



Title	ロランシステムにおける測位精度改善に関する研究
Author(s)	河口, 信義
Citation	大阪大学, 1998, 博士論文
Version Type	VoR
URL	<a href="https://doi.org/10.11501/3144011">https://doi.org/10.11501/3144011</a>
rights	
Note	

*The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA*

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

The University of Osaka

ロランシステムにおける  
測位精度改善に関する研究

1997年12月

河 口 信 義

## 謝 辞

本論文は、著者が運輸省海技大学校、運輸省航海訓練所ならびに神戸商船大学商船学部にて在職中および大阪大学大学院工学研究科(通信工学専攻)在学中に、大阪大学大学院工学研究科 森永規彦教授のご指導のもとに行った研究成果をまとめたものである。本研究を遂行するにあたり、森永教授から賜わったご懇篤なるご教示ならびにご鞭撻に対し深甚なる感謝の意を表します。また、同じくご教示、ご助言を賜わった大阪大学大学院工学研究科 小牧省三教授をはじめ、ご審査、ご教示頂いた大阪大学大学院工学研究科 長谷川晃教授、前田肇教授、池田博昌教授、児玉裕治教授、大阪大学産業科学研究所 元田浩教授に厚くお礼申し上げます。

本研究に携わる機会と様々な面に渡りご理解およびたいへん貴重なご示唆を頂いた神戸商船大学 三好雄一教授と元海技大学校長 米澤弓雄先生に心から感謝いたします。また、本研究の遂行に対して、終始有益なご助言とご援助を賜わりました運輸省海大学校 新井康夫教授、大阪産業大学 佐藤正志教授に厚くお礼申し上げます。さらに、本研究に際し様々な点でご支援いただいた神戸商船大学 村井助手、井川技官をはじめ神戸商船大学航海計器学研究室および大阪大学工学部通信工学科森永研究室の諸氏に感謝いたします。

最後に、惜しみ無い援助と理解を頂いた両親と本研究遂行の心の支えである妻 千秋と長男 信亮に感謝を捧げる。

# 内容梗概

本論文は、ロランシステムにおける測位精度改善に関する研究成果をまとめたものであり、以下の6章から構成されている。

第1章は序論であり、本論文に関する研究分野について言及し、本研究の背景と目的を明らかにしている。

第2章では、ロランシステムの測位原理および本システムの測位に影響を与える誤差を明らかにすることにより、本論文の目的であるロランシステムにおける測位精度の改善に関して必要とされる基本原理やその問題点について述べている。

第3章では、ロランシステムで用いられてるLF帯の電磁波の伝搬特性について、はじめにパルス波の伝搬速度を規定する位相速度と群速度を述べ、次にこれらLF帯における電磁波の伝搬を自由空間中から地表波の伝搬について述べ、均一伝搬路および複合伝搬路を伝搬する場合の伝搬路特性を計算する方法を明らかにしている。

第4章では、波形ひずみ測度として半波長差(CHACLE)を提案し、従来から用いられている包絡線位相差(ECD)とともにこれら波形ひずみ測度に対して伝搬時間遅延量が強相関を持つことを簡易伝搬路、一般的な均一伝搬路において数値計算によって示す。次に、複合伝搬路に対し適用した結果から、受信パルス波形の波形ひずみ測度であるECDおよびCHACLEを計測することによって絶対測位誤差を減少させ、測位精度を改善できることを明らかにしている。

第5章では、第4章で述べた波形ひずみ測度に関する実際の計測方法を幾つか述べた後に、これらの方法によって計測を行った場合に考えられる波形ひずみ測度の雑音特性を明らかにする。さらに、これらの計測された波形ひずみ測度から遅延時間を補正するシステムを提案し、そのシステムを構築するための基礎的な実験結果も併せて述べている。

第6章は結論であり、本研究で得られた成果を総括している。

# 目次

第1章	序論	1
第2章	ロランシステム	7
2.1	緒言	7
2.2	測位原理	7
2.2.1	システム概要	7
2.2.2	地表上の距離計算法	9
2.2.3	送信パルス波形	12
2.2.4	受信機構成	13
2.3	測位誤差と精度	18
2.3.1	幾何学的誤差	18
2.3.2	機器による誤差	22
2.3.3	伝搬に伴う誤差	23
2.3.4	絶対精度と再帰性精度	24
2.4	結言	25
第3章	LF帯の伝搬特性	27
3.1	緒言	27
3.2	位相速度と群速度	27
3.2.1	位相速度	27
3.2.2	群速度	29
3.3	LF帯地表波の伝搬	31
3.3.1	自由空間中の伝搬	31
3.3.2	地表波の伝搬	32
3.3.3	二次因子	34
3.4	複合伝搬路の特性	34
3.5	結言	37

第4章	数値計算による受信パルス波形の評価	39
4.1	緒言	39
4.2	受信パルス波形	39
4.2.1	導出方法	39
4.2.2	簡易伝搬路	41
4.2.3	一般的な伝搬路	45
4.3	パルス波形のひずみ測度	51
4.3.1	包絡線位相差 (ECD)	52
4.3.2	半波長差 (CHACLE)	52
4.4	数値計算によるひずみ測度の検討	53
4.4.1	数値積分の評価	53
4.4.2	均一伝搬路におけるひずみと時間遅延量	54
4.4.3	複合伝搬路におけるひずみと時間遅延量	60
4.5	結言	60
第5章	ひずみ測度の計測と伝搬時間遅延補正	63
5.1	緒言	63
5.2	パルス波形ひずみの計測	63
5.2.1	包絡線位相差 (ECD) の計測法	63
5.2.2	半波長差 (CHACLE) の計測法	67
5.3	雑音特性	68
5.4	伝搬時間補正システム	72
5.5	実験結果と考察	73
5.6	結言	87
第6章	結論	89

# 第1章 序論

本論文はロランシステムにおける測位精度改善に関する研究成果をまとめたものである。

”Navigation”とは一般的に日本では”航海”あるいは”航法”と訳され、広義には移動体の運航、管理、制御に関する技術全般および、Navigatorとしての人間、船舶あるいは航空機などのものおよびそれらを取り巻く環境との有機的な関係において人間が自主的かつ主体的に判断することで最適な行動を保とうとする連続的かつ継続的なNavigatorの人間活動のプロセスを意味する [1] が、狭義には測位を意味している。この狭義の”Navigation”である測位の歴史は非常に古く、太古から沿岸海域では陸上の物標（島や山など：地文航法 [2] と呼ぶ）を用いて、大洋においては天体（太陽や星など：天文航法 [3] と呼ぶ。）を用いた測位が行われてきた。近年電磁波の利用が急速に高まるにつれてこの電磁波を利用した測位システム（電波航法システム [4] と呼ぶ。）が多く開発されてきた。

この電波航法システムには、地上系には 1940 年中頃に英国で開発された 100kHz 帯の DECCA、同時代に米国で開発された LORAN、1960 年代に開発された 10kHz 帯の OMEGA などがあり [4] [5] [6] [7] [8]、衛星系としては 1960 年中頃に運用が開始された NNSS (Navy Navigation Satellite System) [10]、1970 年代に開発され近年非常に多用されている NAVSTAR GPS (NAVigation System with Time And Ranging Global Positioning System) などがある [4] [11]。各システムは各々に長所と短所を持っており、Navigation に関して必要とされる高精度、高信頼でかつ世界的な利用領域の全てを満足するシステムはまだ存在していない。現在用いられている地上系の航法システムの比較を表 1.1 に、また衛星系の航法システムの比較を表 1.2 [4] に示す。

これら航法システムを評価するために様々な指標が考えられているが、一般的には信頼性 (reliability)、完結性 (integrity)、精度 (accuracy) および利用可能範囲 (coverage) の 4 つの項目に関して総合的に評価される。上記の地上系のシステムはこれら評価指標のう

表 1.1: 地上系航法システムの比較

	周波数	測位方式	利用可能域 [海里]	精度
LORAN-C	90 ~ 110kHz	パルス到達時間差	1000	500m 以内
DECCA	70 ~ 140kHz	位相差	500	250m
OMEGA	10 ~ 14kHz	位相差	全世界	20000m
Direction Finding	200 ~ 1699kHz	電波の到来方位	100	50m
RADAR	3G,10GHz	距離	50	10m

表 1.2: 衛星系航法システムの比較

	周波数	測位方式	利用可能域 [海里]	精度
GPS	1.2 ~ 1.5GHz	スペクトラム拡散方式 による距離測定	全世界	10 ~ 100m
NNSS	150 ~ 400MHz	衛星移動に伴う ドップラーシフト	全世界	100 ~ 400m

ちで信頼性と完結性に優れ、一方衛星系は精度と利用可能範囲に優れている。しかしながら、この4つの指標の全ての点で満足される航法システムは今だ存在していないのが現状である。そこで、理想的な航法システムの実現に向けて現在利用されているシステムを用いようとする、それぞれの長所を生かし、短所を補うような地上系と衛星系のシステムのハイブリッド化が考えられ、衛星系では現在最も多く用いられているGPSシステムを地上系では上記の4指標から総合的に判断した結果LORAN-Cシステムを用いることが考えられる。しかしながら、両システムの測位精度が大きく異なっていることから、これら2つのシステムを直ちにハイブリッド化することは困難である。そこで、これらのシステムのハイブリッド化に向けてLORAN-Cの測位精度を改善する様々な方法が考えられているが、それらの手法は何れもテーブルあるいはマップを用いてLORAN-Cの測位精度を改善させるものであり、種々の変化に適応しておらず十分であるとは言えない。そこで本論文では将来的にはこのハイブリッド航法システムを理想的な航法システムと位置付け、このシステム実現のためにLORAN-Cの測位精度を改善する方法を提案しその手法に対する様々な検討を行った結果を述べる。

LORAN[8]とはLOng RAnge Navigationの略で、船舶や航空機用の長距離用の電波航法システムである。開発当初の1940年代はLORAN-Aと呼ばれ送信周波数2MHzを用いたシステムであったが、1950年後半送信周波数を100kHzで位相整合を行うことで高精度化と利用可能域の拡大を目的としてLORAN-Cの開発がなされ[9]、今日用いられているシステム（以下ではLORAN-Cシステムをロランシステムと呼ぶ。）となった[12]。この測位原理は陸上にある複数の固定局が100kHzの搬送波をもつパルスを時間的な同期を保ちながら送信し、その送信されたパルスの到達時間差を利用者の受信機で測定することを基本としている。このシステムの測位利用可能域は、既に日本近海、北米、ヨーロッパ西岸等、北半球の海岸線付近の大半をカバーするように設置されており、今もヨーロッパおよびアジア地域で拡大されつつある[18]。また、その測位精度は再帰性精度で50～100m、絶対精度で500～1000mと言われている[13]。再帰性精度は送信局におけるパルス送信タイミングの制御による誤差、受信信号のSNR、送受信局の幾何学的配置によるGDOP(Geometric Dilution Of Precision)等に、また絶対精度は測位計算に用いられる送受信局間のパルス伝搬速度の推定誤差に起因するものである[14]。

ロランシステムは従来海上で単独に使用される測位システムであったが、現在その利用

は航空機，自動車などの測位用として，またGPSの故障モニターとして用いられている．そこで，ロランシステムによる測位精度をより高精度に改善することができれば，測位結果が非常に安定していると言うこのシステムの最大の利点を生かして測位システムのさらに頑強なシステム構成が可能となる．

その改善法の一つとして絶対精度を再帰性精度に近づけることが考えられる．現在このために二つの方法が考えられている．一つは米国近接域で用いられている方法で導電率マップに基づく伝搬路モデルから補正値を数値計算で求め，その結果を補正表あるいは補正図にまとめた後，これらの図あるいは表の数値から伝搬時間補正 (ASF: Additionally Secondary phase Factor) を行う方法 [15] であり，他の一つは日本近海において考えられている方法で，各送信局から受信局までの陸上伝搬距離長に比例するような補正値を求め，米国と同様に補正図を作成し，それを用いて補正する方法 [16] である．しかしながら，この日本近海域の補正図はまだ研究段階で一般利用者には利用されていない．また，上述の両補正法では受信機内に補正値を保持するか，利用者が補正のための表あるいは図を必要とする．更に固定の補正値であるために，季節的な変化などのように伝搬路状態の変化に適応する補正は不可能である．

ロランシステムの送信パルス波は 90 ~ 110kHz の帯域内に 99 % 以上の電力が集中しているが，20kHz の帯域幅を有しているために，その伝搬速度は単一周波数で記述される位相速度とは異なる．すなわち，その伝搬速度は信号帯域内の伝搬路特性に依存し，伝搬路の周波数特性である振幅の非平坦性あるいはその位相の非直線性により，伝搬するパルス波の伝搬速度が異なる．ロランシステムでは測位計算を行う上で，海上伝搬をもとにした一定な課程伝搬速度 (100kHz における位相速度) を用いている [17] ことから，このさまざまな伝搬路による伝搬速度の変化は測位誤差の原因となる伝搬時間の遅延 (伝搬時間遅延) を引き起こし，それと同時に受信パルス波形自体に異なる波形ひずみを与える．

本論文では，この伝搬時間の遅延を補正するために伝搬に伴うパルス波形ひずみ測度として ECD (Envelope to Cycle Difference) と CHACLE (CHAnge of half Cycle LEngth) を用い，絶対誤差要因であるパルス伝搬速度の推定誤差 (伝搬時間遅延量) をこの測度により補正する方法を与え，実験的にその補正が可能であることを示す．更に，伝搬時間遅延量を推定するために新しいパルス波形ひずみ測度として CHACLE を提案し，これを用いて伝搬時間遅延量を推定する方法を与え，本方法による絶対誤差補正の公かについて考

察すると共に、米国で用いられているパルス伝搬時間遅延量推定のための混合伝搬路モデルに類似した伝搬路に本手法を適用し、その有効性を検証する。

以下2章では、ロランシステムの測位原理および本システムが有する測位誤差について考察することにより、そのシステムにおける測位上の問題点を明確にしている。測位原理ではまず始めにシステムの概要を述べ、次に測位のために最も重要と考えられる地表上の距離計算法を示す。さらに送信局で送信するパルス波形を詳細に述べ、現在用いられている最も一般的な受信機の構成およびパルス到達時間基準点の決定法を示している。測位誤差は幾何学的誤差、機器による誤差、伝搬に伴う誤差の3種類に分類し、各誤差について定性的および定量的に評価する。最後に、本システムの精度として考えられる絶対精度と再帰性精度に影響を与える誤差について考察し、絶対精度を再帰性精度に近づけるための補正法について検討している。

第3章では、ロランシステムで用いられる LF 帯パルス波の伝搬特性について論じている。始めに、パルス波の伝搬速度に関連して伝搬媒質の分散性によって生ずる位相速度と群速度の違いを示す。次に、LF 帯の電磁波の伝搬特性について自由空間中の伝搬から均一な伝搬路における地表波の伝搬を述べ、この地表波伝搬において種々の伝搬路を伝搬する場合に伝搬路の分散性から波形のひずみと伝搬時間遅延が生ずることが考えられる。この伝搬路の分散性を二次因子と称し、一般的な伝搬路における二次因子の特性を明らかにしている。最後に、均一伝搬路を数種類の複合伝搬路に拡張する手法を述べると同時にこの複合伝搬路の特性を示している。

第4章では、3章で与えられた種々の伝搬路の任意の点において受信されるパルス波形を与える計算法を述べ、得られたパルス波形を伝搬時間遅延量およびパルス波形歪みによって評価している。ここでは、まず様々な伝搬路に対して受信パルス波形を得るために必要な数値計算法を与え受信パルス波形を導いている。次に、この解法の妥当性を検証するために解析が容易な簡易伝搬路特性を仮定し、本論文で与えている数値計算法と近似解析解から得られる両パルス波形の伝搬時間遅延量を比較検討することで本提案手法の妥当性が検証されている。さらに、3章で与えられた一般的な均一伝搬路に本手法を適応し、均一伝搬路の特性を明らかにしている。次に、パルス波形ひずみ測度として従来から用いられている包絡線-位相差 (ECD) および本論文で提案する半波長差 (CHACLE) の定義を行っている。また、上述の方法と同様に仮定した簡易伝搬路特性において数値計算と近似

解析解結果を比較することにより、ひずみ測度の観点から本提案手法を評価し妥当性を検証している。さらに、波形ひずみ測度をこれを一般的な均一伝搬路および複合伝搬路に適用し次の3点を明らかにしている。一点は、一般的な均一伝搬路を伝搬するパルス波形のひずみ測度と伝搬時間遅延量が非常に強い相関性を有し、一次および二次回帰式により補正が可能である。もう一点は波形ひずみ測度では従来から用いられているECDよりも本論文で提案するCHACLEの方が伝搬時間遅延量との相関がより強く補正効果の面で非常に優れていることである。最後の点は、複合伝搬路に本手法を適用した結果から、波形ひずみ測度による伝搬時間遅延量の補正は相当な効果が期待でき、本手法によりロランシステムにおける絶対誤差を改善するための有効な手法であることを示している。

第5章では、2つの波形ひずみであるECDおよびCHACLEの具体的な計測方法を述べ、これらの計測法により波形ひずみを計測した場合に考えられる雑音特性を明かにしている。さらに、ロランシステムにおける絶対測位精度を改善するために必要な補正システムを提案し、併せて今まで行ってきたロランシステムにおける絶対測位精度を改善に関する実験の概要およびその結果をまとめて述べる。

第6章は結論であり、本研究で得られた成果を総括している。

## 第2章 ロランシステム

### 2.1 緒言

ロランシステム [4] [8] [12] は船舶および航空機用の長距離航法システムの一つである。この測位システムの特徴は送信局が地上ベースに設置されていることから常時安定した測位が期待でき、自国でその管理運営がなされていることにある。もちろん測位精度の点ではGPSに劣るがLF帯を用いていることから信号自体は非常に安定しており、その位置の再帰性精度は他の電波航法システムに比べて非常に優れていると言える。

本章では、このロランシステムの測位原理を述べ、次に本システムが抱えている測位誤差について考察することにより本論文の目的であるロランシステムにおける測位精度の改善に関して必要とされる基本的な知識を数多く示し、その問題点を明確にする。

### 2.2 測位原理

#### 2.2.1 システム概要

本システムは同期された2局からのパルス波の到達時間差を計測し、その計測した時間差から仮定伝搬速度を用いて距離差を求めることを基本原理としている。したがって、2局からのパルス波によって求まる位置の線 (LOP:Line of Position) はその2局を焦点とする地表上に展開される双曲線となる。2局間の送信タイミングの同期法は一方の局を主局 (master transmitter station), 他方を二次局 (secondary transmitter station) と称す。まず始めに主局がパルスを送信する。二次局はこの主局からのパルスを受信した後に、ある一定の時間だけの遅れ時間 (CD: coding delay) の後パルスを送信する。(この主局がパルスを送信した後に二次局がパルスを送信するまでの時間を emission delay (ED) と呼ぶ。) そこで利用者は主局と二次局のパルスを受信した後に、その時間差から計測し ED を計測

した時間差から差し引くことで時間的な同期を保っている。図 2.1 に主局と二次局の位置関係と位置の線および時間同期に必要な概要を示す。主局を MS, 二次局を SS としこの間距離を  $d_{MS}$  とする。いま受信局の位置を RS とし, 受信局と主局, 二次局間の距離をそれぞれ  $d_{MR}$ ,  $d_{SR}$  とし, パルス波の伝搬速度を  $v$  とする。主局から送信されたパルス波は  $\frac{d_{MS}}{v}$  の時間の後に二次局が受信する。その後,  $CD$  だけ遅れて二次局がパルスを送信する。そこで, 図 2.1 中の受信局によって受信される主局と二次局間の到達パルスの時間差  $TD$  (Time Difference) は次の式で与えられる。

$$TD = ED + \frac{d_{MR} - d_{SR}}{v} \quad (2.1)$$

$$ED = \frac{d_{MS}}{v} + CD \quad (2.2)$$

よって  $TD$  から  $ED$  を引くことで時間差が測定され, パルス伝搬速度  $v$  によって距離差に換算できる。地表上の 2 次元測位のためには最低 2 つの地表上の位置の線を必要とする。

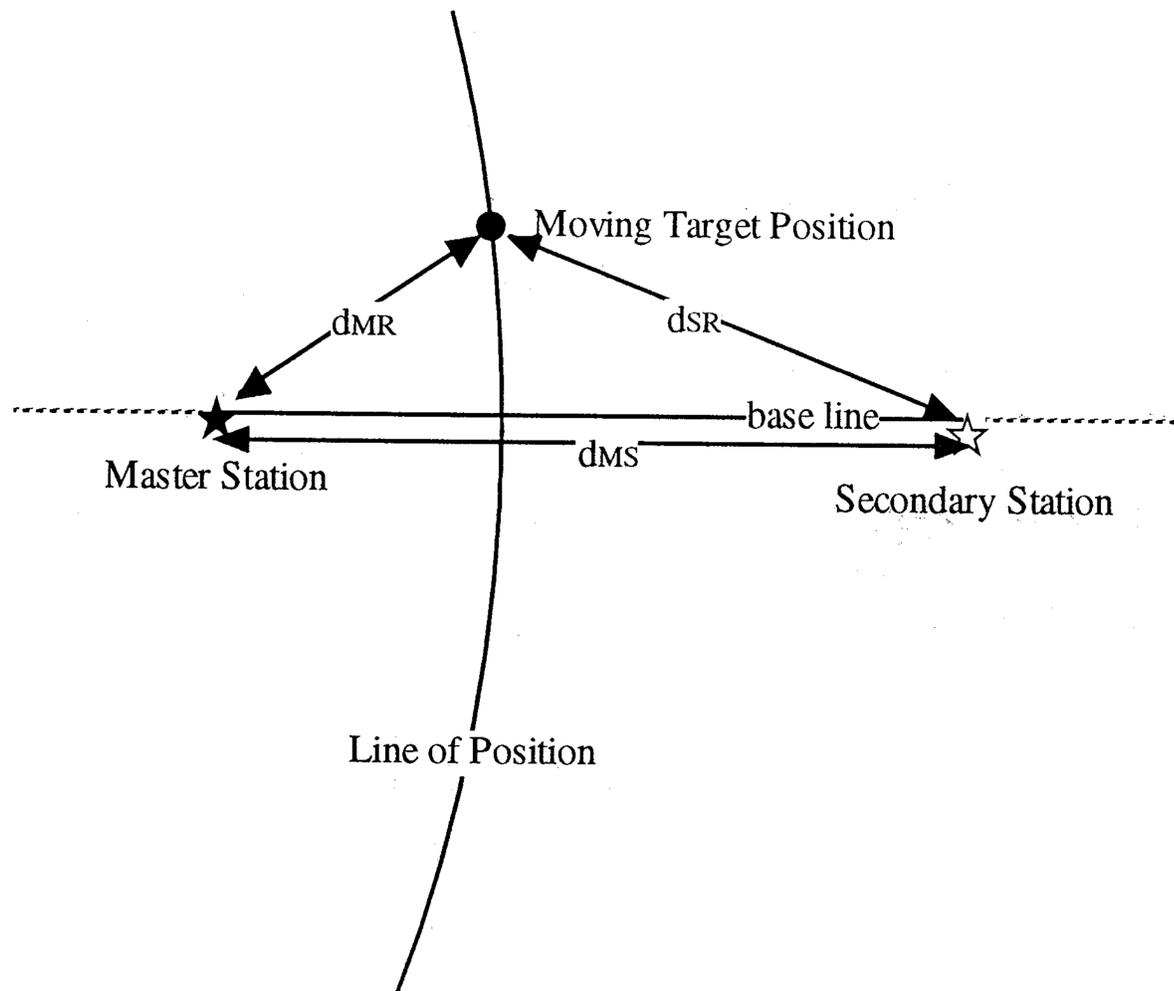


図 2.1: 一組の主局と二次局による位置の線

そこで, 一般的にはロランシステムは一つの主局に対して複数 (2 ~ 4) の二次局が配置さ

表 2.1: Northwest Pacific Chain(8930) の概要

送信局名	位置 (WGS-84)	ED[ $\mu$ sec]	送信電力 [kW]
新島 (主局:Nijima)	34° 24'11.943"N 139° 16'19.473"E	-	1000
慶佐次 (沖縄) (二次局 W:Gesashi)	26° 36'25.038"N 128° 08'56.920"E	15580.860	1000
南鳥島 (二次局 X:Minamitorishima)	24° 17'09.007"N 153° 58'53.779"E	36051.530	1100
十勝太 (北海道) (二次局 Y:tokatibuto)	42° 44'37.214"N 143° 43'09.757"E	53349.530	1000

れており、この主局と二次局の組はチェーンと呼ばれている。そこで、隣接するチェーンを識別するために各チェーンには個別のパルス繰り返し周期が割り当てられおり、受信機内で自動チェーン識別が行われている。図 2.2 に日本近海にある Northwest Pacific Chain の送信局配置 [18] を、また本チェーン内の送信局の概要を表 2.1 に示す。

さらに、主局と二次局の区別は送信パルスの個数で識別し、主局は 9 本、二次局は 8 本としており、複数二次局の識別は各二次局に異なり重なることのない ED を割り当てることで可能としている。この主局と二次局の送信パルスを図 2.3 に示す。

## 2.2.2 地表上の距離計算法

地表上の 2 点間の距離は地球の形状をどのように考えるかで異なる。一般的には、始めに地球を真球と見なし 2 点間の大圏（球面上の 2 点間の最短距離）を求め、次に地球を極に対して赤道が膨らんだ回転楕円体と見ることでこの大圏に対する補正を施すことで得られる。2 点を A, B とし、これらの地表上のそれぞれの緯度を  $\varphi_A, \varphi_B$ 、経度を  $\lambda_A, \lambda_B$  とすると、地表上の 2 点 A ~ B 間の距離  $d_{AB}$  は次式で与えられる [3]。

$$d_{AB} = R_E \rho_{AB} + \delta_s \quad (2.3)$$

$$\rho_{AB} = \cos^{-1} \{ \sin \varphi_A \sin \varphi_B + \cos \varphi_A \cos \varphi_B \cos(\lambda_A - \lambda_B) \} \quad (2.4)$$

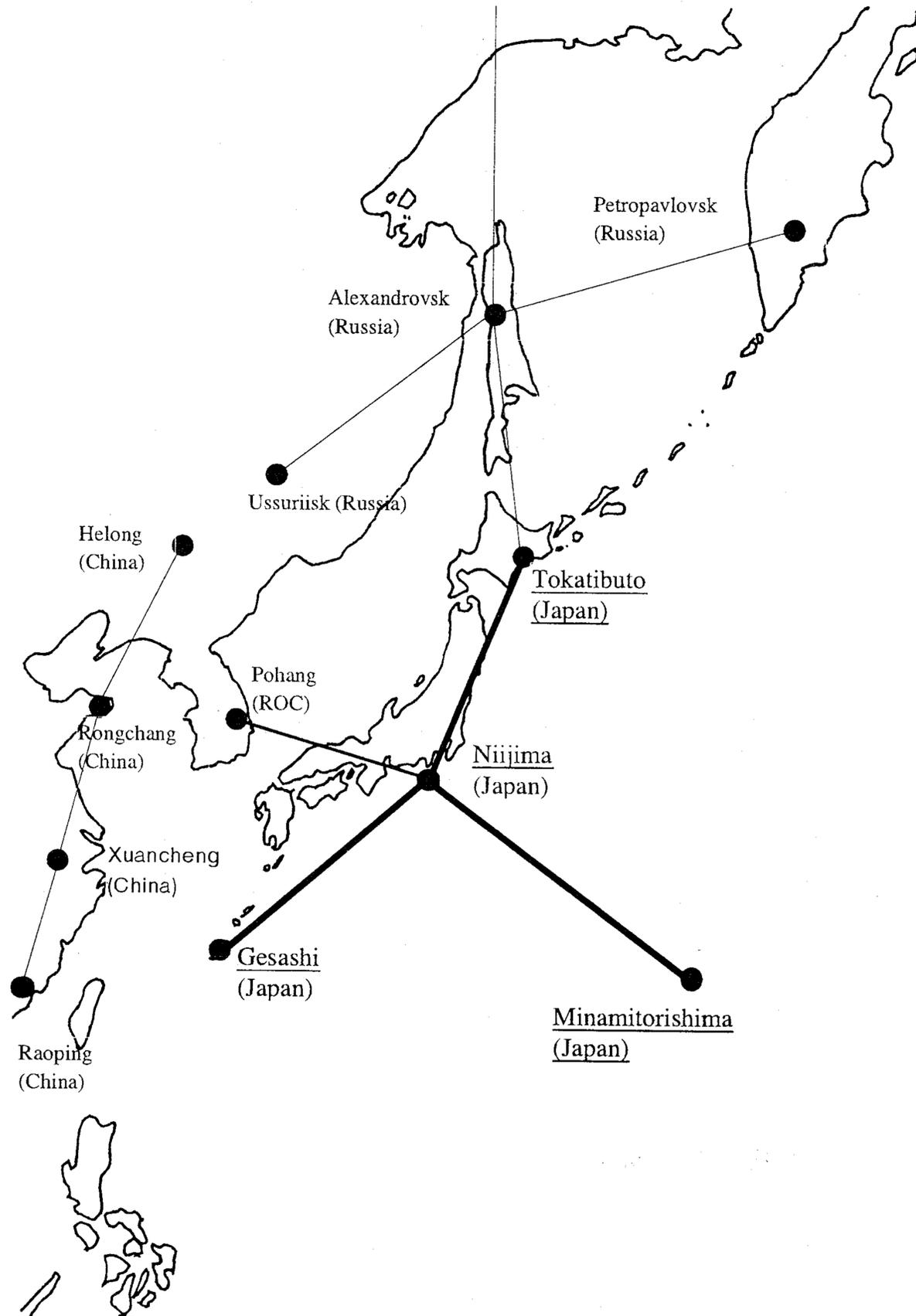


図 2.2: 日本近海の送信局配置

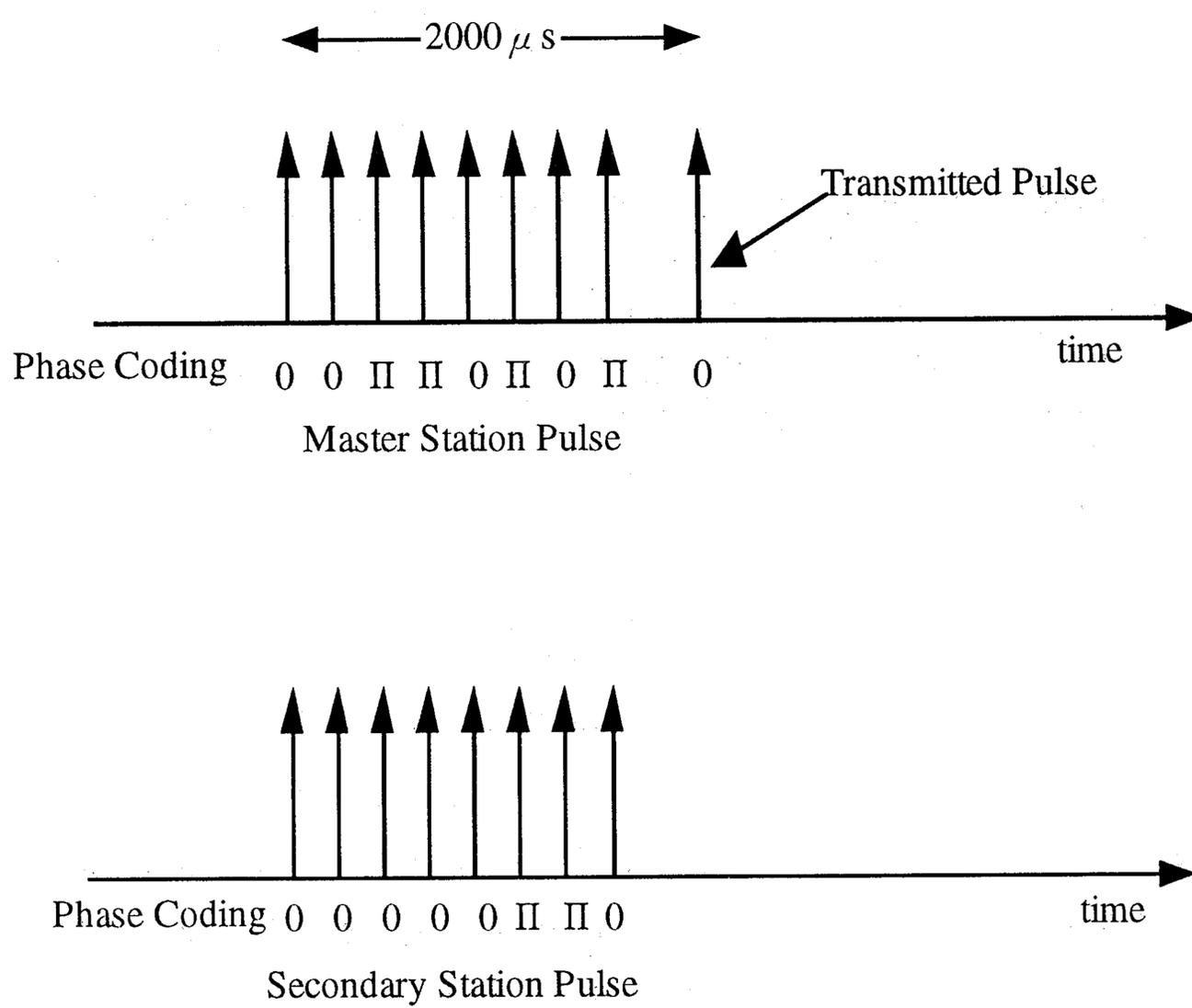


図 2.3: 主局および二次局の送信パルス

表 2.2 測地系

測地系	年代	赤道半径 ( $R_e$ )[km]	離心率 ( $e$ )
Bessel	1841	6377.397	$\frac{1}{299.15}$
Clarke	1880	6378.294	$\frac{1}{294.98}$
Mercury	1960	6378.166	$\frac{1}{298.3}$
WGS-72	1972	6378.135	$\frac{1}{298.26}$
WGS-84	1984	6378.137	$\frac{1}{298.257223563}$

但し,  $R_E$  は地球の赤道半径を示す. 次に回転楕円体による補正項  $\delta_s$  は [12]

$$\delta_s = p(\sin\varphi_A + \sin\varphi_B)^2 - q(\sin\varphi_A - \sin\varphi_B)^2 \quad (2.5)$$

$$p = \frac{R_E}{8}(1 - \sqrt{1 - e^2}) \left[ \frac{3\sin\rho_{AB} - \rho_{AB}}{\cos^2\frac{1}{2}\rho_{AB}} \right] \quad (2.6)$$

$$q = \frac{R_E}{2}(1 - \sqrt{1 - e^2}) \left[ \frac{3\sin\rho_{AB} + \rho_{AB}}{\cos^2\frac{1}{2}\rho_{AB}} \right] \quad (2.7)$$

で与えられ,  $e$  は地球の離心率を示す.

現在では地球の形状を記述するために人工衛星を用いて得られた測地系が用いられており, ロランあるいは GPS で用いられている測地系は WGS-84(World Geodetic System) である. 表 2.2 [19] に過去の主な測地系とその基準値を示す. 日本の測地系 (Tokyo Datum) は東京の基準点を基準とした Bessel 測地系を用いていることから日本の海図あるいは地図に対して WGS-82 で得られた緯度, 経度は測地系の変換が必要となる. この変換は日本近海では緯度, 経度ともに 7~15 秒程度である. WGS-84 測地系による 2 点間の距離誤差は各地のジオイド高が影響するが, 日本近海で考えると数 m 以内に収まっており, ロランシステムの測位精度にほんの少しではあるが影響を与える.

### 2.2.3 送信パルス波形

ロランシステムの送信パルス波形は送信局におけるアンテナ電流  $Re[i(t)]$  として次式のように与えられている [20].

$$i(t) = 0 \quad \text{for } t < 0$$

$$i(t) = A(t-\tau)^2 \exp\left[\frac{-2.0(t-\tau)}{65.0}\right] \sin(0.2\pi t) \quad \text{for } t \geq 0 \quad (2.8)$$

但し、 $A$ は送信出力にかかわる定数、 $B$ は定数( $=\frac{2}{65}$ )、 $t$ は時間 $[\mu\text{s}]$ 、 $\omega_0$ は搬送波角周波数( $0.2\pi$  [rad./ $\mu\text{s}$ ]=100[kHz])とする。この送信パルスの時間基準点 (SZP:Standard Zero crossing Point) は空間波の影響を受けないようにパルス立ち上がりから3サイクル目 ( $30\mu\text{s}$  後方) の零位相点であり、その基準点における包絡線 (ESP:Envelope Standard Point) は特異点となるように基準パルスが定められている。そこで、受信電界  $Re[p(t)]$  は次式となる。

$$\begin{aligned} p(t) &= 0 && \text{for } t < \tau \\ p(t) &= A'(t-\tau)^2 \exp\left[\frac{-2.0(t-\tau)}{65.0}\right] \cos(0.2\pi t) \\ &\quad + \text{higher order terms} && \text{for } \tau \geq t \geq 65.0 + \tau \end{aligned} \quad (2.9)$$

送信パルス波形を図2.4, LORAN受信機で用いられるパルス到達時間の基準点 (SZP, ESP) を図2.5に示す。また、式2.9から得られる受信パルス波形の周波数スペクトルは次式で与えられ、

$$P(i\omega) = \frac{\omega A}{\pi\{-B + j(\omega_0 - \omega)\}^3} \quad (2.10)$$

その電力・位相スペクトルを図2.6に示す。

## 2.2.4 受信機構成

LORAN-A 開発当初から1970年中期までの受信機はブラウン管の画面上に受信パルスを直接表示し、人が手動で主局と二次局のパルス間の時間差を計測する方式であった。計測された時間差はLORAN海図あるいはLORANテーブルと一般海図が位置決めに使われ、計測および位置決め非常に時間を要した。しかしながら、1970年中期米国で自動的に時間差を計測する半自動LORAN受信機が開発され、その後マイクロコンピュータの導入で利用者はチェーンと二次局の選択を行えば後は自動的に利用者位置の緯度、経度を表示する全自動の受信機が市販された。さらに、1600GT以上の米国内への入港船舶に対してLORAN-C受信機の強制装備が決まり、このLORAN-C受信機に関する最低な

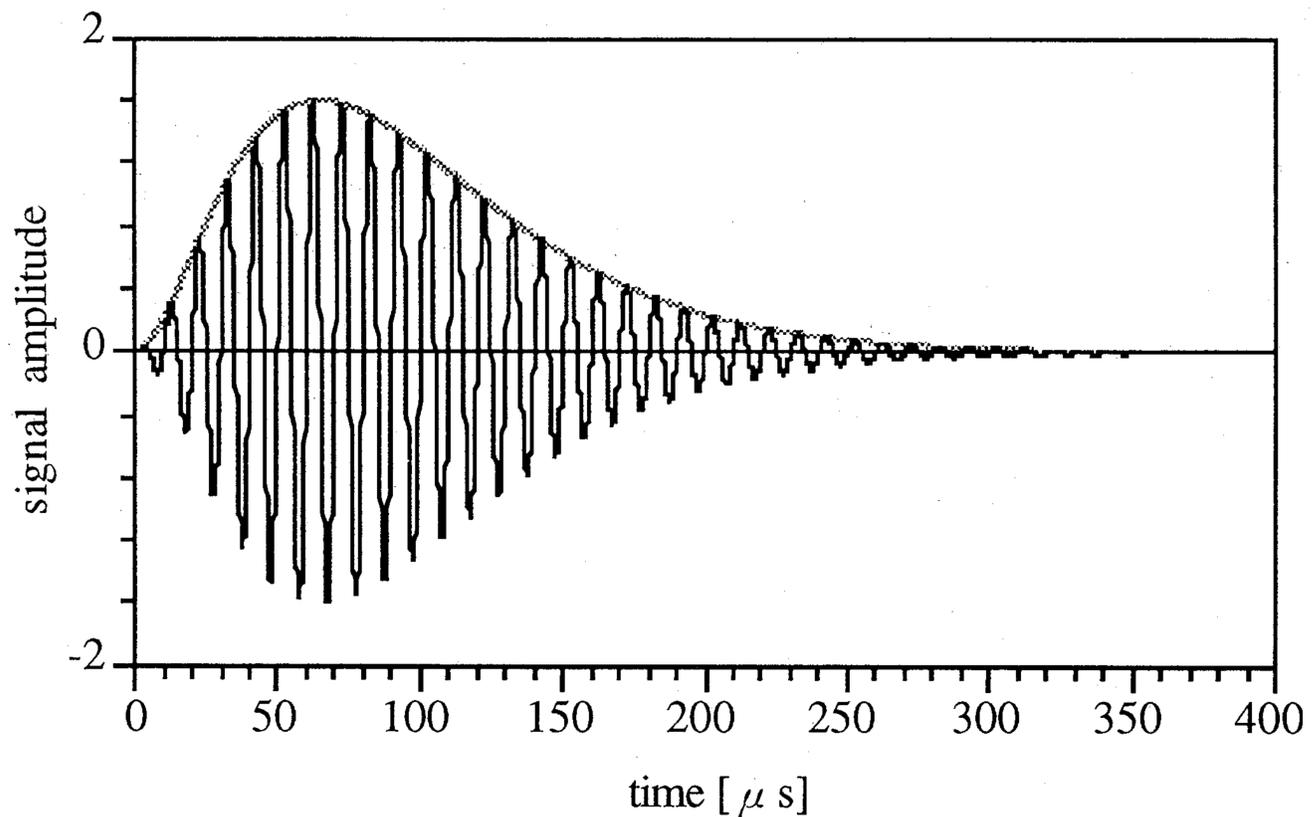


図 2.4: 送信パルス波形

性能の基準 (Minimum Performance Standard Marine LORAN-C Receiving Equipment) [21] を示した。

現在用いられている一般的なデジタル受信機の構成を図 2.7 に示す [22]。基本的には受信機は (1) アンテナ部, (2) アナログ処理部, デジタル処理部, 制御・表示部の 4 つの部分で構成される。受信信号はアンテナ部から取り込まれた後, 100kHz 帯の他の干渉信号である DECCA その他の狭帯域信号をノッチフィルターで除去した信号を 90 ~ 110kHz の帯域信号の増幅を行う。その後, 相関受信によって希望パルスを検出し, このパルス波形から追尾点である SZP を見つけだす。その SZP 検出法は様々方法が考えられているが, 最も一般的な方法を示す。まず波形の包絡線得た後, この包絡線を時間微分した波形と合成する。このことにより包絡線に対する基準点 (ESP) を検出し, その後に ESP の近傍の零位相点である SZP を検出する。この SZP 検出の手法を図 2.8 に示す。

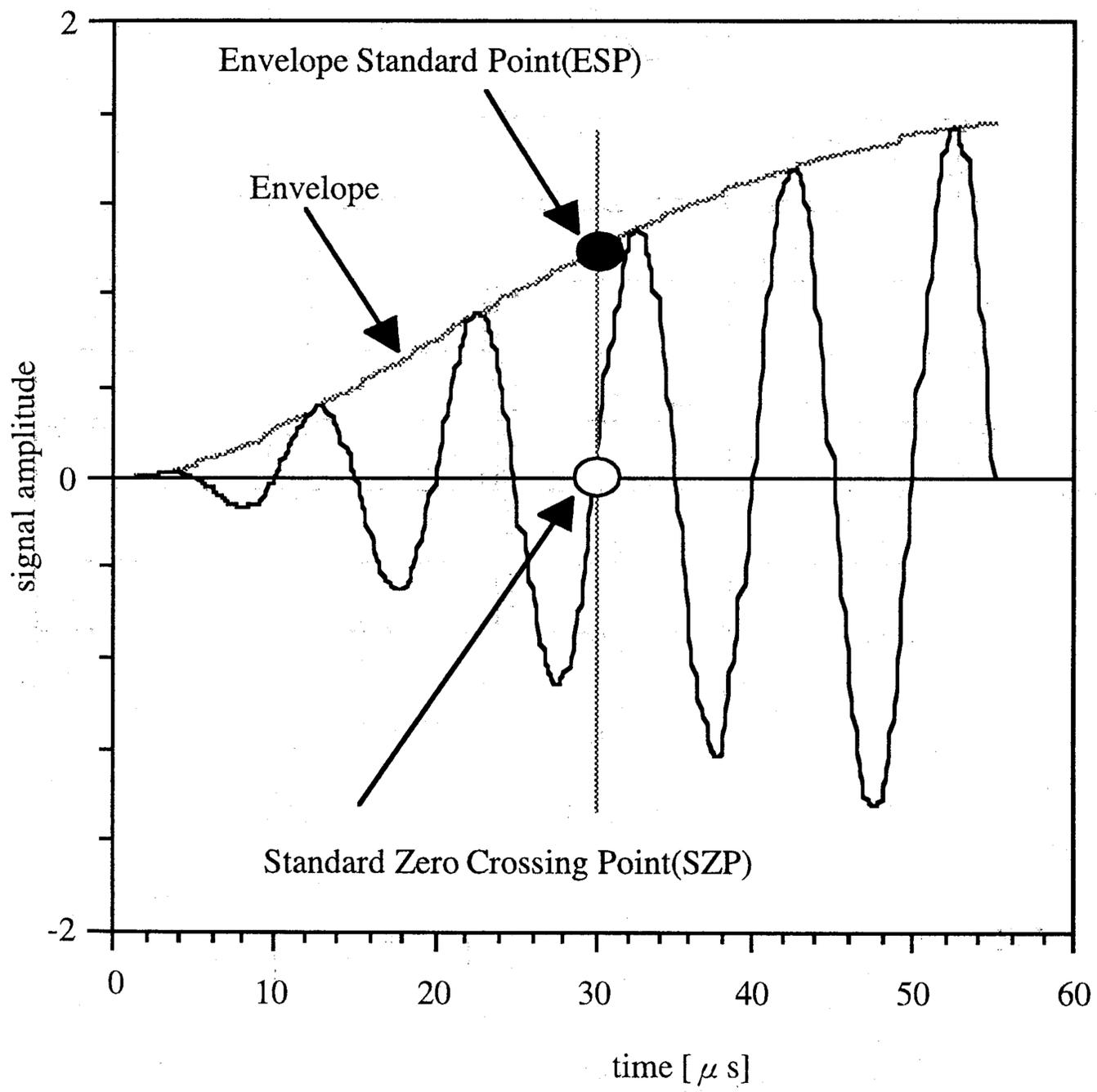


図 2.5: パルス基準点

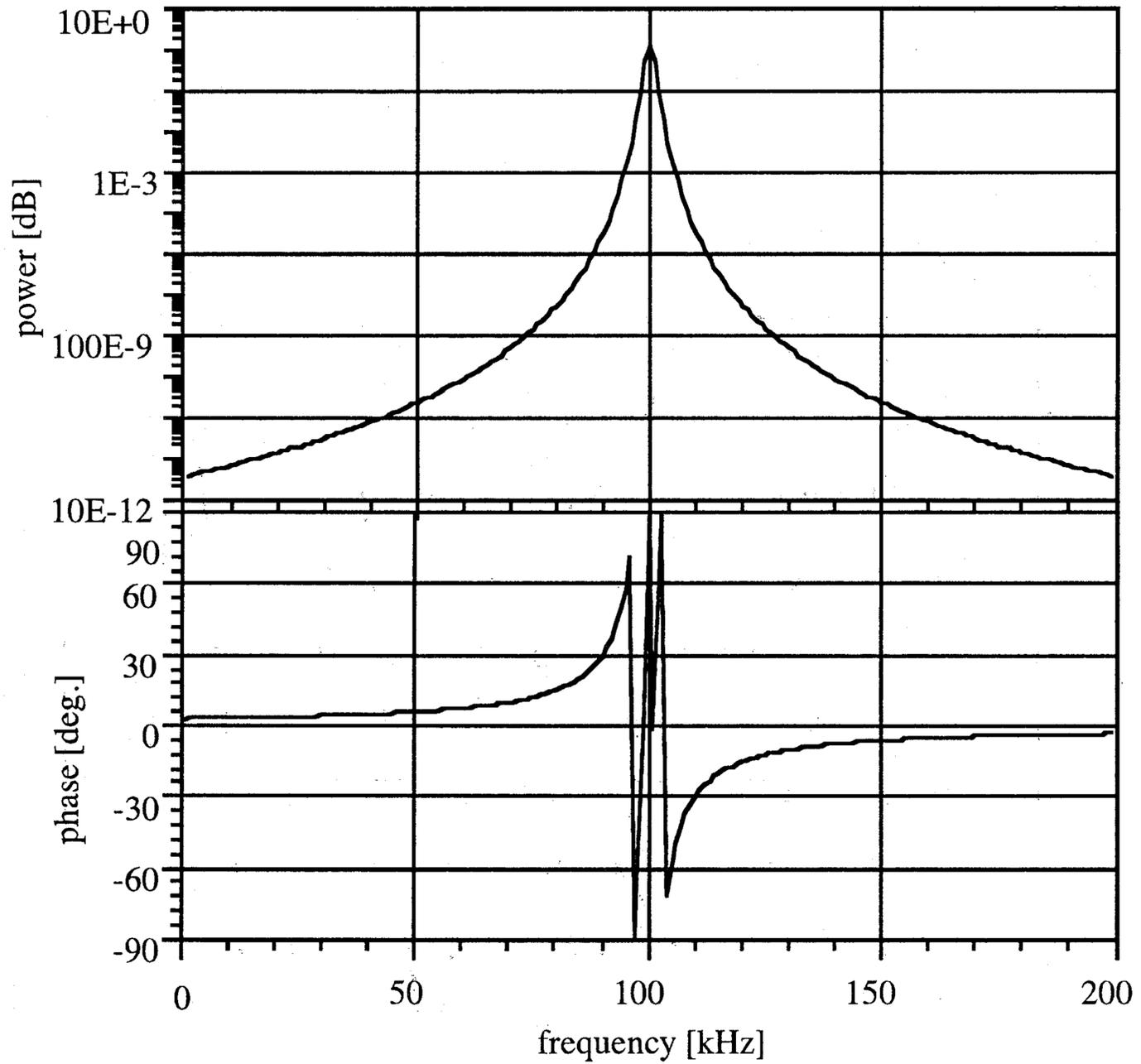


図 2.6: 送信パルス波形の電力・位相スペクトル

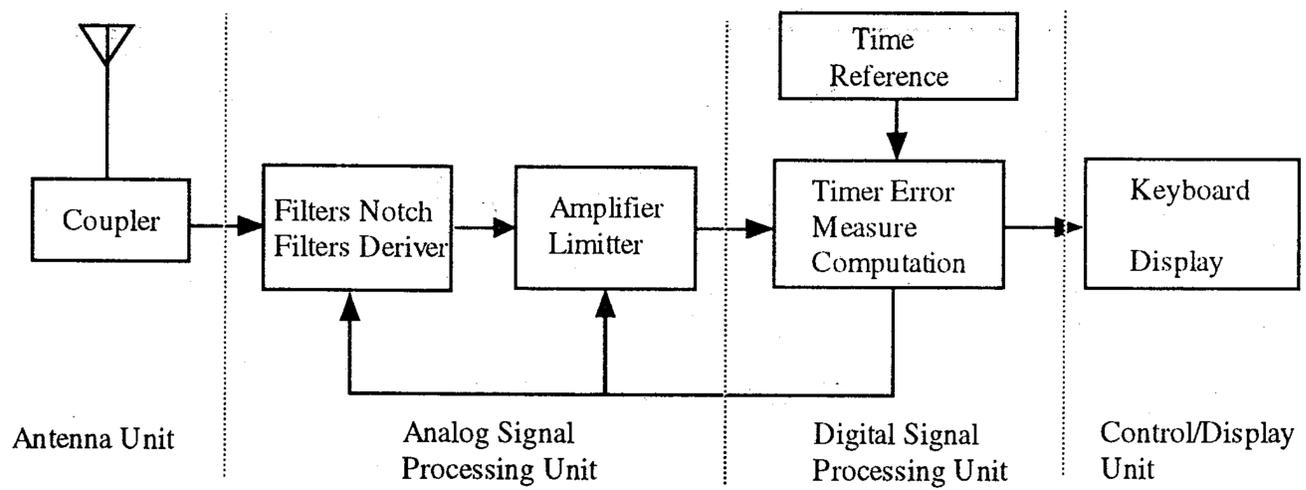


図 2.7: 一般的な LORAN-C 受信機構成

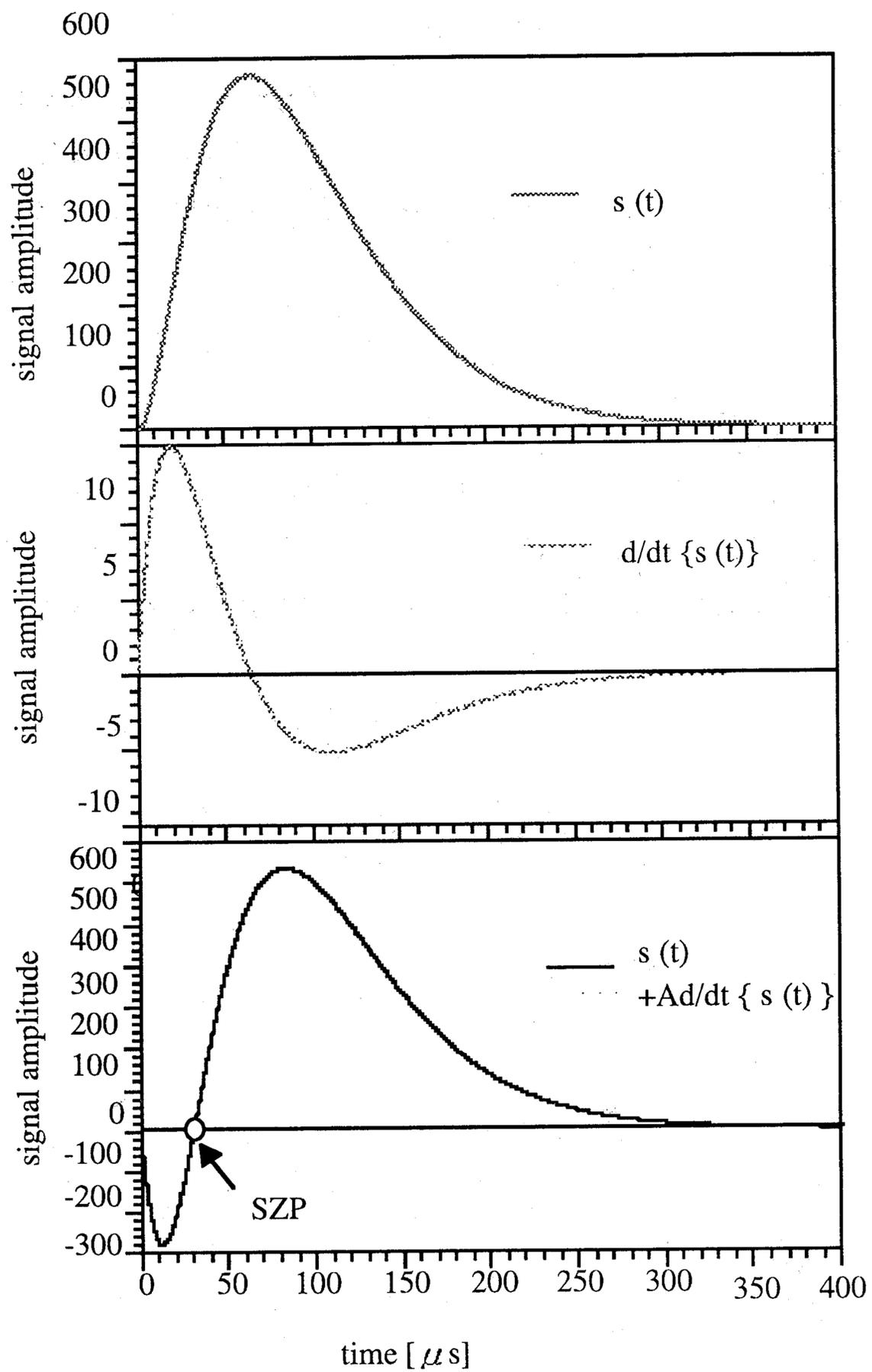


図 2.8: SZP の検出法

## 2.3 測位誤差と精度

ロランシステムの測位誤差は、地表上に配置されたチェーンを構成する局の配置によって決定される幾何学的誤差、送信機や受信機の性能および信号のSNRなどによる機器による誤差、伝搬に伴う誤差の三つに大別される。そこで、ここではロランシステムの測位精度に影響を与えるこれらの誤差 [19] について述べる。

### 2.3.1 幾何学的誤差

ロランシステムは位置の線が地表上の双曲線で表されることから、双曲線航法システムに分類される。ここでは、双曲線航法システム一般に用いられる幾何学的精度について述べるために、まず始めに二本の位置の線の交点における誤差について考える。図 2.9 で

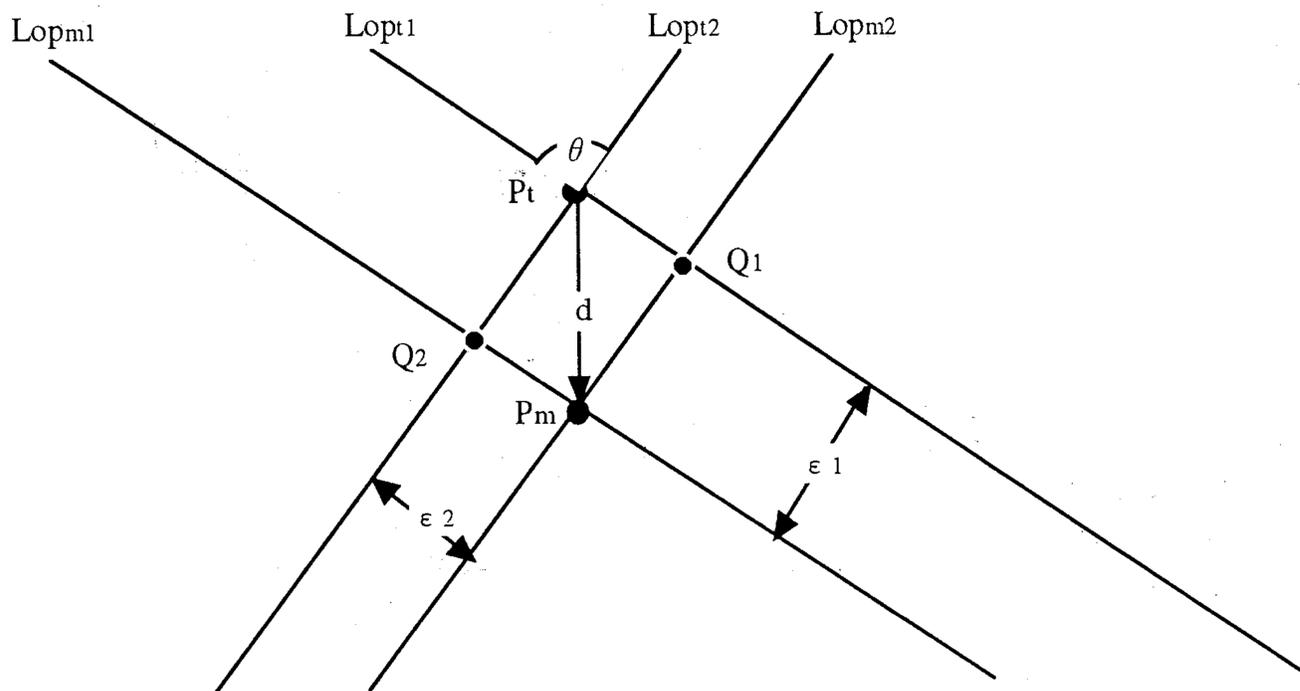


図 2.9: 二本の位置の線による誤差

は、二本の真の位置の線を  $LOP_{t1}$ ,  $LOP_{t2}$ , その交点を真の位置を  $P_T$  とする。また、計測には誤差が含まれるものとし、計測されたそれぞれの位置の線を  $LOP_{m1}$ ,  $LOP_{m2}$ , その交点を計測誤差を含んだ計測位置を  $P_m$  とする。それぞれの計測した位置の線に含まれる距離誤差を  $\epsilon_1$ ,  $\epsilon_2$  とし、 $LOP_{t1}$  と  $LOP_{m2}$  の交点を  $Q_1$ ,  $LOP_{t2}$  と  $LOP_{m1}$  の交点を  $Q_2$  とする。そこで、 $P_t$ ,  $P_m$ ,  $Q_1$ ,  $Q_2$  は平行四辺形となり真の位置と計測位置間の距離誤差

はその平行四辺形の対角線として次式で与えられる.

$$d = \frac{\sqrt{\epsilon_1^2 + \epsilon_2^2 + 2\epsilon_1\epsilon_2\cos\theta}}{\sin\theta} \quad (2.11)$$

但し,  $\theta$ は位置の線の交角とする. また, 各誤差  $\epsilon_1, \epsilon_2$  は平均値0, 標準偏差を  $\sigma_1^2, \sigma_2^2$  で正規分布するものと仮定し, 各誤差間の相互相関係数を  $\rho$  とすると, 距離誤差  $d$  の標準偏差  $\sigma_d$  は

$$\sigma_d = \frac{\sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + 2\rho\sigma_1\sigma_2\cos\theta}}{\sin\theta} \quad (2.12)$$

となる.

次に, 一本の位置の線として双曲線に含まれる誤差の概要を図 2.10 に示す. ある任意の位置Pの近傍において2つの局 MS, SS を焦点とする双曲線に誤差がある場合, その真の双曲線と誤差を含む観測された双曲線間の距離を  $\epsilon$ , MS, SS からのパルス時間差における測定誤差を  $\delta_t$ , およびPにおける各局の挟角を  $\theta$  とすると図 2.10 より次式が得られる.

$$\sigma = \frac{\delta_t v}{2\sin\frac{\theta}{2}} \quad (2.13)$$

但し,  $v$  はパルス伝搬速度とする. そこで, 上式を2本の双曲線に拡張し, 2.12式に代入すると次式となる.

$$\sigma_d = \frac{v}{2\sin\theta} \sqrt{\frac{\sigma_{t1}^2}{\sin^2(\theta_1/2)} + \frac{\sigma_{t2}^2}{\sin^2(\theta_2/2)} + \frac{2\rho\sigma_{t1}\sigma_{t2}\cos\theta}{\sin(\theta_1/2)\sin(\theta_2/2)}} \quad (2.14)$$

ここで, さらに幾何学的な精度を考察するために次の2つの仮定を置く.

1. 2つの双曲線に含まれる誤差の統計量は平均値が0で, 同じ標準偏差  $\sigma$  を持つ.
2. 2つの双曲線に含まれる誤差は統計的に独立とみなし,  $\rho=0$  とする.

これらの仮定に従って上式は次のように簡単になる.

$$\begin{aligned} \sigma_d &= \frac{v}{2} K_g \sigma \\ K_g &= \frac{\sqrt{\sin^2(\theta_1/2) + \sin^2(\theta_2/2)}}{\sin\theta \sin(\theta_1/2) \sin(\theta_2/2)} \\ \theta &= \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \end{aligned} \quad (2.15)$$

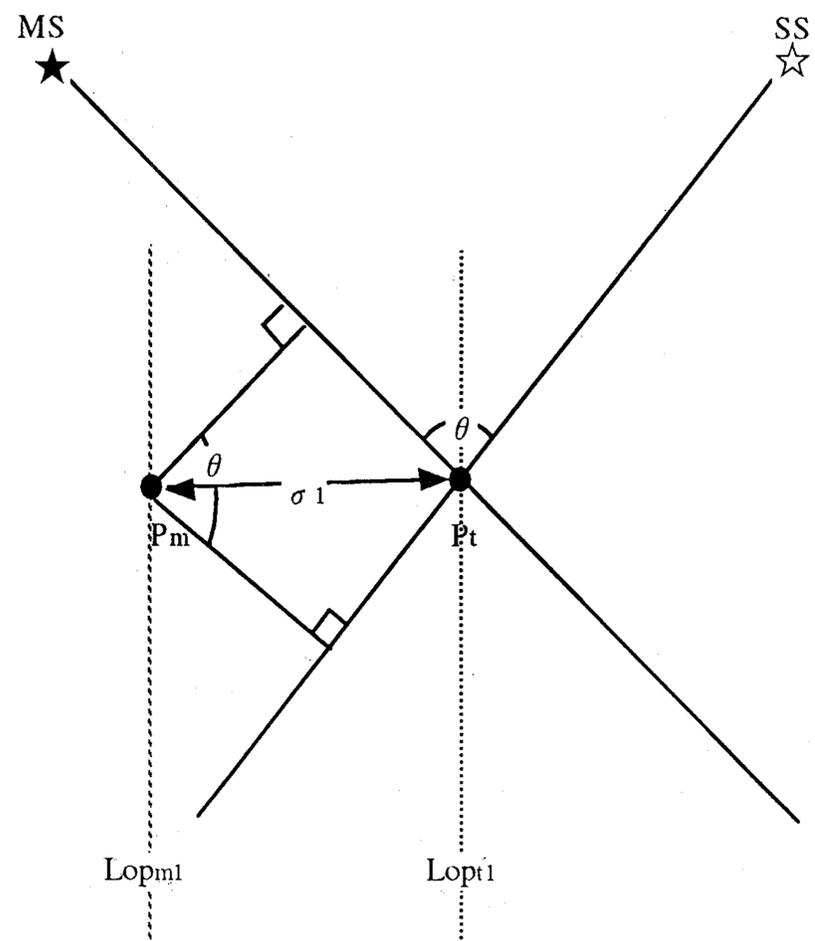


図 2.10: 1本の双曲線の誤差

この  $K_g$  は、現在 GPS の衛星配置による位置の精度を表すのに最も一般的に用いられている GDOP(幾何学的精度発散: Geometric Dilution of Precision) を意味しており、ローランにおいても局配置にともなう幾何学的な精度を表す指標である。そこで一例として、さまざまな  $\theta_1$  と  $\theta_2$  に対する  $K_g$  の値を図 2.11 に示す。

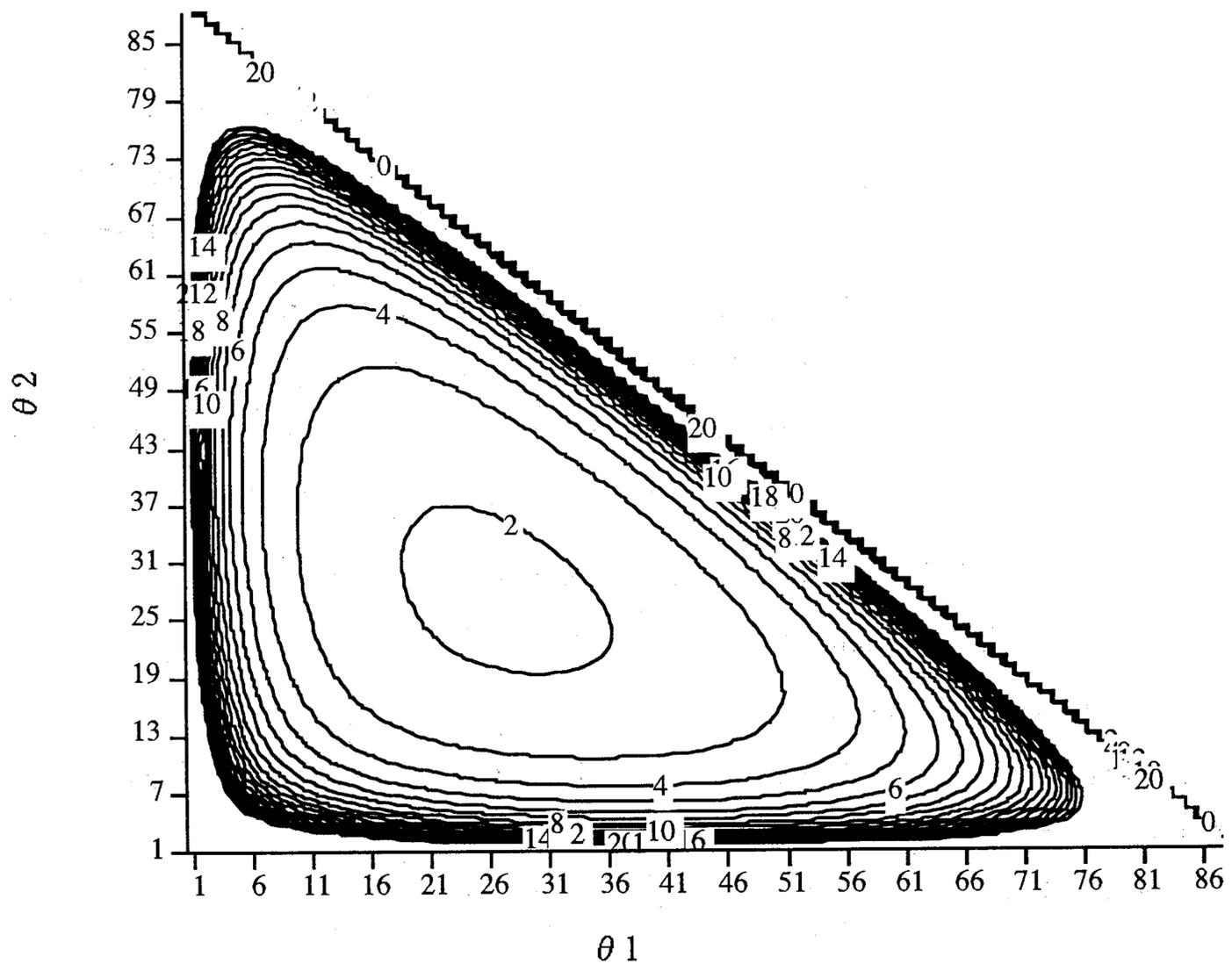


図 2.11: 局との交角と GDOP の関係

### 2.3.2 機器による誤差

機器による誤差は計測されるパルス到達時間の基準点である SSP が偏ったり変動したりすることによって生ずる主として送受信局に関する誤差で、送信局ではパルスの送信タイミングおよび、送信パルス波形の制御に伴う誤差、受信機では受信したパルス波形を処理するために生ずる誤差が考えられる。そこで、ここでは 1. 送信局の時間同期および波形制御誤差、2. 受信機の時間量子化誤差、3. 雑音による誤差、4. 受信パルスの振幅差による誤差、でありこれらの誤差 [23] について以下に述べる。

#### 1. 送信局の時間同期および波形制御誤差：

ロランシステムの測位精度に影響を与える送信局間の時間同期は主として主局-二次局間の ED の制御とパルス波形の制御である。全ての LORAN-C チェーン内には数カ所に固定のモニター局 (SAM: System Area Monitor) が設置されており、この SAM によって常時送信されたパルスの時間および波形がキャリブレーションされており、その結果異常が生じた場合には直ちに送信局の制御を行っている。その精度は時間差で時間平均  $\pm 50\text{ns}$  以内、パルス波形のひずみの測度である ECD (Envelope to Cycle Difference) で  $\pm 500\text{s}$  以内で制御されており、もしも時間差で  $\pm 100\text{ns}$ 、ECD で  $\pm 1000\text{ns}$  以上となった場合には警報を発する。これらの誤差のシステム性能評価結果から標準偏差で  $18.2\text{ns}$  と示されている。

#### 2. 受信機の時間量子化誤差：

受信機内で 2 つのパルス波形の到達時間の差を計測する場合に生じる量子化誤差で標準偏差で  $7.2\text{ns}$  と示されている。

#### 3. 受信機雑音誤差：

ロランシステムのパルス到達時間の基準点はパルス立ち上がりから 3 サイクル目の零位相点にある。そこで、その零位相点が雑音により乱されることによる。この誤差は受信機内の位相追尾機能に依存し、次の式で与えられる。

$$\sigma^2 = 1.563 K_a^{\frac{1}{2}} \left( \frac{S}{N} \right)^2 \frac{1}{n} \quad (2.16)$$

但し、 $K_a$  は受信機の位相追尾に関するループ加速度係数、 $\frac{S}{N}$  は入力 SNR、 $n$  はサンプリングパルス数を表しており、一般的な利用可能領域内で標準偏差は入力 SNR が

わかれば求めることができる。

#### 4. 受信パルスの振幅差による誤差：

現在用いられている LORAN-C 受信機はハードリミッターによりパルス追尾点の決定を行っている。そこで、入力パルス信号の強度が変動することによりこのハードリミッター出力の位相追尾点がランダムに変動する。この変動も上述の入力信号対雑音比に依存するが、入力信号対雑音比が 0dB に対して標準偏差で 1.6ns 程度と評価されている。

### 2.3.3 伝搬に伴う誤差

測位原理で述べたようにロランシステムはパルス到達時間差を計測し、それを伝搬速度で距離差に変換することで地表上の双曲線である位置の線を与える。そこで、測位精度に影響を及ぼす伝搬に伴う誤差は、計算で用いるパルス伝搬速度と実際の伝搬速度の差によるものである。パルスの伝搬速度は信号帯域内の周波数に関する位相速度に依存することから、各周波数における位相速度が変化することが伝搬に伴う誤差の要因である。電磁波の位相速度の詳細は次章で述べるとして、LF 帯の電磁波の位相速度は次のように考えることができる。

#### 1. 基本位相速度 (BPS:Basic Phase Speed)：

これは真空中の電磁波の位相伝搬速度で  $c_0 = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} = 299,792.5 \text{ km/s}$  である。

#### 2. 一次位相係数 (PF:Primary Factor)：

この係数は真空中の伝搬速度を地表大気中の電磁波の位相伝搬速度に修正するために必要な位相速度修正項であり、一般的には大気の屈折率に依存し標準大気を考える場合にはこの一次位相係数を考慮した場合の位相速度は  $c_1 = 299,691 \text{ km/s}$  である。

#### 3. 二次位相係数 (SF:Secondary Factor)：

地表に沿って伝搬する地表波は大気中の伝搬より地表面が完全導体でないためにその伝搬特性によって伝搬速度が遅くなる。ロランシステムの場合には海上伝搬を通常の伝搬と仮定していることから、この二次位相係数は海上伝搬による位相遅れを示す

量と考えれ、伝搬時間の修正には次の近似式[17]が用いられる。

$$T_2 = T + \delta T$$

$$\delta T = \frac{T_0}{1544} - \left(1.5 + \frac{479}{T_0}\right)^{-2}$$

但し、 $T_2$ は海上伝搬による二次係数を考慮した場合の伝搬時間[ $\mu\text{s}$ ]、 $T_0$ はPFで得られた伝搬時間[ $\mu\text{s}$ ]である。

#### 4. 付加二次位相係数 (ASF: Additionally Secondary phase Factor) :

海上伝搬に比べて導電率の良くない陸上の伝搬により生ずる位相遅れを表す係数である。通常各伝搬状態によって異なり、同じ陸上伝搬でも降雨および降雪にともなうて季節的な変動をすることから、詳細な数値を推定することが困難である。そこで、本論文ではこの係数をパルス波形歪から推定する方法を述べる。

#### 5. $\delta$ 付加二次位相係数 ( $\delta$ ASF: Delta Additionally Secondary phase Factor) :

これは陸上の形状に伴う位相遅れや、地形的な要因あるいは近傍の反射、輻射物による影響等から位相速度に変化を生じることを考慮した係数であり、推定することは二次位相係数よりも困難であるが、直接測位を行わない場所での誤差であり一般的には小さな値を持つと考えられる。

### 2.3.4 絶対精度と再帰性精度

ここでは各種測位用の航法システムを評価する上で、上記の誤差に対する評価と同時にそれら誤差を総合的に見た精度的評価を行う。一般的に航法システムでは2種類の異なる精度評価方法がある。一つは移動体が存在する地表上の位置を明確に緯度、経度および高度で表現するような絶対精度評価であり、この精度には前に述べた全ての誤差が含まれる。もう一つは元の位置にどの程度の精度で帰ることができるかと言う再帰性精度である。後者は、例えば一定の時間差で与えられる位置の線の上に航路を設定し移動体をその位置の線上を航行させたり、あるいは何か測定装置をある場所に設置し計測を行った後にその場所にどの程度の精度で帰ることができるかと言う精度を評価するものである。もちろんこの精度は絶対精度に比べて同じかそれより良い精度を示す。GPSでは移動している衛星からの電磁波を計測することから、この2つの精度評価は同じである。しかしなが

らロランシステムは地上に設置された送信局を用いている異から、絶対精度に比べ再帰性精度は相当に良いことが報告されている。ロランシステムにおいて再帰性精度に比べ絶対精度が劣化する原因は、主として伝搬による誤差が含まれるためにあることから、この伝搬による誤差を何らかの補正手段により取り除くことで、ロランシステムの精度は飛躍的に良くなりGPSと同等となり、システム的な安定性の面でGPSに比べ優位に立っているロランシステムとGPSを併用（ハイブリッド）することで、測位システムとしての信頼性を向上させることができる可能性が十分にある。

## 2.4 結言

本章では、船舶および航空機用の長距離航法システムの一つであるロランシステムに関して、その測位原理を述べ、ついで本システムが抱えている測位誤差について考察することにより、本論文の目的であるロランシステムにおける測位精度の改善に関して必要とされる基礎的な概要を示し、その問題点を明確にした。



## 第3章 LF帯の伝搬特性

### 3.1 緒言

周波数の利用効率の点から見ると周波数は高いほど広い帯域を使用でき、伝送される情報量も多くとれることから、近年の伝搬に関する研究はより高い周波数へと移行し現在では光通信システムに関する研究が盛んに行われている。そこで、LF帯の電磁波の伝搬特性はLORANおよびDECCAの開発時期の1940年代まで遡らなければならない。当時、非常に多くの研究成果が発表あるいは公刊されている[24]が、その主たるものは送信局からどこまでその電磁波が利用できるかと言う電磁波の強度に関するものであった。しかも計算機に頼らないで解析的な解を求めようとしたものが大多数である。

1956年米国のNBS(National Bureau of Standard)のCircular573[25]はこれらのLF帯の伝搬を数値計算に適した形で求め、均一な地表上を伝搬する電磁波の振幅と位相を取り扱った唯一の文献であり、以降LF帯の伝搬に関して多くの貢献が見られる。

そこで、本章ではまず始めにLORANのパルス波の伝搬について必要とされる電磁波の伝搬速度について位相速度と群速度[26]を述べ、次に上記の文献に従いLF帯電磁波の伝搬について解説し、最後にLF帯の電磁波複合伝搬路を伝搬する場合に適した計算方法を述べる。

### 3.2 位相速度と群速度

#### 3.2.1 位相速度

電磁波の位相速度 $v_p$ は一定振幅の正弦波に含まれる特定の位相が伝搬する速度である。ここで、まず正弦波として次式のように $x$ の正方向に進波を考える。

$$f = A\sin(\omega t - kx) \quad (3.1)$$

但し、 $k$ は波数と呼ばれ $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ 、 $\lambda$ は波長とする。電気工学においては $k$ の代わりに $\beta$ が用いられることが多く位相定数と呼ばれている。上式より、

$$\lambda = \frac{2\pi}{k} \quad (3.2)$$

また、周期 $T$ と角周波数 $\omega$ との関係は、

$$T = \frac{2\pi}{\omega} = \frac{1}{f} \quad (3.3)$$

となることから、時間的な周期に対しては $\omega$ が、空間的な周期に対しては $k(\beta)$ が互いに類似した役割を果たしている。

ここで、周波数 $\omega$ と波数 $k$ との関係は分散関係と呼ばれている。例えば分布定数線路において電信方程式を満たす電圧（または電流）の進行波の位相定数 $\beta(\omega)$ は無損失の条件が成り立っている場合には、

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \quad (3.4)$$

となる。一方、一次元格子を伝搬する波動の場合の分散関係式は

$$\omega = \omega_c \sin \frac{k}{2} \quad (3.5)$$

で与えられる。但し、 $\omega_c$ は遮断周波数を示す。

そこで、(1)式の位相が一定である点は、

$$\phi = \omega t - kx \quad (3.6)$$

であることから、この点における速度すなわち位相速度 $v_p$ は

$$d\phi = \omega \cdot dt - k \cdot dx = 0 \quad (3.7)$$

より、

$$v_p = \frac{dx}{dt} = \frac{\omega}{k} \quad (3.8)$$

となる。

そこで、無損失分布定数線路の場合における電圧進行波の場合には、

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.9)$$

となる.

また, 格子伝搬波動の場合における位相速度は,

$$v_p = \frac{\omega}{k} = \frac{\omega_c}{k} \sin \frac{k}{2} \quad (3.10)$$

となり,  $v_p$  は  $k$  の関数となる. この場合には異なる周波数の複数個の正弦波の合成であるような波形は各要素波形の伝搬速度が異なるために, 伝搬に伴い波形がくずれてしまいこれを分散性と呼ぶ.

### 3.2.2 群速度

周波数および波数のわずかに異なる次の二つの波を考える.

$$f_1 = A \sin(\omega_1 t - k_1 x) \quad (3.11)$$

$$f_2 = A \sin(\omega_2 t - k_2 x) \quad (3.12)$$

この二つの波が同一方向に進んで合成される場合を考え,

$$f_1 + f_2 = A \{ \sin(\omega_1 t - k_1 x) + \sin(\omega_2 t - k_2 x) \} \quad (3.13)$$

$$= 2A \cos\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2}t - \frac{k_1 - k_2}{2}x\right) \sin\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}t - \frac{k_1 + k_2}{2}x\right) \quad (3.14)$$

となり, 上式では  $\omega_1 - \omega_2 \ll \omega_1 + \omega_2$ ,  $k_1 - k_2 \ll k_1 + k_2$  であるから  $f_1 + f_2$  は次の振幅,

$$\tilde{A} = \left| 2A \cos\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2}t - \frac{k_1 - k_2}{2}x\right) \right| \quad (3.15)$$

を有し, 搬送波は  $\sin\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}t - \frac{k_1 + k_2}{2}x\right)$  である振幅変調信号と考えることができ, その振幅  $\tilde{A}$  は  $t$  に関しても, また  $x$  に関しても変化が緩やかである.

非分散性媒質の場合には,

$$\frac{\omega_1}{k_1} f_1 = \frac{\omega_2}{k_2} = \frac{\omega_1 \pm \omega_2}{k_1 \mp k_2} = v \quad (3.16)$$

であることから,

$$f_1 + f_2 = 2A \cos\left\{\frac{\omega_1 - \omega_2}{2}\left(t - \frac{x}{v}\right)\right\} \sin\left\{\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}\left(t - \frac{x}{v}\right)\right\} \quad (3.17)$$

となり、包絡線（振幅）の移動速度と搬送波の移動速度が同じ  $v$  であるので、振幅変調波形の形が崩れることなく進行し、これを唸り (beat) と言う。この唸りの振幅が0となる点間の距離  $l$  は 式において  $t$  を固定し、 $x$  の変化にともなう位相の変化率が  $\pi$  となる値を求めれば良い。従って、

$$\frac{k_1 - k_2}{2} l = \pi \quad (3.18)$$

から、

$$l = \frac{2\pi}{k_1 - k_2} \quad (3.19)$$

となる。

一方、分散性媒質の場合において包絡線の伝搬速度  $v_g$  は

$$\phi = \frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t - \frac{k_1 - k_2}{2} x \quad (3.20)$$

となり、この  $\phi$  を一定とする点の移動速度として

$$d\phi = \frac{\omega_1 - \omega_2}{2} dt - \frac{k_1 - k_2}{2} dx = 0 \quad (3.21)$$

より

$$v_g = \frac{dx}{dt} = \frac{\omega_1 - \omega_2}{k_1 - k_2} \quad (3.22)$$

となる。同様にして搬送波のある位相の一定な点の移動速度は

$$v_c = \frac{\omega_1 + \omega_2}{k_1 + k_2} \quad (3.23)$$

となり、 $v_g \neq v_c$  となり波形は崩れながら進むことになる。この  $k_1 - k_2 = \Delta k$  とし  $\Delta k \rightarrow 0$  のときの  $v_g$  は

$$v_g = \lim_{\Delta k \rightarrow 0} \frac{\Delta \omega}{\Delta k} = \frac{d\omega}{dk} \quad (3.24)$$

となりこれを群速度と呼ぶ。

### 3.3 LF帯地表波の伝搬

#### 3.3.1 自由空間中の伝搬

ここでは基本的なヘルツダイポールからの電磁波の輻射を考え、波源を表すソースベクトルを  $\Omega$ 、ヘルツベクトルを  $\Pi$ 、伝搬媒質の透磁率を  $\kappa$ 、波数を  $k$  とする Maxwell 方程式から次のヘルムホルツの波動方程式が得られる。

$$(\nabla^2 + k^2)\Pi = \frac{-\Omega}{\kappa} \quad (3.25)$$

また、ソースベクトル  $\Omega$  と電流源  $\mathbf{i}$  は  $\mathbf{i} = \frac{\partial \Omega}{\partial t}$  とし、境界面を無限大と考えるとこの方程式の解であるヘルツベクトル  $\Pi$  は次のようになる。

$$\Pi = \frac{1}{4\pi\kappa} \int_v \frac{\Omega(t - \frac{rd}{c})}{d} dv \quad (3.26)$$

但し、 $t$  は時間、 $d$  は距離、 $c$  は真空中の光速、 $\eta$  は媒質の屈折率を示す。

ここで、電流源  $\mathbf{i}$  に対し次の2つの仮定を置く。

1. アンテナは地表にて垂直に配置され、電流はアンテナ素子の有効長  $l$  に対して一様に分布する。
2. アンテナ電流は角周波数  $\omega$  で正弦的に変動する。

そこで、球状地球の地表におけるソースベクトルは

$$\Omega = \mathbf{r} \frac{I_0}{\omega} \exp\{-j\omega t\} \quad (d=0) \quad (3.27)$$

但し、 $\mathbf{r}$  は地球中心から外向きの単位ベクトル、 $I_0$  は電流源の振幅を示し、電流源  $\mathbf{i}$  とは次の関係で与えられる。

$$\text{Rei} = \mathbf{r} I_0 \sin(\omega t + \pi) \quad (3.28)$$

そこで、 $t=0$  での発信器の位相は  $\pi$  だけ進むこととなる。

真空中のヘルツダイポールから距離  $d$  の地表上におけるヘルツベクトルは次のようになる。

$$\Pi = \mathbf{r} \frac{I_0 l}{4\pi\kappa\omega d} \exp\{j[kd - \omega t]\} \quad (3.29)$$

したがって、場の強さは周波数 $\omega$ と距離 $d$ の逆数となる。このヘルツベクトル $\mathbf{\Pi}$ の表現によって、電磁波の電界と磁界の成分は次のように表される。

$$\mathbf{\Pi} = \mathbf{r} \frac{I_0 l}{4\pi\kappa\omega d} \exp\{j[kd - \omega t]\} \quad (3.30)$$

$$\mathbf{E} = \text{rot rot } \mathbf{\Pi} \quad (3.31)$$

$$\mathbf{H} = \frac{k^2}{\mu_0 j \omega} \text{rot } \mathbf{\Pi} \quad (3.32)$$

但し、 $k$ は導磁率 $\mu_0$ 、透磁率 $\kappa$ 、導電率 $\sigma$ によって次のように与えられる。

$$k^2 = -\mu_0 \kappa \frac{\partial^2}{\partial t^2} - \mu_0 \sigma \frac{\partial}{\partial t} \quad (3.33)$$

以上から、電界のスカラー成分は次のように計算できる。

$$E_r = \frac{-1}{r \sin \theta} \frac{\partial}{\partial \theta} \left[ \sin \theta \frac{\partial \Pi}{\partial \theta} \right] \quad (3.34)$$

但し、 $r$ は地球中心からの距離、 $\theta$ は地表上における波源からの角距離を示す。

### 3.3.2 地表波の伝搬

地表上の電磁波伝搬の取扱いは1940年代[24]により求められ、次の2つの場の合成(積)として与えられている。一つは一次場としてあたえられる自由空間における電界( $E_{pr}$ )であり、もう一つは二次因子(secondary factor: $F$ )であり、次のように定義される。

$$E_{pr} = \frac{I_0 l k_1^2}{4\pi\kappa\omega d} \exp\{j[k_1 d - \omega t]\} \quad (3.35)$$

ここで、

$$k_1 = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_1} = \frac{\omega}{c} \eta_1 \quad (\sigma = 0, \text{ for air}) \quad (3.36)$$

但し、波数を表す $k_1$ は地表上における大気の色を示す。

二次因子は一次場をみだすものとして、その場のスカラー電界( $E$ )を用いて次式で定義される。

$$F = \frac{E}{2E_{pr}} \quad (3.37)$$

次に、地表にそって数百 km 以上の距離における伝搬に関する位相の計算を行う。まず一次場の式から得られる一次位相は次の式で与えられる。

$$\phi' = k_1 d = \frac{\omega}{c} \eta_1 d \quad (3.38)$$

二次因子を振幅成分と位相成分に分解し

$$F = |F| \exp\{j\phi_c\} \quad (3.39)$$

とすると、全場の位相は

$$\phi = \phi' + \phi_c = k_1 d + \phi_c \quad (3.40)$$

で与えられる。地表上近傍における二次因子 ( $F$ ) あるいはヘルツベクトル ( $\mathbf{H}$ ) の計算は、数値計算が容易な形で球面地球の地表近傍における遠距離伝搬での垂直電界の近似解により次の式で与えられている。

$$F = [2\pi\alpha^{2/3}(k_1 a)^{1/3} \left(\frac{d}{a}\right)^{1/2} \sum_{s=0}^{\infty} \frac{f_s(h_1) f_s(h_2)}{[2\tau_s - \frac{1}{\delta_e^2}]} \exp\{j[(k_1 a)^{1/3} \tau_s \alpha^{2/3} \frac{d}{a} + \frac{\alpha d}{2a} + \frac{\pi}{4}]\} \quad (3.41)$$

但し、 $h_1$ ,  $h_2$  はそれぞれ送信受信のアンテナ高、 $\delta_e$ ,  $f_s(h)$  および  $\tau_s$  は以下の式で与えられる。

$$\begin{aligned} \delta_e &= \frac{i \frac{k_2^2}{k_1^2} \alpha^{1/3}}{(k_1 a)^{1/3} [\frac{k_2^2}{k_1^2} - 1]^{1/2}} \\ \delta_e &= K_e \exp\{j[\frac{3\pi}{4} - \Psi_e]\} \\ K_e &= \frac{[\frac{\alpha}{\epsilon_1 \omega}]^{1/3} [\epsilon_2^2 + \frac{\sigma^2 \mu_0^2 c^4}{\omega^2}]^{1/2}}{[(\epsilon_2 - \epsilon_1)^2 + \frac{\sigma^2 \mu_0^2 c^4}{\omega^2}]^{1/4}} \\ \Psi_e &= \tan^{-1}[\frac{\omega \epsilon_2}{\mu_0 c^2 \sigma}] - \frac{1}{2} \tan^{-1}[\frac{\omega(\epsilon_2 - \epsilon_1)}{\mu_0 c^2 \sigma}] \end{aligned}$$

$$f_s(z) = \frac{[(k_1 a)^{2/3} (2z/a) \alpha^{1/3} - 2\tau_s]^{1/2} H_{1/3}^{(1)}\{(1/3)[(k_1 a)^{2/3} \frac{2z\alpha^{1/3}}{a} - 2\tau_s]^{3/2}\}}{-2\tau_s H_{1/3}^{(1)}\{(1/3)(-2\tau_s)^{3/2}\}}$$

但し、 $H_{1/3}^{(1)}$  はハンケル関数を表す。 $\tau_s$  は次のリカッチ方程式の解として与えられる。

$$\frac{d\delta_e}{d\tau_s} - 2\delta_e \tau_s + 1 = 0$$

そこで次の近似式が成り立つ.

$$|\delta^2\tau| < \frac{1}{2}, K_e \ll 1 \text{ の場合}$$

$$\tau_s = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n!} \left[ \frac{d^n \tau_s}{d\delta_e^n} \right]_{\delta_e=0, \tau_s=\tau_{s,0}} \cdot \delta_e^n$$

$$|\delta^2\tau| > \frac{1}{2}, K_e \gg 1 \text{ の場合}$$

$$\tau_s = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n!} \left[ \frac{d^n \tau_s}{d\left(\frac{1}{\delta_e}\right)^n} \right]_{\delta_e=\infty, \tau_s=\tau_{s,\infty}} \cdot \frac{1}{\delta_e^n}$$

### 3.3.3 二次因子

前節で述べたように二次因子 (secondary factor) は地表と地表上の大気の状態によって自由空間中の伝搬による一次場をどの程度擾乱するかを表す係数と見なされ、一般的には地表および大気の伝搬定数と周波数に伴って変動する複雑な関数で示した。ここでは Jholler[25] らによって計算された前述の二次因子の計算結果に基づき、ロランシステム信号の占有帯域を十分カバーするのに必要とされる 70 ~ 130kHz の狭帯域に限定しこの二次因子がこの帯域内でどのような特性を有しているかを示し、さらにこの特性を近似した場合の係数を与える。

## 3.4 複合伝搬路の特性

前節までは均一な伝搬路上を LF 帯の電磁波が伝搬する場合の伝搬路二次因子特性を述べてきた。ここではこれらの異なる均一な伝搬路が複合して組み合わされる場合の伝搬路の特性を求めるために Millington-Pressy 法 [27] を述べる。

この方法は Millington により提案された異なる伝搬路特性を有する伝搬路を結合した複合伝搬路の電界強度計算に用いられた半経験的 (semi empirical) な計算法で、その後、Pressy により位相の計算に拡張された手法である。説明を容易にするために、一例として図 3.1 のように送受信局間で異なる互いに均一な 3 つの伝搬路を有する場合を考える。ここで、伝搬路 1, 2, 3 はそれぞれ距離  $d_1, d_2, d_3$ , 振幅特性  $E_1, E_2, E_3$  および位相特性  $\phi_1, \phi_2, \phi_3$  とし、全複合伝搬路の振幅および位相特性を  $E_t, \phi_t$  とする。また、送信局

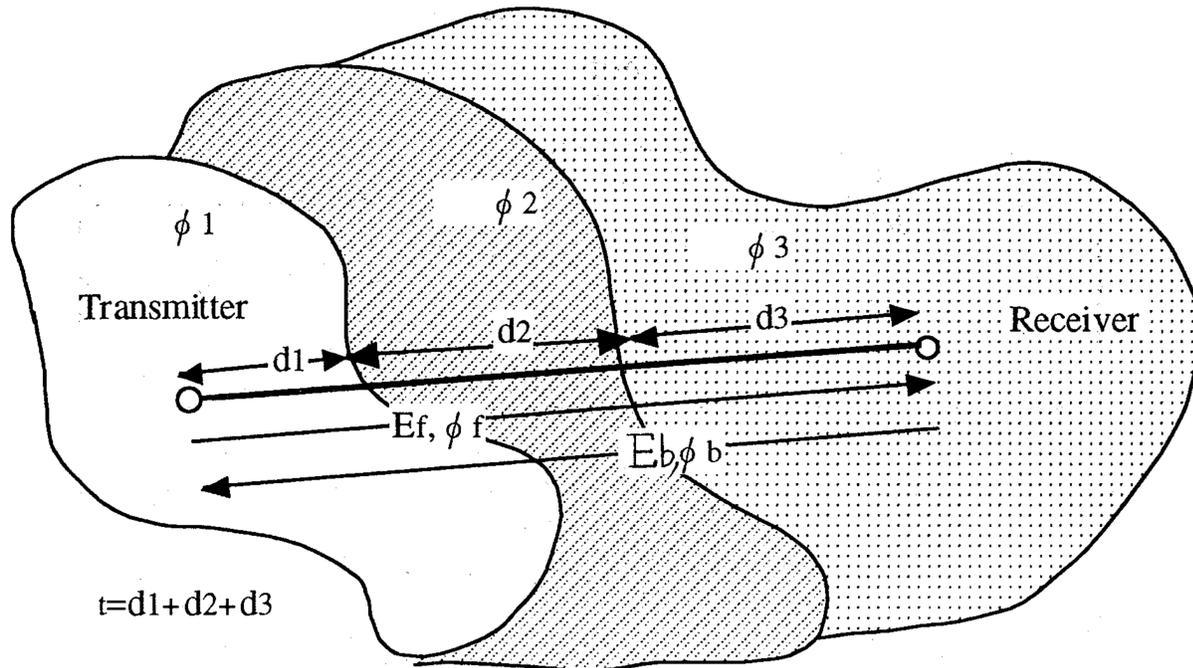


図 3.1: 複合伝搬路

から受信局方向（前進方向）の振幅および位相特性を  $E_f, \phi_f$ , その逆である受信局から送信局方向（後進方向）への特性を  $E_b, \phi_b$  とする. そこで, 混合伝搬路特性  $E(j\omega, d_t)$  は次のように与えられる.

$$E(j\omega, d_t) = E_t e^{-j\phi_t} \quad (3.42)$$

$$E_t = \sqrt{E_f \times E_b} \quad (3.43)$$

$$E_f = E_1(d_1) \frac{E_2(d_1 + d_2)}{E_2(d_1)} \frac{E_2(d_1 + d_2 + d_3)}{E_3(d_1 + d_2)} \quad (3.44)$$

$$E_b = E_3(d_3) \frac{E_2(d_2 + d_3)}{E_2(d_3)} \frac{E_2(d_1 + d_2 + d_3)}{E_3(d_2 + d_3)} \quad (3.45)$$

$$\phi_t = \frac{\phi_f + \phi_b}{2} \quad (3.46)$$

$$\phi_f = \phi_1(d_1) - [\phi_2(d_1) - \phi_2(d_1 + d_2)] - [\phi_3(d_1 + d_2) - \phi_3(d_1 + d_2 + d_3)] \quad (3.47)$$

$$\phi_b = \phi_3(d_3) - [\phi_2(d_3) - \phi_2(d_2 + d_3)] - [\phi_1(d_2 + d_3) - \phi_1(d_1 + d_2 + d_3)] \quad (3.48)$$

このように Millington, Pressy 法は複合伝搬路の特性は前進方向と後進方向の平均処理によって与えられ, 図 3.2 と図 3.3 に一例として複合伝搬路に本手法を適応した場合の振幅と位相の変動を示す.

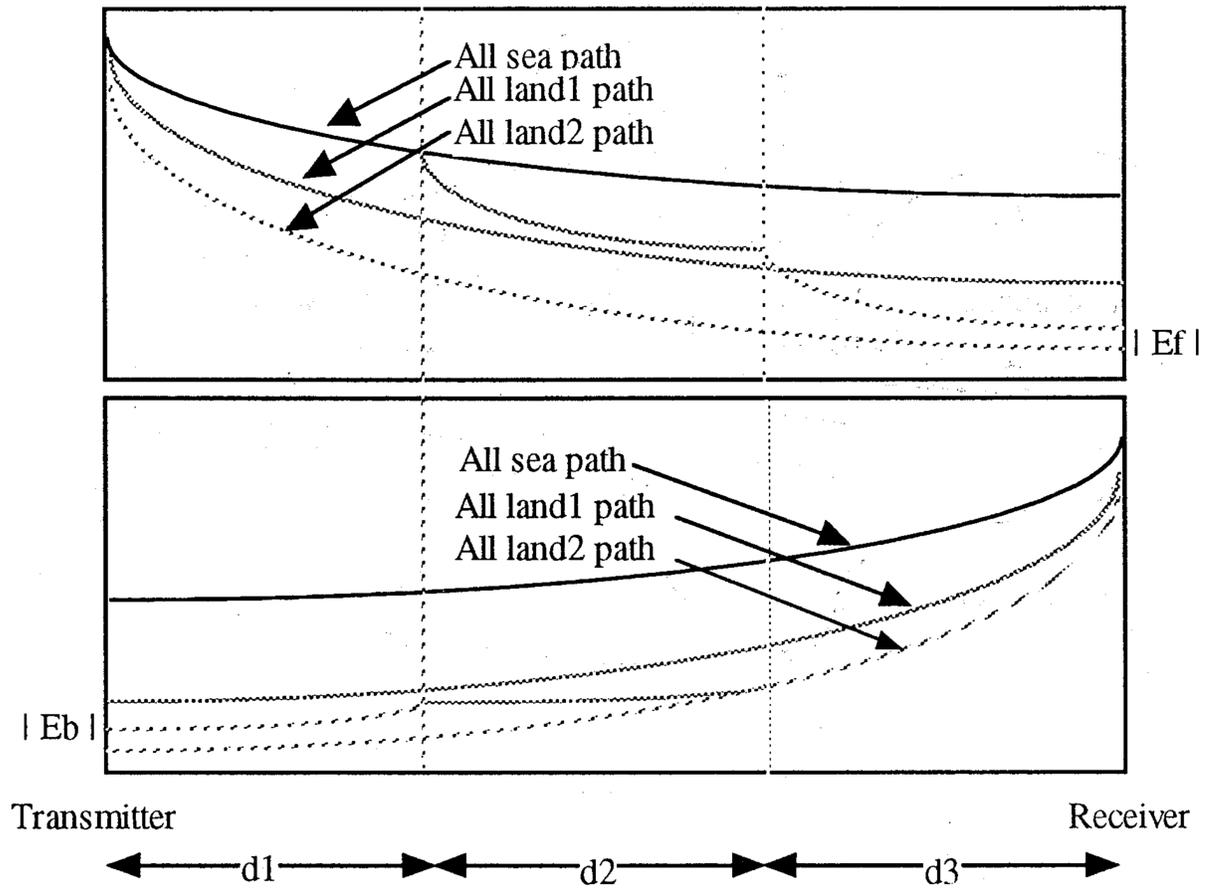


図 3.2: 複合伝搬路の振幅変動例

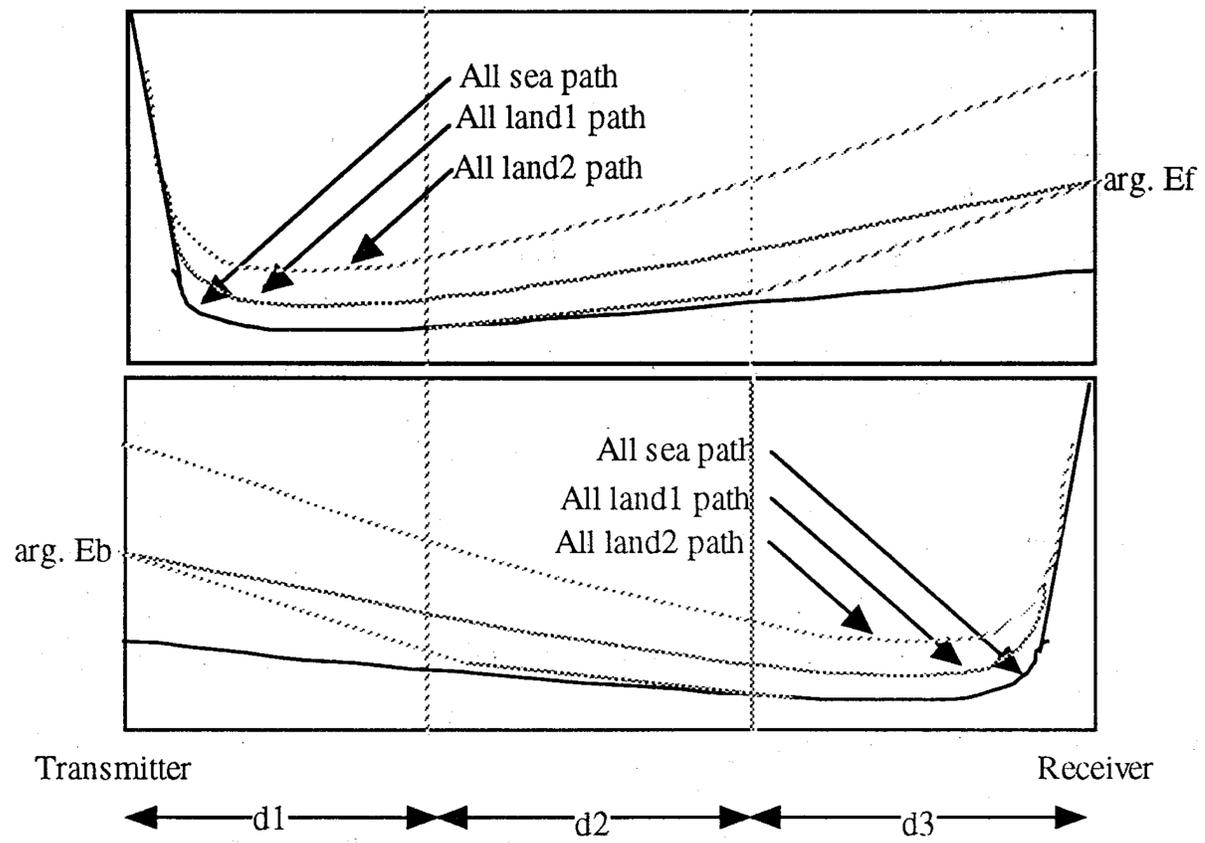


図 3.3: 複合伝搬路の位相変動例

## 3.5 結言

本章では、ロランシステムで用いられている 100kHz 帯の電磁波の伝搬特性を明らかにするために、ロランシステムのパルス波の伝搬について必要とされる電磁波の伝搬速度について位相速度と群速度を述べ、次に NBS(National Bureau of Standard) の Circular573 に基づき、これら LF 帯の伝搬を数値計算に適した形で与え、LF 帯電磁波の伝搬について解説し、最後に LF 帯の電磁波複合伝搬路を伝搬する場合に適した計算方法を述べた。



## 第4章 数値計算による受信パルス波形の評価

### 4.1 緒言

地表波は伝搬路の特性，送信周波数によって振幅および位相に関する伝搬特性が異なる。そこで，90～110kHzの周波数を占有帯域としているロランシステムのパルス波形もこれらの伝搬路の特性に従って異なる速度で伝搬する。その伝搬路毎に異なる伝搬路は，振幅特性が周波数に関して平坦でしかも位相特性が直線であればその伝搬路は非分散性を有し受信パルス波形をひずませることはない。しかしながら，一般的な伝搬路は振幅特性は平坦でなくしかも位相特性は非直線性を有する [29]。そこで，本章ではまず受信パルス波形の導出方法を述べ，次いで振幅の非平坦性および位相の非直線性がロランパルスが伝搬することによってパルス波形がひずみを生じていることを明らかにし，パルス波形のひずみ測度を提案する [28]。さらに，前章で与えられた複合伝搬路を含む一般的な特性を有する伝搬路を伝搬した後どの程度の伝搬時間遅延を生じており，それと同時にどの程度のパルス波形ひずみを生じているかを数値計算により求め，最後にこれらの伝搬時間遅延量とパルス波形ひずみ測度の関係を明らかにする [30]。

### 4.2 受信パルス波形

#### 4.2.1 導出方法

前章で与えられた伝搬路特性は様々な伝搬路の振幅及び位相特性である。また，送信パルス波形はどの送信局においても一定で同じスペクトルを有している。そこで，伝搬路を一つおよび複数の伝搬路フィルターとみなせ，次式のように送信パルス波形の周波数スペ

表 4.1: 積分区間と再生波形精度

積分範囲 [kHz]	± 20	± 24	± 28	± 32	± 36	± 40
$\delta_e$ (%誤差)	0.0312	0.0182	0.0152	0.0124	0.0126	0.0131

クトル  $P(j\omega)$  と伝搬路特性  $E(j\omega, d)$  の積の逆フーリエ変換で与えられ、次式で与えられる。

$$r(t, d) = \text{Re} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} P(j\omega) E(j\omega, d) e^{-j\omega t} d\omega \right] \quad (4.1)$$

但し、 $t$  は時間、 $d$  は距離を示す。しかしながら、一般的な伝搬路は上式によって解析的に求めることができないため、Gauss 法 [32] を用いた数値積分によって得る。

次にこの受信パルス波形を近似的に得る場合の近似精度を評価する。ロランシステムの受信パルス波形は空間波の存在によりパルス立ち上がりより  $40\mu\text{s}$  後方までしか利用できない [29]。そこで、数値計算の精度も  $-1.0\mu\text{s} \sim 50.2\mu\text{s}$  までとし、サンプリング周期  $0.05\mu\text{s}$  で 1次元有限区間に関する Gauss の数値積分 [32] (分点数 100) によって送信パルス波形を再生し、本論文で用いられる近似計算によるパルス波形再生精度を検証する。そのための精度指標を次式で与える。

$$\delta_e = \sum \frac{\{r_n(t, 0) - r_t(t, 0)\}^2}{\sum r_t(t, 0)^2} \times 100 \quad (4.2)$$

但し、 $r_n(t, 0)$  は数値積分の計算から得られた送信パルス波形、 $r_t(t, 0)$  は送信パルス波形とする。そこで、まずはじめに適切な積分区間を見つけるために行った評価結果を表 4.1 に示す。そこで、本論文では積分区間は  $\pm 32\text{kHz}$  とする。さらに、この積分範囲を用いた場合の再生パルス波形立ち上がりからの zero-cross 誤差はすべての zero-cross 点で誤差はほぼ  $0.01[\mu\text{s}]$  以内となり、半波最大振幅値はある程度の誤差量を有しているなのでその誤差を % で表 4.2 に示す。これらの結果から、振幅がある程度大きくなりパルス波形として識別可能な 3 番目の半波以降の振幅値の誤差が 4 % 以内に収まっていることがわかる。

表 4.2 再生波形の半波最大振幅値の誤差

半波番号	1	2	3	4	5	6	7	8	9
半波最大振幅値誤差 (%)	688	4.32	2.63	0.14	1.32	1.26	0.00	1.76	3.34

## 4.2.2 簡易伝搬路

一般的な伝搬路における受信パルス波形を求める前に、ここでは伝搬路特性の中の振幅の非平坦性と位相の非直線性に関して、簡易かつ解析容易ないくつかの伝搬路モデルを導出し、各々のモデル係数の変化がパルスの伝搬時間遅延量にどの程度の影響を与えるかについて述べる。

### 1. 振幅の非平坦特性

振幅の非平坦性の中で、まずはじめに角周波数 $\omega$ について次の1次および2次式で表される特性を考える。

$$\text{(一次特性)} \quad E_1(j\omega) = -A_1\omega \quad (4.3)$$

$$\begin{aligned} \text{(二次特性)} \quad E_2(j\omega) &= -A_2\{(\omega - l\omega_0)^2 - l^2\omega_0^2\} \\ &= -A_2\omega^2 + 2A_2l\omega_0^2\omega \end{aligned} \quad (4.4)$$

但し、 $A_1$ は振幅一次特性を表す定数、 $A_2$ 、 $l$ はそれぞれ振幅二次特性を表す定数、 $\omega_0$ はLORAN-Cパルスの中心角周波数である。受信パルス波形が示すスペクトル $R(j\omega)$ は次式で得られる。

$$R(j\omega) = E(j\omega) \times P(j\omega) \quad (4.5)$$

$$\text{(一次特性)} \quad R_1(j\omega) = -A_1\omega P(j\omega)$$

$$\text{(二次特性)} \quad R_2(j\omega) = -A_2\{(\omega - l\omega_0)^2 - l^2\omega_0^2\} P(j\omega)$$

ここで、 $\omega P(j\omega) = \frac{1}{j}j\omega P(j\omega)$  および  $\omega^2 P(j\omega) = -(j\omega)^2 P(j\omega)$  より、一次特性および二次特性の受信パルス波形 $r_{A1}(t)$ 、 $r_{A2}(t)$ は次式となる。

$$\text{(一次特性)} \quad r_{A1}(t) = A_1 \operatorname{Re} \left[ \frac{-1}{j} \frac{d}{dt} p(t) \right]$$

$$\begin{aligned}
&= A_1 \operatorname{Re} \left[ \frac{-1}{j} \frac{d^2}{dt^2} i(t) \right] \\
&= A_1 \left[ \left( -\frac{4}{t^2} - \frac{4B}{t} + B^2 - \omega_0^2 \right) \times A_1 t^2 e^{-Bt} \cos(\omega_0 t) \right. \\
&\quad \left. - \left( 4\frac{\omega_0}{t} - 2B\omega_0 \right) e^{-Bt} \sin(\omega_0 t) \right] \quad (4.6)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
(\text{二次特性}) \quad r_{A2}(t) &= (-A_2 \{ \operatorname{Re} [ \frac{d^2}{dt^2} p(t) ] - 2\omega_0 \frac{r_{A1}}{A_1} \} \\
&= -A_2 \{ \operatorname{Re} [ \frac{d^3}{dt^3} i(t) ] - 2\omega_0 \frac{r_{A1}}{A_1} \} \\
&= -A_2 \left\{ \frac{6B^2 - 6\omega_0^2}{t} - B^3 \right. \\
&\quad \left. + 3B\omega_0^2 \right\} \times A_1 t^2 e^{-Bt} \sin(\omega_0 t) \\
&\quad + \left\{ -\frac{12B\omega_0}{t} - 3B^2\omega_0 - \omega_0^3 \right\} \times A_1 t^2 e^{-Bt} \cos(\omega_0 t) \\
&\quad - 2\omega_0 \frac{r_{A1}}{A_1} \quad (4.7)
\end{aligned}$$

次に、二次振幅特性を表す 4.3 式を次式で示されるような解析が容易な余弦波状に変動するリップルに置き換え、モデル化することを試みる。

$$E(j\omega) = 1 - A_3 \left( \cos \frac{m\pi\omega}{\omega_0} \right) \quad (4.8)$$

但し、 $A_3$  はリップル振幅係数、 $m$  はリップル周期係数である。4.1 式で与えられた伝搬路モデルから求まる受信パルス波形は次式で与えられる。

$$r_{A3}(t) = p(t) - \frac{A_3}{2 \left\{ p\left(t - \frac{m\pi}{\omega_0}\right) + p\left(t + \frac{m\pi}{\omega_0}\right) \right\}} \quad (4.9)$$

4.9 式より、振幅特性に余弦波状のリップルが存在するばあいには主パルス  $p(t)$  の前後  $\pm 5\text{m}[\mu\text{s}]$  の時刻に正のエコーパルスが生じ、このエコーパルスによって受信パルス波形がひずまされ、パルス到達時間の基準点である SZP がずれる。そこで、パルス伝搬時間に遅延が生じていることがわかる。さらに、SZP の変動に最も大きく影響を与えると考えられる  $\pm 2.5[\mu\text{s}] (m=0.5)$  の時刻にエコーパルスが存在する場合について、4.9 式から求められた受信パルス波形の係数  $A_3$  と SZP の伝搬時間遅延量の関係を図 4.1 に示す。その結果、振幅特性の非平坦性により生ずる伝搬時間遅延量は  $0.2[\mu\text{s}]$  以下と比較的小さいことがわかる。

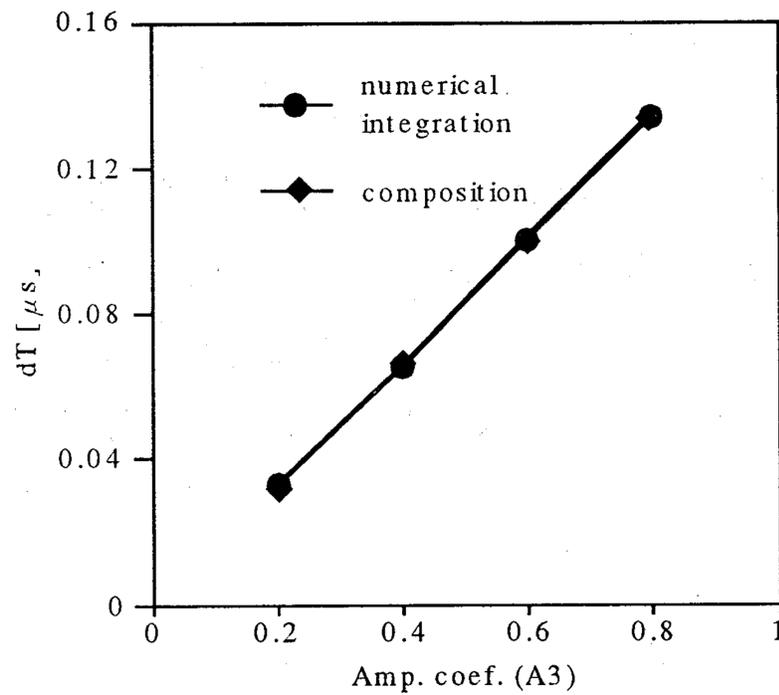


図 4.1: 振幅非平坦特性と伝搬時間遅延量の関係

## 2. 位相の非直線特性

位相の非直線性も振幅特性と同様に次のように角周波数に関して次式のように2次の特性を有すると仮定する.

$$E(j\omega) = e^{jP_1\{(\omega - n\omega_0)^2 - n^2\omega_0^2\}} \quad (4.10)$$

4.1式と4.10式より, 受信パルス波形を解析的に求めることが困難であるために, 前節で評価した数値積分によって近似パルス波形を求める. 次にこの近似パルス波形を評価するために前式を次式で与えられる角周波数に関して正弦波状に変動するリップルとする.

$$E(j\omega) \approx e^{-jP_1 \sin \frac{n\pi\omega}{\omega_0}} \quad (4.11)$$

この正弦波状のリップル特性が微小で

$$P_1 \sin \frac{n\pi\omega}{\omega_0} \ll 1 \quad (4.12)$$

なる条件が満足されると仮定すると、受信パルス波形は次式で近似できる。

$$r_p(t) \approx p(t) + \frac{P_1}{2} \left\{ p\left(t - \frac{n\pi}{\omega_0}\right) - p\left(t + \frac{n\pi}{\omega_0}\right) \right\} \quad (4.13)$$

ここでも、振幅特性のリプルの取扱いと同様に、伝搬時間遅延量に与える影響が最も大きいと考えられる  $\pm 2.5[\mu\text{s}] (n=0.5)$  にエコーパルスが存在する場合を考え、参考のために 4.10 式を 4.1 に代入した後に数値積分して得られた受信パルス波形と 4.13 式から解析的に得られた近似パルス波形の SZP における時間遅延量とリップル係数  $P_1$  の関係を図 4.2 に示す。

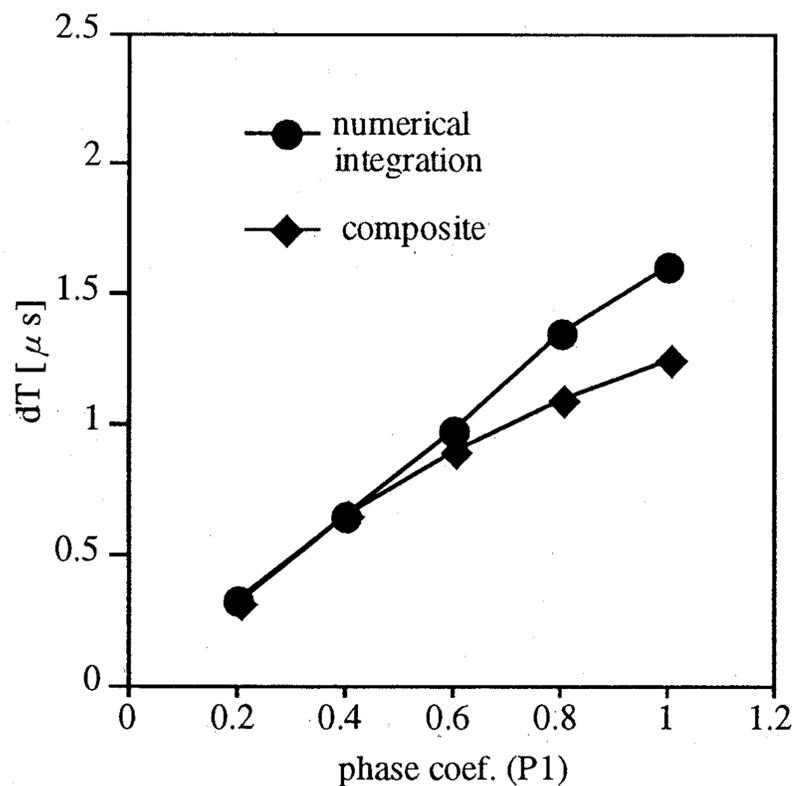


図 4.2: 位相非直線特性と伝搬時間遅延量の関係

この結果から、微小位相制限リップル条件式が満足されるような  $P_1$  が比較的小さな値を持つ場合に限定して考えると、数値積分結果と近似計算結果は良い一致を示しており、数値積分がパルス波形における SZP の時間遅延量に与える影響は少ないものと考えられる。また、振幅と位相の特性は 4.1 と 4.2 の両図から位相特性が SZP の時間遅延量に与える影響が振幅特性が与える影響に比べて非常に大きく、約 10 倍の量を示していることがわかる。

表 4.3: 一般的な伝搬路の伝搬特性値

	積雪火山地帯	農耕地・淡水	海水
導電率 ( $\sigma$ )	0.0005	0.005	5.0
誘電率 ( $\epsilon$ )	15	15	80

### 4.2.3 一般的な伝搬路

理想的な微小ダイポール波源から輻射された地表波は、地表にそって伝搬し地表上の回折領域で得られる垂直電界成分  $E(j\omega)$  は前章から次式で与えられる。

$$E(j\omega) = E_0 \left( \frac{e_0^k d}{d} \right) F(d, \sigma, \epsilon) \quad (4.14)$$

$$= |E| e^{j(k_0 d + \arg(F))} \quad (4.15)$$

ただし、 $d$  は伝搬距離 [海里]、 $k_0$  は大気の波数 ( $= \frac{\omega}{c}$ ,  $c$ : 光速,  $n$ : 屈折率)、 $\sigma$  は大地の導電率、 $\epsilon$  は比誘電率、 $F$  は二次位相係数である。

そこで、上式における  $|E|$  と  $\arg(F)$  は垂直電界の振幅成分と二次位相係数による位相遅れ成分を表しており、これらの数値は Jholer ら [25] によってその数値計算結果が与えられている。その計算結果は、LF 帯の周波数領域において数種類の典型的な地表、大気の伝搬定数をもとに、波源から 4 つの距離 (10, 286, 540, 867 [海里]) に対して与えられている。その結果から、特に日本付近の地表の導電率特性 [34] を考慮し特に一般的と考えられる 3 種類の伝搬路 (積雪火山地帯, 農耕地・淡水, 海水) を選び、各伝搬路の伝搬特性値 [33] を表 4.3 に示す。この一般的な伝搬路の振幅および位相特性を表 4.4 ~ 4.7 に、またこれらの関係を図 4.3 ~ 4.6 に示す。

図 4.3 ~ 4.6 から、これら振幅および位相特性は 100kHz 付近の周波数特性に関して 2 次関数で近似できることがわかる。さらに解析を容易にするため、各々の 2 次関数で近似した係数を距離に対しても 2 次関数で近似する。図 4.7 ~ 4.9 に各係数と距離に対する二次近似曲線を示す。

表 4.4: 距離 10 海里における伝搬路振幅位相特性

周波数	積雪火山地帯		農耕地, 淡水		海水	
	振幅	位相	振幅	位相	振幅	位相
77.77	4.38	$6.8110^{-1}$	4.76	$3.6310^{-1}$	4.86	$3.7210^{-2}$
85.19	4.70	$7.3710^{-1}$	5.19	$3.92 \times 10^{-1}$	5.32	$3.52 \times 10^{-2}$
93.41	5.03	$7.98 \times 10^{-1}$	5.66	$4.24 \times 10^{-1}$	5.84	$3.34 \times 10^{-2}$
102.39	5.36	$8.6310^{-1}$	6.17	$4.60 \times 10^{-1}$	6.40	$3.20 \times 10^{-2}$
112.09	5.67	9.33	6.71	4.99	7.01	$3.08 \times 10^{-2}$
122.48	5.97	1.01	7.27	$5.40 \times 10^{-1}$	7.66	$2.99 \times 10^{-2}$

但し, 周波数は [kHz], 振幅特性は [ $10^{-6}$  V/m],

位相特性の単位は [rad.] とする.

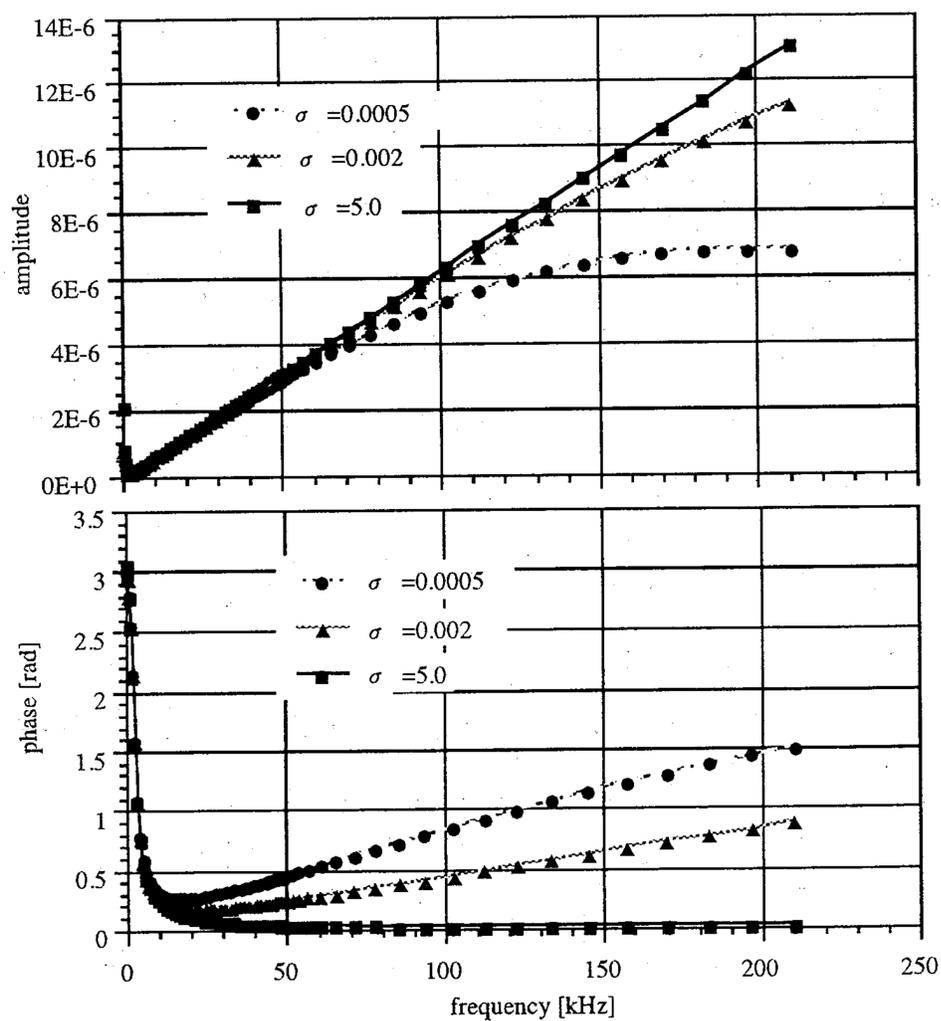


図 4.3: 距離 10 海里における伝搬路振幅位相特性

表 4.5: 距離 286 海里における伝搬路振幅位相特性

周波数	積雪火山地帯		農耕地, 淡水		海水	
	振幅	位相	振幅	位相	振幅	位相
77.77	2.51	3.34	8.46	2.21	$1.17 \times 10$	$4.97 \times 10^{-1}$
85.19	2.16	3.51	8.47	2.39	$1.26 \times 10$	$5.18 \times 10^{-1}$
93.41	1.82	3.66	8.35	2.57	$1.35 \times 10$	$5.41 \times 10^{-1}$
102.39	1.51	3.78	8.10	2.77	$1.44 \times 10$	$5.65 \times 10^{-1}$
112.09	1.25	3.88	7.71	2.97	$1.54 \times 10$	$5.90 \times 10^{-1}$
122.48	1.13	4.02	7.19	3.17	$1.65 \times 10$	$6.16 \times 10^{-1}$

但し, 周波数は [kHz], 振幅特性は [ $10^{-8}V/m$ ],

位相特性の単位は [rad.] とする.

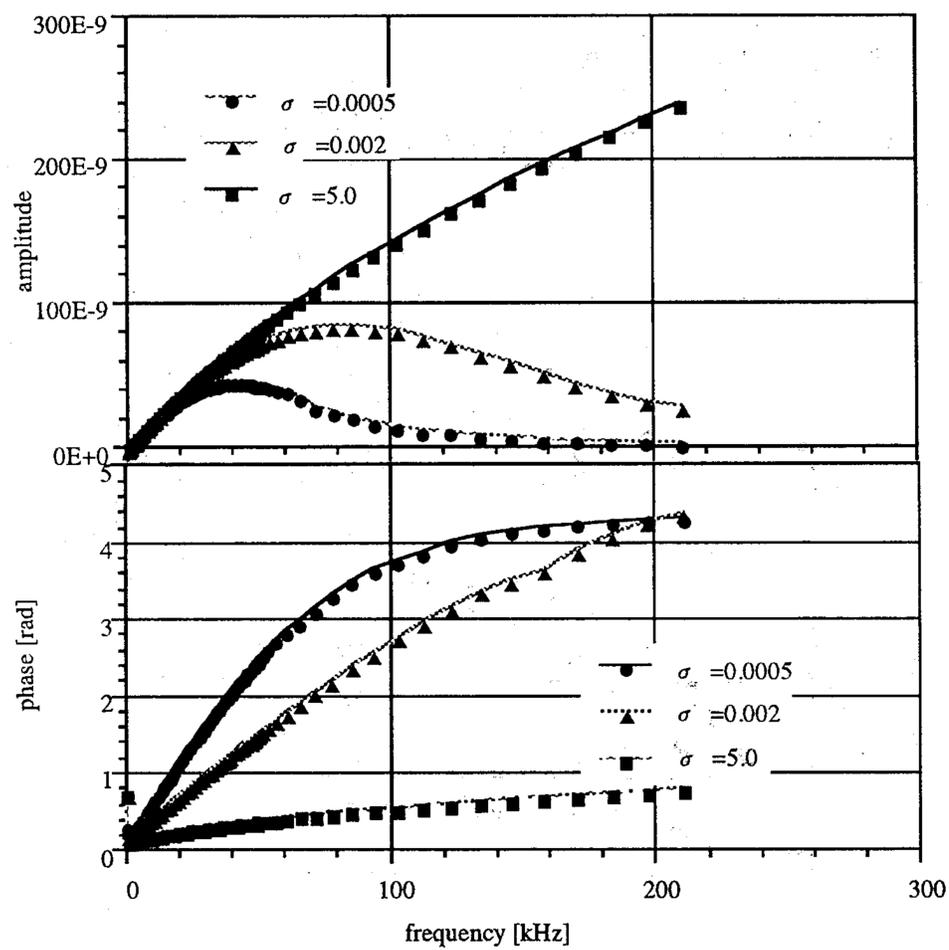


図 4.4: 距離 286 海里における伝搬路振幅位相特性

表 4.6: 距離 540 海里における伝搬路振幅位相特性

周波数	積雪火山地帯		農耕地, 淡水		海水	
	振幅	位相	振幅	位相	振幅	位相
77.77	$3.38 \times 10^{-1}$	5.00	1.90	3.64	3.11	1.10
85.19	$2.64 \times 10^{-1}$	5.23	1.77	3.91	3.24	1.15
93.41	$2.07 \times 10^{-1}$	5.41	1.66	4.19	3.37	1.19
102.39	$1.50 \times 10^{-1}$	5.58	1.41	4.48	3.49	1.24
112.09	$1.12 \times 10^{-1}$	5.72	1.20	4.48	3.62	1.29
122.48	$8.31 \times 10^{-2}$	5.85	$9.98 \times 10^{-1}$	5.07	3.73	1.34

但し, 周波数は [kHz], 振幅特性は [ $10^{-8}$ V/m],

位相特性の単位は [rad.] とする.

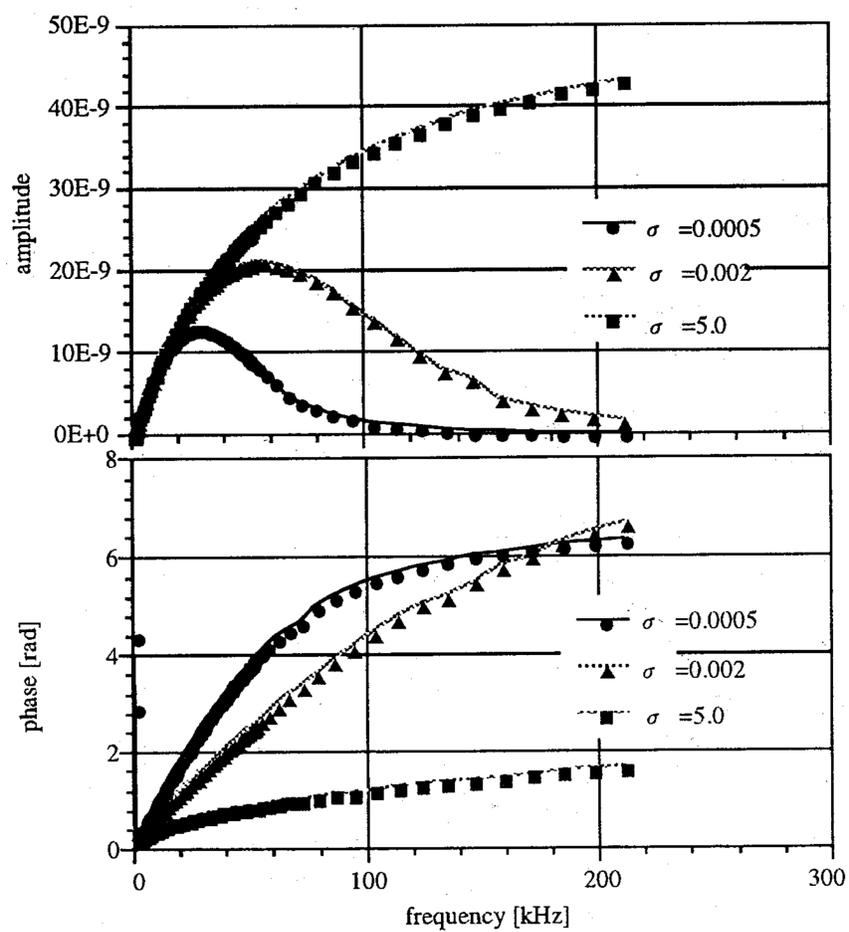


図 4.5: 距離 540 海里における伝搬路振幅位相特性

表 4.7: 距離 867 海里における伝搬路振幅位相特性

周波数	積雪火山地帯		農耕地, 淡水		海水	
	振幅	位相	振幅	位相	振幅	位相
77.77	$3.05 \times 10^{-1}$	7.13	3.43	5.51	6.65	1.93
85.19	$2.10 \times 10^{-1}$	7.48	2.90	5.89	6.66	2.00
93.41	$1.38 \times 10^{-1}$	7.74	2.36	6.29	6.65	2.07
102.39	$8.92 \times 10^{-2}$	7.95	1.84	6.71	6.61	2.15
112.09	$5.77 \times 10^{-2}$	8.14	1.37	7.13	6.55	2.22
122.48	$3.75 \times 10^{-2}$	8.30	$9.78 \times 10^{-1}$	7.53	6.48	2.30

但し, 周波数は [kHz], 振幅特性は [ $10^{-9}$ V/m],

位相特性の単位は [rad.] とする.

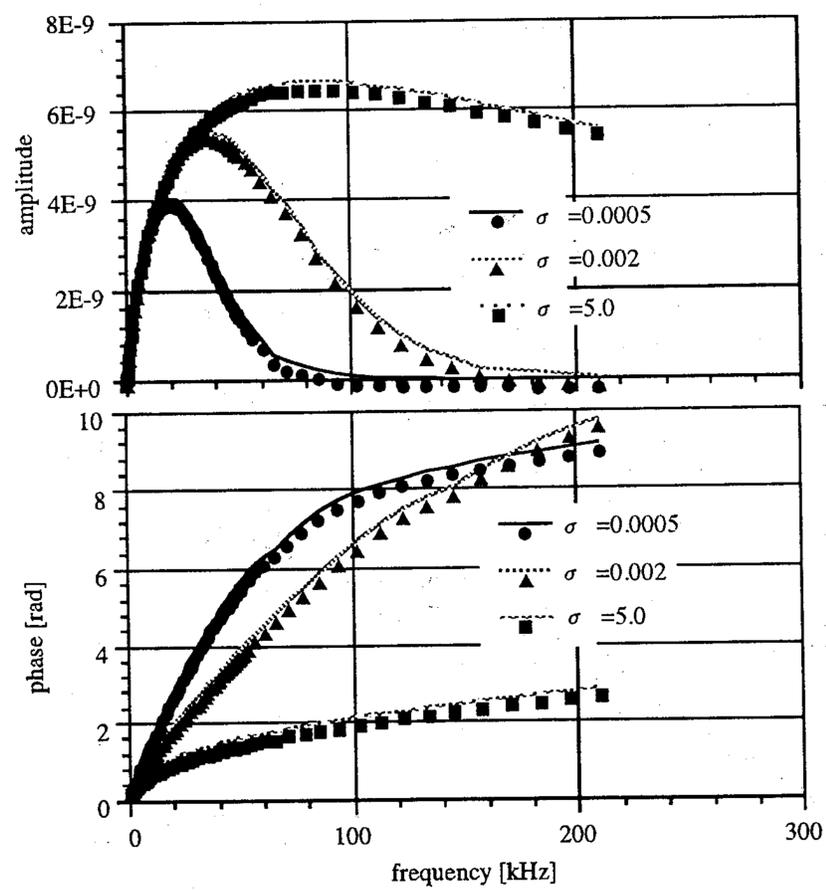


図 4.6: 距離 867 海里における伝搬路振幅位相特性

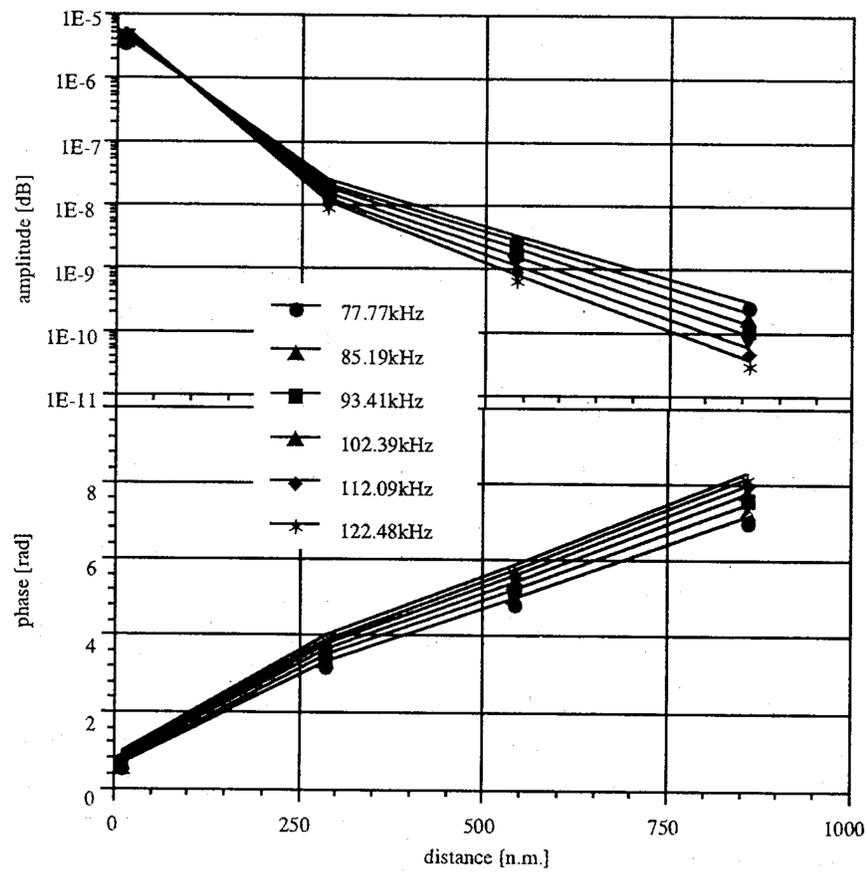


図 4.7: 距離に対する積雪火山帯の伝搬路振幅位相特性

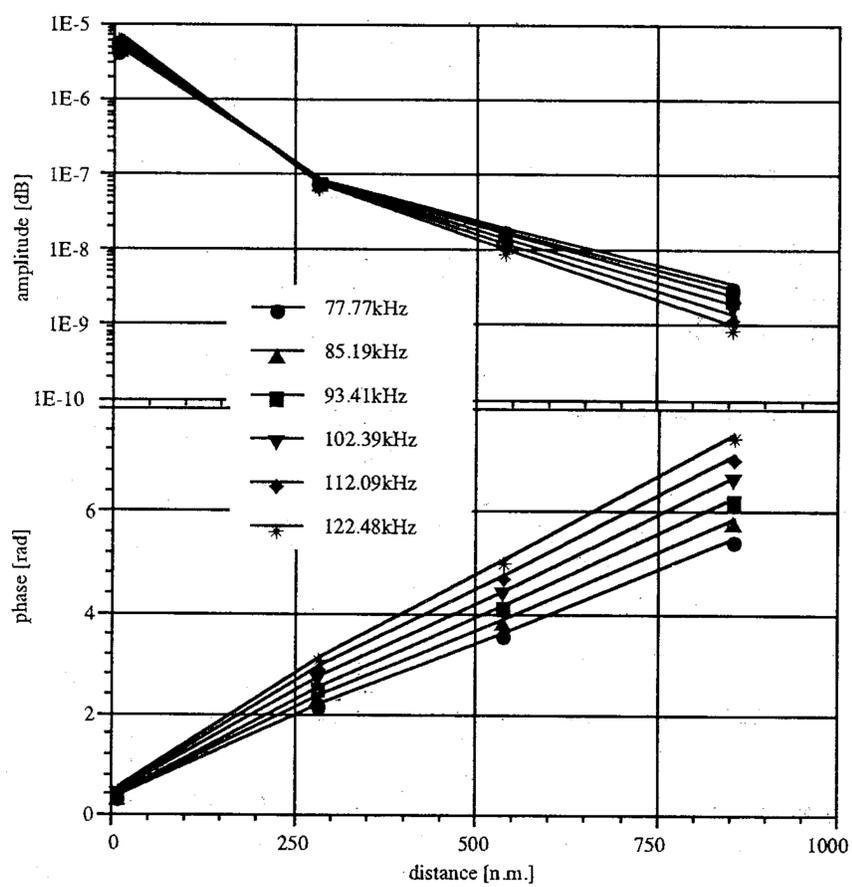


図 4.8: 距離に対する農耕地・淡水域の伝搬路振幅位相特性

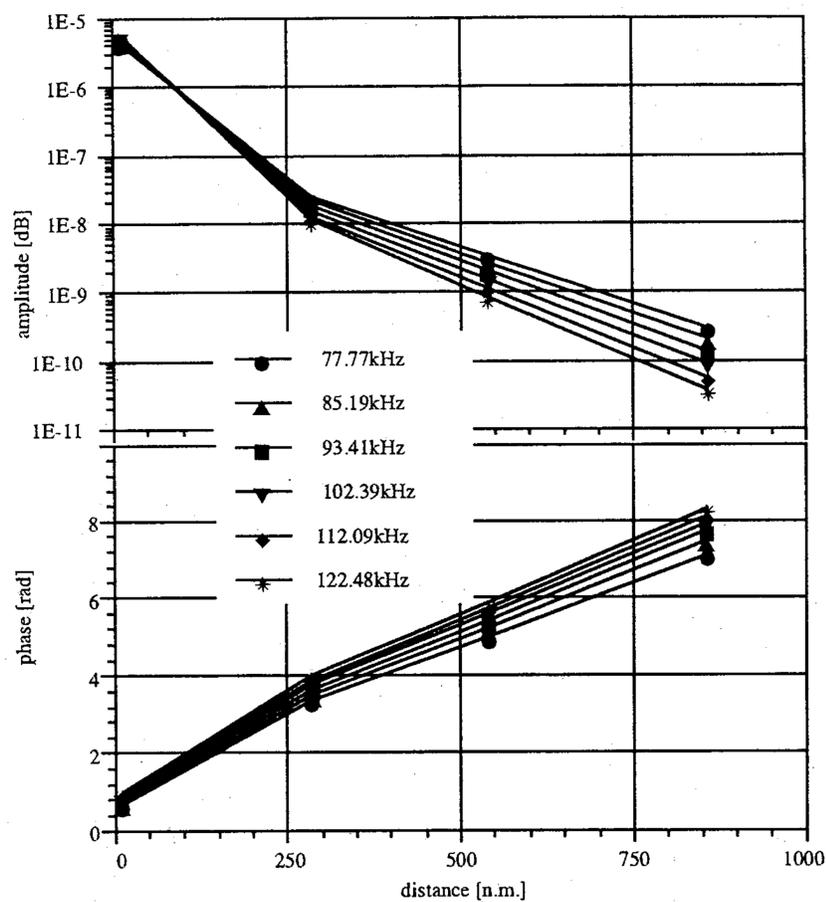


図 4.9: 距離に対する海水域の伝搬路振幅位相特性

### 4.3 パルス波形のひずみ測度

パルス波形の伝搬時間遅延量は、伝搬路特性がわかれば推定可能である。その伝搬路特性を推定する方法は、受信パルス波形の長時間記録からそのスペクトルを求め既知の送信パルス波形のスペクトルと比較するスペクトル比較法が考えられる。しかしながら、LF帯の電磁波は上空にある電離層で反射されることから、地表波に加えて空間波が存在する。ロランシステムにおいても、地表-電離層間の距離から地表波の約  $40[\mu\text{s}]$  後方に空間波が存在することにより、スペクトル比較法を用いた高精度のスペクトル推定を困難にしている。さらに、パルス立ち上がり付近では SNR が悪く、受信パルス波形は雑音の影響を多大に受け用いることが困難であり、受信パルス波形の内パルス立ち上がり  $10[\mu\text{s}]$  から約  $30[\mu\text{s}]$  だけしか利用することができず、この中に内在する受信パルス波形情報から伝搬路特性を推定する方法見つけだす必要がある。

このようなパルス波形の中でかなり限定された部分から伝搬路の推定を行うことは非常に困難であることが考えられるが、本論文では包絡線と位相に関するパルス波形のひずみ測度によってこの限定されたパルス波形から伝搬路特性を推定する方法を示す。そこで、ここでは、このような観点に立ってパルス波形ひずみ測度について述べる。

### 4.3.1 包絡線-位相差 (ECD)

ECD(Envelope to Cycle Difference) は主として受信機の性能評価, あるいは受信機の米国MPS規格に合格した受信機で計測可能な送信局からの距離限界の設定のために用いられるパルス波形のひずみ測度で, 次式で定義される.

$$r(t - \tau) = A(t - \tau)^2 e^{-B(t - \tau)} \sin \omega t \quad (4.16)$$

但し,  $\tau$  は ECD を  $\mu\text{s}$  単位で表している. 上式より, ECD は送信アンテナの電流波形を基準とした場合における, 受信パルス波形における包絡線と位相のそれぞれの基準点である SZP と ESP のずれを表していることがわかる.

次に ECD の決定方法を述べる. この包絡線と位相の基準点のずれは伝搬路特性が分散性を有している場合に生じ, その大きさはパルスの群速度と位相速度に依存し, ロランシステムでは海上伝搬時に次式となることが実験から得られている [35].

$$ECD = 2.5 - 0.0025 \times d \quad (4.17)$$

但し,  $d$  は局からの距離 [海里] とする.

### 4.3.2 半波長差 (CHACLE)

2.2節で示したようにロランシステムでは, パルスの到達時間の基準点をそのパルス包絡線の変曲点付近に選んでいる. そこで, 基準点より前方にある包絡線は急峻な立ち上がりを見せていることから, その波形の持つ周波数成分はパルス波形全体の持つ周波数成分に比べて中心周波数よりも高い周波数成分を有することが考えられる. 一方, 基準点より後方にある包絡線は立ち上がりに比べて緩やかに傾斜していることから, 基準点より後方の波形が持っている周波数成分はロランシステムの中心周波数より低い周波数成分が支配的となる. したがって, 伝搬路の周波数特性がロランシステムで用いている送信パルス波形の中心周波数である 100kHz に対して非対象性があれば, それによって受信パルス波形は包絡線の基準点の両側で異なる影響を受けることになり, 異なる波形ひずみを生じる. この伝搬路特性の非対象性によって引き起こされる波形ひずみの測度として基準点の両側の半波長の長さの変化を選び, これを CHACLE(CHange of HALf Cycle LEngth) と

CHACLE の概要を図 4.10 に示し，次式で定義する．

$$CHACLE = (t_{SP} - t_{SP-1}) \quad (4.18)$$

但し， $t_{SP-1}$  は基準点である SZP 前の半波長の長さ， $t_{SP}$  は SZP 後の半波長の長さを ns の単位で求めたものである．

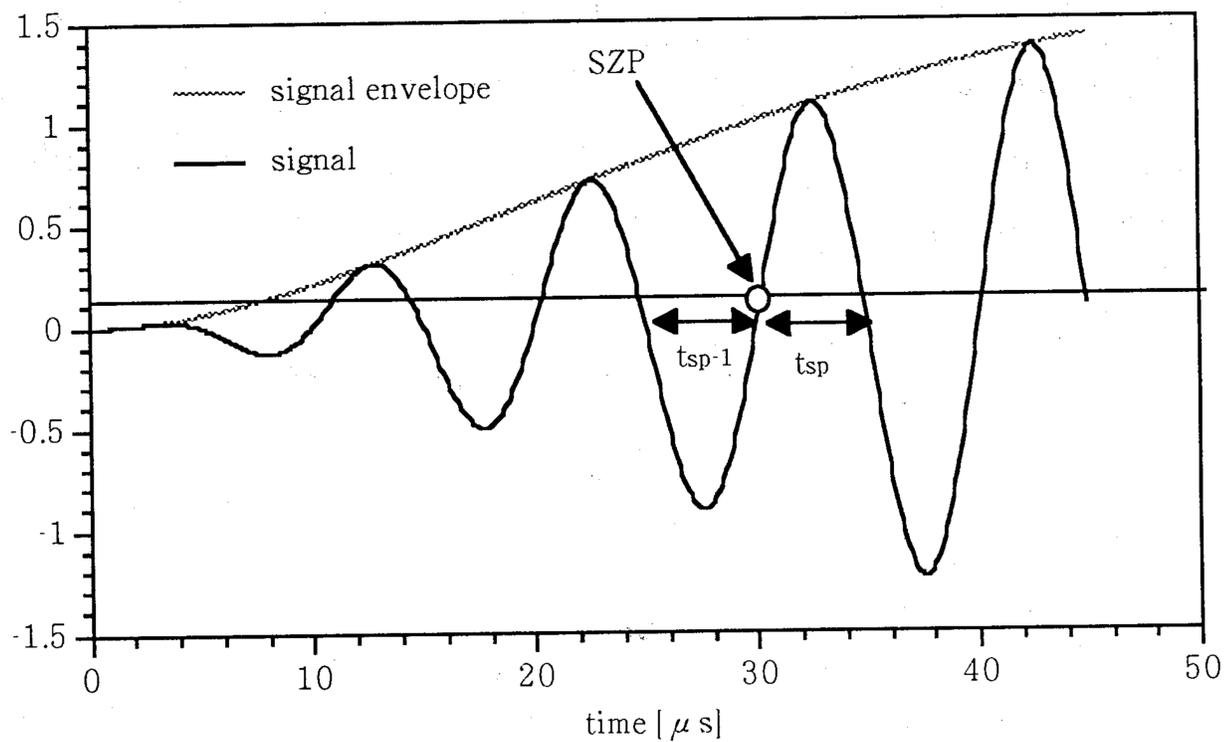


図 4.10: CHACLE の概要

## 4.4 数値計算によるひずみ測度の検討

### 4.4.1 数値積分の評価

数値積分による再生パルス波形に対する伝搬時間遅延量の評価を 4.2.3 で述べたが，前節で定義した ECD と CHACLE の 2 つの波形ひずみに対しても同様に評価する必要がある．ここでは，数値積分が受信パルス波形のひずみ測度に当たる影響を評価する．そのために，まず解析的に受信パルス波形を得る必要があり，4.2.2 で示した簡易伝搬路の余弦波状の振幅変動特性と正弦波状の位相変動特性で表される 2 つのリプルを用いる．次に，この余弦および正弦波状のリプル特性を 4.2.1 で説明した数値積分を用いて得られる結果を求めこれら 2 つの結果から受信パルス波形の波形ひずみを評価する．

(4.8) 式で与えられるような振幅リップル係数  $A_3$  を有する伝搬路において上述の解析近似結果から生ずる波形ひずみと数値積分から得られるひずみを比較する. 図 4.11 に ECD, 図 4.12 に CHACLE が  $A_3$  に対してどのような変化をするかを示す. 図 4.11 より ECD は数値積分の結果とエコーパルスの合成結果が良く一致しているが, 図 4.12 より CHACLE は少しの一定の偏差が生じていることがわかる. この CHACLE に生じている偏差の原因は本来の積分範囲が無限であるのに対して数値積分の範囲が有限であること, さらに ECD が  $\mu\text{s}$  単の測度であるのに対して CHACLE が ns の単位であり,  $10^3$  もの精度を要求していることなどが考えられる. しかしながら, CHACLE の誤差は一定な定状偏差であることから, この誤差は補正可能であり, この一定な誤差量を補正することで数値積分による誤差の影響を除去できると考えられる.

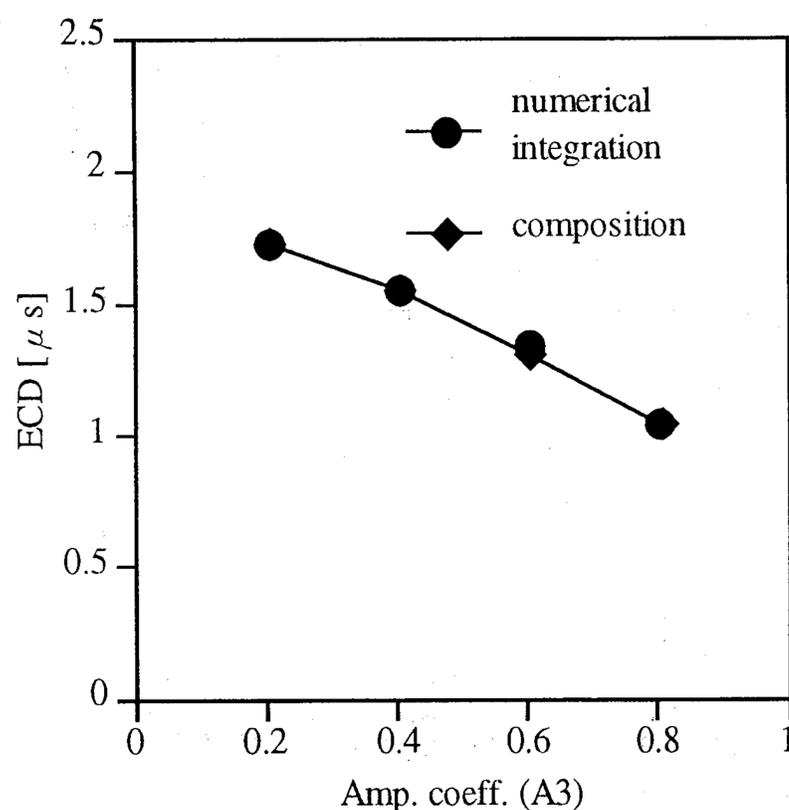


図 4.11: ECD による数値積分評価

#### 4.4.2 均一伝搬路におけるひずみと時間遅延量

4.2.3 で述べた一般的で均一な 3 通りの伝搬路特性に対して前節で述べた数値積分を用いて受信パルス波形を得る. 均一な各伝搬路を 500 海里伝搬すると仮定し, 各伝搬路

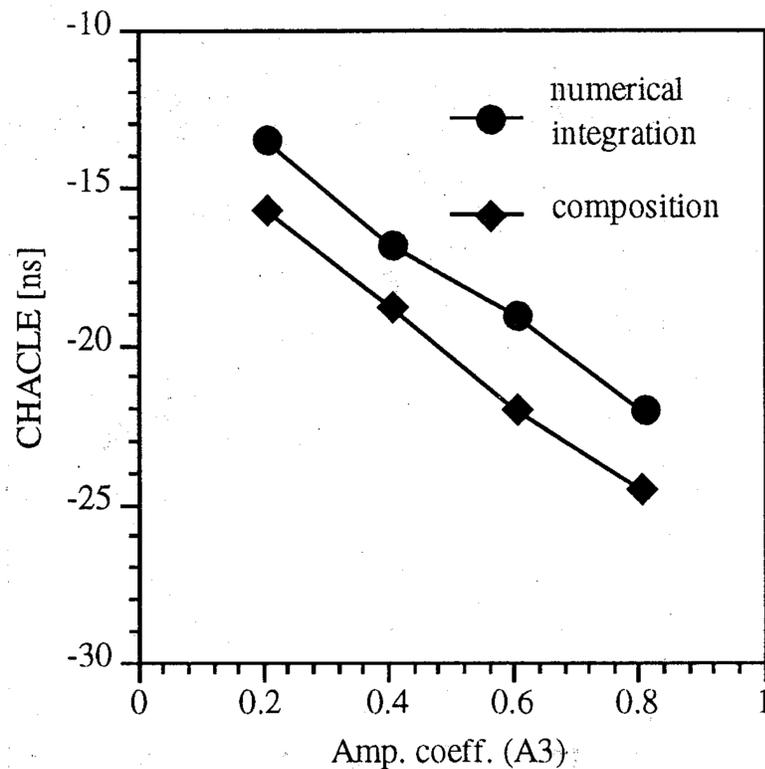


図 4.12: CHACLE による数値積分評価

に対して 25 海里ごとの受信パルス波形を計算し，合計 58 個（但し，積雪・火山地帯の伝搬路において ECD が  $-2.5\mu\text{s}$  以下であった 2 つの結果を除く）の受信パルス波形を求める。それらの結果から得られた受信パルス波形のひずみ測度を求めた ECD と CHACLE の結果を図 4.13 と 4.14 に示す。

これらの図より伝搬路の特性によって波形ひずみ測度が異なって変動する様子がわかり，両方のひずみ測度も海上→農耕地・淡水→積雪火山帯の順に距離に対する変化が大きくなっており，伝搬時間遅延量と同様の傾向がみられる。

そこで，ここではさらに均一な 3 種類の伝搬路に対して数値計算によって波形ひずみと伝搬時間遅延量の関係を求め，その結果を図 4.15 ～ 4.17 に示す。

2 つの波形ひずみ測度に対して，均一であるが特性の異なる 3 通りの各伝搬路を伝搬するパルスは，数値計算結果ではあるがそのどちらにもひずみ測度と伝搬時間遅延量の間に関連が見られる。さらに，両値の関係を線形回帰式で最小二乗近似した結果から次式を得た。

$$dT_{ECD1} = -0.305 \times ECD + 1.565 \quad (4.19)$$

$$dT_{CHACLE1} = -4.195 \times CHACLE + 21.560 \quad (4.20)$$

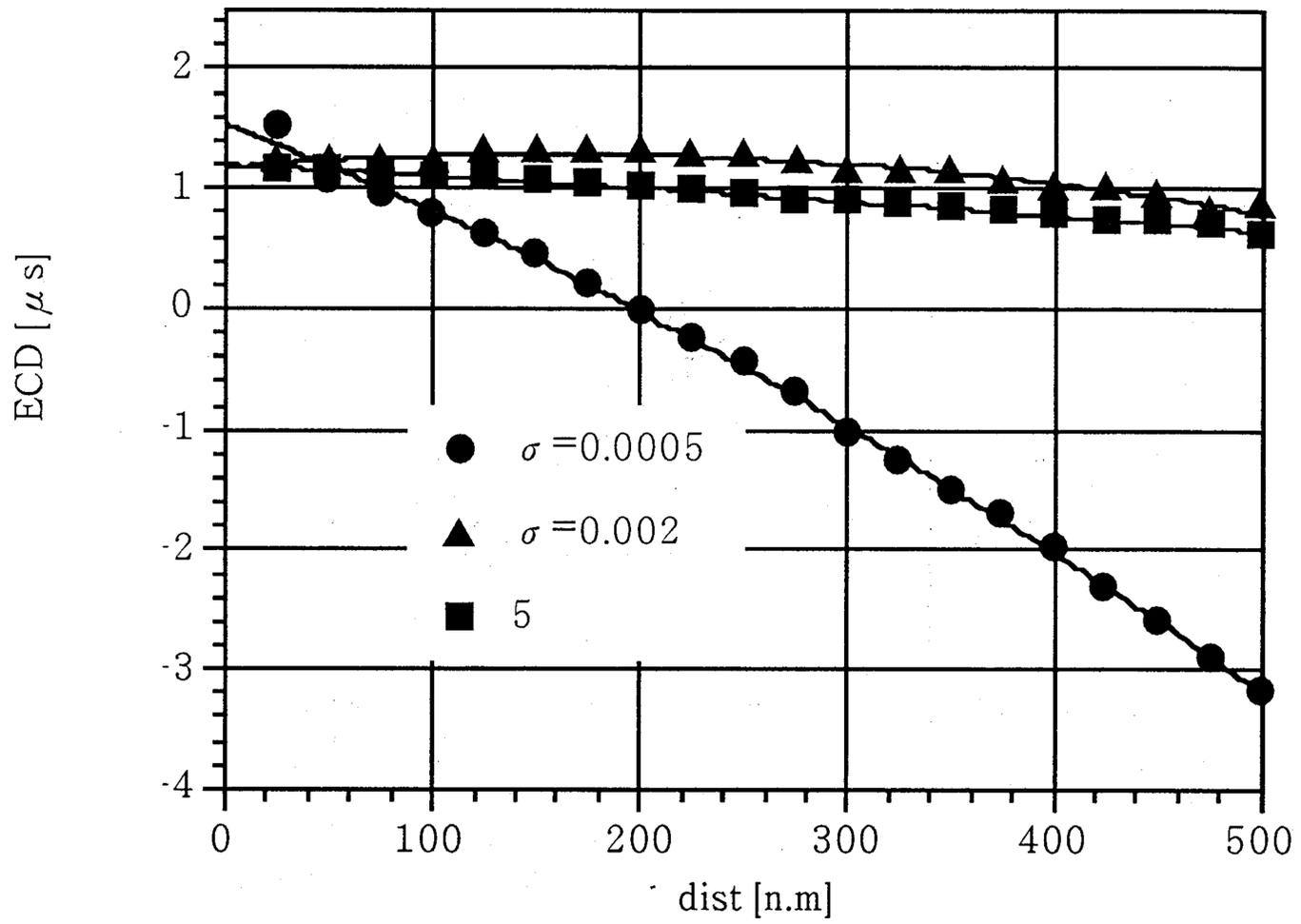


図 4.13: 一般的な伝搬路における ECD の変化

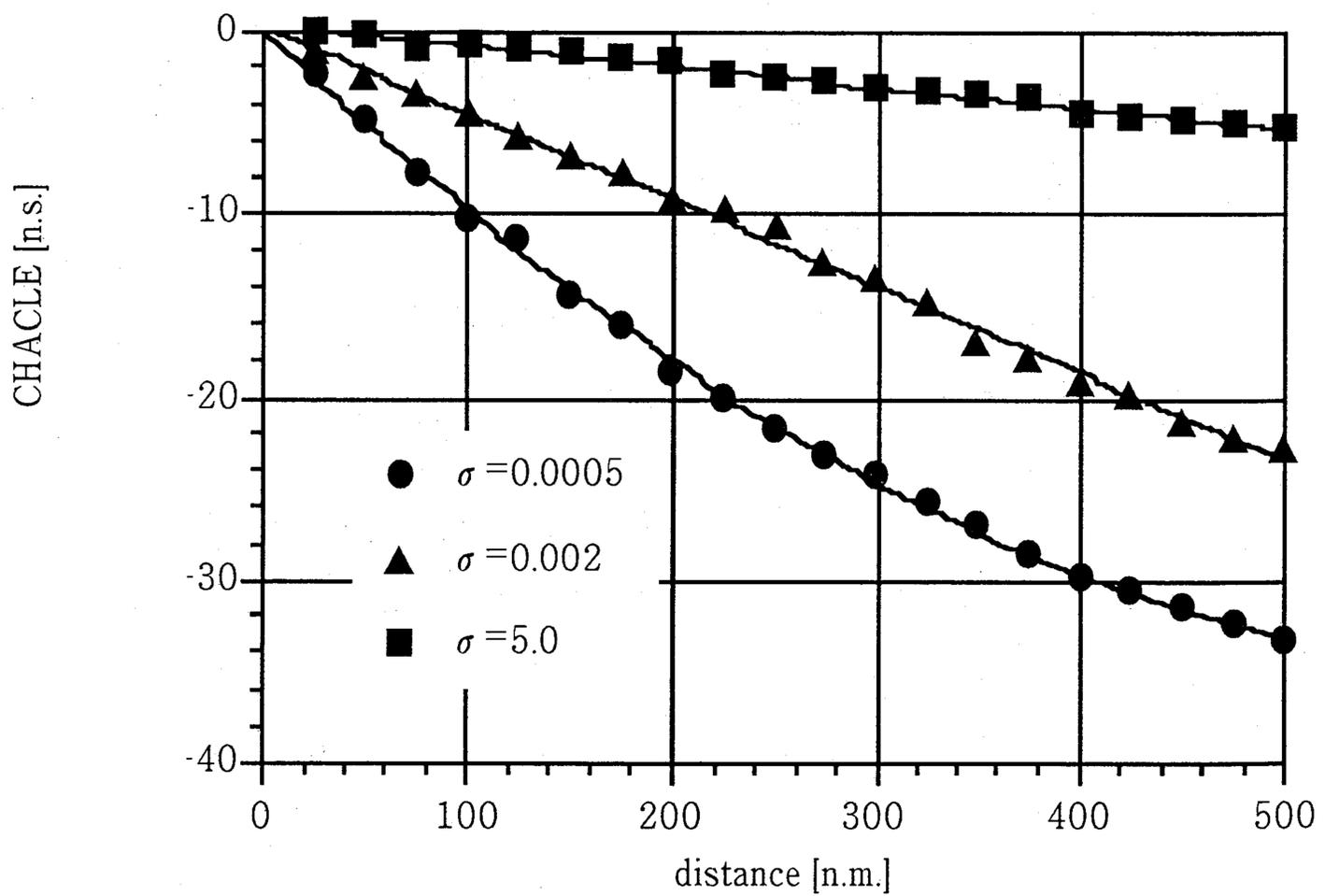


図 4.14: 一般的な伝搬路における CHACLE の変化

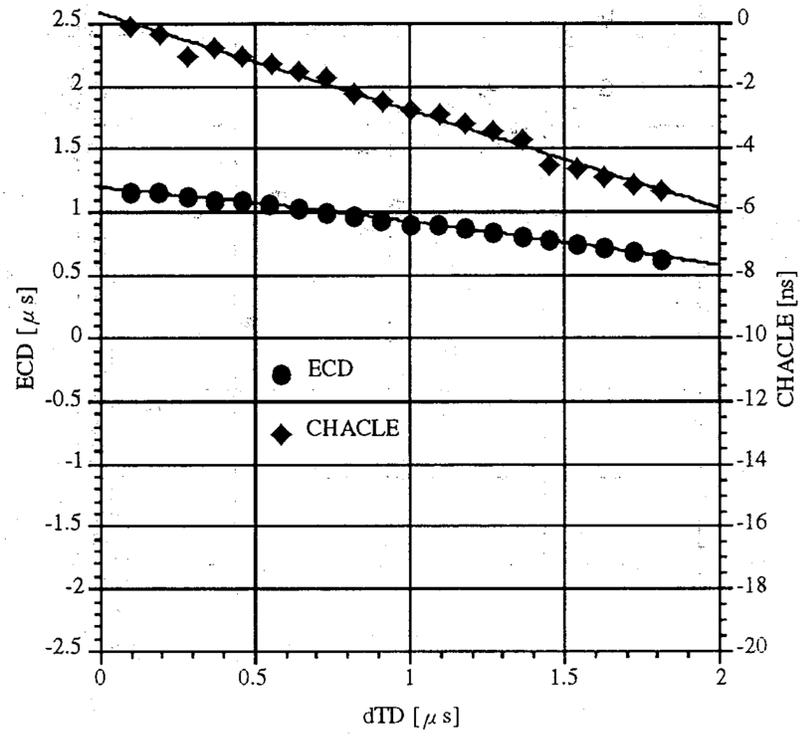


図 4.15: 波形ひずみと伝搬時間遅延量の関係 (海上)

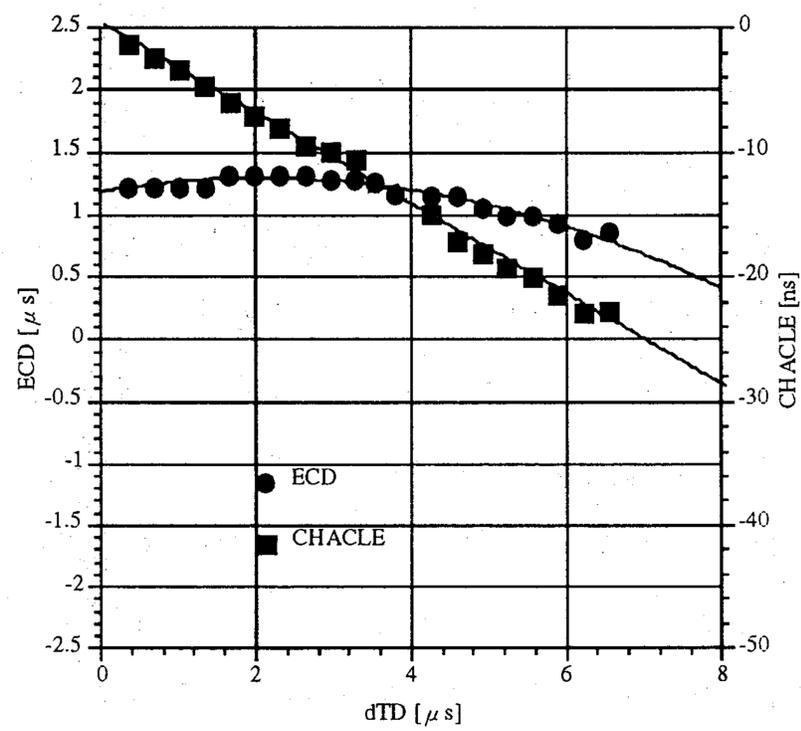


図 4.16: 波形ひずみと伝搬時間遅延量の関係 (農耕地・淡水)

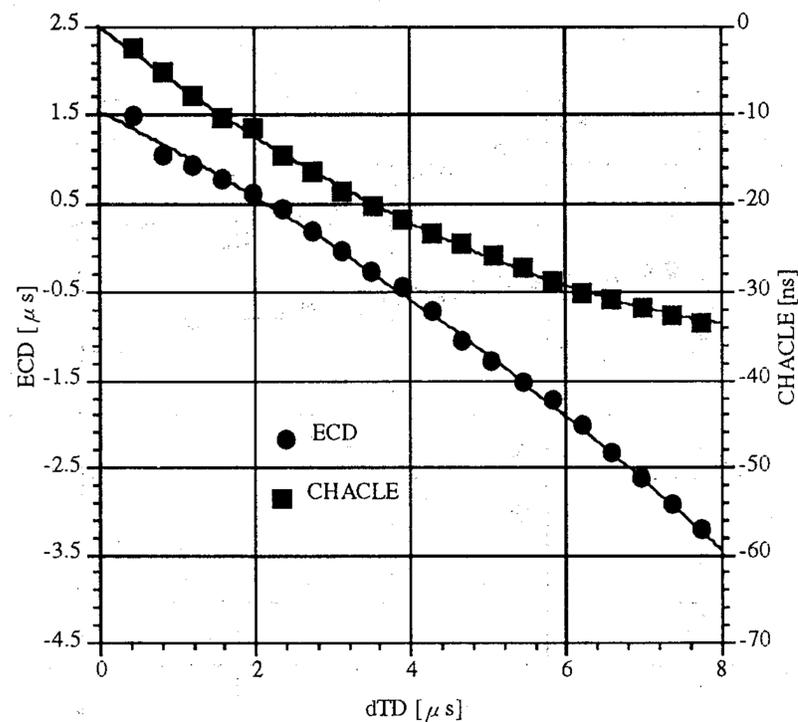


図 4.17: 波形ひずみと伝搬時間遅延量の関係 (積雪火山帯)

また, 2次回帰を考えると, 同様に最小二乗近似から次式を得る.

$$dT_{ECD2} = 4.177 - 1.605 \times ECD - 8.233 \times 10^{-2} \times (ECD)^2 \quad (4.21)$$

$$dT_{CHACLE2} = -5.307 - 0.182 \times CHACLE + 3.982 \times 10^{-3} \times (CHACLE)^2 \quad (4.22)$$

これらの数値計算によって得られた ECD と CHACLE の両波形ひずみと伝搬時間遅延量はそれらの間に非常に強い相関が見られることから, このひずみ測度によって伝搬時間遅延量を補正することを考える. 一次および二次の回帰式を均一な伝搬路の伝搬により生じた伝搬時間遅延量をの補正式として用い, あらがじめ求めている 58 データにその補正を試みた. その結果を表 4.8 に示す. ここで, 平均誤差とは補正後の残差の平均値を示し, RMS 誤差とは残差の二乗平均値を示している. さらに, ( ) 内に補正効果の指標として補正後の誤差がその補正を行わない場合に比べてどの程度減少しているかを % で表す誤差減少率を示しておく. したがって, ( ) の数値が 1.0 となっていれば補正無しの誤差に比べて補正後の誤差は 1.0 % まで小さくなっていることをしめしており, 数値が小さいほど補正効果が大いことを示している. 以上の結果から, 一般的で均一な伝搬路を伝搬するパルス波形のひずみ測度と伝搬時間遅延量とはお互いに密接に関係しており, 一次および二次回帰式により補正が可能であることがわかった. さらに波形ひずみ測度では従来か

表 4.8: 均一伝搬路におけるひずみ測度による伝搬時間遅延量の補正効果

伝搬路		データ 個数	平均誤差 [ $\mu\text{s}$ ]		
			補正無し	一次補正	二次補正
積雪火山帯	ECD	18	4.76	0.05(1.0)	0.02(0.4)
	CHACLE	18	4.76	0.05(1.0)	0.02(0.4)
農耕地・淡水	ECD	20	3.83	1.59(41.5)	1.61(42.0)
	CHACLE	20	3.83	0.71(18.5)	0.50(13.1)
海水	ECD	20	0.94	-1.58(168.1)	-1.60(170.2)
	CHACLE	20	0.94	-0.28(29.8)	-0.13(13.8)
Total	ECD	58	3.12	0.02(0.6)	0.01(0.3)
	CHACLE	58	3.12	0.01(0.3)	0.00(0.0)

伝搬路		データ 個数	RMS 誤差 [ $\mu\text{s}$ ]		
			補正無し	一次補正	二次補正
積雪火山帯	ECD	18	5.10	0.24(4.7)	0.15(2.9)
	CHACLE	18	5.10	0.24(4.7)	0.15(2.9)
農耕地・淡水	ECD	20	4.17	2.16(51.8)	2.16(51.8)
	CHACLE	20	4.17	0.78(18.7)	0.52(12.5)
海水	ECD	20	1.06	1.61(151.9)	1.62(152.8)
	CHACLE	20	1.06	0.33(31.1)	0.13(12.3)
Total	ECD	58	3.80	1.59(41.8)	1.59(41.8)
	CHACLE	58	3.8	0.58(15.0)	0.47(12.4)

( ) 内は 誤差減少率 =  $\frac{\text{補正後}}{\text{補正無し}} \times 100$  を示す.

らもちいられている ECD よりも本論文で提案する CHACLE の方が伝搬時間遅延量との相関が強く補正効果の面で非常に優れていることが明かとなった。

### 4.4.3 複合伝搬路におけるひずみと時間遅延量

均一な伝搬路を Millington 法を応用することで複合伝搬路に拡張できることを 3.4 で述べた。そこで、前節と同様の数値計算法により複合伝搬路における波形ひずみの変動と伝搬時間遅延量の変動を評価し、前節の補正法を適応することでその補正効果を検討する。ここで用いる伝搬路モデルは米国で付加的二次位相係数による伝搬時間遅延 (ASF 補正) の計算結果を評価するために用いられた伝搬路に類似した伝搬路モデルを用いる。この仮定伝搬路モデルは前節で与えた 3 種類の均一伝搬路で構成されるが、2 番目の伝搬路は米国の伝搬路の導電率が 0.0005 に対して 0.002 と若干異なる。

この複合伝搬路において 25 海里ごとに得られたパルス波形ひずみと伝搬時間遅延量の結果を図 4.18 に示す。

伝搬時間遅延量は 2 番目の伝搬路で若干の違いが見られるが、全体的には良く一致して距離にたいする変化が見られる。また、表 4.9 に複合伝搬路における 18 データの平均誤差、RMS 誤差および誤差減少率を示す。波形ひずみ測度による伝搬時間遅延量の補正効果は絶対誤差の誤差減少率が 20 % 以下に減少しており、本補正手法が複合伝搬路においても有効であると言える。

## 4.5 結言

本章では 3 章で与えられた種々の伝搬路の任意の点において受信されるパルス波形を与える計算法を述べ、得られたパルス波形を伝搬時間遅延量およびパルス波形歪みを評価した。さらに、一般的な均一伝搬路に本手法を適応し、均一伝搬路の特性を明らかにし、次にパルス波形ひずみ測度として従来から用いられている包絡線-位相差 (ECD) および本論文で提案する半波長差 (CHACLE) の定義した。また、上述の方法と同様に仮定した簡易伝搬路特性において数値計算と近似解析解結果を比較することにより、ひずみ測度の観点から本提案手法を評価し妥当性を検証した。さらに、波形ひずみ測度をこれを一般的な均

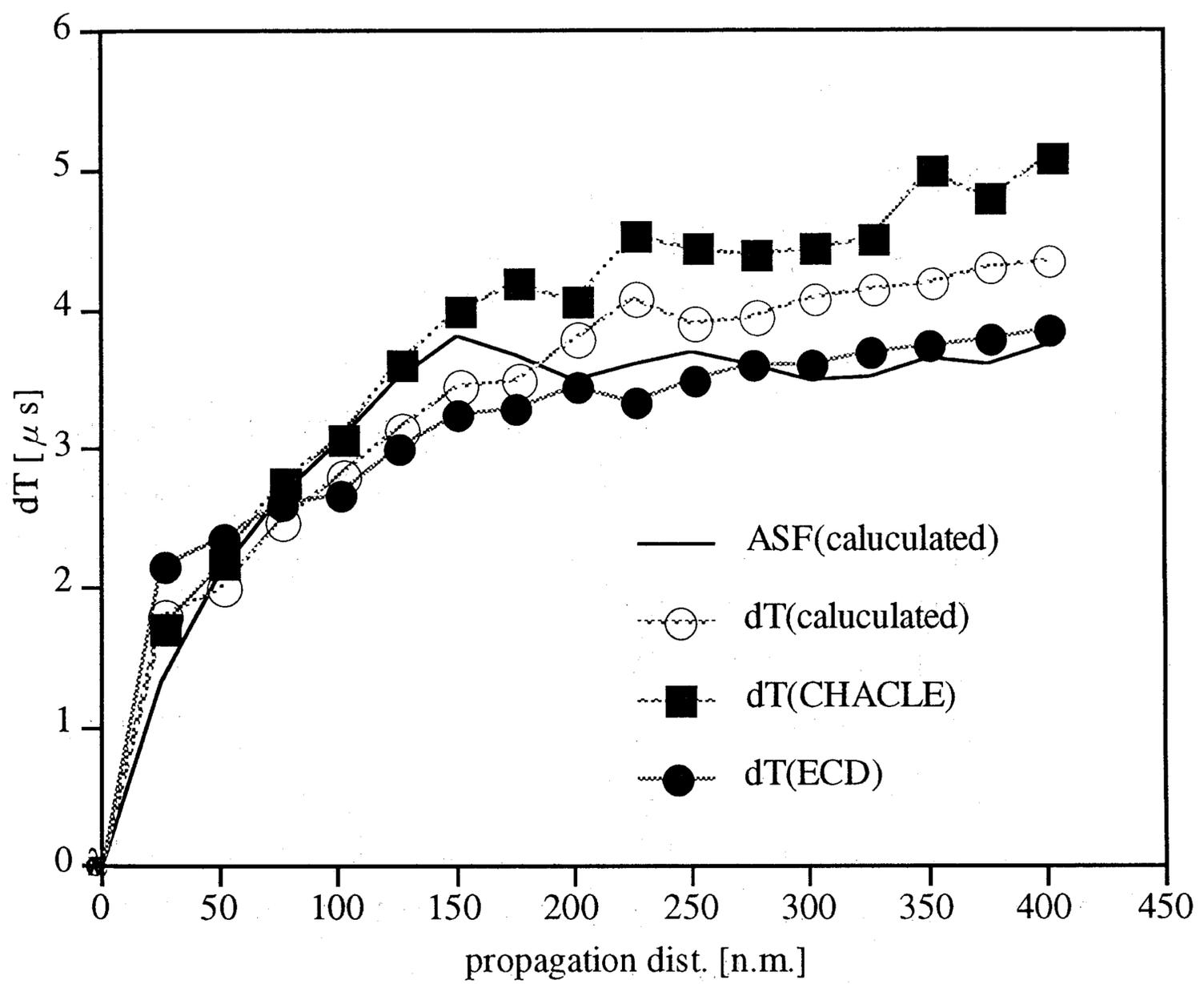


図 4.18: 複合伝搬路における伝搬時間遅延量と補正後の残余誤差

表 4.9: 複合伝搬路におけるひずみ測度による伝搬時間遅延量の補正効果

伝搬路		データ 個数	平均誤差 [ $\mu\text{s}$ ]		
			補正無し	一次補正	二次補正
複合伝搬路モデル	ECD	18	3.57	0.22(6.2)	0.14(3.9)
	CHACLE	18	3.57	-0.36(10.1)	-0.65(18.2)

伝搬路		データ 個数	RMS 誤差 [ $\mu\text{s}$ ]		
			補正無し	一次補正	二次補正
複合伝搬路モデル	ECD	18	3.57	0.43(11.5)	0.31(8.3)
	CHACLE	18	3.57	0.45(12.0)	0.74(19.7)

( ) 内は 誤差減少率 =  $\frac{\text{補正後}}{\text{補正無し}} \times 100$  を示す.

一伝搬路および複合伝搬路に適用し、一般的な均一伝搬路を伝搬するパルス波形のひずみ測度と伝搬時間遅延量非常に強い相関性を有し、一次および二次回帰式により補正が可能であること、波形ひずみ測度では従来からもちいられている ECD よりも本論文で提案する CHACLE の方が伝搬時間遅延量との相関がより強く補正効果の面で非常に優れていること、複合伝搬路に本手法を適用した結果から、波形ひずみ測度による伝搬時間遅延量の補正は相当な効果が期待でき、本手法によりロランシステムにおける絶対誤差を改善するための有効な手法であることを明らかにした。

伝搬路はパルス波形に伝搬時間遅延量を引き起こし、ロランシステムの絶対測位精度に影響を与える。本章では、この波形ひずみ測度として CHACLE を提案し、従来から用いられている ECD とともにこれら波形ひずみ測度を用いて伝搬時間遅延量を補正することができることを一般的な均一伝搬路において数値計算によって示し、複合伝搬路に対してこれを適応した。その結果、ECD および CHACLE を用いた補正で約 20 % 以下に誤差を減少させることが可能であることを示した。

# 第5章 ひずみ測度の計測と伝搬時間遅延補正

## 5.1 緒言

前章において、従来から用いられている ECD と本論文で提案する CHACLE の2つのパルス波形ひずみ測度によってロランシステムの絶対誤差の主因である伝搬時間遅延量を補正し、誤差を 20 %以下に縮めることを数値計算によって検証し、その可能性が十分であることを示した。そこで、本章では波形ひずみの計測方法を用いてこれら2つの波形ひずみをどのようにして計測するのか、またこれらの測度の雑音特性を示すことで実用化に向けた検討を行う。さらに、提案する遅延時間の補正システムを用いた実験結果も併せて述べる。

## 5.2 パルス波形ひずみの計測

ここでは、ECD および CHACLE の具体的な計測方法を述べる。基本的に CHACLE は位相の零クロス点間の時間の計測であることから計測は容易であると考えられその計測方法も単純である。一方 ECD はその定義から様々な計測法が考えられる。

### 5.2.1 包絡線-位相差 (ECD) の計測法

ECD の計測方法に関してその様々な計測法の中から 1)USCG において送信パルス波形の ECD を制御するために用いられている方法 [36], 2) 簡易に ECD を推定する方法, 3)ECD をより詳細に求める方法の3通りの方法があり、各々の方法にはそれぞれ利点と欠点を有している。まず一番目の送信パルス制御法は各サイクルの半波最大振幅値を用いる方法で

送信パルスを規定している推定法であることから、本手法がECD計測において最もオーソドックスな手法であるが、波形計測において半波最大振幅値を実際の計測で得ることは困難を要する。次いで簡易法であるがこの手法は手軽で計測には最も適しているが、パルス包絡線の最大値を用いるため空間波の影響を受けてしまい計測値の信頼性の点で劣る。最後に精密法は、信頼性は最も高いが計測にはかなりの計算量を要するが、本論文では主として本手法により解析を行う。このように、一長一短があり、ここでは後半の簡易法および精密法を以下に述べる。

1. 簡易法 [37] [39]: 受信パルス波形の包絡線出力  $e(t)$  を信号成分の包絡線  $s(t)$  と雑音成分  $n(t)$  に分解して考える。但し、雑音成分は平均値0, 分散  $\sigma_N^2$  の白色性 Gauss 雑音と仮定する。そこで、

$$\begin{aligned} e(t) &= s(t) + n(t) \\ s(t) &= A(t - \tau)^2 e^{-\alpha(t - \tau)} \end{aligned} \quad (5.1)$$

但し、 $A$  は信号成分の最大振幅値、 $f_0$  は送信周波数、 $\tau$  はECDとする。

受信信号  $r(t)$  に対してある任意の時刻をサンプリング点としその時刻を  $t_i$  とする。その任意のサンプリング点において受信信号  $r(t)$  が正または零の値をもつ確率  $P_+$ 、と負の値を持つ確率  $P_-$  を考える。そこで、 $P_+ + P_- = 1$  となる。この正の値を持つ確率と負の値を持つ確率の差の確率を  $X_i$  とし、雑音の確率密度関数を  $p_n(x)$  とする。そこで、

$$\begin{aligned} X_i &= P_+ - P_- \\ &= 1 - 2P_- \\ &= 1 - 2 \int_{-\infty}^{s(t_i)} p_n(x) dx \end{aligned} \quad (5.2)$$

ここで、雑音の確率変数  $x$  について、 $x' = \frac{x}{\sigma_N}$  なる変数変換を行う。次に雑音成分が  $X$  以下の値を有するような確率分布関数  $P(X)$  を考えると、

$$X_i = 1 - 2 \int_{-\infty}^{s(t_i)} \frac{p_n(x')}{\sigma_N} dx' \quad (5.3)$$

上式の積分項を一次近似すると

$$\begin{aligned} X_i &\approx \sqrt{\frac{2s(t_i)}{\pi \sigma_N}} \\ &= \sqrt{\frac{2A(t_i - \tau)^2 e^{-2(t_i - \tau)/65}}{\pi \sigma_N}} \end{aligned} \quad (5.4)$$

そこで、受信信号包絡線波形の信号成分が最大振幅値を有する時点 ( $t_i = t_{max}; s(t_i) = A$ ) における SNR と  $X_i$  の関係は次式で与えられる.

$$\begin{aligned} SNR[dB] &= 20 \log\left(\frac{A}{\sigma_N}\right) \\ \frac{A}{\sigma_N} &= \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{X_i}{e^{-2(t_i - \tau)/65}} \end{aligned} \quad (5.5)$$

さらに、包絡線最大振幅値での正負の確率の差の実測値を  $\hat{X}_i$  とすると、理論値  $X_i$  と実測値  $\hat{X}_i$  の差をの二乗を評価関数とし、この評価関数を最小とする  $SNR(\frac{A}{\sigma_N})$  を求めると次式となる.

$$\frac{\tilde{A}}{\sigma_N} = \frac{\sigma\{\hat{X}_i \sqrt{\frac{2}{\pi}} (t_i - \tau)^2 e^{-2(t_i - \tau)/65}\}}{\sigma\{\sqrt{\frac{2}{\pi}} (t_i - \tau)^2 e^{-2(t_i - \tau)/65}\}^2} \quad (5.6)$$

さらに上式で求まる SNR の推定値  $\tilde{A}\sigma_N$  を用いて、次に前述の評価関数を最小にすべく  $\tau$  を Powell 法 [40] で求める. 従って、パルス包絡線の最大振幅値の正負の確率を計測することで、SNR の推定値である  $\tilde{A}\sigma_N$  と ECD の推定値である  $\tau$  が求まることとなる.

そこで、本手法は計測が最も簡易であるが、ECD と SNR の推定はパルス波形に空間波が混入するパルス立ち上がりより 65 $\mu$ s 後方の振幅を用いていることから、この推定値は地表波対空間波の比が大きいときにのみ成り立ち、その場合に限り正しい値となる.

2. 精密法 [42]: 本手法による計測法は、パルス波形を計測・収録するハードウェアパートと、収録されたパルス波形から波形ひずみを求めるためのソフトウェアパートで構成され、各々の概略を図 5.1 と図 5.2 に示す. ハードウェアパートは 2 つの受信アンテナを持ち、一方のアンテナはロラン受信器用でもう一方のアンテナは波形計測・収録用である. まずロラン受信器にてロランチェーンに割り当てられたパルス繰り返し周期に同期しかつ受信パルス波形の SZP に同期するトリガーパルスを生成

する。次に、このトリガーパルスを用いて DSO にて RF パルスを計測する。ただし受信信号の SNR が 0dB 付近であり、単一のパルス波形から波形ひずみを求めることが困難であると考えられることから、幾つかのパルス波形を重ね合せ平滑化を行う。この際の平滑個数は計測時の SNR に依存する。このパートで収録されたパルス波形は続いてソフトウェアパートに送られる。ここでは収録された個々のパルス波形について各々のパルス波形の SZP 位置から前後  $2.5\mu\text{s}$  の整数倍の位置にある振幅値をサンプリングする。すなわち SZP を基準として 400kHz のサンプリング周波数で SZP 前後数点のサンプリングを行う。次にこれらのサンプリング値を SZP を基準として同相成分と直交成分に分解し包絡線検波を行い包絡線を得る。この  $2.5\mu\text{s}$  毎の包絡線サンプリング値と基準パルスにおける各サンプリング点の値を比較し最小二乗法を用いることで受信パルス波形の ECD の推定値を求める。本手法で得られたサンプリ

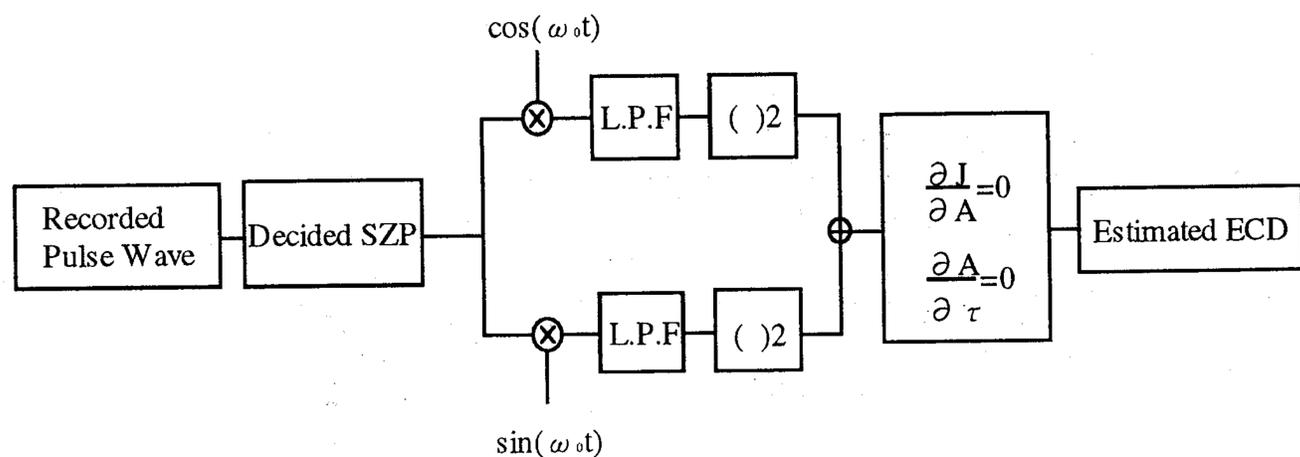


図 5.1: ECD 精密計測に関するハードウェア

ング値を  $s_i$ , 各サンプリング点における送信パルス波形の値を  $e_i$  とすると,

$$e_i = A(t_i - \tau)^2 e^{-2(t_i - \tau)/65} \quad (5.7)$$

$$J = E\left[\sum_{i=0}^{i=M} \{s_i - e_i\}^2\right] \quad (5.8)$$

$$\frac{\partial J}{\partial A} = 0$$

$$\frac{\partial J}{\partial \tau} = 0$$

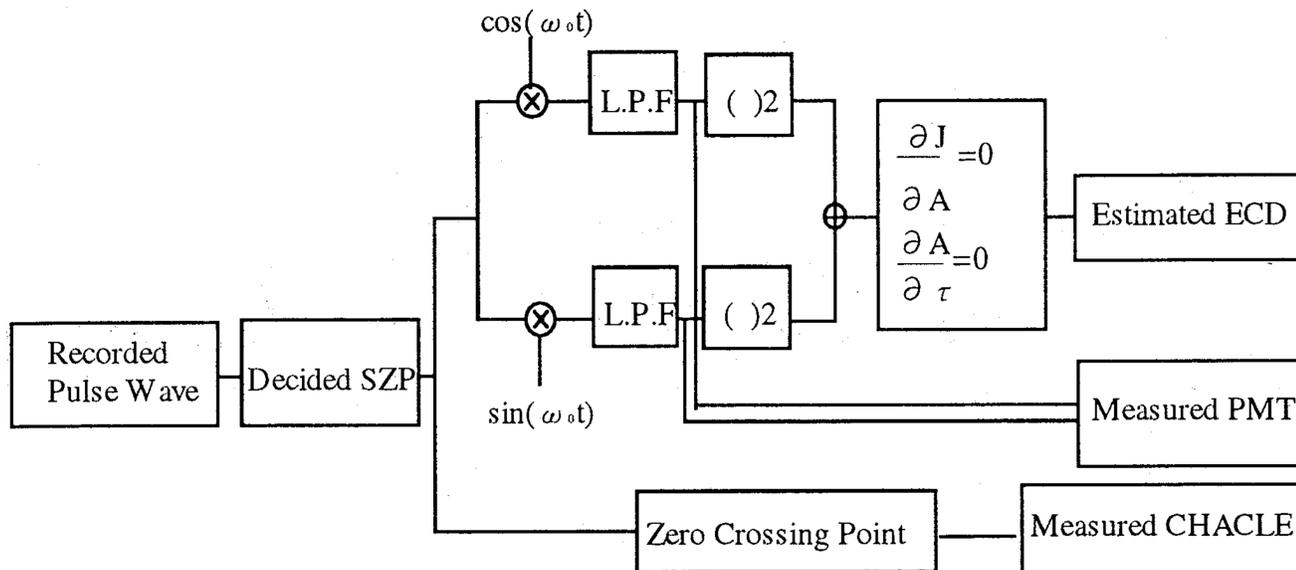


図 5.2: ECD 精密計測に関するソフトウェア

### 5.2.2 半波長差 (CHACLE) の計測法

CHACLE[28] [30] は受信パルス波形の零クロス時間の間隔である。そこで、ECD の精密計測と同様に受信パルス波形の SZP を基準に受信パルス波形をハードリミッター回路を通した後に SZP 前後の ZCP (Zero Crossing Point) 間の時間長を計測し、その差から求めることができる。CHACLE の計測のブロック図を図 5.3 に示す。

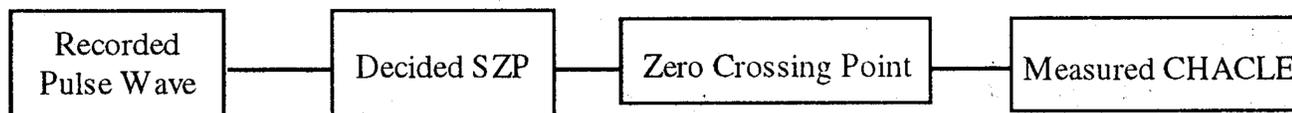


図 5.3: CHACLE 計測のブロック図

・位相変調項 (PMT) の計測法 CHACLE は受信パルス波形の零クロス時間の時間長差である。しかしながら、その変化量は非常に小さく数十ナノ秒のオーダーである。そこで、このひずみ測度よりももう少し計測し易い測度を考える。CHACLE は半波長の長さの時間差でありこれは位相変調分と等価であると考えられる。したがって受信パルスの SZP に隣接した ZCP の点における位相を計測すれば良い。幸い ECD の精密計測において各 SZP の同相と直交成分が包絡線検波の段階で求められており、その結果を用いて ZCP における位相変調項 (PMT:Phase Modulation Term) が得られる。PMT 計測のブロック図

を図 5.4 に示す。

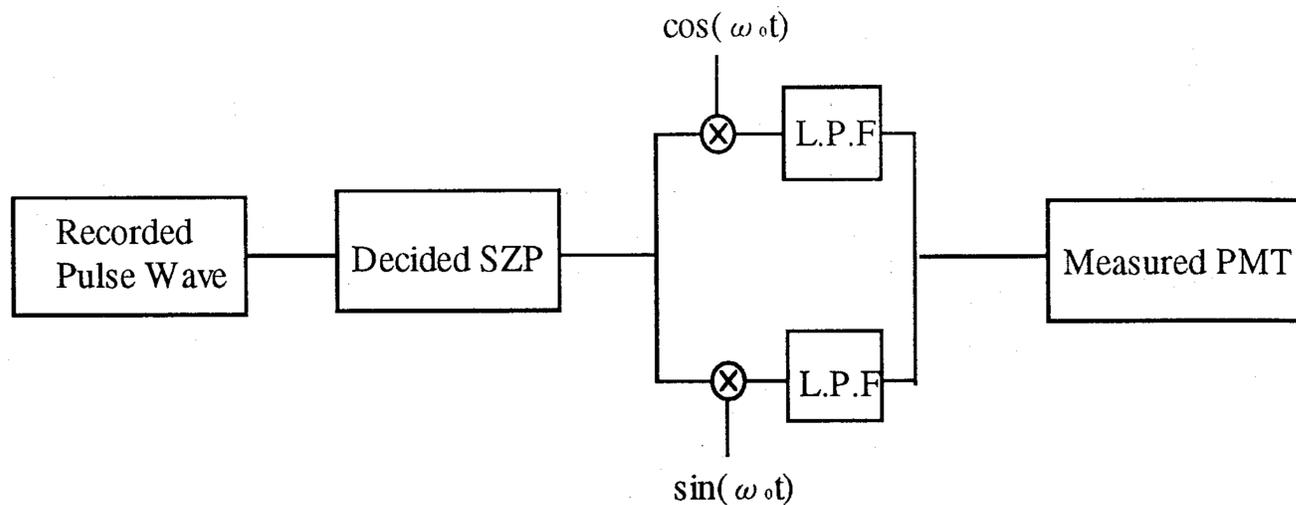


図 5.4: PMT 計測のブロック図

### 5.3 雑音特性

上記の各パルス波形ひずみ測度を計測することにおいてその雑音特性は、パルス波形の送信時における送信制御の精度と、受信時において受信器内における処理方法に依存する。ここでは送信時には良好な精度で送信が行えているものと仮定し、受信時の SNR によって計測した波形ひずみ測度がどのような影響を受けるかを調べる。受信器内での処理方法は ECD に関しては推定法、また CHACLE と PMT は上述の方法で計測行うものとする。

通常用いられているロラン受信器は包絡線の基準点である ESP と位相の基準点である SZP の両基準点を初期に捕捉モードで捕捉した後に追尾モードに移り自動追尾する。これら追尾中の ESP の雑音特性は次式 [41] で与えられる。

$$\sigma_{ESP} = \sqrt{1.268 \frac{1}{n \left(\frac{S}{N}\right)^2}} \quad (5.9)$$

ここで、 $n$  は平滑化に用いられるパルス数である。さらに、自動追尾される SZP の雑音特性は受信器で用いられる位相追尾ループの特性に依存し以下の式 [41] で与えられる。

$$\sigma_{SZP} = \sqrt{1.563 \frac{K_a^{\frac{1}{2}}}{n \left(\frac{S}{N}\right)^2}} \quad (5.10)$$

ここで、 $K_a$ は受信器の位相追尾ループの加速度係数である。そこで、通常用いられているロラン受信器におけるSZPとESPの差で与えられるECDの有する雑音特性は、両誤差が期待値が0の白色性ガウス雑音であると仮定すると次式で与えられる。

$$\sigma_{ECD} = \sqrt{\sigma_{ESP}^2 + \sigma_{SZP}^2} \quad (5.11)$$

$n = 80$ ,  $K_a = 0.08$ とした場合におけるSNRに対する各標準偏差を図5.5に示す。このことから、ECDは通常用いられているロラン受信器においてSZPと同じ精度を得るためには約4倍の平滑化に用いられるパルス数が必要であることがわかる[37]。更に定義から

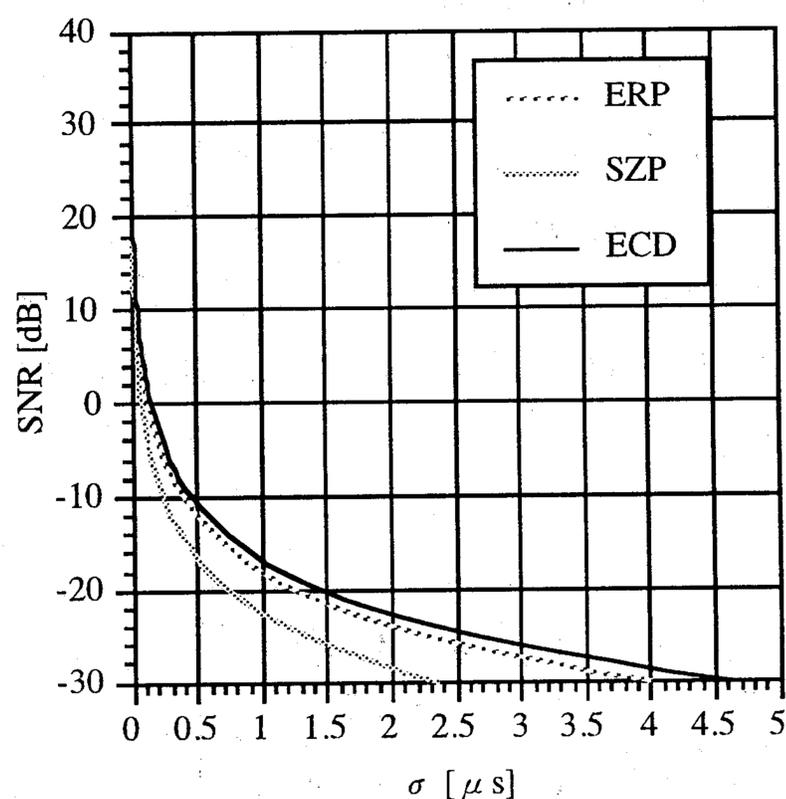


図 5.5: ECD, SZP および ESP の雑音特性

CHACLEは半波長差であり、次の式で与えられる。

$$\begin{aligned} CHACLE &= (t_{szp+1} - t_{szp}) - (t_{szp} - t_{szp-1}) \\ &= t_{szp+1} + t_{szp-1} - 2t_{szp} \end{aligned} \quad (5.12)$$

そこで、その雑音特性は次式となる。

$$\sigma_{CHACLE} \simeq 2\sigma_{SZP} \quad (5.13)$$

次に本論文で用いるECDの精密推定法およびCHACLEの雑音特性を述べる[42]。ECDの精密推定法は上述した様にSZPを中心に幾つかのサンプリング点を設定し、各点での

値と標準パルス波形との最小二乗推定によってECDを推定する手法である。そこで、サンプリング点の点数を増やせばECDの推定精度もこれに伴って良くなることが考えられる。しかし残念なことにロランシステムの使用周波数の関係でパルス立ち上がりから40 $\mu$ 秒以上の後方では空間波が混入して地表波の波形を乱すことになる。さらにSZPより前方ではそのパルス振幅値が小さな値となってSNRが悪くなる。そこで、ここでは400kHzのサンプリング用いてSZPの後方4点（パルス立ち上がりから40 $\mu$ 秒後方）および前方10点（パルス立ち上がりから5 $\mu$ 秒後方）までの15点を用いて、ECDの精密推定の雑音特性を評価する。すでに述べたように一般的にはサンプリング点の数が多いほど良い推定が得られるが、ここではサンプリング点の数を増やすことは低SNRのサンプリング点の値を元に推定がなされることとなり、最小二乗推定においてサンプリング点の数に最適値が生じると考えられる。そこで、前方のより低いSNRのサンプリング点を一つずつ削除することでサンプリング点の数を減少させることで最小二乗誤差を評価し、そのサンプリング数の最適値を求める。図5.6に0～50dBのSNRに対してサンプリング点の個数を変数とした場合の最小二乗誤差の結果を示す。この結果から、サンプリング数10が25dB

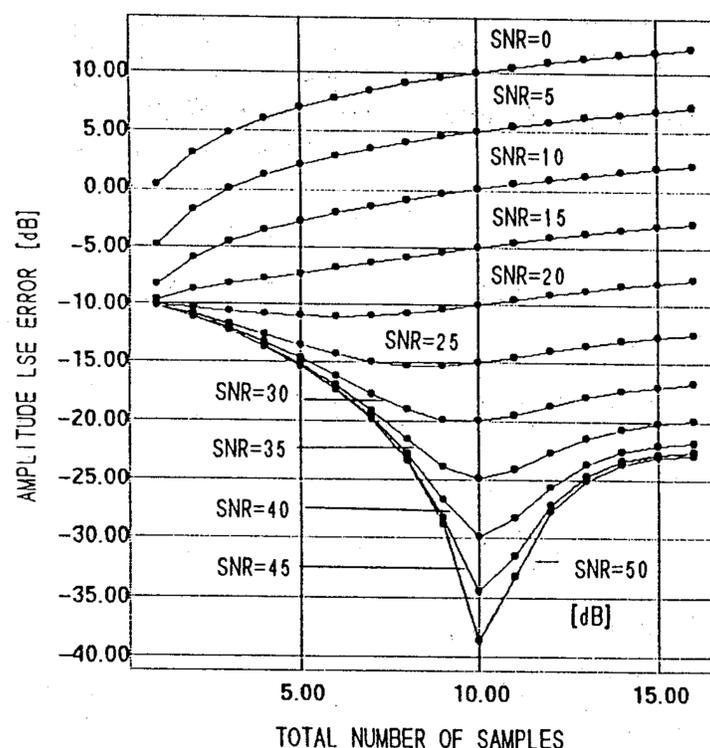


図 5.6: ECD の精密推定法における最適なサンプリング数

以上の SNR で最適値であることがわかる。以下の ECD 推定にはこの最適なサンプリング数を用いる。

50 回のモンテカルロシミュレーションを用い 0dB から 50dB までの 5dB 毎の SNR に

対する ECD と CHACLE の雑音特性の評価を行った結果を図 5.7 に示す. 同図には参考として理論値を実線で示しておりこれらのシミュレーション結果が 10dB 以上の SNR で理論値と良く一致していることがわかる. この図より, ECD の推定誤差を  $0.1 \mu$  秒以下にするためには 30dB 以上 SNR が, CHACLE の測定誤差を  $0.001 \mu$  秒以下にするためには 50dB 以上 SNR が必要であることがわかる. またのさらに同図には参考として位相測定 (SZP) の結果を示す.

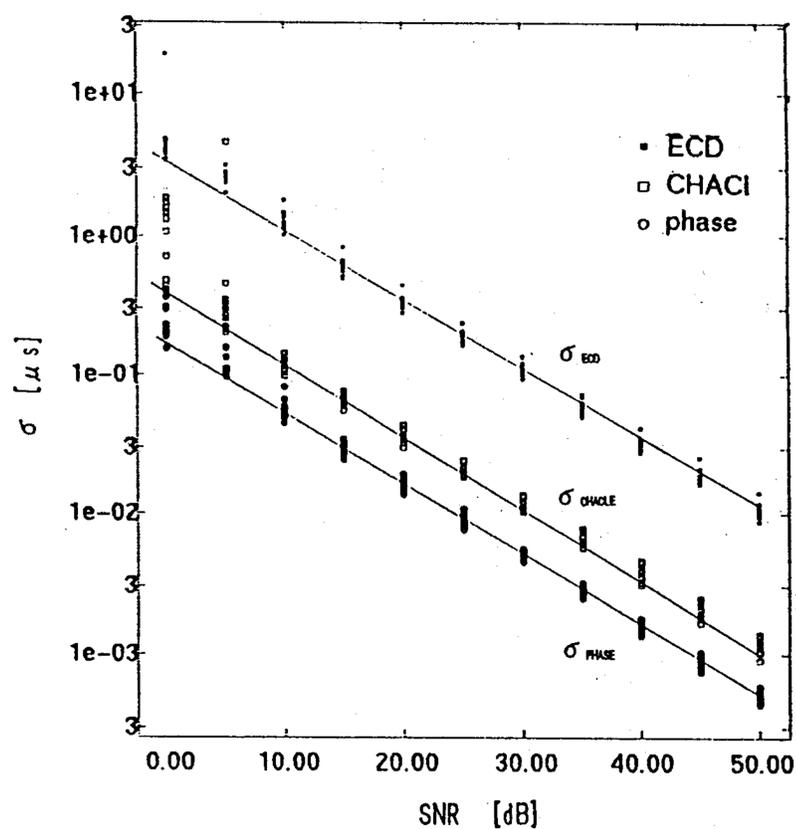


図 5.7: ECD と CHACLE の雑音特性

本論文で提案している波形ひずみ計測システムを実際に用いる場合には DSO で行われる A/D 変換に伴う量子化誤差, さらに送信段階で含まれる誤差も考慮する必要がある. そこで, 実際に計測する場合の SNR は上記の 2 つの誤差を含む必要があり次式となる.

$$SNR = \frac{S^2}{\frac{\sigma_n^2}{n}} + \sigma_q^2 + \sigma_t^2 \quad (5.14)$$

$$\sigma_q^2 = \frac{\left(\frac{S + \sigma_n}{2^d}\right)^2}{12} \quad (5.15)$$

ここで,  $S$  は SZP における信号振幅,  $\sigma_q$  は量子化誤差,  $\sigma_t$  は送信時の誤差,  $d$  は量子化レベル,  $n$  は平滑化パルス数を示す.

## 5.4 伝搬時間補正システム

本節では今までに述べてきた受信パルス波形のひずみ測度を用いて、ロランシステムにおける絶対測位誤差の主因と考えられるパルス伝搬時間の測定値を補正するためのシステム構成を与える。図 5.8 に補正システムのブロック線図 [42] を示す。このシステムではロラン受信器の他に ECD 推定器、CHACLE 計測器および ASF 遅延推定器を必要とする。ECD 推定器と CHACLE 計測器は前節で述べたものを用い、ASF 遅延推定器は式で得られた ASF による伝搬時間遅延量と各波形ひずみの関係を用い伝搬時間補正を行う。本システムの特徴を以下に示す。

1. 計算や実測によって得られた固定の補正值と比較して、伝搬路状態の季節的な変化に適応した補正が可能である。
2. 利用可能領域の全てに対応する表あるいはその値を記憶する装置を必要としない。
3. GPS とのハイブリッド化に向けて航法システムの integrity が向上が期待できる。
4. ECD 推定器、CHACLE 計測器および ASF 遅延推定器が必要であり、一般的なロラン受信器に比べ高価となる。

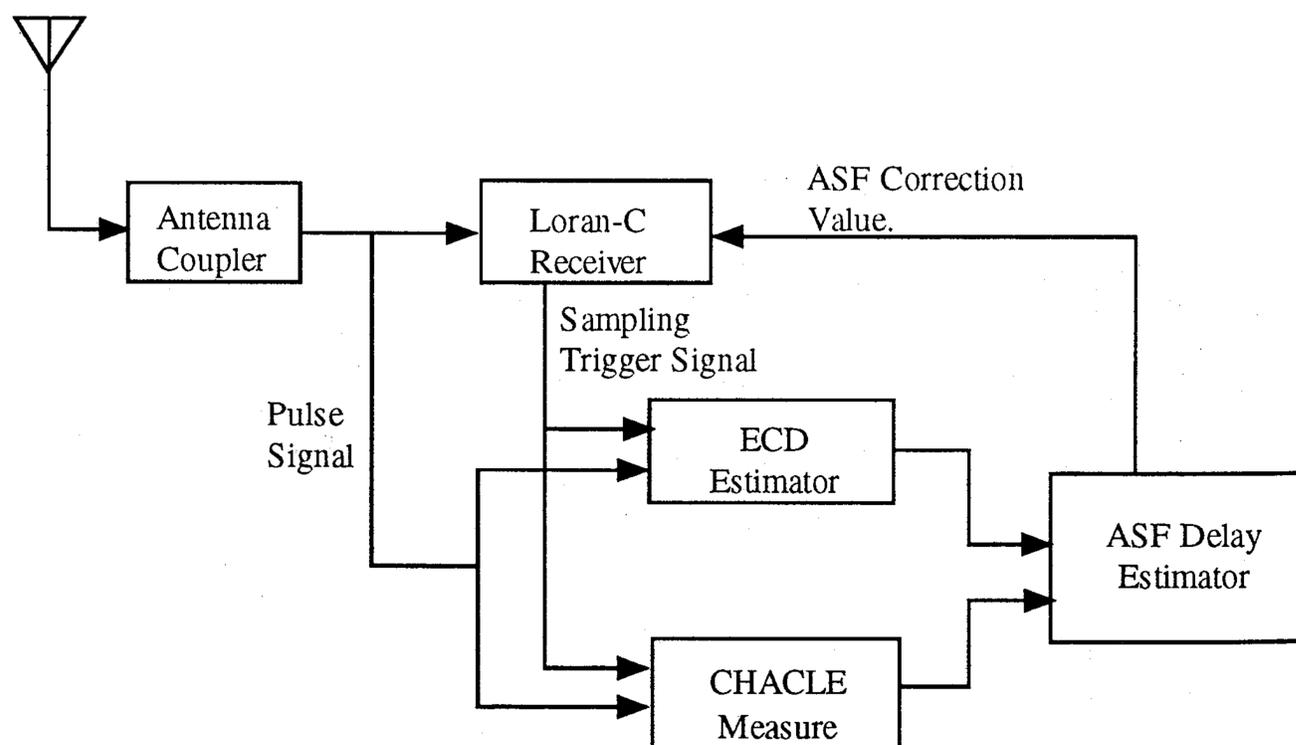


図 5.8: 伝搬時間補正システムブロック線図

## 5.5 実験結果と考察

本節では過去4回行った実験の概要およびその結果，さらにそれらに対する考察を述べる．初期の2つの実験（実験1，実験2）では一般に用いられているロラン受信器を用い，後の2つの実験では本論文で述べた波形計測システムを用いた．

### 1. 実験1[37]

本実験は昭和57年12月～昭和58年3月の間，運輸省航海訓練所練習船「進徳丸」にロラン受信器2台を設置し，北西太平洋チェーン（9970）の主局（M）と二次局（X，Y）からのパルス信号のSNR，ECDおよびパルス到達時間差を測定した．本実験で得られた停泊時の測定結果を表5.1に示す．また，海上（ $\sigma = 5.0$ ）と陸上（ $\sigma = 0.002$ ）の導電率の違いから位相速度と群速度の差としてECDを求めた結果[38]から次式を導き，

$$ECD = 2.5 - 0.0025d - 0.0067d_l \quad (5.16)$$

ここで， $d$ は全伝搬距離[海里]， $d_l$ は陸上伝搬距離を示す．この式にしたがって計測したECDおよび次式で陸上伝搬による変化量（ASF）を補正したECDの距離特性を図5.9に示す．

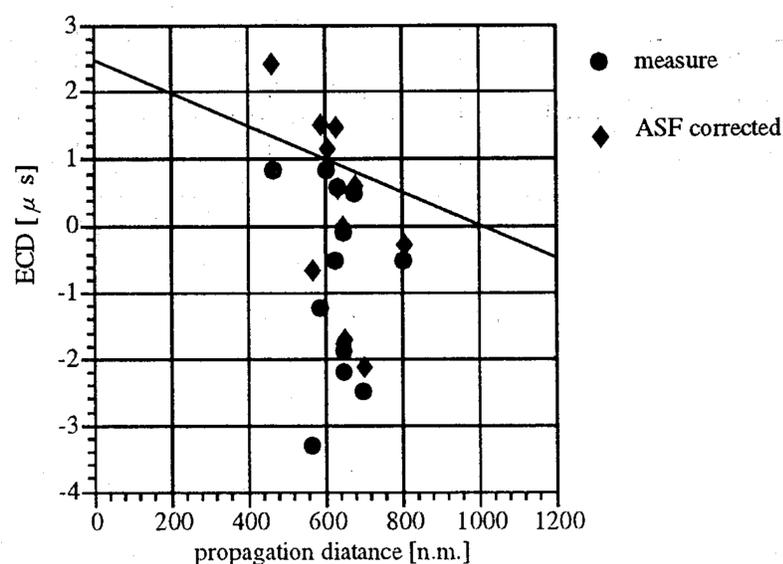


図 5.9: ECD の距離特性（実験1）

さらに，停泊時の結果を用いてパルス到達時間差のASF修正量の関係を求めた結果

表 5.1: 実験1によって得られた停泊時の測定結果

停泊地		東京港			渥美湾			津港			神戸港		
受信局		M	X	Y	M	X	Y	M	X	Y	M	X	Y
データ数		150			150			150			150		
伝搬距離 [海里]		647	464	805	634	567	676	647	587	650	700	626	605
海上伝搬距離 [海里]		627	229	765	629	167	656	622	177	565	640	326	555
陸上伝搬距離 [海里]		20	235	40	5	400	20	25	410	80	60	300	50
ECD	平均値	-0.08	0.88	-0.49	0.59	-3.28	0.51	-1.87	-1.20	-2.17	-2.48	-0.48	0.88
[ $\mu$ s]	標準偏差	0.84	1.00	1.62	0.90	1.84	0.98	0.52	1.26	1.17	0.55	0.72	0.52
SNR	平均値	-3.8	-2.9	-7.6	-1.5	-8.1	-4.8	-2.7	-5.9	-6.9	-3.3	-5.3	2.7
[dB]	標準偏差	1.6	2.1	0.8	2.7	0.6	1.1	2.1	0.8	0.9	0.3	0.4	0.3
時間差誤差	平均値	-	2.0	1.5	-	6.0	2.0	-	3.4	3.0	-	3.2	0.6
[ $\mu$ s]	標準偏差	-	0.07	0.14	-	0.15	0.09	-	0.11	0.11	-	0.13	0.08

ただし、測地系は WGS-72 を用いた。

また、時間差誤差とは停泊位置における計算上の時間差と計測した時間差の差を意味する。

を次式に示す.

$$TD_c = 0.77 \times \{\delta ECD_r - 0.0025(d_M - d_S)\} + 3.04 \quad (5.17)$$

$$\delta ECD_r = ECD_M - ECD_S$$

ここで,  $TD_c$  は時間差の ASF 補正值 [ $\mu$  秒],  $ECD_M$ ,  $d_M$  は主局の ECD 計測値 [ $\mu$  秒] と主局からの距離 [海里],  $ECD_S$ ,  $d_S$  は二次局の ECD 計測値 [ $\mu$  秒] と二次局からの距離 [海里] をそれぞれ示す.

さらに本実験では東京-神戸間の航行中レーダーおよびジャイロコンパスを用いた測位結果との比較を行った. 測位は約 15 分間隔で行い 292 データを収集した. これらデータの内容は航行中レーダーおよびジャイロコンパスを用いた測位結果, 北西太平洋チェーン (9970) の主局 (M) と二次局 (X, Y) からのパルス信号の SNR, ECD およびパルス到達時間差であり, 上記のパルス到達時間差の ASF 修正式を用いて修正を行った結果, 以下のことがわかった.

- 北西太平洋チェーン (9970) 内で伝搬路上に陸上が多い太平洋岸で, 4 固定点 (停泊時) の測定結果を用いてパルス到達時間差の ASF 修正を行った結果, 時間差測定値に含まれる誤差の平均値の偏りが 1/5 に減少した.
- レーダーおよびジャイロコンパスによる方法では測位のばらつきがロランシステムより大きいためにもっと精度の良い測位システムを用いる必要がある.

## 2. 実験 2[39]

第 2 回目の実験は昭和 58 年 11 月 27 日～12 月 2 日の間, 名古屋-苫小牧間に就航している太平洋フェリー「いしかり」にロラン, NNSS 受信器を搭載し, 北西太平洋チェーン (9970) の主局と二次局 (X, Y) からのパルス信号の SNR, ECD およびパルス到達時間差および NNSS で得られた測位結果を記録した. 測定海域の選定に当たっては, ECD の再現性や伝搬特性の検討を容易にするために

- (a) 往復ほぼ同一航路を航行する航路であること.
- (b) 航路内に海上伝搬のみによる伝搬路および海上陸上の複合伝搬路が混在していること.

の 2 要件から決定した. 本実験で得られた停泊時の測定結果を表 5.2 に示す. また, 航行時の ECD 計測値と各計測点における海上, 陸上の伝搬距離から, 途中で陸上伝

表 5.2: 実験2によって得られた停泊時の測定結果

停泊地		仙台港 (往航時)			仙台港 (復航時)			苫小牧港		
受信局		M	X	Y	M	X	Y	M	X	Y
ECD	平均値	-1.13	0.65	-2.55	-1.23	0.50	-3.00	-2.15	-1.6	-5.0
[μs]	標準偏差	0.64	0.46	2.08	0.66	0.46	2.25	1.22	0.26	-
時間差誤差	平均値	-	0.2	5.6	-	0.2	6.7	-	1.7	-
[μs]	標準偏差	-	0.54	0.71	-	0.53	0.94	-	0.77	0.51

ただし、測地系は WGS-72 を用いた。また、時間差誤差とは停泊位置における計算上の時間差と

計測した時間差の差を意味する。

搬があるために生じる ECD 変化量を示す 5.16 式を用い、停泊時の固定点データと NNSS で得られた位置を基準とした航行時のデータを比較することで、パルス到達時間差の ASF 修正量の関係を求めた結果を次式に示す。

$$TD_c = 1.65 \times \{\delta ECD_r - 0.0025(d_M - d_S)\} + 2.71 \quad (5.18)$$

$$\delta ECD_r = ECD_M - ECD_S$$

ここで、 $TD_c$  は時間差の ASF 補正值 [ $\mu$  秒]、 $ECD_M$ 、 $d_M$  は主局の ECD 計測値 [ $\mu$  秒] と主局からの距離 [海里]、 $ECD_S$ 、 $d_S$  は二次局の ECD 計測値 [ $\mu$  秒] と二次局からの距離 [海里] をそれぞれ示す。さらに、本実験で得られた NNSS による位置と比較した場合の本手法による修正効果を表 5.3 に示す。以下に実験 2 の結果を要約する。

- ECD モデルの妥当性を検討し、陸上传搬に起因する ECD の距離特性を示した。
- 時間差測定値に計測した ECD による修正を行うと NNSS で得られた測位結果に近づき、その傾向は伝搬路に陸上传搬を多く含む場合に顕著に現われている。
- ECD の計測値が往復の航海時にほぼ同じ値を示していることから ECD に再現性が見られた。

### 3. 実験 3[43]

本実験は平成 6 年 8 月～9 月にかけて新しく開発したロラン受信パルス計測システ

表 5.3: 実験2: NNSS による位置と比較した場合の修正効果

		海上伝搬路			海陸複合伝搬路			総合計
		X	Y	合計	X	Y	合計	
データ数		13	14	27	13	14	27	54
時間差誤差	平均値	1.94	1.57	1.75	4.39	2.98	3.71	273
補正前 [ $\mu\text{s}$ ]	標準偏差	0.65	0.59	0.62	1.53	1.15	1.35	1.05
時間差誤差	平均値	0.52	0.14	0.18	1.80	0.18	0.85	0.34
補正後 [ $\mu\text{s}$ ]	標準偏差	0.45	0.43	0.44	0.95	0.51	0.76	0.62

ただし、測地系は WGS-72 を用いた。

ムの評価を行う目的で行った。本収録システムを本学（神戸商船大学）第2本館屋上にアンテナを設置し波形の収録を行った結果と、常時データの記録が行われている海上保安庁のロランモニター局 (SAM) において収録されたデータの比較を行った。送受信局の配置を図 5.10 に示す。SAM における計測データは 9970 チェーン全ての送信局からの信号の ECD および SNR であった。本学における計測データは 1 局からの受信パルス波形であり、その後ソフトウェアで ECD の推定値および CHACLE, PMT の計測値を求める。本実験によって得られた結果を表 5.4 に示す。

また、これらの結果から得られる ECD の距離特性を図 5.11 に、各測定地における ECD の変動を図 5.12 に、神戸における CHACLE の計測結果を図 5.13 示す。

以下に実験 3 の結果を要約する。

- 本ロラン受信パルス収録システムによって得られた ECD 推定値を海上保安庁が設置しているロランモニター局で得られた測定値と比較した結果、距離特性からみてかなり良好な結果を示している。
- 本システムから得られた ECD 値の時間的な変動はモニター局の ECD と比べかなり大きなばらつきを有しており、この点からパルス平滑化の個数を増すと同時にロラン受信器のトリガーパルスの精度を他の時間基準（例えば原子時計など）を用いる必要があると考えられる。

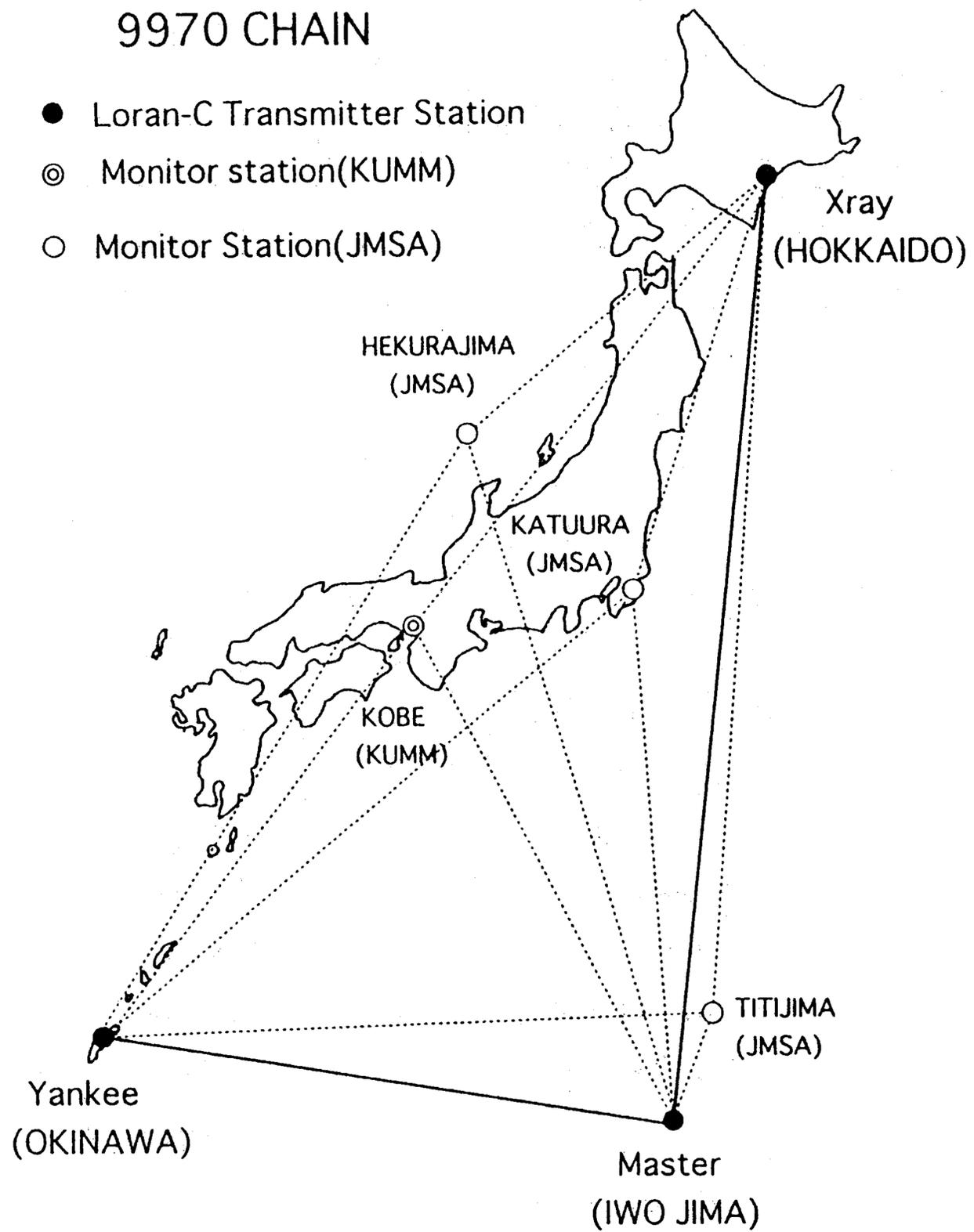


図 5.10: 実験3の送受信局配置

表 5.4: 実験3の測定結果

送信局	M			W			X		
	Dist. [海里]	ECD [ $\mu$ s]	SNR [dB]	Dist. [海里]	ECD [ $\mu$ s]	SNR [dB]	Dist. [海里]	ECD [ $\mu$ s]	SNR [dB]
神戸	671.4	-1.4	-	567.9	-1.9	-	643.9	1.2	-
父島	145.4	3.4	11.8	893.7	2.8	-2.64	767.2	3.1	1.5
勝浦	621.0	0.2	3.5	430.1	0.4	4.4	839.2	1.4	-1.6
船倉島	812.2	2.0	-5.7	374.8	0.2	4.8	842.2	2.1	-4.1

ただし、父島、勝浦、船倉島は海上保安庁モニター局である。

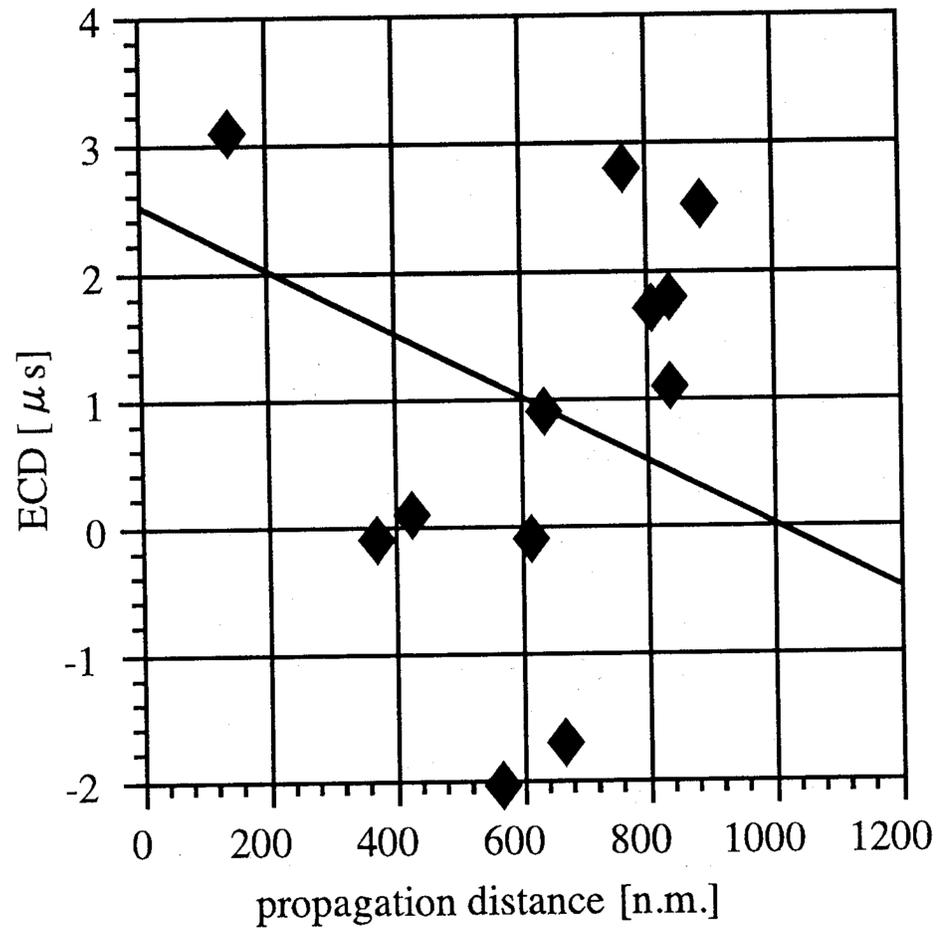


図 5.11: ECD の距離特性 (実験3)

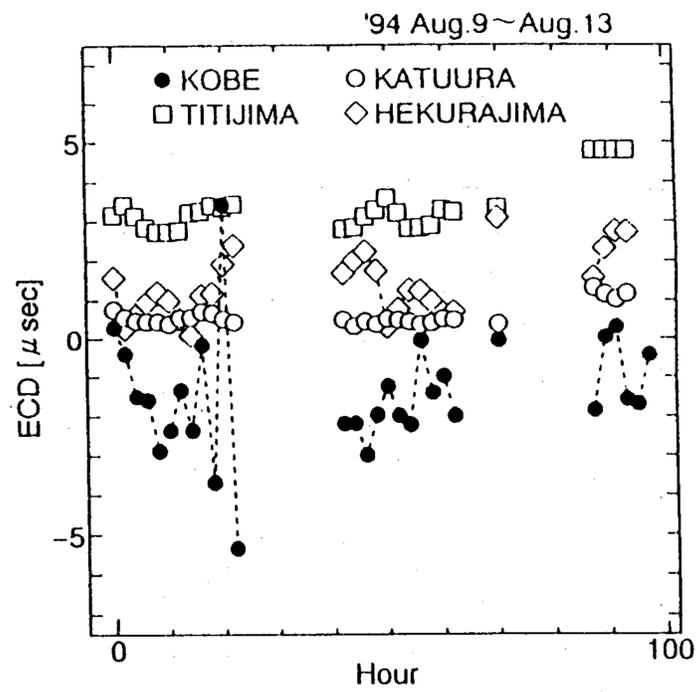


図 5.12: 各測定地における ECD の変動

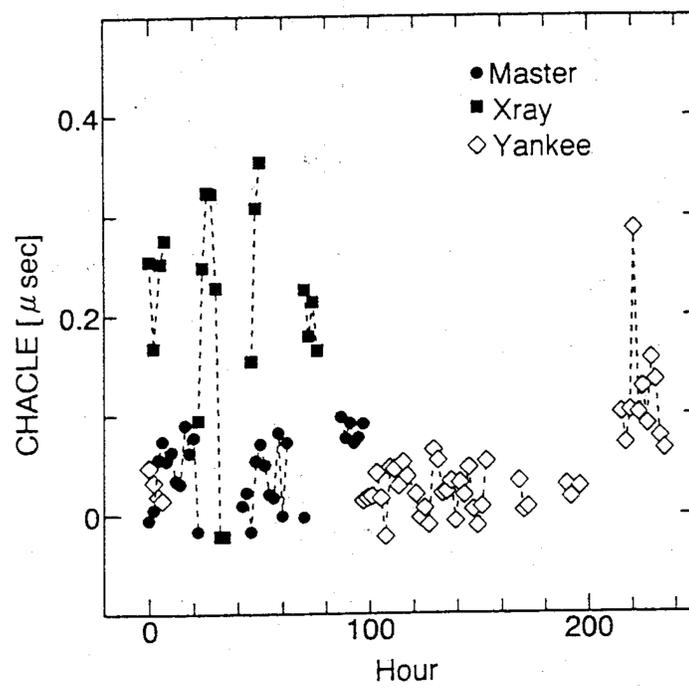


図 5.13: 神戸における CHACLE の計測結果

- 本システムによる CHACLE の計測は十分な精度で行われており、今後は測定点を移動させさらに多くのデータを収録し評価する必要がある。

#### 4. 実験 4[44]

本実験は実験 3 において評価されたロラン受信パルス計測システムにトリガーパルスの精度をさらに向上させるために必要な Rubidium 原子局発振器を付加し、さらに定点および移動点の 2 箇所同一の測定システムを設置し移動時のデータを収録することを目的に行った。実験 3 から実験 4 の間にロラン送信局の環境が大きく変化し、わが国をカバーするように設置されていた北西太平洋チェーンは USCG の管轄から海上保安庁の管轄に移管されるのに伴って、従来硫黄島に設置されていた主局が新島に移動され、さらにグアム島に設置されていた Z 二次局が廃止された。

平成 7 年 7 月～8 月の本学第 2 本館および練習船「深江丸」に本システムを深江丸の夏期の研究航海に合わせ設置した。本航海は神戸港を出港後、紀伊水道を南下し、四国沖、大隅半島（鹿児島）沖を經由し長崎港に停泊、その後佐世保港、博多港で停泊した後に、関門海峡を通航し瀬戸内海に入り、安下庄湾（山口県屋代島）仮泊、尾道港、高松港で停泊し、神戸港に帰港した。その間、W 二次局（沖縄：慶佐次）からのパルス波形と SNR、M-W および M-X による時間差測定結果から得られる位置（緯度、経度）を収録した。本実験の航行海域の概要を図 5.14 に、本実験に用いた測定システムを図 5.15 に示す。また、本実験により得られた停泊時の結果を表 5.5 に示す。さらに停泊時における ECD、CHACLE の距離特性を図 5.16 に示す。これらの結果より、停泊時の結果においては ECD、CHACLE とともに負の傾きを有する直線の距離特性が見受けられ、実験 3 に用いた海上保安庁モニター局による結果と比較しても本システムが非常に優れたものであり、波形ひずみの推定および計測がより精度良く行えていることを示している。

次に航行中に計測された波形に基づき ECD の推定および CHACLE の計測の距離特性の結果を図 5.17 と図 5.18 に示す。ECD の航行中の計測結果に比較的近距离（700 海里以内）において伝搬距離が短くなるにつれて下がる傾向を有しているが、これは送信局に近づくにつれてパルス信号強度が強くなり、波形計測システムの A/D 変換部におけるダイナミックレンジが信号強度の変化に追従できていないために収録波形の信号振幅に飽和状態 (saturation) が生じ収録波形をひずませたことが原因と考えら

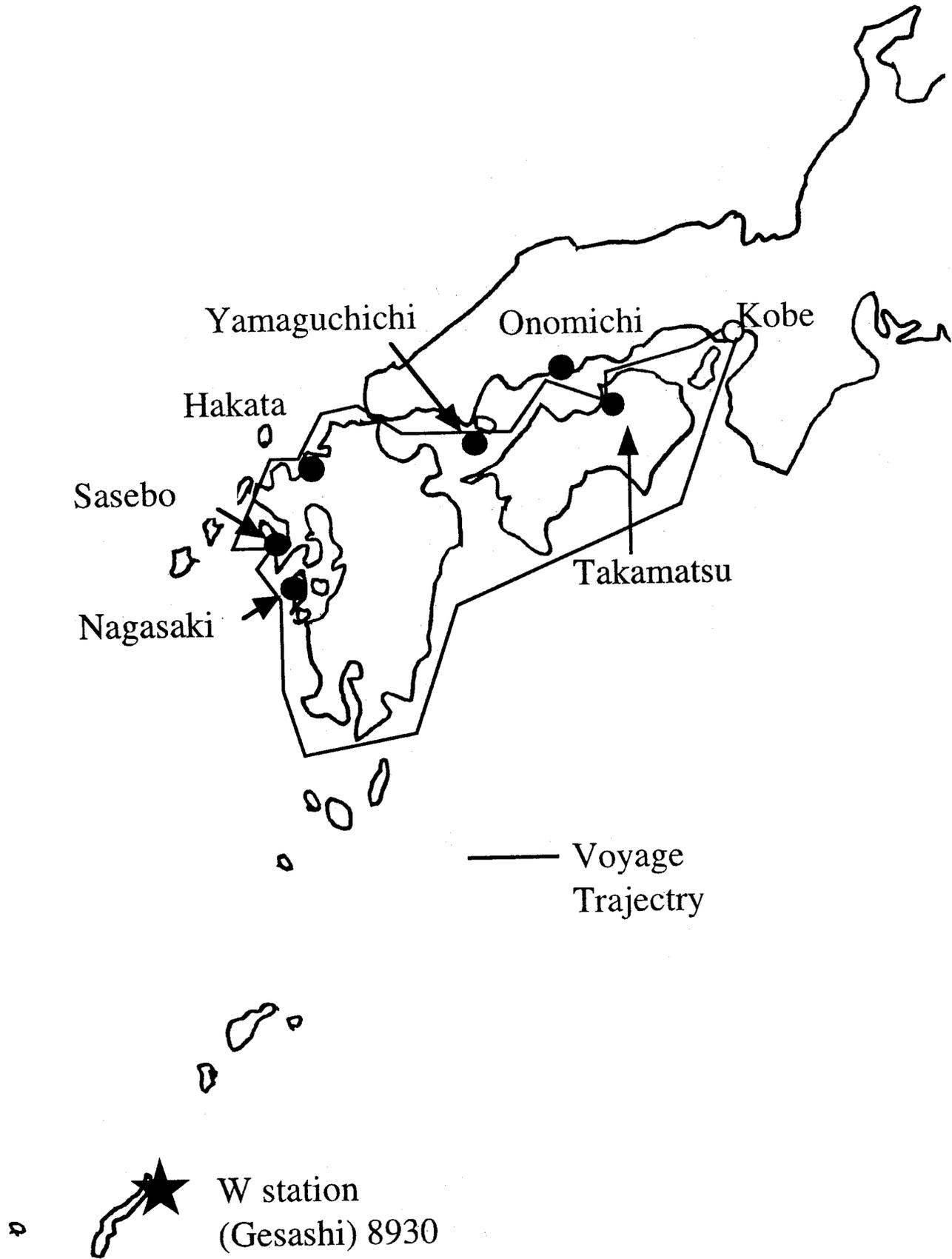


図 5.14: 実験 4 の航海概要

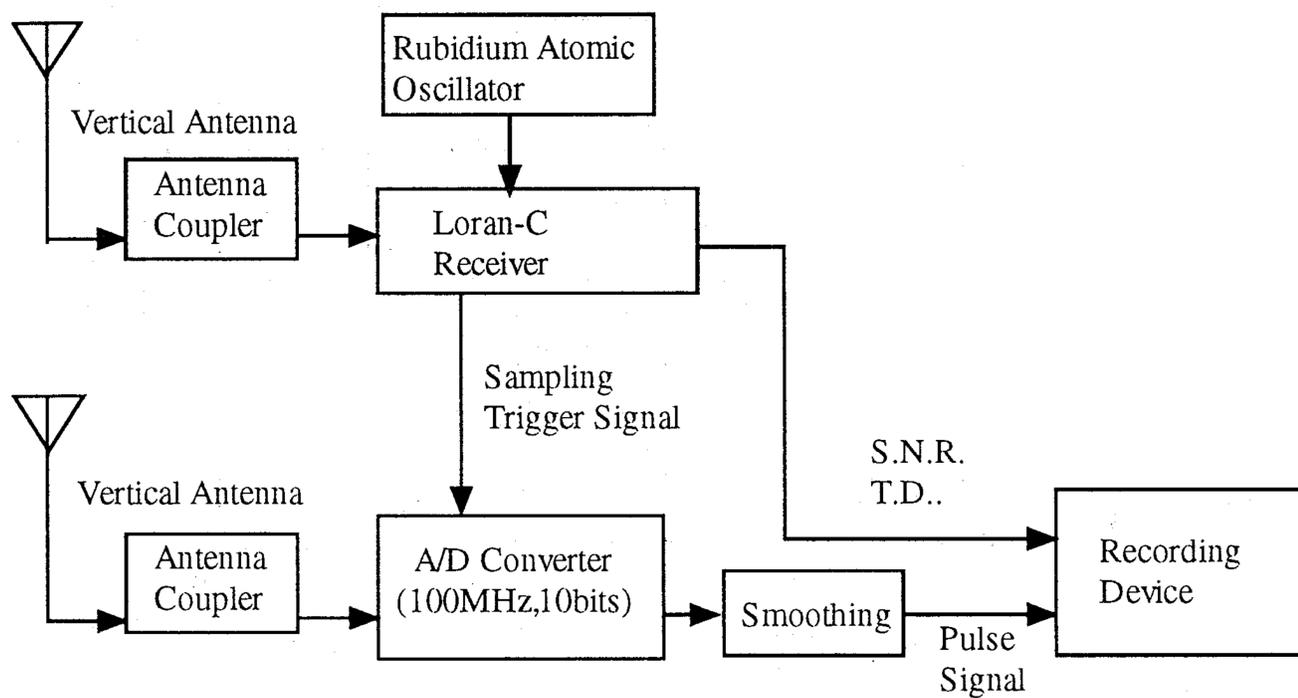


図 5.15: 実験 4 の収録システム

表 5.5: 実験 4 の停泊時の結果

停泊地	データ数	伝搬距離 (陸上伝搬距離) [海里]	SNR		ECD		CHACLE		PMT	
			M[dB]	S.D.	M[ $\mu$ s]	S.D.	M[ns]	S.D.	M[deg]	S.D.
長崎港	39	378.0 (4.3)	0.38	2.87	1.75	0.36	-2.95	1.84	-0.01	0.07
佐世保港	19	400.5 (9.7)	0.50	3.86	1.18	0.45	-3.99	1.12	0.11	0.12
博多港	19	434.9 (24.8)	-0.35	4.12	1.77	0.93	-4.89	1.69	0.10	0.14
安下庄湾	19	486.1 (78.3)	-0.59	4.43	1.60	0.63	-6.76	1.47	-0.13	0.19
尾道港	19	534.6(75.1)	0.33	2.27	1.67	0.56	-7.08	0.81	0.11	0.10
高松港	20	555.9(84.2)	-0.33	3.81	1.15	1.12	-5.48	3.11	0.19	0.23
神戸	200	755.9(108.0)	-	-	0.44	1.11	-10.04	3.81	0.11	0.39

ここで、M は平均値、S.D. は標準偏差を意味する。

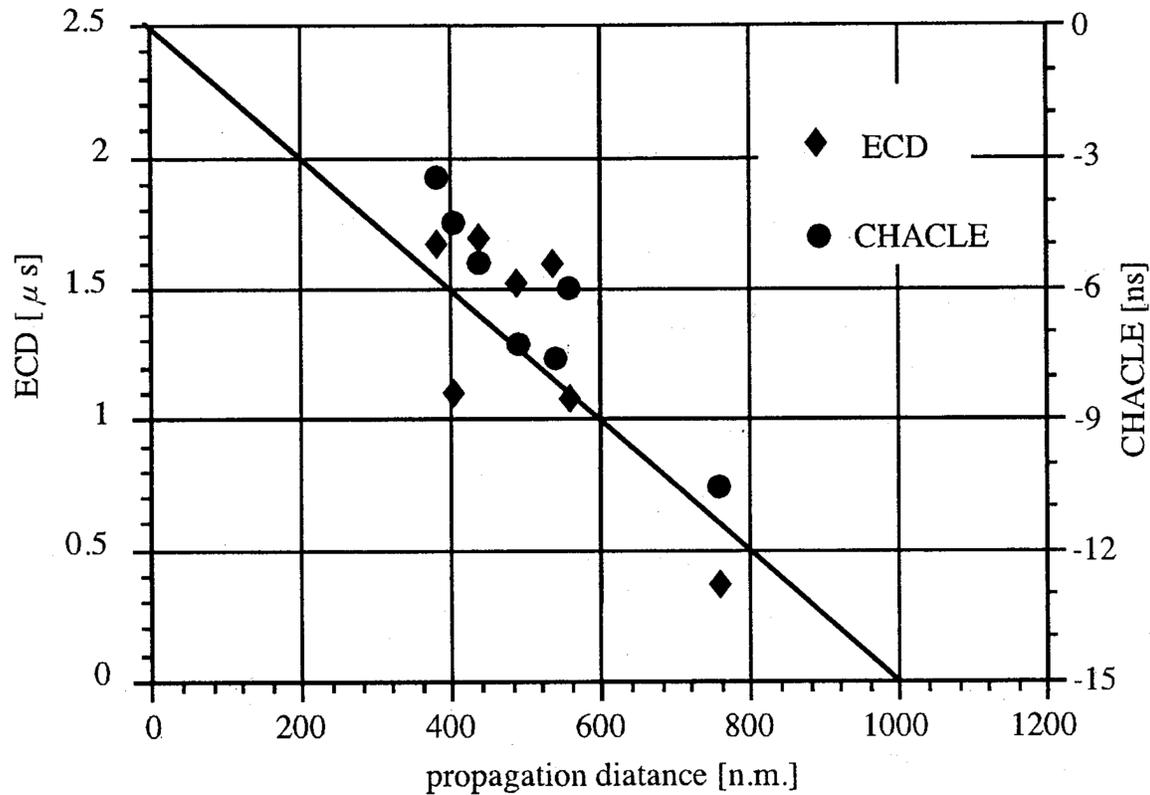


図 5.16: 実験 4 における ECD と CHACLE の距離特性

れる。

最後に、4.4 節で得た伝搬路モデルを用いて数値計算により得られた CHACLE の変動と本実験による CHACLE の変動を比較する。図 4.14 から各伝搬路の導電率に対する CHACLE の距離回帰式を次式で示す。

$$\frac{\partial(CHACLE)}{\partial(d)} \Big|_{\sigma=5.0} = -0.0055 \quad (5.19)$$

$$\frac{\partial(CHACLE)}{\partial(d)} \Big|_{\sigma=0.002} = -0.025 \quad (5.20)$$

$$\frac{\partial(CHACLE)}{\partial(d)} \Big|_{\sigma=0.0005} = -0.058 + 0.000047 \times d \quad (5.21)$$

ここで、 $\sigma$  は伝搬路の導電率、 $d$  は伝搬距離を示す。そこで、陸上の導電率を 0.002、海上の導電率を 5.0 と仮定し、航行中に計測された図 5.18 の全ての点に対して陸上伝搬距離と海上伝搬距離を求め上式を用いて補正を行った。この際、伝搬距離全てを海上と仮定して得られた補正を SF correction、実測の海上および陸上の伝搬距離で行った補正を ASF correction とし結果を図 5.19 に示し、それらの補正効果を表 5.6 に示す。これらの結果から伝搬路モデルを用いて数値計算により得られた CHACLE によって実際の CHACLE がある程度予測可能であることがわかる。

以下に実験 4 の結果を要約する。

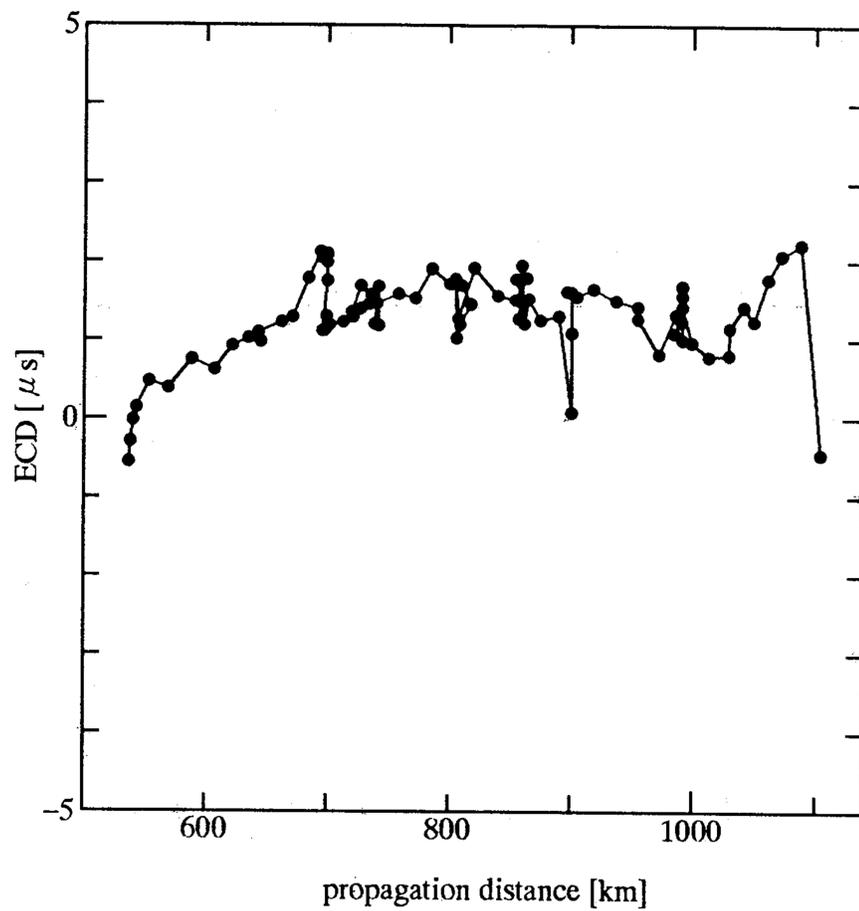


図 5.17: 航行時の ECD 距離特性

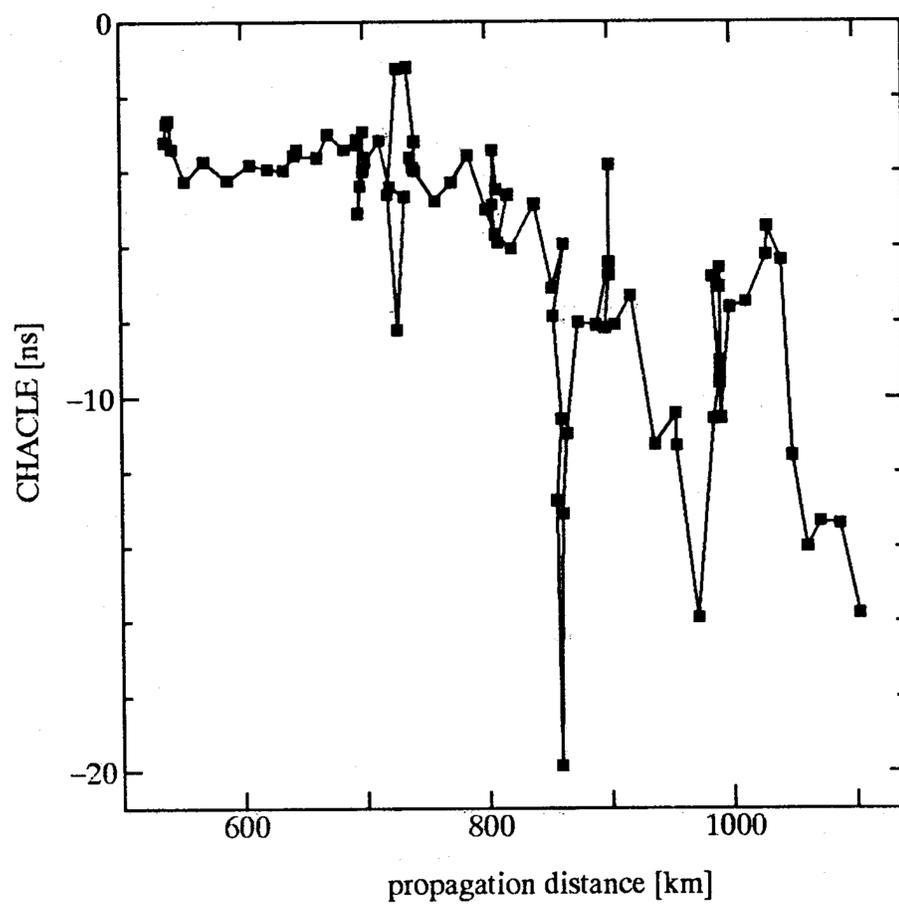


図 5.18: 航行時の CHACLE 距離特性

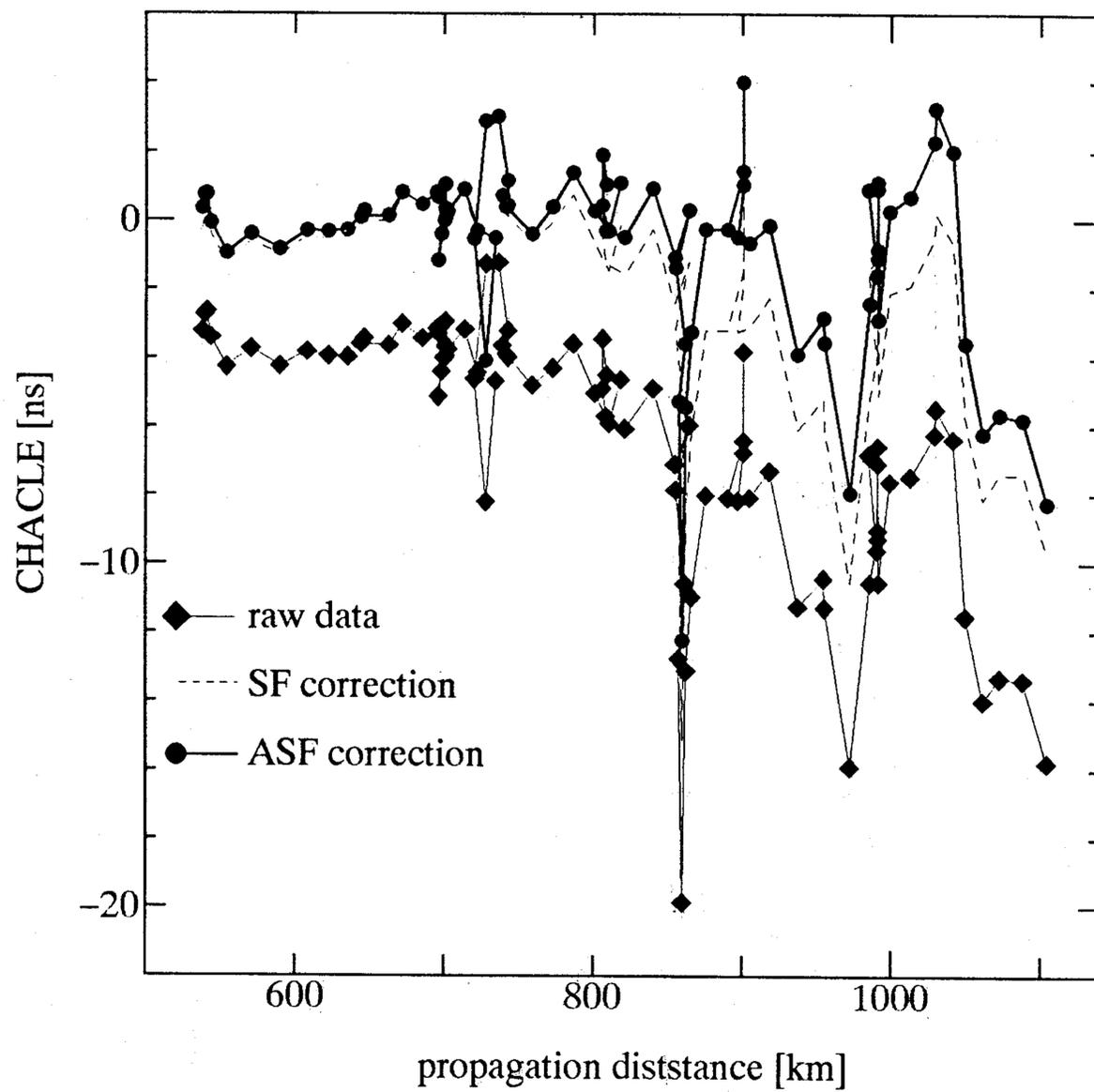


図 5.19: CHACLE の補正効果

表 5.6: CHACLE の ASF 補正効果

	データ数	CHACLE 計測値	SF Correction		ASF Correction	
			予測値	残差	予測値	残差
平均値	86	-6.46	-4.48	-1.98	-5.77	-0.69
標準偏差	86	3.69	0.82	3.16	1.84	2.64

- 本システムによって得られた停泊時の ECD および CHACLE の距離特性を示した。
- 航行時では ECD は計測の不備から良い結果が得られなかったが、CHACLE は伝搬路モデルを用いて数値計算により得られた結果を用いて correction が可能であることを示した。このことにより、数値計算による結果が正確であると検証されたとも考えられ、パルス波形ひずみ測度による伝搬遅延量補正 (ASF correction) の可能性が高まったと考えられる。
- 本実験で不足していると考えられることは GPS との測位比較を行っていない点であり、今後は ECD 計測の不備な点を解消すると同時にディファレンシャル GPS による測位と比較する必要がある。

## 5.6 結言

本章ではまずはじめに本論文で提案する 2 つの波形ひずみである ECD および CHACLE の具体的な推定、計測方法を述べ、これらの方法により実際に実験を行う場合に必要とされる各波形ひずみの雑音特性を明かにした。さらに、ロランシステムにおける絶対測位精度を改善するために必要な補正システムを提案し、併せて今まで行ってきたロランシステムにおける絶対測位精度を改善に関する過去 4 回の実験の概要およびその結果および考察をまとめて述べた。それらの実験の結果から、本論文の結論から伝搬遅延量補正 (ASF correction) が実用上十分に可能であることを示唆しており、今後さらに充実させ進める必要があると言える。



## 第6章 結論

本論文はロランシステムにおける測位精度改善に関する研究成果をまとめたものであり、ロランシステムの絶対測位精度を再帰性測位精度に近づけるために必要な伝搬時間遅延量の補正を受信パルス波形ひずみを用いて補正する手法を提案し、それに関し種々の問題点を検討し考察した。以下に本研究によって得られた結果を総括して述べる。

1. ロランシステムに関する諸問題を明らかにし、それらの諸問題に対する対応策を検討し、測位誤差を定性的に分類しそれらの誤差要因を明確にするとともに、誤差を定量的に評価した。また、測位精度の絶対精度を再帰性精度に近づけるための手法を示した。
2. LF帯電磁波の伝搬において、分散性を有する均一伝搬路の分散特性（二次因子）を周波数および伝搬距離の関数で近似し、均一伝搬路からより複雑な伝搬路に拡張するために、複合伝搬路の分散特性を求める方法を示した。
3. 数値計算により受信パルス波形を導き計算結果の妥当性を検証し、パルス波形ひずみ測度として包絡線-位相差 (ECD) および半波長差 (CHACLE) を提案した。また、パルス波形のひずみ測度と伝搬時間遅延量が非常に強い相関性を明示し、波形ひずみ測度による伝搬時間遅延補正の可能性を示した。さらに、ロランシステムにおける絶対誤差を改善するための有効な手法であることを示した。
4. ロランシステムにおけるパルス波形ひずみの計測法を与え、提案したパルス波形ひずみの計測における雑音特性を明らかにした。また、今後のロランシステムにおける伝搬時間補正システムを提案し、伝搬時間補正システムの有効性を検証するための基礎

的な実験結果から本研究の将来展望および次なる課題を明らかにした。

以上、本論文の成果が、一度事故を起こすことによって失われるかけがえの無い人命および財産さらには地球環境を守るために、常に安全なる Navigation を心がけている船舶を主とした移動体の Navigator に多少なりとも助けになることを願って、本論文の結びとする。

## 記号表

$d_{MS}$ :	主局 (MS)-二次局 (SS) 間距離
$d_{MR}$ :	主局 (MS)-受信点 (RS) 間距離
$d_{SR}$ :	二次局 (SS)-受信点 (RS) 間距離
$v$ :	パルス波の伝搬速度
$\Delta t$ :	主局と二次局間の到達パルスの時間差
$CD$ :	二次局が主局からのパルスを受信した後に, 次のパルスを送信するまでの時間遅れ量 (CD: coding delay)
$ED$ :	主局がパルスを送信した後に二次局がパルスを 送信するまでの時間を (ED: emission delay)
$\varphi$ :	緯度
$\lambda$ :	経度
$\rho_{AB}$ :	地表上の 2 地点間の大圏距離
$R_E$ :	地球の赤道半径
$\delta_s$ :	回転楕円体による補正項
$e$ :	地球の離心率
$d$ :	局からの距離
$Re[i(t)]$ :	ロランシステムの送信局における送信パルス波形アンテナ電流
$Re[p(t)]$ :	受信電界
$\omega$ :	角周波数
$\omega_0$ :	ロランシステムにおけるパルス搬送波角周波数
$\rho$ :	相互相関係数
$\sigma_d$ :	標準偏差
$K_g$ :	幾何学的精度発散 GDOP (Geometric Dilution of Precision)
$\epsilon_0$ :	真空中の誘電率
$\mu_0$ :	真空中の導磁率
$v_p$ :	電磁波の位相速度
$k$ :	波数

$\lambda$ :	波長
$T$ :	周期
$\omega_c$ :	遮断周波数
$\pi$ :	位相の変化率
$v_g$ :	包絡線の伝搬速度
$\Omega$ :	ヘルツダイポールからの電磁波の輻射を考えた場合の 波源を表すソースベクトル
$\Pi$ :	ヘルツベクトル
$\kappa$ :	透磁率
$\mathbf{i}$ :	電流源
$c$ :	真空中の光速
$\eta$ :	媒質の屈折率
$\mathbf{r}$ :	地球中心から外向きの単位ベクトル
$I_0$ :	電流源の振幅
$\sigma$ :	導電率
$r$ :	地球中心からの距離
$\theta$ :	地表上における波源からの角距離
$E_{pr}$ :	一次場としてあたえられる自由空間における電界
$F$ :	二次因子
$k_1$ :	大気中の波数
$E$ :	スカラー電界
$h_1$ :	送信局のアンテナ高
$h_2$ :	受信局のアンテナ高
$P(j\omega)$ :	ロランシステムにおける送信パルス波形の周波数スペクトル
$E(j\omega, d)$ :	伝搬路の周波数特性
$R(j\omega)$ :	ロランシステムにおける受信パルス波形が示すスペクトル
$A_1$ :	ロランシステムにおけるパルス波形の振幅一次特性を表す定数
$A_2$ :	ロランシステムにおけるパルス波形の振幅二次特性を表す定数
$l$ :	ロランシステムにおけるパルス波形の振幅二次特性を表す定数

$A_3$ :	リップル振幅係数
$m$ :	リップル周期係数
$\tau$ :	ECD
$t_{SP-1}$ :	SZP 前の半波長の長さ
$t_{SP}$ :	SZP 後の半波長の長さ
$dT$ :	伝搬時間遅延量
$r(t)$ :	受信信号
$e(t)$ :	受信パルス波形の包絡線出力
$s(t)$ :	受信パルス波形の信号成分の包絡線
$n(t)$ :	受信パルス波形の雑音成分 (平均値 0, 分散 $\sigma_N^2$ の白色性 Gauss 雑音と仮定)
$P_+$ :	任意のサンプリング点における受信信号 $r(t)$ が正または零の値をもつ確率
$P_-$ :	任意のサンプリング点における受信信号 $r(t)$ が負の値をもつ確率
$p_n(x)$ :	$n(x)$ の確率密度関数
$P(X)$ :	確率分布関数
$\tilde{A}\sigma_N$ :	SNR の推定値
$\hat{\tau}$ :	ECD の推定値
$K_a$ :	受信器の位相追尾ループの加速度係数
$\sigma_q$ :	量子化誤差の標準偏差
$q$ :	量子化レベル
$n$ :	平滑化パルス数
$d_s$ :	海上伝搬距離
$d_l$ :	陸上伝搬距離
$TD_c$ :	時間差の ASF 補正值

LORAN :	Long Range Navigation
GPS :	Global Positioning System
NNSS :	Navy Navigation Satellite System
GDOP :	Geometric Dilution of Precision
ASF :	Additionally Secondary Phase Factor
ECD :	Envelope to Cycle Difference
CHACLE :	Change of Half Cycle Length
PMT :	Phase Modulation Term
WGS :	World Geodetic System
SZP :	Standard Zero Crossing Point
SSP :	Standard Sampling Point
ESP :	Envelope Standard Point
LOP :	Line of Position
MS :	Master Station
SS :	Secondary Station
SAM :	System Area Monitor
LF :	Low Frequency
BPS :	Basic Phase Speed
PF :	Primary Factor
SF :	Secondary Factor
ASF :	Additionally Secondary Phase Factor
$\delta$ ASF :	Delta Additionally Secondary Phase Factor
NBS :	National Bureau of Standard
RMS :	Root Mean Square
USCG :	United States Coast Guard
SNR :	Signal to Noise Ratio
DSO :	Digital Storage Oscilloscope
RF :	Radio Frequency
ZCP :	Zero Crossing Point

TD : Time Difference  
WGA : Wild Goose Association  
ILA : International Loran Association



## 目 次

2.1	一組の主局と二次局による位置の線	8
2.2	日本近海の送信局配置	10
2.3	主局および二次局の送信パルス	11
2.4	送信パルス波形	14
2.5	パルス基準点	15
2.6	送信パルス波形の電力・位相スペクトル	16
2.7	一般的な LORAN-C 受信機構成	16
2.8	SZP の検出法	17
2.9	二本の位置の線による誤差	18
2.10	1本の双曲線の誤差	20
2.11	局との交角と GDOP の関係	21
3.1	複合伝搬路	35
3.2	複合伝搬路の振幅変動例	36
3.3	複合伝搬路の位相変動例	36
4.1	振幅非平坦特性と伝搬時間遅延量の関係	43
4.2	位相非直線特性と伝搬時間遅延量の関係	44
4.3	距離 10 海里における伝搬路振幅位相特性	46
4.4	距離 286 海里における伝搬路振幅位相特性	47
4.5	距離 540 海里における伝搬路振幅位相特性	48
4.6	距離 867 海里における伝搬路振幅位相特性	49
4.7	距離に対する積雪火山帯の伝搬路振幅位相特性	50

4.8	距離に対する農耕地・淡水域の伝搬路振幅位相特性	50
4.9	距離に対する海水域の伝搬路振幅位相特性	51
4.10	CHACLEの概要	53
4.11	ECDによる数値積分評価	54
4.12	CHACLEによる数値積分評価	55
4.13	一般的な伝搬路におけるECDの変化	56
4.14	一般的な伝搬路におけるCHACLEの変化	56
4.15	波形ひずみと伝搬時間遅延量の関係(海上)	57
4.16	波形ひずみと伝搬時間遅延量の関係(農耕地・淡水)	57
4.17	波形ひずみと伝搬時間遅延量の関係(積雪火山帯)	58
4.18	複合伝搬路における伝搬時間遅延量と補正後の残余誤差	61
5.1	ECD精密計測に関するハードウェア	66
5.2	ECD精密計測に関するソフトウェア	67
5.3	CHACLE計測のブロック図	67
5.4	PMT計測のブロック図	68
5.5	ECD, SZP および ESP の雑音特性	69
5.6	ECDの精密推定法における最適なサンプリング数	70
5.7	ECDとCHACLEの雑音特性	71
5.8	伝搬時間補正システムブロック線図	72
5.9	ECDの距離特性(実験1)	73
5.10	実験3の送受信局配置	78
5.11	ECDの距離特性(実験3)	79
5.12	各測定地におけるECDの変動	80
5.13	神戸におけるCHACLEの計測結果	80
5.14	実験4の航海概要	82
5.15	実験4の収録システム	83
5.16	実験4におけるECDとCHACLEの距離特性	84
5.17	航行時のECD距離特性	85
5.18	航行時のCHACLE距離特性	85

5.19 CHACLEの補正効果 . . . . .	86
----------------------------	----



# 表 目 次

1.1	地上系航法システムの比較 . . . . .	2
1.2	衛星系航法システムの比較 . . . . .	2
2.1	Northwest Pacific Chain(8930) の概要 . . . . .	9
2.2	測地系 . . . . .	12
4.1	積分区間と再生波形精度 . . . . .	40
4.2	再生波形の半波最大振幅値の誤差 . . . . .	41
4.3	一般的な伝搬路の伝搬特性値 . . . . .	45
4.4	距離 10 海里における伝搬路振幅位相特性 . . . . .	46
4.5	距離 286 海里における伝搬路振幅位相特性 . . . . .	47
4.6	距離 540 海里における伝搬路振幅位相特性 . . . . .	48
4.7	距離 867 海里における伝搬路振幅位相特性 . . . . .	49
4.8	均一伝搬路におけるひずみ測度による伝搬時間遅延量の補正効果 . . . . .	59
4.9	複合伝搬路におけるひずみ測度による伝搬時間遅延量の補正効果 . . . . .	62
5.1	実験 1 によって得られた停泊時の測定結果 . . . . .	74
5.2	実験 2 によって得られた停泊時の測定結果 . . . . .	76
5.3	実験 2 : NNSS による位置と比較した場合の修正効果 . . . . .	77
5.4	実験 3 の測定結果 . . . . .	79
5.5	実験 4 の停泊時の結果 . . . . .	83
5.6	CHACLE の ASF 補正効果 . . . . .	86



## 参考文献

- [1] 三好雄一:” 商船学と航法研究会”, 航法研究会 300 回記念誌, 1997
- [2] 松本吉春:” 地文航法”, 成山堂書店, 1984
- [3] 岩永道臣, 樽美幸雄:” 天文航法”, 成山堂書店, 1972
- [4] 西谷芳雄:” 電波計器 (三訂増補版)”, 成山堂書店, 1992
- [5] 田口一夫:” オメガ航法システム”, 成山堂書店, 1975
- [6] 電波標識編集委員会編:” 電波標識上下巻”, 鶴巻書房, 1972
- [7] 田中儀一:” 電子航海計器の解説”, 成山堂書店, 1978
- [8] 米澤弓雄:” レーダ・ロラン”, 海文堂, 1973
- [9] Robert L. Frank: ”Current Developments in Loran-C”, Proceeding of the IEEE, Vol.71, No.10, Oct.1983
- [10] 木村小一:” 衛星航法”, 海文堂, 1973
- [11] Alfred Leick: ”GPS SATELLITE SURVEYING, John Wiley Sons, 1989
- [12] J.A.Pierce,A.A.Mckenzie and R.H.Woodward: ”Loran”,MIT Radiation Laboratory series 4, Mcgraw-Hill,1948
- [13] ”Federal Radionavigation Plan(1988)”, USDOT, Washington DC, Dec, 1988
- [14] ”Loran-C User Handbook”, USDOT, COMDTPUBP16562.6, Dec, 1992

- [15] "Loran-C Correction Table", U.S. Naval Oceanographic Office, 1981
- [16] 小野房吉, 長森享二: "ロランC電波の陸上伝搬効果とその評価に基づく補正図の作成", 海上保安庁水路部研究報告, 第20号 (1985-03)
- [17] 佐藤一彦, 内野孝雄: "海洋測量ハンドブック", 東海大学出版, 1973
- [18] 川崎日出樹: "世界のロランCチェーンの動向について", 電波航法研究会, 1994
- [19] Borje Forssell: "Radionavigation System", Prentice Hall, 1991
- [20] "Specification of the Transmitted Loran-C Signal", DOT U.S. Coast Guard
- [21] "Minimum Performance Standards Marine Loran-C Receiver Equipment", Radio Technical Commission for Marine Service, 1977
- [22] Martine Carl Poppe: "The Loran-C Receiver - A Functional Description -", Navigation, Vol.29, No.1, pp.56-68, 1982
- [23] E.N. Skomal: "Automatic Vehicle Locating System", Nostrand Reinhold Co., 1981
- [24] H. Bremmer: "Terrestrial Radio Waves; Theory of Propagation", Elsevier Pub. Co. New York, 1949
- [25] J.R. Johler, W.J. Keller and L.C. Walters: "Phase of the Radiofrequency Ground Wave", National Bureau of standards Circular 573, 1956
- [26] 熊谷三郎, 尾崎弘: "過渡現象論", 共立出版, pp.215-222
- [27] Gambill B. and Schwartz K.: "Loran-C Signal Analysis Propagation Model Evaluation", U.S.A. DOT Repot, 1979
- [28] 河口信義, 佐藤正志, 森永規彦: "伝搬路モデルをもとにしたLoran-Cパルス波形ひずみと伝搬時間遅延量の検討", 信学論,(B-II), J-74-B-II, 10, pp.546-554, 1991
- [29] 河口信義: "ロランC信号の特性についてII - 地表波の受信パルス波形 -, 運輸省海技大学校研究報告, No.34, pp.9-17, 1991

- [30] N.Kouguchi, M.Sato, N.Morinaga: "Study of the Distortion and Propagation Time-Delay of Loran-C Pulse Wave Based on a Model of the Propagation Path", The Wild Goose Association Proceedings of the Nineteenth Annual Technical Symposium, pp.33-39 October 25, 1990, Long Beach, California, USA
- [31] 河口信義, 新井康夫, 米澤弓雄: "ロランC信号の特性についてI - 空間波の変動 -", 運輸省海技大学校研究報告, No.26, pp.11-19, 1983
- [32] 山内, 宇野, 一松: "電子計算機のための数値計算法III", 培風館
- [33] "Loran-C System Characterization", Wild Goose Association Publication No.1, 1976
- [34] 通正, 清水, 日野: "全国等価大地導電率特性について", 電子通信学会誌, Vol.50, No.2, 1967
- [35] D.S.Taggart: "Envelope to Cycle Difference (ECD) Predictions for the Mid-Continent Loran-C Chains", Proceedings of the 17th Annual Technical Symposium WGA, 1988
- [36] D.H.Freese: "Transmitted Envelope to Cycle Difference (ECD): Definition and Control", Proceedings of the 7th Annual Technical Symposium WGA, 1978
- [37] 河口信義, 澄川修一, 新井康夫, 米澤弓雄, 桑原和栄, 新井勉: "ロランC時間差測定値の修正に関する考察", 日本航海学会論文集70号, pp.79-84, 1984
- [38] "An Analysis of the Envelope-to-Cycle Discrepancy in the Loran-C System", USCG Electronics Engineering Report, No.L-31, 1961
- [39] 河口信義, 新井康夫, 米澤弓雄: "ロランC時間差測定値の修正に関する考察II - ECDによる伝搬時間の修正 -", 日本航海学会論文集74号, pp.99-107, 1986
- [40] M.J.D.Powell: "An Effective Method for Finding the Minimum of a Function of Several Variables without Calculating Derivatives", Computer Journal Vol.7, pp.293-296, 1964

- [41] James Van Etten: "Radio Aids to Navigation for the US Coastal Confluence Region Interim Report No.2 Systems Evaluation", US DOT Report, 1972
- [42] N.Kouguchi, M.Sato, N.Morinaga: "Measurement Technique for Loran-C Pulse Wave Distortion Measures and Performance in an Environmental of Noise", IEEE PLANS'92, pp.82-87, 1992
- [43] N.Kouguchi, M.Sato, N.Morinaga: "Experimental Study on Loran-C Pulse Distortion", Proceedings of the 23rd. Annual Technical Symposium, WGA, pp. 209-214, 1994
- [44] N.Kouguchi: "Distance Characteristics of Received Pulswave Signal in Northwest Pacific Chain", Proceedings of the 26th. Annual Technical Symposium, International Loran Association, Oct.1997