

第150研究部会

衛星を利用した船舶の運航システム 及び船上設備に関する研究

報 告 書

昭和53年3月

社団法人
日本造船研究協会

昨年度に引き続き、5カ年計画の第4年度の研究として、1)衛星を用いた測位方式の研究、2)宇宙通信の特質とその対策の調査研究、3)電子的追尾方式空中線系の研究、4)船上の雑音測定と解析、5)ユーザ機器の設計評価の5テーマについて研究を行った。

1)では、各種システムの調査を行うとともに、一衛星測位方式として衛星とオメガ方式を組合せた新方式と測位精度を求めた。2)では、海面反射実験結果の解析並びに室内実験用フェージング・シミュレータの基本設計。3)では、2方向から電波到来した場合のマルチバス環境下におけるレトロディレクティブアレイ空中線の動作特性及び広角における軸比改善のための新素子を考案し、その特性を測定した。4)では、Lバンド帯における雑音の特性を数隻の船舶上で測定した。5)では、小形軽量化を目視した衛星通信用アンテナ・スタビライザの研究を行い、また設計評価の見通しが行われた。

このほかに「海事及び航空用衛星通信と航法国際会議」に代表者を派遣し、その動向を調査した。

はしがき

本報告書は日本船舶振興会の昭和52年度補助事業「船舶の構造・性能に関する基礎的研究」の一部として日本造船研究協会第150研究部会においてとりまとめたものである。

第150研究部会委員名簿(敬称略、順不同)

部会長	木村 小一(電子航法研究所)	
幹事	井東 洋一(日本郵船)	遠藤 敏雄(大阪商船三井船舶)
	角 裕之(石川島播磨重工業)	鈴木 務(電気通信大学)
	相馬 昭二(日本電気)	谷 貞和(三菱電機)
	塚田 一雄(富士通)	辻村 克己(日本無線)
	中川 秀夫(協立電波)	野々瀬 茂(三井造船)
	秦 武彦(安立電気)	原 昌三(三菱重工業)
	松下 嶽(富士通I・E)	馬淵 郁次郎(ジャパンライン)
	茂在 寅男(東海大学)	山崎 浩(東京芝浦電気)
	横井 大六(日本船舶通信)	吉田 信一郎(埼玉大学)
	吉田 純一(沖電気工業)	
委員	新井 健(東京計器)	五十嵐 昭一(住友重機械工業)
	諫山 武彦(日立造船)	内野 慎太郎(日本造船工業会)
	大須賀 実(川崎重工業)	大友 怒(日本船主協会)
	佐野 照雄(出光タンカー)	柴田 利光(日本钢管)
	菅原 四郎(古野電気)	寺本 俊二(北辰電機製作所)
	中島 清治(山武ハネウエル)	根岸 宏(安立電波工業)
	原 敏太郎(佐世保重工業)	星 昌憲(昭和海运)
	町田 遼八(光電製作所)	
オブザーバー	栗山 効(運輸省船舶局)	戸田 邦雄(運輸省船舶局)
	伊藤 昭三九(海上保安庁)	豊福 滋善(海上保安庁)
討議参加者	秋久 幸雄(日本船舶通信)	伊賀 信隆(三菱電機)
	石崎 芳文(日本無線)	石出 明(電子航法研究所)
	今井 邦夫(石川島播磨重工業)	岩竹 舜爾(日本船舶通信)
	江淵 敏郎(沖電気工業)	太田 勇久(三菱電機)
	太田 智三(沖電気工業)	小野 誠(三菱電機)
	木全 久幸(日立造船)	小林 孝(日本無線)
	佐藤 孝雄(三井造船)	斎藤 信夫(協立電波)
	三光 正俊(川崎重工業)	高木 法輝(ジャパンライン)
	高安 文雄(ジャパンライン)	手塚 雅之(三菱電機)
	直林 真純(日本钢管)	成沢 趟男(三菱電機)
	西口 寛治(三井造船)	沼崎 正(三菱電機)
	春野 達夫(日本電気)	飛河 子老(協立電波)
	藤原 良啓(日本無線)	堀江 重俊(東京商船大学)

松浦 静則(古野電気) 松本 友和(川崎重工業)
真弓 末男(石川島播磨重工業) 山下 和郎(日本無線)
吉本 高使(東京計器) 和美邦正(大阪商船三井船舶)

目 次

1. 緒 言	1
2. 衛星を用いた測位方式の研究	4
2. 1 まえがき	4
2. 2 衛星を用いた測位方式	4
2. 2. 1 國際海事衛星機構を対象とした無線測位方式の検討	4
2. 2. 2 静止衛星と他の方式を組合せた測位方式	8
2. 3 静止衛星とオメガ方式を組合せた新しい測位方式	10
2. 3. 1 原 理	10
2. 3. 2 システム構成	11
2. 3. 3 船位の推定と測位精度	18
2. 3. 4 太平洋海域における精度改善の検討	23
2. 4 むすび	25
3. 宇宙通信の特質とその対策の調査研究	27
3. 1 海面反射フェージングの研究	27
3. 1. 1 フェージングの理論的検討	27
3. 1. 2 海面反射実験の概要	36
3. 1. 3 実験結果	37
3. 1. 4 むすび	47
3. 2 フェージング・シミュレータの設計	48
3. 2. 1 海事衛星通信伝搬モデル	48
3. 2. 2 位相変調器構成によるフェージング・シミュレータ	48
3. 2. 3 レイリー分布変調器について	49
3. 2. 4 位相変調器について	51
3. 2. 5 振幅変調器で構成したフェージング・シミュレータ	53
3. 2. 6 むすび	53
4. 電子的追尾方式空中線の研究	55
4. 1 まえがき	55
4. 2 マルチバス環境におけるレトロディレクティブアレイ空中線の特性	55
4. 2. 1 実 験	55
4. 2. 2 特性解析	62
4. 2. 3 考 察	66
4. 3 アレイ用放射素子の広角軸比の改善	68
4. 3. 1 原 理	68
4. 3. 2 計算結果	70
4. 3. 3 実験用アンテナの構成	70
4. 3. 4 入力インピーダンス	74
4. 3. 5 軸比特性	77
4. 3. 6 放射パターン	77
4. 3. 7 考 察	80

4. 4 むすび	80
5. 船上の雑音測定と解析	81
5. 1 はじめに	81
5. 2 船上における雑音	81
5. 2. 1 自船雑音発生要因	81
5. 2. 2 外部雑音発生要因	81
5. 3 雜音測定系	82
5. 4 Noise floor とアンテナ雑音温度	84
5. 5 測定結果	85
5. 5. 1 測定 1 ; コンテナ船“兵庫丸”での測定	85
5. 5. 2 測定 2 ; 鉱石油槽船“扇昭丸”での測定	95
5. 5. 3 測定 3 ; コンテナ船“榛名丸”での測定	97
5. 5. 4 Noise floor とアンテナ雑音温度	97
5. 6 むすび	104
6. ユーザ機器の設計評価	106
6. 1 まえがき	106
6. 2 船舶地球局装置の仕様	106
6. 2. 1 船舶地球局装置の一般仕様	106
6. 2. 2 受信信号特性	107
6. 2. 3 送信信号特性	108
6. 2. 4 アンテナ・サブシステム	109
6. 2. 5 受信サブシステム	109
6. 2. 6 送信サブシステム	110
6. 2. 7 アクセス及び制御	110
6. 2. 8 環境条件	111
6. 3 船舶地球局装置の基本設計方針	111
6. 3. 1 船舶地球局装置の構成	112
6. 3. 2 アンテナ／R F 装置	112
6. 3. 3 通信端局装置	117
6. 4 船舶地球局装置の評価	125
6. 4. 1 形式承認	125
6. 4. 2 運用承認	127
6. 5 空中線系の検討	127
6. 5. 1 目的	127
6. 5. 2 小形軽量化のための前提条件	128
6. 5. 3 検討の手順	128
6. 5. 4 検討結果	128
6. 5. 5 小形化スタビライザの試作実験	135
6. 5. 6 むすび	140
6. 5. 7 詳細検討	140

7.	海事衛星に関する国際会議出席報告及びその動向	146
7. 1	国際会議の概要	146
7. 2	会議の印象と動向	153
8.	今後の研究の進め方	160
8. 1	今後の研究方針	160
8. 2	衛星を利用した船舶の運航システムの研究	160
8. 3	宇宙通信の特質とその対策の研究	160
9.	結　　言	162

1. 緒 言

船舶の運航の安全性の向上と効率化は、海運界の健全な発展には欠くことのできない重要なテーマである。そして、この運航の安全と効率化に対して、船舶と陸上の関連部署との通信連絡は、船舶上及び陸上の各種のデータの交換とともに、海上と陸上の関係者が相互にその意志の伝達を行い意見の交換を可能にすることができる。更にまた、航法機能は、船位の測定を通じて危険海域の回避、衝突の防止、最適航路での運航及び万一海上における遭難事故が発生した際の捜索救難活動にとって欠くべくことのできないものである。現在、大洋中の船舶と陸上との通信のほとんどは、短波（H F）または中波（M F）の無線電信及び無線電話に依存しているが、それらは、その電波伝搬等の特性上、(1)雑音の混入に伴なって通信の品質が悪く、(2)使用周波数帯に制限があるため周波数割当が窮屈であるので混信のおそれがあり、(3)電離層の状態に応じて地域別及び時間別の最適周波数の選択の必要性がある一方で、通信不能の時間帯もあり通信の即時性が得られず、(4)技術的制約などから高速データ伝送などの新要求の達成が困難である、などの制約がある。また、航法（船位測定）の分野でも、現存する各種の電子航法システムは、(1)世界中の何処でも、(2)任意の時間に、(3)高精度で測位を行なうという要件を満足しておらず、また、陸上において洋上の船舶の動向を監視する機能をもったシステムは近距離海域をレーダで監視するシステムを除き現存していない。従って幅広い海域での航行管制などを今後導入する際には何等かの新システムの導入が必要である。

このような情勢のもとで、宇宙技術の発達は衛星を中心とした高品質な船舶通信と無線測位の可能性を示し、その可能性が多く実験によって証明されてきた。昭和51年度（1976年）には、アメリカのマリサット（M A R I S A T）システムの衛星が相ついで大西洋、太平洋上及びインド洋上に打上げられ、すでに前二者対船舶用の無線電話とテレックス通信の運用を開始している。また、インド洋衛星の地上局として国際電信電話網が山口に地球局を建設していると伝えられている。更に、政府間海事協議機関（I M C O）は、昭和47年以来、国際海事衛星システムを設立するための研究を進めてきたが、昭和50年度に2回の国際会議をもって、そのための国際機構の設立の協議を進め、その結果、昭和51年9月の第3回目の国際会議において、国際海事衛星機構（I N M A R S A T）設立のための政府間協定と運用協定が合意に達し、調印が行われ、各国の批准を待つばかりとなっており、わが国は昨52年末にいち早く批准を終り、準備委員会にも積極的に参加している。欧州各国の共用宇宙開発組織である欧州宇宙機関（E S A）の実験用海事衛星であるマロッツ（M A R O T S）システムの衛星の開発も進められており、わが国における宇宙開発計画の一環として、小型船の利用を含めた実験衛星を開発することも検討されている。

このような船舶の運航への衛星の利用技術の必要性と国際的な動向とを考えると、これらの動向に対応して所要の研究を進めるとともに、国際的な動きにも積極的に参加して行くことが重要であると考えられている。そのための研究調査には次のような項目が含まれる必要がある。

- (1) この分野における国際的動向や関連の技術について調査するとともに、必要に応じて研究開発を行うこと。
- (2) わが国におけるこの分野での衛星利用の必要性を調査するとともに、積極的に利用分野の開発を行うこと。

(3) 造船国であるわが国の立場を考えると、この分野における船上装置の開発を進めること。

（4）日本造船研究協会は昭和49年度より5カ年計画で、上記3項目を中心とした調査及び研究開発を進めることとし、「衛星を利用した船舶の運航システム及び船上装置の研究」を行うため、第150研究部会（S R - 150）を発足させて研究を開始し、昭和52年度はその4年目に当っている。

第1年度の昭和49年度は、翌50年の4月にI M C Oの国際会議が予定されていることを考慮に入れ、また初年度でもあったので

- (1) その当時までのI M C Oでの作業状況を含めた関連技術の調査

- (2) わが国の関係者の意向のアンケート調査
- (3) 第2年度以降の研究方針に関する審議とその研究の前提となるシステムの概念設計と試作船上装置の仕様についての検討

を行った。第2年度の昭和50年度は本格的な研究に着手した初年度に当り、次のような研究が行われた。

- (1) 海事衛星システムの調査
- (2) 現行の船舶通信及び電波航法の内容と将来の要求条件
- (3) 通信内容の種別とその伝送容量
- (4) 宇宙通信の特質とその対策
- (5) 装備条件にもとづくハードウェアの要求条件
- (6) 環境条件の詳細
- (7) 運用操作方法とその問題点
- (8) 空中線系（機械的追尾空中線及び電子的追尾空中線）
- (9) 受信処理係
- (10) 船舶地球局装置の設計と評価（仕様項目）

第3年度は、第2年度の研究の継続に加えて衛星を利用した船舶の運航システムについて、遭難通信と運航者に対する経済評価を中心的に調査研究を行うことにし、次の研究が行われた。

- (1) 海事衛星を利用した船舶の運航システムの研究
- (2) 通信内容の種別、伝送容量の研究
- (3) 宇宙通信の特質とその対策の調査研究
- (4) 電子的追尾方式空中線の研究
- (5) 船上雑音測定用機器の試作と実測
- (6) ユーザ機器の設計評価

これら3年にわたる研究の成果は、それぞれの年度別に3冊の報告書にまとめられている。

第4年度に当る昭和52年度は、前年度に完了した研究項目を除き、実質的にはその研究の延長及びそれから派生した新研究であって、その概要を簡単にまとめると

- (1) 衛星を用いた無線測位方式の研究
51年度の研究の(2)項を更にしづって、無線測位に関する調査と研究を行ったもので、各大洋当たり1個の衛星のみがあることを原則としたシステム調査の結果、オメガ測位に衛星と利用者間の測距を加えた測位システムについて検討を加えた。
- (2) 宇宙通信の特質とその対策の調査研究
前年度実施した5種の空中線による海面反射によるフェージング実験のデータを整理解析するとともに、同様の実験を室内にて行うフェージングシミュレータの回路の検討と一部の設計を行った。
- (3) 電子的追尾方式空中線の研究
前年度までに開発した電子的追尾空中線であるレトロディレクティブ・アレイ・アンテナの海面反射等のマルチパス存在下（2方向からの電波到来下）でのアンテナの指向特性を測定解析し、また、広角における軸比改善のための新素子の開発を行った。
- (4) 船上の雑音測定と解析
前年度までに開発したLバンドにおける雑音測定器を使用して数隻の船につき、入港時及び航海時における主として羅針船橋上での雑音測定を行い、その結果を解析した。
- (5) ユーザ機器の設計評価
小形・軽量化した衛星通信用アンテナのスタビライザを試作検討し、併せて前年度までの設計評価の見直しを行った。

(6) 海外調査

昭和53年3月7～10日開催のIEE主催の海事及び航空衛星通信及び航法国際会議(International Conference on Maritime and Aeronautical Satellite Communication and Navigation)に代表者を派遣し、その動向を調査した。

2. 衛星を用いた測位方式の研究

2.1 まえがき

海事衛星による測位方式としては、2つの静止衛星（あるいは同期衛星）を使用する方式がいくつか提案されている。

この2衛星方式は

1. 地球上のどこにあっても
2. 任意の時刻に
3. 高精度で

測位を行うことができる方式という利用者の要求をほぼ満たすことができる方式と見られ（本質的に測位精度が悪い赤道付近を除き）、衛星実験も含め種々の検討が行われている。本研究部会も昭和50年度にこの方式について簡単な検討を行った（日本造船研究協会第150研究部会「衛星を利用した船舶の運航システム及び船上設備の研究」報告書、PP. 63-68、昭和51年3月）。

しかし、初期の海事衛星システムでは、各大洋区域に7つの衛星しか運用されないと予想され、2衛星測位方式は軌道予備の衛星を利用するのでなければ実現できない。（この場合、測位方式には予備衛星がなく、長期間にわたるシステムダウンが起ることを覚悟していなくてはならない。）

そこで、1つの海事衛星による測位方式を検討することになるが、この場合には衛星の使い方によって様々な方式が考えられる。いずれにしても衛星だけで測位を行うことはできないので、現行の無線測位方式などを組合わせることになる。1衛星測位方式についても各種の方式が提案されている。

ここでは方式調査を行うとともに、1衛星測位方式として衛星とオメガ方式を組合せた新しい方式を提案し、それについてシステム構成と測位精度の検討を行った。

2.2 衛星を用いた測位方式

ここでは各種の衛星測位方式を国際海事衛星機構（INMARSAT）対象に検討したComputer Sciences Corporationの米国海事局（MarAd）向けの報告書〔文献2〕の概要及び静止衛星と他の方法を組合せた方式の概略を述べる。

2.2.1 国際海事衛星機構を対象とした無線測位方式の検討

（Computer Sciences Corporation の報告書の概要）

(1) 調査した方式

表2.2.1に示す15の方式について調査を行った。方式略号S1からS5までは同期衛星を用いる方式、M1からM6までは静止衛星と中高度衛星を組合せた方式、L1とL2は静止衛星と低軌道衛星を組合せた方式、残り2つは静止衛星と従来の測位方式を組合せた方式である。（M1, L1, L2, 残り2つにおいて静止衛星は信号伝送に使用されるだけである。）

表2.2.1における費用増は3静止衛星による海事衛星システムの費用に対して、各欄に示すような測位方式を構成するために追加すべき衛星及び船舶設備の費用を示している。幅があるのは追加衛星に通信機能をもたせるかどうかによっている。

サービス範囲、測位精度、費用の点から米印をつけた2方式を実行可能な方式として勧告している。

表 2.2.1 調査した測位方式

方 式	構 成	サ ー ビ ス 区 域	精 度	費 用 増
S 1 *	6 静止衛星	全経度とも 74.2° 以上では不可能。	赤道付近では悪い。	34-44%
S 2	3 静止衛星 3 極軌道衛星(同一軌道)	全経度とも 76.3° 以上では可能回数少。一部経度では 61.8° 以上で可能回数少。	赤道付近では精度が悪いときがある。極付近で悪い。	46-53%
S 3	6 静止衛星 3 極軌道衛星(同一軌道)	全経度とも 76.3° 以上は可能回数少。一部経度では 74.2° 以上で可能回数少。	赤道付近で精度が悪いときがある。	
S 4	3 静止衛星 2 極軌道 各軌道 3 衛星	全世界で測位可能。	全世界で高精度。 温帯で特に良い。	82-84%
S 5	3 静止衛星 3 極軌道 各軌道 3 衛星	同 上	全世界で高精度。	110-122%
M 1 *	3 静止衛星 G P S	全世界で常時測位可能。	同 上	5%
M 2	3 静止衛星 2×12 時間極軌道 各軌道 3 衛星	同 上	普通は全世界で高精度	67-71%
M 3	3 静止衛星 $2 \times 45^{\circ}$ 傾斜 12 時間軌道 各軌道 3 衛星	62° 以下は常時測位可能、一部経度では 74° まで常時測位可能 他では中断あり。	同 上	
M 4	3 静止衛星 2×12 時間極軌道 各軌道 2 衛星	一部分の地域で中断あり。	同 上	
M 5	3 静止衛星 $2 \times 45^{\circ}$ 傾斜 12 時間軌道 各軌道 2 衛星	20° 以下では常時測位可能、 他では中断あり。	同 上	
M 6	3 静止衛星 1×12 時間極軌道 (3 衛星)	$46^{\circ} \sim 62^{\circ}$ では常時測位可能 低緯度・高緯度では中断あり。	同 上	
L 1	3 静止衛星 N N S S	待ち時間が $20 \sim 40$ 分あり、ときにはもっと長いこともある。	高 精 度	
L 2	3 静止衛星 専用低軌道衛星	同 上	同 上	40%
	3 静止衛星 ロラン C	北半球及び 大西洋・太平洋の一部	高 精 度	
	3 静止衛星 オメガ	全世界で測位可能。	精度が低い	

(2) 勧告する方式

(a) 6 静止衛星システム(専用システム) [表 2.2.1 の S 1]

通信・無線測位の両方の機能を有する静止衛星 6 個を図 2.2.1 に示すように経度 60° 間隔で配置する。

測位は図 2.2.2 に示す 2 衛星経由の海岸局 - 船舶局 - 海岸局という往復測距によって行う。

このシステムは、緯度 74° 以上と赤道中心の $\pm 4^{\circ}$ の地帯を除いた全世界において、測位精度 0.1 海里を達成できる。

測位は時分割多元接続 (T D M A) で行われ、各船舶約 0.6 秒の信号を送信する。船舶 1 隻の平均測位間隔を 35 分とすれば、1 組の衛星は約 3,500 隻を扱うことができる。

このシステムの費用を表 2.2.2 に示す。

表 2.2.2 6 静止衛星システムの費用

費用要因	I N M A R S A T ベースシステム [*] (通信のみ)	6 静止衛星	ベースシステムに対する増加(%)
地上局と宇宙部分 (M\$) ^{**}	364	172.94	48
船舶端局合計 (7000 端局) (M\$) ^{**}	190	25.96	14
1 船舶端局の費用	\$27,000	\$5,500	20
費用総額(M\$) ^{**}	554	198.90	36

* 1974年9月16日付の海事衛星専門家パネルの報告書による。

** 費用はすべて1979年現価のドル表示。

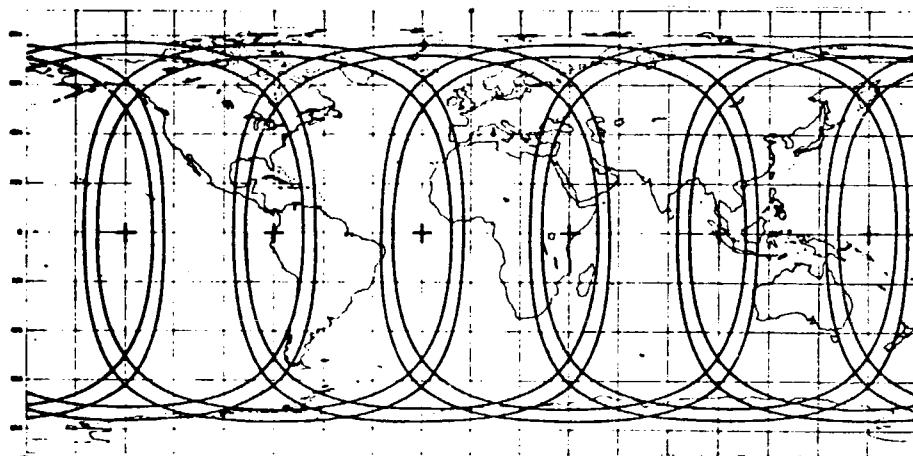
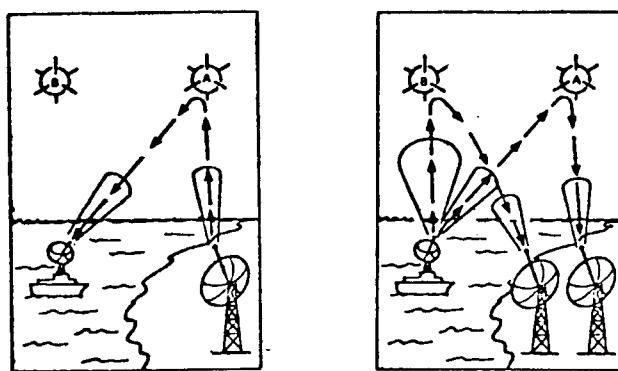


図 2.2.1 6 静止衛星のサービス区域



(a) 1衛星経由で
海岸局から船舶へ

(b) 2衛星経由で
船舶から海岸局へ

図 2.2.2 激 距 信 号 の 伝 送

(b) 3 静止衛星・G P S併用システム [表 2.2.1 の M 1]

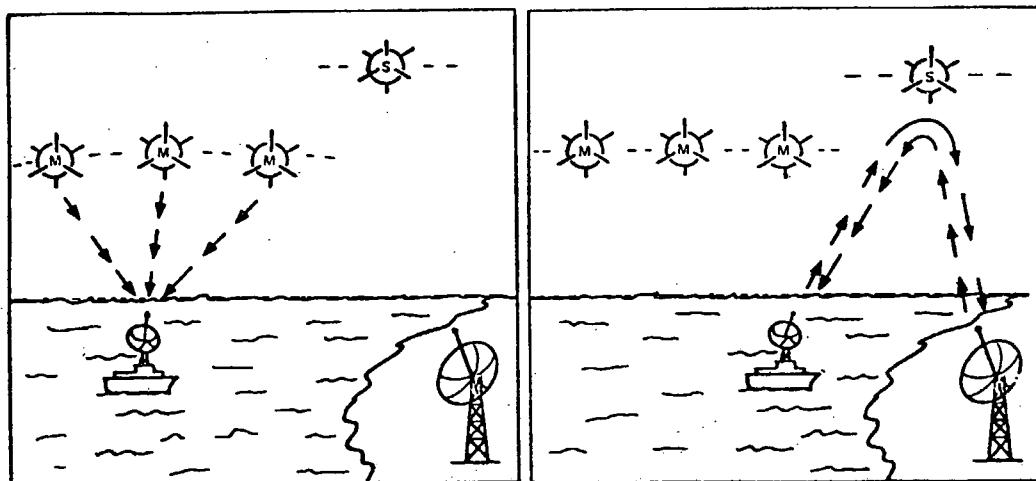
G P S (Global Positioning System) は米国国防省が開発中の測位システムである。船舶は図 2.2.3 に示すように G P S 衛星 (M) の信号を受けて測位を行い、位置データを静止衛星 (S) 経由で海岸局に伝送する。

G P S による測位は全世界で常時行うことができ、商用受信機によって精度 0.2 海里が達成できよう。

海岸局の船位データは、1衛星につき 3,500 隻の船舶が 2 分間に 1 回の割合で更新することができる。

このシステムの費用を表 2.2.3 に示す。この中に G P S の使用料は含まれていない。

このシステムは G P S 計画の中止、変更など I N M A R S A T が直接管理していないために生じる問題がリスクとなる。



(a) G P S衛星から船舶へ

(b) 静止衛星経由による船舶と海岸局との
データ伝送

図 2.2.3 静止衛星・G P S併用システムの信号伝送

表 2.2.3 3 静止衛星・G P S併用システムの費用

費用要因	I N M A R S A T ベースシステム※ (通信のみ)	3 静止衛星 と G P S	ベースシステムに 対する増加 (%)
地上局と宇宙部分 (M \$)※※	3 6 4	6.5 5	2
船舶端局合計 (7 0 0 0 端局) (M \$)※※	1 9 0	2 3.2 5	1 2
1 船舶端局の費用	\$ 2 7,0 0 0	\$ 5,0 0 0	1 9
費用総額(M \$)※※	5 5 4	2 9.8 0	5

* 1974年9月16日付の海事衛星専門家パネルの報告書による。

※※ 費用はすべて1979年現価のドル表示。

2.2.2 静止衛星と他の方式を組合せた測位方式

これは他の方法で測位を行い、そのデータを衛星経由で送る方式と衛星との距離データと他の方法によるデータから船位を求める方式とに分けられる。

(1) 衛星を測位データの伝送に用いる方式

この方式は必ずしも衛星測位方式とは言えないが、海事衛星システムと併用されることも考えられるので、ここに挙げておく。

(a) オメガ方式との組合せ

(i) 船舶上で船位を計算し、その結果を海岸局に伝送する方式

2.2.1の報告書でとり上げられている。

(ii) 船舶上で位相差を求め、それをディジタル化して伝送する方式

- 米空軍／Cincinnati Electronics Corporationでの研究〔文献3〕

船舶上で位相差をディジタル化して伝送。

- 2.2.1の報告書でもとりあげられている。

(iii) アナログ信号をそのまま変換・変調して伝送し、海岸局において位相差・船位を計算する方式。

- ベル研究所での研究〔文献4〕

海岸局で船位を計算し、それを船舶へ伝送。

- O P L E (Omega Position Location Equipment)〔文献5〕

集中計算処理とデータ集収を行う。

- 運輸省電子航法研究所での研究〔文献6〕

オメガ信号をディジタル化して伝送。

- 2.2.1 の報告書でもとりあげられている。
- (b) ロランCとの組合せ
2.2.1 の報告書でもとりあげられている。
- (c) N N S S との組合せ
2.2.1 の報告書の L 1
- (d) G P S との組合せ
2.2.1 の報告書の M 1 [(2)(b)に概略紹介]
- (2) 衛星測距と他の方式を組合せた方式
(a) 衛星からの距離とオメガ局からの距離を使用する方式 [文献 7, 8]
P L A C E (Position Location and Aircraft Communication Equipment) に用いられる測位方式である。
この方式の原理を図 2.2.4 を用いて説明する。
海岸局は衛星経由で測距信号を船舶との間に往復させて衛星と船舶の間の距離を求める。その結果、衛星直下点を中心とする円(図において半径 R の円)が描ける。
船舶は受信したオメガ信号を変換して衛星経由で海岸局へ伝送する。海岸局は直接受信したオメガ信号と船舶から衛星経由で送られてきたオメガ信号とを位相比較してオメガ送信局と船舶の間の距離を求める。その結果、オメガ送信局を中心とする円(図において半径 R' の円)が描ける。
これら 2 つの円の交点が船舶の位置である。(2つの交点のどちらかは大体の位置で決める。航空機の場合には高度も考えて計算する必要がある。)

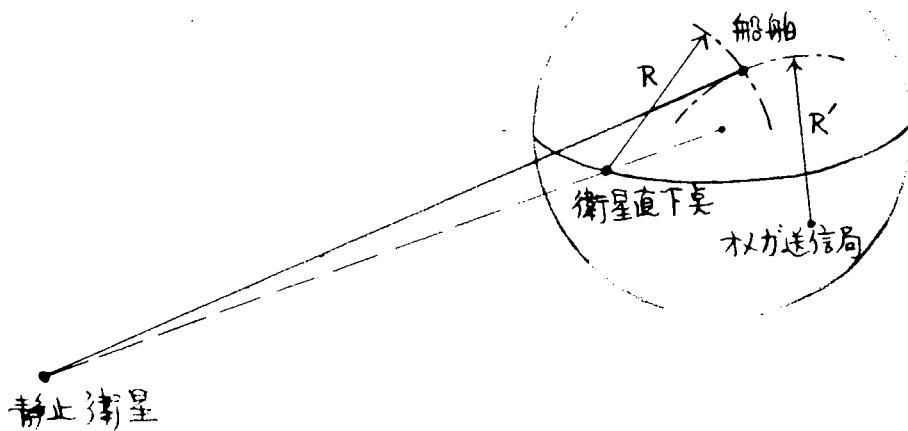


図 2.2.4 測位方式説明図

- (b) 衛星からの距離、その変化率、速度を使用する方式 [文献 9]
これは航空機を対象として N A S A が考えた方式である。
海岸局から船舶まで衛星経由の往復測距を行い、衛星と船舶の間の距離を求める。船舶における衛星電波のドップラシフトから距離の変化率を求める。海上における船舶の速度を適当な方法で求める。(航空機の場合高度情報が必要)。

地球の半径を R_0 、衛星の高度を H 、船舶の経度を λ 、緯度を ρ 、衛星の位置を λ_0 とすれば、これらのパラメータと上記の方法で求めた船舶と衛星の間の距離 D 、その変化率 dD/dt 、船舶速度（絶対値、方向） V 、 α の関係は

$$D = \sqrt{(H + R_0)^2 + R_0^2 - 2(H + R_0)R_0 \cos(\lambda - \lambda_0) \cos \rho}$$

$$\frac{dD}{dt} = \frac{H + R_0}{D} [V \cos \alpha \cos(\lambda - \lambda_0) \sin \rho + V \sin \alpha \sin(\lambda - \lambda_0)]$$

となり、これを解いて λ と ρ が求まる。

$$\lambda = \lambda_0 + \sin^{-1} \left(\frac{D \frac{dD}{dt} \sin \alpha}{(H + R_0)V} \pm \cos \alpha \sqrt{1 - \left[\frac{(H + R_0)^2 + R_0^2 - D^2}{2(H + R_0)R_0} \right] - \left[\frac{D \frac{dD}{dt}}{(H + R_0)V} \right]^2} \right)$$

$$\rho = \tan^{-1} \left(\frac{\frac{D \frac{dD}{dt} \cos \alpha}{(H + R_0)V} \mp \cos \alpha \sqrt{1 - \left[\frac{(H + R_0)^2 + R_0^2 - D^2}{2(H + R_0)R_0} \right]^2 - \left[\frac{D \frac{dD}{dt}}{(H + R_0)V} \right]^2}}{\frac{(H + R_0)^2 + R_0^2 - D^2}{2(H + R_0)R_0}} \right)$$

これで求めた λ 、 ρ の誤差はこれらの式を D 、 $\frac{dD}{dt}$ 、 V 、 α について微分することによって求まるが、地球上のかなりの範囲において非常に大きな誤差（例えば、速度誤差 1 % で経度誤差が 1 ° 以上になる）となり、船位測定には使用できないということがわかった。

2.3 静止衛星とオメガ方式を組合せた新しい測位方式

この方式は 1 つの静止衛星（または同期衛星）とオメガ方式を組み合わせた測位方式で、オメガ方式より高精度で船位を求めることができる。見方によっては、衛星を利用してオメガ方式の精度を向上させたものとも言える。

2.3.1. 原理

オメガ方式は 2 本の位置線（line of position、以下 LOP とする）の交点として船位を求めている。LOP は 2 つの電波航法送信局からの電波の位相差を測定することによって得られるが、この LOP には局の周波数誤差、電波伝搬状態、信号対雑音比などによる誤差が生じる。従って 2 本の LOP の交点として求まる船位にも誤差が生じる。この誤差の大きさは通常昼間約 1 海里、夜間約 2 海里と言われている。

船舶と衛星の間の距離データは衛星直下点を中心とする円形の LOP を与える。この LOP の誤差はオ

メガ方式の LOP の誤差よりはるかに小さい。誤差 100 m という値も衛星位置の補足などを行えば十分達成できる値と考えられる。

図 2.3.1 にオメガ方式による LOP と衛星測距による LOP の関係の一例を示す。オメガ方式の場合は推定船位は LOP の交点 A になるが、これに衛星測距による LOP を考慮した船位は P 点のような位置にある。(この P 点は各 LOP の誤差によって位置が変わる)。

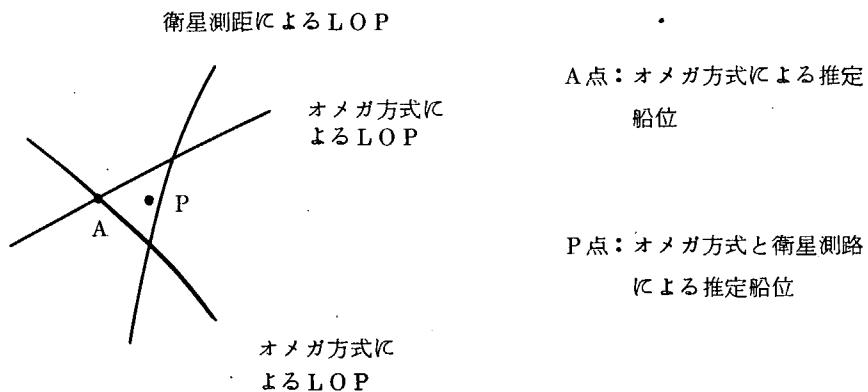


図 2.3.1 オメガ方式と衛星測距による LOP と推定船位

推定船位の確かさは、船位がその中に収まる確率がある値(例えば 0.5 あるいは 0.95)以上になる範囲で表わされる。LOP 2 本あるいは 3 本によって推定される船位の等確率線は橍円となる。推定船位の確かさは、この橍円の長半径あるいはその中に収まる確率がある値以上になる円で表わされる。

詳細は 2.3.3 に示すが、この方式によってオメガ方式の誤差を橍円長半径で 70% 以下にすることがかなりの海域(太平洋を考えたシミュレーションで 35% 程度)において可能である。

2.3.2 システムの構成

この方式は海岸局 - 衛星 - 船舶間で測距信号を往復させて衛星と船舶の間の距離を求める衛星測距と、このデータとオメガ方式の LOP による船位計算を行うことになるが、システムの構成としては次の 2 つが考えられる。

1. 海岸局において船位計算を行う方式
2. 船舶において船位計算を行う方式

(1) 海岸局において船位計算を行う方式

海岸局では衛星測距を行うと同時に、船舶からのオメガ方式の LOP データを受信して船位計算を行う。

この方式の概念図を図 2.3.2 に示す。

船位データが海岸局で得られるので、船位登録が行われるシステムにデータを直接送ることができる。

この方式では、位置が正確にわかった場所(例えば、島のオメガ方式に関するデータを海岸局に集めることによって、いわゆるディファレンシャルオメガ方式と同様な補正を行うことも考えられる。

信号の送受信シーケンスを図 2.3.3 に、船舶搭載装置の構成を図 2.3.4 に、海岸局装置の構成を図 2.3.5 に示す。

これらの図は船舶の測位要求に応じて、海岸局が測位を行うような構成を示しているが、海岸局が登録された船舶を順次測距する場合には測位要求信号の発生器、検出器は不要である。

図 2.3.5 における衛星 TT & C (追跡管制装置)からの信号は静止衛星の位置による誤差を補正するために用いられる。

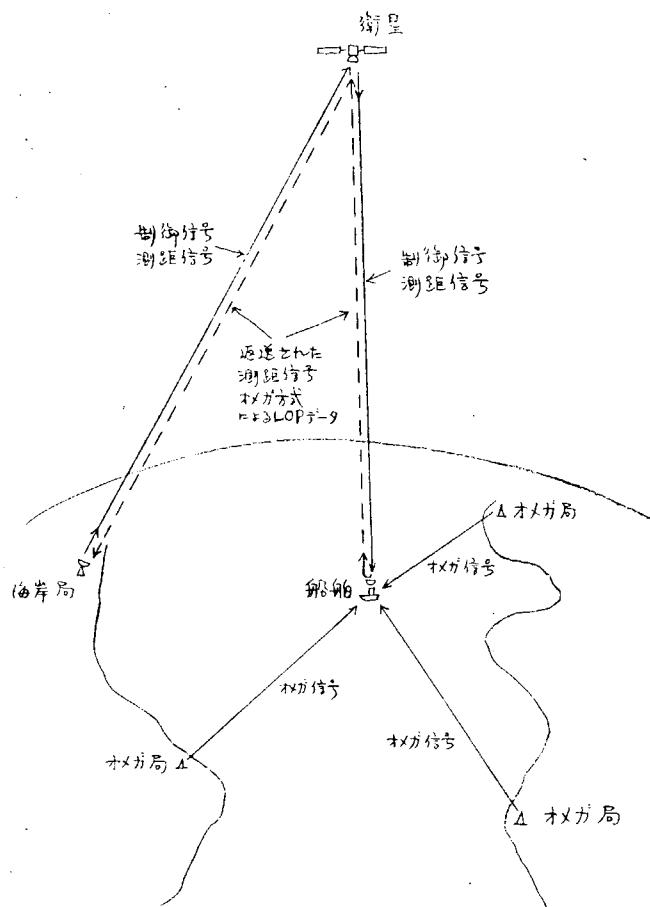
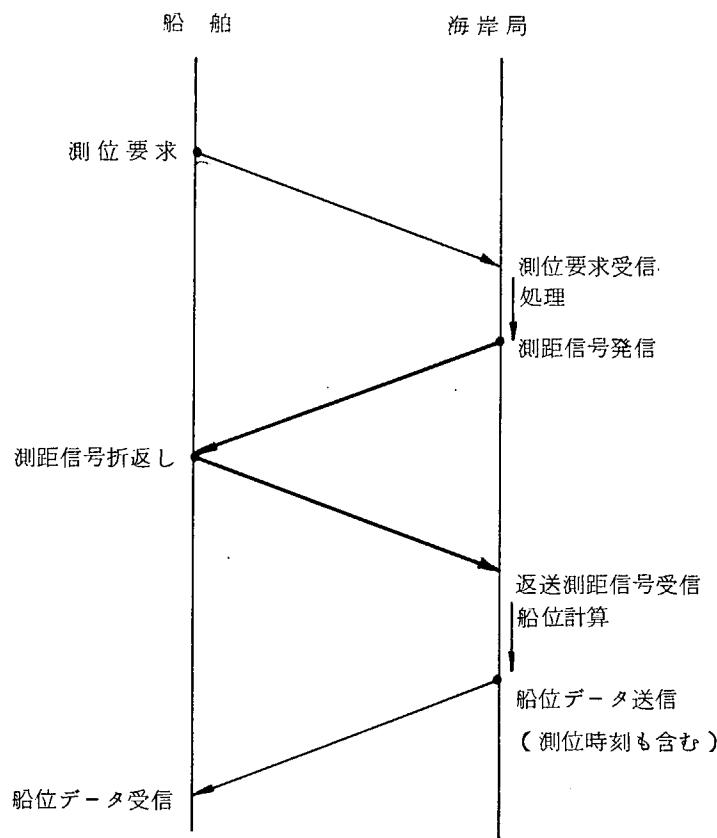
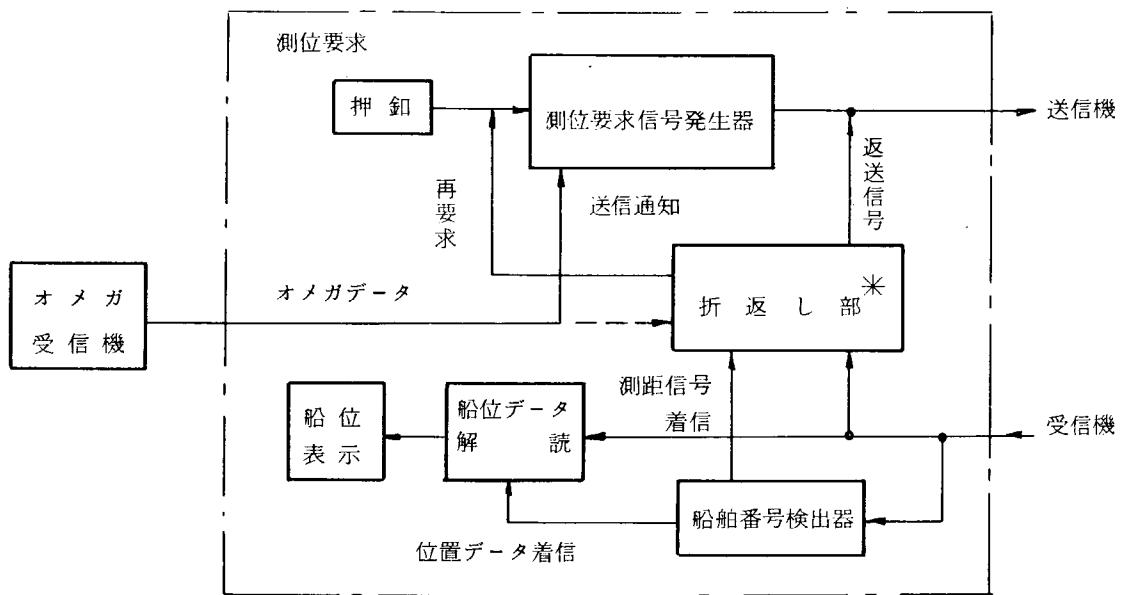


図 2.3.2 海岸局において船位計算を行う方式の概念図



- ・海岸局が順次測距を行う場合には測距要求は不要。
- ・測位要求は測位要求チャネルにランダムアクセスする。
- ・測位要求を出してから一定時間以内に測距信号が戻って来ないときには再要求を行う。
- ・オメガデータは測位要求時に送ってもよいし、測距信号を折返すときに送ってもいい。
- ・測距信号はトーンでもパルスでもよい。

図 2.3.3 信号の送受信シーケンス



*折返し部は自船の信号だと判るまでブロックしておく。折返し部の遅延時間または位相差は所定の値にしておく。

図 2.3.4 船舶搭載装置の構成

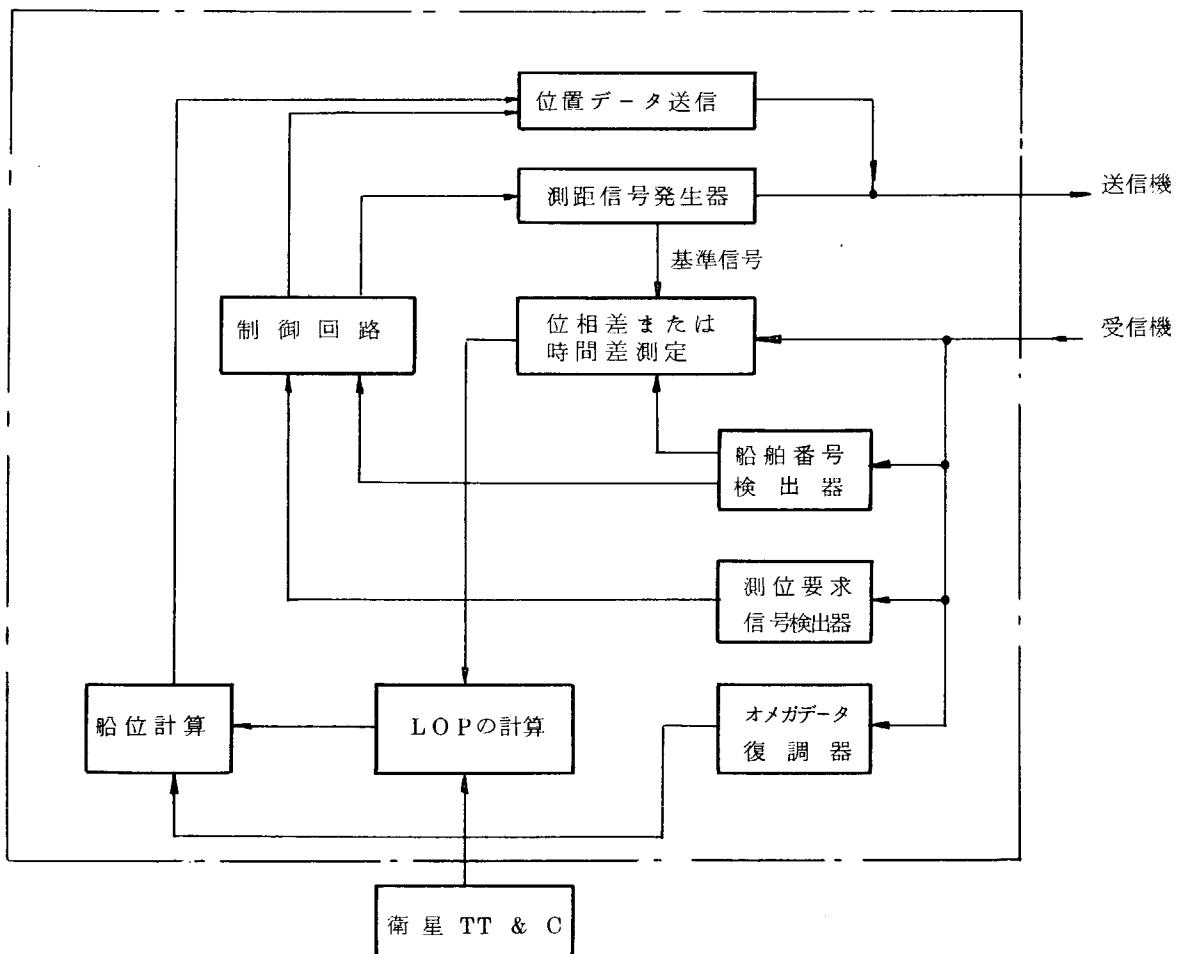


図 2.3.5 海岸局装置の構成

(2) 船舶において船位計算を行う方式

前項の海岸局において船位計算を行う方式が船舶搭載装置が簡単で、海岸局で大型コンピュータが使用できるなどの利点があるが、漁船などのように自分の位置を知られたくない場合は、船舶において船位計算ができる方式が必要となる。

この方式では船舶から測距信号を送出し、それが海岸局で折返されてきたのを測定することによって、船舶と衛星の間の距離を求めることができ、オメガ方式の LOP データと組み合わせて船位計算が行える。

この方式の概念図を図 2.3.6 に示す。

船舶からの測距には、各船舶固有の信号（例えば、PN 符号）によって変調した信号を用いることによって他船舶と共通の測距チャネルに随時アクセスする方式と、船舶は測位要求チャネルにランダムアクセスし、海岸局からの指示に従って測距チャネルに時分割（あるいは複数の測距チャネルに周波数分割を併用して）で測距信号を送出する方法が考えられる。

衛星 TT & C からのデータによる衛星位置の影響の補正は、補正のためのデータを海岸局から船舶に送ることによって行える。

信号の送受信シーケンスを図 2.3.7 に、船舶搭載装置の構成を図 2.3.8 に、海岸局装置の構成を図 2.3.9 に示す。

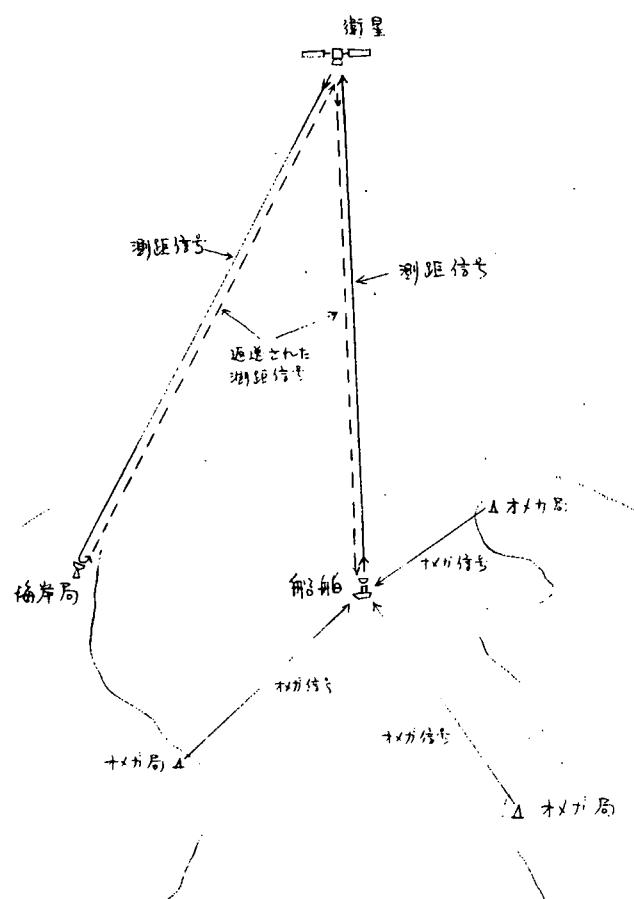
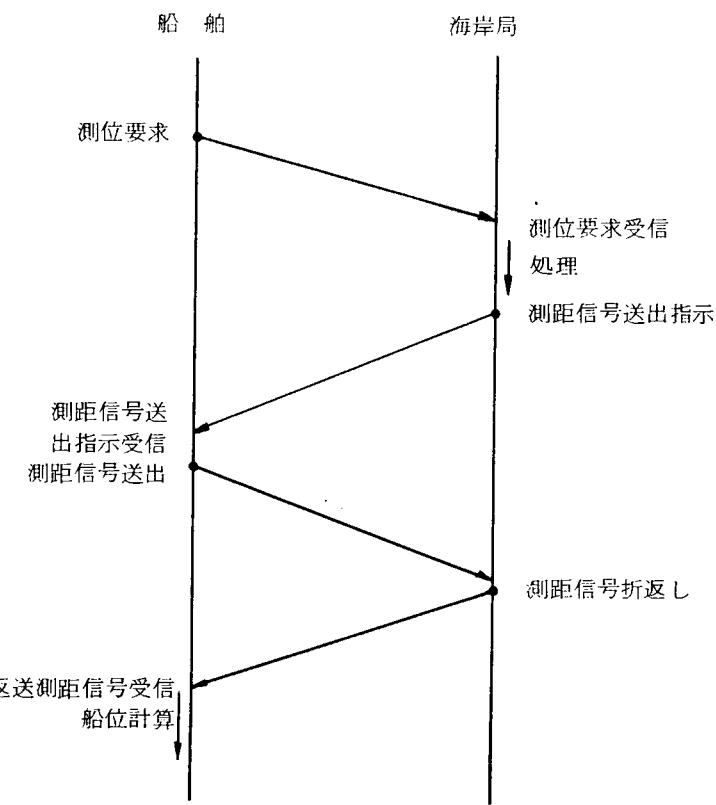
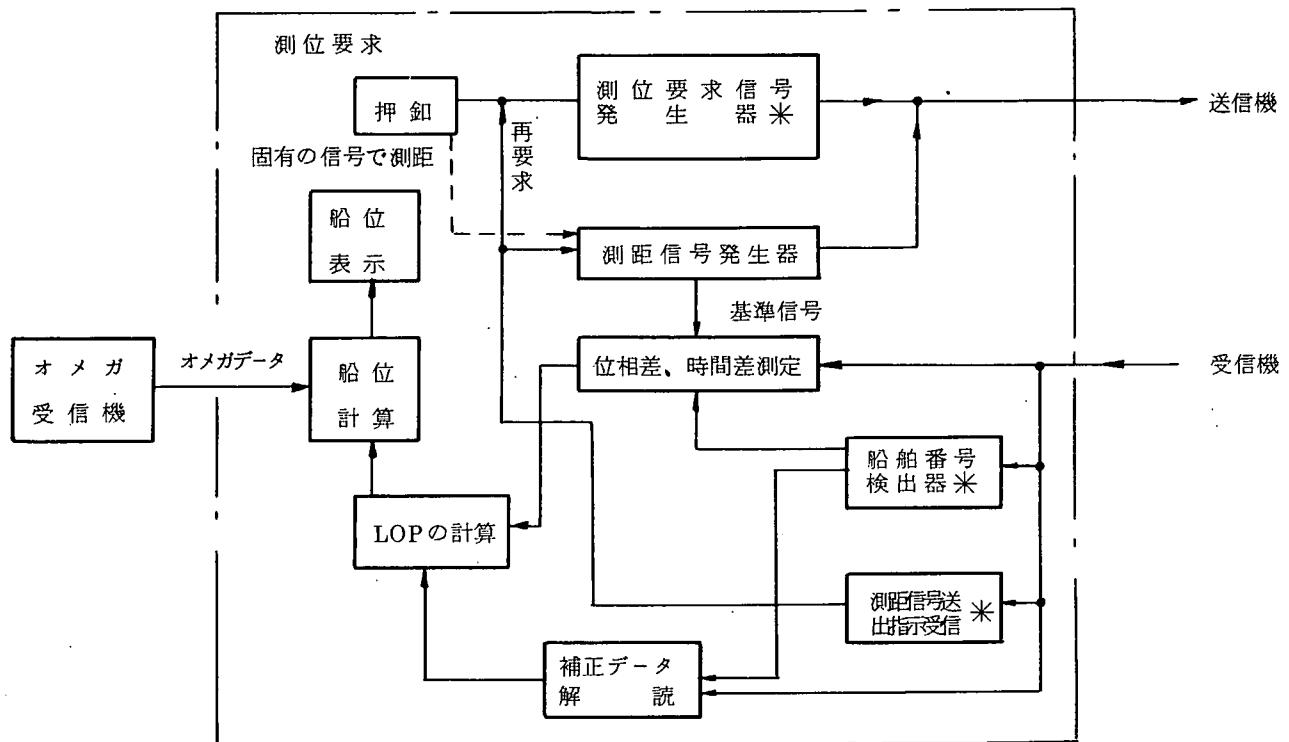


図 2.3.6 船舶において船位計算を行う方式の概念図



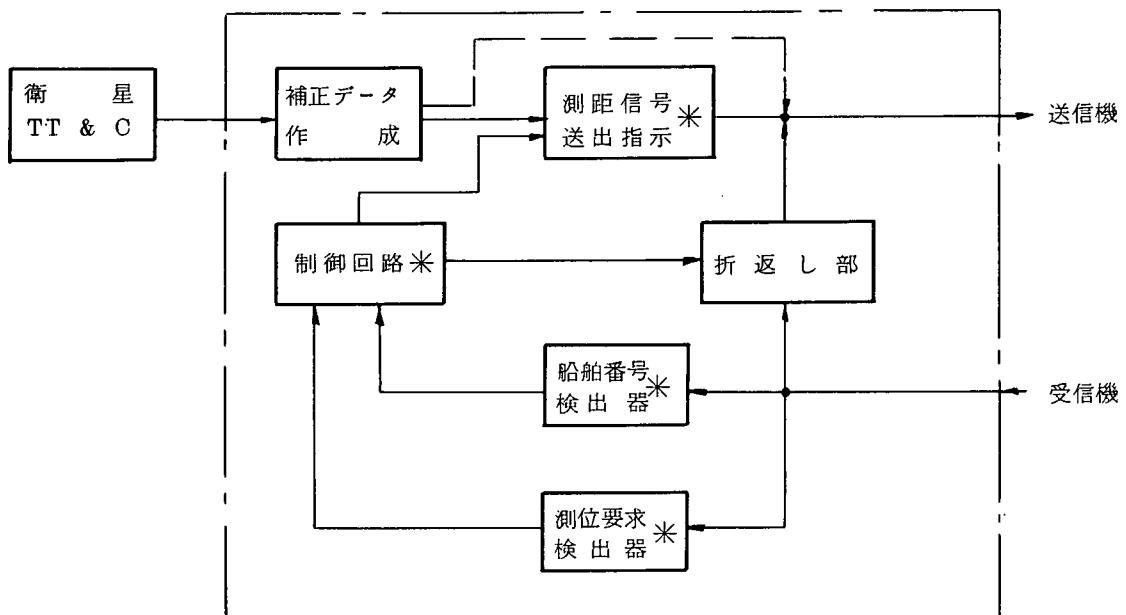
- 各船舶固有の測距信号で測距を行う場合には、測位要求、その受信・処理、測距信号送出指示、その受信は不要である。
- 測位要求はランダムアクセスで行われる。
- 測位要求後一定時間以内に測距信号送出指示を受けないときには再要求を行う。
- 衛星位置の補正データ放送形式で送信してもよいし、測距信号送出指示と一緒に送ってもよいし、測距信号折返し時に送ってもよい。
- 測距信号はトーンでもパルスでもよい。

図 2.3.7 信号の送受信シーケンス



*各船舶固有の測距信号で測距を行う場合には不要。

図 2.3.8 船舶搭載装置の構成



*各船舶固有の測距信号で測距を行う場合には不要。

図 2.3.9 海岸局装置の構成

2.3.3 船位の推定と測位精度

(1) 2本あるいは3本の位置線による船位の確率分布 [文献10]

位置線 (LOP) と船位の関係を図2.3.10(a)を用いて考える。図2.3.10(a)で船舶が0点にあるとすれば、真のLOPは L_1 、 L_2 、 L_3 のように0点を通っている。これに対して、測定で得られるLOPは、図2.3.10(b)の L_{1m} 、 L_{2m} 、(あるいは L'_{2m})、 L_{3m} のように誤差のため真のLOPの両側にばらつく。

L_{1m} 、 L_{2m} (L'_{2m}) をオメガ方式によるLOP、 L_{3m} を衛星によるLOPとすれば、オメガ方式で得られる船位はA点あるいは A' 点 [L_{1m} と L_{2m} (L'_{2m}) の交点]となる。衛星のLOPも用いた本方式で推定される船位はP点あるいは P' 点となる (P点の式は後で求める)。

このようにして求まる船位は、真の船位のまわりにばらつくことになる。この船位の確率分布はLOPの交角とLOPの誤差分布を用いて表わされる。図にA点、P点の誤差橢円を示しておく。詳しくは後で述べるが、LOPのばらつきでA点、P点がこれらの橯円の内部を動きそうだという感じはつかめると思う。

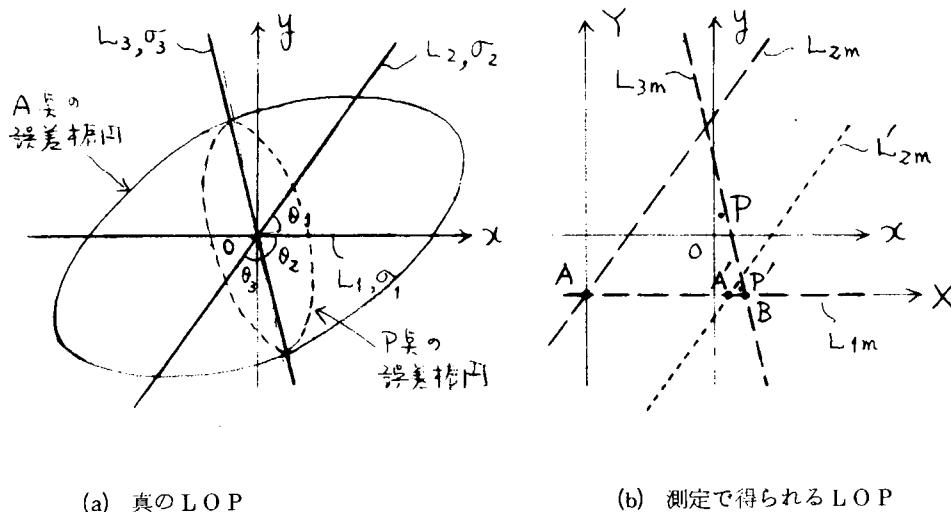


図2.3.10 位置線と船位の関係

(a) 船位の確率分布

LOP L_{1m} 、 L_{2m} 、 L_{3m} はそれぞれ L_1 、 L_2 、 L_3 を中心 σ_1 、 σ_2 、 σ_3 の正規分布しているとする。

船位の確率密度関数は図2.3.10で示す直交座標系 (真の船位を原点とし、x軸を L_1 に重ねる)によって次のように表わされる。

- オメガ方式のLOP 2本の場合

$$P_2(x, y) = \frac{\sin \theta_1}{2\pi \sigma_1 \sigma_2} \exp \left(-\frac{1}{2} \left[\frac{\sin^2 \theta_1}{\sigma_2^2} x^2 - \frac{\sin 2\theta_1}{\sigma_2^2} xy \right] \right)$$

$$+ \left(\frac{1}{\sigma_1^2} + \frac{\cos^2 \theta_1}{\sigma_2^2} \right) y^2] \Big)$$

• オメガ方式と衛星の LOP 3 本の場合

$$\begin{aligned} P_s(x, y) = & \frac{\sqrt{S}}{2\pi\sigma_1\sigma_2\sigma_3} \exp \left(-\frac{1}{2} \left[\left(\frac{\sin^2 \theta_1}{\sigma_2^2} + \frac{\sin^2 \theta_2}{\sigma_3^2} \right) x^2 \right. \right. \\ & + \left(\frac{\sin 2\theta_2}{\sigma_3^2} - \frac{\sin 2\theta_1}{\sigma_2^2} \right) xy \\ & \left. \left. + \left(\frac{1}{\sigma_1^2} + \frac{\cos^2 \theta_1}{\sigma_2^2} + \frac{\cos^2 \theta_2}{\sigma_3^2} \right) y^2 \right] \right) \end{aligned}$$

$$\text{ただし, } S = \sigma_1^2 \sin^2 \theta_3 + \sigma_2^2 \sin^2 \theta_2 + \sigma_3^2 \sin^2 \theta_1$$

真の船位における確率密度

• LOP 2 本の場合

$$K_2 = \frac{\sin \theta_1}{2\pi\sigma_1\sigma_2}$$

• LOP 3 本の場合

$$K_3 = \sqrt{\frac{\sigma_1^2 \sin^2 \theta_3 + \sigma_2^2 \sin^2 \theta_2 + \sigma_3^2 \sin^2 \theta_1}{2\pi\sigma_1\sigma_2\sigma_3}}$$

(b) 誤差圏の誤差界及び誤差円

船位の確率密度関数において確率密度が等しい点は楕円となり、誤差楕円あるいは確率楕円と呼ばれる。

文献 10 では、船位がその中に入る確率が 0.5 になる誤差楕円を誤差圏、確率が 0.95 になるものを誤差界としている。これらの楕円は、長半径、短半径、主軸の傾斜角によって表わされる。

• LOP 2 本の場合

$$\text{長半径: } a_2 = \ell \sqrt{\frac{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}{2 \sin^2 \theta_1} + \sqrt{\left(\frac{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}{2 \sin^2 \theta_1} \right)^2 - \frac{\sigma_1^2 \sigma_2^2}{\sin^2 \theta_1}}}$$

$$\text{短半径: } b_2 = \ell \sqrt{\frac{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}{2 \sin^2 \theta_1} - \sqrt{\left(\frac{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}{2 \sin^2 \theta_1} \right)^2 - \frac{\sigma_1^2 \sigma_2^2}{\sin^2 \theta_1}}}$$

$$\text{誤差圏: } \ell = 1.1774$$

$$\text{誤差圏: } \ell = 2.4477$$

$$\text{主軸の傾斜角: } \phi_2 = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{\sigma_1^2 \sin 2\theta_1}{\sigma_1^2 \cos 2\theta_1 + \sigma_2^2}$$

• LOP 3本の場合

$$\text{長半径: } a_3 = \ell \sqrt{\frac{r}{2S} + \sqrt{\left(\frac{r}{2S}\right)^2 - \frac{\sigma_1^2 \sigma_2^2 \sigma_3^2}{S}}}$$

$$\text{短半径: } b_3 = \ell \sqrt{\frac{r}{2S} - \sqrt{\left(\frac{r}{2S}\right)^2 - \frac{\sigma_1^2 \sigma_2^2 \sigma_3^2}{S}}}$$

$$\text{ただし } r = \sigma_1^2 \sigma_2^2 + \sigma_2^2 \sigma_3^2 + \sigma_3^2 \sigma_1^2$$

S , ℓ は前述のとおり。

$$\text{主軸の傾斜角: } \phi_3 = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{\sigma_1^2 (\sigma_3^2 \sin 2\theta_1 - \sigma_2^2 \sin 2\theta_2)}{\sigma_1^2 \sigma_2^2 \cos 2\theta_2 + \sigma_2^2 \sigma_3^2 + \sigma_3^2 \sigma_1^2 \cos 2\theta_1}$$

この誤差圏、誤差界は測定した船位の確かさを表わしているが、一般には円形の領域に入る確率で表わす方が実用的であると考えられる。この円は、その中にに入る確率を付記して 95% 誤差円のように呼ばれる。

誤差楕円（確率楕円）と誤差円の関係は文献 11 に詳しく述べられている。

誤差楕円の軸比（短半径／長半径）と誤差圏、誤差界、95% 確率円の関係は表 2.3.1 のようになる。

表 2.3.1 誤差楕円と誤差円の関係

軸比	R/a 0.5	R/a 0.95
0.1	1.667	0.802
0.2	1.674	0.805
0.3	1.685	0.811
0.4	1.703	0.819
0.5	1.729	0.832
0.6	1.768	0.850
0.7	1.823	0.877
0.8	1.894	0.911
0.9	1.980	0.953
1.0	2.079	1.000

R : 95% 誤差円半径

a 0.5 : 誤差圏長半径（確率 50%）

a 0.95 : 誤差界長半径（確率 95%）

95% 誤差円の半径は誤差界長半径にはほぼ近いが、軸比が小さくなると誤差円半径の方が 20% 程度小さくなる。

(d) 最も確かな船位

LOP L_{1m} 、 L_{2m} 、 L_{3m} が求まった場合に最も確かだと思われる船位を求める必要がある。各 LOP の測定値が図 2.3.10 の L_{1m} 、 L_{2m} (L_{2m}')、 L_{3m} であったとする。

• LOP 2本の場合

A 点（あるいは A' 点）が最も確かな船位となる。

• LOP 3本の場合

A 点（あるいは A' 点）を座標系の原点を移動させて考え、X 軸と Y 軸で表わす。

最も確かな船位 $P(X_3, Y_3)$ 点は次式で表わされる。

$$X_3 = \overline{AB} \times \frac{\sigma_1^2 \sin \theta_1 \sin \theta_2 \sin \theta_3 + \sigma_2^2 \sin^2 \theta_2}{S}$$

$$Y_3 = \overline{AB} \times \frac{\sigma_1^2 \sin \theta_1 \sin \theta_2 \sin \theta_3}{S}$$

ただし、B点は L_{1m} と L_{3m} の交点

\overline{AB} は A点と B点の距離

Sは前述のとおり

(2) 本方式による改善

オメガ方式の LOP 2本に對して衛星による LOP を加えることによって、船位の確かさがどれ位良くなるかを誤差界の長半径によって比較する。改善度を a_3 / a_2 と定義する。 $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma$ 、 $\sigma_3 = m\sigma$ として θ_1 と θ_2 の各種の組合せに対する計算結果を表 2.3.2 に示す。

表 2.3.2 誤差界長半径と改善度

[上段：長半径 (a_3)]
[下段：短半径 (a_3 / a_2)]

θ_1		30°	60°	90°
a_2		6.687σ	3.462σ	2.448σ
m	θ_2	3.462σ 0.518	2.448σ 0.707	2.448σ 1.000
1	30°	2.448σ 0.366	1.999σ 0.577	2.448σ 1.000
	60°	2.448σ 0.366	2.448σ 0.707	2.448σ 1.000
	90°	2.448σ 0.366	2.448σ 0.707	2.448σ 1.000
0.3	30°	2.534σ 0.379	2.205σ 0.637	同 上
	60°	1.861σ 0.278	1.999σ 0.577	
	90°	1.861σ 0.278	2.205σ 0.637	
0.1	30°	2.457σ 0.367	2.191σ 0.633	同 上
	60°	1.851σ 0.277	1.999σ 0.577	
	90°	1.851σ 0.277	2.191σ 0.633	
0.03	30°	2.449σ 0.366	2.189σ 0.632	同 上
	60°	1.851σ 0.277	1.999σ 0.577	
	90°	1.851σ 0.277	2.189σ 0.632	

表 2.3.2 から LOP の交角の条件によって全然改善されない場合もあることがわかる。ただし、この場合には誤差界の短半径が m とともに小さくなっている（図 2.3.12 参照）。

改善度 m による変化を図 2.3.11 に示すが
本方式の効果は $m = 0.3$ 位までに現われてお
りそれより小さくしてもあまり良くならないこと
がわかる。（これは長半径に関するもので、短
半径は m につれて短かくなる。）

この結果、オメガ方式と組合せる衛星測距の
誤差は、誤差界（あるいは誤差範囲）の長半径を
考へるなら、数百メートル程度になっていれば
よい。

誤差界楕円の変化の様子を図 2.3.12 に示す。

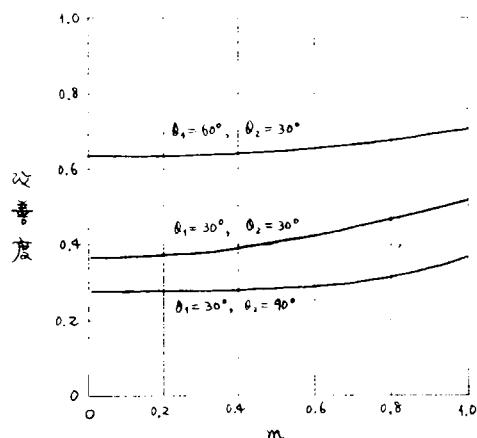


図 2.3.11 改善度の m による変化

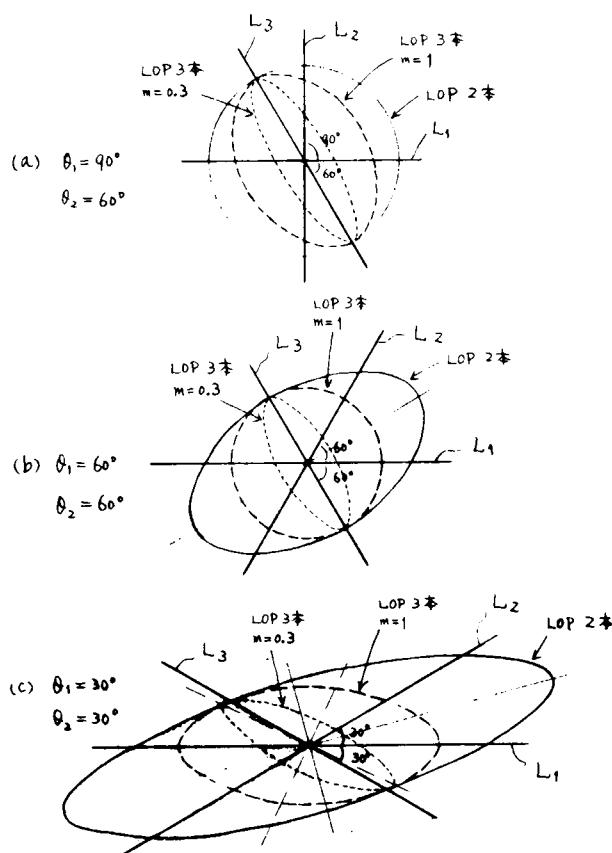


図 2.3.12 誤差界楕円

図 2.3.12(a)は $\theta_1 = 90^\circ$ 、すなわちオ
メガ方式の LOP 2 本が直交している場合で、
その場合の誤差界は円形である。これに衛星
による LOP を加えても誤差界の長半径は小
さくならないことが示されている。短半径は
 m とともに小さくなっている。

図 2.3.12(b)は、交角 60° のオメガ方式の
LOP 2 本に対して、衛星による LOP がまた
 60° の角度をもつ場合で、 $m = 1$ の場合は
長半径が小さくなるが、それより m を小さく
しても長半径は変わらない。

図 2.3.12(c)の場合は、LOP 2 本から 3
本 ($m = 1$) へ、 $m = 1$ から $m = 0.3$ へと長
半径が小さくなっていることがわかる。

また、改善度は θ_1 が小さいときに大きい
ことがわかる。いずれの場合も m を小さくす
れば誤差界楕円の軸比は小さくなり、衛星に
よる LOP に長軸が近づく。

従って、この方式は誤差界の長軸あるいは
誤差界の半径については改善の限界がある
が、誤差界そのものは m を小さくできれば限
りなく小さくなるので、何等かの方法でもう
1 本の LOP が得られるような場合にはかなり
正確な測位ができる。また、船位をこの点
とこの点を結ぶ線上にあるという表現によっ
て示してよい場合には非常に有効であろう。

2.3.4 太平洋海域における精度改善の検討

すでに示したように側位誤差は計算に使用する LOP の交角と誤差に依存するので、その値は船舶の所在によって変わる。この方式を太平洋に適用した場合の誤差をある仮定のもとに計算した。

(1) 計算上の仮定

- 衛星位置：西経 175 度
- オメガ局：8 局（オーストラリア局も含む）
- 衛星による LOP の誤差 (ΔL_s)

$$\Delta L_s = \frac{\sqrt{1 + \frac{1}{k^2} - 2 \frac{1}{k} \cos(\lambda - \lambda_0) \cos \rho}}{\sqrt{1 - \cos^2(\lambda - \lambda_0) \cos^2 \rho}} \Delta D$$

ただし、 $k = \frac{R_o + H}{R_o}$ (R_o = 地球半径)
(H = 衛星高度)

λ = 船舶経度

ρ = 船舶緯度

λ_0 = 衛星経度

ΔD = 測距誤差

- オメガ方式の LOP の誤差 (ΔL_0)

$$\Delta L_0 = \frac{\sigma_T}{\sin \frac{\theta}{2}}$$

ただし、 σ_T = オメガ送信局による誤差

θ = 船舶から見た 2 局の角度

（距離に依存する信号強度変化、伝搬条件の変化などの影響は入れなかった。）

(2) 計算の手順

- 地点の設定

衛星サービス区域内に経度、緯度 5° 間隔で計算を行う地点を設定する。

全部で 841 点（大陸内部、北極海、75°S を除くと 717 点）

- オメガ局の選択

各地点において、近い局 4 局（約 780 km (0.42 海里) 以内の至近局は除く）を選ぶ。

- オメガ方式の LOP の方向と誤差の計算

上記の局の組合せとして得られる 6 本の LOP の方向と誤差を計算する。

- 誤差圏の大きさの計算

上記の 6 本の LOP から得られる 15 個の組合せに対して、誤差圏椭円の長半径を

- オメガ方式の LOP 2 本だけの場合

- オメガ方式と衛星を用いた LOP 3 本の場合

について計算する。

- 改善度の算出

それぞれ 15 個のデータの最小値をとり、その比として改善度を求める。この場合、オメガだ

けの場合に最小値を与える LOP の組合せと衛星も利用した場合に最小値を与える LOP の組合せは大体において違っている。

(3) 計算結果

LOP の誤差を $\sigma_T = \sigma$ 、 $\Delta D = 0.1$ として (ΔL_0 をキロメートルのオーダ、 ΔL_s を百メートルのオーダと考えて) 計算した改善度を図 2.3.13 に示す。

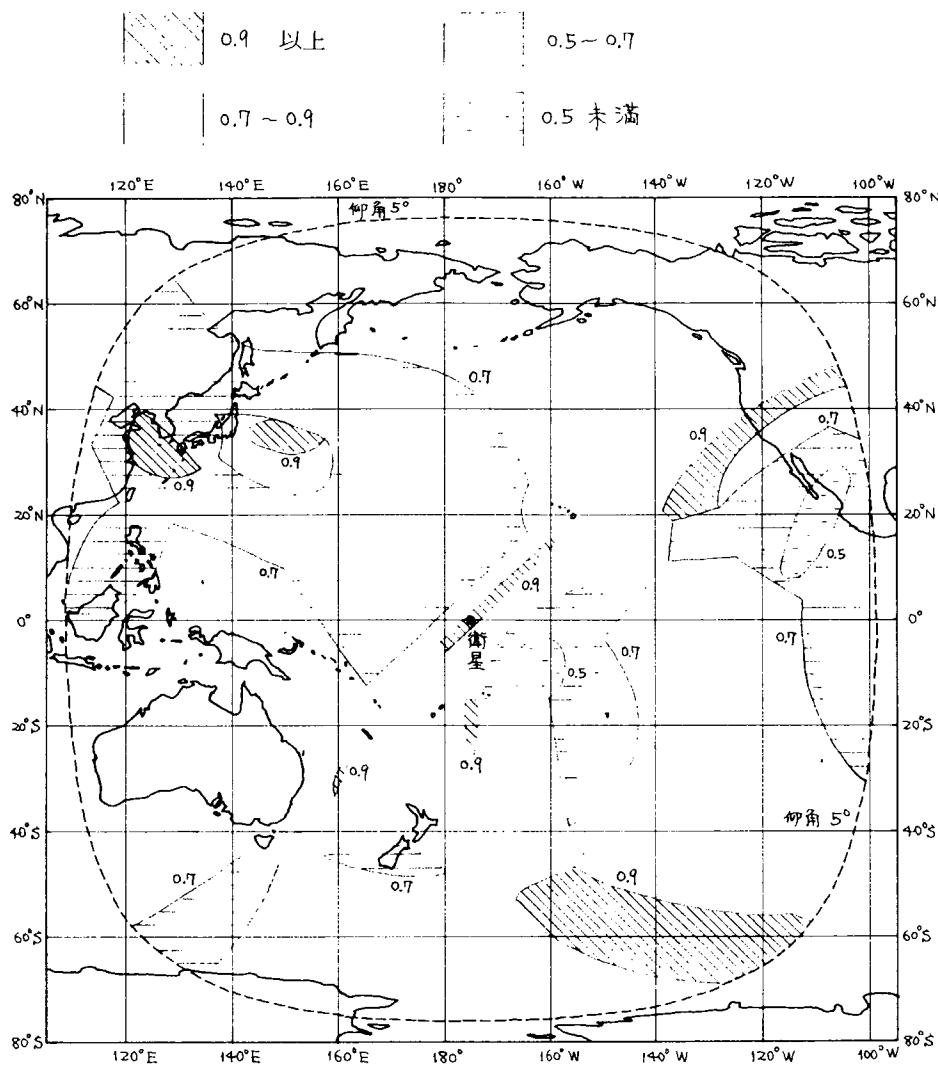


図 2.3.13 改善度の分布

(4) データの検討

改善度が必ずしも滑らかに変化せず、不連続に変化しているのは、オメガ局を前述した方法で 4 局選んで計算したからで、不連続は局の組合せが変わるところに生じている。例えば、東シナ海の不連続は対馬局を除外する境界及びノースダコタ局を用いるかレユニオン局を用いるかの境界に生じている。

ここでの改善度は最良 0.462 である。ある改善度がどの位の領域で達成できるかを示すために、大陸内部と見られる地点などを除いた 717 点についてとった累積分布を図 2.3.14 に示す (ここでは面

積比を表わすために、各地点の度数を1とせず、 $\cos \rho$ (ρ :緯度)として合計した。)

改善度が思ったほど良くないのは、LOPの一つの組合せに対する改善度ではなく、15組の中の最小同志の比をとっているためである。

2.3.3にも述べたように、改善度はオメガのLOP 2本の交角が小さいときが良いので、実際に使用する場合にはそのような組合せを選ぶ必要がある。(上記の0.462を達成したときの交角は84.3°(LOP 2本)と17.2°(LOP 3本のときのオメガLOPの交角)であった。)

2.4 む す び

衛星を用いる測位方式として、各大洋区域に1つの衛星しか運用されない初期の海事衛星システムにおいても使用できるようにと、1つの静止衛星と他の方法を組合せた測位方式の検討を行った。その結果、静止衛星とオメガ方式を組合せた新しい測位方式を提案し、そのシステム構成を示すとともに測位精度の検討を行った。この方式は、条件にもよるが現在のオメガ方式の測位誤差をかなりの海域で2/3以下に改善することができるという結果が得られた。

このような測位方式は世界的なシステムとして運用されるのが望ましいが、例えば、アナログデータ回線を用いるとかいったシステム構成上の工夫によって通信だけのシステムを使ってローカルなシステムを作ることも不可能ではないと思われる。

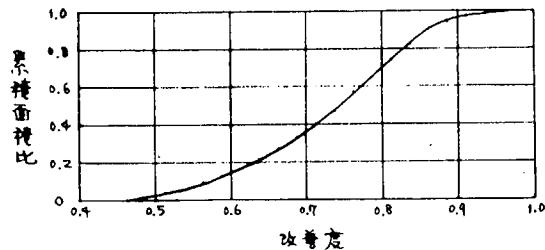


図 2.3.3 改善度の累積分布

参 考 文 献

1. 第150研究部会：「衛星を利用した船舶の運航システム及び船上設備の研究報告書」、研究資料第246号、日本造船研究協会（昭和51年3月）
2. Computer Sciences Corporation: "Study of a Radio Determination Capability for INMARSAT," Volume 1, CSC/TR-76/3017, Computer Sciences Corporation (16 Sept. 1976).
3. F. H. Raab: "A Simple Preprocessor for Narrowband Omega Retransmission," International Telemetering Conference, pp. 252-259 (Oct. 15-17, 1974).
4. C. Samek and H.G. Pike: "A Precision Electronic Navigation System Using Omega and a Synchronous Satellite Network," Navigation, Vol. 13, No. 2, pp. 105-110 (Summer 1966) [電波航法, No. 8, 1966に訳掲載]。
5. C. Laughlin, G. Hilton and R. Lavigne: "OPLE experiment," X-733-67-266, NASA/GSFC (June 1967).
6. 木村、渡辺、藤田、星野、伊藤：「オメガ受信信号の衛星中継伝送実験について」、航海、47号、pp. 51-54（昭和50年10月）
7. C. Laughlin, et al.: "PLACE-Position Location and Aircraft Communication Equipment," X-731-67-159, NASA/GSFC (April 1967).

8. 「中央航空交通管制方法」、特許出願公告昭48-7676、公告昭和48年3月7日、出願日1968年1月30日(米)出願人NASA。
9. 「中央航空交通管制方法」、特許出願公告昭48-7677、公告昭和48年3月7日、出願日1968年1月30日(米)出願人NASA。
10. 鮫島:「船位誤差論」、天然社(昭和29年9月)。
11. 西:「衛星航法システムの位置決定誤差に関する研究」、電子航法研究所報告No.10.(昭和49年11月)

3. 宇宙通信の特質とその対策の調査研究

海事衛星通信におけるフェージングには、海面や船体からの反射波と直接波が干渉しあって生じるマルチパスフェージング、及び船体構造物によるブロッキング・アンテナの追尾誤差によるフェージング、さらにシンチレーションフェージングが考えられ、実際の船舶では、それらが複雑に組み合わさったフェージングを生ずると考えられる。海事衛星通信では一般に仰角 5° 以上をサービスエリアとしているので、ダクト性フェージングや、またLバンドのため雨等による吸収性フェージングは無視されるが、海面反射等によるフェージングは大きな問題となる。

船舶地球局に用いたるアンテナは、実用性の面から大口径のものを用いるのは難しいので、比較的ビームの広いアンテナを用いることになる。したがって、反射によるマルチパスフェージングが生じやすく、また反射点そのものが常に変化している。このことでは海事衛星通信の大きな特徴である。

この問題については各国で研究されているが、実際的に海事衛星通信にそのまま適用できるものは少ない。本部会では、特に海面反射によるフェージングについて、文献の調査研究を行ってきたが、昨年度には実際に海上伝ばん路でフェージングの測定を行った。

本年度は、そのデータの解析、整理を続けてきたので、その内容を3.1項で報告する。この中で、フェージングマージンについては、実際の通信回線設計において有用であるとの評価が電波技術審議会でなされ、日本政府提案の寄与文書としてCCIRに提案された。1978年1月のCCIRで審議された結果

DOC. 8/456-E 18 January 1978 RAPOT AO/8

SIGNAL LEVEL VARIATION DUE TO MULTIPATH EFFECT OVER
LINKS OF THE MARITIME MOBILE SATELLITE SERVICE

に採択された。

前述のように海事衛星通信における受信入力は直接波の他に海面の特定方向から反射、またランダムな波による多重路反射などから極めて複雑なフェージングを受ける。したがって、船舶局のダイナミック試験はフィールドテストによらなければならない。

しかしながら、フィールドテストにおいては種々の制約が存在し、ばらつきの少ない試験の反復実施が困難であるばかりでなく、各種要因を分離した形で実験を行うことは不可能に近い。そのため、フィールド・テストと等価なテストを室内で行うことのできるフェージングシミュレータの研究開発が必要である。

今回1977年2月9日から2月14日に伊豆半島田子港で行った伝ばん実験データを検討し、海事衛星の伝ばん特性のモデル化を行い、フェージングシミュレータの開発設計を行った。その内容を3.2項に報告する。

3.1 海面反射フェージングの研究

3.1.1 フェージングの理論的検討

報告する海面反射のフェージング実験結果をよく理解するために前提となる基本的な理論を要約して述べる。

(1) マルチパス受信波の構成

海面からの反射波と直接波が干渉しあってフェージングが生ずる。反射波はコヒーレント成分とインコヒーレント成分に分けることができる。コヒーレント成分は、海面を鏡面と見なした時に理論的反射点から反射して来るもので、位相がそろっており、直接波と干渉してハイトパターンを生じさせる。インコヒーレント成分とは海面波によって散乱されて生じるものであり、それはあらゆる方向から反射して来るもので位相がそろっておらず、ランダムプロセスとして観測される。

直接波とコヒーレントな反射波がアンテナで合成された場合、直接波を1とすると受信電界は次式で

表わされる。

$$1 + \sqrt{G_\theta} \cdot R \cdot e^{j\phi} \cdot e^{j \frac{4\pi h}{\lambda} \sin \alpha} \cdot K \quad \dots \dots \dots \quad (3.1.1)$$

G_θ : アンテナの反射方向の直接波方向に対する相対利得

R : 鏡状海面での電波の反射係数

ϕ : 鏡状海面での電波の反射位相角

$\frac{4\pi h}{\lambda} \sin \alpha$: 直接波、反射波の通路長差による位相回転

K : 海面の粗さによる反射係数 ($K < 1$)

λ : 電波の波長

h : 船上アンテナの海面からの高さ

α : 仰角

h を変化させると受信電界の絶対値が $1 + \sqrt{G_\theta} \cdot R \cdot K$ と $1 - \sqrt{G_\theta} \cdot R \cdot K$ の間をサインカーブ状に変化するハイトパターンが図 3.1.1(a)のように生ずる。

実際の船舶地球局では船の揺れのため h は常に変化しており、また、そのハイトパターンピッチは 1 m 以下と短いため、これがコヒーレントな反射波によるフェージングとして表われることになる。その確率分布は図 3.1.1(c)に示す形となる。

一方、インコヒーレント成分はランダム雑音として取扱われるもので、アンテナを固定して時間変化で観測されるものである。これは同図(d)に示す確率分布となる。両者を合成すると同図(e)に示す分布となり、これがアンテナが上下している実際の船上で観測されるフェージング分布の一般形を示すことになる。

ここで、コヒーレント成分に比べてインコヒーレント成分が少ない場合、つまり海面が穏やかな場合は図 3.1.1(e)は双峰形になるが、波が荒れてくるとコヒーレント成分が減少し、インコヒーレント成分が増加するので单峰形に近づく。

実際に海上伝ばん路で測定したデータを波形解析機 (JEF-16AN形・日本無線製) にかけて度数分布を求めた例を示す。図 3.1.2(a)は図 3.1.1(d)で述べたインコヒーレント成分によるフェージングの確率分布の実例である。図 3.1.2(b)は図 3.1.1(e)で述べたアンテナが上下している時の海面反射による(コヒーレント成分とインコヒーレント成分との合成)フェージングの確率分布の実例である。

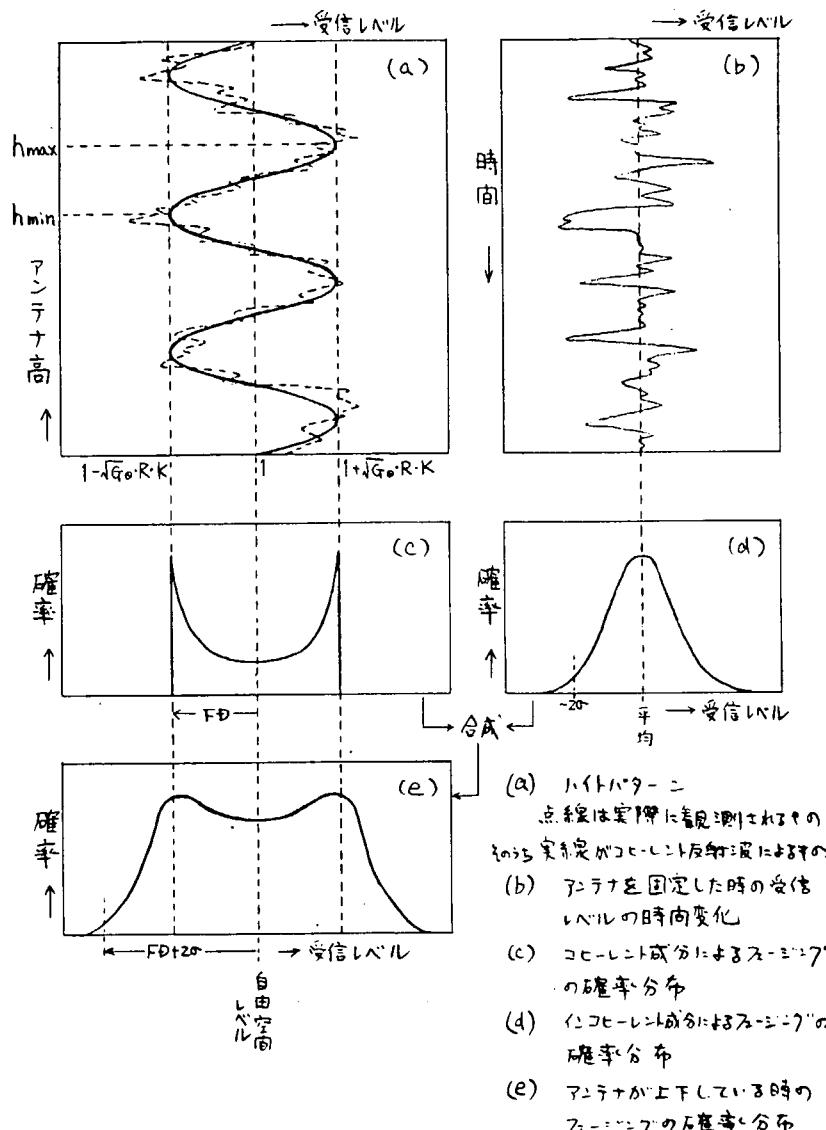


図 3.1.1 海面反射フェージングの確率分布

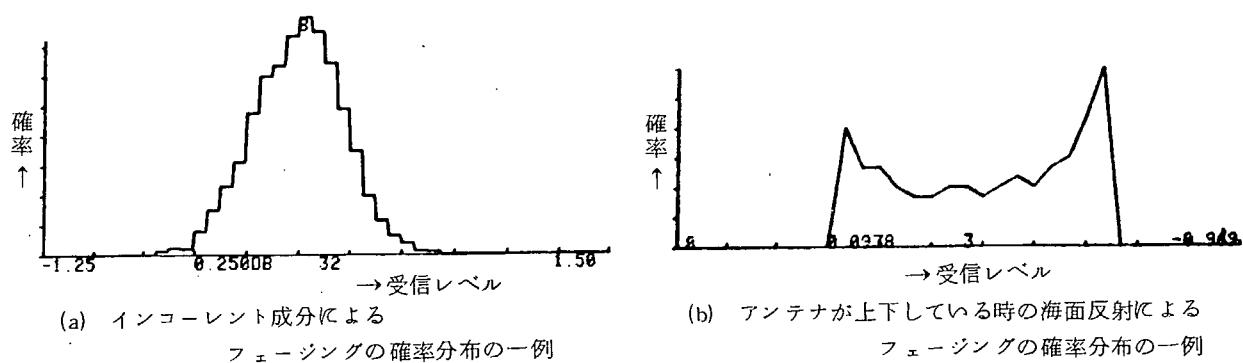


図 3.1.2 フェージングの確率分布の一例

(2) コヒーレント反射波成分

(a) 鏡面海面の反射係数

一般に物質の電磁波に対する反射係数は次式で表わされる。

$$R_0^+ = \frac{Y^2 \sin r - \sqrt{Y^2 - \cos^2 r}}{Y^2 \sin r + \sqrt{Y^2 - \cos^2 r}} \quad \dots \dots \dots (3.1.2)$$

$$R_0^- = \frac{\sin r - \sqrt{Y^2 - \cos^2 r}}{\sin r + \sqrt{Y^2 + \cos^2 r}} \quad \dots \dots \dots (3.1.3)$$

$$Y = \sqrt{\frac{\epsilon_{rc} c}{\mu_{rc} c}} : \text{物質のアドミタンス} \quad r : \text{入射角}$$

ここで R_0^+ は垂直偏波の反射係数、 R_0^- は水平偏波の反射係数を示す。

地球の場合

$$\epsilon_{rc} = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} - 60 i \lambda \sigma \quad : \text{複素比誘電率}$$

$$\mu_{rc} = 1 \quad : \text{透磁率}$$

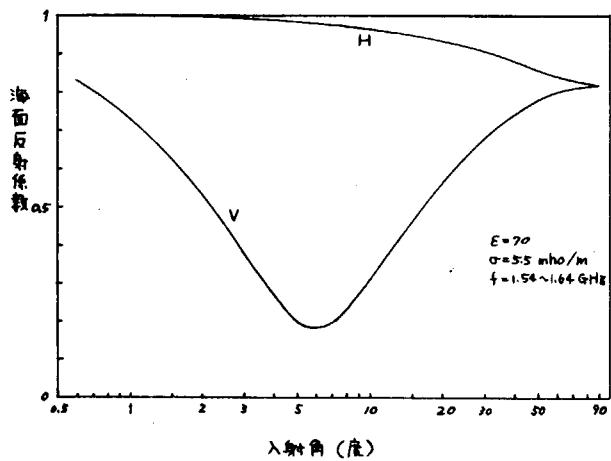
と表わすことができる。ここで

λ : 波長

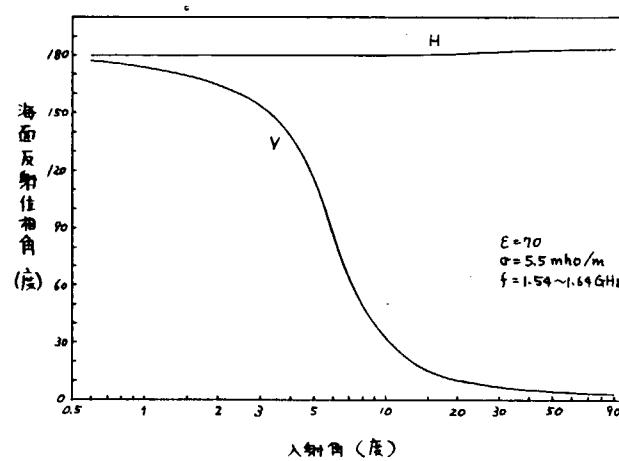
ϵ_0 : 空間の誘電率

σ : 導電率 (mho/m)

海面の場合、 ϵ / ϵ_0 は 70 ~ 80 、 σ は 4 ~ 5.5 (mho/m) が使用されるようであるが、ここで $\epsilon / \epsilon_0 = 70$ 、 $\sigma = 5.5$ (mho/m) 周波数は 1600 MHz で計算したものを図 3.1.3 に示す。



(a) 海面反射係数



(b) 海面反射位相角

図 3.1.3 直線偏波の海面での反射係数、位相角

図 3.1.4 に円偏波の鏡状海面での反射係数を示す。計算式は表 3.1.2 を参照。ブリュースタ角付近での極値は見られず、単調に変化しているのが興味深い。また、 6° を境に逆旋成分の方が多くなることに注目すべきである。

(b) ハイトパターンの処理法

前述のようにハイトパターンはコヒーレントな反射波によって生ずるものであるからハイトパターンを測定し解析することによってコヒーレントな反射波を知ることができる。ハイトパターンの最大値と最小値の差は式(3.1.1)により $2\sqrt{G_\theta} \cdot R \cdot K$ であるから、その $1/2$ を取れば直接波に対するコヒーレントな反射波成分を求めることができる。しかし、測定したハイトパターンにはインコヒーレント成分が多く重畠しているので、その中からどのようにして最大点、最小点を読み取るかということである。次の 2 つの方法が考えられる。

方法 1 これは図 3.1.2(b)のように測定したハイトパターンを波形解析機で処理し、両端のピークを最大値及び長小値としようとするものである。この方法は、インコヒーレント成分が少い場合はよいが、増加してくると单峰形に近づき誤差が多くなる。

方法 2 ハイトパターンをdB値で書いたり、電圧で書いたりするとひずんだ(下が尖った)形となるが、電力のディメンジョンで書くと完全なサインカーブとなる。直接波とコヒーレント反射波及びその合成波をそれぞれベクトルで表示すると図 3.1.5 に示す関係となる。

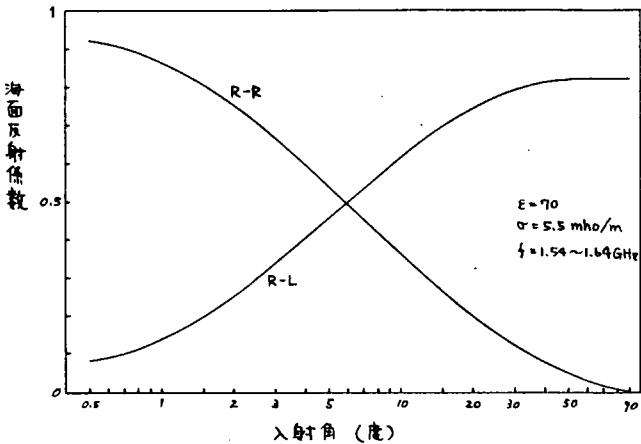


図 3.1.4 円偏波の海面での反射係数

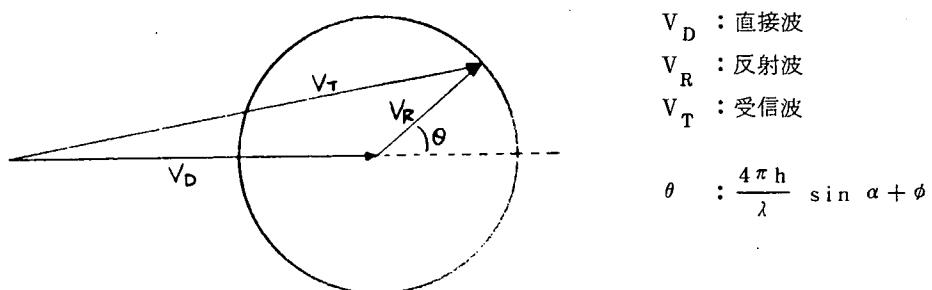


図 3.1.5 ハイトパターンのベクトル関係

すなわち、 $V_T^2 = V_D^2 + V_R^2 + 2 V_D V_R \cos \theta$ という関係が成り立つ。つまり $V_D^2 + V_R^2$ という直流分と $2 V_D V_R$ という基本波成分のみを取り出せばインコヒーレント成分を除去したハイトパターンが書けるということになる。具体的な手順は次のようにになる。

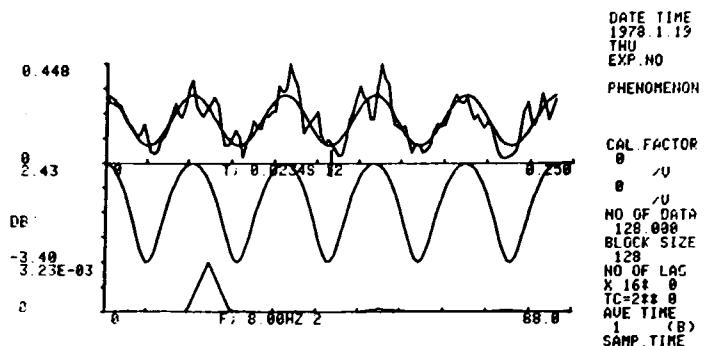
- 測定したハイトパターン(dB)を電力で書き直す。
- 高さ軸を時間軸に置き換える。
- フーリエ変換する。
- 直流分と基本成分のみを取り出す。(すなわち、ここでインコヒーレント成分が除去できる)

- フーリエ逆変換する。
- 最大値、最小値を読む。

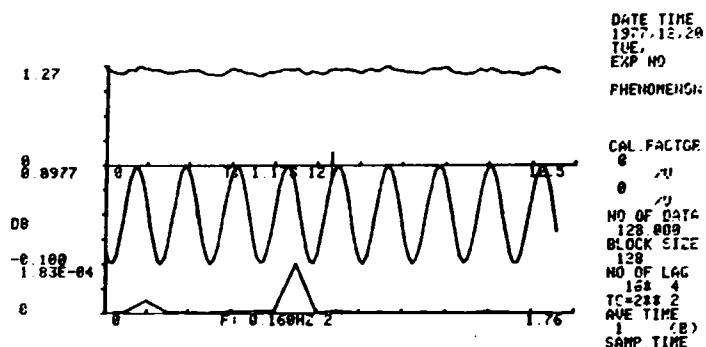
方法1は問題が多いので、ここでは方法2を採用した。図3.1.6に波形解析機(JEF-16AN)を用いたハイトパターン処理の一例を示す。図3.1.6(b)を見てわかるとおり、目ではそれとわからぬいようなハイトパターンでも明確なスペクトラムとして検出できた。

(c) ハイトパターンからのコヒーレント反射波の分離

前述でハイトパターンの幅を求める方法について述べたが、ここでは、それから自由空間レベルからのハイトパターンの深さ及び反射波成分のレベルを求める方法を述べる。今、直接波の電圧を1として反射波の電圧を V_R とするとき、自由空間レベルからの落ち込みは $1 - V_R$ 、ハイトパターンの幅は $(1 - V_R) / (1 + V_R)$ で表わされる。以後、自由空間レベルからの落ち込み $(1 - V_R)$ をフェージングデプスと呼ぶことにする。図3.1.7にフェージングデプス及びハイトパターンの幅及び反射波レベルの関係を示す。ハイトパターンの幅がわかれば、このグラフからフェージングデプス、反射波成分を求めることができる。



(a) 仰角5°でBFアンテナでの例



(b) 仰角9°で1.2mφパラボラでの例

- ① ハイトパターンの電力表示
- ② インコヒーレント成分を除去したハイトパターンのdB表示
- ③ ハイトパターンのパワースペクトラム

図3.1.6 ハイトパターン処理の例

(3) インコヒーレント反射波成分

(a) 分布の形

海面反射によるフェージングの確率分布には、大きくわけて2種類考えられ、第1にコヒーレントな反射波によるハイトパターンに相当するフェージングの分布、第2にインコヒーレントな反射波によるフェージングの分布に分けることができることはすでに述べた通りである。このうち前者は理論的に明解であり、計算は容易である。後者についてはどのような分布をするかはよくわかっていない。そこで後者についてどのような分布が理論的に考えられるかを検討してみる。

多くの独立な小さな散乱体によって散乱された電磁界はレイリー分布することが知られている。見方をかえて周波数軸で見ると、インコヒーレント成分は狭帯域雑音であり、その包絡線(振幅)の分布もまたレイリー分布をすることが知られている。

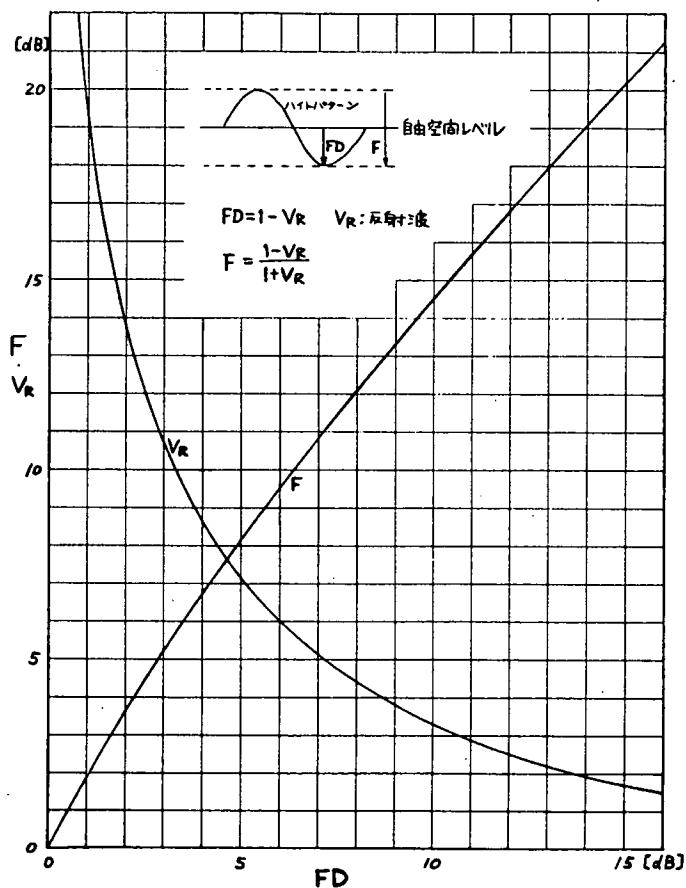


図 3.1.7 フェージングデブス対反射波及び
ハイトパターンの幅

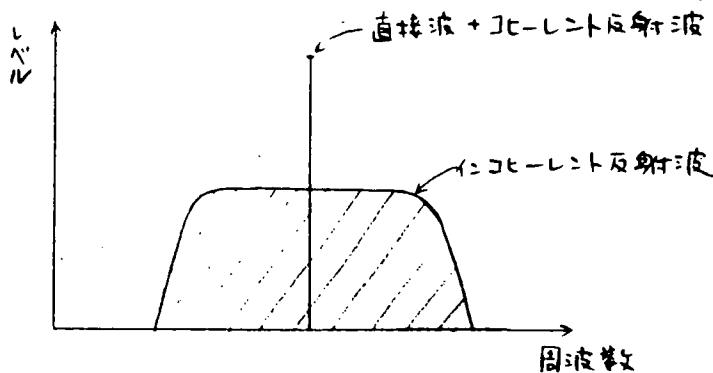


図 3.1.8 受信波の周波数構成

この場合、受信波はコヒーレント成分とインコヒーレント成分の合成であるから、これを図3.1.8のように狭帯域雑音とその中心にあるコヒーレント信号との合成であるとすれば、その包絡線分は仲上-ライス分布と呼ばれる分布となり、次の式で表わされる。

$$q(\rho) = \frac{\rho}{\sigma^2} I_0 \left(\frac{A\rho}{\sigma^2} \right) e^{-(\rho^2 + A^2)/2\sigma^2} \quad \dots \dots \dots \quad 3.1.4.$$

$$I_0(Z) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{Z \cos \theta} d\theta \quad (\text{第1種0次の変形ベッセル関数})$$

A : 信号の振幅

σ^2 : 雜音の分散

これは $A^2 / 2\sigma^2$ の項を含んでおり、 $A^2/2$ は信号の電力であり σ^2 は雑音の電力である。ということは解りやすく言い直せば

$$r = A^2 / 2\sigma^2 \quad \dots \dots \dots \quad 3.1.5$$

はとりもなおさず S/N であり、これにあてはめればコヒーレント成分とインコヒーレント成分の比に相当するパラメータと考えることができる。

$r=0$ の時完全なレイリー分布を表わし、 r が小の時は海が荒れている状態に相当する。 r が ∞ に近くと正規分布に近づき、波が静かな状態に相当する。図3.1.9に仲上-ライス分布を示す。

図を見てすぐわかることは、データの平均値と標準偏差がわかれば S/N 比 r がわかるだろうということである。事実、 $r \gg 1$ となれば、平均値はほぼ A に近づき、標準偏差は σ に近づく。つまり平均値 $/ (2 \times \text{分数})$ という式で r の近似値を求めることができる。

厳密には、平均値と2乗平均値を求めるところになると次のようになる。

$$\bar{q} = \sqrt{\frac{\pi \sigma^2}{2}} \exp(-\frac{r}{2})$$

$$\left\{ (1+r) I_0 \left(\frac{r}{2} \right) + r I_1 \left(\frac{r}{2} \right) \right\} \quad \dots \dots \dots \quad 3.1.6$$

$$\bar{q}^2 = A^2 + 2\sigma^2$$

I_1 : 一次の変形ベッセル関数
したがって、データの平均値 \bar{q} と分散 $\bar{q}^2 - \bar{q}^2$ から r を求めることができるとができる。

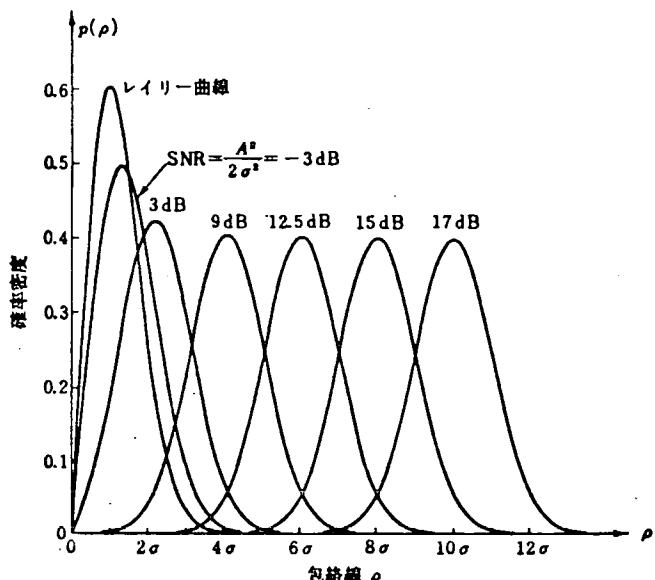


図3.1.9 仲上-ライス分布

他に特にフェージングの確率分布としてはm分布(仲上分布)が有名である。これは次の確率密度関数で定義される。

$$P(R) = \frac{Z^{1-m}, m^m, R^{2m-1}}{\Gamma(m)(\sigma_r^2)^m} - \exp(-m \frac{R^2}{2\sigma_r^2}) \quad \dots \dots \dots \quad 3.1.7$$

($m \geq 1/2$)

$\Gamma(m)$: ガンマ関数

σ_r^2 : 平均電力

この分布もmをパラメータとすることにより、 $m=1$ の時レイリー分布、 $m \rightarrow \infty$ の時、正規分布と変化させることができる。図3.1.10にm分布を示す。

(b) χ^2 適合度検定

適合度検定とは未知の分布をした観測データの度数分布があらかじめ想定した分布にどれほどよく適合するか調べる方法である。ここではアンテナを固定した時のインコヒーレント反射波成分によるフェージングの分布がどのような形をしているか、想定した仲上-ライス分布にどの程度よく適合するかを調べるためにこの方法を用いた。

今、測定したデータを等間隔でサンプリングした値を x_1, x_2, \dots, x_n とし、n個のデータがあるとする。一方、データ領域をK区間に分け

(例えば0V~1V、1V~2V、(K-1)V~KVのようにK区間に分け)、そのそれぞれの区間にn個のデータのうち何個が入るかという度数をそれぞれ f_1, f_2, \dots, f_k とする。 $(f_1 + f_2 + \dots + f_k = n)$

一方、想定した理論分布が上記区間にに入る確率をそれぞれ P_1, P_2, \dots, P_k とすると

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^k \frac{(f_i - np_i)^2}{np_i} \quad \dots \dots \quad (3.1.8)$$

という統計量を用いて検定を行う。もし f_i の観測値がすべて np_i と一致すれば $\chi^2 = 0$ となり完全な適合である。 f_i が np_i とかけはなれていれば χ^2 の値が大きくなり、仮説は疑わしくなる。

χ^2 の値が小ならば仮説は確からしくなる。

もし仮説が正しければ統計量 χ^2 は n か十分大きいと近似的に自由度 K-1 の χ^2 分布をすることがわかっている。従って、仮説が正しいのを棄却する確率を α とすれば上記で求めた χ^2 が $\chi^2_{K-1} : \alpha$ より小であれば α の有意水準で仮説は正しいと判定する。ここで $\chi^2_{K-1} : \alpha$ という値は、自由度 K-1 の χ^2

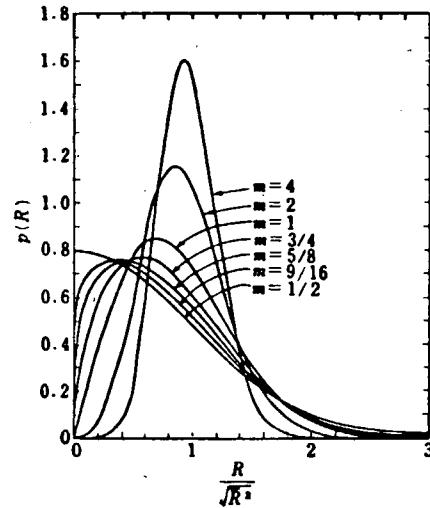


図 3.1.10 m 分布

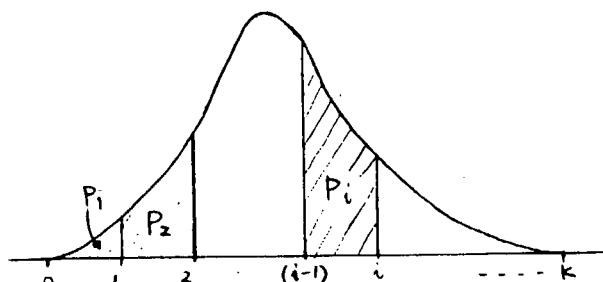


図 3.1.11

分布においてそれを上回る確率が α であるような値を意味する。

実際のデータがどのような分布になるか χ^2 適合度検定によって調べることにした。

3.1.2 海面反射実験の概要

詳細は昨年度の報告書にあるが、ここでは要点を記す。

(1) 実験諸元

- (a) 実験場所：静岡県西伊豆町田子湾
- (b) 日 時 1977年2月8日～14日
- (c) 回線プロフィールを図3.1.1.2に示す。

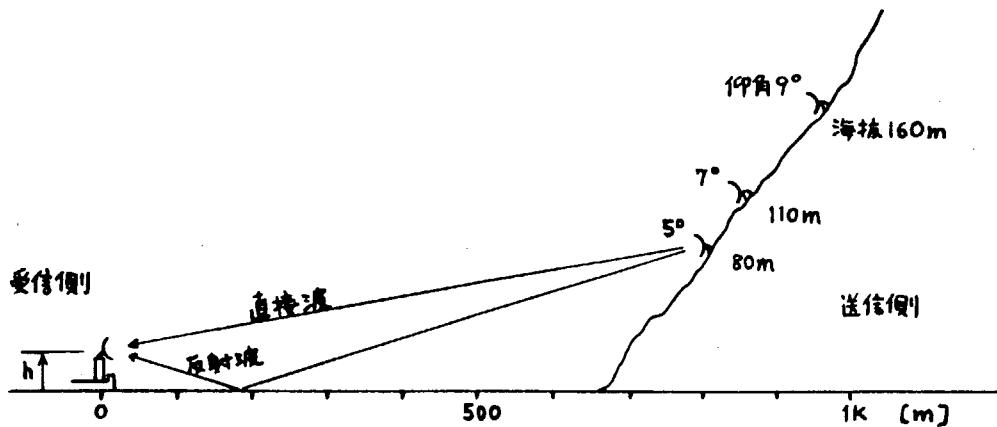


図3.1.1.2 海面反射実験回線プロフィール

- (d) 測定ブロックダイアグラムを図3.1.1.3に示す。

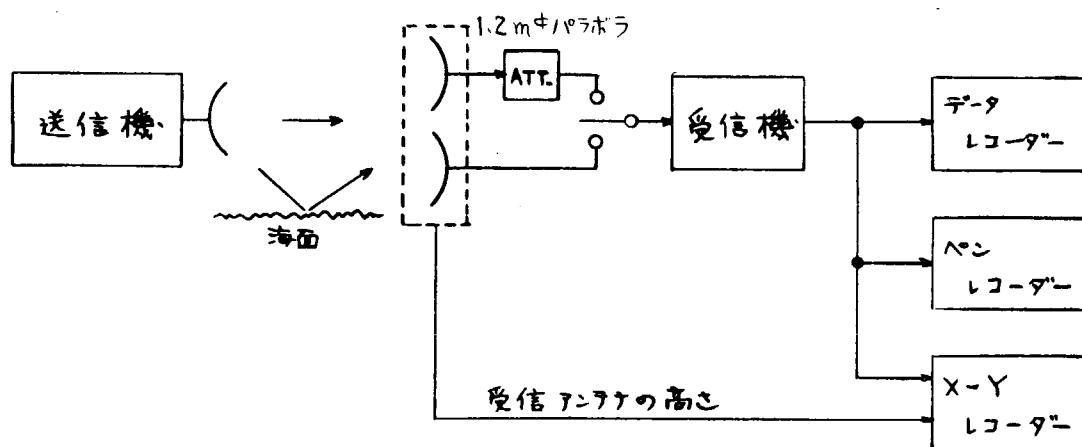


図3.1.1.3 測定ブロックダイアグラム

(e) 測定に使用したアンテナ諸元を表3.1.1に示す。

表3.1.1 アンテナ諸元

略称	アンテナ	利得	半值幅
1.2 m ϕ	1.2 m ϕ パラボラ	23.7 dB	± 5.8°
0.6 m ϕ	0.6 m ϕ パラボラ	17.6 dB	± 9.1°
4 Hel	4 スタックヘリカル	18.5 dB	± 10.7°
SBF	0.4 m ϕ ショートバックファイア	14.0 dB	± 14.4°
Hel	0.2 m ヘリカル	10.6 dB	± 22.6°

(f) 使用周波数: 1643 MHz

(g) 偏波送信: RHCP 受信: RHCP, V, Hを適宜切替え

(2) 測定手順

① コヒーレント反射波によるフェージングの測定

アンテナ高さを海面から 6 m から 12 m まで変化させるハントパターンを測定した。

② インコヒーレントな反射波によるフェージングの測定

ハイトパターンの最小点 (h_{min}) 及び最大点 (h_{max}) で 2 台のアンテナを固定し、一方は 1.2 m ϕ のアンテナを使用し、回線の監視にも用いた。それらを 1 分ごとに切り換ながら、最小及び最大点で各 10 分間受信レベルの時間的変化をデータレコーダに記録する。

なお、以上の手順①、②を通して 1 回の測定時間は 25 分程度であるので、その間における潮位の変化は無視できる。

(3) 模擬回線による実験の特徴

すでにマリサットシステムは稼働しているので実際の船舶地球局で、色々な仰角、海況のもとで受信レベルを記録すれば、実際に最もよく取れたデータが取れるはずである。しかし、以下に述べるように測定上や解析していくには不便な点がある。

① アンテナが船の動搖により絶えず上下しているのでコヒーレント、インコヒーレント成分を分離して測定することができず、後の解析がかなり難しくなる。

② 電波が微弱である。

③ 船が絶えずゆれているのでアンテナ制御の精度が問題となる。

④ 現在の船舶地球局に低利得アンテナを付けたり、偏波を変えたり、わざとボアサイトエラー（アンテナが正しく衛星の方を向いていないこと）を持たせたりすることは困難である。

⑤ 波高を測定することがむづかしい。

つまり海面反射によるフェージングを測定するには模擬回線実験の方が測定上も後の解析もやり易くなるので模擬回線で実験を行った。

3.1.3 実験結果

得られたデータは、ハイトパターンは 74 パターン、アンテナ固定時の時間的変化のデータは 720 m, 3.8 cm/S のテープ 4 卷に及んだ。ここでは、まずフェージングデブス (FD) と標準偏差 (σ) を求め、それからフェージングマージン (FD + 2 σ) を算出した。次にボアサイトエラーに対する実験結果を示した。海面の反射係数は、コヒーレント、インコヒーレント両成分について検討した。分布の形を調べるために χ^2 適合度検定を行った。最後にスペクトラムの検討を行い、インコヒーレント反射波がその発生

領域によって2種類に分け得るという仮説を示した。

(1) コヒーレント反射成分によるフェージングデプス(FD)

測定されたハイドロゲルのデータから波形解析機で算出したコヒーレント反射成分と計算値との対比を図 3.1.1-4 に示す。理論式は次の式を用いた。

$$R = \sqrt{R_H^2 + R_V^2 + 2 R_H R_V \cos(\phi_H - \phi_V)} \quad \dots \dots \dots \quad 3.1.10$$

h : 波の高さ (r .m . s)

波の高さは実験中 $10\text{ cm} \sim 20\text{ cm}$ ($p - p'$) 程度であったので h として 5 cm を使用した。

計算値と測定値はほぼ一致した。完全に一致しない原因としてはアンテナの軸比を考慮していないことが原因の一つと考えられる。

(2) インコヒーレント反射成分によるフェージ

シグの標準偏差

インコヒーレント反射成分によるフェージングは受信アンテナをハイトバターンの最小点及び最大点に固定し、受信レベルの時間的変化を測定して求めた。

このインコヒーレント反射成分によるフェージングの標準偏差を波形解析機で求めた結果を図 3.1.1-5 に示す。仰角 5° hmin において HeI と SBF のアンテナの時、 σ が大きいことが顕著であった。

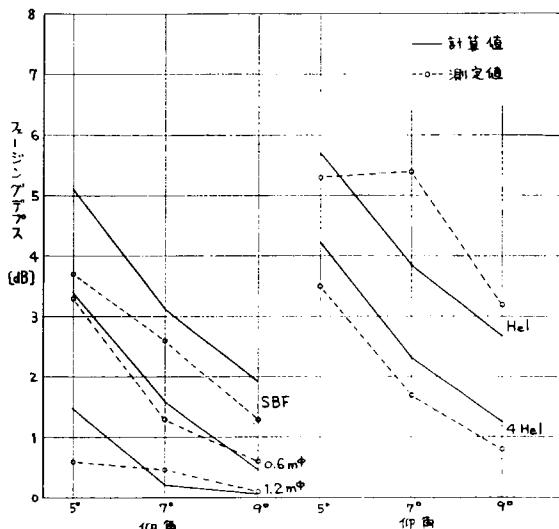
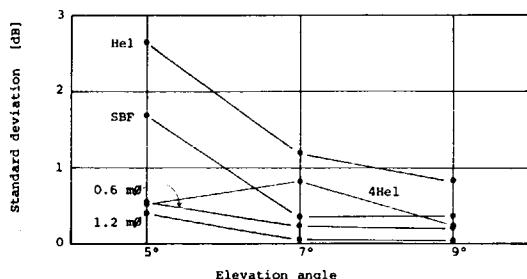


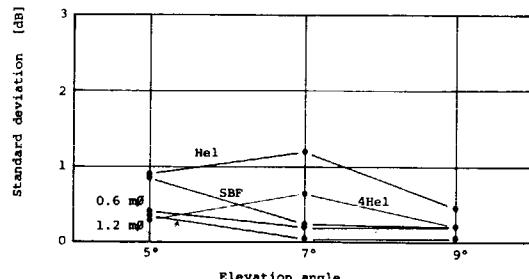
図 3.1.14 仰角対コヒーレント反射成分による

フェーシングデプス

(波高 $10\text{cm} \sim 20\text{cm}$ p-p)



(a) h_{\min} におけるもの



(b) h_{\max} におけるもの

図 3.1.15 インコヒーレント成分によるフェージングの標準偏差（波高 10 cm ~ 20 cm p-p）

(3) フェージングマージン

フェージングデプス(FD)と h_{min} における標準偏差(σ)の2倍を加え合せたもの $FD + 2\sigma$ をフェージングマージンと呼ぶことにする。これは実際に船舶で観測されるであろう海面反射によるフェージングの限界値を与えるようとするものである。また、回線設計にも有用であると考えられる。

ここで 2σ をとったのは受信レベルがそれを下回る確率は1%程度になると考えられるからである。つまり、 $FD + 2\sigma$ は99%のフェージングマージンと考えることができる。

(4) ボアサイトエラー

フェージング軽減の一手段としてアンテナのビームを多小上向きにずらすことが考えられる。つまり、直接波方向のアンテナ利得を少し犠牲にして、反射波方向の利得を大幅に低減させようというわけである。

この実験のコヒーレント成分によるフェージングデプスの理論値と測定値を図3.1.17に示す。

理論値に近い傾向が得られる。

図3.1.18にボアサイトエラー対 $FD + 2\sigma$ のグラフを示す。

高利得アンテナでは、下向きにボアサイトエラーが生ずると急激にフェージングが増加し、低利得アンテナは上向きにボアサイトエラーを生じるとフェージング低減効果が大きいことがわかる。

(5) 海面の反射係数

(a) コヒーレント反射係数

前項までのフェージングデプスの理論値には海面の反射係数が計算に含まれており、フェージングデプスの測定値と理論値がだいたい一致しているということは、海面の反射係数も理論値と大きく異っていないことを示しているが、ここでは海面の反射係数のみに注目した実験を行い確かめた。ほぼ計算値どおりの結果が得られた。

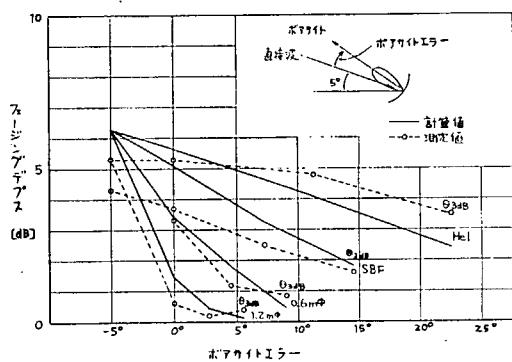


図3.1.17 仰角5°におけるボアサイトエラー対
フェージングマージン
(波高10cm~20cm p-p)

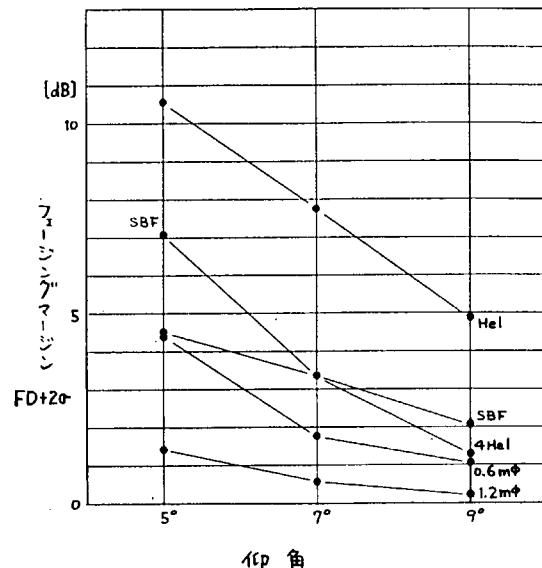


図3.1.16 仰角対フェージングマージン
(波高10cm~20cm p-p)

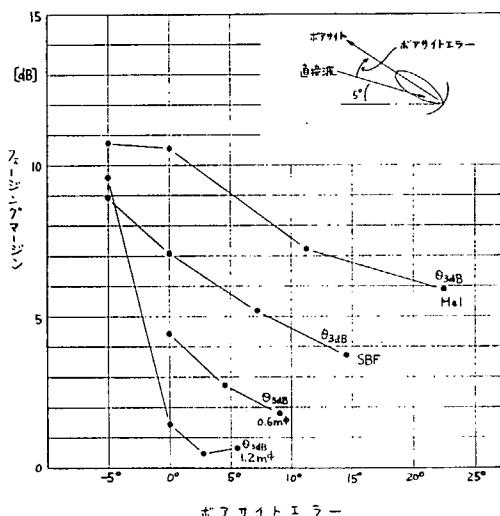


図3.1.18 仰角5°におけるボアサイトエラー対
フェージングマージン
(波高10cm~20cm p-p)

今回の実験では、送信は R H C P で行った。コヒーレントな反射は、垂直偏波成分 (V) と水平偏波成分 (H)、或は、左旋円偏波成分 (R) と右旋円偏波成分 (L) に分解することができる。入射波及び反射波の各成分の電界強度の計算値と測定値との対比を表 3.1.2 に示す。海水の比誘電率としては 7.0 を、導電率としては 5.5 mho/m をそれぞれ計算に使用した。計算値、測定値はそれぞれ R 成分で正規化した。理論式は、アンテナの軸比を 1 としているが実際の軸比を考慮すれば測定値は予想される誤差の範囲に十分入っているといえる。

この測定は仰角 9° で 1.2 m φ パラボラアンテナを下に 9°、つまり反射点あたりに向けて測定したものである。この角度では、直接波はアンテナの 1st Null に落ち込むことになり、反射波のみを測定できる。

表 3.1.2 入射・反射波成分及び測定値(入射角 9°)

成分	入射波	反射波		
		理 論 式	計 算 値	測 定 値
V	$1/\sqrt{2}$	$R_V/\sqrt{2}$	- 6.2 dB	- 7.3 dB
H	$1/\sqrt{2}$	$R_H/\sqrt{2}$	+ 4.9 dB	+ 5.2 dB
R	1	$\frac{1}{2} \sqrt{R_V^2 + R_H^2 + 2R_V R_H \cos(\phi_H - \phi_V)}$	0 dB	0 dB
L	0	$\frac{1}{2} \sqrt{R_V^2 + R_H^2 - 2R_V R_H \cos(\phi_H - \phi_V)}$	+ 3.6 dB	+ 3.7 dB

(b) インコヒーレント反射係数

コヒーレントな反射係数については、理論値と実験値がよく一致することを確かめた。しかしながら、インコヒーレント波の反射係数については理論式が一般的なものではなく、測定例が 2 ~ 3 報告されているにすぎない。3.2 項のシミュレータの設計ではこのインコヒーレント反射係数が必要となってくる。

コヒーレント反射係数と同じ意味でインコヒーレント反射係数を定義することはむずかしい。なぜならばインコヒーレント成分は見わたす限りの海面から反射して来るものであるが、その方向によってアンテナとの結合度がすべて異なるからである。

3.1.4(7)項では、スペクトラムの考察からインコヒーレント反射波は、コヒーレント反射点付近から反射して来るものと水平に近い方向から反射して来るものに分けて考えた(図 3.1.1.9 伝ばんモデル参照)。

ここではインコヒーレント反射成分を上記 2 種類に分類し、それぞれの値を求めた。コヒーレント反射点付近からのインコヒーレント反射成分(図 3.1.1.9 の③)については低利得アンテナを用い、水平に近い方向からのインコヒーレント反射成分(図 3.1.1.9 の④)については 1.2 m φ パラボラアンテナを使用した。その結果を表 3.1.5 に示す。図 3.1.1.9 の伝ばんモデルに当てはめると ϕ_1/Q^2 は③/②、 ϕ_2/A^2 は④/①をそれぞれ示している。

表3.1.3 インコヒーレント反射係数(図3.1.19参照)

項目	波高 cm p-p	偏波、 仰角	アンテナ		(A+kQ) (A+kQ) (dB)	アンテナ高さ	実測分布		海面反射係数 R(dB)	注3)	
			種類	ポアサイト 結合			平均 μ	標準偏差 σ		ϕ_1/Q^2 (dB)	ϕ_2/A^2 (dB)
1	10	$R9^\circ$	He I	$-2.2\text{dB}/18^\circ$	5.62	hmax	1.3824	0.0434	-7.90	-17.60	
							0.7833	0.0651	(-8.31)	-14.72	
		$R9^\circ$	1.2mφ	$-7\text{dB}/9^\circ$ $-33.5\text{dB}/18^\circ$	0.2	hmax	1.4720	0.0114	-5.28		-35.1
							1.4866	0.0102	(-8.31)		-36.4
4	10	$R9^\circ$	0.6mφ	$-16.3\text{dB}/18^\circ$	1.18	hmax	1.4298	0.0244	-7.07	-11.41	
							1.3020	0.0270	(-8.31)	-10.90	
		$R9^\circ$	1.2mφ	$-7\text{dB}/9^\circ$ $-33.5\text{dB}/18^\circ$	0.14	hmax	1.4981	0.0095	-8.37		-36.9
							1.4873	0.0118	(-8.31)		-35.1
12	13	$R5^\circ$	He I	$-0.6\text{dB}/10^\circ$	7.4	hmax	1.1195	0.0783	-7.32	-12.22	
							0.4166	0.1081	(-5.40)	-7.75	
		$R5^\circ$	1.2mφ	$-2\text{dB}/5^\circ$ $-10.3\text{dB}/10^\circ$	1.3	hmax	1.2778	0.0423	-12.23		-27.0
							1.2106	0.0466	(-5.40)		-27.0
21	10	$R5^\circ$	0.6mφ	$-4\text{dB}/10^\circ$	7.0	hmax	1.4160	0.0424	-4.35	-19.31	
							0.6623	0.0328	(-5.40)	-21.93	
		$R5^\circ$	1.2mφ	$-2\text{dB}/5^\circ$ $-10.3\text{dB}/10^\circ$	1.3	hmax	1.3560	0.0207	-12.23		-33.7
							1.3170	0.0225	(-5.40)		-34.0
22	15	$H5^\circ$	0.6mφ	$-3.4\text{dB}/10^\circ$	1.3	hmax	1.1539	0.0370	-0.56	-21.65	
							0.2747	0.0500	(-0.18)	-19.34	
		$H5^\circ$	1.2mφ	$-1.7\text{dB}/5^\circ$ $-7.7\text{dB}/10^\circ$	1.7	hmax	1.0339	0.0169	-18.52		-33.2
							0.8680	0.0206	(-0.18)		-31.7
23	10	$V5^\circ$	0.6mφ	$-3.9\text{dB}/10^\circ$	2.8	hmax	0.9060	0.0159	-12.03	-17.90	
							0.6575	0.0133	(-14.89)	-19.46	
		$V5^\circ$	1.2mφ	$-2.5\text{dB}/5^\circ$ $-17.4\text{dB}/10^\circ$	1.6	hmax	1.0473	0.0148	-18.24		-33.7
							1.0000	0.0161	(-14.89)		-34.2
33	20	$R5^\circ$	0.6mφ	$-4\text{dB}/10^\circ$	4.6	hmax	0.9494	0.0945	-7.74	-6.23	
							0.5436	0.0834	(-5.40)	-6.98	
		$R5^\circ$	1.2mφ	$-2\text{dB}/5^\circ$ $-10.3\text{dB}/10^\circ$	0.93	hmax	0.9316	0.0452	-23.44		-23.8
							0.8870	0.0311	(-5.40)		-27.6

注1) 海面反射係数の()内は理論値を示す。

2) Aは直接波レベル、Qはコヒーレント反射波レベル、 ϕ_1 、 ϕ_2 はランダム反射の分散、kはアンテナコヒーレント反射波方向結合度を示す。3) 図3.1.19にあてはめれば $\phi_1/Q^2 = ③/②$ 、 $\phi_2/A^2 = ④/①$

(6) 検 定

インコヒーレント反射波成分によるフェーシングの確率分布は、どのような分布になるかよくわかっていない。しかし、データ通信におけるBERを計算する場合、フェーシングシミュレータを設計する場合等には必ず必要となるものである。

ここでは、理論的に最も納得のゆく仲上-ライス分布を仮説として検定を行った。32のケースについて検定を行った結果を表3.1.4に示す。有意水準5%とするとM.4、M.27Vにおいて $r = 1.3 \text{ dB}$ の仲上ライス分布と正規分布を採択することになる。しかし $r = 1.0 \text{ dB}$ 以上の仲上ライス分布はほとんど正規分布と見なせるから、この結果は正規分布として採択されたものと考えてよい。一方SN比 $r > 2.0 \text{ dB}$ であるから、ほとんど正規分布となるはずであり、結果と一致する。したがって、このM.4、M.27Vについては次のことが言える。

- ① 分布は正規分布をする。これはまた $r \gg 1$ の仲上-ライス分布であると言うこともできる。
- ② インコヒーレント成分のみを取り出せば、レイリー分布をする。32ケース中2ケースが採択され、他は採択されない。原因としては①仮説がまちがっている、②データの標本数が少ない、③受信機AGCの非直線性、④母集団分布が一つではない、等の原因が考えられる。このうち②③④が有力と考えられるが、これらの原因を取り除けば、仲上-ライス分布として採択されると思われる。

表 3.1.4 檢定結果

項目	仰角	偏波	height	アンテナ	χ^2 値						最大有意水準				
					$V1Y - S_{N=10dB}$	3 dB	10 dB	13 dB	正規	$V1Y -$	-10 dB	3 dB	10 dB	13 dB	
1 1	9°	RHCOP	hmin	hel	39.11	34.77	42.28	42.50	42.53	42.20	0.0001	0.0005	0.0001	0.0001	
				"	1.2mφ	103.24	94.73	73.34	43.44	43.81	43.82	0.0	0.0	0.0001	0.0001
3			hmax	hel	118.36	104.30	130.88	85.58	89.04	92.62	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
				"	1.2mφ	64.49	58.14	40.89	24.16	23.28	23.38	0.0	0.0	0.0002	0.0438
4	9°	RHCOP	hmin	0.6mφ	94.68	85.09	61.21	49.07	49.82	49.33	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0543
				"	1.2mφ	119.27	109.87	145.74	51.95	50.91	51.36	0.0	0.0	0.0	0.0
5 4	9°	RHCOP	hmax	0.6mφ	112.85	100.95	75.49	27.90	27.54	27.93	0.0	0.0	0.0146	0.0163	0.0145
				"	1.2mφ	79.87	73.53	82.27	36.46	34.90	37.28	0.0	0.0	0.0009	0.0015
6	7°	RHCOP	hmin	0.6mφ	113.72	100.81	74.42	67.31	67.05	67.50	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
				"	1.2mφ	136.85	123.35	85.13	50.68	49.91	49.81	0.0	0.0	0.0	0.0
7			hmax	0.6mφ	48.00	44.55	89.00	62.07	66.14	68.79	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
				"	1.2mφ	78.61	70.74	51.67	50.24	51.62	52.58	0.0	0.0	0.0	0.0
8	11	7°	RHCOP	hmin	hel	123.17	116.16	79.25	88.40	88.03	85.50	0.0	0.0	0.0	0.0
				"	1.2mφ	141.47	127.97	104.51	72.15	69.98	72.85	0.0	0.0	0.0	0.0
9			hmax	hel	63.74	60.31	56.33	73.43	70.97	75.12	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
				"	1.2mφ	111.49	98.32	147.75	54.55	53.27	53.45	0.0	0.0	0.0	0.0
10	12	5°	RHCOP	hmin	hel	41.47	40.76	65.86	75.02	75.13	75.43	0.0	0.0001	0.0	0.0
				"	1.2mφ	174.65	153.80	107.17	104.38	105.39	104.70	0.0	0.0	0.0	0.0
11			hmax	hel	92.69	92.43	41.20	43.53	42.64	42.90	0.0	0.0	0.0001	0.0001	0.0
				"	1.2mφ	125.46	115.66	144.57	36.43	34.41	35.15	0.0	0.0	0.0009	0.0018
12	21	5°	RHCOP	hmin	0.6mφ	97.71	90.96	80.75	50.39	50.24	52.54	0.0	0.0	0.0	0.0
				"	1.2mφ	120.01	111.05	54.56	40.49	40.98	41.24	0.0	0.0	0.0002	0.0032
13			hmax	0.6mφ	98.51	85.67	98.83	38.17	38.53	37.24	0.0	0.0	0.0005	0.0007	0.0014
				"	1.2mφ	104.10	95.50	39.73	42.70	43.11	43.49	0.0	0.0003	0.0001	0.0006
14	22	5°	H	hmin	0.6mφ	146.52	135.84	92.29	60.72	61.14	59.72	0.0	0.0	0.0002	0.0002
				"	1.2mφ	95.39	88.59	45.36	46.51	46.08	46.66	0.0	0.0	0.0004	0.0005
15			hmax	0.6mφ	76.50	69.69	27.78	22.79	22.99	22.31	0.0	0.0152	0.0638	0.0605	0.0725
				"	1.2mφ	122.15	112.56	50.79	38.97	37.09	36.24	0.0	0.0	0.0004	0.0070
16	23	5	V	hmin	0.6mφ	60.53	58.43	60.95	37.74	38.94	37.87	0.0	0.0	0.0036	0.0004
				"	1.2mφ	144.55	141.68	92.78	81.44	82.03	82.22	0.0	0.0	0.0	0.0
17			hmax	0.6mφ	84.84	78.99	64.92	61.15	61.09	63.30	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
				"	1.2mφ	231.42	208.46	155.79	119.33	120.19	121.00	0.0	0.0	0.0	0.0
18															

(7) スペクトラムの検討

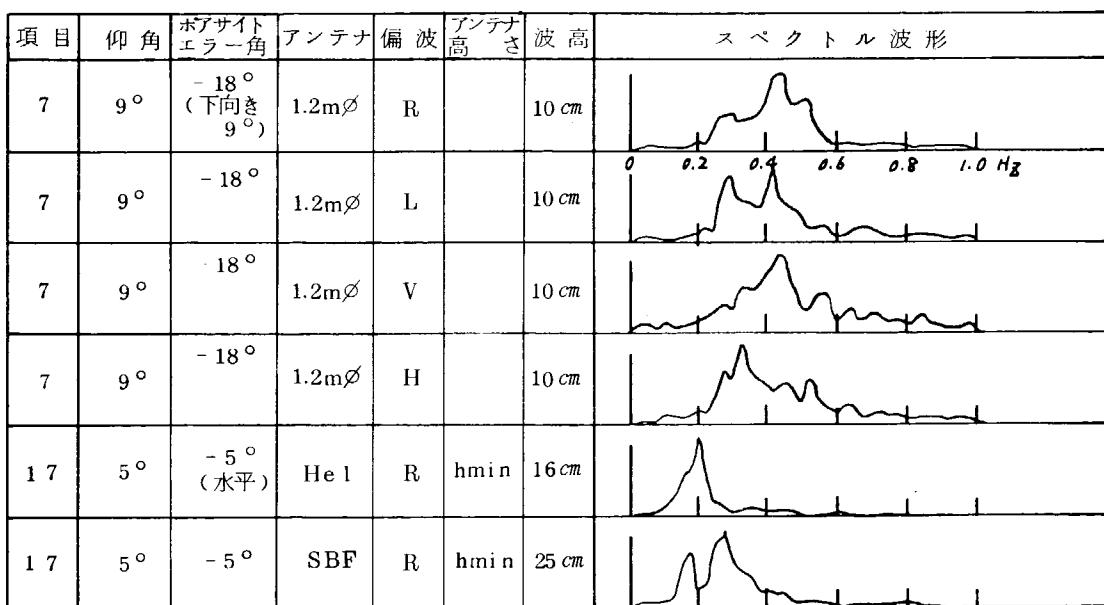
フェージングのパワースペクトラムを求めたのでそれを整理して報告し、伝ばんモデルについて検討を加えた。

パワースペクトラムについて次の2つの特徴が見られる。①低利得アンテナ及びコヒーレント反射点方向にアンテナを向けた場合には $0.2 \sim 0.4 \text{ Hz}$ にピークを持つ。②高利得アンテナでは、仰角が大きい場合と垂直偏波の場合に $0 \sim 1 \text{ Hz}$ 程度にほぼ一様にスペクトラムが広がる傾向が見られる。つまり、コヒーレント反射点方向との結合度が高い場合に $0.2 \sim 0.4 \text{ Hz}$ のピークを持ち、そうでない場合にスペクトラムが広がるという特徴である。

このことから次のことが推察できる。コヒーレント反射点付近からは波に相関の強い強力なインコヒーレント波が来る。その他の領域、特に水平に近い方向からは周波数軸上に一様に分布した波に相関のないランダム波が反射して来る。

以上の仮説をもとに伝ばんモデルを想定し、図3.1.19に示した。後のシミュレータの設計ではこのモデルを基にすることになる。図3.1.9のうち、③のコヒーレントな反射を起す海域での海の波によるマルチパス的な反射を示す実験データとしては、表3.1.5の例があげられる。

表3.1.5 ③の例としてのフェージング周波数スペクトル



4の例として実測データとしては表3.1.6の例が上げられる。

表 3.1.6 ④の例としてのフェージング周波数スペクトル(③の成分も若干見られる。)

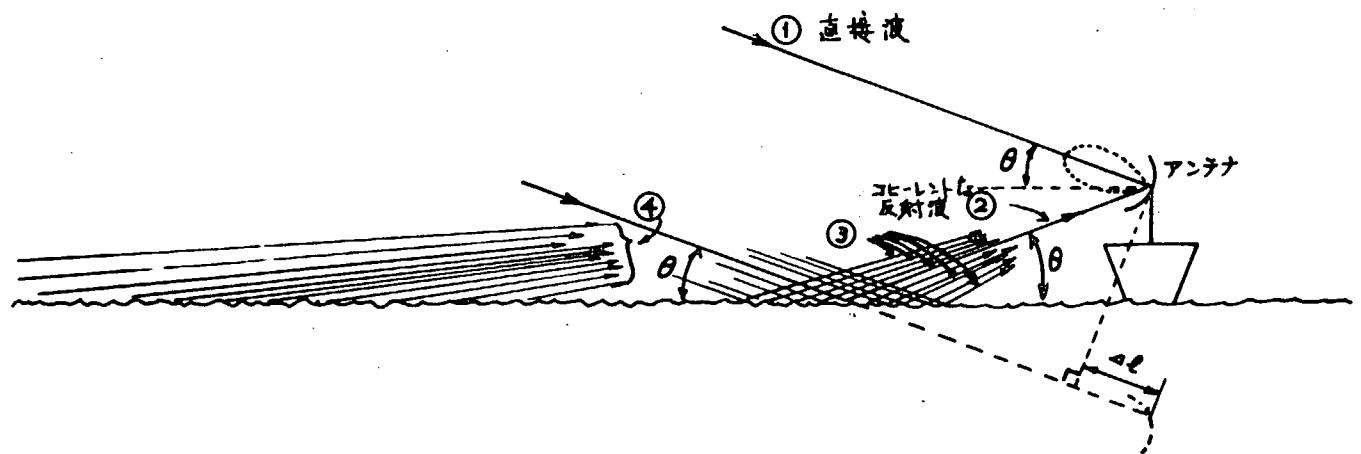
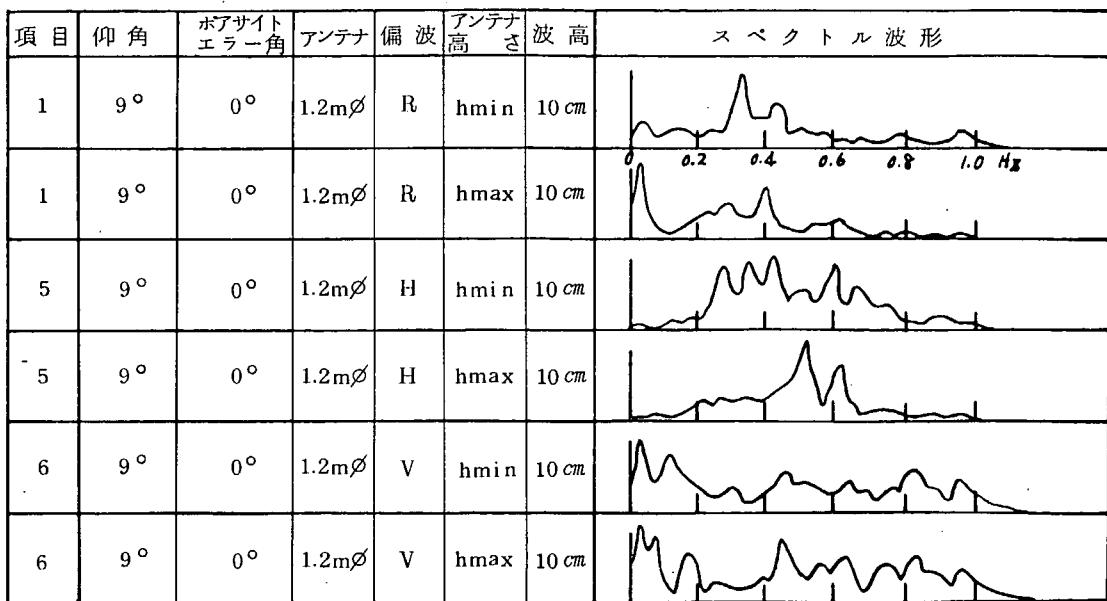


図 3.1.19 伝ばんモデル

- ① 直接波
- ② コヒーレントな反射波
- ③ コヒーレントな反射を起す海域での海の波による散乱波
- ④ ③以外の海域、特に遠点での海の波による散乱波

(8) その他

仰角 7° において特異なデータが記録されたので紹介する。図 3.1.20 にその一例を示すようにロングタームなフェージングが記録された。これは、アンテナを h_{min} 或いは h_{max} に固定して時間的変化を記録した時のものである。アンテナは固定してあるので、直接波とコヒーレント反射波の位相関係は変化しないはずであるのに、大きなドリフトがみられる。この現象が見られたのは、この 1977 年 2 月 10 日の 1 日だけで、他には起っていない。

これは測定系が原因ではない。 0.6 m φ パラボラと 1.2 m φ パラボラは受信機を共用しているのに、ドリフトは独立な動きを示しているからである。したがって、測定系が原因ではなく伝ばん路に原因があることは明らかである。

この日は小雨が降っていた。この日のデータには大なり小なりこの現象が見られる。他の日は雨の日はなくこの現象もほとんどない。以上のことから雨が何んらかの作用をしていると考えられる。

雨が伝ばん路に与える影響としては、①海面の反射特性が 10 分足らずの間に変化した。②雨と海水の温度差のために海面上に屈折異状の層ができてそれが 10 分足らずの間に変化した、等が考えられるが推測の域を出ない。

図 3.1.14～15において仰角 7° のデータについて他の値より特に大きな値を示したもののが見られるのはこのことが原因かも知れない。また、検定結果の 7° のものに有意水準のあるものが見られないのもここに原因があるかも知れない。

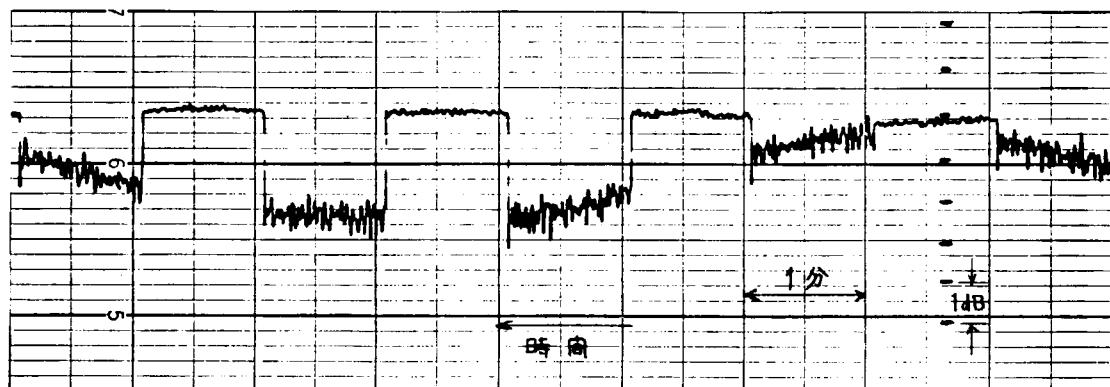


図 3.1.20 仰角 7° h_{min} における受信レベルの時間変化
を測定中、ロングタームなフェージングが記録された

3.1.4 むすび

利得10dBの低利得アンテナからマリサット海事衛星通信に現在使用されている利得23dBのアンテナに到る5種類のアンテナについて海をはさんで山と海岸の間の伝ばん路においてフェージングの実験を行い、多くの貴重なデータが得られた。結果をまとめると以下のようになる。

- ① アンテナが船の動搖で上下運動をしている時、実際の船上でのフェージング確率分布は、一般的にはコヒーレント成分によるものとインコヒーレント成分によるものと2つの母集団分布から成り立っており、波が静かな場合には確率分布は双峰形となり、海が荒れてくると单峰形になる。
- ② アンテナを固定した時の分布は仲上-ライス分布かあるいはそれに近いものになるが、直接波が常に大きいので多くの場合正規分布に近似できると予想される。
- ③ コヒーレント反射成分によるハイトパターンの自由空間からの深さ(フェージングデブス: FD)とアンテナをハイトパターンの最小点に固定した時のインコヒーレント反射波によるフェージングの分布の標準偏差の2倍との和: $FD + 2\sigma$ を99%値を示しフェージングマージンとして、フェージングの評価量とした。
- ④ フェージングマージンは仰角5°、波高10cm～20cm(p-p)の時、利得10.6dBのヘリカルアンテナで約11dB、利得23.7dBのバラボラアンテナで約1.5dBとなった。
- ⑤ フェージングデブスはほぼ計算値通りになり、また海面の反射係数も計算値どおりであることがわかった。
- ⑥ 低利得アンテナでも上向きにボアサイトエラーを持たせることによってフェージングは軽減できる。高利得アンテナであっても下向きにボアサイトエラーを生じると急激にフェージングが増加する。
- ⑦ インコヒーレント成分によるフェージングのスペクトラムは、ほぼ1Hz以内に集中し、波の周波数と思われるピークが見られた。なお、実験結果のうちフェージングデブス、フェージングマージンについてはCCRに提出時のものより厳密な解析を行った結果、若干異なるものになった。

参考文献

- 1) S.スタイン & J.J.ショーンズ著 関英男監: 現代の通信回線理論 森北出版
- 2) 宮脇一男著: 雑音解析、朝倉書店
- 3) I.ガットマン & S.S.ウィルクス著 石井恵一、堀素夫共訳: 統計概論 培風館

3.2 フェージング・シミュレータの設計

3.2.1 海事衛星通信伝ばんモデル

3.1節で得た海面反射の特性をもとに想定した伝ばんモデル(図3.1.19)に船舶の航行及び揺れ(ピッキング、ローリング)を考慮した伝ばん等価回路は図3.2.1で示される。

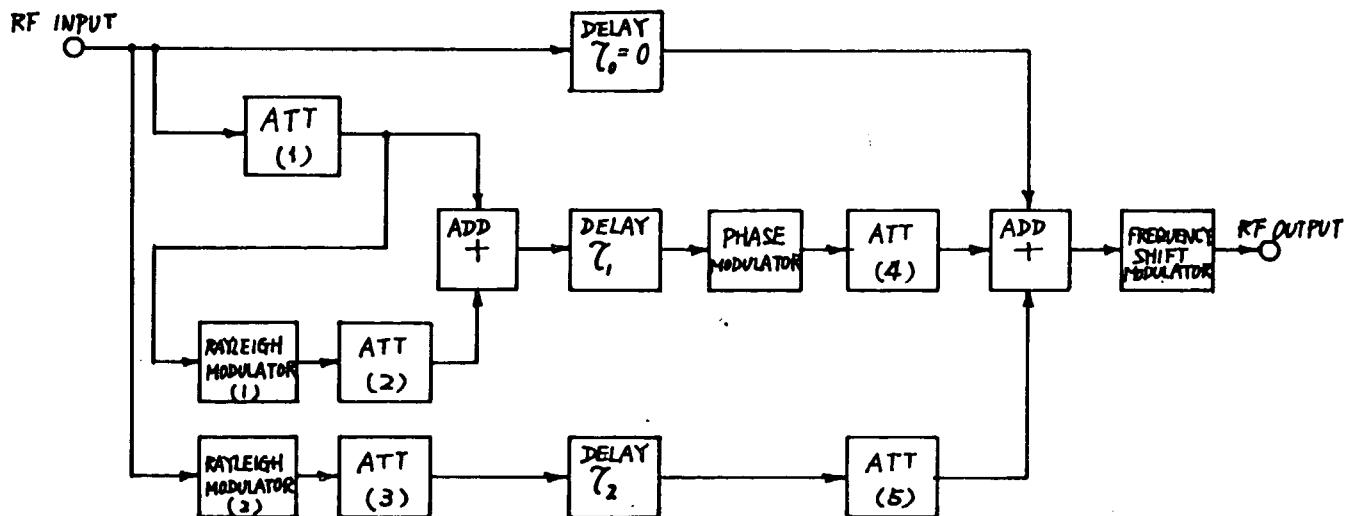


図3.2.1 海事衛星通信伝ばん等価回路

ここで、ATT(1)はコヒーレントな反射波の海面反射係数(図3.1.3～3.1.4参照)、ATT(2)はコヒーレント反射海域でのインコヒーレント反射波の実効海面反射係数(表3.1.3の ϕ/Q^2 数値参照)、ATT(3)は海面乱反射によるインコヒーレント反射波の実効反射係数(表3.1.3の ϕ/A^2 数値参照)、ATT(4)は衛星仰角 θ に対するアンテナのボアサイド角 2θ 方向結合度、ATT(5)はアンテナのボアサイド角 θ 方向結合度をそれぞれ表わしている。

RAYLEIGH MODULATOR(1)は周波数スペクトル分布0.2～0.4Hzにピーカを持つレイリー分布変調器、RAYLEIGH MODULATOR(2)は周波数スペクトルが0～1Hzにはほぼ一様に分布するレイリー分布変調器、PHASE MODULATORは船体の上・下動により直接波に対してコヒーレントな反射波の通路差(つまり位相)が変動することを表わす位相変調器、FREQUENCY SHIFT MODULATORは衛星方向に移動(航行する或は揺れ)することにより周波数が変化することを表わす周波数偏移変調器、またDELAY τ_1 , τ_2 は信号の通路差を示す。

3.2.2 位相変調器構成によるフェージング・シミュレータ

ここで海事衛星通信システムを考慮すると、1ch当たりの使用周波数帯域は30kHz以内であることから通路差による遅延歪は無視でき、航行による周波数シフトは速度30ノットで航行した場合でも1.6GHz帯では±80Hz程度でこれも無視できる。結局、海事衛星通信用フェージング・シミュレータとしては図3.2.2に示す回路構成となる。

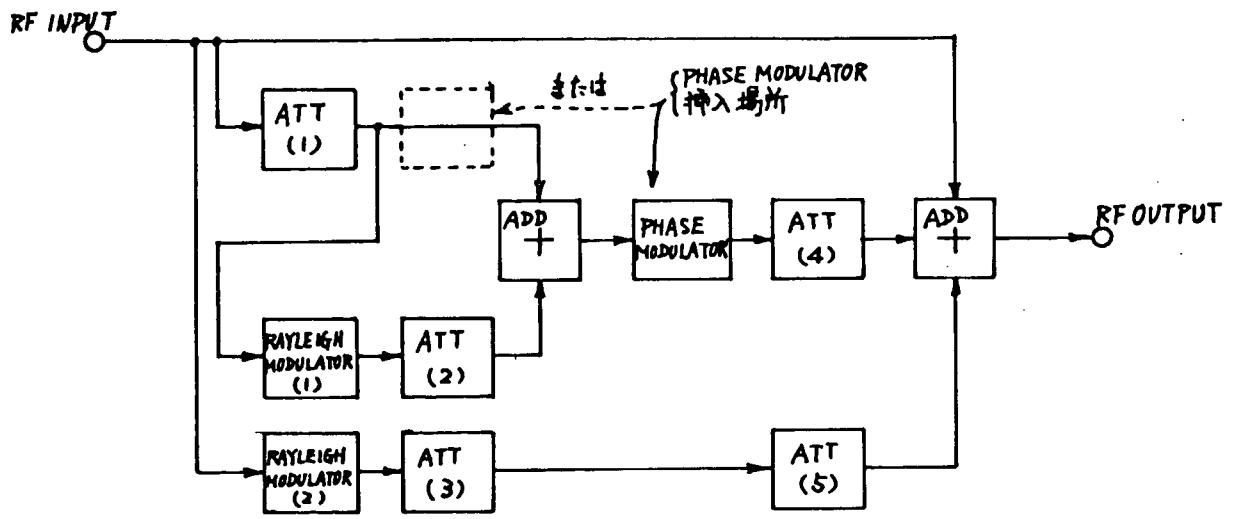


図 3.2.2 海事衛星通信用フェージング・シミュレータ回路

3.2.3 レイリー分布変調器について

レイリー分布信号を発生させる方法に 6 つの副搬送波を合成して近似させる方法があるが、周波数変換を伴うため入・出力周波数同じにするには再度周波数変換する必要があることと周波数スペクトルが 6 本のみとなり実際のスペクトル分布（表 3.1.5 表 3.1.6）とはかなり異なるものとなってしまう欠点がある。

これに対し搬送波を同相成分と直交成分に分配し、2 つの互に独立（無相関）したベースバンドのガウス信号によりそれぞれ平衡変調し、合成する方法があり、この方法だと入・出力周波数を同一で扱え、任意のスペクトル分布を与えることができる。図 3.2.3 はこの方法を示した図で以下原理について説明する。

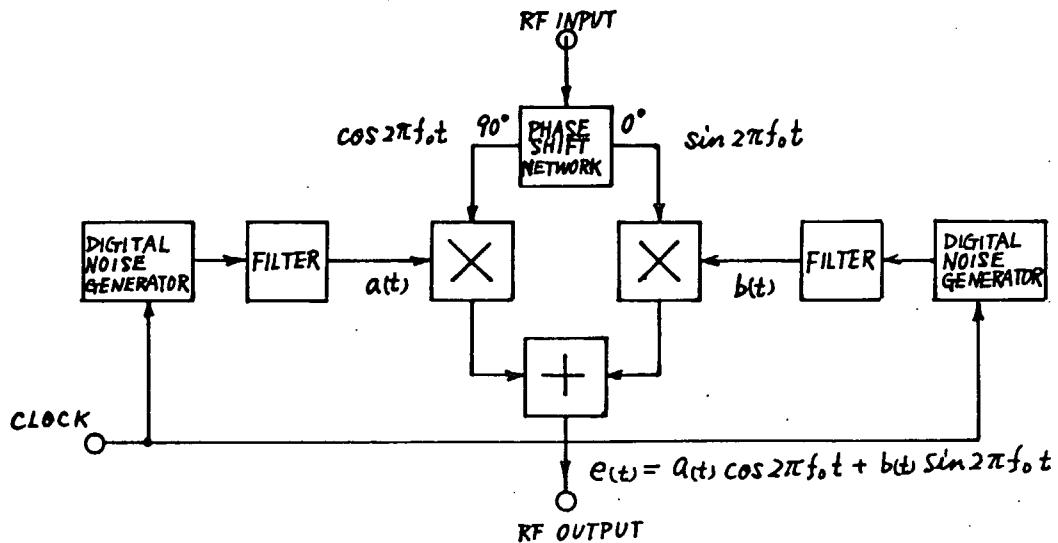


図 3.2.3 レイリー分布変調器

図3.2.3において $a(t)$ 及び $b(t)$ は平均値が零で分散が σ^2 の互に独立の定常ガウス信号とすると、時刻 t における $x_1 (= a(t))$ 及び $x_2 (= b(t))$ の結合確率密度関数は次式で与えられる。

$$P(x_1, x_2) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left\{-\frac{x_1^2 + x_2^2}{2\sigma^2}\right\} \quad (3.2.1)$$

これを極座標表示形式で表わすと次式となる。

$$P(R, \theta) = \frac{R}{2\pi\sigma^2} \exp\left\{-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right\} \quad (3.2.2)$$

ただし $x_1 = R \cos \theta$

$x_2 = R \sin \theta$

$R \geq 0, -\pi \leq \theta \leq \pi$

これより振幅 R 及び位相 θ の確率密度は次式となる。

$$P(R) = \int_{-\pi}^{\pi} P(R, \theta) \cdot d\theta = \frac{R}{\sigma^2} \exp\left\{-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right\} \quad (3.2.3)$$

$$P(\theta) = \int_0^{\infty} P(R, \theta) \cdot dR = \frac{1}{2\pi} \quad (3.2.4)$$

(3.2.3)式はレイリーアー分布式そのものであり (3.2.4)式は位相確率密度が一定であることを示している。

定常ガウス信号は疑似的には P N符号列の持つスペクトル平坦部分のエネルギーを低域通過フィルタで取り出すことにより得られる。図3.2.4はP N符号列発生回路例を示したもので、図3.2.5はP N符号列のパワースペクトルを示したものである。

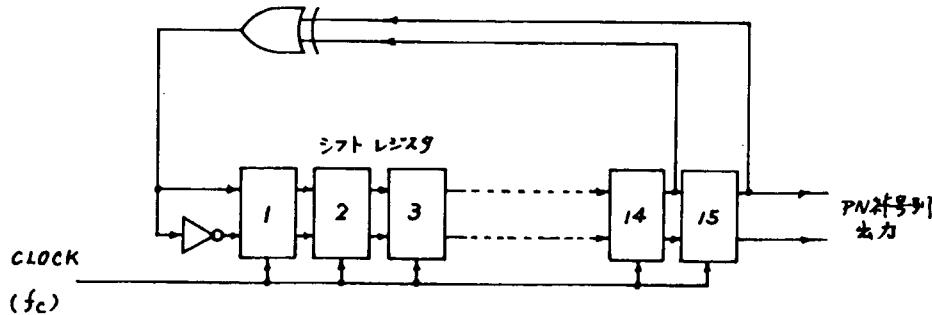


図3.2.4 P N符号列発生回路

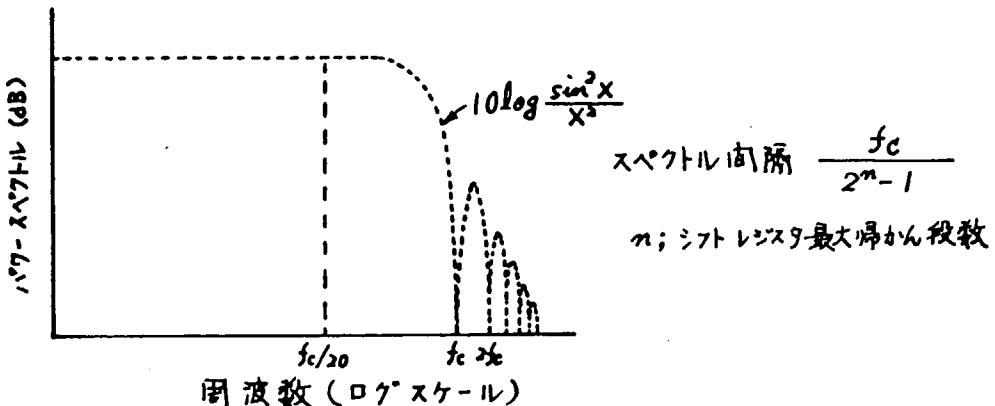


図 3.2.5 P N符号列パワースペクトル

従って、P N符号列からフィルタにより任意のスペクトル分布を取り出し変調することにより、レイリ信号に任意のスペクトル分布を与えることができる。

レイリー変調器に使用する平衡変調器は使用レベル範囲(RF レベル範囲)が広く、歪が少なく、直線性の良好なものが要求され、この点一般に周波数変換用として使用されているバランスミクサーでは不充分である。

これに対し P I Nダイオード・ブリッジを使用し、ビデオ信号で電流制御変調する方式を使用するとキャリヤ信号レベルに制限を受けず歪の少ない平衡変調信号が得られる。

3.2.4 位相変調器について

大型船舶ではピッキング、ローリングによる高さの変動は数メートルに及ぶことがある。しかるに、衛星仰角を θ としたときの直接波とコヒーレントな反射波の通路差 $\Delta \ell$ は

$$\Delta \ell = 2 h \sin \theta \quad \dots \dots \dots \quad (3.2.5)$$

ただし、 h ; 水平からのアンテナ高さ

θ ; 衛星方向仰角

で与えられ、1.6 GHz 帯で波長 185 mm 程度であることから低仰角時つまり 5° の場合でも 1 メートルの高さの変化で 360° の位相回転が起こるので、位相変調器では数回転に及ぶ位相偏移が要求される。

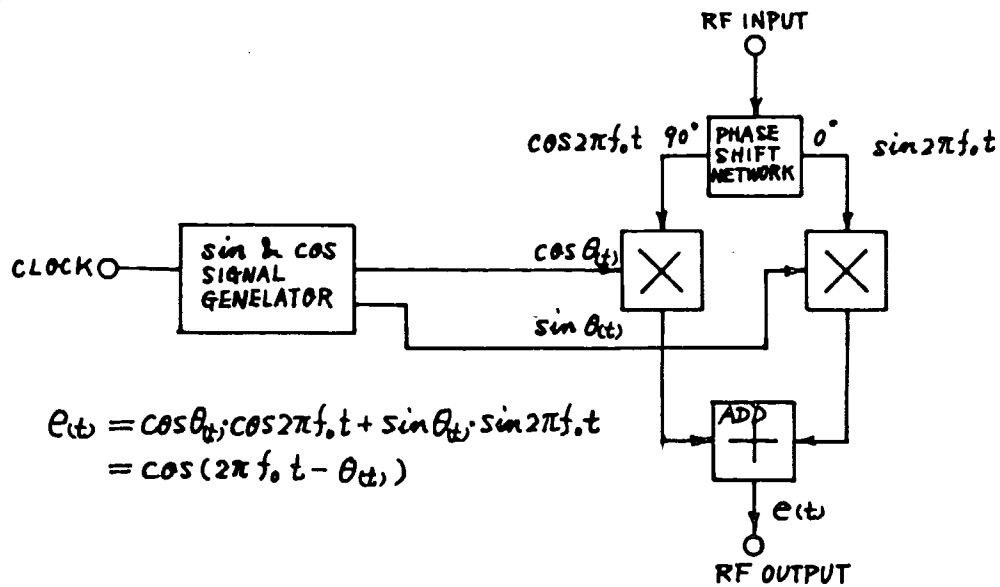


図 3.2.6 位 相 変 調 器

図 3.2.6 は位相変調回路の一例を示したものであるが、この場合、 $\cos \theta(t)$ 及び $\sin \theta(t)$ の信号は船体のピッキング、ローリングに相当に信号として作り出す必要がある。

具体的にはデジタル的にプログラムし、サイン・テーブル及びコサイン・テーブルから読み出す方法と図 3.2.7 に示す方法が考えられる。

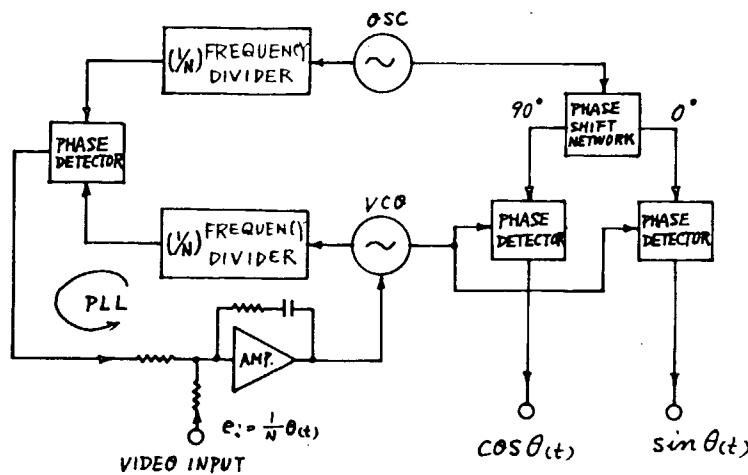


図 3.2.7 位相信号発生回路

3.2.5 振幅変調器で構成したフェージング・シミュレータ

図3.2.2の海事衛星通信用フェージング・シミュレータでは、直接波に対してコヒーレント反射波の位相が船体の揺れにより変動することで回路構成しているが、位相変動速度は非常に遅いことと直接波とコヒーレント反射波の干渉により振幅変動することから図3.2.8に示す振幅変調器で構成したフェージング・シミュレータが考えられる。

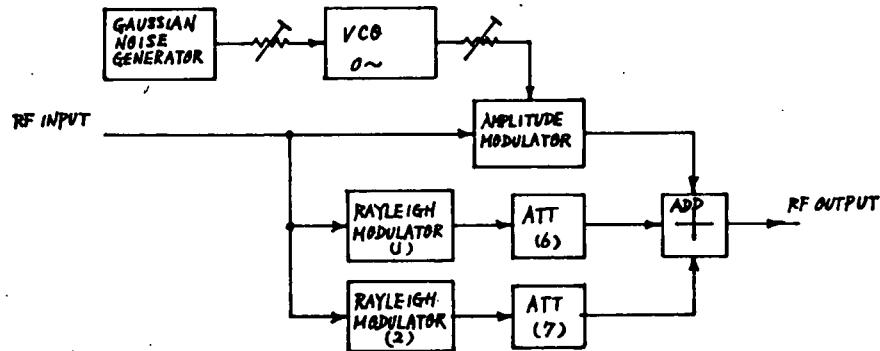


図3.2.8 振幅変調器で構成したフェージング・シミュレータ

船体の揺れ及び海の大きなうねりによるアンテナの上・下動の速度信号としてガウス信号で与え。さらに衛星仰角により周波数変調の深さをコントロールする。これは(3.2.5)式で明らかなように通路差の変動量は高さ h の変動に比例すると同時に、衛星仰角を θ とした場合、 $\sin \theta$ の値にも比例するからである。

直接波信号を A 、海面の反射係数を $R(\theta)$ 、アンテナのコヒーレント反射波方向結合度を k_1 とすると、アンテナの上・下動による受信電界強度の変動幅は

$$\frac{A + A \cdot R(\theta) \cdot k_1}{A - A \cdot R(\theta) \cdot k_1} = \frac{1 + k_1 \cdot R(\theta)}{1 - k_1 \cdot R(\theta)} \quad \dots \quad (3.2.6)$$

となる。つまり、(3.2.6)式の変動幅を振幅変調器(AMPLITUDE MODULATOR)で与えることになる(海面反射係数は図3.1.4参照)。

RAYLEIGH MODULATOR(1)及び(2)は図3.2.2のものと全く同じである。しかし、減衰器については直列に挿入するものは一つにまとめられるため、図3.2.2のATT(1)、ATT(2)、ATT(4)を図3.2.8ではATT(6)にまとめ、図3.2.2のATT(3)、ATT(5)を図3.2.8ではATT(7)にまとめてある。

3.2.6 むすび

海面反射の実験データの調査及び理論的検討の結果、フェージングを対象とした海事衛星通信伝搬モデル(図3.2.1)を確立することができた。

次に具体的な海事衛星通信用フェージングシミュレータとして、船体の上・下動等を直接位相変化とみなした回路構成図3.2.2と上・下動の速度成分をガウス信号で与へ、直接波と反射波との干渉を間接的に振幅変化として、とらえた図3.2.8の回路構成を確立することができ、フェージングシミュレータの機能

設計をほぼ終了した。

また、同時にフェージングシミュレータの基本となるレイリー信号発生部の基本設計を行った。

なお、次年度にはフェージングシミュレータの設計を完了し、シミュレータの試作を行い、評価試験を行う予定である。

参考文献

- 1) 海事衛星通信における多重反射の影響 S R - 1 5 0 W G B - 1 - 1
- 2) 平出賢吉他 4 名：移動無線用フェージングシミュレータ
電子通信学会資料番号 C S 7 4 - 9 6

4. 電子的追尾方式空中線の研究

4.1 まえがき

昨年度に引き続き、レトロディレクティブアレイ空中線の研究を行った。昨年度残された主要な問題として

- (1) マルチパスの影響の検討
- (2) 広角に亘っての軸比改善の検討

が挙げられたので、それらについて理論解析及び実験を行った。その結果、(1)についてはレトロディレクティブアレイ空中線は一般の空中線よりもマルチパスの影響を受けにくいくことがわかり、また、(2)についてはモノポールを装荷した十字スロットを空中線素子として用いれば、従来の素子(2線式スパイラル)よりも広角における軸比がかなり改善されることがわかった。

4.2 マルチパス環境におけるレトロディレクティブアレイ空中線の特性

海事衛星船舶局では、海面反射によるマルチパスがしばしば生ずるので、このような状況下でのレトロディレクティブアレイ空中線の動作特性について検討する必要がある。そこで昨年度までに試作し向逆指向特性を確認した1次元のレトロディレクティブアレイ空中線を使用して、2方向からパイロット波が到来した時の受信及び送信特性を実験及び解析した。

4.2.1 実験

(1) アンテナの構成

使用したアンテナの開口部は、2個のスパイラルアンテナを同相給電したものを放射素子とする右旋円偏波の8素子直線アレイである。アンテナ全体の構成を図4.2.1に示す。各放射素子にはヘテロダイン方式の位相共役回路から成る給電モジュールを接続してある。アンテナを動作させるための位相の基準には海事衛星から送信されるパイロット波を使用している。

受信、送信周波数及びパイロット周波数はそれぞれ1535MHz、1645MHz、1541.5MHzを選んだ。

(2) アンテナの動作

パイロット波は図4.2.2に示すように各スパイラルアンテナの近傍に設けた微小プローブから注入した。微小プローブは各スパイラルアンテナに疎に結合しており、図4.2.3に示すようにアンテナ正面から θ_1 、 θ_2 の方向からパイロット波 P_1 、 P_2 が入射した場合と等価になるように、移相ケーブル、ハイブリッド、電力8分配器で構成した給電回路により給電される。

また、アンテナの中心でみたパイロット波 P_1 に対する P_2 の相対位相 α は 0° 、 -90° 、 -180° の3種を選べるようにパイロット波 P_2 用の給電回路中に移相器を入れている。

各放射素子へ入射するパイロット波は P_1 、 P_2 を合成したものとなり、 P_1 に対する P_2 の相対振幅を A とすれば i 番目素子での合成パイロット波の受信電圧 V_{pi} は次式で表される。

$$V_{pi} = E_0(\theta_1) e^{j \frac{2\pi}{\lambda_p} x_i \sin \theta_1} + A \cdot E_0(\theta_2) e^{j (\frac{2\pi}{\lambda_p} x_i \sin \theta_2 + \alpha)} \\ = |V_{pi}| \cdot e^{j \phi_{pi}} \quad \dots \quad (4.2.1)$$

ここで $E_0(\theta)$ は素子の放射指向特性、 λ_p はパイロット波の波長、 x_i は素子のx座標、 $|V_{pi}|$ 、 ϕ_{pi} は V_{pi} の振幅及び位相である。各素子に接続した給電モジュールでは位相共役回路により、位相情報 ϕ_{pi} の符号を逆転する。この信号を用いて受信においては各素子からの出力を等振幅同相で合成

し、送信においては各素子で振幅が等しくそれぞれ $-\phi_{p_i}$ になる位相をもつ送信波を放射する。

(3) 測定結果

2つの到来波の方向は、比較的接近した2方向を考えて両者の到来角度差を約 20° に設定した。

(θ_1 、 θ_2)は(-25° 、 -45°)及び(4.4° 、 12°)の2通りを選んで受信、送信パターンを測定した。2方向からのバイロット波 P_1 、 P_2 は同一レベル ($A = 1$) とし、 $\theta_1 = -25^\circ$ 、 $\theta_2 = -45^\circ$ のときの測定結果を図 4.2.4～4.2.9 に示す。図 2.4.4 及び図 4.2.7 に示した $\alpha = 180^\circ$ の場合の受信及び送信パターンでは θ_1 、 θ_2 の2方向に第1、第2のビームをもつ良好な特性が得られており、破線で示した計算値ともよく一致している。

一方、図 4.2.5、4.2.6 及び図 4.2.8、4.2.9 に示した $\alpha = -90^\circ$ 、 0° の場合の受信及び送信パターンでは θ_1 、 θ_2 2方向でのレベル差が大きい。また、 $\theta_1 = 4.4^\circ$ 、 $\theta_2 = -12^\circ$ で 2つのバイロット波を同一レベル ($A = 1$)、同相 ($\alpha = 0^\circ$) とした場合にも同様な現象がみられ、そのときの送信パターンを図 4.2.10 に示す。破線で示した計算値との不一致の原因是、図 4.2.11 に示すようにアンテナ両端の素子へ入射する合成バイロット波の振幅が非常に小さいため、それらの素子に接続した給電モジュール内の位相共役回路で S/N 比が小さくなり、内部雑音によって位相に変動を生じたことによると考えられる。両端の素子に適当な位相を与えて放射パターンを計算した結果、図 4.2.12 に示すように測定値とよく一致するパターンが得られており、この考えを裏付けていることがわかる。

実際には直接波と反射波にはレベル差があり、今回の実験のように合成波がアンテナ開口上で大きなレベル差を生じるような場合はまれであると思われる。また、受信機の雑音帯域幅をより狭くすれば S/N 比を大きくとれるので、理論値との一致はもっと良くなると考えられる。

以上により、2方向からバイロット波が到来した場合にこのアンテナが示す特性は理論的に予測できることがわかった。

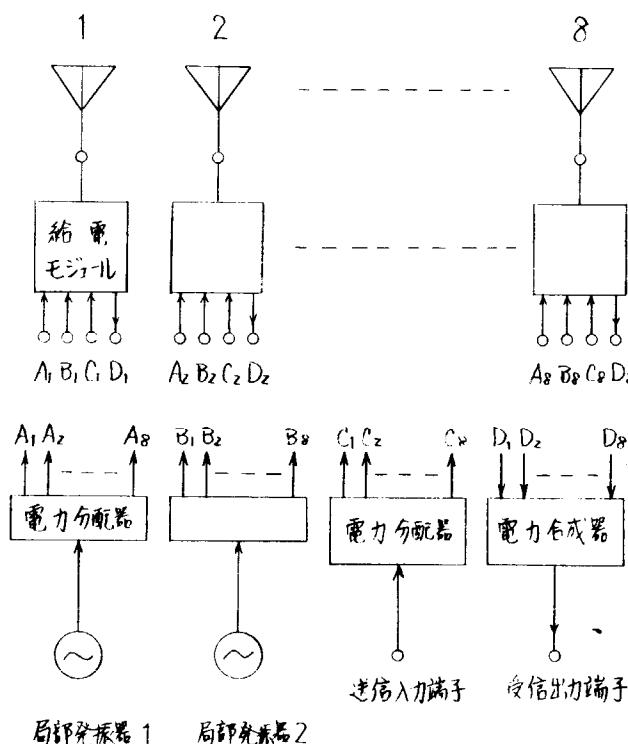


図 4.2.1 アンテナの構成

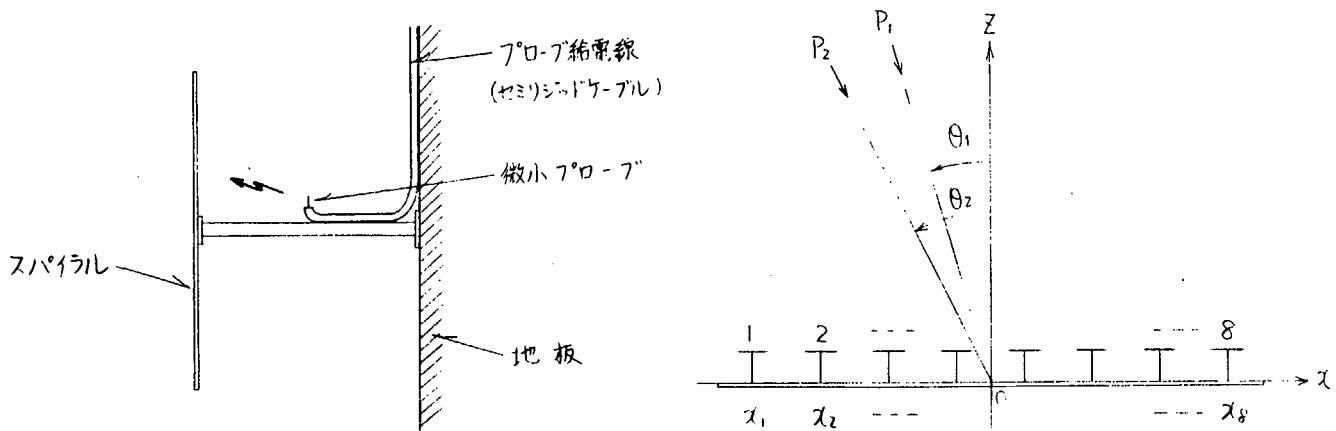


図 4.2.2 プローブ取付位置

図 4.2.3 パイロット波 P_1 , P_2 の到来方向

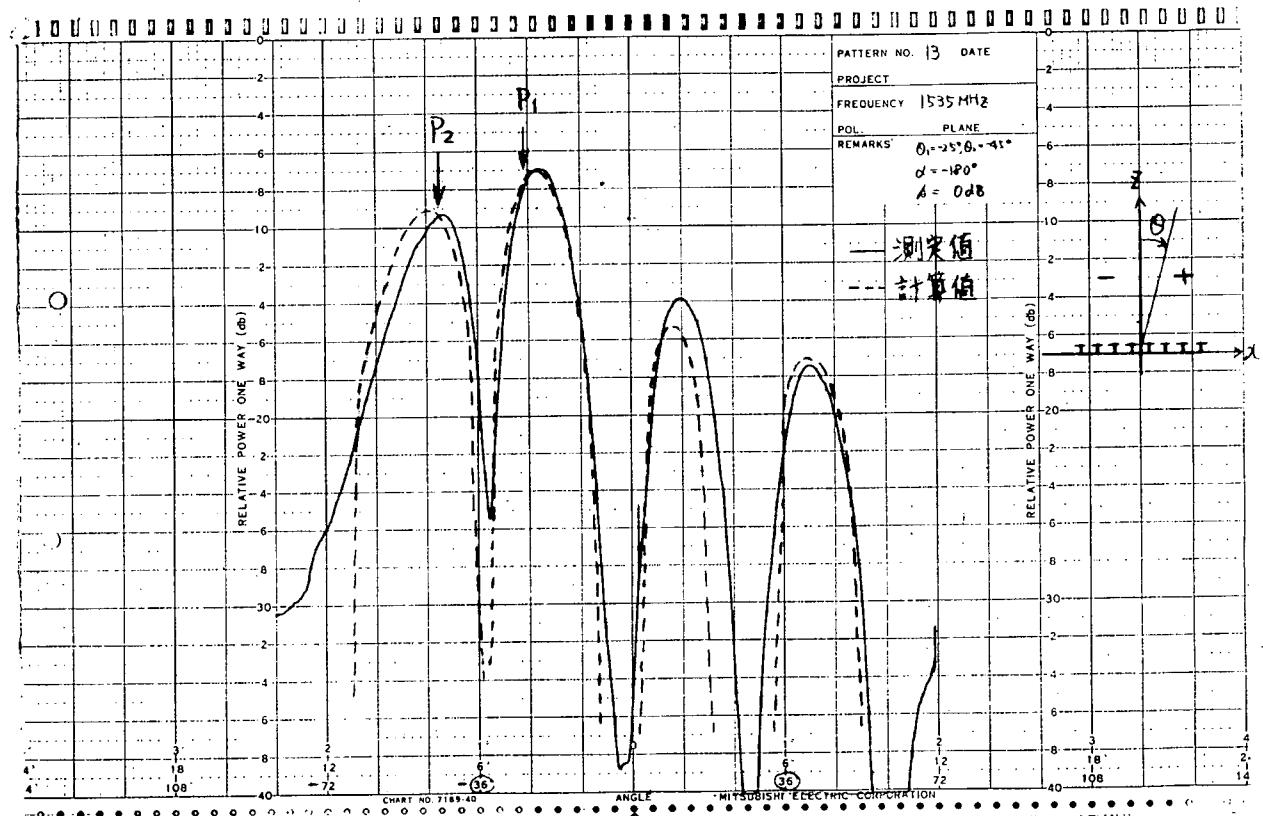


図 4.2.4 受信パターン, $\alpha = -180^\circ$

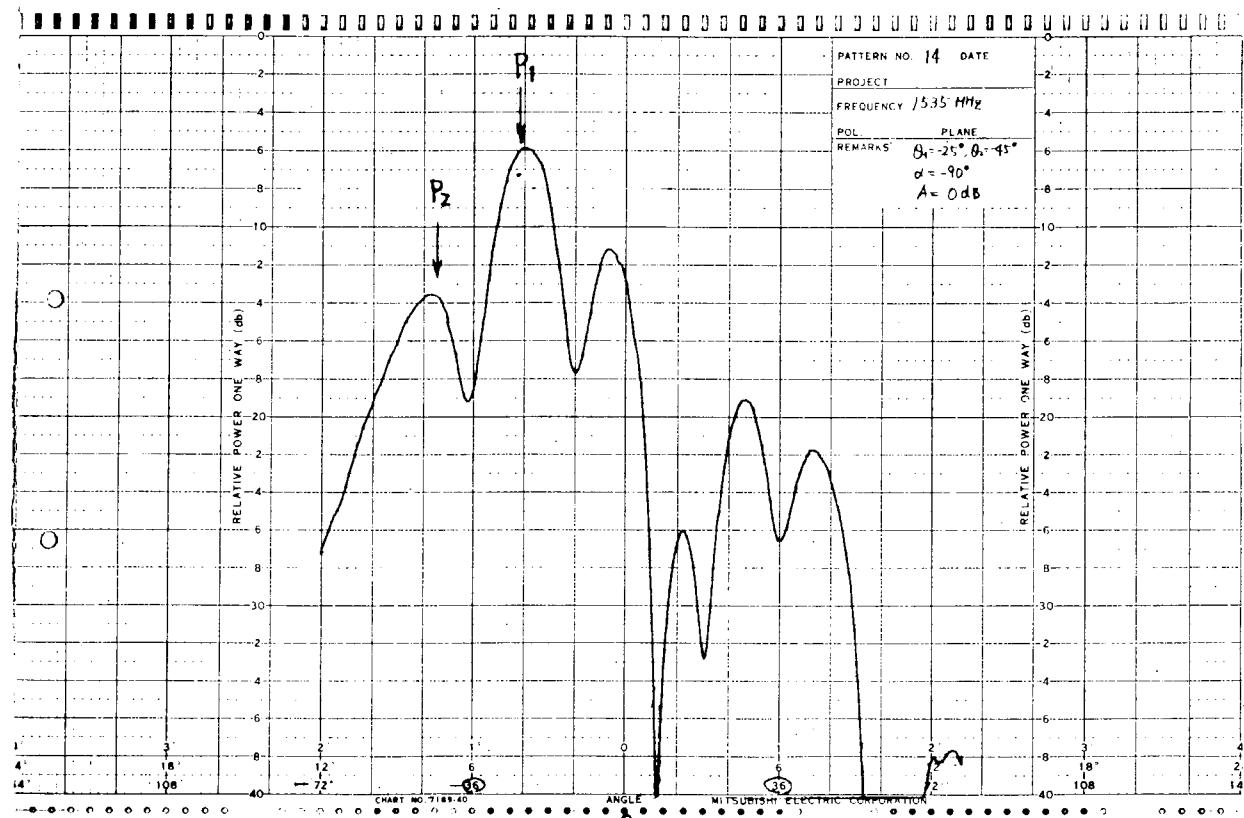


図 4.2.5 受信パターン, $\alpha = -90^\circ$

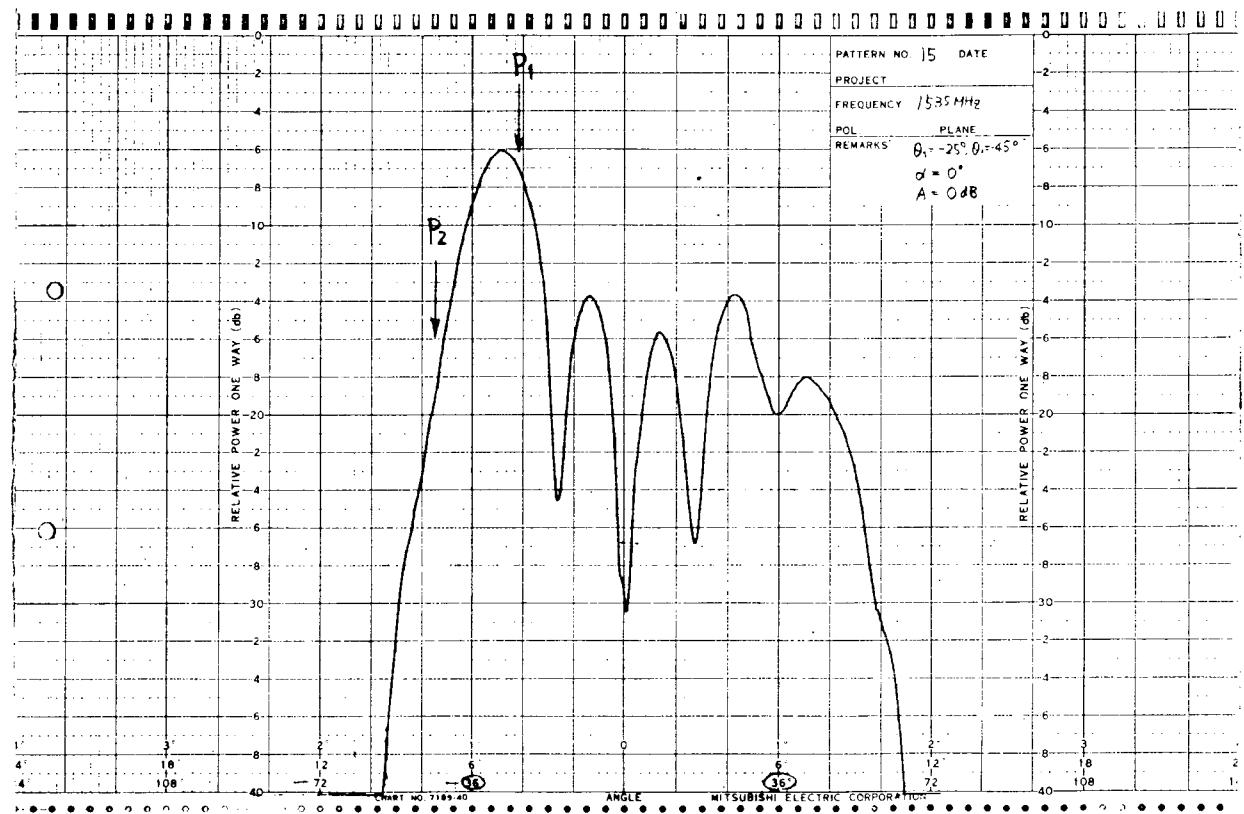


図 4.2.6 受信パターン, $\alpha = 0^\circ$

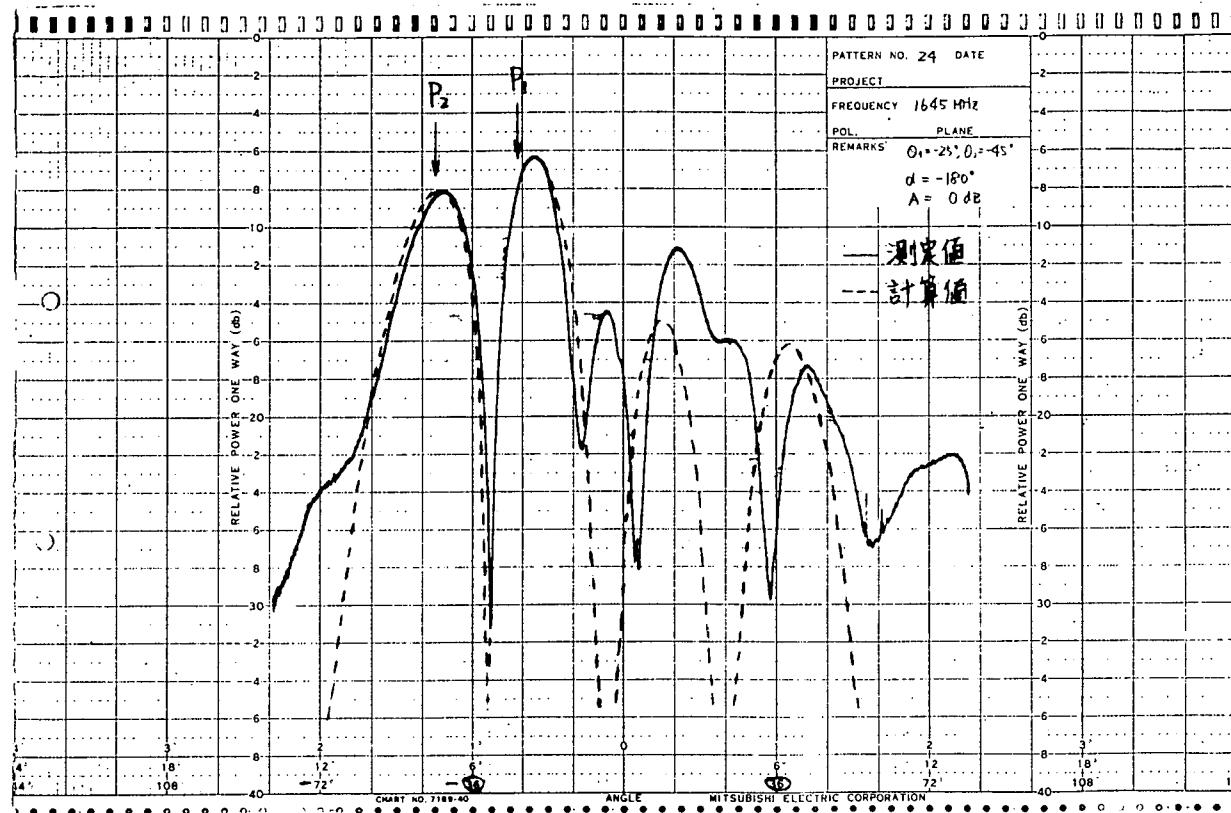


図 4.2.7 送信パターン, $\alpha = -180^\circ$

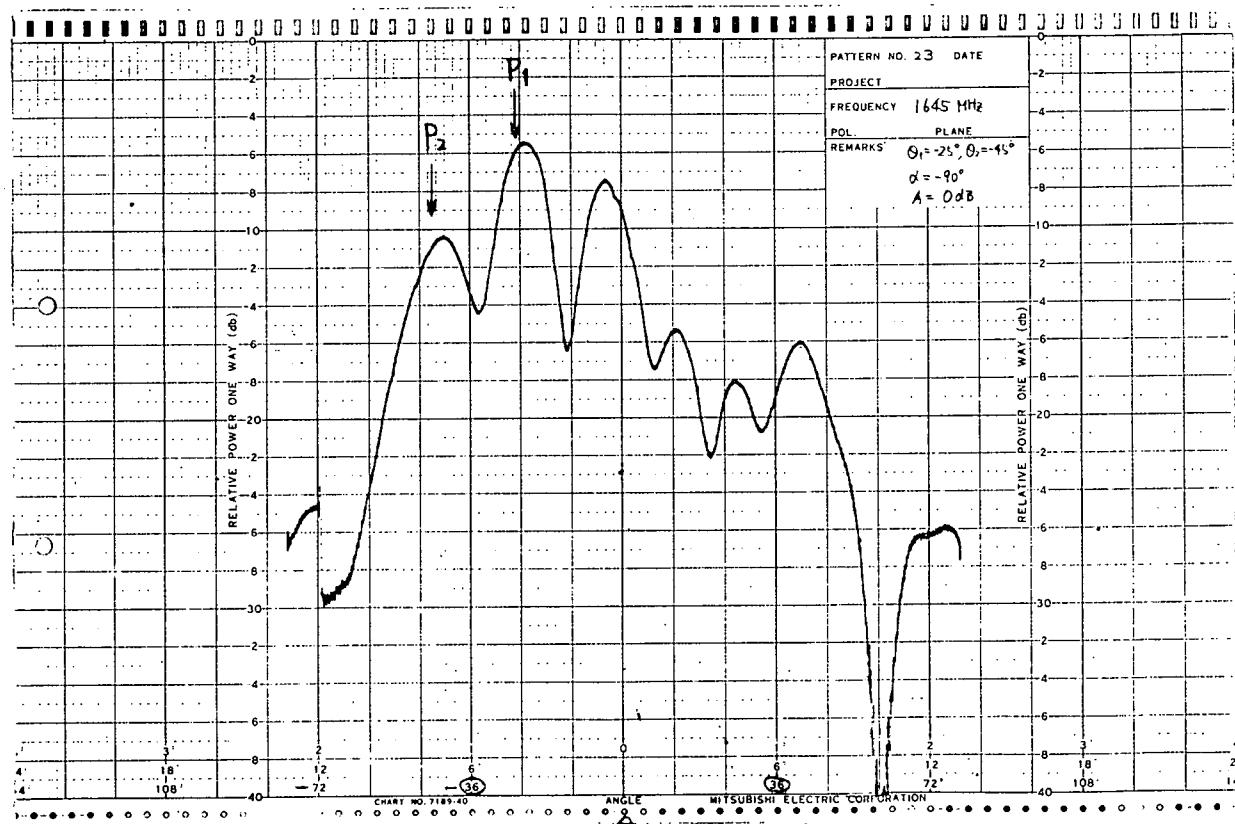


図 4.2.8 送信パターン, $\alpha = -90^\circ$

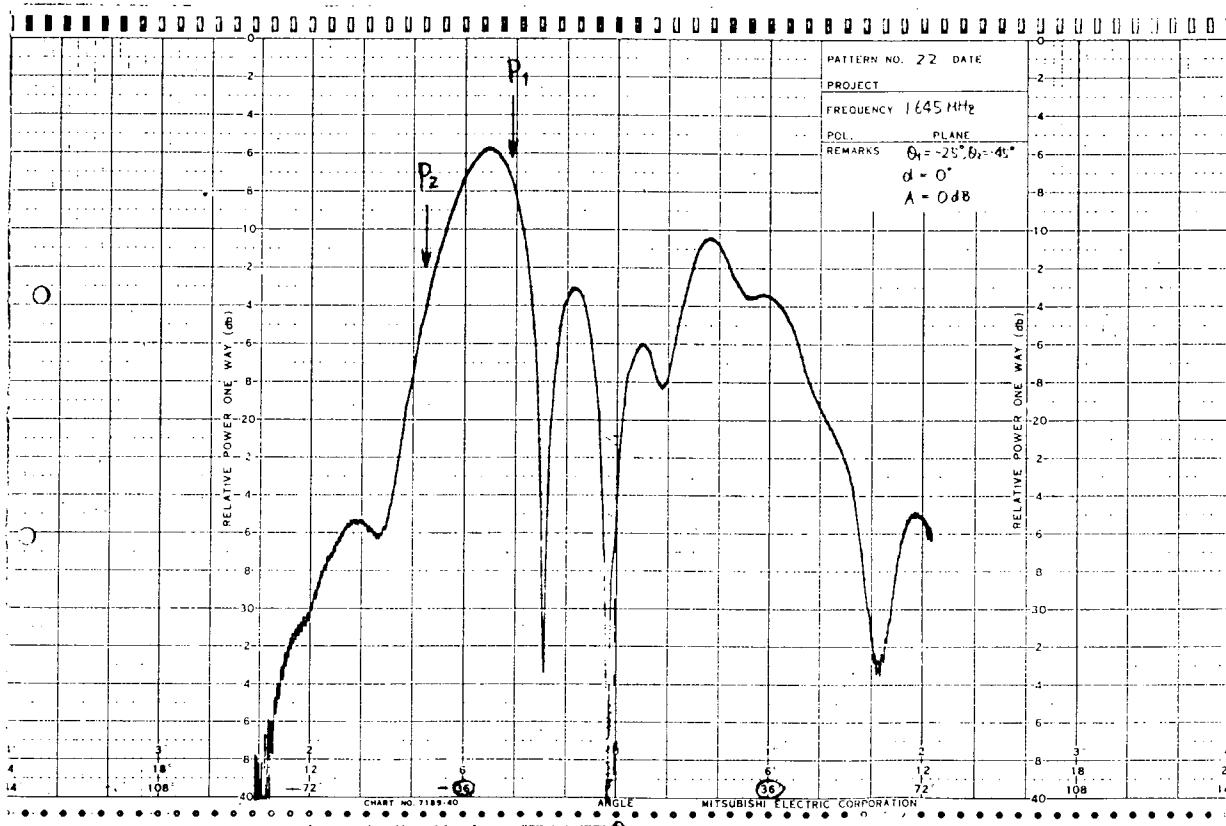


図 4.2.9 送信パターン, $\alpha = 0^\circ$

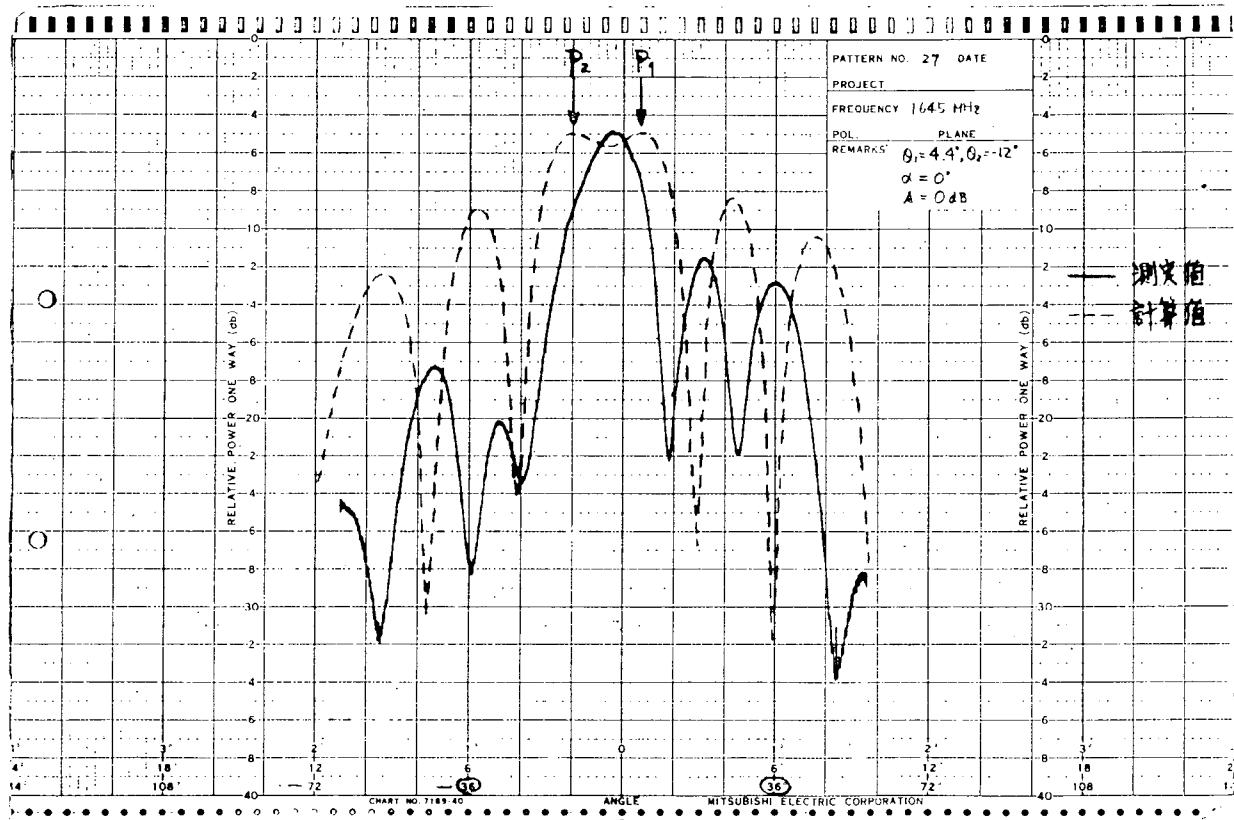


図 4.2.10 送信パターン, $\alpha = 0^\circ$

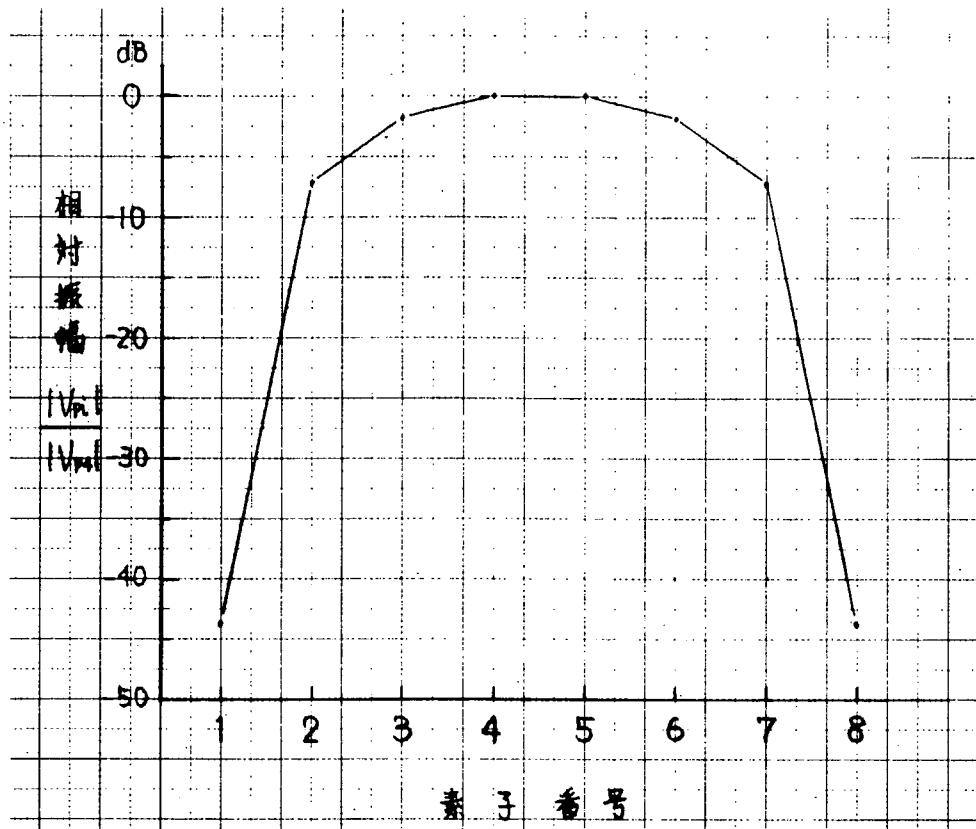


図 4.2.11 合成パイロット波受信電圧の振幅

$$\theta_1 = 4^\circ, \theta_2 = -12^\circ, \alpha = 0^\circ, A = 1$$

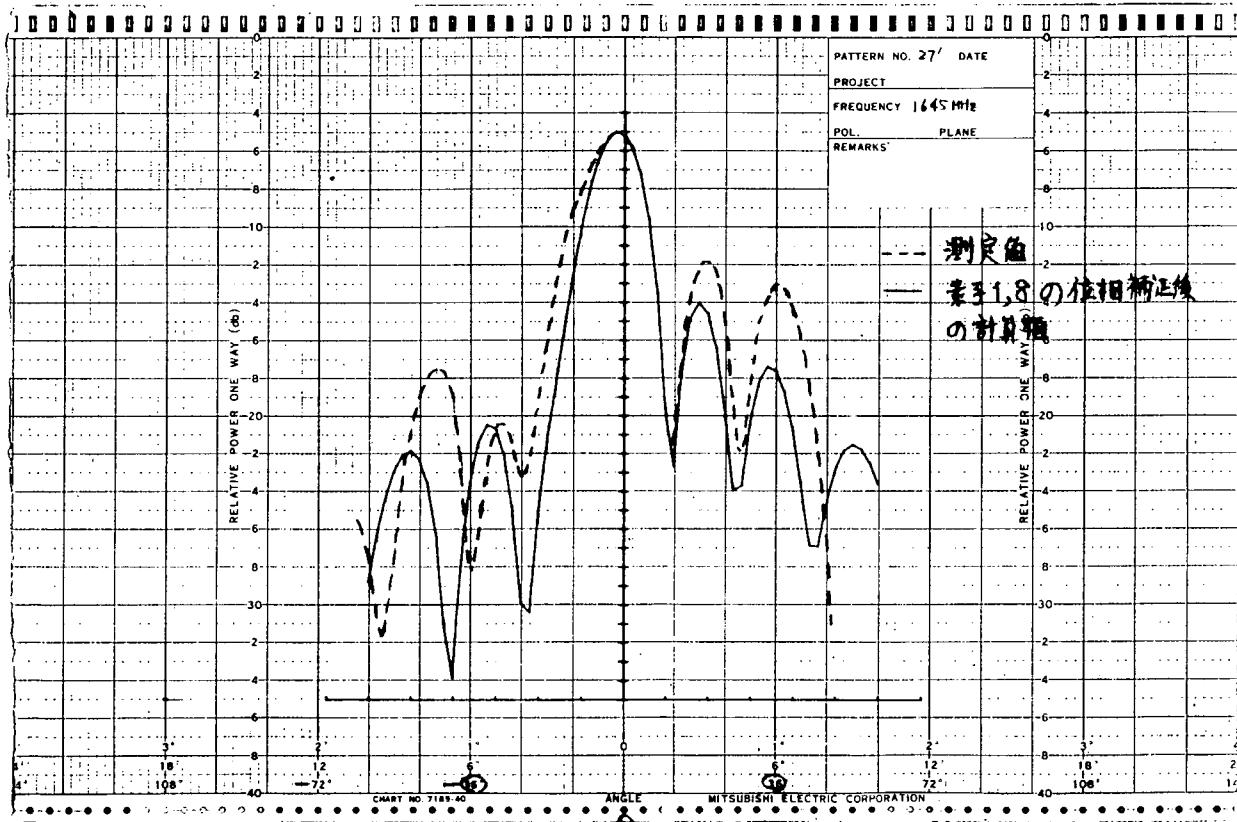


図 4.2.12 位相補正後の送信パターン

$$\theta_1 = 4.4^\circ, \theta_2 = -12^\circ, \alpha = 0^\circ$$

4.2.2 特性解析

直接波が右旋円偏波の場合、海面での反射波は右旋及び左旋の両円偏波成分をもち、それらの比率及びレベルは鏡面反射の場合には海面への入射角と海水の性質とから決定される反射係数によって変化する。

また、アンテナで受信する右旋、左旋成分の比率はアンテナ開口部の軸比により決定され、受信電圧は各偏波成分受信電圧の和になる。そこで直接波と反射波の偏波を同一とし、反射波の直接波に対する相対振幅、相対位相を変えて特性を計算すればすべての場合について計算したことになる。

この考えに基づいて受信特性及び送信特性を解析した結果を以下に述べる。

(1) 受信特性

直接波と反射波との相対位相は受信波とパイロット波で等しいものと仮定する。

図 4.2.1.3 に示すように θ_1 方向から直接波が到来し、 θ_2 方向から反射波が到来したときの各素子での受信波受信電圧 V_{ri} は次式で表される。

$$V_{ri} = E_0(\theta_1) e^{j \frac{2\pi}{\lambda_r} x_i \sin \theta_1} + A \cdot E_0(\theta_2) e^{j(\frac{2\pi}{\lambda_r} x_i \sin \theta_2 + \alpha)} \\ = |V_{ri}| \cdot e^{j \phi_{ri}} \quad \dots \dots \dots \quad (4.2.2)$$

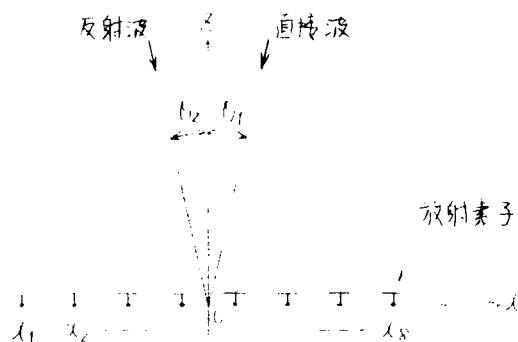


図 4.2.1.3 直接波と反射波の到来方向

ここで $E_0(\theta)$ は素子の放射指向特性、 λ_r は受信波の波長、 x_i は素子の位置を示す x 座標、 $|V_{ri}|$ 、 ϕ_{ri} は受信波受信電圧 V_{ri} の振幅、位相である。また、A は直接波に対する反射波の相対振幅、 α はアンテナの中心でみた直接波に対する反射波の相対位相である。

各給電モジュールでの受信電力は $|V_{ri}|^2$ に比例した値となり、アンテナ全体の出力端における受信電力 $P_{\theta_1}, P_{\theta_2}$ は K を定数として

$$P_{\theta_1, \theta_2} = K \cdot \sum_{i=1}^8 |V_{ri}|^2 \quad \dots \dots \dots \quad (4.2.3)$$

と表せる。

一方、直接波だけの場合は (4.2.2) 式で $A = 0$ とすればよく、同様にしてアンテナ出力端における受信電力 P_{θ_1} は

$$P_{\theta_1} = K \cdot |E_0(\theta_1)|^2 \quad \dots \dots \dots \quad (4.2.4)$$

となる。

したがって、直接波だけの場合に対する2波到来時の相対受信電力 P_R ($= P_{\theta_1}, \theta_2 / P_{\theta_1}$)は(4.2.3)、(4.2.4)式より次のように表される。

$$P_R = \frac{\sum_{i=1}^8 |V_{ri}|^2}{8 \cdot |E_0(\theta_1)|^2} \quad \dots \quad (4.2.5)$$

また、放射指向特性が $E(\theta)$ である受動形のアンテナを用いたときの相対受信電力 $P_{R'}$ は

$$P_{R'} = |1 + A \cdot \frac{E(\theta_2)}{E(\theta_1)} \cdot e^{j\alpha}| \quad \dots \quad (4.2.6)$$

となる。

$(\theta_1, \theta_2) = (2.5^\circ, -2.5^\circ), (5^\circ, -5^\circ), (7.5^\circ, -7.5^\circ), (10^\circ, -10^\circ)$ で相対位相 α をパラメータとしたときの相対振幅 A に対する相対受信電力の計算結果を図4.2.14～17に示す。図中、破線は(4.2.6)式から計算した受動形のアンテナの相対受信電力である。なお、計算では指向特性 $E_0(\theta)$ 及び $E(\theta)$ はアンテナ正面方向に関して左右対称とした。図4.2.14～4.2.17の計算結果からわかるように受動形のアンテナでは α が変化したときの相対受信電力の変動幅が大きく、 $A=1$ のときには $\alpha = 180^\circ$ で無限大になる。一方、レトロディレクティブアレイアンテナでは受動形のアンテナに比べて変動幅が小さい。レトロディレクティブアレイアンテナで最大変動幅である $\alpha = 0^\circ$ と 180° の P_R の比は $A=1$ のとき $\theta_1 (= -\theta_2)$ に対して図4.2.18のような変化を示し、 $\theta_1 \geq 5^\circ$ では3.5dB以下である。

実際の反射波のレベルは小さいものと考えられ、たとえば-10dB ($A = 0.32$)のときの受動形アンテナの相対受信電力変動幅は6.1dBとなる。一方、レトロディレクティブアレイアンテナでは $\theta_1 (= -\theta_2)$ に対する変動幅は図4.2.19に示すようになり、 $\theta_1 \geq 5^\circ$ であれば2dB以下である。

以上により、レトロディレクティブアレイアンテナで直接波と反射波が同時に入射したときの受信出力の変動は、受動形のアンテナに比べて小さいことが明らかになった。

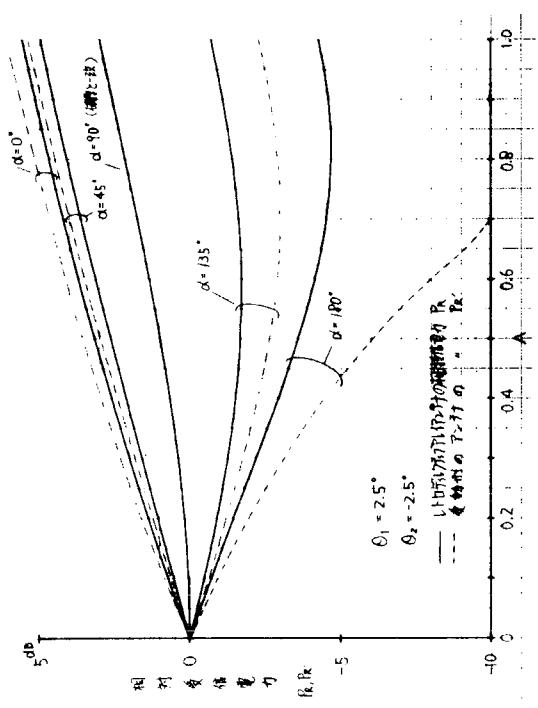


図 4.2.14 相対受信電力

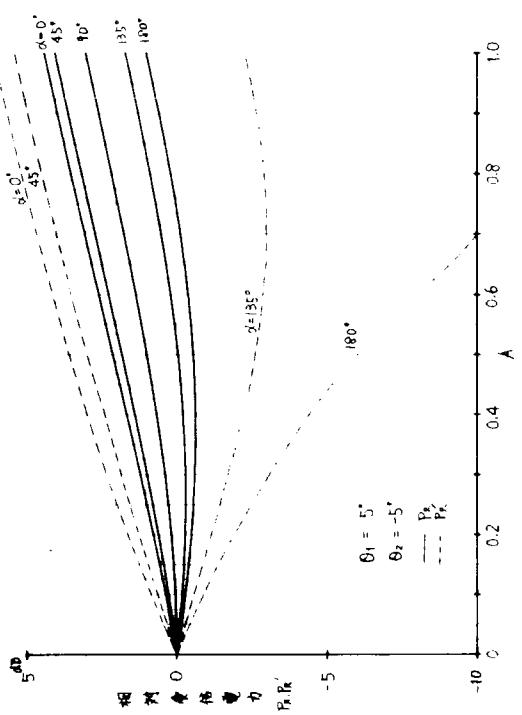


図 4.2.15 相対受信電力

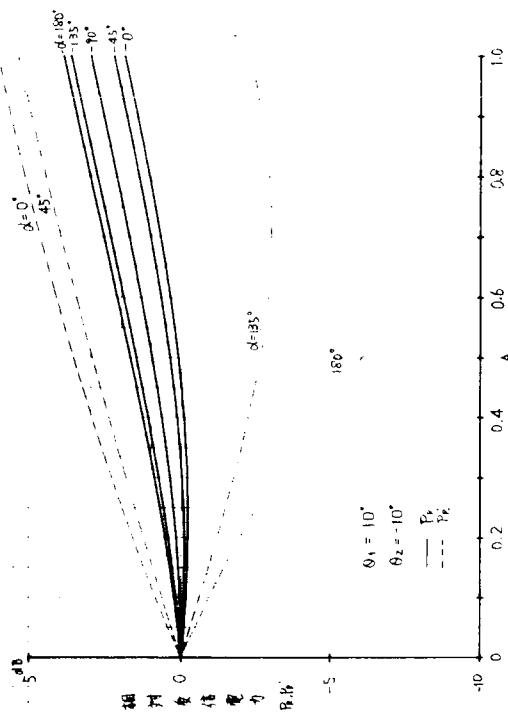


図 4.2.16 相対受信電力

図 4.2.17 相対受信電力

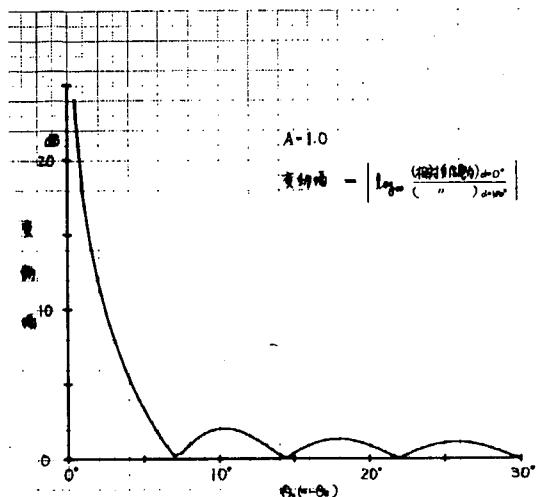


図 4.2.18 入射角に対する相対受信電力変動幅

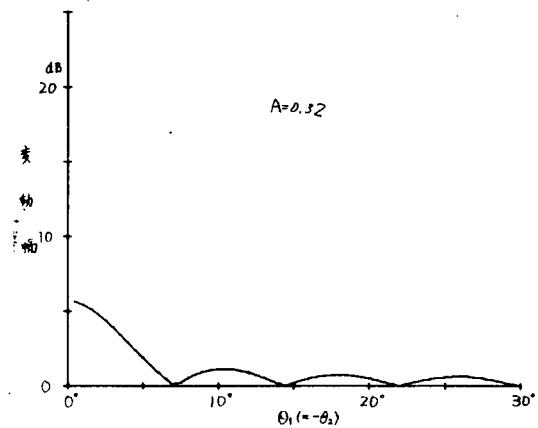


図 4.2.19 入射角に対する相対受信電力変動幅

(2) 送信特性

送信特性については直接波のみを考え、図 4.2.20 に示すようにバイロット波が θ_1 、 θ_2 方向から同時に入射したときの θ_1 方向での送信電力レベルと理想的にビームが波源方向 (θ_1 方向) を向く場合の送信電力レベルとの比がどのようになるかを求めた。

ここで各成分が各素子の給電電流である電流ベクトル I を考え、このベクトルを次式で与える。

$$I = (I_1, I_2, \dots, I_8) \quad \dots \quad (4.2.7)$$

理想的に θ_1 方向にビームを向けるための電流ベクトルを I_0 、2 波が到来了ときのレトロディレクティブアレイアンテナの電流ベクトルを I' とすれば前記のレベル比 P_T は次式で表される。

$$P_T = \frac{|I' \cdot I_0^*|^2}{|I_0 \cdot I_0^*|^2} \quad \dots \quad (4.2.8)$$

ここで * は共役ベクトルを示し、 $I' \cdot I_0^*$ 及び $I_0 \cdot I_0^*$ はそれぞれのベクトルの内積を表す。

放射電力を等しくとるために、それぞれ各素子給電電流の振幅をすべて 1 とおけば I' 、 I_0 は次式で与えられる。

$$I' = (e^{-j\phi_{p1}}, e^{-j\phi_{p2}}, \dots, e^{-j\phi_{p8}}) \dots \dots \dots \quad (4.2.9)$$

$$I_0 = (e^{-j\frac{2\pi}{\lambda_t}x_1 \sin\theta_1}, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda_t}x_2 \sin\theta_1}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda_t}x_8 \sin\theta_1}) \dots \dots \dots \quad (4.2.10)$$

ここで、 λ_t は送信波の波長、 ϕ_{pi} は先の(4.2.1)式で示した合成バイロット波受信電圧の位相、 x_i は各素子の x 座標である。

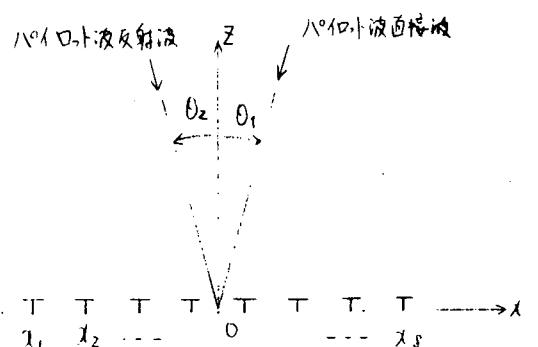


図 4.2.20 バイロット波入射方向

(4.2.9)、(4.2.10)式を(4.2.8)式に代入すれば P_T は

$$P_T = \frac{1}{64} \cdot \left| \sum_{i=1}^8 e^{j(\frac{2\pi}{\lambda t}x_i \sin \theta_1 - \phi_{pi})} \right|^2 \quad \dots \quad (4.2.11)$$

となる。

受信特性を計算したときと同様に $(\theta_1, \theta_2) = (2.5^\circ, -2.5^\circ), (5^\circ, -5^\circ), (7.5^\circ, -7.5^\circ), (10^\circ, -10^\circ)$ の4通りについて、直接波と反射波の相対位相 α をパラメータとして、相対振幅 A に対するレベル変化 P_T を計算した。計算結果を図4.2.21～24に示す。いづれの場合にも A が0.5以下であれば α が変化しても P_T の低下量は1dB以下である。

反射波のレベルはさらに小さいものと考えられ、たとえば -10 dB以下($A \leq 0.32$)とすれば P_T の低下量は0.5dB以下であり、レトロディレクティブアレイアンテナの送信時の性能は理想的に直接波到来方向を向いたビームのときと同程度であることがわかった。

なお、以上の受信特性、送信特性の計算では $\theta_1 = -\theta_2$ とし、素子放射指向特性 $E_0(\theta)$ 及び放射指向特性 $E(\theta)$ を左右対称としていたが、任意の到来角でも新たに

$$A' = A \cdot \frac{E_0(\theta_2)}{E_0(\theta_1)} \quad \dots \quad (4.2.12)$$

または

$$A' = A \cdot \frac{E(\theta_2)}{E(\theta_1)} \quad \dots \quad (4.2.13)$$

とおくことにより、図4.2.14～17、図4.2.21～24の計算結果から受信特性及び送信特性を知ることができる。

4.2.3 考 察

先に試作したLバンド1次元レトロディレクティブアレイアンテナについて直接波と反射波とが同時に入射した場合の動作特性を検討した結果、受動形のアンテナに比べて受信出力の変動が小さく、また反射波のレベルが小さいときの波源方向での送信電力レベル変化は理想的にビームが波源方向を向いたときと同程度であることが明らかになった。

海面反射波のレベルが大きい場合については、送信で良好な特性を得るために、信号処理により直接波と反射波成分を分けて反射波の到来方向にnullを作る必要があると思われるが、これについては今後検討すべき課題であると思われる。

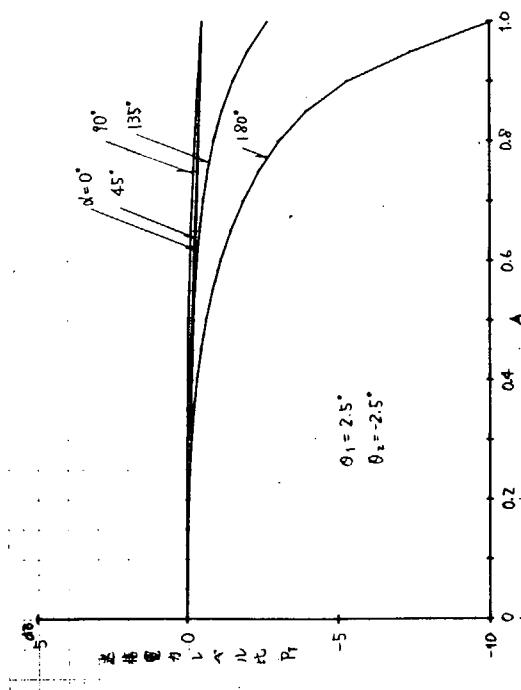


図 4.2.21 θ_1 方向送信電力レベル変化

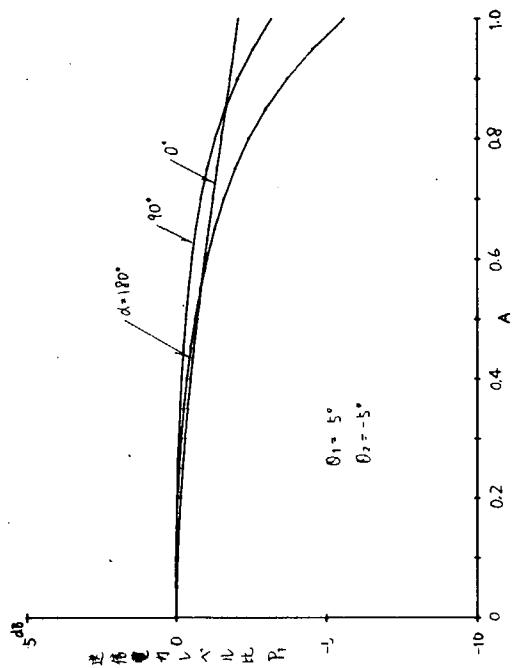


図 4.2.22 θ_1 方向送信電力レベル変化

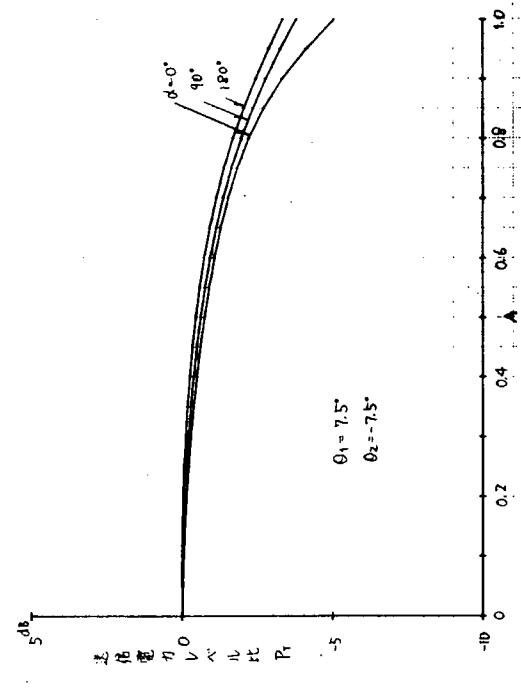


図 4.2.23 θ_1 方向送信電力レベル変化

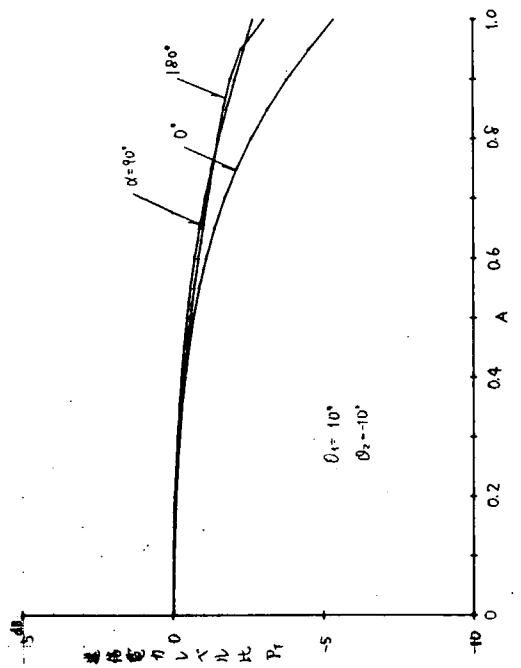


図 4.2.24 θ_1 方向送信電力レベル変化

4.3 アレイ用放射素子の広角軸比の改善

海事衛星船舶局用アンテナは、海面反射波による悪影響を小さくするため、広角軸比特性のすぐれたものが望ましい。一般に円偏波のアレイアンテナで電子的ビームを偏位させる場合、主ビーム方向の軸比はアレイアンテナを構成する放射素子の軸比特性によって決定される。そこでレトロディレクティブアレイ空中線においても広角にわたり軸比の小さい放射素子を使用すれば、ビーム偏位時の軸比を改善できる。

広角軸比特性のすぐれた放射素子として、十字スロットと非励振モノポールで構成した円偏波放射素子を考案し、計算により最適パラメータを求め、計算結果に基いて試作したモノポール付十字スロットアンテナの特性を測定した。

4.3.1 原理

スロット2個を直交させ、それぞれ 90° の位相差をもつ等振幅電流で給電すれば右旋または左旋の円偏波十字スロットアンテナが得られる。この十字スロットアンテナにおいて広角にわたりて軸比を小さくするためには、まず直交させる各スロットのE面、H面内放射パターンを広角までほぼ等しくすることが必要である。今回はスロットを給電して、スロットの近傍へ設けた非励振モノポールに結合させることにより、E面内パターンを調節してH面内パターンに近づける方法⁽¹⁾を応用する。

アンテナの構成及び座標系を図4.3.1に示す。

図4.3.1の構成でスロットの幅、モノポールの太さは波長に比べて充分小さいものとする。

スロット1,2は半波長で共振しているものとし、スロット開口での電界分布をそれぞれ

$$E_{s1} = E_{os} \cos\left(\frac{\pi y'}{2b}\right) \theta_x \dots \quad (4.3.1)$$

$$E_{s2} = E_{os} \cos\left(\frac{\pi x'}{2b}\right) \cdot e^{j\delta} \theta_y \dots \quad (4.3.2)$$

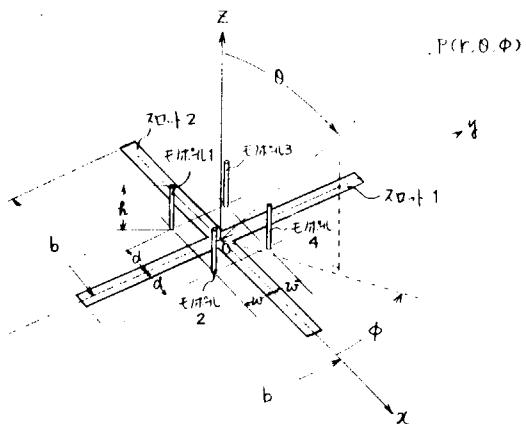


図4.3.1 アンテナの構成、座標系

とおく。ここで E_{os} はスロット中央の電界強度、 δ は円偏波を得るための位相差、 θ_x 、 θ_y は x 、 y 方向の単位ベクトルである。

また、モノポール1～4に誘導される電流は正弦分布を仮定して次のように表す。

$$\begin{aligned} I_{m1}(Z) &= I_{o1} \sin \beta(h-Z) \\ I_{m2}(Z) &= I_{o2} \sin \beta(h-Z) \\ I_{m3}(Z) &= I_{o3} \sin \beta(h-Z) \\ I_{m4}(Z) &= I_{o4} \sin \beta(h-Z) \end{aligned} \quad Z \geq 0 \quad (4.3.3)$$

ここで β は伝搬定数である。

(1) A·B. Papierz et al., "Analysis of antenna structure with equal E-and H-plane patterns", Proc IEE, Vol.124, No. 1, Jan. 1977, pp.25-30.

各モノポールの位置の対称性によりスロット1のみを給電した場合には

$$I_{01} = I_{02} = I_{03} = -I_{04} \quad \dots \quad (4.3.4)$$

スロット2のみを給電した場合には

$$I_{01} = I_{02} = -I_{03} = -I_{04} \quad \dots \quad (4.3.5)$$

の関係式が成り立つ。

図4.3.1の点Pでのスロット1による電界強度 $E_s\phi_1$ 、 $E_s\theta_1$ は次式で表される。⁽²⁾

$$E_s\phi_1 = j \frac{\pi}{2} \cdot \beta_b \left(\frac{2a E_o s e^{-j\beta r}}{\pi r} \right) \frac{\cos(\beta_b \sin\phi \sin\theta)}{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - (\beta_b \sin\phi \sin\theta)^2} \cdot \cos\phi \quad \dots \quad (4.3.6)$$

$$E_s\theta_1 = -j \frac{\pi}{2} \cdot \beta_b \left(\frac{2a E_o s e^{-j\beta r}}{\pi r} \right) \frac{\cos(\beta_b \sin\phi \sin\theta)}{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - (\beta_b \sin\phi \sin\theta)^2} \cdot \sin\phi \cos\theta \quad \dots \quad (4.3.7)$$

また、スロット2による電界強度 $E_s\phi_2$ 、 $E_s\theta_2$ は $E_s\phi_1$ 、 $E_s\theta_1$ の ϕ を $\phi - \frac{\pi}{2}$ に変え、かつ位相差を表す項 $e^{j\delta}$ を掛けたものであり、次式で与えられる。

$$E_s\phi_2 = (E_s\phi_1)_{\phi \rightarrow \phi - \frac{\pi}{2}} \cdot e^{j\delta} \quad \dots \quad (4.3.8)$$

$$E_s\theta_2 = (E_s\theta_1)_{\phi \rightarrow \phi - \frac{\pi}{2}} \cdot e^{j\delta} \quad \dots \quad (4.3.9)$$

一方、スロット1,2と結合した1～4のモノポールによる電界強度 $E_m\theta_1$ 、 $E_m\theta_2$ は(4.3.4)、(4.3.5)式の関係を考慮すれば次のようになる。

$$E_m\theta_1 = 2\eta \left(\frac{2a E_o s e^{-j\beta r}}{\pi r} \right) \cdot A \cdot B \cdot \sin(\beta_d \sin\theta \cos\phi) \cos(\beta_w \sin\theta \sin\phi) \quad \dots \quad (4.3.10)$$

$$E_m\theta_2 = 2\eta \left(\frac{2a E_o s e^{-j\beta r}}{\pi r} \right) \cdot A \cdot B \cdot e^{j\delta} \cdot \cos(\beta_d \sin\theta \cos\phi) \sin(\beta_w \sin\theta \sin\phi) \quad \dots \quad (4.3.11)$$

ここで、 $\eta = 1/20\pi$

$$A = \frac{\cos(\beta_h \cos\theta) - \cos\beta_h}{\sin\theta}, \quad B = \frac{C}{\sin\beta_h \cdot (Z_m - Z_{M_1} + Z_{M_2} + Z_{M_3})}$$

Z_m はモノポールの自己インピーダンス、 Z_{M_1} 、 Z_{M_2} 、 Z_{M_3} は相互インピーダンスであり $Z_{M_1} = Z_{12}$ 、 $Z_{M_2} = Z_{13}$ 、 $Z_{M_3} = Z_{14}$ である。

$$C = \frac{d}{2\pi} \int_0^h \frac{Q \cdot \sin\beta(h-Z)}{d^2 + Z^2} dZ \quad \dots \quad (4.3.12)$$

(2) R.E.Collin, F.J.Zucker, "Antenna Theory-Part II", McGraw-Hill 1969, P.562

$$Q = e^{-j\beta r_1} \left(\frac{t}{r_1} \cos\beta t + j \sin\beta t \right) + e^{-j\beta r_2} \left(\frac{s}{r_2} \cos\beta s + j \sin\beta s \right)$$

ただし、 $t = b - w$, $s = b + w$

$$r_1 = \sqrt{d^2 + t^2 + Z^2}$$

$$r_2 = \sqrt{d^2 + s^2 + Z^2}$$

このアンテナによる θ 、 ϕ 成分は(4.3.6)～(4.3.11)式で表した各成分の和となり

$$E_t \theta = E_s \theta_1 + E_s \theta_2 + E_m \theta_1 + E_m \theta_2 \quad \dots \quad (4.3.13)$$

$$E_t \phi = E_s \phi_1 + E_s \phi_2 \quad \dots \quad (4.3.14)$$

となる。

一方、右旋、左旋円偏波成分 E_R 、 E_L 及び軸比 A_R は次式により求められる。

$$E_R = \frac{E\theta + j E\phi}{2}, \quad E_L = \frac{E\theta - j E\phi}{2} \quad \dots \quad (4.3.15)$$

$$A_R = \left| \frac{|E_R| + |E_L|}{|E_R| - |E_L|} \right| \quad \dots \quad (4.3.16)$$

4.3.2 計算結果

モノポール間隔を等しくとり($d = w$)、右旋円偏波を得るために $\delta = 90^\circ$ として軸比を計算した。スロット長を半波長として、 h 、 d (= w)を変化させて計算した結果、 $h = 0.37\lambda_0$ 、 $d = w = 0.075\lambda_0$ のときに $\phi = 0^\circ, 90^\circ$ 両面で $\theta = 0^\circ \sim 78^\circ$ の範囲内で1dB以下の軸比が得られた。 $h = 0.37\lambda_0$ で d (= w)を変化させたときの計算結果を図4.3.2に示す。また、 $h = 0.37\lambda_0$ 、 $d = w = 0.075\lambda_0$ の場合の角度 θ 、 ϕ に対する軸比を図4.3.3に示す。各 ϕ に対して θ が 60° 以下ならば軸比は2dB以下である。

また、 λ_0 を中心周波数(1590MHz)の波長に選び、同一の放射素子を用いて1535、1645MHzで軸比を計算した結果、図4.3.4のようになった。 $\theta \leq 60^\circ$ ならば軸比は1.7dB以下である。前回試作した地板上スパイラルでは $\theta = 60^\circ$ で1535MHz、6dB、1645MHz、5.3dBであり、この放射素子を用いることによって広角での軸比を改善できることがわかった。

一方、図4.4.4の軸比を有する素子の放射パターンは図4.5.5のようになった。逆旋成分は $\theta = 0^\circ \sim 78^\circ$ の範囲内ですべて-25dB以下である。

4.3.3 実験用アンテナの構成

試作したアンテナの外観を図4.3.6、図4.3.7に、モノポール付十字スロットアンテナの座標系を図4.3.8に示す。スロットは銅箔張ガラス繊維強化PTFE基板上へのフォトエッチングにより形成し、モノポールには直径3mmの黄銅棒を使用した。十字スロットの後方には片面放射とするために $10 \times 90 \times 90$ mmの空腔を接続して 1000×1000 mmの正方形地板の中央部に設置した。また、スロットは図4.3.9に示す方法により給電した。各スロットは2箇所から同軸ケーブルを用いてハイブリッドにより同相でオフセット給電し、さらに 90° ハイブリッドを用いて右旋円偏波となるように励振している。

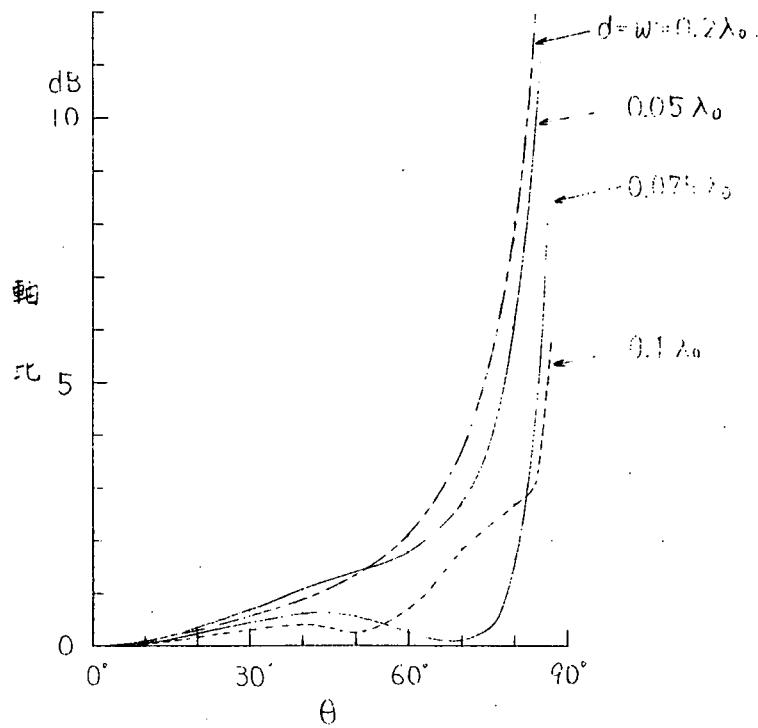


図 4.3.2 $\phi = 0^\circ$ 面内軸比, $h = 0.37 \lambda_0$

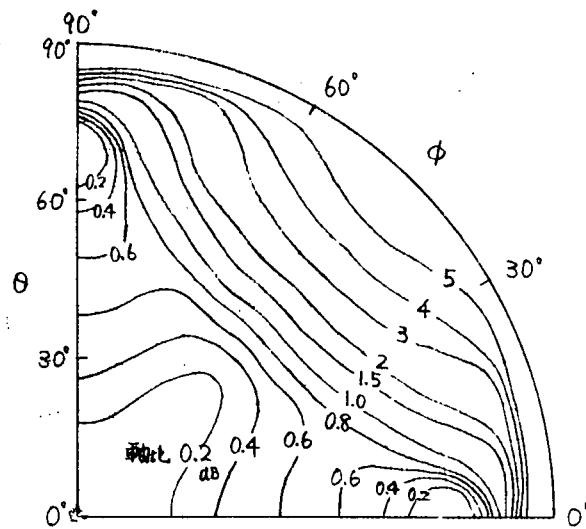


図 4.3.3 θ, ϕ に対する軸比特性
 $h = 0.37 \lambda_0, d = w = 0.075 \lambda_0$

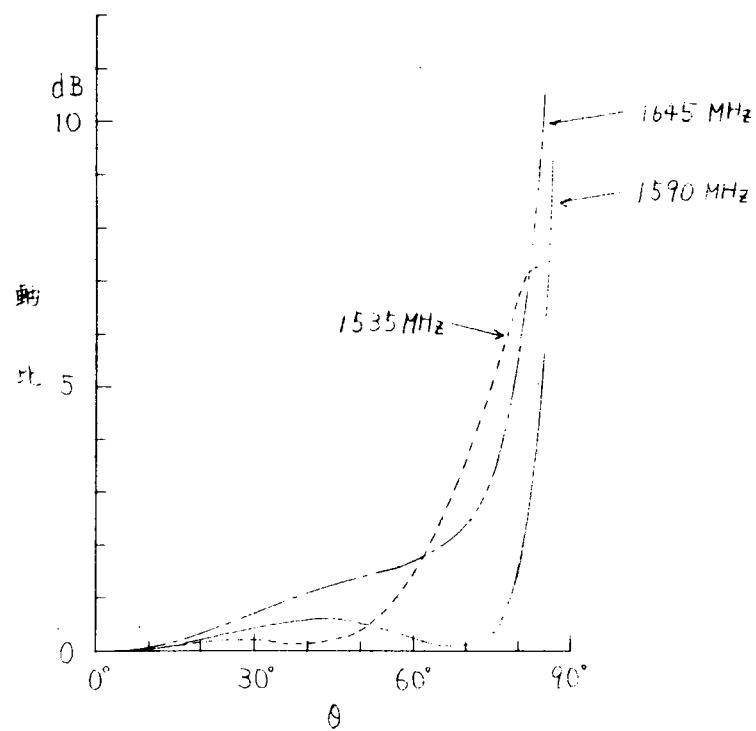


図 4.3.4 軸比の周波数特性
 $\phi = 0^\circ, h = 0.37 \lambda_0, d = w = 0.075 \lambda_0$

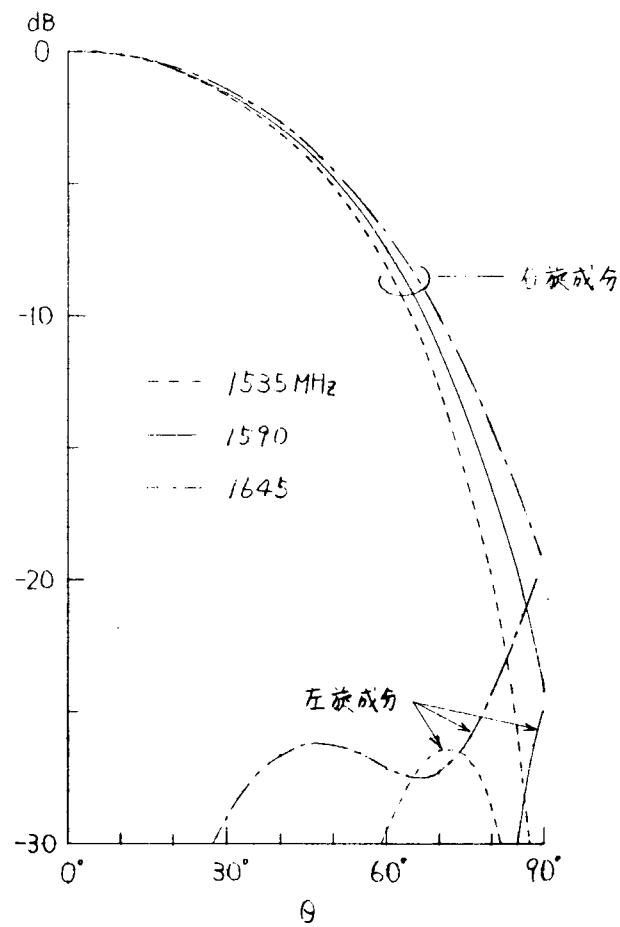
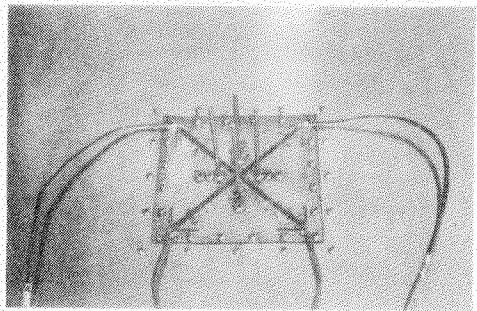
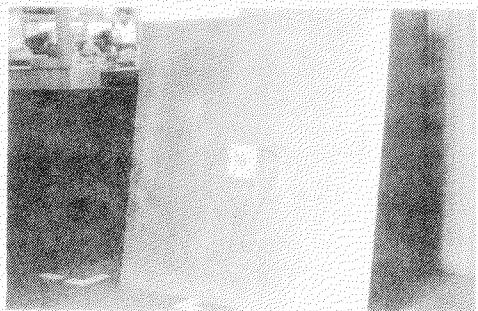


図 4.3.5 放射パターン
 $\phi = 0^\circ, h = 0.37 \lambda_0, d = w = 0.075 \lambda_0$

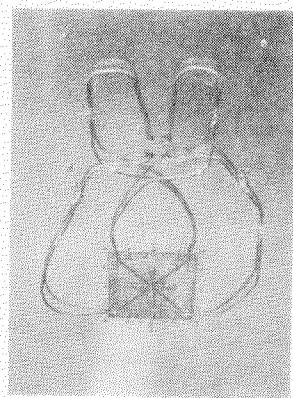


(1) モノポール付十字スロットアンテナ

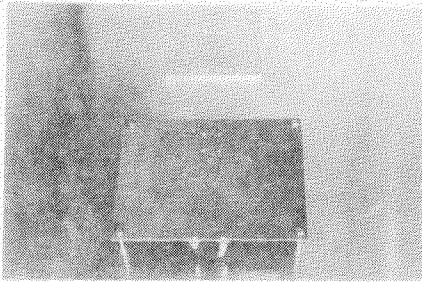


(2) 地板付アンテナ全景

図 4.3.6 試作アンテナ外観



(1) 表面



(2) 裏面

図 4.3.7 アンテナ給電系外観

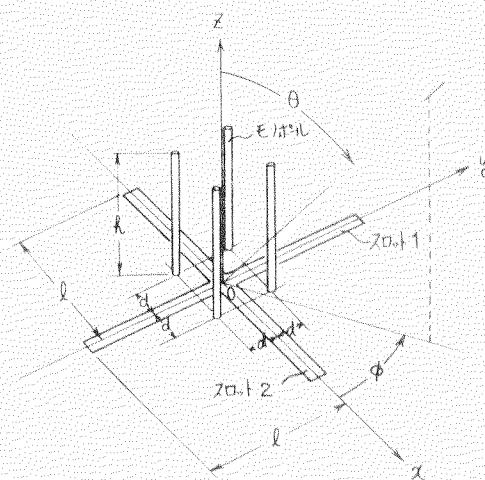


図 4.3.8 アンテナの座標系

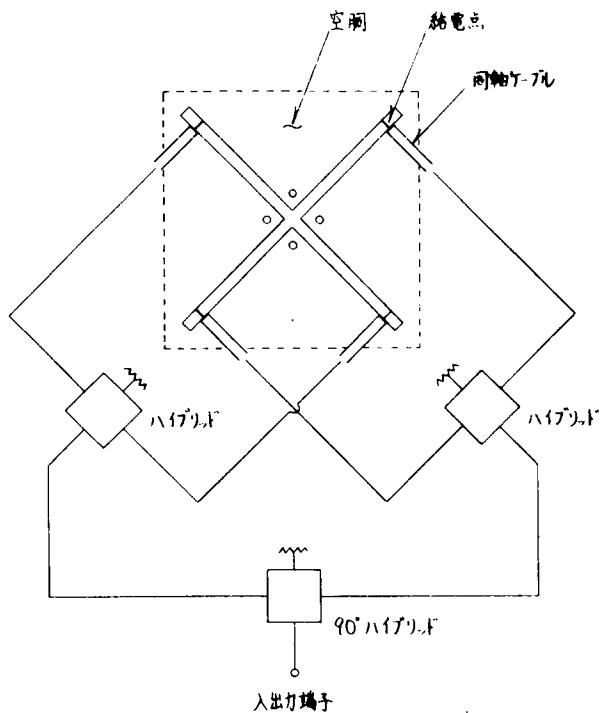


図 4.3.9 アンテナ給電法

4.3.4 入力インピーダンス

4本のモノポール長 h としては計算で得た軸比特性のよい長さである $0.37\lambda_0$ (λ_0 は 1590MHz の波長) を選び、モノポール間隔 $2d$ を変えて各スロットの給電点からみた入力インピーダンスを測定した。各スロットには図 4.3.6(1)で示したように頂部装荷を施し、オフセット給電を行った。 1590MHz での入力インピーダンス測定結果を図 4.3.10に示す。 $d = 0.05\lambda_0$ ではスロット 1, 2 とも VSWR は 2.5 以下である。

アレイアンテナ用の放射素子としては素子間の相互結合が小さいものが適しており、今回のモノポール付十字スロットアンテナについても 2 素子間での相互結合を調べる必要がある。放射素子の自己インピーダンスを Z_s ($= R_s + jX_s$)、相互インピーダンスを Z_m ($= R_m + jX_m$) とすれば $|Z_m|/R_s$ の値が大きいほど素子間の結合量が大きい。そこで図 4.3.11に示すようにアンテナの中心から $D/2$ の距離にイメージ板を取付けて逆相で 2 素子を給電した状態と等価にし、スロット 2 の給電点からみた入力インピーダンス Z_{in} を測定した。測定結果を図 4.3.12に示す。 $Z_{in} = (Z_s - Z_m)$ であり、相互インピーダンス Z_m は $(Z_s - Z_{in})$ により求められる。

昭和 50 年度に放射素子選定のために試作したターンスタイル及びスパイラルの $|Z_m|/R_s$ と共に、今回のモノポール付十字スロットの $|Z_m|/R_s$ を図 4.3.13に示す。 1590MHz ではモノポール付十字スロットの 2 素子間相互結合量はターンスタイル、スパイラルに比べて小さいことがわかる。

IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES

$$Z_0 = 50 \Omega$$

$$f = 1590 \text{ MHz}$$

$$k = 0.37 \lambda_0$$

$$\text{素子間隔 } 0.52 \lambda_0$$

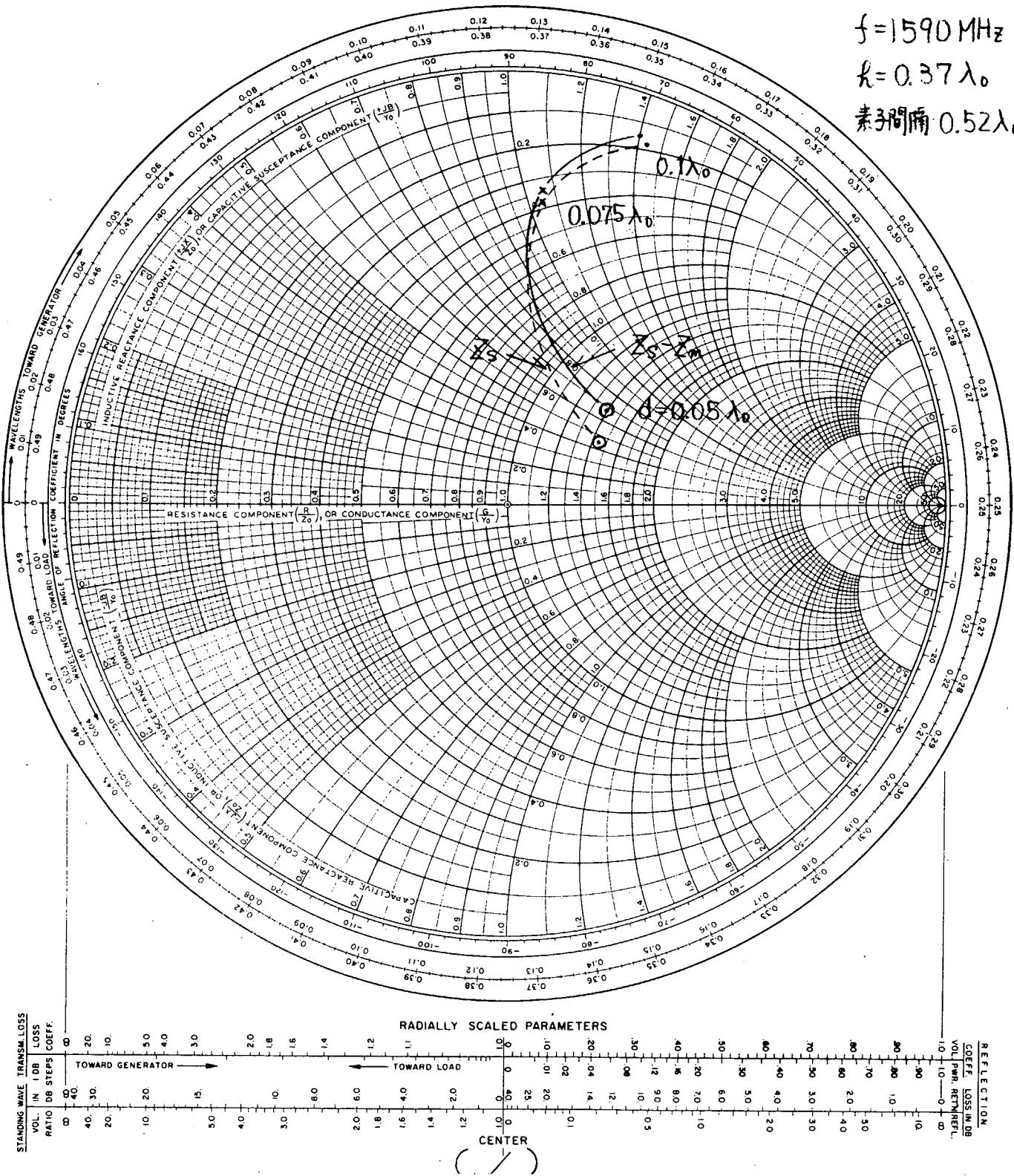


図 4.3.10 入力インピーダンス

IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES

$Z_0 = 50 \Omega$

$f = 1590 \text{ MHz}$

$k = 0.37\lambda_0$

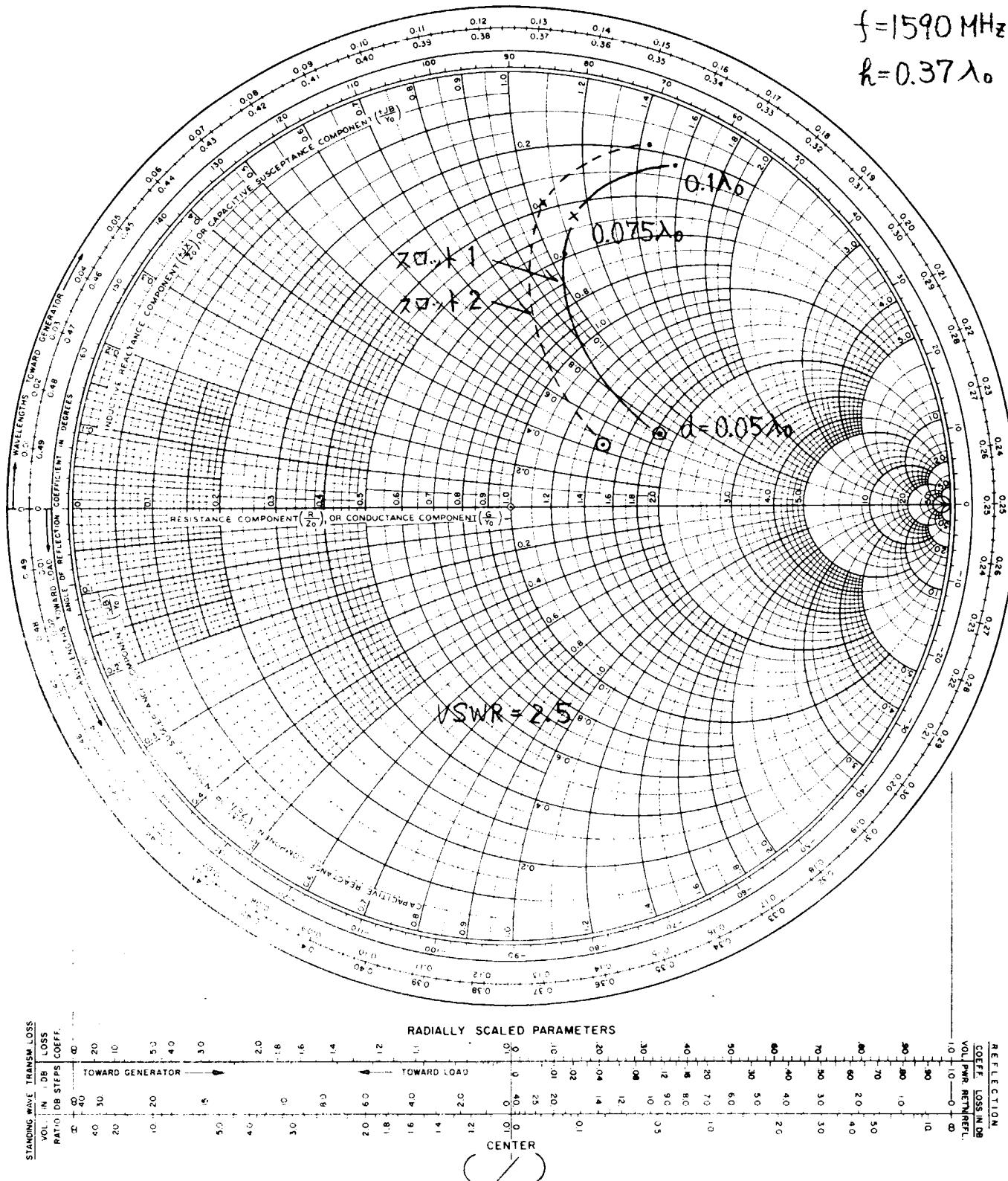


図 4.3.12 イメージ板を取付けた時の、
スロット 2 の入力インピーダンス

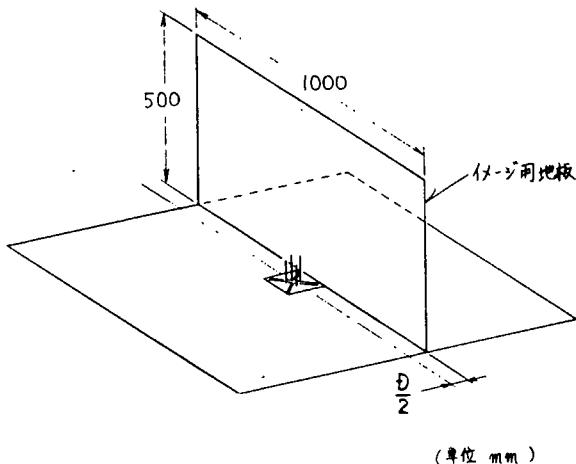


図 4.3.11 相互インピーダンス測定法

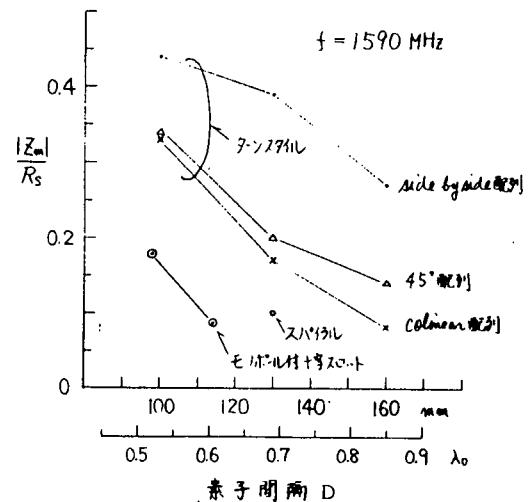


図 4.3.13 相互インピーダンスの比較

4.3.5 軸比特性

送信アンテナにはコーナーリフレクタアンテナを使用した。これを回転させてモノポール付十字スロットアンテナでの受信レベルの最大値、最小値を測定し、それらの比から軸比を求めた。

$\theta = 0^\circ$ 面内で $h = 0.37\lambda_0$ のときの θ に対する軸比測定結果を図 4.3.14 に示す。 $d = 0.05\lambda_0$ の場合には、 θ が $\pm 60^\circ$ 以内で 2 dB以下の良好な軸比が得られており、図 4.3.15 に示すように計算値ともよく一致している。また、昭和 51 年度に試作したレトロディレクティップアレイアンテナの放射素子であるスパイラルアンテナとの比較を図 4.3.16 に示す。 $+60^\circ$ では 3.5 dB、 -60° では 3 dBの軸比改善効果が得られている。最良軸比特性を得た $h = 0.37\lambda_0$ 、 $d = 0.05\lambda_0$ の場合の軸比の周波数特性は図 4.3.17 のようになった。 1535MHz 、 1645MHz は θ に対する軸比が全体的に大きくなっている。これは給電回路の周波数特性による給電位相ずれやスロット上の電界分布の変化などによるものと思われる。

4.3.6 放射パターン

最良軸比特性を有する $h = 0.37\lambda_0$ 、 $d = 0.05$ の場合のモノポール付十字スロットアンテナの放射パターンを図 4.3.18 に示す。図中、破線はスパイラルアンテナの右旋円偏波放射パターンである。

正弦円偏波成分に対して逆旋円偏波成分は $\pm 60^\circ$ の範囲内で -20 dB以下となっており、良好な軸比特性が得られていることを示している。

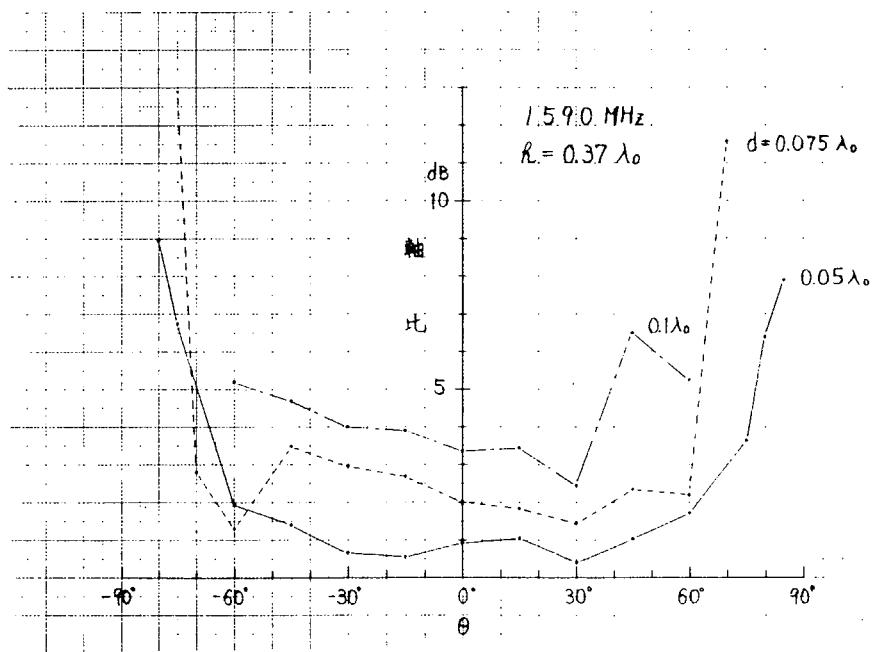


図 4.3.14 軸 比 特 性

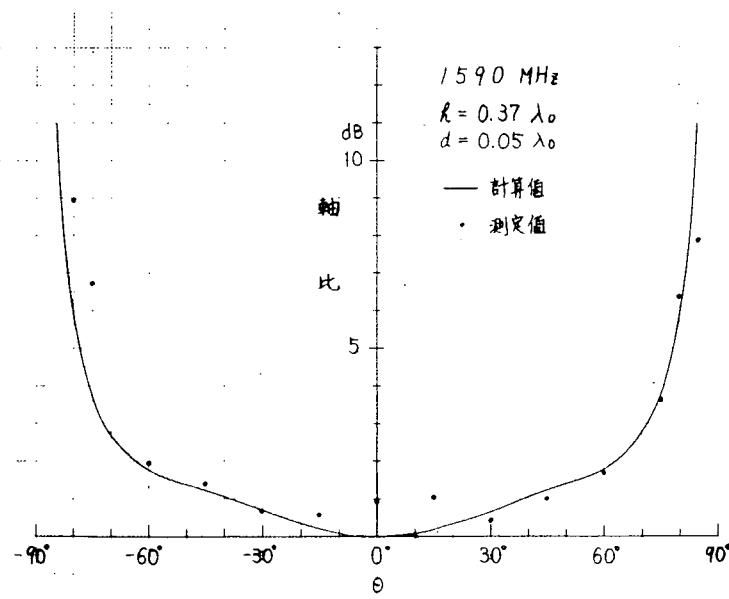


図 4.3.15 計算値との比較

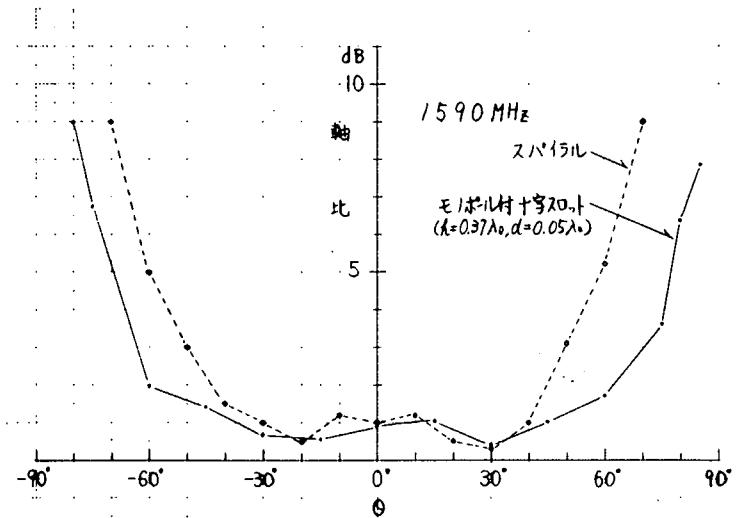


図 4.3.16 スパイラルアンテナとの比較

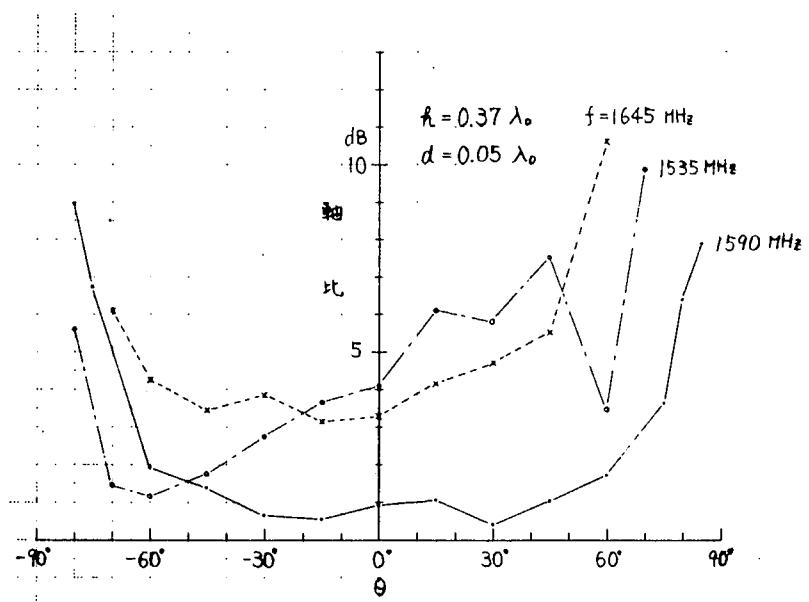


図 4.3.17 軸比の周波数特性

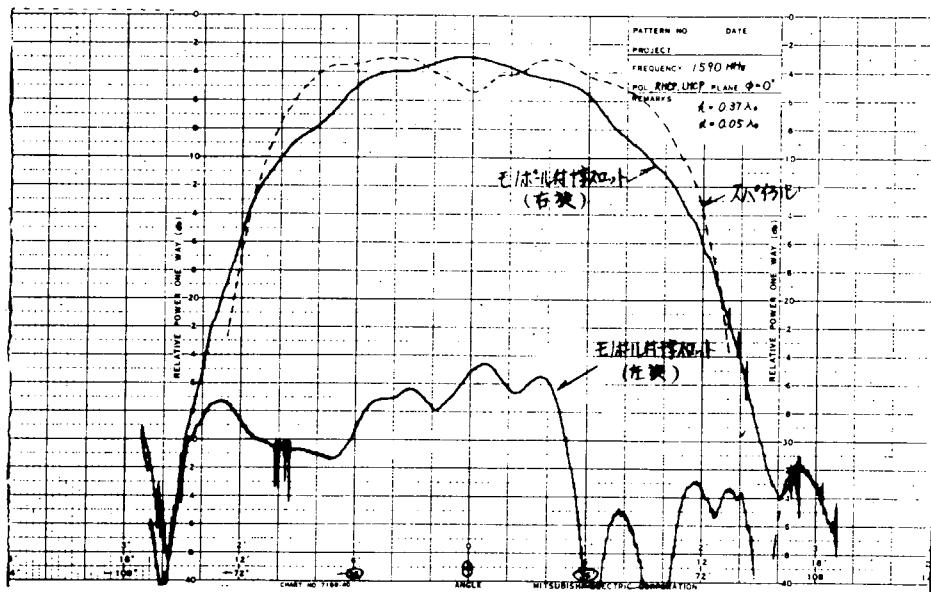


図 4.3.18 放射パターン

4.3.7 考 察

広角での軸比を改善するためにモノポール付十字スロットアンテナを試作し、その特性を測定した。その結果、1590MHzではアンテナ正面から±60°以内で2dB以下の良好な軸比を得ることができ、モノポール付十字スロットアンテナが広角軸比改善素子として有効であることを明らかにした。また、素子間相互結合は、その測定結果からスパイラルアンテナと同程度であると推定され、アレイ用放射素子としても適していると思われる。ただし、海事衛星船舶局用として実用化するためには、周波数特性を改善する必要がある。

4.4 む す び

昭和50年度～51年度に試作し、基本特性を測定した実験用レトロディレクティブアレイ空中線を用いて、マルチバス環境におけるアンテナ特性の測定及び計算値との比較を行った。その結果、実験値は計算値に良く一致し、反射波のレベルが直接波のレベルより小さい通常の場合、マルチバスフェーリングは一般的受動アンテナに比べ大幅に小さくなり、海事衛星船舶局用として好ましい特性を持つことが明らかとなった。

また、海面反射波の影響を減すために、アンテナ素子の軸比は広角度に亘ってなるべく0dBに近いことが望ましいが、十字スロットアンテナにモノポールを装荷する方式を理論計算及び試作実験により検討し、従来の2線式スパイラルアンテナ(±45°)よりも広角(±60°)にわたり2dB以下の軸比の得られることが判明した。相互インピーダンスも2線式スパイラルと同程度以下なので、このアンテナ素子は従来のスパイラルよりもレトロディレクティブアレイ空中線用としてすぐれた特性を持つと云えるが、周波数特性を改善する必要がある。

今年度までの研究により、レトロディレクティブアレイ空中線の基本的性能はほぼ確認できた。本空中線をMARI-SAT用として実用化するのは現在の所経済性の点で問題があるが、数素子程度の低利得空中線ならば経済的に実用化の可能性があり、INMARSATにおいて低利得空中線の仕様が固まる段階になつた時及びその他の小型船舶用の衛星システムの実現の見通しがある場合に実用化を検討したい。

5. 船上の雑音測定と解析

5.1 はじめに

一昨年度、米国におけるM A R I S A T海事衛星システムが登場して以来、着実にその商用化が進展しつつある。他のシステムとしてM A R O T S、I N M A R S A T計画等が引き続き予定され、海上船舶通信の品質、航行安全に画期的な改善が図られようとしている。

これらシステムの発展と共に、種々の形態の海事衛星船舶局装置が登場すると思われるが、船舶局システム設計上及び運用上において、海事衛星受信バンドにおける電波雑音障害を把握しておくことは、非常に重要な問題である。

過去において船舶用機器等の雑音に関する評価、測定例は多く取り扱われているが、それらはいずれもLバンド周波数よりも低い領域に関するもので、特に海事衛星通信バンド（Lバンド）周辺における雑音に関する報告は非常に数が少ない。特にわが国においては類を見ない。

本研究は、昨年度に引き続き実施したもので、*特に海事衛星船舶局の受信バンド 1 5 3 5 ~ 1 5 4 2 . 5 M H z 近傍に注目し、海上における大型船舶上での種々の雑音について、実測、評価した。

実験は湾内及び外洋での雑音をスペクトラムアナライザ、X-Yレコーダによって記録し、雑音の性質と大きさを測定し、現在のM A R I S A T衛星よりの信号レベルと比較検討した。また、狭帯域受信機を用いて陸上（都市）、海上におけるBack ground noise（noise floor）を実測し、さらにこれらの結果から計算によりアンテナ雑音温度を算出して、陸上、海上における差異について検討を行った。

5.2 船上における雑音

船上において受信される雑音としては、船自体より発生する自船の雑音と外部より到来する外部雑音とに大別することができる。それらの発生要因を列記すれば次のようである。

5.2.1 自船雑音発生要因

- (a) モータ及び他の電気機器からの雑音

これは広帯域雑音で整流器や回路ブレーカーのアーキにより生じる。この雑音はH F（3~30 M H z）帯で高レベルであるが、U H F（300~3000 M H z）帯ではかなり減衰する

- (b) H F帯やM F（300~3000 K H z）帯の送信アンテナの絶縁体上に生じるアーキ放電
V H F（30~300 M H z）やU H F帯において広域雑音を発生させる

- (c) M F、H F及びV H F帯の通信機器の高調波

- (d) Sバンド（3 G H z）、Xバンド（9 G H z）帯船舶用レーダーシステムよりのLバンド帯スプリアス放射

- (e) 船内クレーン等のイグニッション回路からの広帯域なインパルス性間欠的雑音

5.2.2 外部雑音発生要因

- (a) 空港にあるレーダ（1300~1350 M H z及びSバンド）より放射されるスプリアス

- (b) 他の船あるいは海岸にある、M F、H F、V H F帯通信機より出る高調波

- (c) 他の船のレーダ（S、Xバンド）より発生するスプリアス放射

- (d) 港に近い都市から発生する連続性雑音

- (e) 荷役用クレーン等に用いられるエンジンのイグニッション回路から発生する広帯域なインパルス的

間欠雑音

(f) 高速道路や橋上の自動車のイグニッション回路から発生する広帯域インパルス雑音

5.3 雜音測定系

雑音測定系を図 5.3.1 に示す。

主要部の特性は次のようである。

(a) アンテナ

開 口	1.28 m ϕ
利 得	24.1 dB (1539.25 MHz)
3 dB ビーム幅	10.5° (1539.25 MHz)
偏 波 面	円偏波 (右回転)

(b) 低雑音プリアンプ (アバンテック)

利 得	53 dB
雑 音 指 数	2.4 dB (1535 MHz)
3 dB 帯 域 幅	1600 ± 200 MHz

(c) スペクトラムアナライザ

Hp 8555A	
周 波 数	0.01 ~ 40 GHz
帯域幅レンジ	100 Hz ~ 300 KHz
帯域幅の正確さ	± 20% (10 KHz のみ ± 5%)
測定レンジ	-130 dBm ~ +10 dBm

(d) X-Yレコーダ

RIKEN DENSHI Model F-42C

(e) 電界強度測定器

アンリツ M-321G

(f) 基準アテネータ

アンリツ MN 54A

低雑音プリアンプで増幅された雑音は、帯域幅 70 MHz の BPF で帯域制限され、スペクトラムアナライザ及び X-Y レコーダで記録される。従って、スペクトラムアナライザでは実効雑音電力が表示される。

Noise floor 実測時には、BPF 出力はダウンコンバータ (NF 6 dB) により 80 MHz 帯に変換され、その後、基準アテネータを経て電界強度測定器で読みとられる。また、入力端を標準無反射終端で接続した場合に対するアンテナ接続時の雑音レベルは、電界測定器の読みが一定となるよう基準アテネータにより測定する。

基準アテネータは、0.1 dB ステップ、1 dB ステップ可変で、減衰量確度は、減衰量 1 dB で 0.05 dB である。電界強度測定器の測定帯域幅は 80 KHz である。

なお、使用したアンテナの指向特性を図 5.3.2 に示す。

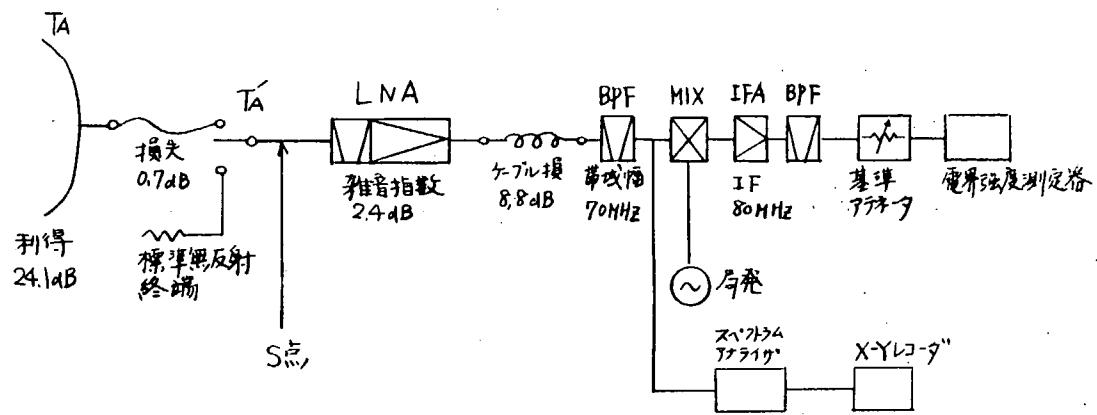


図 5.3.1 雜音測定系の構成

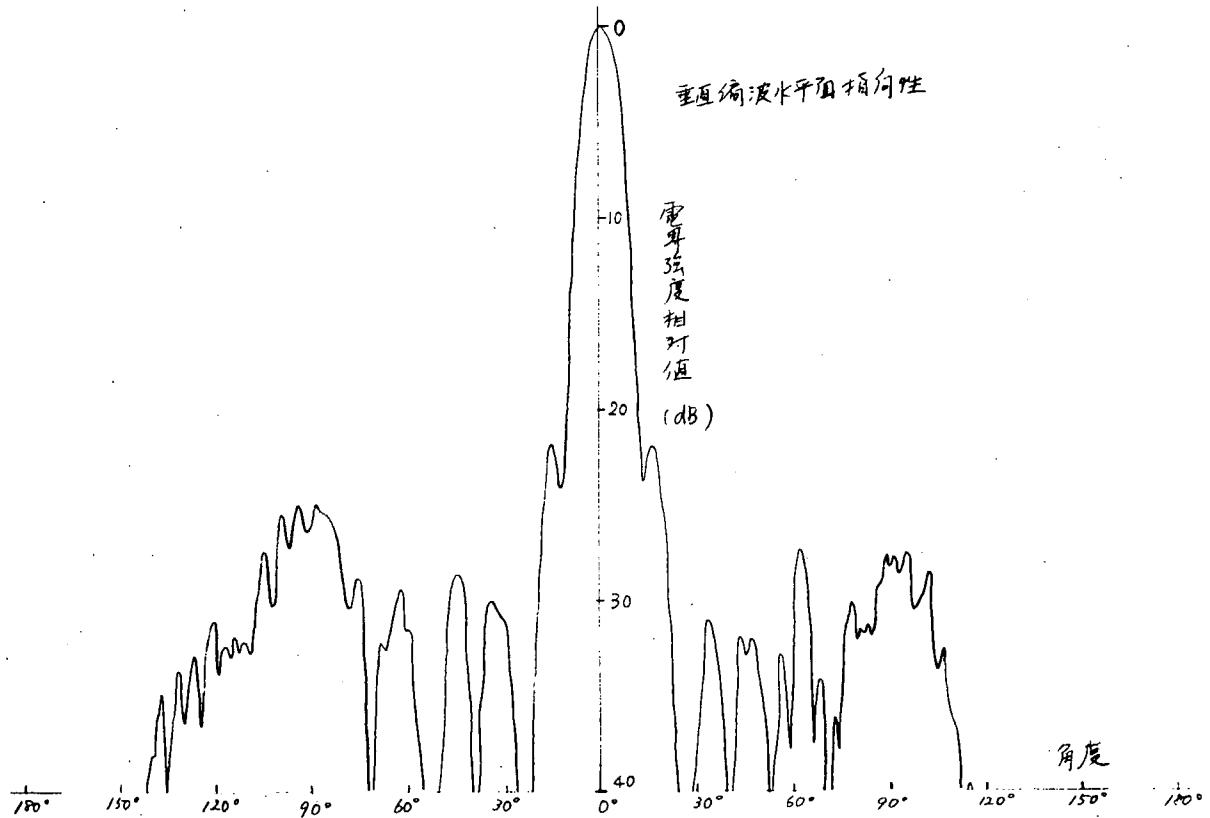


図 5.3.2 アンテナ指向特性

5.4 Noise floor のアンテナ雑音温度

標準無反射終端接続時の電界強度測定器の読み(受信雑音電力) P_1 は、雑音測定器の入力フィルタの基準点(S点)での測定器(受信機)等価雑音温度を T_r 、常温 T_o とすれば、

$$P_1 = k (T_o + T_r) B \cdot G \quad \dots \dots \dots \quad (5.4.1)$$

(Gは測定器の総合利得、Bは通過帯域幅、kはボルツマン定数)となる。

また、アンテナ接続時の電界強度測定器の読みは、 T_A' をS点でのアンテナ雑音温度とすれば、

$$P_2 = k (T_A' + T_r) B \cdot G \quad \dots \dots \dots \quad (5.4.2)$$

となる。

従って、標準無反射終端接続時の雑音電力の読みとアンテナ接続時の読みのレベル比Yは

$$Y = \frac{P_1}{P_2} = \frac{T_o + T_r}{T_A' + T_r} \quad \dots \dots \dots \quad (5.4.3)$$

として与えられる。

無反射終端接続時にS点において換算した1Hz当りのNoise floor レベル n_d は

$$n_d = k (T_o + T_r) \quad \dots \dots \dots \quad (5.4.4)$$

となる。

$$k ; -19.8.6 \text{ dBm} / \text{deg/K}$$

$$T_o ; 290^\circ\text{K}$$

$$T_r ; T_o (F-1) = 21.3.9^\circ\text{K} \quad (F : 2.4 \text{ dB})$$

とすれば

$$\underline{n_d = -171.5 \text{ dBm} / \text{Hz}}$$

となる。

アンテナ接続時のNoise floor レベル n_a は、

$$n_a = k (T_A' + T_r) \quad \dots \dots \dots \quad (5.4.5)$$

となるから、仮に T_A' を 70°K とすれば、 $T_A' + T_r = 283.9^\circ\text{K}$ となり、その結果

$$n_a = -174.0 \text{ dBm} / \text{Hz}$$

となる。

T_A' が 70°K の場合には、上記 Noise floor レベルの差、即ち式(5.4.3)の電測器の読みのレベル比Yは 2.5 dB となる。

一方、アンテナ給電部での雑音温度を T_A' 、測定器(受信機)入力までのケーブル損失をLとすれば、受信フィルタ入力点でのアンテナ雑音温度 T_A' と T_A の関係は

$$T_A' = \frac{T_A}{L} + T_o \left(1 - \frac{1}{L}\right) \quad \dots \dots \dots \quad (5.4.6)$$

($L > 1$)となる。

式(5.4.3)と式(5.4.6)より、ケーブル損失L、測定器等価入力雑音温度 T_r 、及び標準無反射終端接続時とアンテナ接続時の受信雑音電力レベル比Yを用いて、アンテナ雑音温度 T_A を求めれば、計算上

$$T_A = L (T_o + T_r) \left(\frac{1}{Y} - 1\right) + T_o \quad \dots \dots \dots \quad (5.4.7)$$

として与えられる。

5.5 測定結果

雑音測定は、3種の大型船舶

- ① 日本郵船所有のコンテナ船「兵庫丸」9,053トン
- ② 昭和海運の鉱石油槽船「扇昭丸」19,000トン
- ③ 日本郵船のコンテナ船「榛名丸」16,000トン

において、横浜、川崎、大井（東京）、大阪、福山（広島）の5箇所の港湾内と横浜～大阪間及び川崎～福山間航行中の洋上において実施した。

測定に際しては種々の都市に隣接した港湾あるいは洋上において、自船の雑音も含め、雑音発生の場所、雑音の種類、そのレベルに関するデータ取得をそのポイントとし、現在のM A R I S A T衛星よりの受信電力レベルとの比較において雑音量を評価することとした。

次に各実験において得られた特徴ある結果について示す。

5.5.1 測定1；コンテナ船「兵庫丸」での測定

第1回目の船上雑音測定実験が昭和52年7月4日～7月6日にわたり、日本郵船所有のコンテナ船「兵庫丸」9,053トンにおいて、横浜（本牧ふ頭）、大阪南港間にて実施された。

(1) 横浜本牧ふ頭停泊中

まず、図5.5.1に船上の雑音測定実施場所とその写真を示す。1.2mφのアンテナと低雑音増幅部は、コンパスブリッジデッキ上に、スペクトラムアナライザ、X-Yレコーダ等は操舵室内に配置した。

図5.5.2は横浜港湾内実験場所の環境を、また、船舶の航路を図5.5.3に示している。

接岸時に問題になるのは、近傍市街地より発生する雑音や港湾周辺の工場、造船所より発生するものが考えられる。

当地点においてM A R I S A T衛星をみる仰角は33°である。この仰角で受信される雑音を調べるために、この仰角一定のままで、方位角（AZ）を変化させ測定した。

図5.5.4は、AZ135°で受信したM A R I S A T衛星よりの信号波で、アンテナは丁度東京湾上を指向している。受信帯域幅1KHzにおいて、衛星よりの信号はNoise floorより13～18dB高いレベルにある。この場合、衛星よりの信号以外に何ら雑音は受信されない。図5.5.5は、X-Yレコーダによる特性である。レコーダの応答特性により、受信信号波のピーク値を正確に記録することは出来ない。

図5.5.6は、方位角AZ280°の市街地方向の特性である。丁度同方向にはマリンタワー、国際海上VHF局等がある。1535MHz及び1538.5MHz近傍にNoise floorレベルより10～20dB高い顕著な雑音がみられる。写真中央部の連続的な雑音は人為的なものと思われるが、短時間で消滅した。

入江を隔てて3～4Km先に火力発電所、高速道路や多くの工場が密集する。方位角AZ25°の方向の状況を図5.5.7、図5.5.8に示す。

Noise floorより5dB程度高いレベルに達する極めてランダムな雑音が広帯域にわたって発生している。

最も特徴ある雑音として、等時間間隔（当地では12秒）で発生する間欠的パルス性の雑音が他の多くの場所をも含めて観測される。後にこの種の雑音を示すが、工場地帯特有（あるいは特殊なレーダ）のものと思われ、極めてそのレベルは高い。

(2) 横浜、大阪間航行中

船舶が外洋に向って進むにつれ、雑音による影響は減少する。工場地域、市街地より数Kmはなれた所で、種々の対象物に向い仰角33°にて測定を行ったが、ほとんど先の如き雑音を受信することは出

来なかった。

外洋においては、 5° 程度の低仰角においても外来雑音は観測されないが、時折、特定の方向から非常に強い雑音（信号）が到来することが確認された。

図5.5.9は、PM3:55頃、方位角AZ 30° 、仰角EL 5° の状態で沼津方向より受信したもので、丁度10秒間隔で周期的に発生する間欠的なパルス性雑音である。図5.5.10は、そのX-Yレコーダ上での記録である。洋上では、この特別な雑音以外に顕著なものは全く受信されない。

外来雑音の皆無な状態で、S、Xバンドレーダ、及びVHF無線機(157.4MHz)を動作させその影響を観測したが、雑音特性において全く異常がみとめられなかった。

先の10秒間隔で発生するパルス性の雑音は、PM0:57利島沖合AZ 270° 、EL 5° の方向で、非常に高レベルで観測された。

航行中、往来する種々の大型船舶に対し、アンテナを指向し、測定を試みたが何ら船舶より発生する雑音は受信できなかった。

ただし、船舶（フェリーポート）のみ図5.5.11の如き雑音を観測した。対象船舶までの距離は約1Km、仰角EL 5° で測定している。

(3) 大阪南港停泊中

図5.5.12に大阪南港周辺の状況を示す。

5.5.1-(1)で示したのと同様、M A R I S A T衛星をみる仰角EL 30° 一定とし、方位角AZを変え周辺雑音を調べた。特徴ある雑音特性を図5.5.13(a)～図5.5.13(e)に示している。

方位角AZが $350^{\circ} \sim 20^{\circ}$ の範囲にわたって高いレベルの雑音を受信する。AZ $30^{\circ} \sim 260^{\circ}$ においては図5.5.13(e)のようにほとんど雑音の影響を受けない。

最も著しい雑音は、方位角AZ 10° の方向からのもので、Noise floorレベルより 15dB 程度高くなり、衛星よりの信号レベルと同程度に達する。

周辺には、半径4Km以内に各種の工場、造船所、火力発電所、高速道路、種々の鉄道が混在し、特に雑音源を見極めるのは不可能である。

図5.5.14は、AZ 20° の状態で、仰角ELを 5° までさげた場合を示す。横浜港でみられたのと同様の連続性の雑音が観測される。

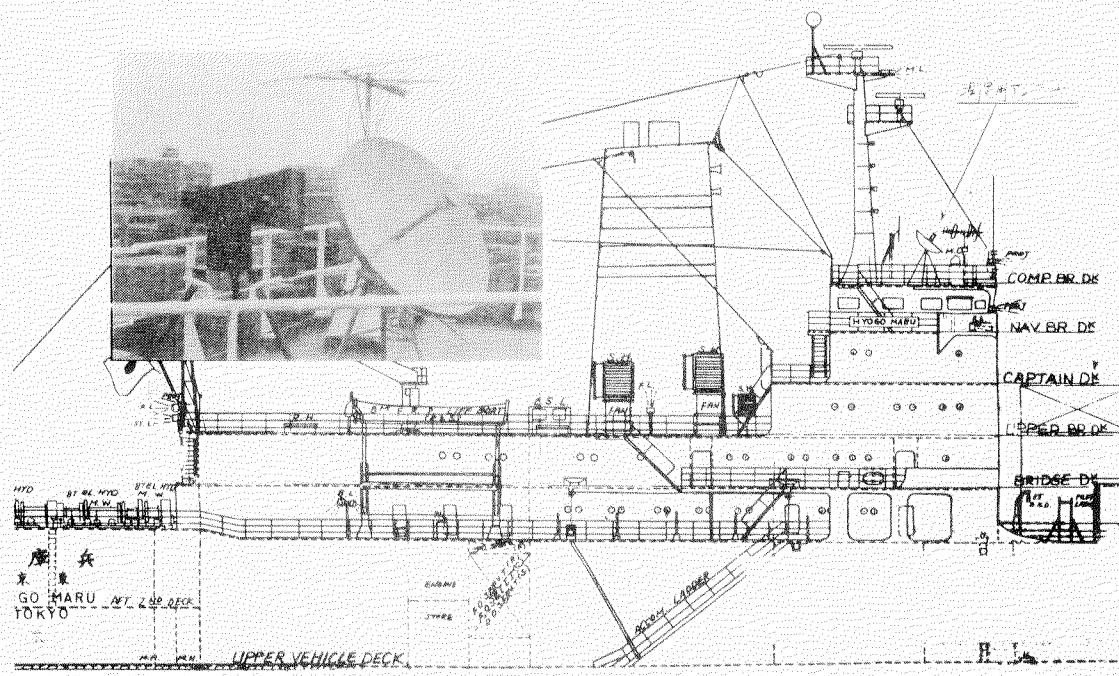


図 5.5.1 船上測定実施場所

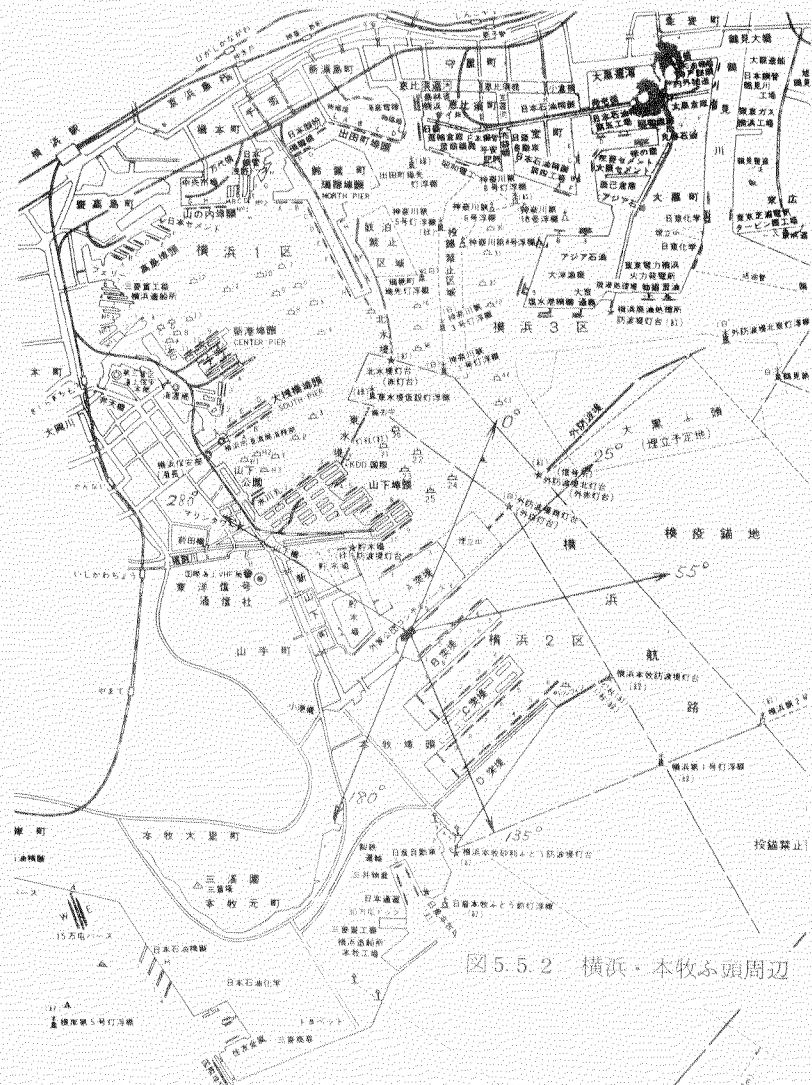


図 5.5.2 横浜・本牧ふ頭周辺

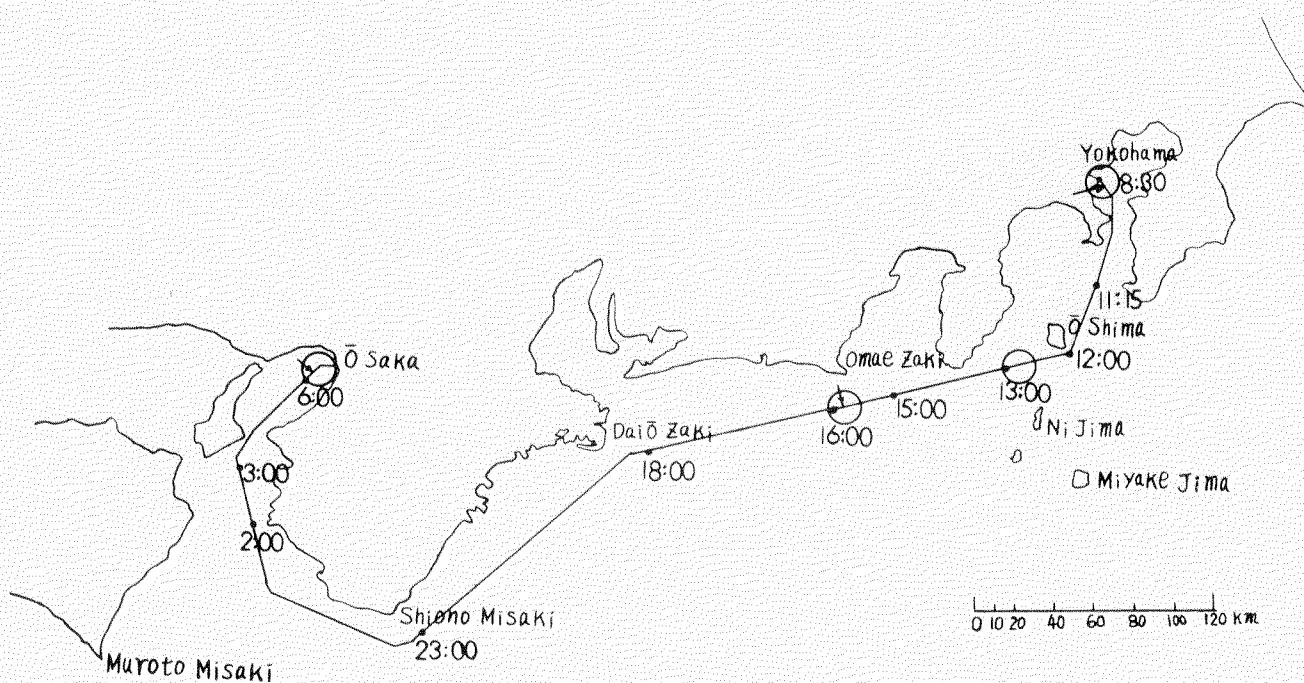


図 5.5.3 兵庫丸の航路

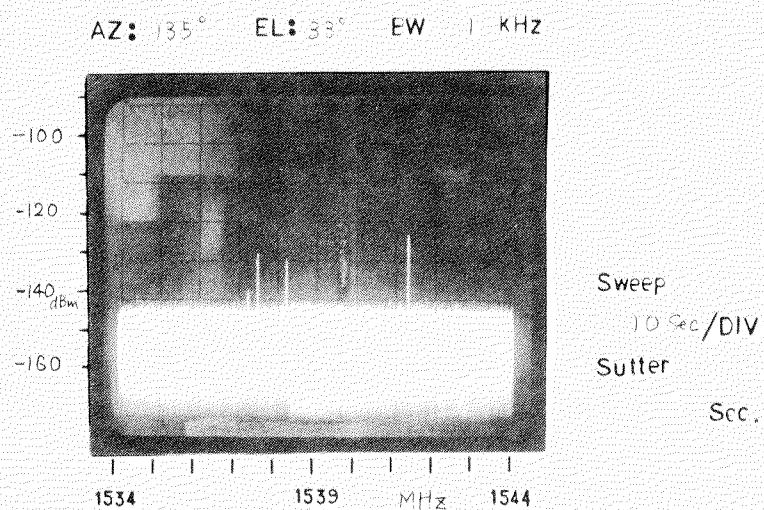


図 5.5.4 MARI SAT衛星よりの信号波

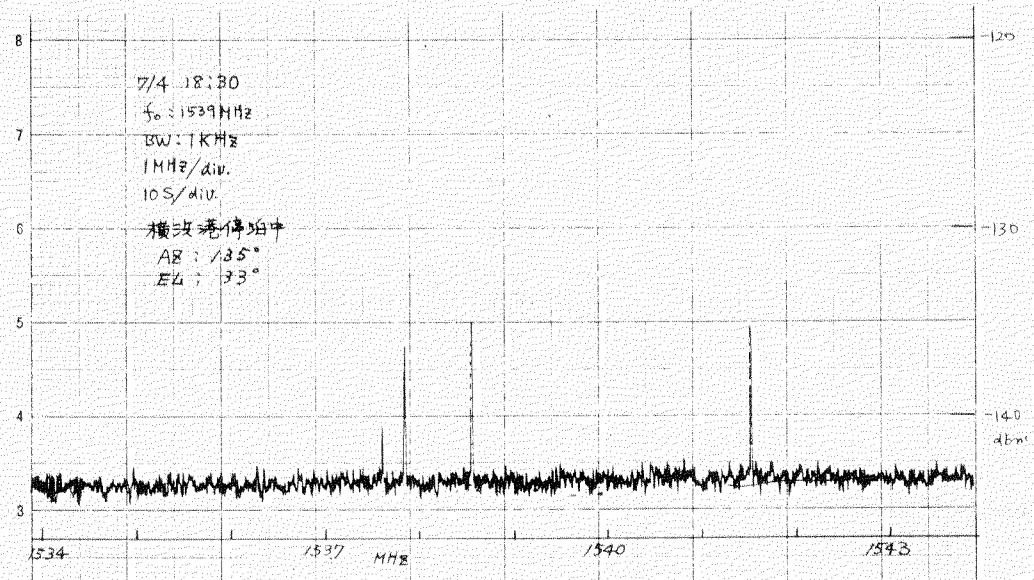


図 5.5.5 MARISAT衛星よりの信号波

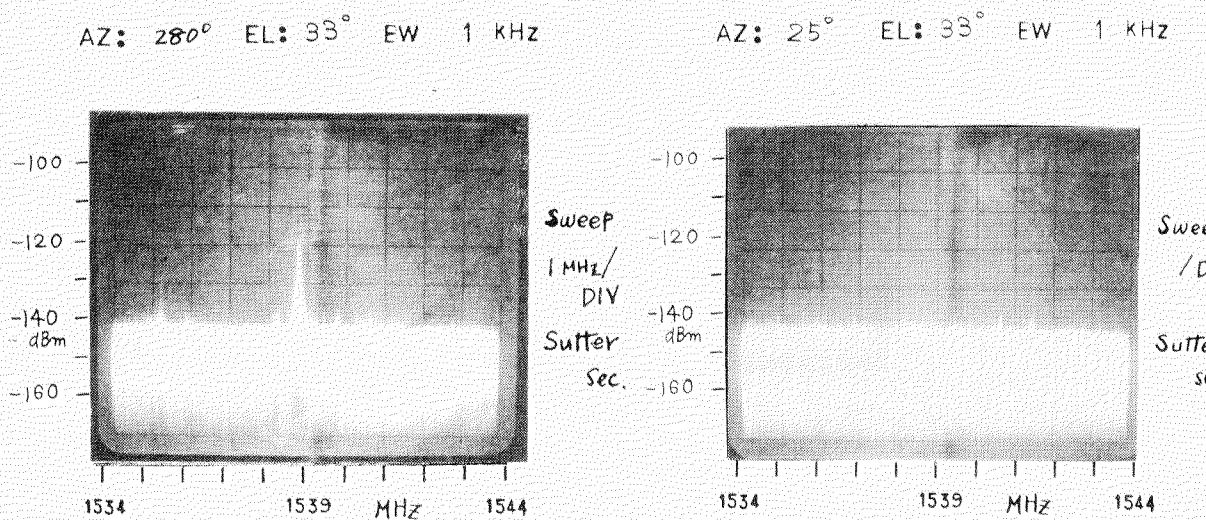


図 5.5.6 マリントワード方向

図 5.5.7 工場方向

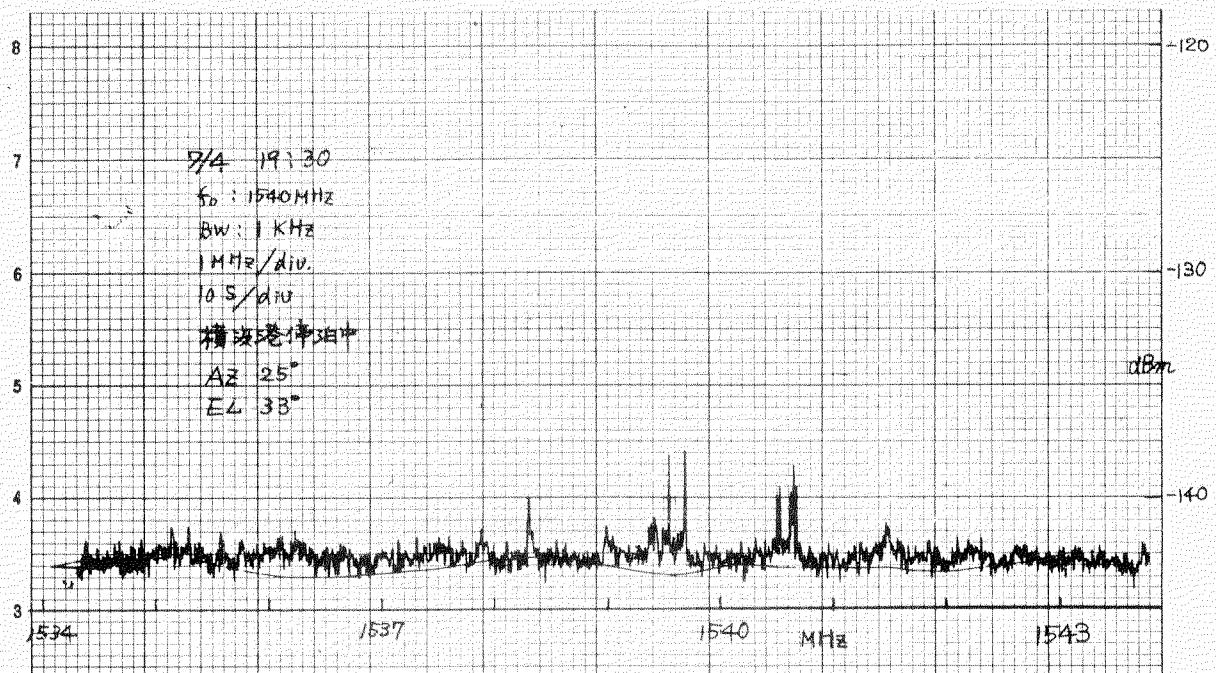


図 5.5.8 工場方向

AZ: 30° EL: 5° EW 30 KHz

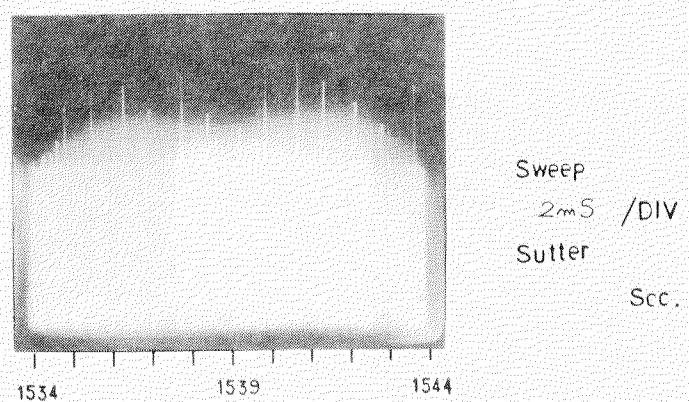


図 5.5.9 間欠的パルス性雑音

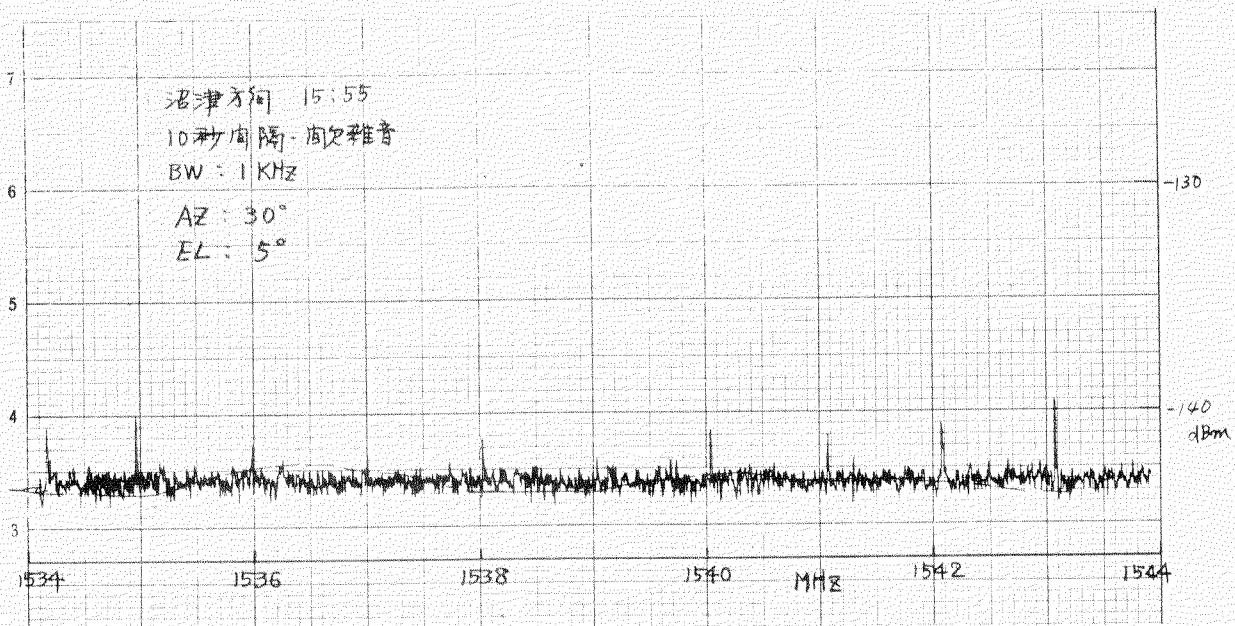


図 5.5.10 間欠的パルス性雜音

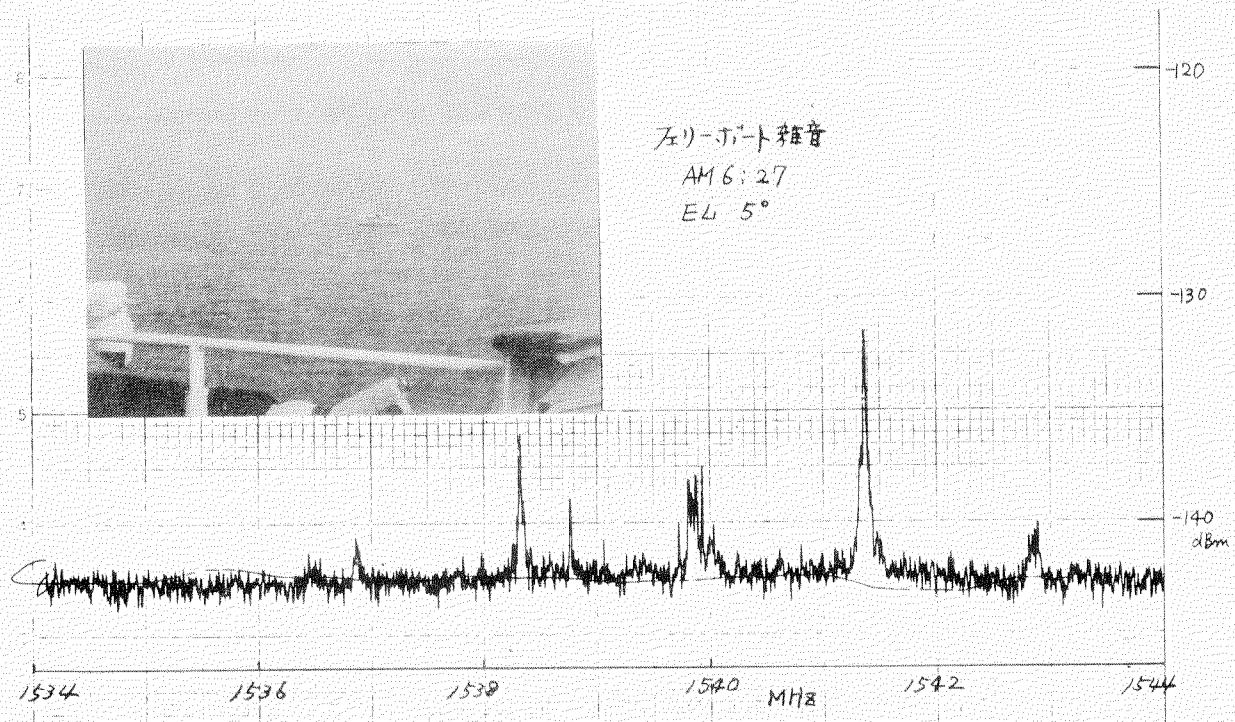


図 5.5.11 フェリーボートからの雜音

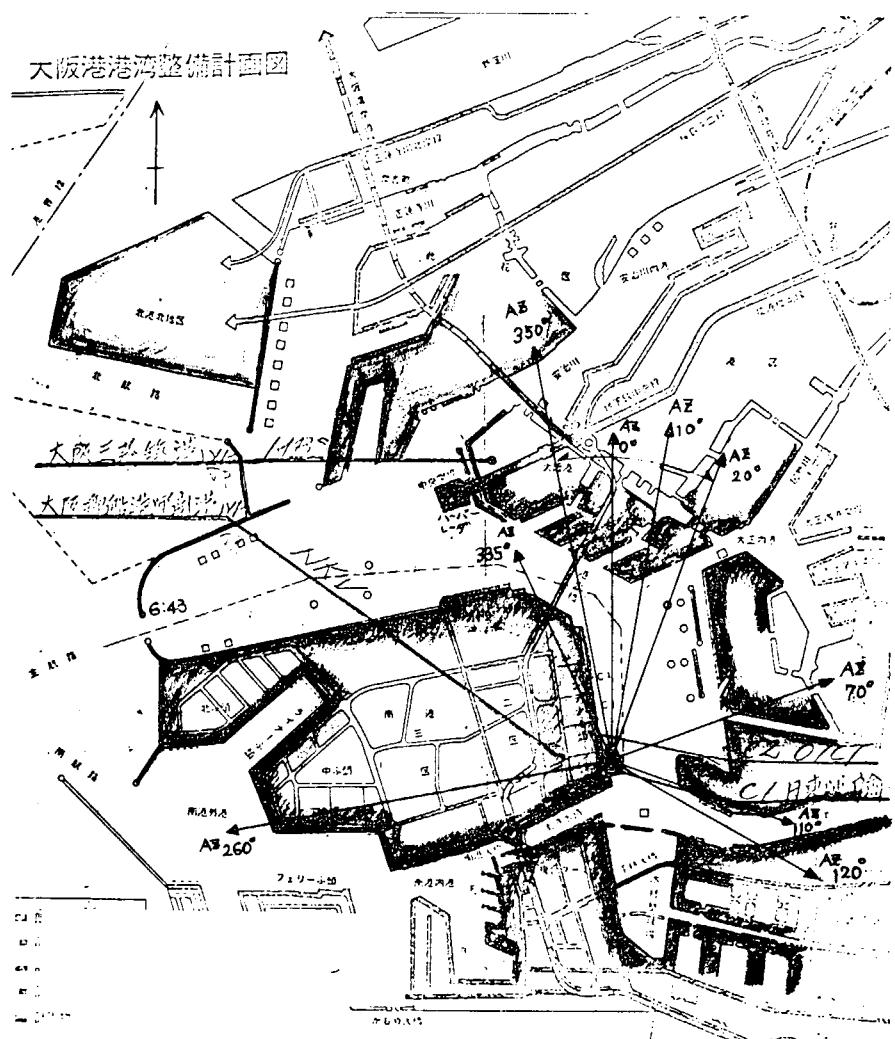


図 5.5.12 大阪南港周辺

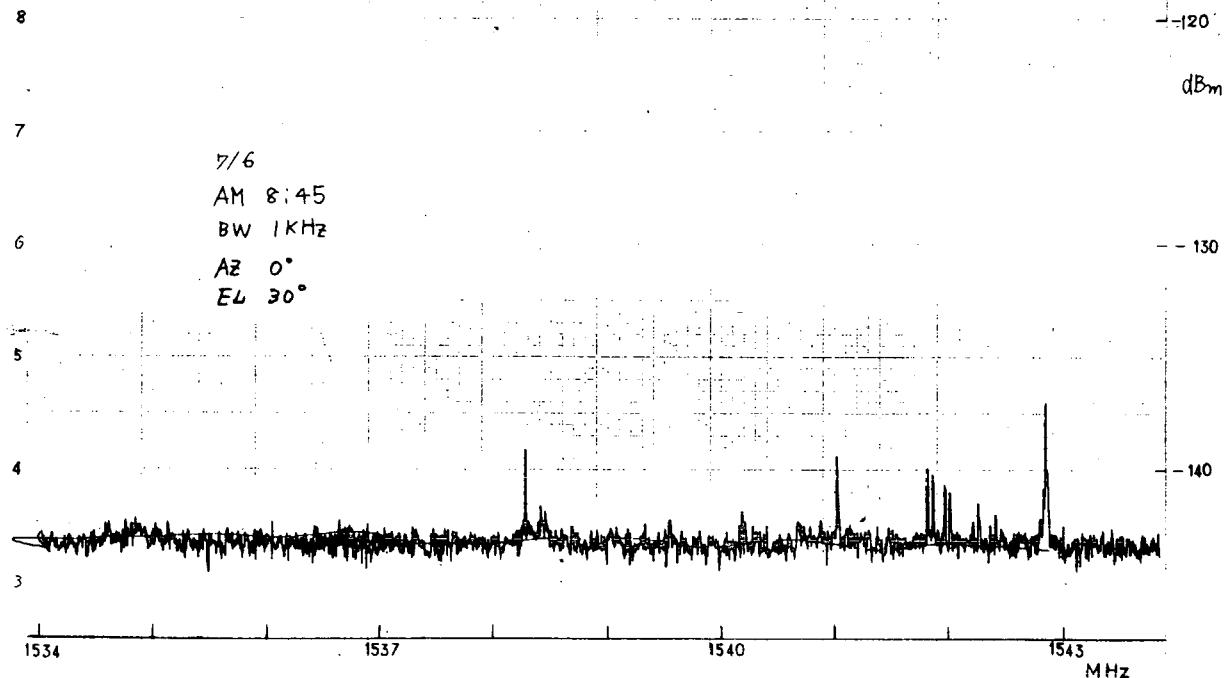


図 5.5.13(a) 南港周辺の雑音

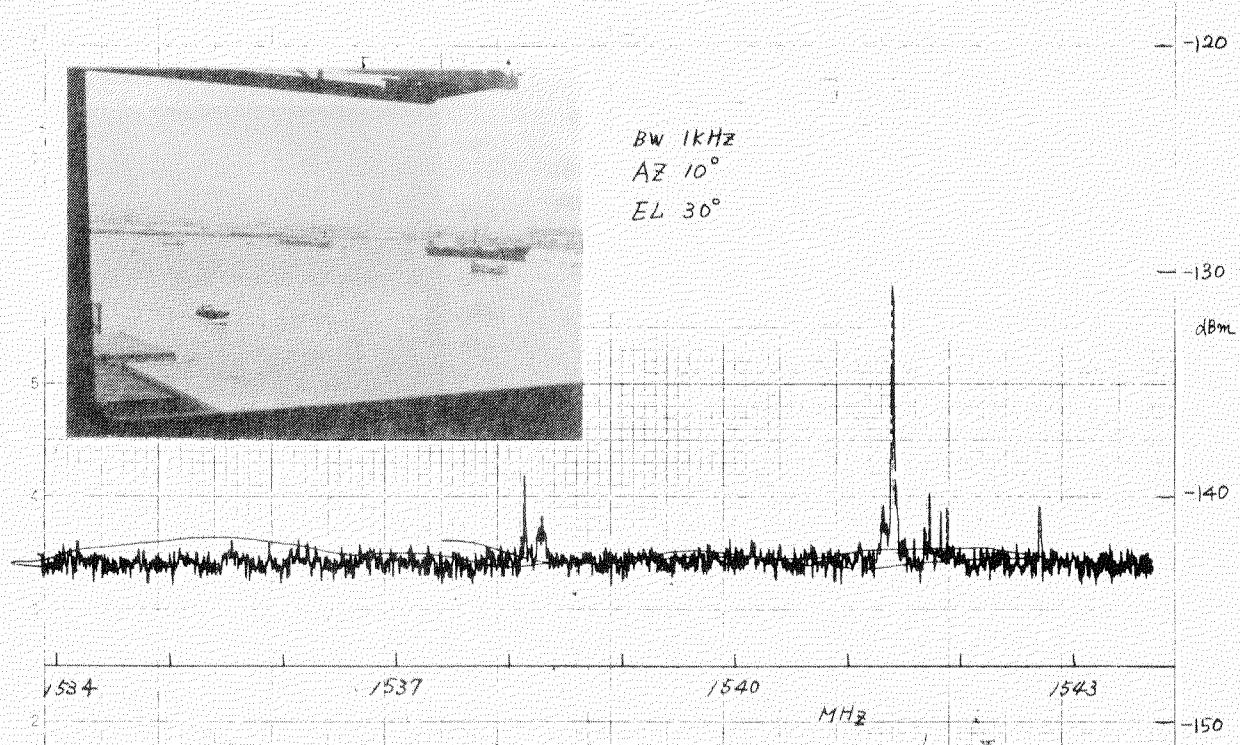


図 5.5.13(b) 南港周辺の雑音

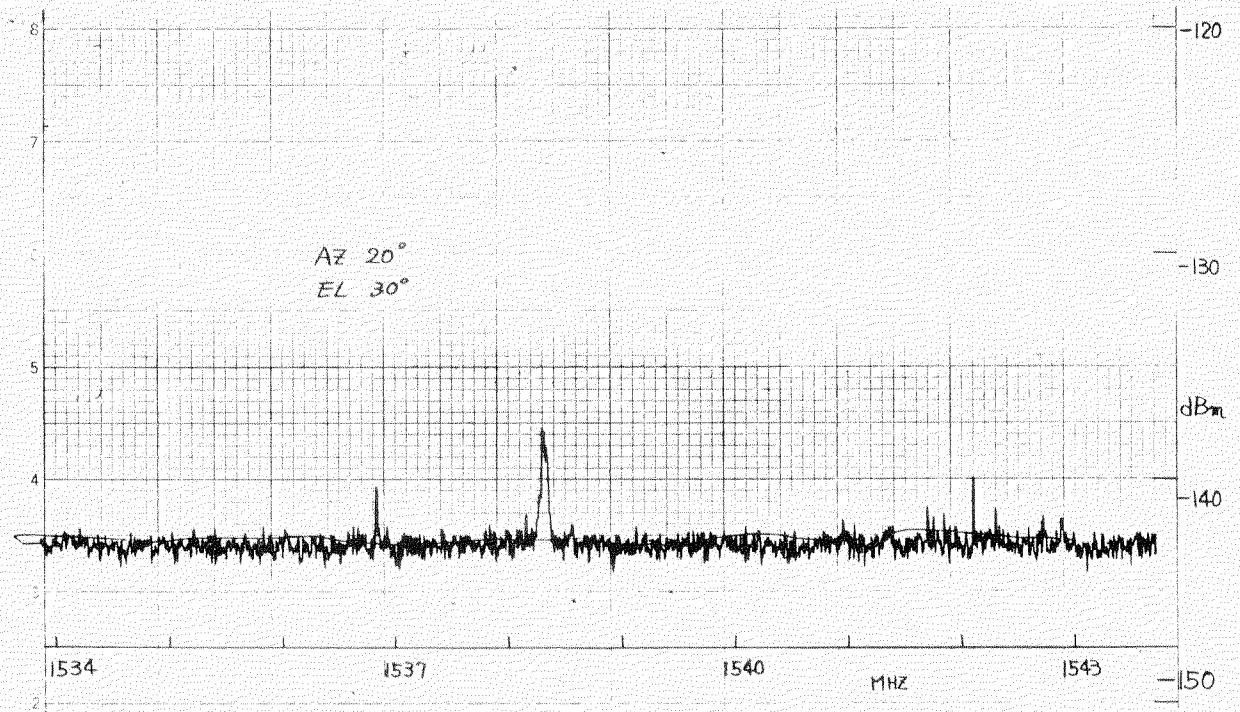


図 5.5.13(c) 南港周辺の雑音

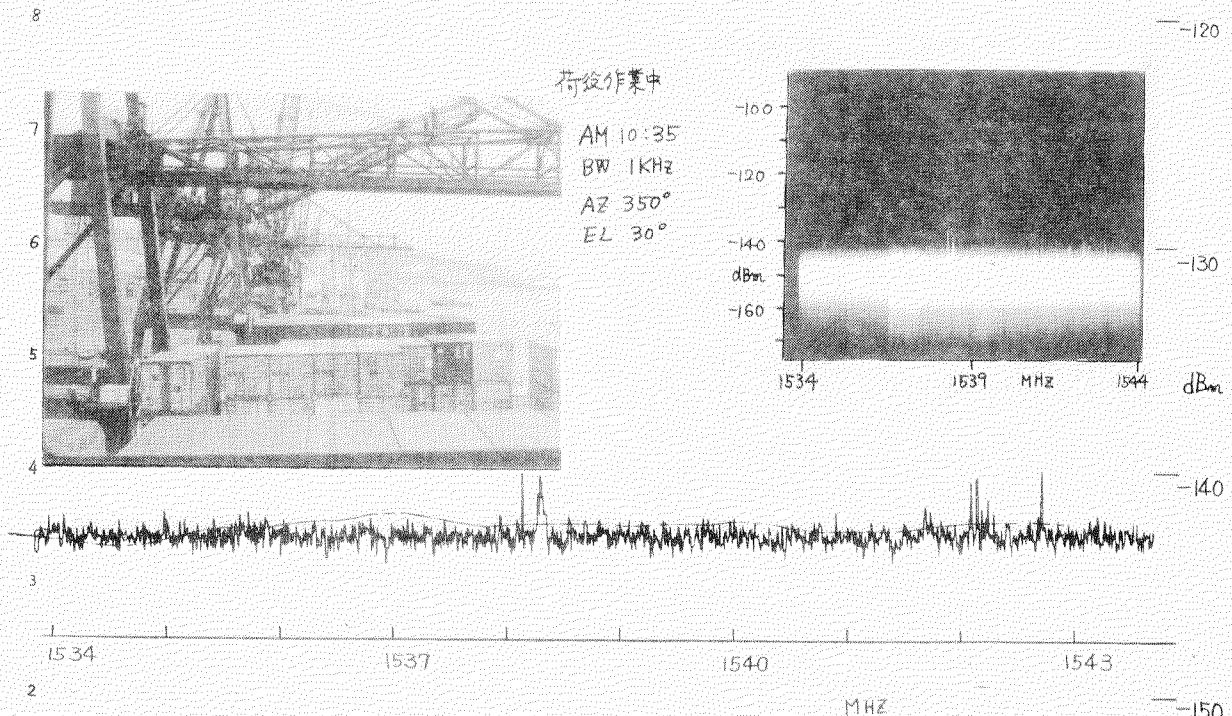


図 5.5.13(d) 南港周辺の雑音

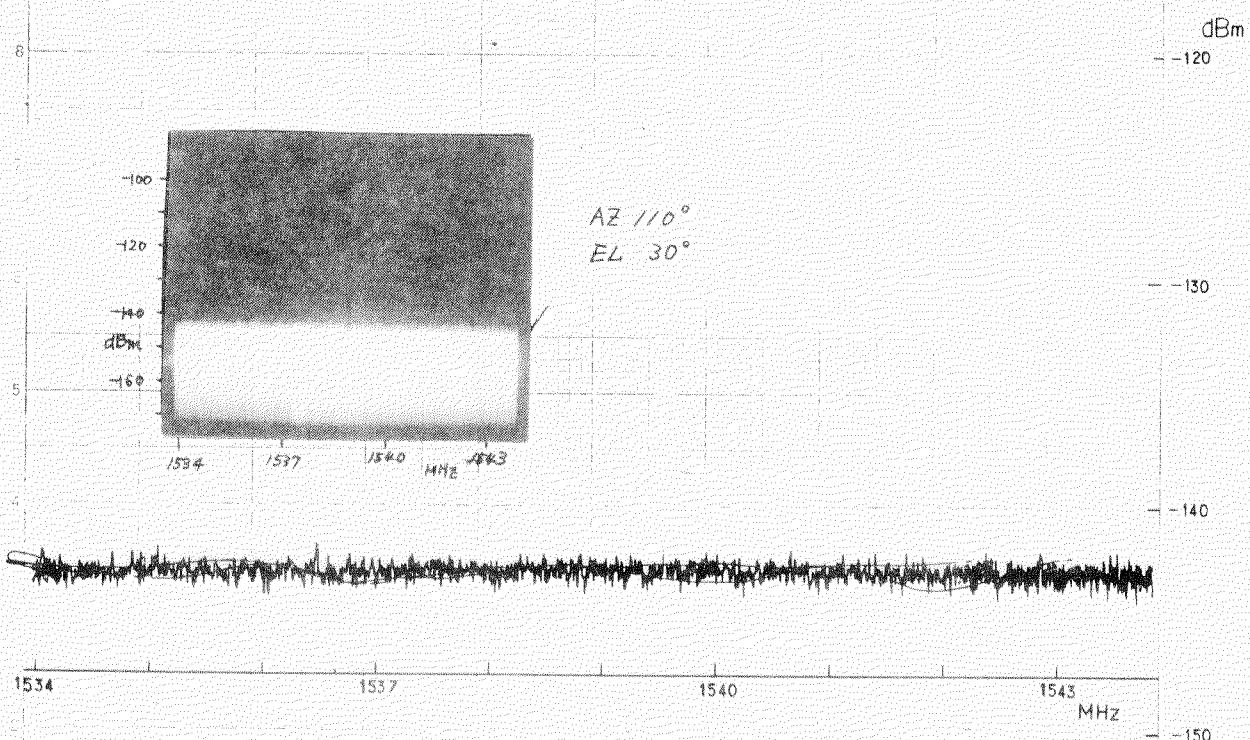


図 5.5.13(e) 南港周辺の雑音

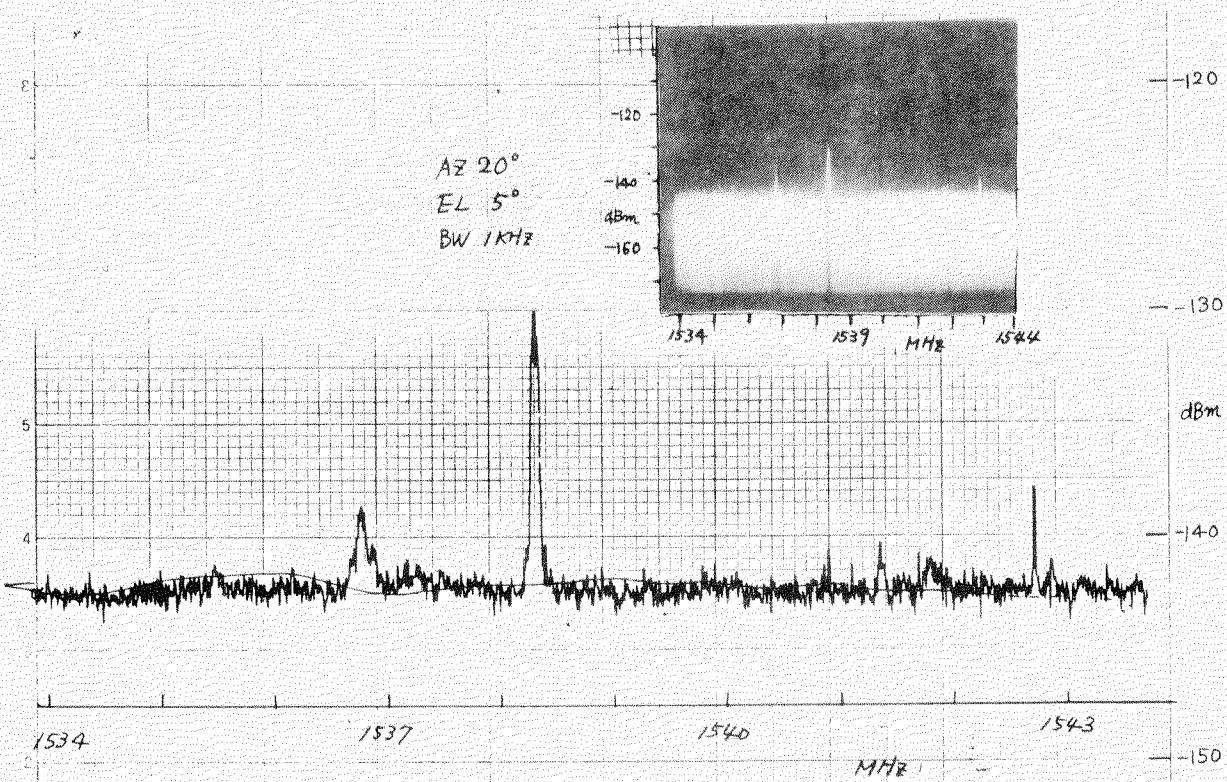


図 5.5.14 南港周辺の雑音

5.5.2 測定2：鉱石油槽船“扇昭丸”での測定

第2回目の雑音測定実験は、昭和52年8月3日から8月5日にわたって、川崎・扇島より広島・福山港間で、昭和海運所有の鉱石油槽船“扇昭丸”(190,000トン)において実施した。扇島、福山における港湾内雑音は、先の横浜、大阪で観測されたものとほとんど同様の特性を示し、また、外洋における受信雑音も前回と同様、ある特定の場所を除いて何ら問題になるものはなかった。

洋上において、S、Xバンドレーダ及びVHF送信機を動作させたが、全く雑音特性上異常を認めなかつた。

次に目立った2、3の特性について示す。

海岸線より数Km以上離れ、陸上雑音の影響をほとんど受けない洋上において、ある特定の方向より突如として強い障害波を受ける地点がある。

測定1においても類似の雑音を確認しているが、それは9秒ないし10秒間隔で規則的に発生する広帯域をパルス性雑音である。

図5.5.15にそのスペクトラムを示している。この種の雑音は、例えば、千葉県館山方向、湖岬方向にアンテナを低仰角で指向したときに強く受信する。

福山港停泊中、近傍の製鉄所方向より図5.5.16の如き、等周波数間隔で連続的に発生している雑音を受信した。これはアンテナが低仰角5°の場合で、Noise floor レベルより15dB程度高いが、仰角EL 30°以上ではNoise floor レベル以下になる。

AZ: 280° EL: 5° EW 10 kHz

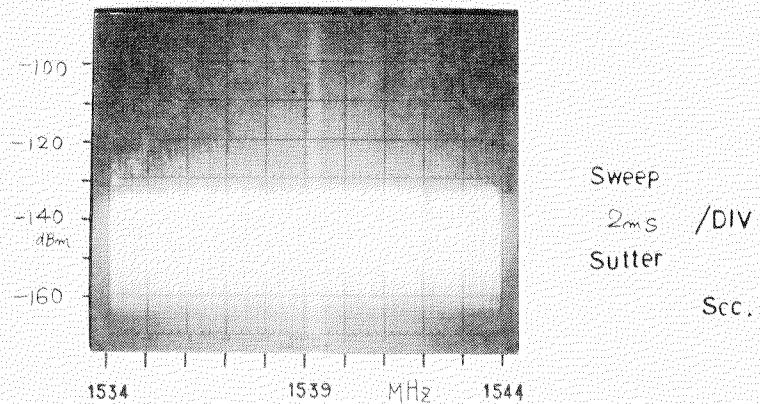


図 5.5.15 間欠的なパルス性雑音

AZ: 350° EL: 5° EW 0.3 kHz

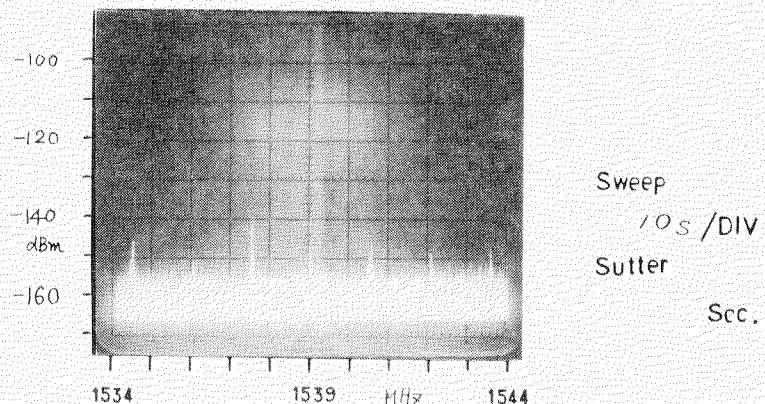


図 5.5.16 製鉄所方向よりの雑音

5.5.3 測定3；コンテナ船「榛名丸」での測定

第3回目の船上雑音測定実験は、昭和52年10月18日、19日にわたって東京湾大井ふ頭において、日本郵船所有のコンテナ船「榛名丸」(16,000トン)にて実施した。実験は、5.5.1、5.5.2の場合と同様に、コンパスブリッジデッキ上において、同じ測定器を用いて行ったが、特に今回は電界強度測定器を使用し、陸上及び海上方向でのNoise floorの相異を検討することを主目的とした。

図5.5.1.7に測定環境と測定実施船舶の写真を示す。測定地点の東側は海上で、西側がコンテナふ頭であり多くのコンテナ専用クレーン、運搬車が稼動中である。周囲2～4Km以内には、東京国際空港、新幹線修理工場、高速道路、多くの工場などがある。

先の実験でも度々観測されているが、最も顕著な雑音は、約10秒間隔でくり返す間欠的なパルス性雑音である。図5.5.1.8にその特性を示す。ここには、Noise floorより30dB以上も高い10秒間隔のパルス性雑音とそれよりもはるかに小さく、5dB程度高くラジタムなインパルス性雑音の2種類の雑音が混在している。

この大きなレベルの雑音は、特定の工場から発生しているものと思われるが、特にアンテナを方位角AZ 250°±10°方向に指向させた場合に著しくその影響を受ける。この種の雑音と衛星受信信号のレベル関係は、図5.5.1.9において示される。写真はAZ 130°、EL 33°の状態でM A R I S A T衛星よりの信号をとらえたものである。

衛星よりの信号が3波受信されているが、これに対し先の10秒間隔で発生する雑音は同程度かそれ以上のレベルで受信されている。

湾内で問題となる他の雑音は、船舶の誘導、荷役時などでしばしば使用される簡易無線機のスプリアス成分である。

図5.5.2.0はアンテナの指向方向の真横約2m離れて簡易無線機を動作させた場合のスプリアス特性を示している。約1MHz間隔で広帯域に発生している。このスプリアス輻射の程度は、同型無線機でも物により大幅に異なるようである。

5.5.4 Noise floorとアンテナ雑音温度

通常、アンテナ雑音温度はアンテナ給電部で、冷却ダミーと基準アテネータを使用し、アンテナ接続時と冷却ダミー接続時の受信雑音レベルを測定することにより求められる。

今回の測定では、種々の環境下におけるNoise floorの差異を求める目的としたため、先の図5.3.1に示した測定系を用いて、無反射終端接続時を基準としたアンテナ接続時の雑音電力のレベル差を測定した。また、雑音温度としても換算し評価した。

(1) 都市内での測定

東京、品川駅東(海岸)側にある沖電気事業所屋上にて測定を行った。測定環境を図5.5.2.1に示す。

仰角EL 5°、10°、33°、70°に対し、アンテナ方位角を変化させた場合の標準無反射終端接続時よりの雑音電力レベル差を図5.5.2.2に示す。いずれもアンテナ接続時の雑音電力レベルは、無反射終端接続時にくらべて低くなる。

仰角EL 5°の場合、AZ 20°～50°にわたって雑音電力特性が急激に変化しているが、これはアンテナ前方7mにある給水塔がアンテナビーム内に入っているためである。

方位角AZ 260°以上では、丁度測定場所の建物の一部がアンテナビーム内に入るため雑音レベルが増加している。ELが30°以上になるとアンテナビームが給水塔よりはずれ、アンテナ雑音電力は低下する。

先に示した式(5.4.7)を用いてアンテナ雑音温度に換算すると図5.5.2.3のようになる。

アンテナ雑音温度は、仰角が高くなるにつれて下がり、仰角70°において39°K程度と推定され

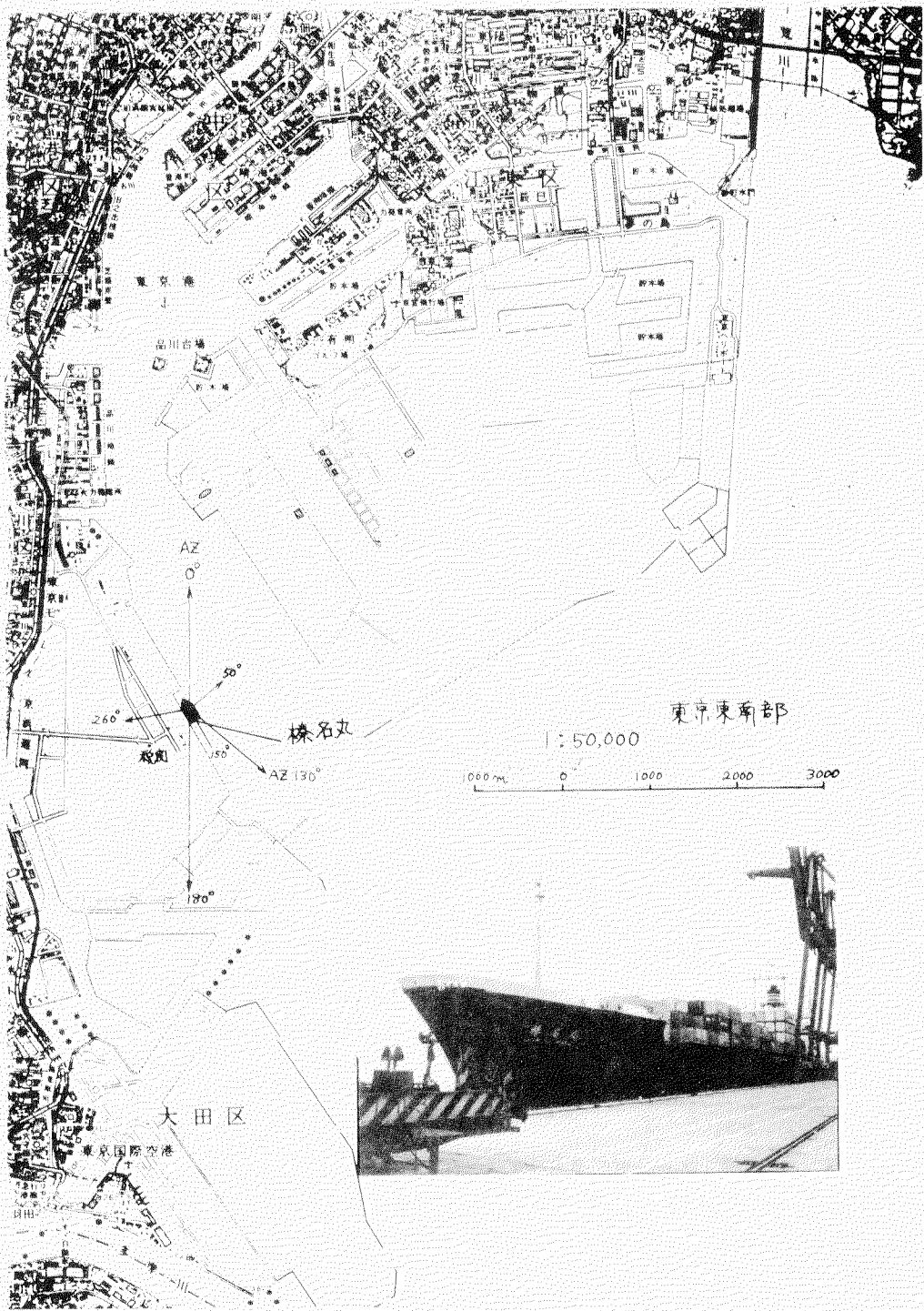


図 5.5.17 実験環境と測定実施船

る。

次に方位角AZ 170°一定とし、仰角を変えた場合の雑音温度測定値を図5.5.2.4に示す。

先の場合と同様、雑音電力レベルを測定し、式(5.4.7)により計算したものである。仰角10°以下になると急激に雑音温度は高くなり、10°以上ではほぼ一定値39°Kを示している。

太陽よりの雑音電力及びM A R I S A T衛星からの信号電力を同様の方法で測定し、雑音温度換算した値を同図5.5.2.4に示している。

(2) 船上での測定

測定は先に示したコンテナ船樽名丸の船上で5.5.4-(1)の場合と同様の方法により行った。

まず、仰角ELを5°、22°、33°とそれぞれ一定に保ち、方位角を変化させた場合の雑音電力(標準無反射終端の場合との相対値)レベルを図5.5.2.5に示している。いずれの場合も無反射終端接続時にくらべて1.6~2.6dB低い。これを雑音温度に換算すれば図5.5.2.6のようになる。

仰角EL 33°は丁度海事衛星方向の角度に相当するが、この場合でもアンテナが陸上か海上を指向することによりNoise floor(雑音温度)レベルがかなり異なる。

方位角AZが50°~150°間では、雑音レベル(雑音温度24°K)が低く、180°~260°間では雑音レベル(雑音温度63°K)が高くなっている。前者は海上方向、後者は空港、高速道路、種々の工場のある陸上方向に対応する。

図5.5.2.7は、方位角80°一定の状態で仰角に対する雑音温度を求めたものである。仰角30°以上でアンテナ温度は24°Kと推定される。

都市内での測定値が仰角0°~90°において147°K~39°Kであったのが、海上においては95°K~24°Kと低くなっている。

いずれの場合も仰角10°あたりを境にしてアンテナ雑音温度は急激に変化している。

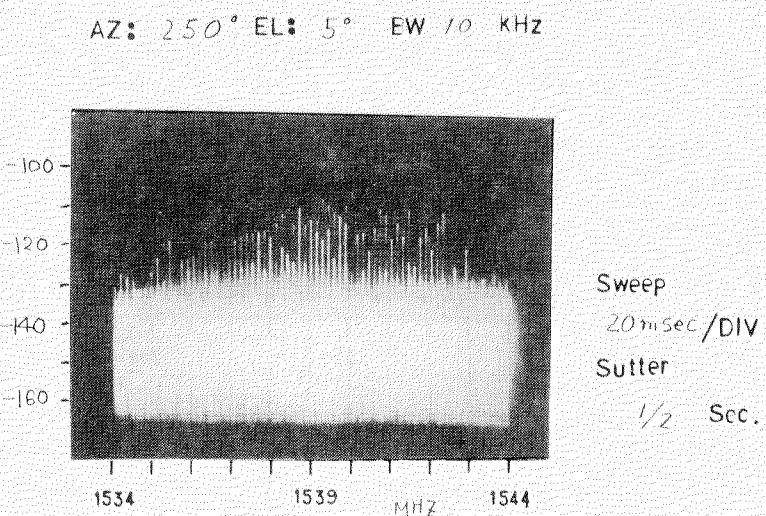


図5.5.18 間欠的なパルス性雑音

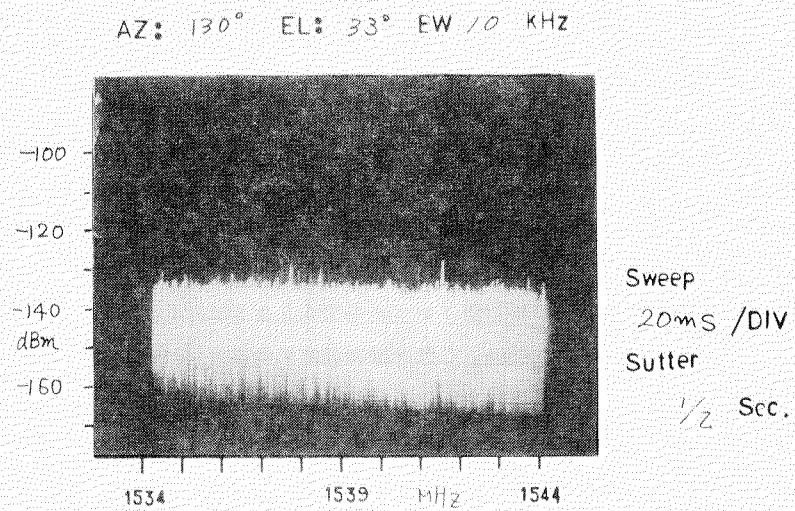


図 5.5.19 衛星よりの信号と雑音

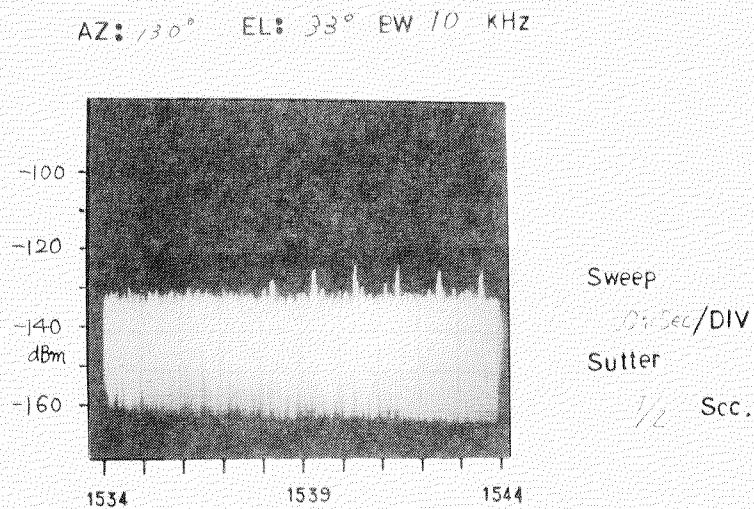


図 5.5.20 簡易無線機による雑音

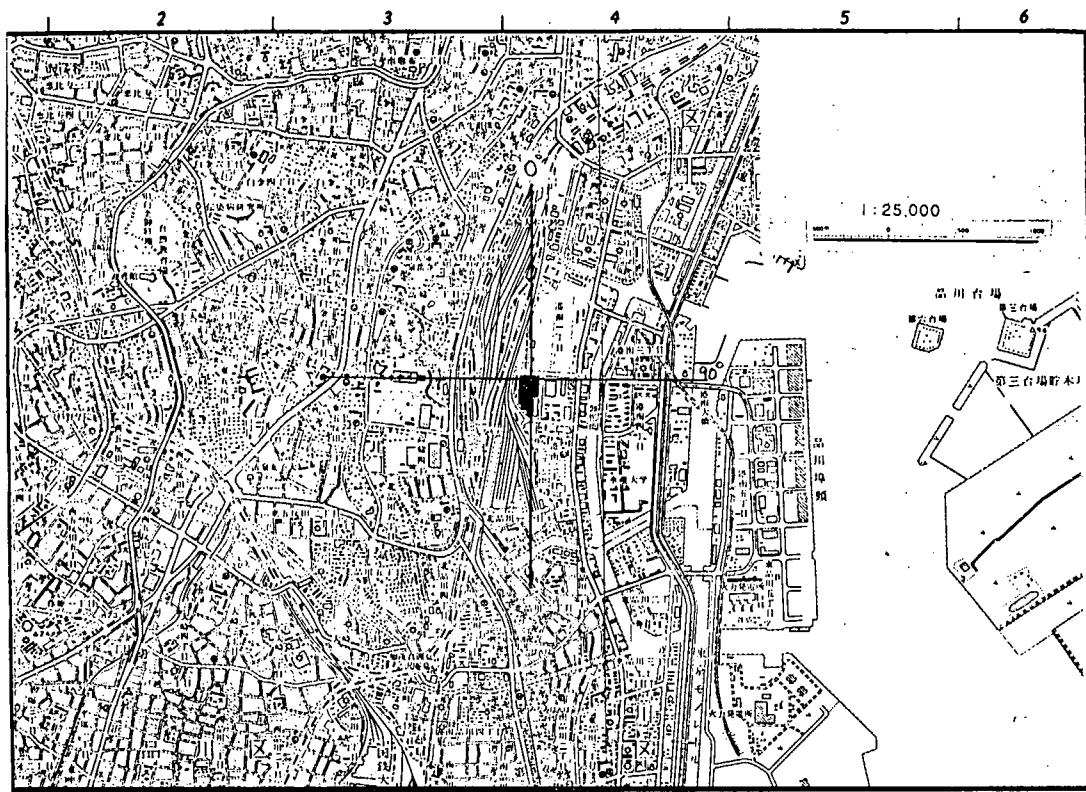


図 5.5.21 都市内実施環境

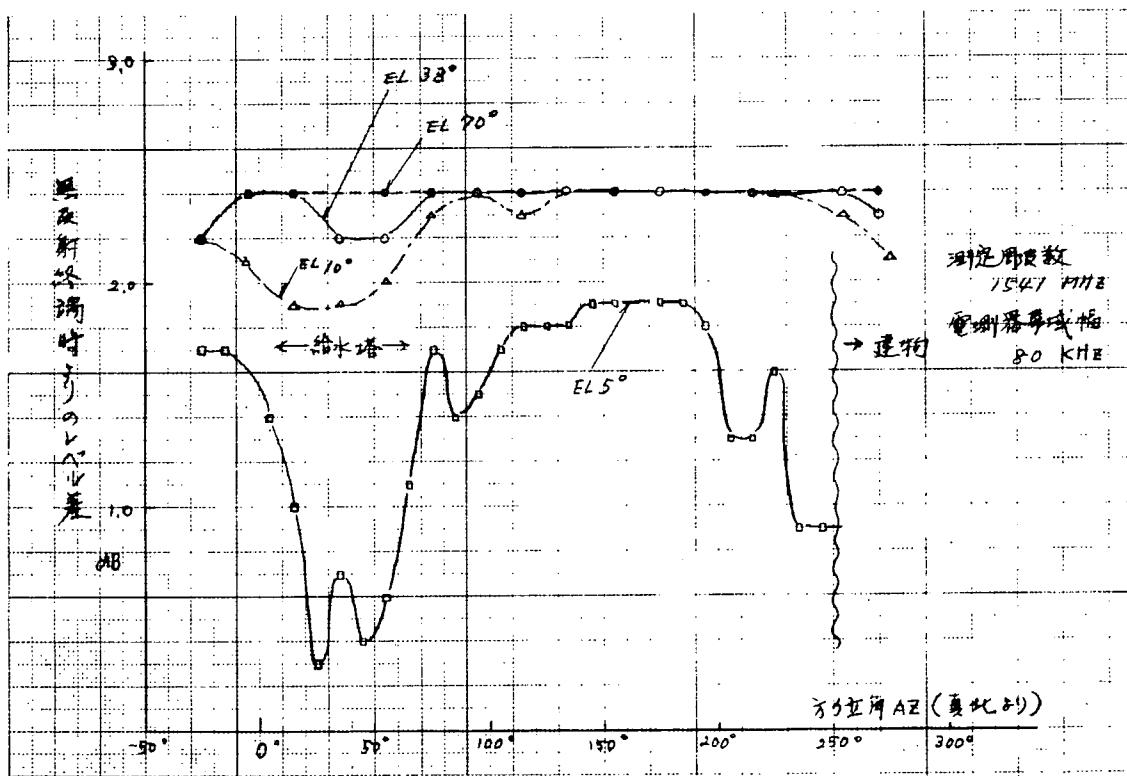


図 5.5.22 Noise floor の特性 (相対値)

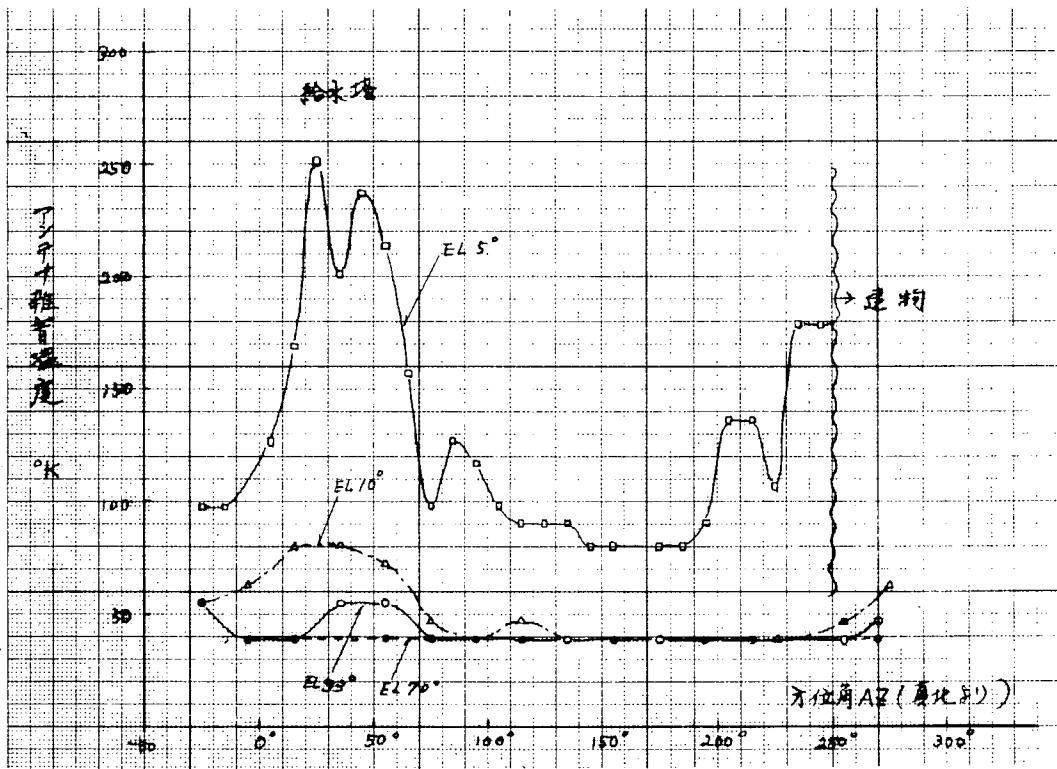


図 5.5.23 アンテナ雑音温度

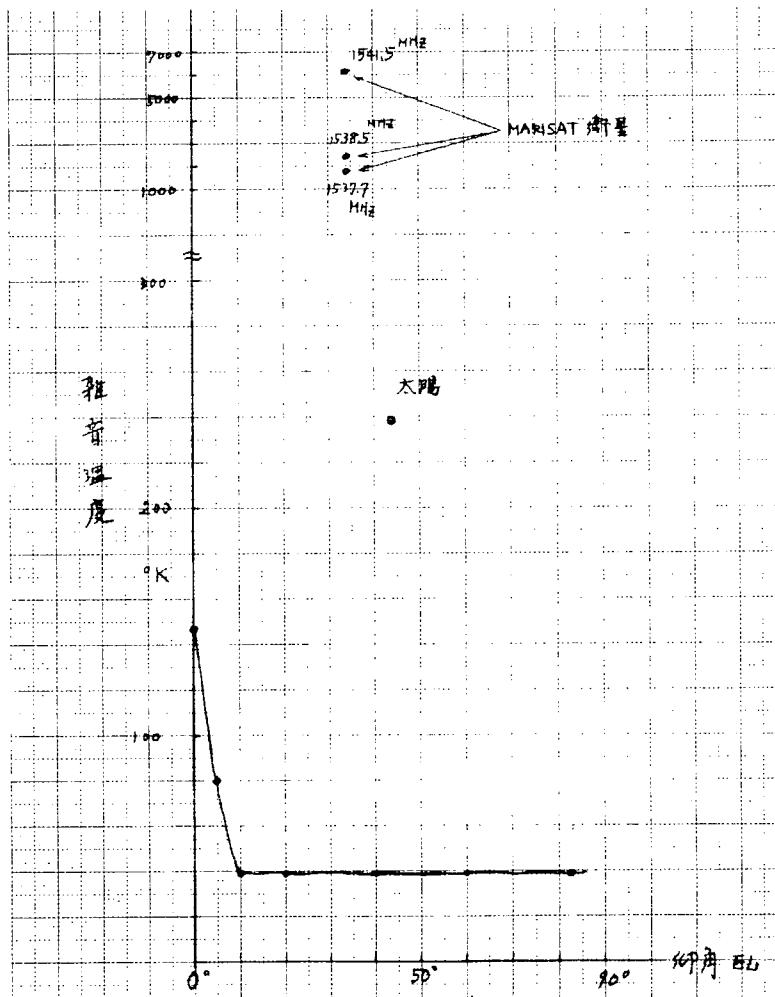


図 5.5.24 アンテナ仰角と雑音温度

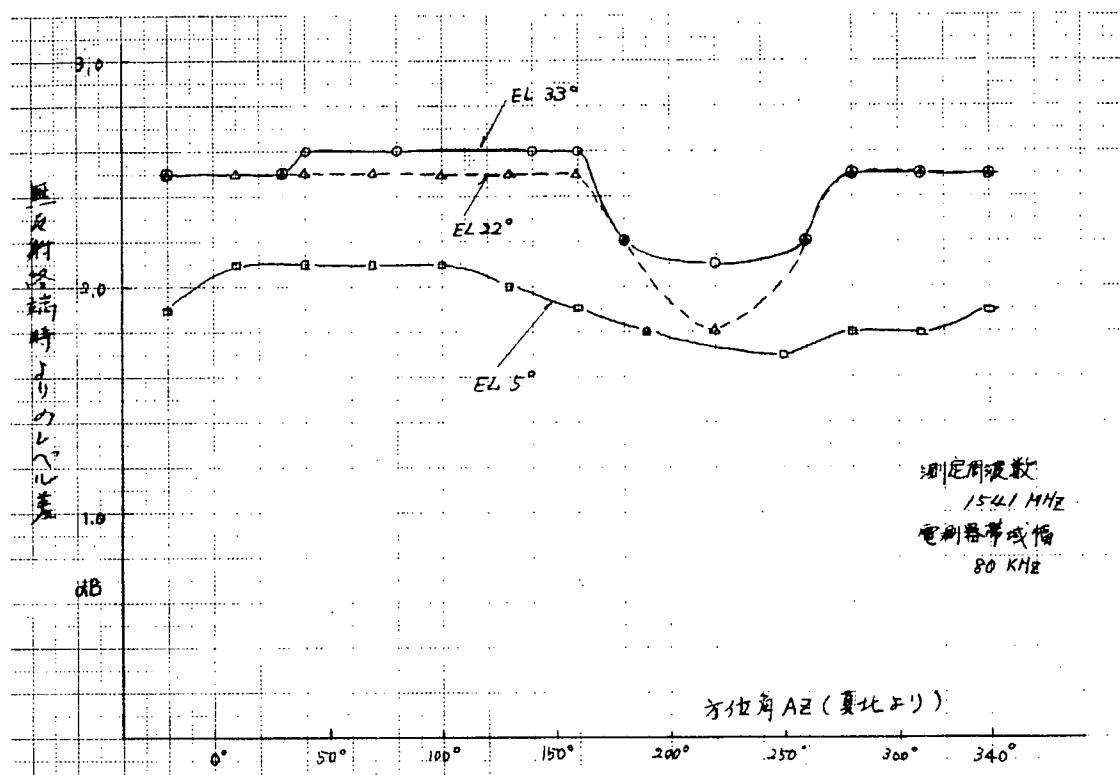


図 5.5.25 Noise floor の特性（相対値）

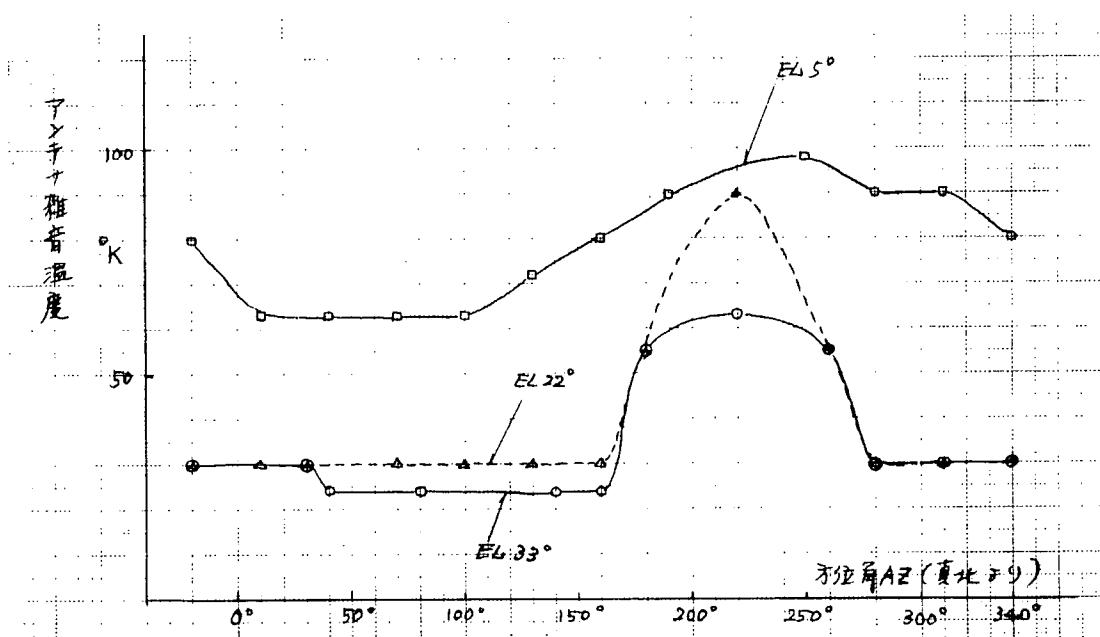


図 5.5.26 アンテナ雑音温度

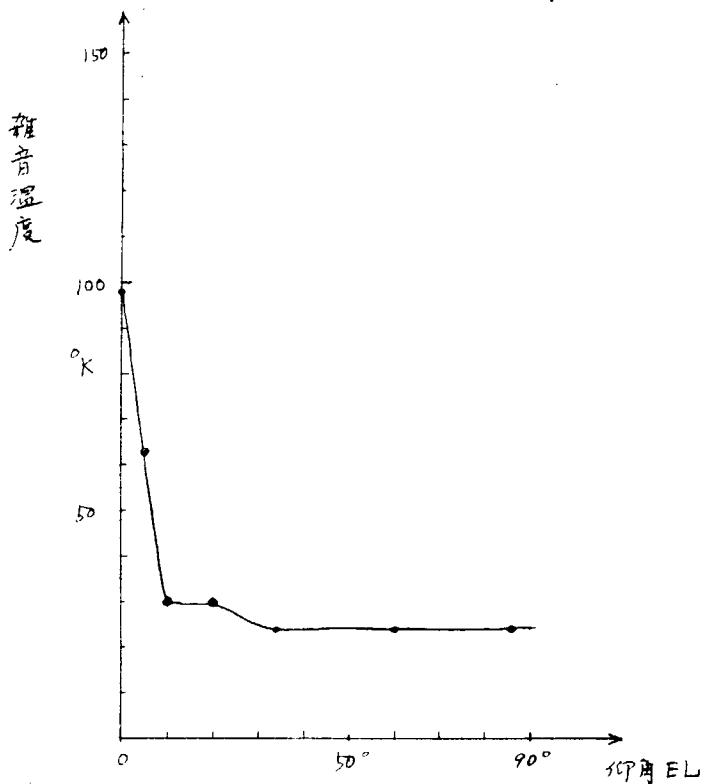


図 5.5.27 仰角に対する雑音温度

5.6 む す び

現在の海事衛星通信システム利用の対象内に入る3種の大型船舶上で、海事衛星船舶局(MARISAT)と同等の特性を持つアンテナ、低雑音増幅器を使用した雑音測定系を用いて、衛星受信バンド内で受信される雑音障害について調べた。

実験は、東京、川崎、横浜、大阪、福山など代表的な港湾内と沿岸より数10 Kmはなれた洋上において実施した。

得られた結果を列挙すれば次のようである。

- ① 都市雑音特有のものと思われるが、市街地隣接時に連続性の雑音を受信する。高仰角(33°)においてもNoise floorより20dB程度(MARISAT受信信号レベルより数dB)高いものもある。
- ② 工場地帯より発生するものと思われるが、インパルス性の雑音があり、仰角30°においてもNoise floorレベルより15dB程度高くにまで達するものもある。
- ③ 工場地帯(また特殊なレーダ)によるものと考えられるが、10~12秒の等間隔で発生する間欠的なパルス性雑音が極めて高レベルで広帯域にわたって発生している。

高仰角(33°)にてMARISAT信号受信レベルより数dB高くにまでなる。この種の雑音は、沿岸より数10 Kmはなれた洋上においても特定の都市方向より受信する。

- ④ 湾内で船の誘導、荷役作業時等に使用される簡易無線機のスプリアス成分が衛星受信バンド内に落ち込む。その程度は同型無線機でも大幅に異なる。

- ⑤ 3種の船舶にてX、Sバンドレーダ及びVHF無線機を動作させたが、衛星受信バンドに対する雑音障害は認められなかった。
- ⑥ 実験を行った3種の船舶及び外洋部航行中、測定した数隻の大型船舶からは当測定条件下において顕著な雑音は観測されなかった。
- ⑦ 荷役中のコンテナ専用クレーンや運搬車等からは特に顕著な雑音は認められなかった。
- ⑧ 海上のNoise floor レベルは、高仰角(30°)において陸上のそれより0.2dB程度低い。
- ⑨ 本測定に使用したアンテナの雑音温度は仰角0～90°において都市内では147～39°Kであり、海上では95°～24°K程度と推定される。

このように、海事衛星通信受信バンドにおける雑音として船舶(大型)自体より発生するものはほとんど観測されなかった。都市、工場地域より発生する雑音の中でも、特に①、②、③に述べたような高仰角においても衛星受信信号以上のレベルに達するものがあることを確認した。

これらの雑音は、場合によっては現状の海事衛星通信システムに対し、何らかの障害を与える可能性がある。

本研究では、雑音発生の場所、雑音の性質とその量の大まかな把握にとどまったが、将来これら雑音の衛星通信回線に与える影響、雑音発生要因の詳細な追求と対処策など綿密な検討が必要になるであろう。

6. ユーザ機器の設計評価

6.1 まえがき

ユーザ機器である船舶地球局装置の設計にあたり、まず、関連資料の調査からはじめ、特に衛星を利用する船舶搭載機器としての特殊性に鑑み、その主要性能、運用性能、人間工学的性能、保守性能などを、それらの評価をも含めて考慮し、昨年度は海上公衆通信業務を主とし、遭難通信、無線測位などを考慮した船舶地球局装置の仕様ならびに基本設計の暫定案を作成した。

76年2月の国際海事衛星システムの設立に関する第2回政府間会議において、国際海事衛星組織は海上通信の改善に必要な宇宙部分を提供し、これにより遭難、安全通信、船舶の効率、海上公衆通信及び無線測位能力の改善を助長することを目的とすることに決まり、76年9月の第3回政府間会議では準備委員会が発足、77年に2回の委員会を開くなど組織的な活動が続けられているので、国際海事衛星システムないしそのサブシステムである船舶地球局装置の技術要求も逐次固まっていくものと考えられる。

一方、米国のM A R I S A Tシステムはすでに商用開始2年目に入り、77年8月には、M A R I S A Tシステムにアクセスする船舶地球局の技術要件、形式承認手続及び運用承認手続きも改訂されて、より具体的になり、利用船舶数は80隻を越える現状である。

今年度の研究においては、以上のような進展を考慮して、先ず、船舶地球局装置の仕様、基本設計方針及び評価の見直しを行った。その際、船舶地球局装置の仕様は、上記国際海事衛星組織の目的をふまえながらも、最も早く実現されたM A R I S A Tシステムの実績に相当影響されるものと仮定して、当面は特に改める必要のある項目以外はM A R I S A Tシステムのパラメータを前提に遭難通信、無線測位などを考慮して作成した。したがって、国際海事衛星計画が進むにつれ、仕様も逐次訂正して行くべきである。また、衛星を利用する船舶運行システムとのインターフェイスに関する事項は、将来実用システムが具体化された際に適宜追加される必要がある。

次に船舶地球局装置の中で、A b o v e d e c kに設置されるアンテナ装置については、仕様を満足しつつ、極力小形軽量化した設計が望まれるので、これを評価するための資料として、アンテナ装置の小形・軽量化について必要条件を求め、一例につき試作確認を行った。

以下、海事衛星システムにおいて、まず衛星を介して衛星地球局（以下海岸局といふ）にアクセスする船舶地球局装置の仕様について述べ、ついで、この仕様に基づいた基本設計について述べる。但し、ここに述べたものは、ある基準について述べるもので、その海事衛星システム内で他に害を与えることなく同等もしくはそれ以上の性能を持てば、船舶の種類、航路などにより代替仕様も許される。最後に船舶地球局装置のアンテナ装置、小形・軽量化について述べる。

6.2 船舶地球局装置の仕様

6.2.1 船舶地球局装置の一般仕様

- (1) 使用周波数帯 : 受信 1535.0 - 1543.5 MHz
送信 1636.5 - 1645.0 MHz
- (2) サービスの形式 : 連続、常時、同時送受可能な海上移動通信業務サービス
- (3) 運用 : 24時間/日
- (4) 設計寿命 : 10年
- (5) 電源 : 100VAC ± 10%、60Hz ± 4Hz 単相を標準とする。
1秒以下の電圧 +20%、-50%以内、周波数 ± 20%のサージに対し破損することなく調整不要なこと。船舶の電源に一点接続し、空中線制御装置内に主回

- 路遮断器を、さらに各分岐にも回路遮断器を備え、安全接地システム、信号接地システムによる接地を行うこと。
- 主電源回路が故障の際は、非常用電源から供給を受けるものとする。
- (6) 干渉 : 無線周波干渉を生じないこと。他に干渉を与えないこと。
- (7) 保守 : 交換可能なモジュールを最大限活用し、保守時間を短くすることが望ましい。また、送受信部、操作部とも完全フロントサービス構造が望ましい。原則として本船上で容易に修理可能なこと。またオプションにより自動診断機能を備え得ること。保守を容易にさせるため、アンテナ部、送受信部、操作部間にインターホーン用端子を備えること。
- (8) 設置場所 : アンテナ部は *Above deck* にて、送受信部、操作部は *Below deck* IC配置する。送受信部、操作部を一体にした構造の場合には、操舵室、もしくは無線室内に設置する。
- また、送受信部、操作部を分離した構造の場合には、操舵室、無線室内でもたがいに分離して設置でき、また他の場所、例えば、ロッカー、ジャイロ室、電話交換室などにも設置できる。これらの設備の高さは 1 8 5 0 mm 以下であること。
- アンテナ部と送受信部間の接続ケーブルは 5 0 m までとし、1 0 0 m までオプションとして設置可能であること。
- (9) 搬入条件 : 送受信部、操作部において一体構造あるいは分離構造、何れも 6 0 0 mm × 1 5 0 0 mm のドアーを通過することが望ましい。
- 操舵室に設置する場合は、8 0 0 mm × 1 8 0 0 mm まで、無線室、事務室、その他に設置する場合は 6 0 0 mm × 1 6 0 0 mm まで許される。これら諸搬入条件では分割して搬入することも許される。
- (10) 工事材料 : 工事用材料は原則として容易に入手できる一般市販品とする。
- (11) 拡張性 : 将来の測位機能その他の追加に備えられること。
- (12) 付属文書 : 操作及び保守に必要な説明書をそなえること。

6.2.2 受信信号特性

仮りに電信及び割当メッセージトラフィックに対し、T D M 搬送波を用いるとすれば、その受信が可能であること。各海岸局から T D M 搬送波（少くとも 1 波）が送られ、また、サービスの連続性のために各衛星覆域内では 1 波の共通な周波数が使用される。

(1) T D M チャネル特性

- 変調方式 : 2 φ C P S K
- 不確定除去方式 : ディファレンシャル・コーディング
- データレート : 1 2 0 0 b p s , ± 1 × 1 0 - 4
- フレーム長 : 0. 2 9 s
- 同期期 : 2 0 ビットユニーカード及びインバースユニーカード / 6 フレーム
- 誤り検出符号化 : 5 7 ビット + 6 パリティビット
- 電信チャネル : 1 2 ビット × 2 2 チャネル / フレーム
- キャラクタコード : C C I T T コード # 2
(将来は、C C I T T # 5 の検討を要する。)

(2) T D M キャリア R F 特性

- 電磁界強度 : 仰角 5 ° で - 1 5 5. 1 d B W / m 2 以上

周波数のズレ : $\pm 550\text{ Hz}$ 以下

仮りに電話及びビーコンのチャネルに対し、船舶地球局装置はシングル・チャネル・パー・キャリア FM 音声チャネルと衛星トラッキングビーコンの受信設備を持つこととすれば、

(3) 音声チャネル特性

音声信号の変調方式 : FM

最大周波数偏位 : 12 kHz (0 dB r)

ベースバンド : $300 - 3000\text{ Hz}$

コンパンディング : 2:1シラブル (CCITT Rec. G. 16.2)

エンファシス : なし

(4) 音声キャリア RF 特性

電磁界強度 : 仰角 5° で -15.2 dBW/m^2 以上

周波数のズレ : $\pm 550\text{ Hz}$ 以下

(5) ビーコン信号 RF 特性

電磁界強度 : 仰角 5° で -16.7 dBW/m^2 以上

周波数 : 1541.5 MHz , $\pm 1 \times 10^{-5}$

(6) データチャネル特性 (データ、ファックス用)

信号の変調方式 : FM

最大周波数偏位 : 12 kHz

ベースバンド : $300 - 3000\text{ Hz}$

コンパンディング : なし

エンファシス : なし

6.2.3 送信信号特性

テレプリンタ・メッセージ・トラフィックのTDMA キャリアとリクエストサービス用のリクエストキャリアの送信設備を持つこと。

(1) TDMA チャネル形式と変調特性

海岸局からの各 TDMA キャリアに対応した TDMA キャリア周波数 1 波が存在し、この波が各衛星覆盖域内で使われる。

変調方式 : 2ϕ CPSK コンスタント・エンベロープ

不確定除去方式 : ディファレンシャル・コーディング

データレート : 4800 bps , $\pm 1 \times 10^{-4}$

フレーム長 : 1.74 s

バースト長 : 3.77 ms

データ : 72 ピット、各々 6 ピットの 12 キャラクタ

キャラクタコード : CCITT コード #2

(2) TDMA キャリア RF 特性

実効放射電力 (E.I.R.P.) : $37 \pm 1\text{ dBW}$

スプリアス出力

E.I.R.P. : 任意の 4 kHz 帯域内で下記の値以下

$1636.5 - 1645.0\text{ MHz}$ において -22 dBW 以下

1622.5 MHz 及び 1660 MHz において -52 dBW 以下

1535.0 MHz 以下及び 1750 MHz 以上の周波数帯において -87 dBW 以下

高調波出力

E. I. R. P. : 40 GHzまでの任意の周波数で -22 dBW以下
周波数精度 : 土250 Hz以内

(3) リクエスト・チャネル

船舶地球局装置から送られるリクエスト・キャリア・ペーストにより、海岸局からの通信チャネルの割当を得る。呼を開始したい船舶地球局は共通リクエスト周波数を用いる。

変調方式、不確定除去方式、データレート、ユニーコードはTDMAと同じ。

誤り検出符号化 : 39ビット + 24パリティビット

(4) リクエスト・キャリアRF特性

TDMAと同じRF仕様

(5) シングル・チャネル・パー・キャリア(SCPC)FM音声チャネル特性

音声キャリアRF周波数は送信と受信とは対をなし、前者は後者より101.5 MHz周波数の高い波とする。

送信音声信号の変調、最大周波数偏位、ベースバンド、コンパンディング、エンファシスなどは受信信号特性の音声チャネル特性の仕様と同じである。

(6) 音声キャリアRF特性

船舶地球局から送信されるFM音声キャリアE.I.R.P.スプリアス出力、高周波出力、周波数精度などはTDMAキャリアRF特性の仕様と同じである。

6.2.4 アンテナ・サブシステム

(1) アンテナ特性

偏波面 : 送受信とも右廻り円偏波(CCIR Rep. 321)
利得 : 送信、受信周波数において、アンテナ利得はG/T及びE.I.R.P.仕様を満足するような値を持つこと。
サイドローブ : 8dB i以下、45°以上で、0dB i以下
軸比 : 2dB以下

(2) アンテナ操作性 : 軌道傾斜5°以内、経度運動±1°以内の静止衛星の方向にアンテナビームを指向させること。G/T及びE.I.R.P.仕様を満足するようにアンテナビームを連続して指向する手段を具備すること。
(自動追尾、プログラム追尾、手動追尾など)

(3) アンテナの配置 : アンテナサブシステムはアンテナ制御装置を除き、Above deckに配置し、別に定める環境条件のもとに、その性能、作動の劣化ならびに障害の起らないよう十分検討の上設置すること。

6.2.5 受信サブシステム

受信装置は全固体回路とし、設置場所については、十分検討の上決定すること。

(1) 受信系のG/T : 晴天時、アンテナポインティング誤差、船舶の動揺、風、送信機の動作モードにかかわらず仰角5°以上、天頂まで受信系のG/Tは-4dB/K以上とする。※注

※注：MAROTS計画では、-10dB/K以上、また同じくテレックス専用の場合は、-14dB/Kとなっている。またINMARSATでは、-4dB/Kの公衆通信全般を取り扱うもの以外、+5dB/Kの高容量データサービスを附加したもの、-12dB/Kの低品質音声通信とテレックス用のもの、-19dB/Kのテレックス1回線のみのものなどが検討されている。

- (2) TDM復調特性 : 入力C/N₀ 4.3.4 dBHz
 周波数オフセット550Hz、クロック周波数オフセット0.5Hzの場合、キャリアとクロックレカバリーが0.58秒以内の確率が0.9以上あること。またTDMキャリア・ビット・エラー・レートは最小受信レベルで、かつ上記C/N₀において 1×10^{-5} 以下であること。
- (3) FM復調特性 : コンパンダなしで、テストトーン/雑音比が入力C/N₀ 5.1 dBHzで28dB以上であること。このときテストトーンは1000Hz(0dBm)_rとする。
- (4) インターフェース : 付加される外部オプション用の端子を有すること。

6.2.6 送信サブシステム

TDMA、リクエスト、FMの各キャリアの送信装置で、電力増幅器、エキサイタ、アップコンバータなどを含む。これら諸装置の設置場所については十分検討の上決定すること。

(1) T DMA同期

T DMAバーストタイミングは、受信T DMチャネルにおいて6T DMフレームごとにに入る逆ユニーカードに同期する。船舶地球局装置のアンテナからT DMAバーストタイミングが行なわれる点までの遅延は2T DMビット間隔1.7ms(許容量±0.3ms以内)とする。この点での相対時間はベースト#1(T DMチャネル#1)の開始時間とすれば、ユニーカードの最終ビットの端から0.50ms後である。T DMAバースト(チャネル#2.3,…,22)の開始時間は、1,740/22秒間隔ごとである。開始時間のタイミング許容量は±0.5msである。

バースト長は3.77ms(許容量-0.21ms,+0.84ms)とする。バーストタイミングの点からアンテナまでの伝送遅延は0.1ms以下であること。

(2) T DMAバースト障害

船舶地球局送信システムは法外に長いT DMAもしくはリクエストバーストを検知するパワーモニタを備えていること。4dB以上大きいT DMA/リクエストバーストエネルギーの増加はアラームすること。このとき送信機は自動的に送信を停止し、呼ばはキャンセルされる。

(3) 送信キャリア・オフレベル

送信機は非動作状態でE.I.R.P.-22dBW以上放射してはならない。

6.2.7 アクセス及び制御

呼は海岸地球局の制御のもとに行われる。船舶地球局から海岸局へのアクセスはランダムアクセス・リクエストチャネルでいつでも要求できる。また、陸上の加入者側から特定の船舶地球局へのアクセスは、海岸局経由で呼出を知らせるT DMキャリアの割当メッセージを用いて行う。その船舶地球局が話中でなければ呼出に対し自動的に作動するが、話中であれば呼出メッセージには応じない。ただし電話接続中の放送電信の場合は除く。割当メッセージは船舶地球局からの呼出と海岸局からの呼出に使われる。一度船舶地球局と海岸局間に回線ができると回線の制御は通話チャネルに含まれる。船舶地球局はアウト・オブ・バンド信号とインバンド信号で動作する。

- (1) リクエストチャネル： 船舶地球局はリクエスト・メッセージ・バーストをフォーマットする手段を持つ。船舶地球局識別コードが決められ、各リクエストバースト内に自動的に挿入する。メッセージ入力として、海岸局、優先(遭難通信、緊急通信、安全通信、通常通信)、海域、チャネルのタイプ、地上回線、リクエストの性質などを選択可能のこと。39ビット・リクエストメッセージは自動的に

誤り検出符号化されること。リクエストバースト間の許容最小間隔は 6 秒とする。

- (2) 割当メッセージ : 船舶地球局は T D M キャリアの割当を連続してモニターする。呼出は 1 個の割当メッセージに含まれる。船舶地球局のロジックはメッセージの誤りを自動的に検出することを目的として割当メッセージコードの誤り検出を行い、誤り検出のときは作動しないこと。船舶地球局は所定形式のメッセージに対しても自動的に作動し、また、所定のチャネルタイプの割当メッセージに対しても応答するよう設計すること。T D M 、 T D M A 、リクエスト、音声各周波数、及び T D M と T D M A 電信タイムスロットなどに対し自動的に同調すること。
- (3) 拡張モード : 将来の拡張モードとしては、測位モード、位置通報モード等が考えられる。
- (4) 話 中 : 船舶地球局からの要求した地上回線が話中のとき割当メッセージにより話中の信号を受信できること。
- テレプリンタのローカル使用中でも、海岸局による船舶地球局の呼出をうけられること。電話接続中でも海岸局からの放送電信は受信可能であること。音声チャネルは、放送電信受信チャネルと独立にリクエスト、アサイン、接続あるいはクリアできることが望ましい。

6.2.8 環境条件

船舶地球局装置が耐えるべき環境条件は、船舶の種類、航路、設置場所などによって異なるが、ここではある規準について述べる。A b o v e d e c k 及びB e l o w d e c k における環境条件仕様を主として下記の通り作成した。船舶地球局装置は特にことわりがない限り、下記の環境条件のもとに良好に作動する。

- (1) 基準周囲温度 : A b o v e d e c k : - 2 5 ° C ~ + 5 5 ° C
ただし - 4 0 ° C ~ + 6 5 ° C においても装置に異常がないこと。
B e l o w d e c k : 0 ° C ~ 5 5 ° C
- (2) 相対湿度 : 0 ~ 9 5 %
- (3) 防水性* : J I S F 8 0 0 1 第 1 種注水検査により異常がないこと。
- (4) 耐蝕性 : 塩分を含む船上環境に耐えること。
- (5) 風速* : 6 0 m / s で動作
- (6) 振動 : 両振幅 0 ~ 3 mm で、加速度 1.0 G までの周波数に耐えること。
- (7) 衝撃 : 半サインパルス 1 0 G 、 1 1 ms 3 方向の衝撃で損傷のないこと。
- (8) 船体の動搖 : ローリング ± 2 2.5 ° 以内 周期 1 2 秒以上
ピッキング ± 1 0.0 ° 以内 周期 1 0 秒以上
- (9) 船体の傾斜 : 横 1 5 ° 以内 縦 1 0 ° 以内
- (10) 転舵 : 角速度 1.5 ° / s 以下

* A b o v e d e c k の機器について適用する。

6.3 船舶地球局装置の基本設計方針

6.2 項では船舶地球局装置の仕様について述べたが、ここではその仕様に基づいた基本設計方針の一例述べる。

6.3.1 船舶地球局装置の構成

船舶地球局装置の構成は下記の通りとする。

(1) アンテナ／RF装置

- (a) アンテナ
- (b) 電力増幅部
- (c) 低雑音増幅部
- (d) ダイブレクサ
- (e) レドーム
- (f) 安定台

(2) 通信端局装置

- (a) 受信部
- (b) 送信部
- (c) 局発部
- (d) アンテナ制御部
- (e) チャネル制御部
- (f) 電源部
- (g) 端末機器部

図 6.3.1 に構成図を示す。

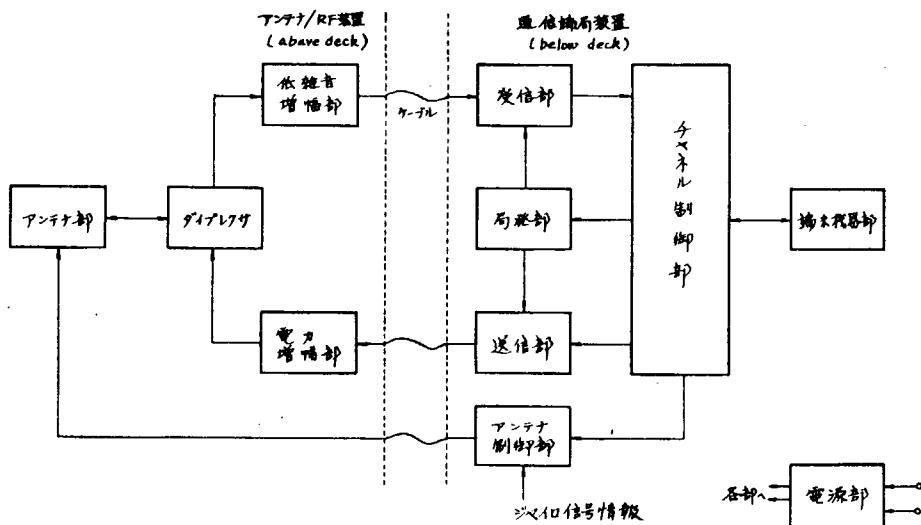


図 6.3.1 船舶地球局設備構成図

6.3.2 アンテナ／RF装置

(1) アンテナ

アンテナの利得、寸法を決定するにあたって最も重要な条件はシステムG/Tであるが、ここでは

MARISAT システムの $G/T \geq -4 \text{ dB/K}$ について検討する。

アンテナ雑音温度	80 K
フィーダーロス	0.2 dB
ダイブレクサロス	0.5 dB

と仮定すれば、低雑音増幅器入力IC換算したアンテナ雑音温度 T_A は約 111 K となる。

一方、低雑音増幅器の雑音指数 (NF) は、現在のトランジスタ開発状況より、常温で 2.5 dB、高温 5.5 °Cにおいて 2.7 dB は得られるので、十分利得をとり、後段の影響を無視できるよう設定すれば、高温時 5.5 °C を考えて、受信系雑音温度 T_r は約 250 K となる。

従ってシステム雑音温度 T_s は、

$$\begin{aligned} T_A &: 111 \text{ K} \\ T_r &: 250 \text{ K} \\ \hline T_s &: 361 \text{ K} (-25.6 \text{ dBK}) \end{aligned}$$

よって、 $G/T \geq -4 \text{ dB/K}$ を満すためのアンテナ利得 G_A は、

$$G_A = T_s + G/T = 25.6 - 4 = 21.6 \quad [\text{dB}]$$

更に、

レドームロス	0.2 dB
ケーブルロス	0.2 dB
ダイブレクサロス	0.5 dB

を加えると、必要なアンテナ利得は受信周波数帯でアンテナ指向誤差を含めて、約 22.5 dB となる。

図 6.3.2 によれば、これは直径 1.2 m のアンテナで十分実現可能な値である。

(2) 電力増幅部

直径 1.2 m のアンテナで、受信周波数で得られたのと同一の開口効率が得られれば、送信周波数での利得はアンテナ指向誤差を 1 dB と仮定して約 24.0 dB となる。従って、電力増幅部に要求される出力電力はダイブレクサ入力部において下記の通りとなる。

	上限	下限
E.I.R.P.	3.8 dBW ~ 3.6 dBW	
アンテナ利得	24.0 dB	24.0 dB
ケーブルロス	0.2 //	0.2 //
レドームロス	0.2 //	0.2 //
ダイブレクサロス	0.5 //	0.5 //
アンテナ指向誤差	0.0 //	1.0 //
出力電力要求値	14.9 dBW	13.9 dBW
	(3.0.9 W X 24.5 W)	

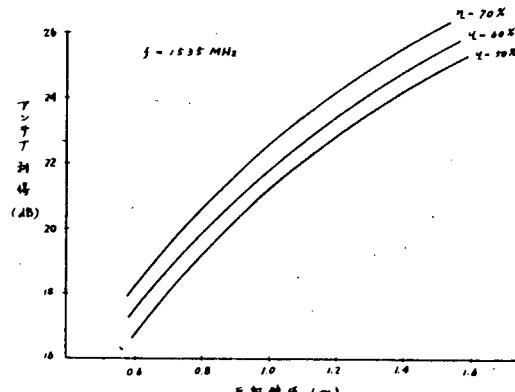


図 6.3.2 パラボラアンテナの直径と利得の関係

次に設置場所について検討すると

(a) レドーム内に設置し、1 m 以内のケーブルでダイブレクサまで接続すれば、必要な電力は、34.6 W ~ 27.5 W

(b) レドーム外に設置して、5 m 程度のケーブルでダイブレクサまで接続すれば、必要な電力は 49.0 W ~ 38.8 W

1.6 GHz 帯で 40 W 以上の電力を出すことは可能ではあるが、コスト、歩留り等を考慮すると必

すしも得策ではない。

また、ケーブルロスが大きいため、これの温度変化を補償するような温度特性をもたせることが必要で、利得制御回路も複雑になる。

ここでは、レドーム内に設置して、1m以内の同軸ケーブルでダイブレクサまで接続することとし、電力増幅部の出力電力は35W以上とした。

(3) 低雑音増幅器

- (a) N F : 素子の性能より決定されてしまうが、現状では
常温(15°C) 2.5 dB以下
高温(55°C) 2.7 dB "
- は十分実現可能である。
- (b) 利得 : 6.2.3(1)(b)項で述べるように全体のレベルダイヤから、後段の影響が0.02dB以下となるような利得とする。受信部N F 1.5 dB、ケーブルロス1.0 dBの場合、約5.0 dB必要である。
- (c) 飽和点 : ダイブレクサのアイソレーションを9.0 dBとすると、HPA 出力のリークが-4.0 dBmとなる。
5.0 dBの利得を持っている場合、出力で+4 dBmまで飽和せず、またN Fも劣化しないことが必要である。
- (d) 相互変調 : 出力換算の3次相互変調インタセプトポイントは+2.0 dBm程度が限界と考えられるので、入力換算で-3.0 dBmとする。

アンテナ／RF装置の構成例を図6.3.3に示す。

(4) 機器間接続用同軸ケーブルの選定

標準仕様として、50mまで接続する場合、据付け工事の容易さを考慮するとケーブル外径は細い方が有利であるが、太さとケーブルロス許容値との関係よりケーブルロス1.0 dB程度のものを選択することとする。

下記に船舶で使用できる同軸ケーブルの一例を示す。

ケーブル	ロス/m	ロス/50m	ケーブル外径
R G - 1 0 / U	0.38 dB	1.9 dB	1.2.0 mm
R G - 1 8 A / U	0.21 "	1.0.5 "	2.2.1 "
2 3 D - 4 A	0.074 "	3.7 "	3.1.0 "

一例として

50m以下で接続する場合 R G - 1 8 A / U

100mまで接続する場合 2 3 D - 4 A

等の使用が考えられる。

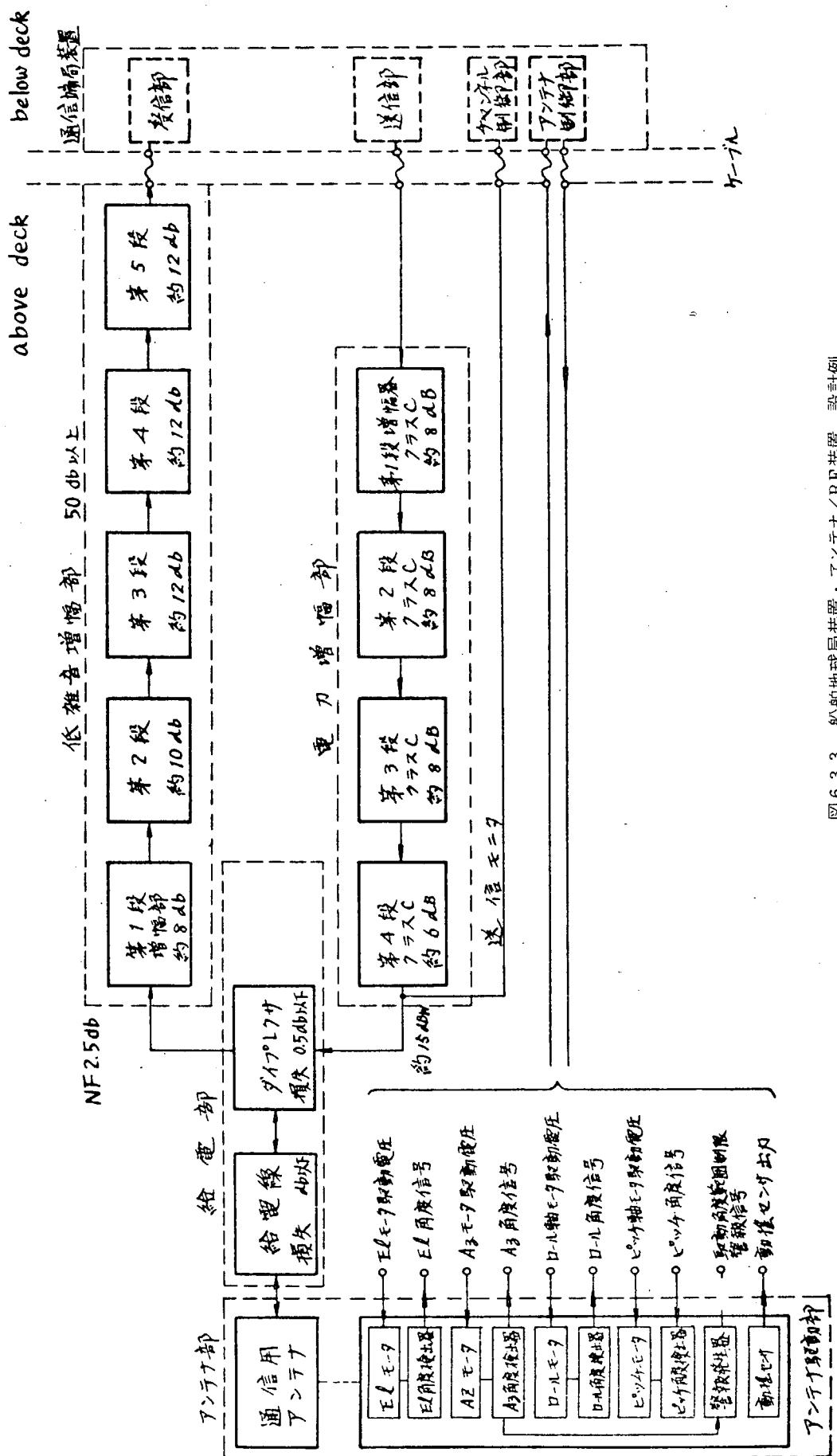


図 6.3.3 船舶地球局装置・アンテナ／RF装置 設計例

船舶地球局装置・電力増幅部の設計仕様

周 波 数	1 6 3 6.5 ~ 1 6 4 5.0 MHz
帯 域 幅	8.5 MHz (- 0.5 dB点) 以上
出 力 電 力	3 5 W ~ 2 5 W 可変のこと
入力電力範囲	4 5 mW ~ 1 0 0 mW (1 6.5 dBm ~ 2 0 dBm)
利 得	2 9 dB 以上
利得傾斜	0.1 dB / MHz
利得リップル	0.5 dB p - p
利得安定度	± 1 dB / 1 年
入力 VSWR	1.5 以下
出力 VSWR	動作時 2 以下 (出力の短絡、開放に対し事後の性能、寿命を低下させないこと。)

船舶地球局装置・低雑音増幅部の設計仕様

周 波 数	1 5 3 5.0 ~ 1 5 4 3.5 MHz
帯 域 幅	8.5 MHz (- 0.5 dB点) 以上
ノイズフィギュア	2.5 dB 以下 (常温) 2.7 dB 以下 (+ 55 °C)
利 得	5 0.0 dB 以上
利得安定度	3 dB / 月 以下 6 dB / 年 以下
利得傾斜	0.1 dB / MHz 以下
利得リップル	0.5 dB p - p 以下
ダイナミックレンジ	帯域内 3 次インターモジレーション積が 2 個の帯域内試験 キャリア (- 60 dBm) より 60 dB 以上 少いこと。
スプリアス信号	任意の 1 0 0 kHz 帯で - 1 1 2 dBm 以下
入力 VSWR	1.2 5 以下
過負荷特性	1 5 2 0 ~ 1 5 5 0 MHz において + 3 dBm まで耐えること。
飽和レベル	入力信号 - 4 0 dBm で 利得圧縮 1.5 dB 以下
入力及びインピーダンス	5 0 Ω

船舶地球局装置・ダイプレクサの設計仕様

送信周波数	1 6 3 6.5 ~ 1 6 4 5.0 MHz
受信周波数	1 5 3 5.0 ~ 1 5 4 3.5 MHz
送信電力	1 5 dBW (C W)
挿入損	0.5 dB 以下
挿入損平坦性	± 0.1 dB 以内
V S W R	1.3 以下
非結合特性	送信端子・アンテナ端子間 受信周波数域で 9 0 dB 以上

アンテナ端子・受信端子間
送信周波数域で 90 dB以上

6.3.3 通信端局装置

(1) 受信部

(a) 構成

周波数変換方式には、大別して次の 2 つの方式が考えられる。

- (i) 第 1 局発を周波数シンセサイザを用いて可変とし、第 1 I F を固定とする方式
- (ii) 第 1 局発固定、第 2 局発に周波数シンセサイザを用いて第 2 I F を固定とする方式

(i), (ii) それぞれについて検討すると

(i) は、1 信号選択度 2 信号選択度等においてより有利であるが、反面 1.6 GHz 帯の周波数シンセサイザが複雑な構成となること、局発信号のスプリアス除去が困難であるなどの難点がある。

(ii) は、狭帯域フィルターの前に M I X E R A M P が多くなり、2 信号特性を悪くする要因となるため、レベルダイヤ設計に注意を要するが、局発部の構成が簡単になり、また、スプリアスの除去も容易である。

ここでは、(ii) の方式で設計した。

なお、将来の測位機能の追加にそなえて、中間周波信号の分歧端子を設けるものとする。

受信部の構成を図 6.3.4 に示す。

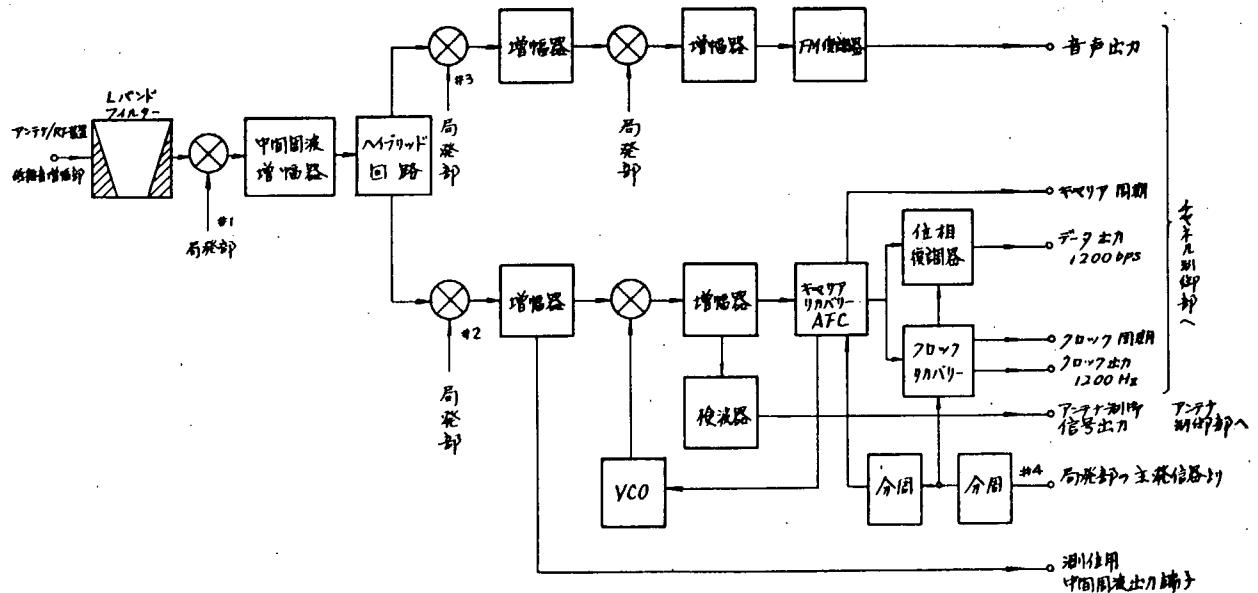


図 6.3.4 船舶地球局装置・受信部

(b) レベルダイヤグラム

レベルダイヤグラムを決定するにあたっては、受信系総合の雑音温度を劣化させないこと、及び低雑音増幅器での相互変調性能を劣化させないことが最も重要な要件である。

(i) システム雑音温度の劣化

低雑音増幅部のNFを2.7 dB、接続用ケーブルのロスを1.2 dBとして、受信部のNFによるG/Tの劣化を検討すると、

受信部NF	総合NF	システム雑音温度	G/T劣化
1.0 dB	2.7 0.3 dB	36.1.4 K	0.0 0.5 dB
1.5 "	2.7 1.1 "	36.2.4 "	0.0 1.7 "
2.0 "	2.7 3.6 "	36.5.5 "	0.0 5.4 "

以上より受信部NFはG/T劣化0.02 dB以下を目指して1.5 dB以下とする。

(ii) 相互変調特性

低雑音増幅部の3次相互変調インタセプトポイントが、出力側で+20 dBmであるから、それを劣化させないためには、受信部入力に換算した値がケーブルロス1.2 dBを差引いて8 dBm以上となるようにレベルダイヤグラムを設定する必要がある。

以上(i)と(ii)を考慮して設定したレベルダイヤグラムを図6.3.5に示す。

なお、図6.3.5のレベルダイヤグラムにおいて受信レベルはほぼ中央について書いたものである。

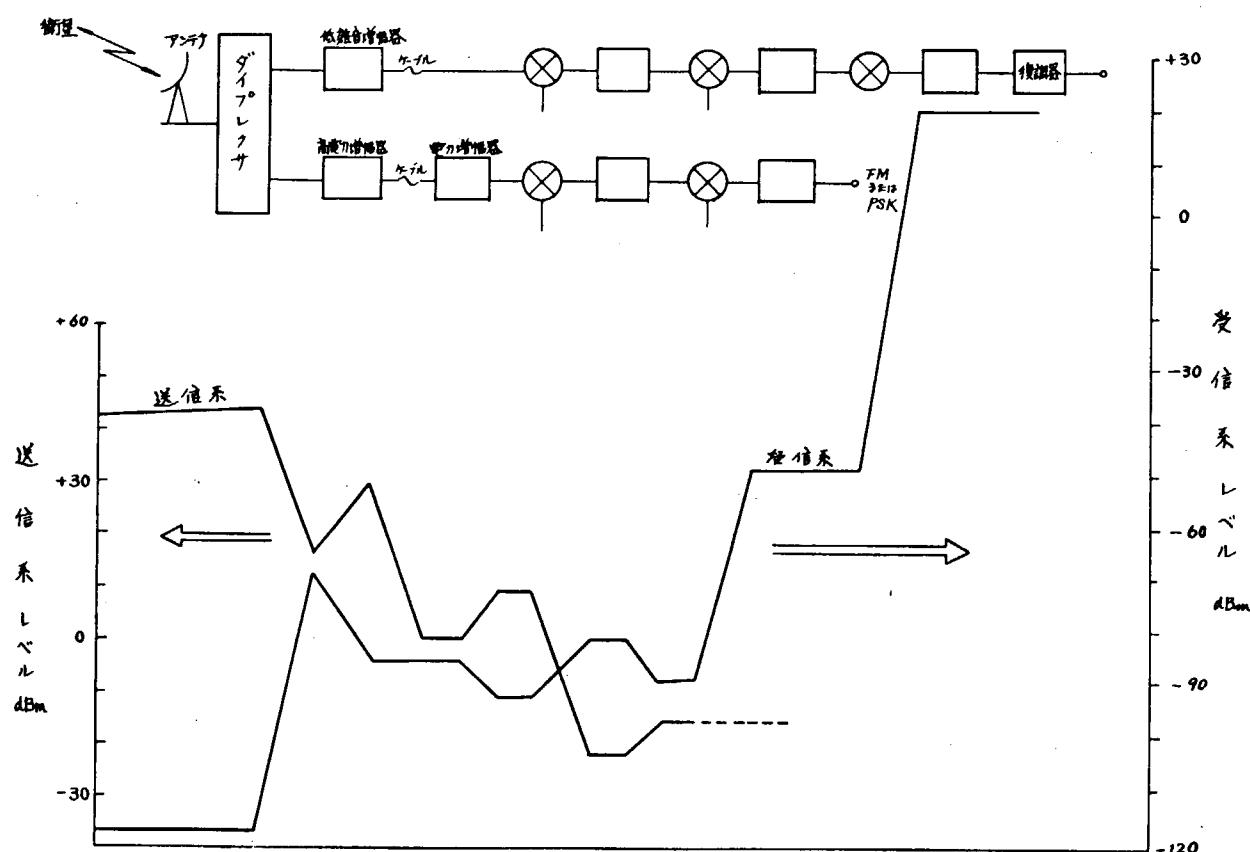


図6.3.5 船舶地球局装置のレベル図

(c) 復調方式

(i) 2 ϕ CPSKの復調(搬送波再生)

同期検波の方式としては、次の4方式が考えられる。

(イ) 逆変調方式

(ロ) 再変調方式

(ハ) コスタス方式

(＝) 2倍速方式

データレートが1200BPSのように低い場合、コスタス方式が回路の簡易さという点で多少有利である。

また、この復調用PLLに関連して、受信周波数偏差を補償するためのAF機能を持たせる必要がある。

(ii) 音声系の復調

ESTECで行ったNBFMと△Mの比較試験結果によれば、MOS(Mean Opinion Score)は高いC/N₀では△Mが少し良く、深いフェードの時はFMが良いことが明らかにされている。ここでは、NBFM($\Delta f = 12 \text{ kHz}$)として考える。NBFMのスレッシュルドエクステンション形復調方式として次の2方式がある。

(イ) PLL復調方式

(ロ) FMB復調方式

(イ)と(ロ)では大きな性能上の差はないと考えられるが、最近のPLLデバイスの発展等を考慮して(イ)のPLL方式を採用する。

(2) 送信部

(a) 構成

受信部と同様に第1局発固定、第2局発に周波数シンセサイザを用いるものとする。

SCP-FMの通信では送受信周波数が対になっているため、周波数関係を適当に配列することにより、送信用とFM受信用のシンセサイザを共用することが可能である。

(i) キャリア ON/OFFコントロール

信頼性を高めるため、上記ON/OFF切換等を行う場合、半導体スイッチを用いるのが一般的である。この場合、十分なアイソレーションをとるために切替を行う周波数は、できるだけ低いことが望ましい。よって、この周波数は倍速前の低い周波数で行うこととした。

(ii) FM/PSKの切替

上記(i)と同じ理由により、倍速前の低い周波数において切替を行う。

(iii) スブリニアスの除去

スブリニアスの除去については、一般的に下記手法がとられる。

(イ) 各ミクサーで発生するスブリニアスのうち、低次の成分が目的帯域内に発生しないよう各局発周波数を選択する。

(ロ) ミキサー入力レベルは、適正なレベルに保つ。

(ハ) 必要な個所には、ハイレベルミクサを用いる。

(＝) 局発のもれ、イメージ周波数をフィルターで取り除く。

以上(i)～(iii)を考慮した送信部構成を図6.3.6に示す。

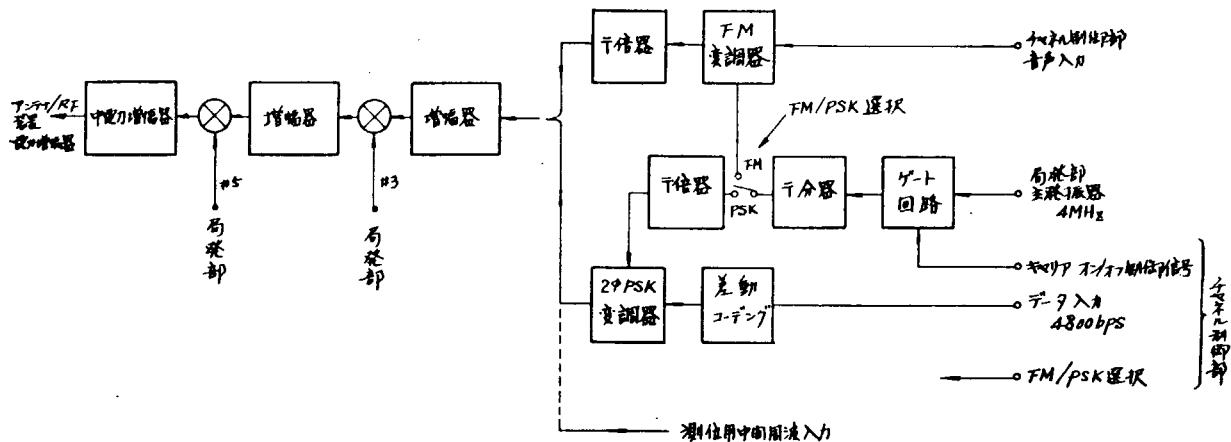


図 6.3.6 船舶地球局装置・送信部

(b) レベルダイヤグラム

(i) HPA - 送信部間のレベルダイヤグラム

中間電力増幅器 (IPA) の出力は、使用するトランジスタによって決定されるが、現状では比較的容易に得られる出力として1Wが適当である。これに基づいて送信部 - 電力増幅部のレベルを設定する。

ケーブルロスは

接続用	:	50 m	1.0 dB
レドーム内	:	3 m	2 //
ラック内	:	2 m	1 //
マージン		0.5 // (コネクタロス、温度変化、経年変化)	
			1.3.5 dB

よってHPA入力電力は+16.5dBm (4.5mW)となる。

(ii) 送信部ミクサレベル (図 6.3.7)

スプリアスの発生をおさえるため、ハイレベルミクサを採用すれば0dBm程度のミクサ出力は容易に得られる。

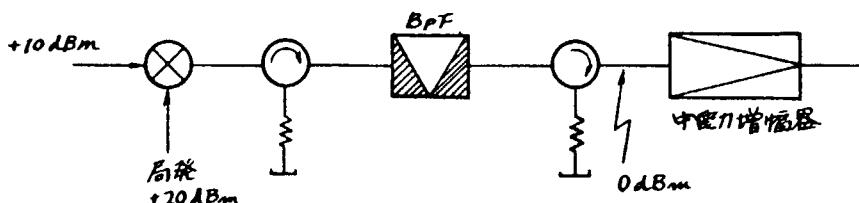


図 6.3.7 ミクサ～中電力増幅器

なお、帯域渦波器の前後には帯域外のVSWRの乱れによるスプリアス増加、動作不安定を避けるためのアイソレータが必要である。

以上(i)～(ii)を考慮して設定したレベルダイヤグラムを図 6.3.5 に示す。

船舶地球局装置・中電力増幅器の設計仕様

周 波 数	1 6 3 6.5 ~ 1 6 4 5.0 MHz
帶 域 幅	8.5 MHz (-0.1 dB点) 以上
出 力 電 力	500 mW ~ 1 W 可変
入力電力範囲	0 dBm ±3 dB
利 得	3.3 dB 以上
利得安定度	±1.5 dB / 1年以下
入力VSWR	1.5 以下

(3) 局発部

(a) 主発振器

要求性能である 1.5×10^{-7} /年の長期安定度を満足するためには、恒温そり入りの 4 MHz、あるいは 5 MHz 水晶発振器が適当である。

また、送・受信のすべての局発周波数は、この主発振器から合成することが望ましい。

(b) 週倍器

週倍器としては、スプリアス特性のすぐれた PLL 方式の週倍器が有利である。

(c) シンセサイザ

PLL 方式のデジタルシンセサイザとする。

特に位相雑音の劣化のないよう注意して設計する必要がある。

(d) 振動時の位相雑音劣化

振動時の位相雑音劣化を防ぐため、発振器の取り付け方法等、注意が必要である。

局発部の構成を図 6.3.8 に示す。

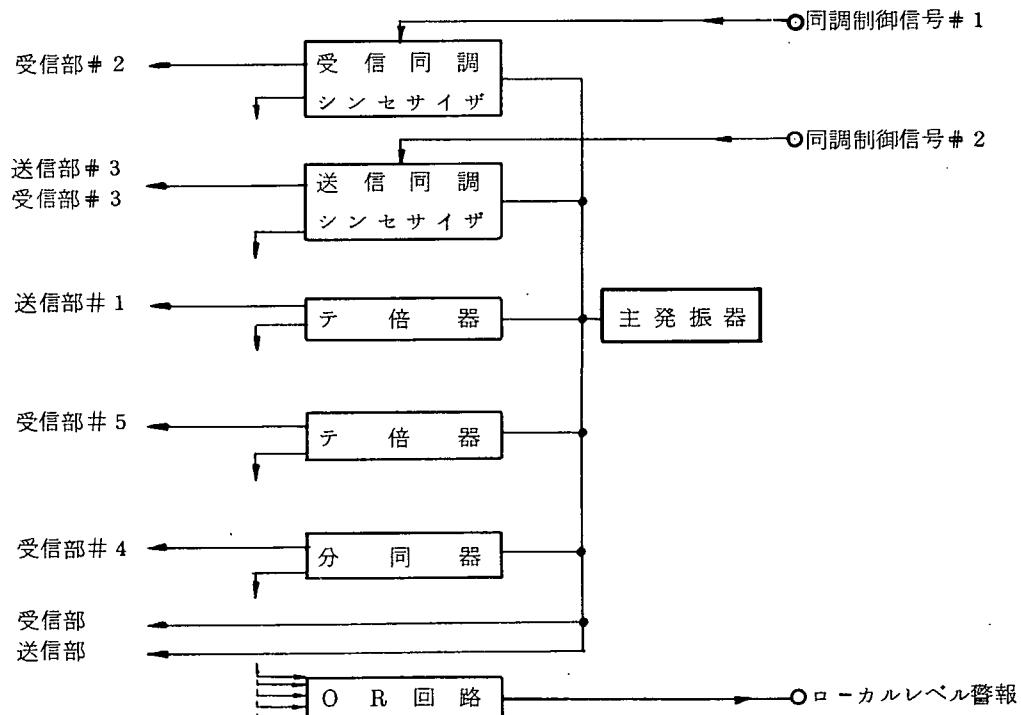


図 6.3.8 船舶地球局装置・局発部

(4) アンテナ制御部

(a) Roll/Pitchに対する安定化

Roll/Pitchによらず、アンテナを常に衛星方向へ指向させるための安定化として次の2方式があり、いずれも採用できる。

- (i) 受動式：高速回転フライホイールのジャイロ効果によって、Roll/Pitchの加速度を打ち消す方式。
- (ii) サーボ方式：動揺センサによってRoll/Pitchを検出し、サーボ制御装置によってこれを補正する方式。

(b) 衛星追尾方式

TDM波、またはビーコン波のレベルを検出し、これが最大となる方向へEL、AZを駆動する自動追尾方式とする。

このレベル検出は、Roll/Pitch、Yaw、等の短周期の動きによる変動には影響されないことが必要であり、また追尾速度も10分間に0.3°程度でよいため、これに見合ったステップトランシング方式が有効である。

(c) 操作・表示

船内においてもアンテナの動作を常に監視できるよう操作、表示パネルを設ける。

その機能は、次の通りとする。

EL/AZ駆動、EL、BRG角のディジタル表示、アンテナ動作モード表示、AZリミット表示、巻もどし表示、サーボエラー表示。

アンテナ制御部の構成を図6.3.9に示す。

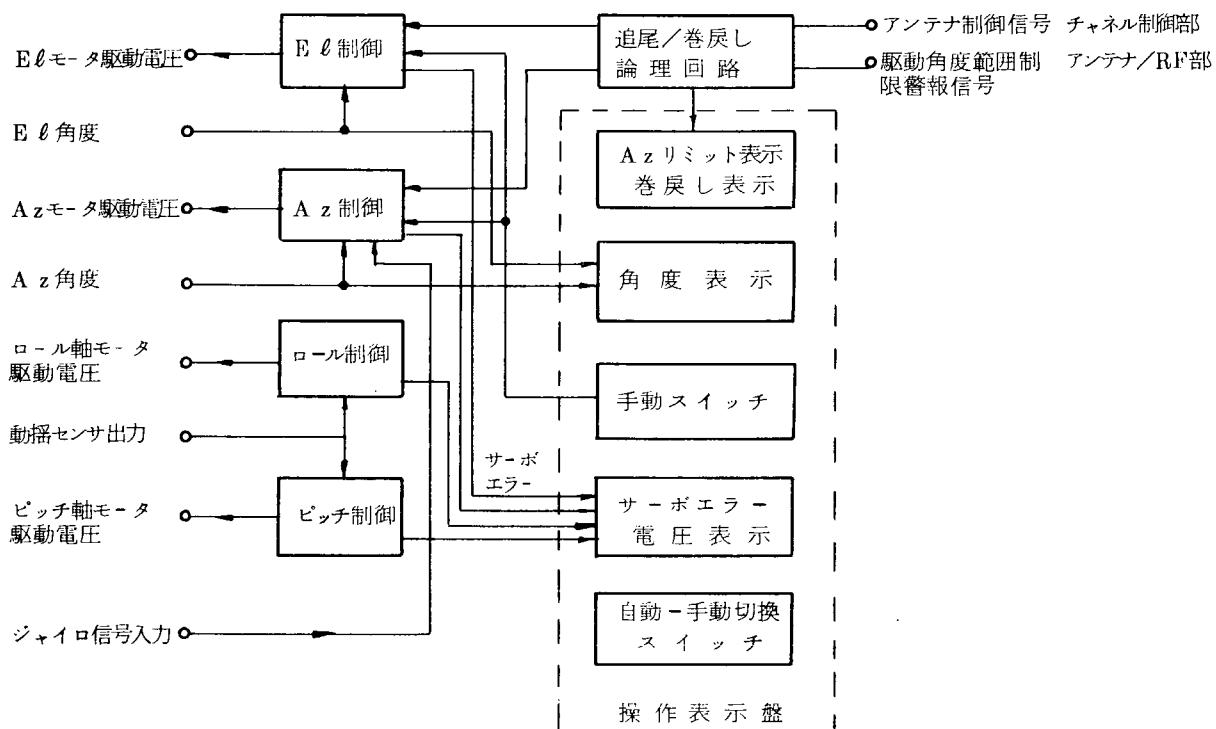


図6.3.9 船舶地球局装置・アンテナ制御部

(5) チャネル制御部

チャネル制御部の機能は 6.2.7 に述べたアクセス／制御を行うもので、大きく分けて次の機能を持つ。

- (i) 受信した T D M データをモニタして、自船に対するアサインメントを解読し、この結果により送受信部の同調、変調、キャリア送出等の制御を行う。
- (ii) T D M A 送信のタイミングを決める。
- (iii) T T Y 信号と T D M / T D M A データとのインターフェイスを行う。
- (iv) 各種操作・表示のインターフェイスを行う。
- (v) 電話系の音声処理・信号処理を行う。

図 6.3.1 0 にチャネル制御部の構成の一例

図 6.3.1 1 にソフトウェアブロック図の一例

図 6.3.1 2 に制御パネルの配置例を示す。

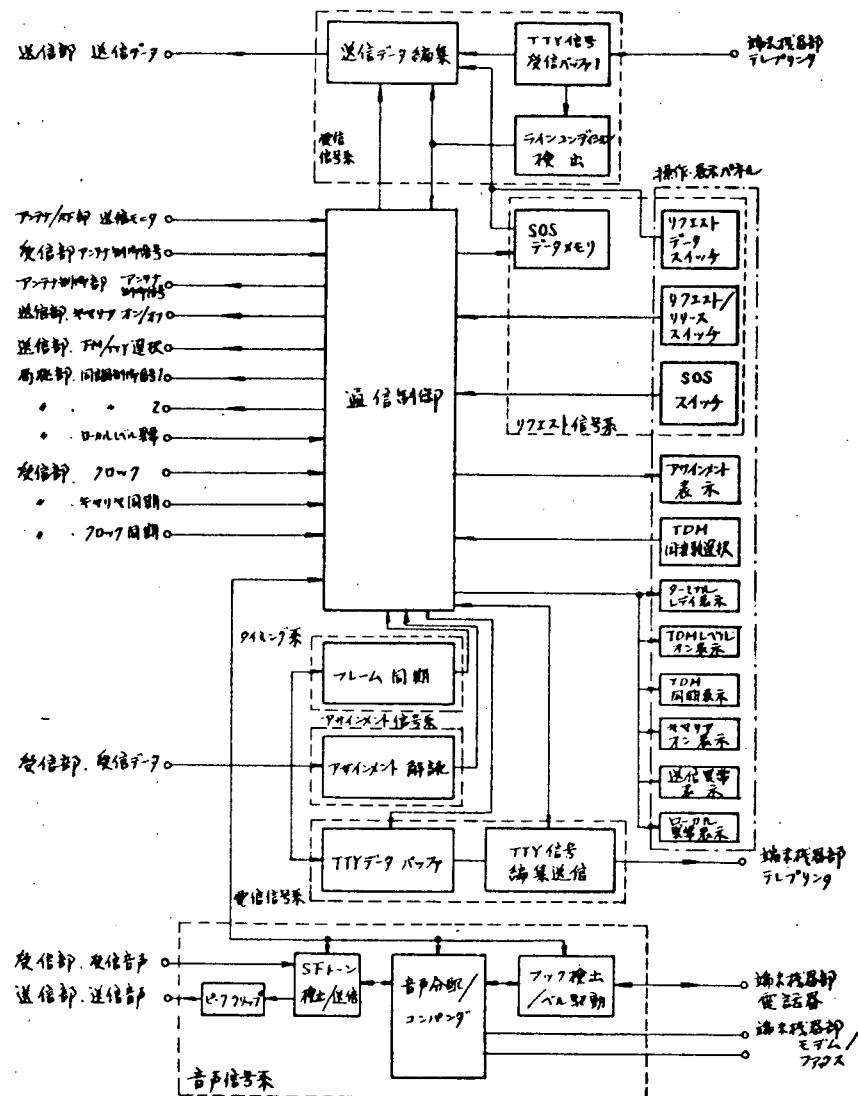


図 6.3.1 0 船舶地球局・チャネル制御部

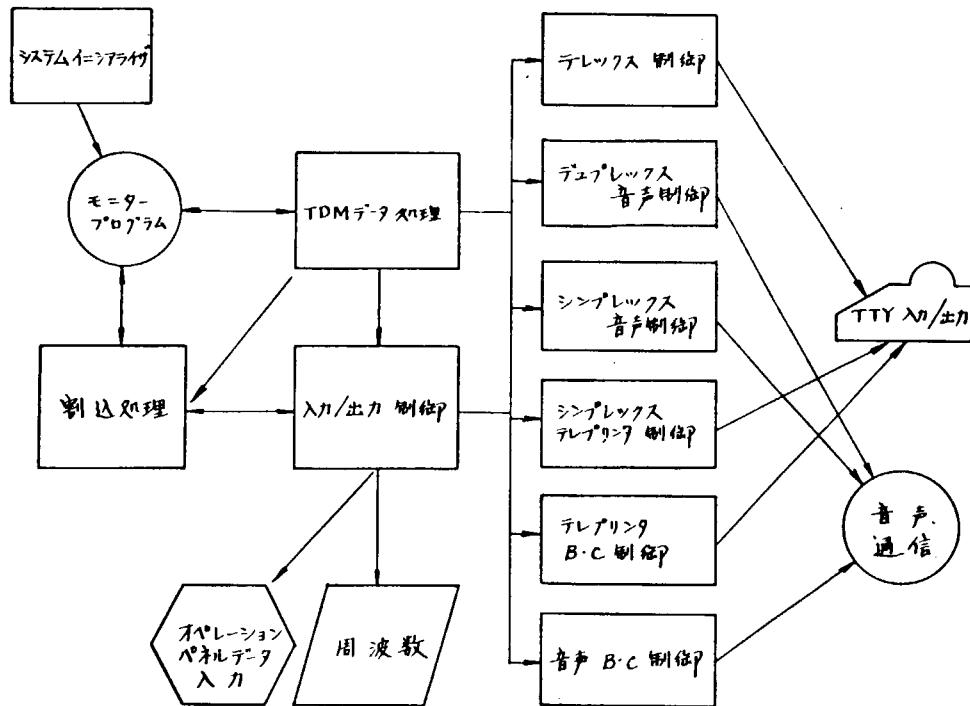


図 6.3.11 チャネル制御部 ソフトウエア ブロック図

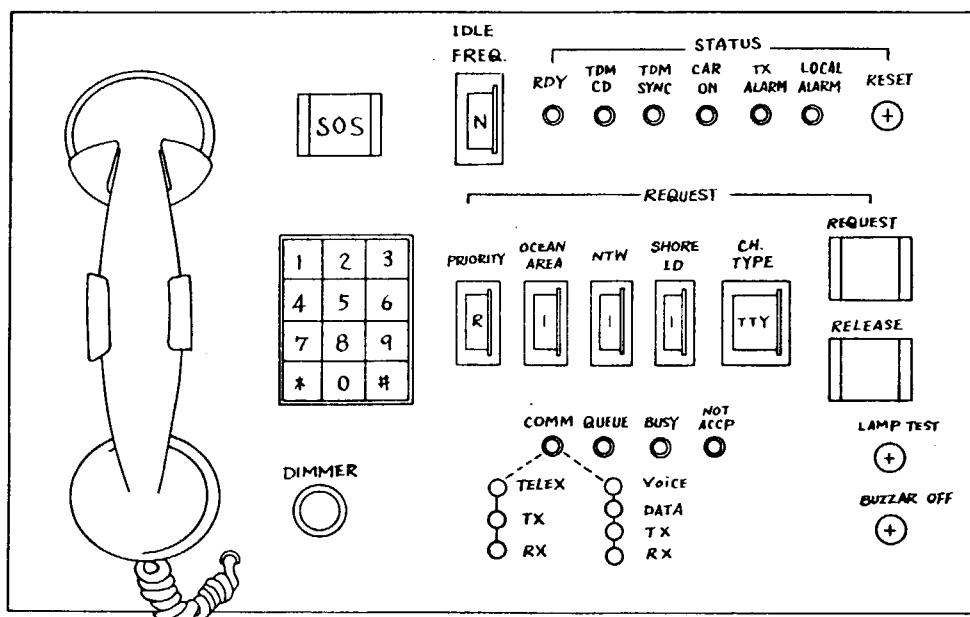


図 6.3.12 制御パネル配置図

6.4 船舶地球局装置の評価

評価は6.2項に述べた仕様に基づいて設計・製造した装置が仕様性能に対し、すべての点で同等もしくはすぐれていることを立証するため必要である。

現在、国際海事衛星システムに使用する船舶地球局装置の評価に関する仕様はまだ定められていないので、ここでは米国ですでに実施されているM A R I S A Tシステムにおける形式承認及び運用承認について述べることにした。

6.4.1 形式承認

(1) 形式承認方法

装置の概要、運用サービスの形、環境条件、工場形式、試験方法などを記載した申請を装置製造会社から提出させ、工場試験と実施試験を課すことが考えられる。M A R I S A Tコンソーシアムまたはその代行機関は申請された工場試験方法を検討し、良ければ試験方法の承認を与え、形ごとに少くとも1ユニットに関し、工場試験に立会、その試験結果報告書の提出を受ける。ついでM A R I S A Tの必要施設の使用を手配し、所定のスケジュールに従って実地試験を実施する。

(2) 性能の評価

まず承認の規準としては、工場試験と実地試験の試験結果に基づいて船舶地球局装置の性能を評価する。通常試験データは形式ごとの少くとも1ユニットに関して立会うので、製造業者は同じ形式の他のユニットの性能はすべて立会試験したユニットと同じく技術仕様に適合することを立証しなければならない。

ついで、M A R I S A TコンソーシアムはM A R I S A Tシステムのアクセスに関する承認を製造業者に与え、立会のもとに実地試験を行い合否を判定する。M A R I S A Tコンソーシアムは、製造業者より提出された実施試験報告書と工場試験合格書により船舶地球局装置の形式承認を与える。

(3) 試験項目

ここでは最小の必要な工場試験、実地試験項目について述べる。製造業者は、船舶地球局装置の技術仕様書に記載された最小の必要な試験結果と、その業者が必要と考える他の試験ならびに、もし船舶地球局装置にオプション機能があれば、そのオプションすべてについて試験方法と試験結果とを文書で報告する必要がある。また、ここで述べる試験すべてについて技術仕様の該当箇所を参照のこと。なお、ここでいう実地試験は、M A R I S A Tシステムの使用に対し必要とする試験のすべてをいうこととする。工場試験では、製造業者は少くとも下記のような船舶地球局装置の性能の試験方法と工場試験結果をM A R I S A Tコンソーシアムへ報告する。

送信特性

- (a) 単一搬送波スペクトラム・ロールオフ特性
- (b) 送信バンド内の上、中、下3波でのスプリアス放射レベル
- (c) リクエストチャネル周波数における高調波レベル
- (d) 設計温度範囲内での周波数精度
- (e) 最大振動条件下での位相雑音
- (f) E. I. R. P.
- (g) 衛星の方向におけるE. I. R. P. 安定度
- (h) データレート安定度
- (i) T D M A同期精度
- (j) キャリア・オフ・レベル
- (k) T D M Aバースト・ゲート故障保護機能

(1) 音声周波数特性

(m) コンプレッサ特性(CCITT Rec. G 16.2 に規定されている全ての項目)

受信特性

(a) 受信系の性能指数(G/T)

(b) ビットエラーレートを含むTDM受信機能

(c) TDMキャリアとクロック・アライジョンタイム

(d) FM復調性能

(e) エクスパンダ特性(CCITT Rec. G 16.2 に規定されている全ての項目)

アンテナ特性

(a) 偏波

(b) ポアーサイト軸比

(c) サイドローブ特性

(d) 利得

(e) ピーム・ステアビリティ

アクセスと制御機能

(a) リクエスト・メッセージの発生

(b) リクエスト・メッセージ再送出禁止機能

(c) アサインメント・メッセージ誤り検出

(d) 船舶局加入番号、メッセージ形式、チャネル形式に関するアサインメントへの応答

(e) 同調機能

(f) 各種話中状況下でのアサインメントへの応答

(g) インバンドシグナリング

実地試験

実地試験では、製造業者は船舶地球局装置において少くとも下記の項目を含む試験方法と試験結果を

MARISATコンソーシアムに報告する。

(a) 基本的チャネル試験(回線品質の測定)

(b) クリアリング/リクエスト機能

(c) 一般的シグナリング機能

(d) 船舶地球局加入番号認識試験

(e) ビジー状態への割込機能

(f) 陸上テレックス回線への接続試験

これらの試験における実施条件及び試験手順については、1977年8月MARISATコンソーシアムより発行された「TYPE ACCEPTANCE PROCEDURES FOR MARISAT MOBILE TERMINALS」の該当箇所を参照のこと。

環境試験

製造業者は所定の環境条件において船舶地球局装置が良好な動作をすることを示すに足る試験方法と

試験結果をMARISATコンソーシアムに報告する。所定の環境条件は少くとも下記項目を含む。

(a) 動作周囲温度範囲

(b) 相対湿度

(c) 氷

(d) 降雨

(e) 風負荷

- (f) 衝撃と振動
- (g) 一次電源変動
- (h) 船舶の運動

6.4.2 運用承認

(1) 運用承認方法

装置を船舶上に設置し、運用を開始する場合にはMARI SAT コンソーシアムの運用承認を得ることが必要である。この運用承認試験は、MARI SAT コンソーシアムの定める試験方法により、主として通話試験等の実地試験を行うものとし、試験後テレックスを通じて試験結果をMARI SAT 海岸局に送り審査を受ける。MARI SAT 海岸局のオペレータは、この試験結果が技術仕様に適合していることを確認した上で、テレックスを通じて船舶地球局に運用承認を与える。

(2) 運用承認試験項目

- (a) 海岸局 - 船舶地球局複信電信試験（誤字数の測定）
- (b) 船舶からの遭難通信試験
- (c) 船舶地球局 - 海岸局複信電信試験（誤字数の測定）
- (d) 陸上テレックス回線への接続試験
- (e) 音声通話試験（コンパンダ動作）
- (f) トーン信号による双方向音声回線試験（コンパンダ非動作）

6.5 空中線系の検討

6.5.1 目的

海事衛星船舶地球局設備のアンテナ装置は、前節の基本設計にも述べた如く、一般に

- (1) アンテナ
- (2) ダイブレクサ
- (3) 電力増幅器
- (4) 低雑音増幅器
- (5) 駆動部
- (6) ベース
- (7) レドーム

等により構成されるが、アンテナ装置を小形化ないし軽量化するためには、先ず個々の構成要素自体をより小形あるいは軽量なものにする必要がある。中でもアンテナと駆動部の構造寸法はアンテナ装置全体の寸法・重量に対して他の構成要素よりも大きい影響を持っている。しかし、これらの構成要素はそれぞれに、たとえばEIRPとかG/Tといった装置の基本性能を満足するために、価格とのトレード・オフを行って決定される。たとえば内部雑音のより少ない低雑音増幅器と出力のより大きい電力増幅器をより小さいアンテナと組合せて、必要なEIRPやG/Tを得ることができるが、低雑音増幅器や電力増幅器の価格・重量の増加とのトレード・オフを必要とする。従って、これらの増幅器の技術的進歩によるコスト低下の傾向はあるにせよ、現時点では前節の基本設計にて示した例がそのようなトレード・オフの1例を示していると考えられる。一方、海事衛星通信システムそのものの回線設計が、より低いEIRPやG/Tを要求する場合は、アンテナを始め各構成要素が小形にできるので、アンテナ装置が小さくなることは当然である。以上のようにして、どのような寸法のアンテナが選定されたにしろ、これを使用したアンテナ装置の全体をいかにすれば小形・軽量に作り得るか、また、その限界などを明らかにすることは、船上装

置の設計評価において重要な点であろう。このような見地からアンテナ自体の小形化ではなく、与えられたアンテナ寸法に対するアンテナ装置の小形化・軽量化について、設計評価の資料を得る目的で検討を行った。

6.5.2 小形・軽量化のための前提条件

(1) アンテナ形式

現在、海事衛星船舶地球局通信装置として発表されているものは、すべてパラボラアンテナを用いている。これは現状において他の形式のアンテナに対しパラボラアンテナの場合、比較的単純な構成で良い特性のものが得られること、及び重量、価格、信頼性において優れているためと考えられる。従って、この検討においては、パラボラアンテナを用いる空中線系を対象として検討を行った。

(2) アンテナ駆動部形式

アンテナ駆動部形式としても、同様に現在最も多く採用されている次の形式のものを対象として検討した。

(a) 軸形式

ロール／ピッチ軸の上に乗ったアジャス軸、エレベーション軸によってアンテナ方向を制御する4軸方式

(b) ジンバル形式

ロール軸、ピッチ軸が一点で交わるジンバル形式

(c) 支持形式

安定台の重心を支柱により支える中央支柱支持方式

6.5.3 検討の手順

(1) 小形化の検討

空中線系の小形化を検討するに当り、小形化の指標としてレドームの体積をとった。そのため、パラボラアンテナをエレベーション軸、アジャス軸まわりに回転させた場合、且つその状態で船舶の動搖により、レドームが傾むいた場合にパラボラアンテナとレドームが接触しないレドームの最小寸法を幾何学的に検討した。

(2) 軽量化の検討

軽量化の検討に当り、アンテナ装置の個々の構成要素自体を軽量化することが考えられるが6.5.1項で述べた通り、価格と重量の増加とのトレード・オフが必要であり、ここではアンテナ装置で比較的重量比の高いベースとレドームの風圧力に対する形状と重量の関係を検討し、且つ小形化との関連を検討した。

6.5.4 検討結果

(1) 小形化

支柱の直径(P)をパラメータとし、パラボラアンテナが水平方向を向いたときの光軸とロール／ピッチ軸との距離(d)に対するレドームの高さ(H)、直径(B)、体積(V)の関係は図6.5.1～図6.5.3のようである。なお、本図は最大許容傾斜角±32°の場合について計算したものである。

図6.5.3において、支柱の直径(P)が0.1～0.15Dの範囲に対して、レドームの体積(V)が最小となる d は

$$d = 0.7 \sim 0.12 D$$

の範囲であり、そのときのレドームの高さ(H)と直径(B)は図6.5.1、図6.5.2より

$$H = 1.195 \sim 1.187 D$$

$$B = 1.260 \sim 1.307 D$$

となる。しかしながら、 d の変化に対するレドームの体積(V)の変化は小さく約1%の変化であり、 d の選択の自由度はかなり広い範囲にある。むしろ、支柱の直径(P)の変化に対するレドームの体積の変化が顕著である。なお、図6.5.4～図6.5.6に θ の±27°の場合についての計算例を示す。

(2) レドームの形状と風圧力の関係

横風により各形状のレドームが受ける抗力(P_{DE})及びベースが受ける曲げモーメント(M_r)と d で定められるレドームの形状との関係を図6.5.7に示す。

図6.5.7において、抗力(P_{DE})は d の増加と共に増加し、曲げモーメント(M_r)は d の増加と共に減少している。即ち図6.5.8の(A)の形状に近づくに従って抗力は大きくなり、曲げモーメントは小さくなる。また、図6.5.8の(B)の形状に近づくに従って抗力は小さくなり、曲げモーメントは大きくなる。すなわち、横風による抗力がベースに及ぼす影響は、せん断力と曲げモーメントとで逆の傾向を持ち、直接重量との結び付きは見られないことがわかる。但し、曲げモーメントの増加に対して充分な強度が得られる場合は、図6.5.8の(B)の場合の方が(即ち、 d が小さい場合の方が)ベースの面積が小さいだけ軽量化に有利であろう。

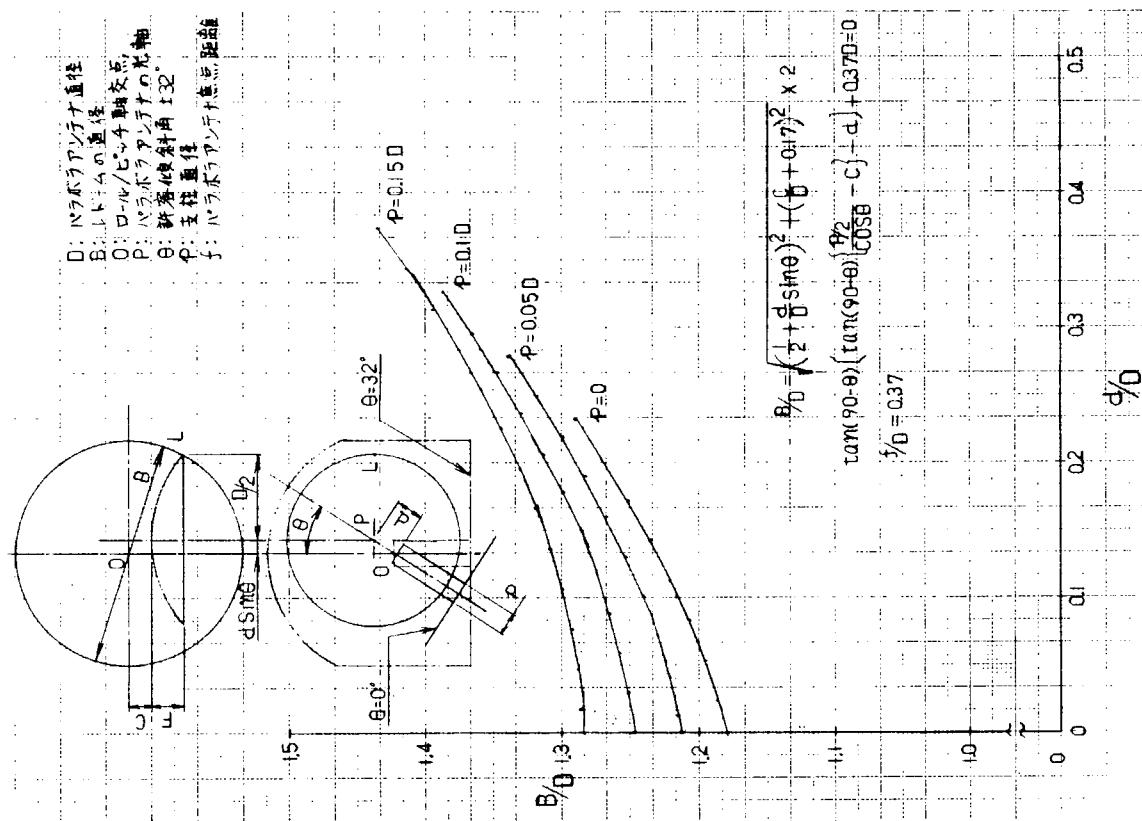
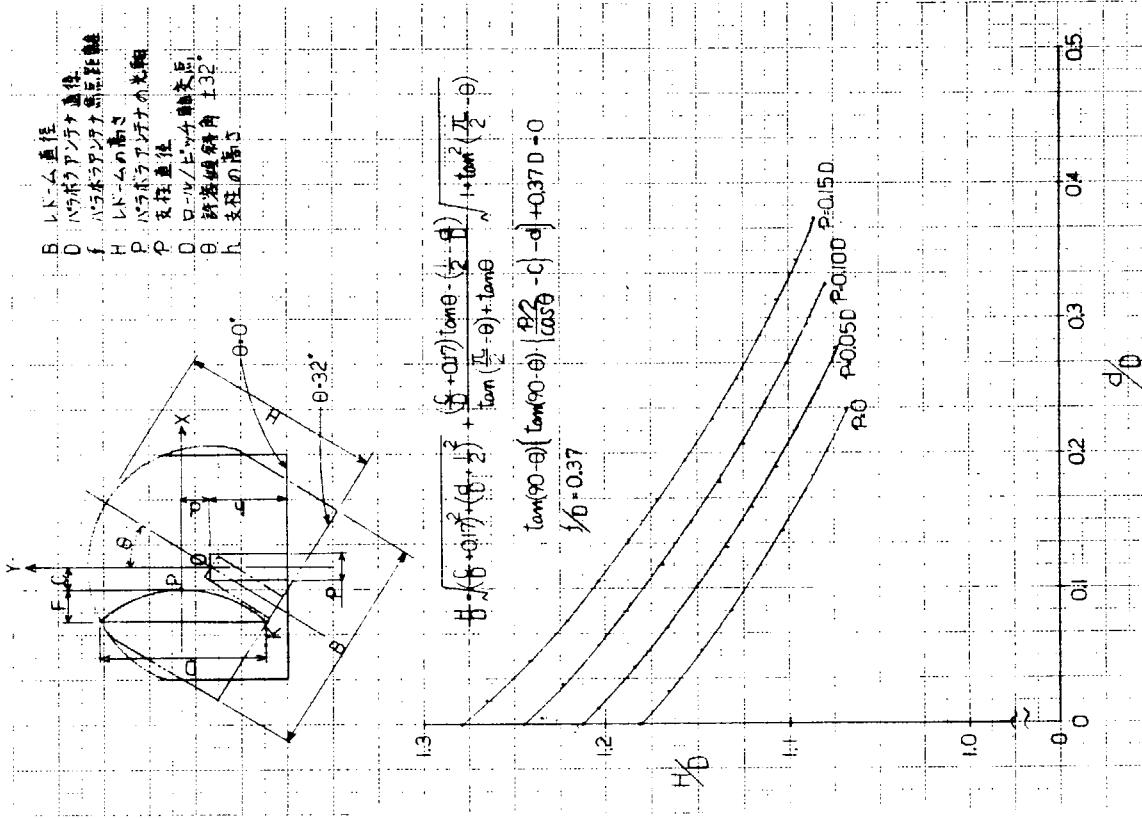
(3) レドームの重量

風圧力によりレドームに発生する応力の検討結果、 d の考え得る変化範囲において、レドームの板厚は一定とすることができるため、レドームの重量はレドームの表面で決まるといつてよい。従って、レドームの形状を決める d と各形状におけるレドームの表面積との関係を図6.5.9に示す。

図6.5.9において、支柱の直径(P)が0.1～0.15Dの範囲に対して、レドームの表面積、すなわち、重量が最小となるのは

$$d = 0.1 \sim 0.2 D$$

の範囲である。しかしながら、 d の変化に対するレドームの重量変化は、レドームの体積と同様に数パーセントであり、 d の選択の自由度はかなり広い範囲にある。



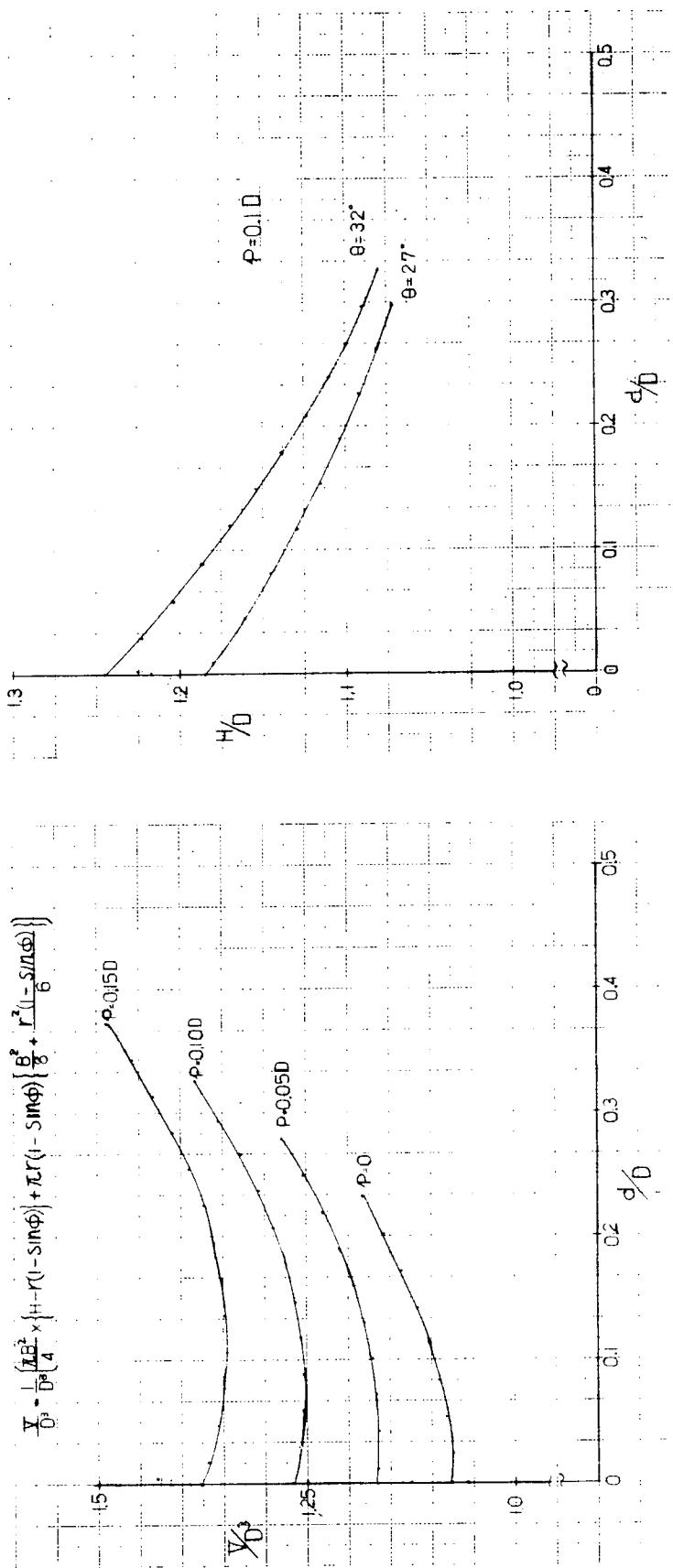
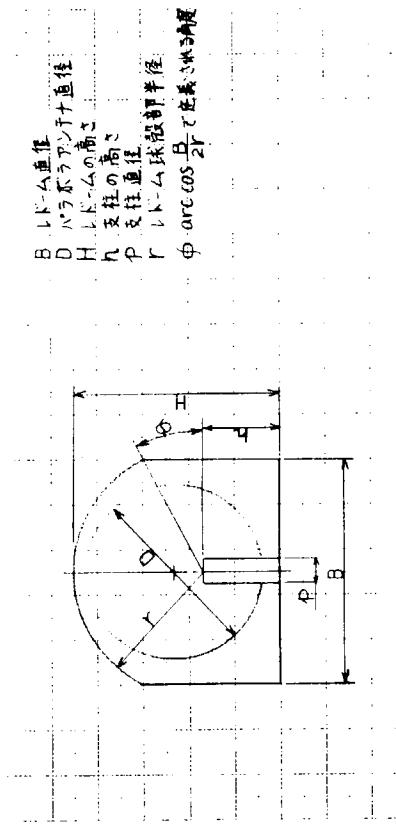


図 6.5.4 レドームの高さ (H) と d の関係

図 6.5.3 レドームの体積 (V) と d の関係

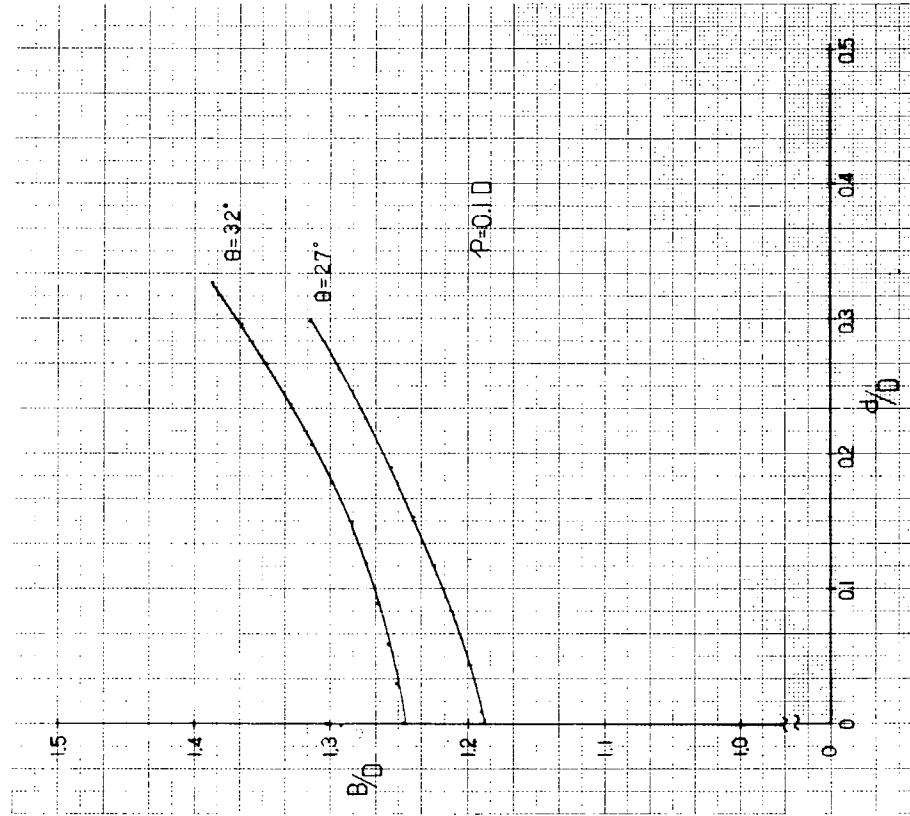


図 6.5.5 レドームの直径 (B) と d の関係

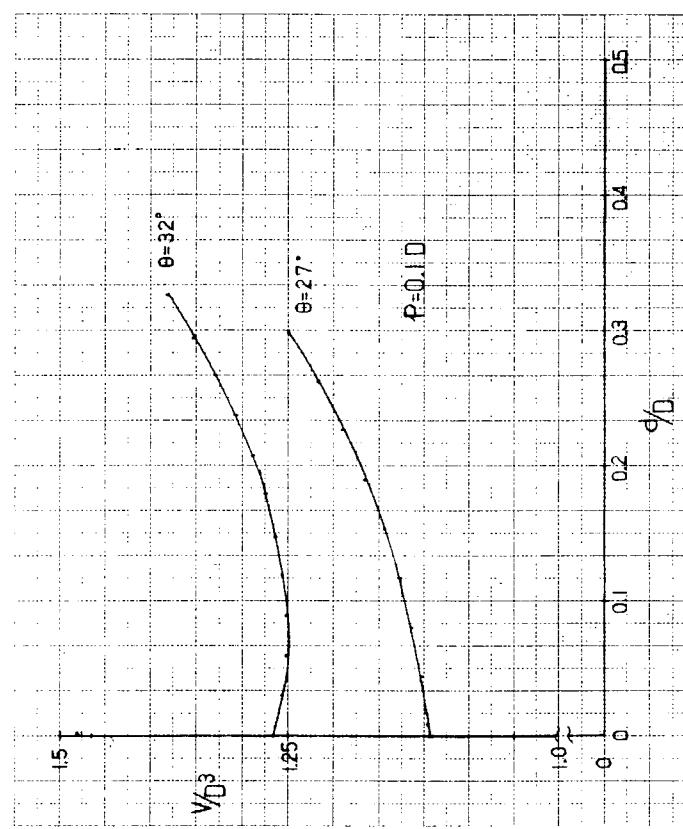
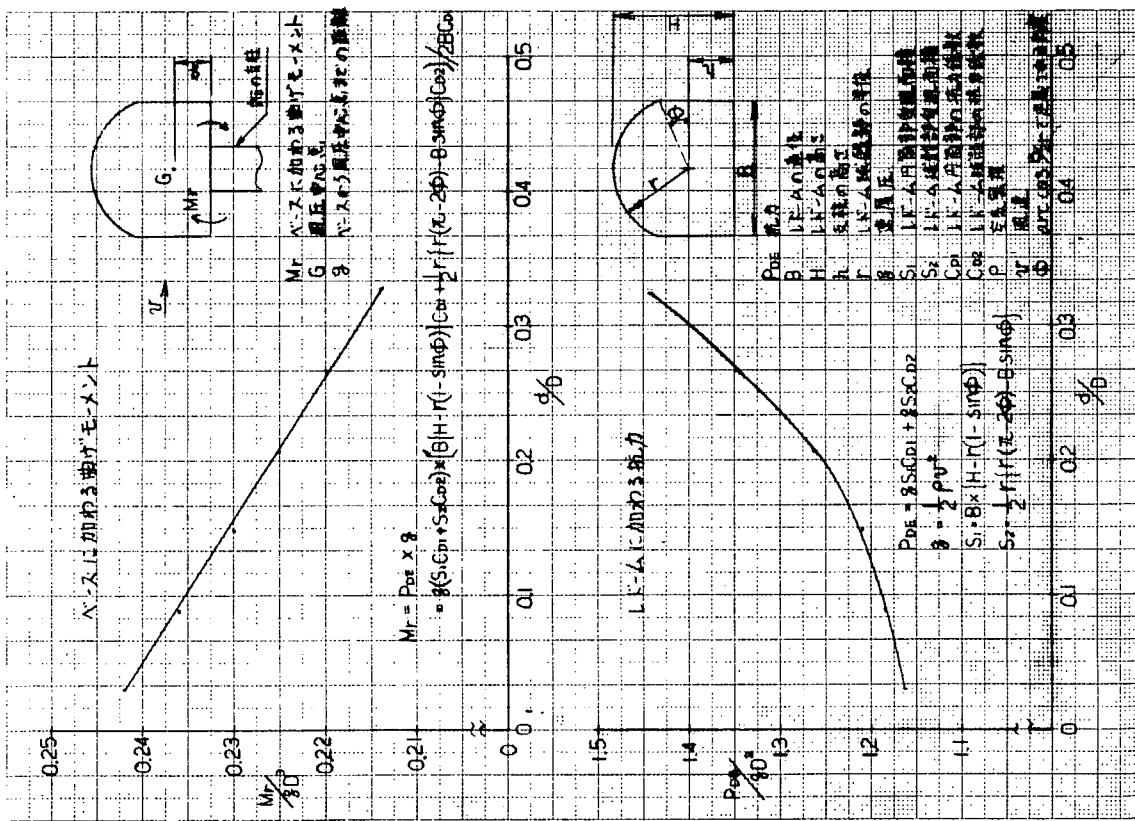
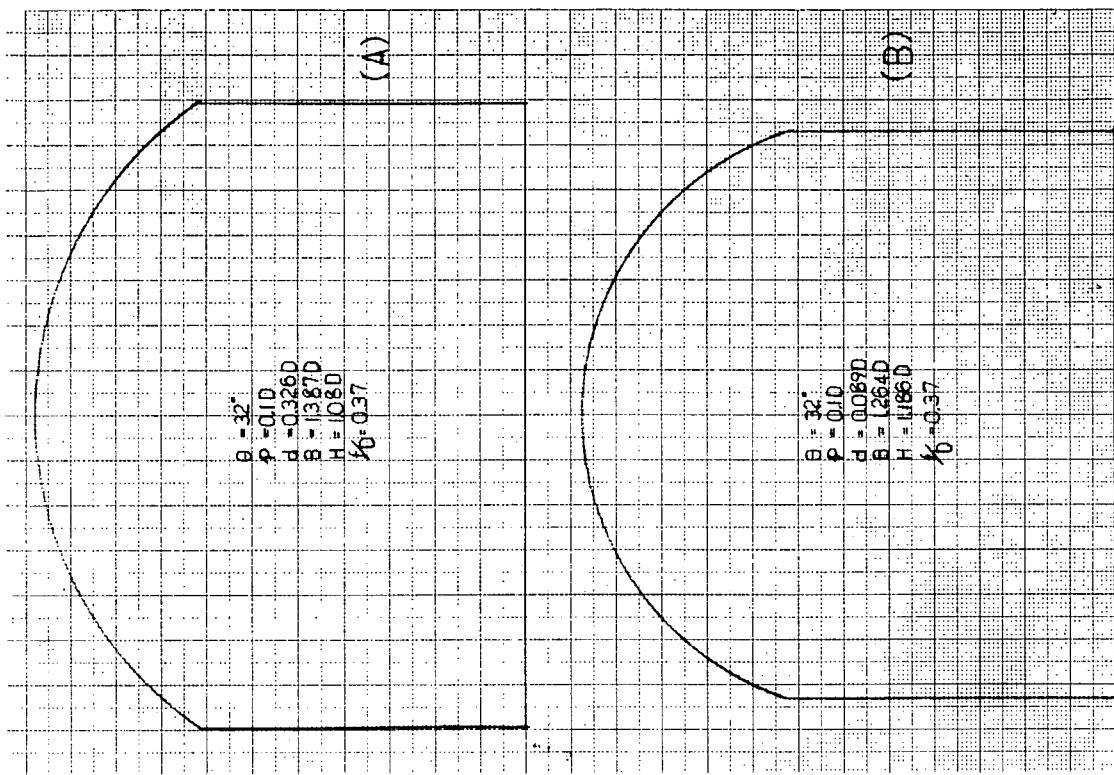


図 6.5.6 レドームの体積 (V) と d の関係

図 6.5.8 レドーム形状の d に対する変化



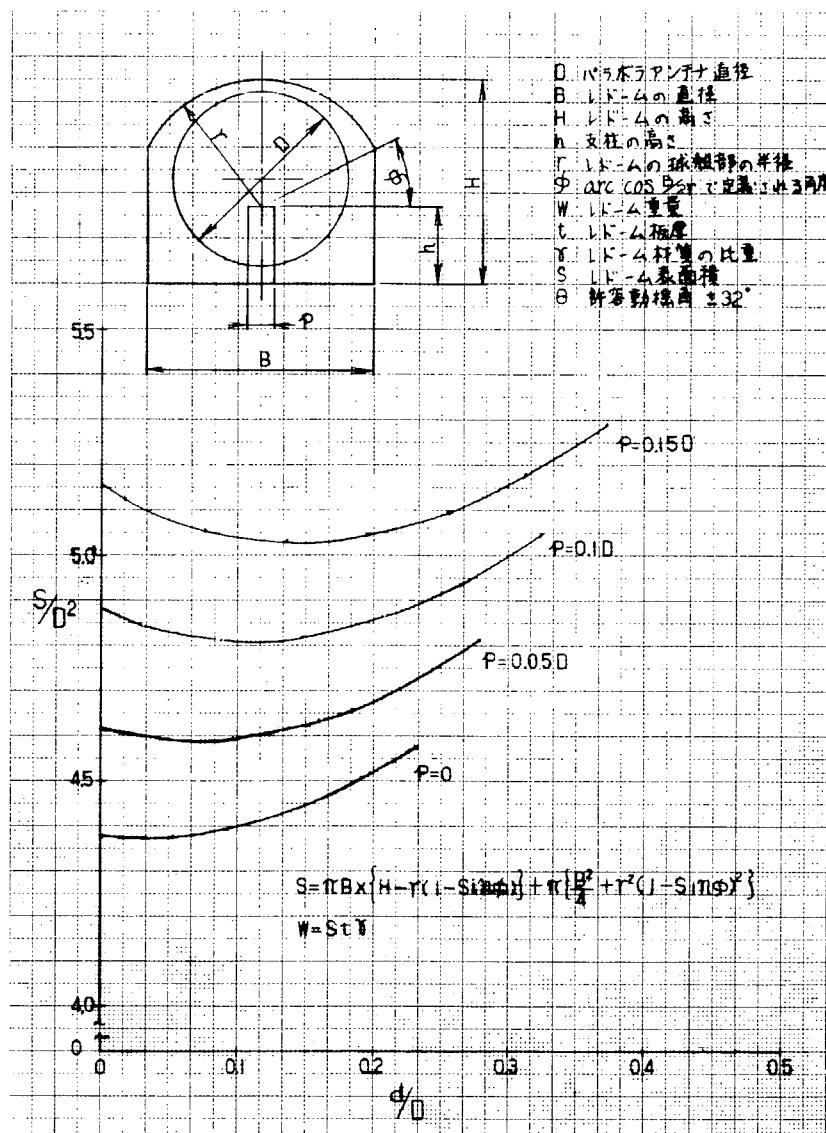


図 6.5.9 レドームの表面積(S)とdの関係

6.5.5 小形化スタビライザの試作試験

(1) 試作装置の構造寸法

前節までの理論的検討結果に実用上の考慮を加えた場合についての1例を試作して検討した。試作スタビライザの安定化方式はバッシブフライホイール方式で、その構造、外観は図6.5.1-0～図6.5.1-3のようである。試作設計に当っては、前述の小形軽量化の考察結果からできるだけ最適な寸法とするよう配慮したことはもちろんあるが、そのほか主として次のような点を考慮して設計した。

- (i) 船体の動搖は最大±32°まで許容できること。
- (ii) 支柱の径は、予想される荷重約100Kgに對し、振動、動搖、衝撃に充分耐える強度を与えること。
- (iii) 支柱とパラボラとは、船体の最大傾斜時になお約0.026Dの余裕があること。（但し、Dはパラボラアンテナの直径である。）
- (iv) パラボラの最下端と支柱取り付け面の間には、船体の最大傾斜時になお約0.055Dの余裕があること。
- (v) ダイプレクサ、電力増幅器、低雑音増幅器の配置は、アンテナに極力近づけるためスタビライザのロール／ピッチ軸の上に配置すること。
- (vi) ダイプレクサ、電力増幅器、低雑音増幅器の寸法は次の値を想定した。

ダイプレクサ	0.105D × 0.193D × 0.036D
電力増幅器	0.113D × 0.189D × 0.065D
低雑音増幅器	0.035D × 0.141D × 0.019D

試作装置の各部寸法は次のようである。

支柱の径	P = 0.110D
アンテナ中心の座標	d = 0.190D
	c = 0.111D
エレベーション軸の座標	y = 0.151D
	x = 0.072D
Swept Volume の高さ	H = 1.245D
Swept Volume の直径	B = 1.325D

これらの値を理論値と比較すると図6.5.1-4～図6.5.1-6のA点のようである。Swept Volumeに接する最小のレドーム体積Vが最小値をとるdの値は図6.5.1-6にて0.08D程度であるが、試作装置では主として上述(v)を考慮して0.19Dと高くなっている。また、d = 0.19Dに對応するCの値は、理想的には0.091Dであるが主として上述(iii)の理由で0.111Dとなっている。しかしながら、その結果、Vの理想的最小値からの増加は図6.5.1-6で見る如く2%程度であり、むしろ、上述の(iii)(v)の理由で図のA点まで、H、B、V共理論値より大きくなる。さらにレドームとSwept Volumeとの余裕として0.02Dを仮定した場合のレドームの寸法等を図中B点で示した。

(2) 試作装置の安定性能

試作装置の動搖安定性能を確認するため、図6.5.1-2、図6.5.1-3に示すように、動搖試験機に試作装置を取付けて試験した。試験データを図6.5.1-7に示す。このデータは、次のようなパラメータの動搖を加えた状態で、安定台に取付けたクリノメータの出力を測定したものである。

ロール $\pm 30^\circ$ 周期 13秒

ピッチ $\pm 10^\circ$ 周期 9秒

このデータから、安定台の残留動揺は

ロール $\pm 0.5^\circ$

ピッチ $\pm 0.3^\circ$

程度であり、実用可能な値である。

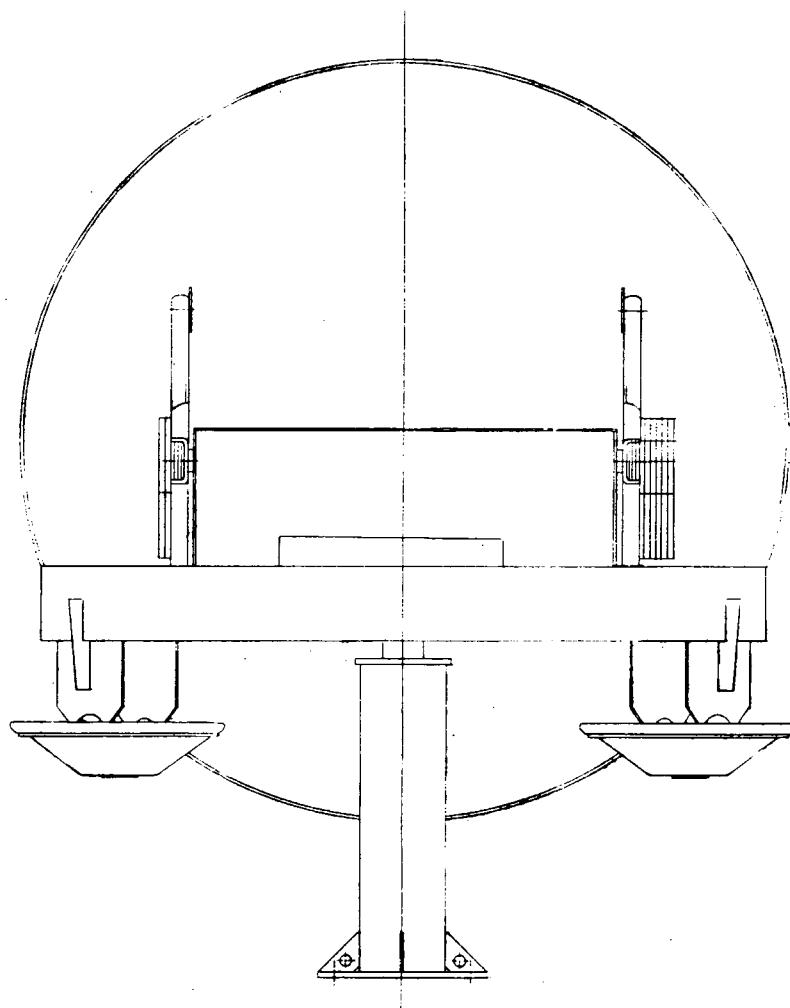


図 6.5.10 試作装置外観図

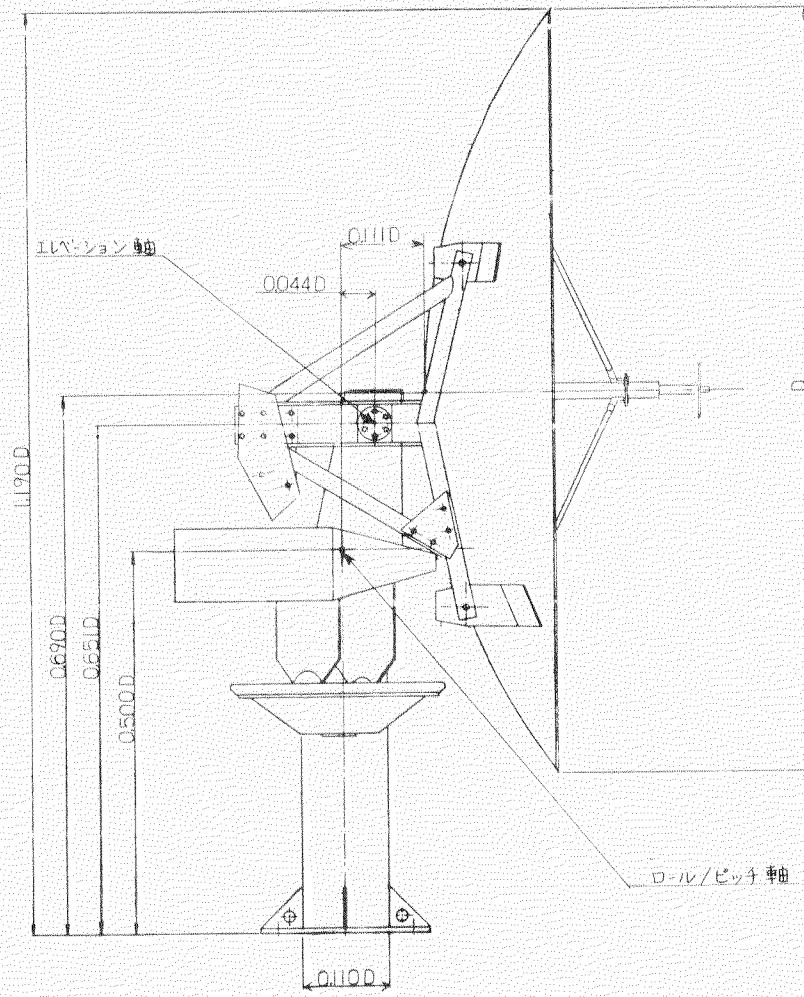


図 6.5.11 試作装置外観図

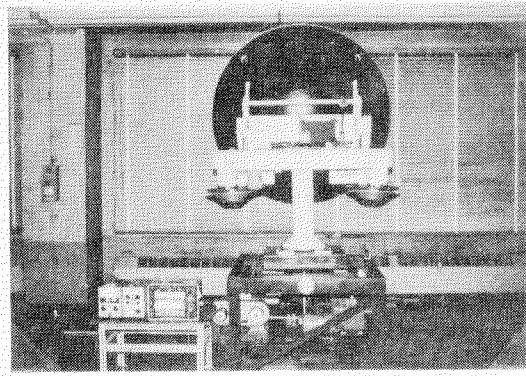


図 6.5.12

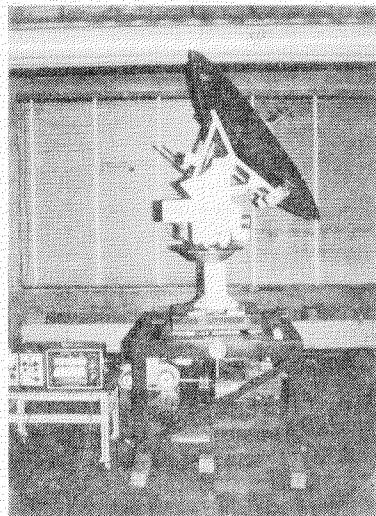


図 6.5.13

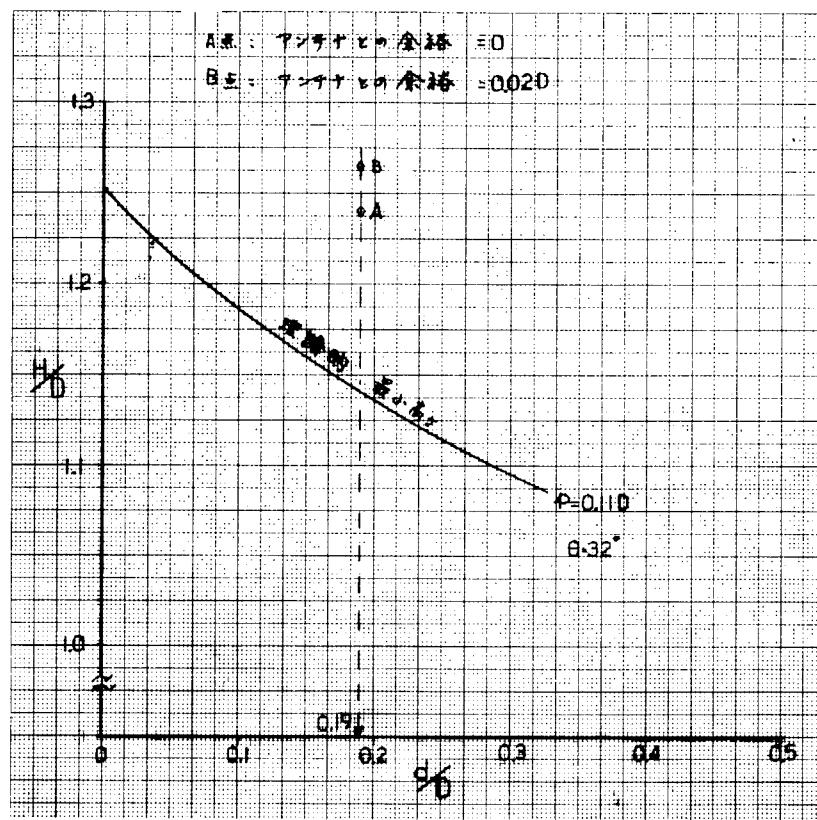


図 6.5.14 試作装置に必要なドームの高さ(○印)

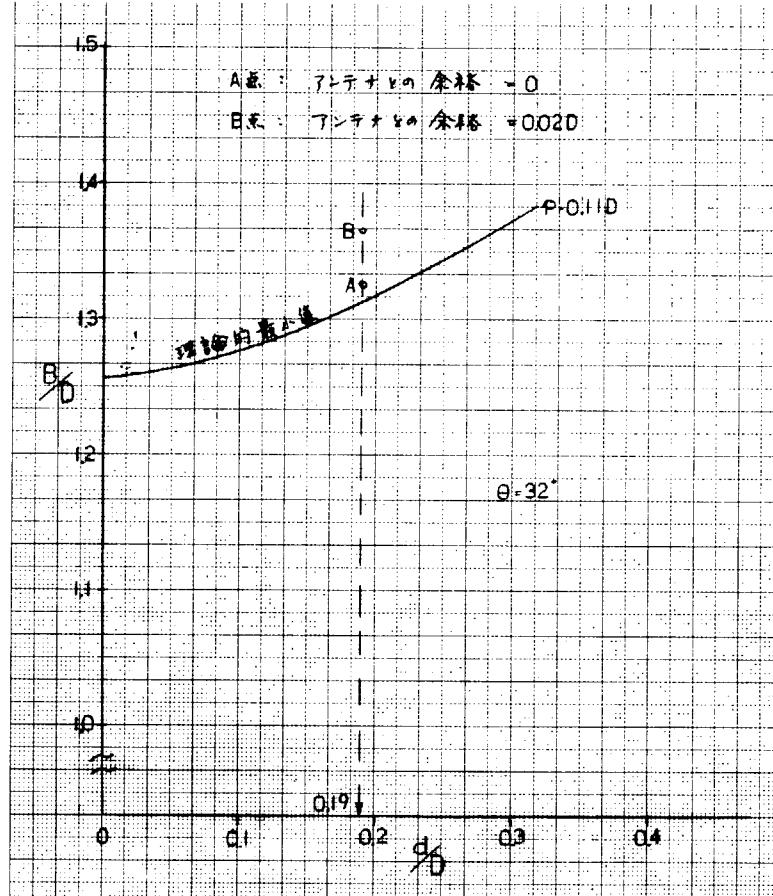


図 6.5.15 試作装置に必要なドームの直径(○印)

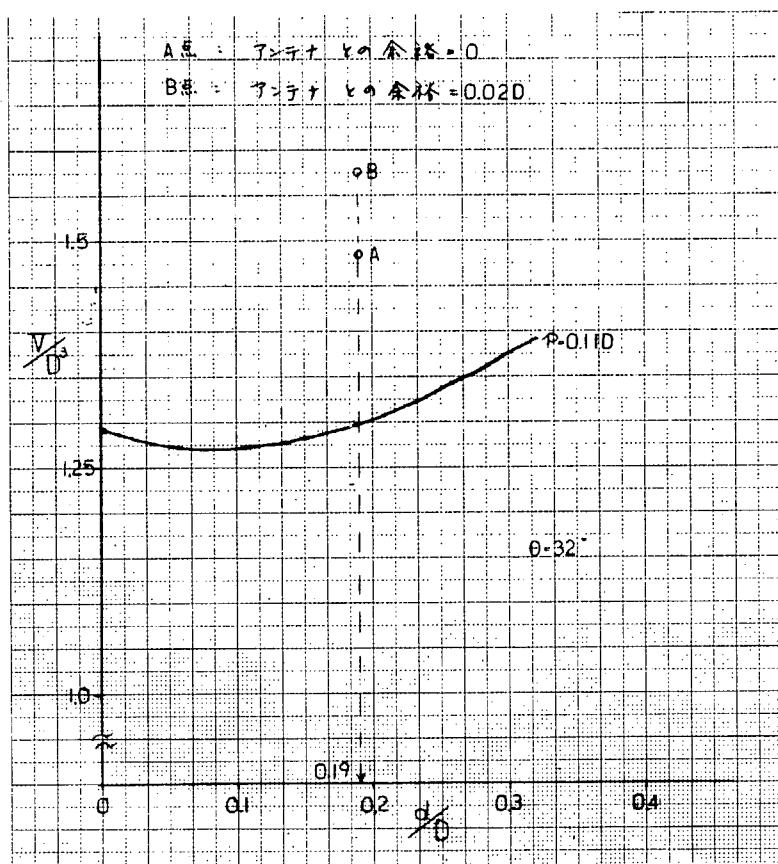


図 6.5.16 試作装置に必要なドームの体積(○印)

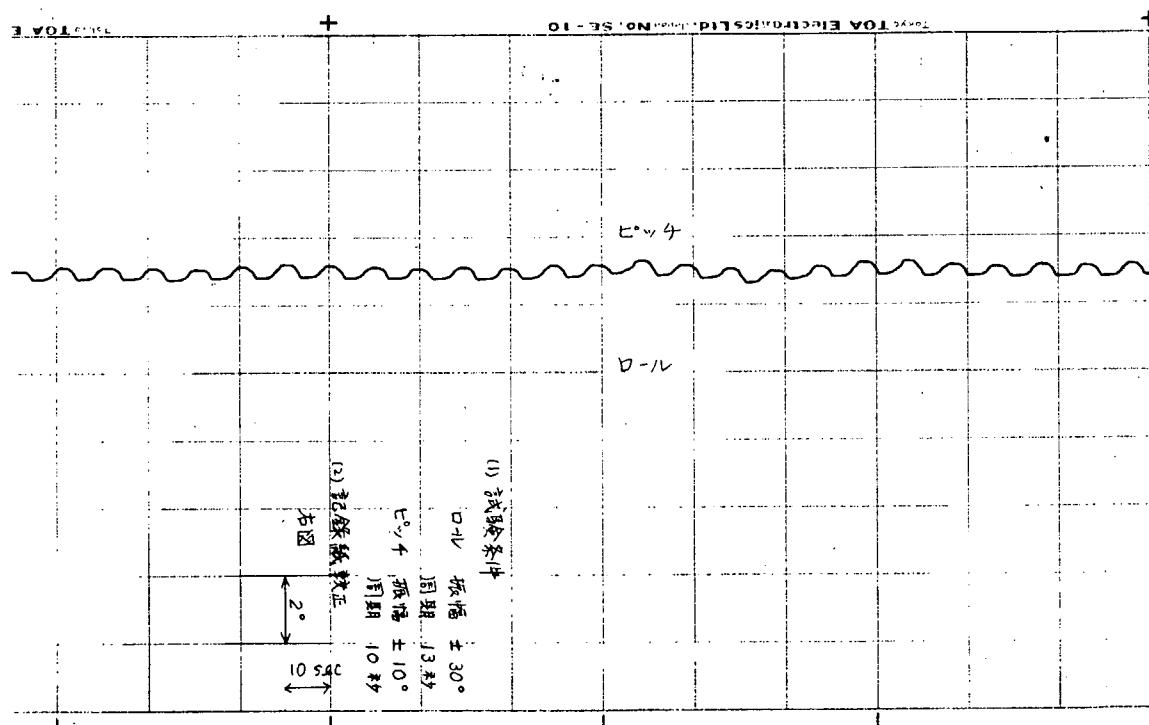


図 6.5.17 試作装置の残留動揺

6.5.6 むすび

海事衛星船舶地球局設備のアンテナ装置の小形軽量化について、現在一般に使用されているパラボラアンテナならびに4軸駆動方式を取り上げ理論的、実験的にその限界を検討した。今後、さらにアンテナ自体の変形を許容した場合、さらに安定台が4軸でレドームに対する軸の位置が可変の場合などの応用が考えられるが、本検討はそれらを評価するための、1つの基準を提供することができると考えられる。

6.5.7 詳細検討

(1) 小形化のための幾何学的検討

船舶の動揺及び衛星追尾どきにパラボラアンテナはロール／ピッチ軸まわりに船体の最大動揺角、アジャマス軸まわりに 360° 、エレベーション軸まわりに 90° 動き、且つ支柱にぶつかってはならないため、これらの関係を幾何学的に検討する。

(a) ロール／ピッチ軸とアジャマス軸の関係

ロール／ピッチ軸の交点をアジャマス軸が通る場合と、ロール／ピッチ軸の交点からアジャマス軸が外れている場合とを比較すると、パラボラアンテナを支柱に接触しないで、アジャマス軸まわりに回転させるためには、後者の場合、パラボラアンテナをアジャマス軸より支柱とアジャマス軸間の距離だけ余分に遠ざける必要があり、その遠ざけた分だけ Swept Volume は大きくなる。従って、ロール／ピッチ軸の交点とアジャマス軸は一致することが最小の Swept Volume を得る必要条件である。

(b) パラボラアンテナと支柱との関係

船体が動揺している場合、安定台にのっているパラボラアンテナから見ると、図 6.5.1 のようにロール／ピッチ軸の交点(O)を回転中心として、支柱やベース、レドームが回転することになる。すなわち、支柱は図 6.5.1 8 の円錐の範囲を動くことになるからパラボラアンテナは仰角 0° のとき、この円錐面の中に入れないことがわかる。

(c) パラボラアンテナとエレベーション軸との関係

船体の動揺及びアジャマス軸の回転によるパラボラアンテナの動きとエレベーション軸の回転によるパラボラアンテナの動きを同時に考えて、Swept Volume の最小となるようなエレベーション軸の位置を決めるることは非常に複雑である。従って、先ず、エレベーション 0° の時の最小 Swept Volume を求め、その Swept Volume 内でパラボラアンテナを $0 \sim 90^\circ$ 動かすことができるエレベーション軸の位置が存在するか検討する。

(d) 仰角 0° の場合の最小 Swept Volume

仰角 0° 、すなわち、パラボラアンテナが最も低い仰角の状態で Swept Volume を最小とするためには、アンテナをできるだけアジャマス軸に近づける必要がある。従って、パラボラアンテナの放物面が支柱の作る円錐面を接することが必要条件となる。すなわち、図 6.5.1 8においてパラボラアンテナの中心(P)は θ 度傾むいた支柱に平行な直線 A - A' 上になければならない。

ここで、図 6.5.1 8 は船舶の動揺が無い状態を実線で描き、船舶の動揺があり、安定台とその上のパラボラアンテナは水平に安定したまま支柱とレドームが船舶の動揺角(θ)だけ傾むいた状態を想像線で描いたものである。また、O 点はロール／ピッチ軸の交点、P 点はパラボラアンテナの中心をあらわし、アジャマス軸は y 軸上にある。

今、パラボラアンテナの面と支柱とが接している図 6.5.1において、パラボラアンテナの断面放物線は

$$(y - d)^2 = 4f(x - c) \quad \dots \dots \dots \quad (6.5.1)$$

と表わされ、直線 A - A' は

$$y = - \tan(90 - \theta) \cdot \left\{ x - \frac{P/2}{\cos \theta} \right\} \quad \dots \dots \dots \quad (6.5.2)$$

と表わされる。両者が接する条件は、式(6.5.1)、(6.5.2)の連立方程式の解が重根を持つことである。すなわち

$$\tan(90 - \theta) \cdot [\tan(90 - \theta) \cdot \left\{ \frac{P/2}{\cos \theta} - c \right\} - d] + f = 0$$

の関係が成り立つ。ここで、 f の値としてパラボラアンテナの代表的値 $f/D = 0.37$ を用いると

$$\tan(90 - \theta) \cdot [\tan(90 - \theta) \cdot \left\{ \frac{P/2}{\cos \theta} - c \right\} - d] + 0.37D = 0 \quad \dots \dots \dots \quad (6.5.3)$$

と表わすことができ、これが仰角 0 度の場合の最小 Swept Volume を得るための必要条件となる。

この条件をもとにレドームの高さ(H)、レドームの直径(D)に相当する Swept Volume を求めると次のようになる。

(j) レドームの最小高さ(H)

パラボラアンテナの先端(Q)は、船舶が図 6.5.19 のように θ° 傾むいた状態から、反対側に θ° 傾むく間に、ロール／ピッチ軸の交点(O)を中心として、点Oとパラボラアンテナの先端(Q)を結ぶ距離(r)を半径とした弧を描く。従って、レドームの最小高さは、O 点から r の高さである。また、パラボラアンテナの下端(K)と支柱取り付け面とは、船舶が図 6.5.19 のように θ° 傾むくとき最も接近する。このとき必要な支柱の最小高さを h とすれば、レドームの最小高さ(H)は

$$H = r + h \quad \dots \dots \dots \quad (6.5.4)$$

で求められる。r は図 6.5.19 より

$$r = \sqrt{(C+F)^2 + (d + \frac{D}{2})^2} \quad \dots \dots \dots \quad (6.5.5)$$

で求められ、且つ

$$F = \frac{D^2}{16 \cdot f}$$

$$f/D = 0.37$$

の関係より

$$r = \sqrt{(C + 0.17D)^2 + (d + \frac{D}{2})^2} \quad \dots \dots \dots \quad (6.5.6)$$

で求められる。また、h は図 6.5.19 において K 点を通るベースに平行な直線

$$\{y - (-\frac{D}{2} + d)\} = -\tan \theta \{x - (-c - F)\} \quad \dots \dots \dots \quad (6.5.7)$$

と O 点を通る支柱中心線

$$y = \tan(\frac{\pi}{2} - \theta) \cdot x \quad \dots \dots \dots \quad (6.5.8)$$

の交点の座標を(x, y)とすると

$$h = \sqrt{x^2 + y^2}$$

で求められる。すなわち

$$h = \frac{(c + 0.17D) \cdot \tan\theta - (\frac{D}{2} - d)}{\tan(\frac{\pi}{2} - \theta) + \tan\theta} \cdot \sqrt{1 + \tan^2(\frac{\pi}{2} - \theta)} \quad \dots \dots \dots (6.5.9)$$

で求められ、レドームの高さ(H)は

$$H = \sqrt{(c + 0.17D)^2 + (\frac{d}{2} + \frac{D}{2})^2} + \frac{(c + 0.17D) \cdot \tan\theta - (\frac{D}{2} - d)}{\tan(\frac{\pi}{2} - \theta) + \tan\theta} \sqrt{1 + \tan^2(\frac{\pi}{2} - \theta)} \quad \dots \dots \dots (6.5.10)$$

あるいは

$$\frac{H}{D} = \sqrt{\left(\frac{c}{D} + 0.17\right)^2 + \left(\frac{d}{D} + \frac{1}{2}\right)^2} + \frac{\left(\frac{c}{D} + 0.17\right) \tan\theta - \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{d}{D}\right)}{\tan(\frac{\pi}{2} - \theta) + \tan\theta} \sqrt{1 + \tan^2(\frac{\pi}{2} - \theta)} \quad \dots \dots \dots (6.5.11)$$

で求められる。

(ii) レドームの最小直径(B)

レドームの最小直径(B)を求めるには図6.5.20のような状態について検討する必要がある。

図6.5.20は水平を向いたアンテナに対し、船体がアンテナの開口面内で横に θ° 傾いた状態をアンテナ正面、並びにレドーム上方から見た図である。

図のようにパラボラアンテナが側端のL点でレドームと接する場合が、最小直径Bを与える。

図より

$$\begin{aligned} B &= \sqrt{\left(\frac{D}{2} + d \sin\theta\right)^2 + (c + F)^2} \times 2 \\ &= \sqrt{\left(\frac{D}{2} + d \sin\theta\right)^2 + (c + 0.17D)^2} \times 2 \end{aligned}$$

あるいは

$$\frac{B}{D} = \sqrt{\left(\frac{1}{2} + \frac{d}{D} \sin\theta\right)^2 + \left(\frac{c}{D} + 0.17\right)^2} \times 2 \quad \dots \dots \dots (6.5.12)$$

以上により、レドームの高さ(H)及び直径(B)が求められたが、cとdはSwept Volume 最小となる式(6.5.3)の関係を常に保つように変化させることにした場合は、式(6.5.10)、(6.5.11)に式(6.5.3)を代入してcを消去することができる。

(e) 仰角 0° 以外の場合の最小Swept Volume

アンテナを $0 \sim 90^\circ$ 動かすためには、エレベーション軸を選定する必要がある。この場合、アンテナの仰角 0° に対するSwept Volumeよりも小さいSwept Volumeを与えるエレベーション

軸の位置が見つかるならば、Swept Volume を計算する必要はない。例えば、図 6.5.2.1 のようにエレベーション軸の位置を選定すると、この条件が満されていることがわかる。

(2) 軽量化に関する考察

一般に風により物体が受ける力は次のように表わされる。

$$F = \frac{1}{2} \rho v^2 \cdot S \cdot C$$

$$= q \cdot S \cdot C$$

ここで

F : 風による力

ρ : 空気密度

v : 風速

S : 受風面積

C : 風圧係数

$$q : 速度圧 = \frac{1}{2} \rho v^2$$

風圧係数(C)は受風物体の形状、寸法ならびに風速により決まるものであり、比較的単純な形状のものについては求められるが、一般的形状のものに対して発表されたものは、風洞実験により得られた少数のものしかない。従って個々の設計に当っては、これらの公知のデータを用いて予測せざるを得ず、最終的には、実物あるいは模型による風洞実験を行なって確かめる手続きが必要である。

(i) レドームの形状と風圧力の関係

レドームが横風による風圧力を受けた場合、レドーム全体として受ける力は、風の流れに平行な成分である抗力(P_{DE})と上向き成分である揚力(P_{LE})に分解でき

$$P_{DE} = q \cdot S_1 \cdot C_{D1} + q \cdot S_2 \cdot C_{D2}$$

$$P_{LE} = q \cdot S_3 \cdot C_L$$

C_{D1} ; 円筒部の抗力係数

C_{D2} ; 球殻部の抗力係数

C_L ; 揚力係数

S_1 ; 円筒部の受風面積

S_2 ; 抗力を受ける球殻部の受風面積

S_3 ; 揚力を受ける球殻部の受風面積

このうち揚力については、アンテナ装置の設計上特に影響がないが、抗力についてはベースの構造を設計する上に考慮する必要がある。すなわち、ベースを支持する部分に対して、抗力は横方向せん断力として、あるいは、レドームを倒そうとする曲げモーメントとして作用する。これは強いほど必要強度が増し、重量増加の要因となるであろう。

計算は「工業材料」第15巻7号に記載された風洞実験結果による風圧係数を用いて行った。

(ii) レドームの重量

一般にレドームに発生する応力は、球殻部よりも円筒部に生ずる座屈応力の方が大きい。従って、レドームの必要板厚は円筒部に関して検討すればよい。

今、簡単のために、円筒部の受ける座屈応力は円筒部の受ける平均圧力に比例するものと考える。後者は、いわゆる圧力係数であって、円筒の長さと直径の比により変化する。しかし、 d/D の考慮する変化範囲に対応するレドーム円筒部の形状変化範囲では、ほぼ0.6程度で一定である。(機械設計便覧 pp. 1934)従って、レドームの板厚も一定でよい。よってレドームの重量は、レドームの表面積によって決まると云ってよい。

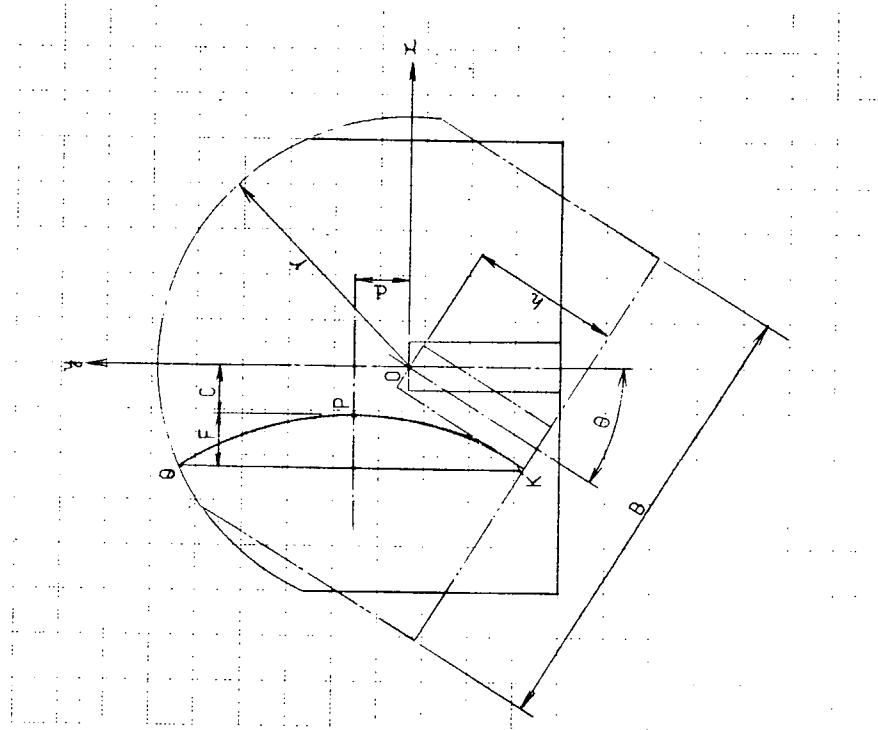


图 6.5.19

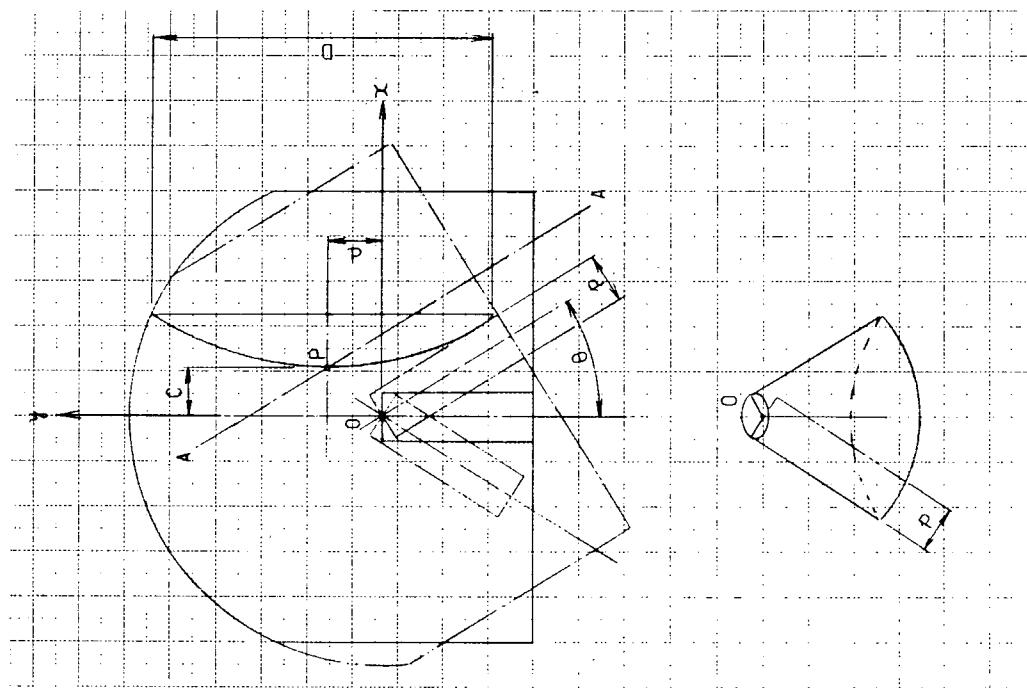


图 6.5.18

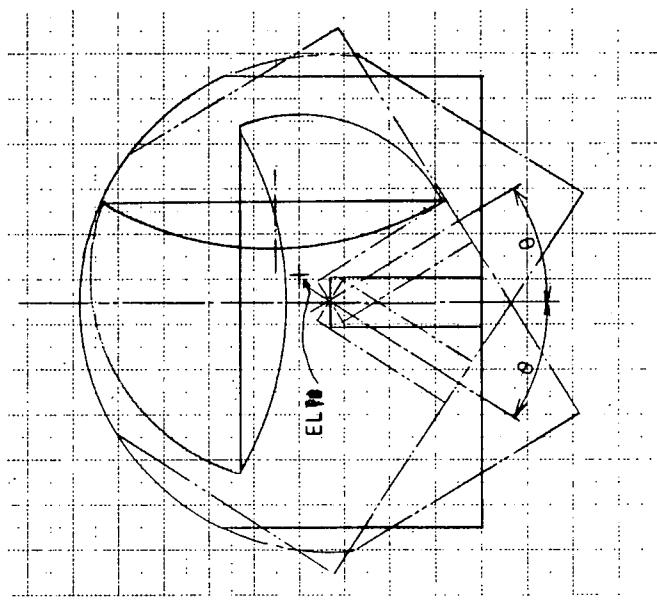


図 6.5.21

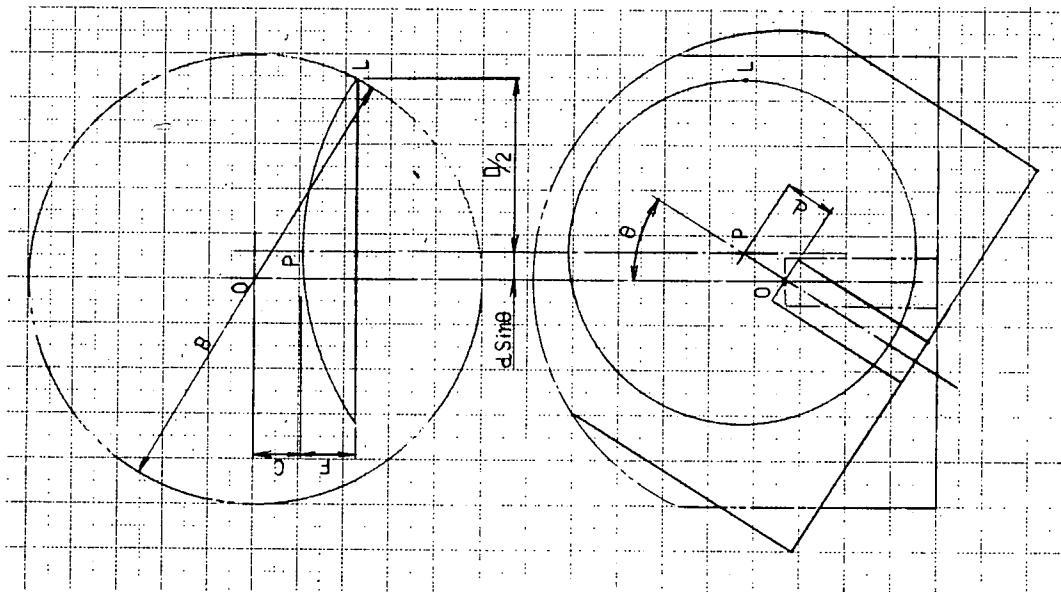


図 6.5.20

7. 海事衛星に関する国際会議出席報告 及びその動向

7.1 国際会議の概要

海事と航空用衛星通信と航法に関する国際会議 "International Conference on Maritime and Aeronautical Satellite Communication and Navigation" は 1978 年 3 月 7 日から 9 日まで、英国電気学会、The Institute of Electrical Engineers の主催によりロンドンで開催された。

会場はロンドン市内サボイにある英国電気学会、IEE の会議室で開催され参加者は約 200 名、19 カ国であり、連日熱心な研究発表と討論が続けられ、有意義な学会であつた。

表 7.1.1 に参加者のリストを示す。リスト中には論文提出者で不参加の者も示してある。

日本からは吉村裕光氏（安立電気）、林 昭彦氏（日本無線）、小林健三氏（東京芝浦電気）、小関康夫氏（KDD ロンドン所長）及び鈴木 務氏（電気通信大学）が参加した。

プログラムは表 7.1.2 に示す。

- 会議の日程と内容

3 月 7 日；10 時 30 分開会、英國郵政省研究所長、C. A. May が議長となり開会宣言を行つた。

続いて European Space Agency の Director General R. Gibson 氏が開会の挨拶を行つた。R. Gibson 氏は海事と航空用の衛星開発が必要なこと、マリサットシステムの実績が高く評価されていること、マロッジシステムの開発が進められていること、将来の航空通信と管制に衛星が有用なことなどを述べた。続いて研究発表が行われた。

セッション 1 — 通信用システム その I

議長： D. J. Withers (英國郵政省)

- "Performance of MARISAT communication system" E. J. Martin and D. W. Lipke, COMSAT General (U.S.A)

過去 2 年間における MARISAT システムの実績報告と INMARSAT が打上げられるまでの MARISAT の Second generation が計画されていることの報告があつた。初期計画と相違したところは予備の衛星をインド洋上に打上げ、三つの大洋をカバーできるようになつたこと、米国海軍用の UHF チャネル使用が 2 年計画から 5 年に変つたこと、地上から衛星経由で船舶へのチャネルが初期計画の低電力から中電力に高められ、44 チャネルのテレックスと 8 チャネルの電話まで利用できることなどである。

日本の山口局が今年中に開局されインド洋衛星と通信が可能となり、世界的システムが確立できることも紹介された。

- Outline of forward-looking maritime mobile satellite system A. E. Baker and J. A. P. Vandekerckhove, (UK 及びオランダ)

ESRO(後に ESA)は 1973 に MAROTS 計画を決定してその後検討を続けてきた。1975-76 年にヨーロッパ PTT と ESA とが共同して、1980 年代に利用できる MAROTS の将来計画の概要を紹介する。周波数割当、チャネル数、トランスポンダの特性が示されている。MAROTS の標準船上局アンテナの規格は $G/T = -4 \text{ dB} / ^\circ \text{K}$, EIRP=37dBW で、MARISAT と同上規格となっている。

- "What the shipowner needs" W. Mater (英国石油タンカー会社)
1974年4月18日にロンドンで開催されたBritish Interplanetary Societyで報告されたInternational Chamber of Shipping (ICS)からの意見をまとめたものである。ユーザ側からの海事衛星に関する要望が述べられている。入港時にも衛星通信が可能などとの要望が述べられた。
- "Swedish experience from the MARISAT" R. Svensson* and A. Synek**
(* Swedish Ship Research Foundation, ** Swedish Telecommunication Administration)
スエーデンPTTで1976年から始めたMARISATの評価報告、13.000GtのINDUS号のUpper deckに専用のアンテナマストを設備して、その頂上にアンテナマウントを取付けた。レーダー、通信機、船体構造反射などはなくなったが、振動(1.6G以上)に悩され寿命が必配だ。アンテナの補守にはヘリコプターで取外しをしなければならない。
- "The role of the MAROTS experimental programme in the future development of maritime satellite ship equipment" S.R. Temple, (Home Office, Directorate of Radio Technology, U.K.)
MAROTS実験プログラムの紹介、MAROTSを基礎として将来Interim Eutelsatとよぶ機構を作る計画があり、MAROTSの仕様が一部変更になった。陸上／衛星リンクの周波数が11/14GHzから4/6GHzに変更したため、打上げが1977年から1981年前半に遅れることになった。遭難通信を含めた小型船舶の利用も考慮している。

セッション2 — 通信用システム そのⅡ

議長: J.J. Robinson (European Space Agency, France)

- "Influence and availability of maritime satellite communications and navigation" J.D. Parker, (Comite International Radio Maritime, London, U.K.)
海事衛星の必要性を強調した。特に小型船の利用可能性はユーザ数が急増するので経済的に有利である。NNSSがよい実績をあげている。
- "An estimate of the economic benefit from a communication satellite to oceanic air traffic" V.W. Attwooll (Civil Aviation Authority, U.K.)
英国航空局によるATCへ衛星利用の評価、航空機と地上との通信が密に行えると航路上のセパレーションを少なくすることができる。
- "Automated meteorological data from commercial aircraft via satellite - present experience and future implications" R. Steinberg (NASA Lewis Research Center, U.S.A.)
米国NASAでは民間航空機に装備した気象情報センサー出力を衛星通信で自動的に収集する実験を行い好成績を得ている。Pan American航空のB-747にとりつけた34kgの装置で、自動的に航空機上の情報が送信される。

- "A first - step all - data aeronautical satellite communication system" Y. Meusburger (European Civil Aviation)

Aerosat Programme の概要，音声通信は困難性があるので，初めはデータ通信から行う。大西洋区域の利用を考え，将来は世界的な航空管制としたい。海事と共に用で40% 経費が節約できる。
- "Airline sat Presentation" A. Lorente (European Civil Aviation)

前述の論文の続き

セッション3 — 検査と遭難通信用システム

議長； C. Powell (The Decca Navigator Co. U.K.)

- "Methods of radio determination for INMARSAT" G. Frenkel, (Computer Science Corporation, U.S.A.)

衛星利用の検査方法の比較紹介。第1は6個の静止衛星を使用，第2は他の可能な衛星の100kHz チャンネルを借用する。第3はGPS の利用である。オメガ電源の利用も説明している。
- "The contribution of "Transit" to navigation and geodesy" W.F. Blanchard (Decca Survey Limited U.K.)

NNSSにおけるgeoid の影響について説明している。USSRの軍用検査衛星のデータが開放されるようになりたい。
- "Emergency position - indicating radio - beacon systems using 406MHz band mobile - satellite service" *K. Kimura, **M. Kimura, ***T. Hata and H. Yoshimura (*Electronic Navigation Research Institute, **Nippon Electric Co., ***Anritsu Electric Co., Ltd., Japan)

406Hz を用いたlow power のemergency position reporting radio beacon, EPIRB の紹介。遭難位置における位置情報がオメガなどから得られ，ビーコン信号として送信される。

3月8日；

セッション4 — Modulation, Access, Signaling and Control for Communication 1

議長； G.L. Grisdale (Marconi Research Laboratory, U.K.)

- "Telephone signaling in maritime mobile satellite system" J.A. Audested, (Norwegian Telecommunications Administration Research Establishment, Norway)

MAROTS における電話信号の処理方法について説明している。すべての船や海岸局がどの電話回線とも接続できるように考慮している。
- "Multiplexing, multiple access and signaling in MAROTS maritime mobile satellite system" R.F. Hoskyns (Telecommunications development U.K. Post Office, U.K.)

MAROTS のmultiple access とsignalingについて説明しているが，本方式は将来のINMARSAT に適する回線接続方法である。

船舶局数は非常に多いが、通信量は一日に二、三回平均の少ない access となるので、各船ごとにチャネルを割当るのは不経済である。multiple access とチャネルの多重化を行う方がよい。

- "High speed data transmission. The key of a simple AEROSAT airborne equipment" G. David and J. P. Van uffelen (Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques, France)

航空機用衛星通信として高速度ディジタル伝送方式の開発を行い、ATS/6を用いて実験を行った。

二相の Differentially Encoded Coherent Phase Shift Keying Systemにより約20kbits の高速度ディジタルに伝送をする。

セッション5 — Modulation, access signaling and control for communication 2

議長： M.A.Weston (Royal Signals and Radar Establishment, U.K.)

- "Channel assignment in the MAROTS system"

L.H.A.M. Melis and A. da Silva Curiel (Netherlands PTT, Netherlands)

MAROTSにおけるチャネル設定方法について説明している。船上設備を簡単にするため、チャネル設定は海岸局で行う。一つの衛星の履域内のチャネル設定方法として一つの衛星に対して一つの海岸局で行う場合(central control)と、すべての海岸局で行える場合(distributed control)とがある。MAROTSはdistributed control方式をとっている。

- "Telex procedure in the MAROTS maritime mobile satellite system" R.F. Hoskyns (Telecommunications Development, U.K Post Office, U.K.)

MAROTSシステムにおけるテレックス操作について述べている。テレックス呼出し方法が各国ごとに異なると操作が複雑で困るので、MAROTSのTelexは船と海岸局との間で統一化する。CCITTのsignaling system A,B及びCと共に共用できるような修正も可能である。

- "Frequency and power control in the MAROTS system" A. da Silva Curiel and L.H.A.M. Melis (Netherlands PTT, Netherlands)

MAROTSにおいて生ずる周波数ドリフト、ドブラー効果などの変動と、電力の変動を海岸局でモニタ-して補正する方法がMAROTSに計画されている。MARISATでは周波数補正はしているが電力変動補正はしていない。

- Optimization of binary FSK system with carrier frequency offset "

B. Yamamoto, J. Oyake, A. Hayashi and Y. Onda (Japan Radio Co. Ltd., Japan)

日本無線からの研究発表。SCPC(single carrier per channel)低速度FSK伝送において、割当てられた帯域内で搬送波にずれが生ずると波形歪が生じ伝送誤りが増大する。この周波数オフセット効果を解析して、最適な変調指数を見出した。

セッション6 — Propagation, Frequency Band and Interference

議長： S. Temple (Directorate of Radio Technology, Home Office, U.K.)

- "Spectrum management for maritime and aeronautical satellite communication systems - the co-ordination and satellite monitoring aspects" G.C. Stemp and D.I. Court (Directorate of Radio Technology, Home Office, U.K.)
衛星利用が増大しつつある。海事と航空用の衛星システムが計画されているが、将来は相互干渉の問題が重要となってくる。ITUの規則に従って、新しい衛星システムが開発されることを望んでいる。英国は衛星間の干渉や位置を監視する装置を持つべき努力をしている。
- "Signal fading data at L band (1.5GHz) due to multipath reflections from the sea" A. Davies and R.J. Kemp (Telecommunications Development Department, UK Post Office, U.K.)
海面反射によるフェージングを評価する実験報告。海面上55mの海岸に高さ26mの鉄塔を建てて、利得がそれぞれ18dBと12dBのアンテナを取り付け、ATS-6衛星からの信号を受信した。ATS-6が軌道上移動するので、仰角が0~30°の実験が行える。仰角とフェージング深さが実測された。波高はパイ観測値を海岸へテレメータした。
- "A Computer simulation for the analysis of interference problems related to mobile satellite communication systems" R.A. Plemel, J.A. Copeck, K.L. Krukewich and W.E. Threinen (Department of Communications, Ottawa, Canada)
OFUS-M (Orbit Frequency Utilization Simulation - Mobile)と呼ぶ衛星通信のコンピュータシミュレーションプログラムの紹介。このシミュレーションにより移動局サービスにおける装備、電波伝搬、干渉など広い範囲の評価が可能となる。

セッション7 — Equipment for Aircraft.

議長: J.O. Clark (British Airway, U.K.)

- "Aircraft communication by satellite" D.I. Spooner (British Aerospace U.K.), H.Brenner (Siemens A.G. Federal Republic of Germany) G.David (Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques France)
BAe, SiemensおよびTRTによる航空機衛星通信におけるATS-6を用いた評価実験報告と将来への予測が述べる。
1974~75にかけてEUROCAE仕様機ED25とボーイング744を使用してATS-6を用いた実験によると、C/N₀は低高度角において計算値と3dB以内の違いで実測された。海面反射によるフェージング変動は全時間内で8dB以内であった。明瞭度テストによるとNBFMより19.2kbpsのDelta Modの方がC/N₀が5.1dBより低い範囲で良好であり、C/N₀=43dB-HzのときDelta Modの方が3dB改良されていた。4dB利得のアンテナが使用された翼基部に取付けたArray antennaもテストした。レンジングテストではtone rangingとMETRANS(擬似ランダム符号による)とを用いてテストしたtone rangingでは500~600m, METRANSでは100mの標準偏差誤差が得られた。

将来の方向として、初期は音声通信を行うが、データ通信も可能であり、レンジングも附加できる。経済性から、30Wのパワーアンプと2dB利得のアンテナで高信頼性のある通信が可能とすることが実用化への鍵となる。

- "Results of aeronautical satellite modem and antenna evaluation tests" J.H. Chinnick (Department of communications, Ottawa, Canada)
AEROSAT システムの仕様は 1970 年初期にいくつかの仮定の上で決定された。これから音声は、 $C/N_0 = 4.8 \text{ dB-Hz}$, 回線伝搬上と多重反射の合成フェージングマージンが 5 dB, 航空機上のアンテナ利得は 4 dB と決定された。その後, USA が ESA を用い, カナダは ATS-5 と ATS-6 を用いて実験を重ねた。本論文はカナダの実験による AEROSAT 仕様の再評価報告である。
PZC/PSK は Delta / PSK より 2 dB, ANBFM より 5 dB も C/N_0 マージンが少なくてすむ。フェーズドアレイアンテナを用いるとフェージング分離が 2 ~ 4 dB 改善されるので, 先に決定した AEROSAT 仕様を下げることが可能である。
 - "Radiation Pattern prediction for L - band antennas for aerosat avionics" N.C. Albertsen and F. Jensen (TICRA APS ; Denmark), N.E.Jensen , (ESA/ESTEC, Netherlands)
機体からの反射機害を長さ 2.8m の B-747 の模型を 40GHz でスケールダウンした実験を行った。
ボデーからの creeping wave も観測された。
 - "Aircraft aerials for the NAVSTAR satellite system" M.J.Sidford and J.I.R.Owen (Royal Aircraft Establishment, U.K.)
NAVSTAR システムの機上アンテナの紹介。adaptive array として干渉を除去し, 衛星方向に最大利得をもつ方式も提案されている。
 - "Recent developments in the design of conformal microstrip phased arrays" G.S.Sanford (Ball Brothers Research corporation, U.S.A.), K.Klein (U.S. Department of Transportation, U.S.A.)
米国運輸省がスポンサーとなって ATS-6 を使った航空機塔載用 L-バンドマイクロストリップフェーズドアレイの紹介。8 素子の簡単なアレイで良好なパターンを得ている。
- 3月9日；
- セッション 8 - Spacecraft technology and orbits
議長； T.F. Howell (European Space Agency, France)
- "A Study of AEROSAT payload configurations" D.L.Brown (European Space Technology Centre, Netherlands), G.E.Swan (Canadian Communication Research Centre, Canada)
AEROSAT プログラムは, 大西洋, アフリカ大陸及び南アメリカの三つの区域の航空用衛星通信として計画されている。AEROSAT ベイロードの設計方針が紹介してある。上記三つの区域への指向ビームを用いる。
 - "The MAROTS satellite communications payload and its L - band, solid state multicarrier power transmitter" A. Naylor, M.G. Nunn and W.R. Wignall (Marconi Space and Defence Systems Ltd., UK)
MAROTS ベイロードの紹介。MAROTS には三つの通信用トランスポンダがある。海岸局から船上

局へのForward link トランスポンダ，船から海岸局へのReturn link トランスポンダ及び海岸局 - 海岸局のShore to shore link トランスポンダである。トランジスタ使用の200W 鮫和形送信機と高利得指向性アンテナを使用する。

◦ "Satellite patterns for continuous multiple whole - earth coverage"

J.G.Walker (Space Department, Royal Aircraft Establishment, Farnborough, U.K.)

12時間周期の円軌道上の24個の衛星でNAVSTARが構成される。NAVSTARはinclination 63°のθパターンを用いる。24個衛星に対しては60種の異なるθパターンが存在するが，この中から適切なθパターンを選択することができる。

セッション9 - Equipment for ships

議長: W. Mateer (BP Tanker Co. Ltd. U.K.)

◦ "Antenna control system for a ship terminal for MARISAT" M.B.Johnson (Marconi Research Laboratories, U.K.)

マルコニー製の船上局アンテナの紹介。三軸サーボコントロールを用いた。acquisition errorsは最大azimuthで±1.5°, elevationで±2.5°以内である。

◦ "A new phased array antenna intended for maritime satellite communications" E.Folke Bolinder (Chalmers University of Technology, Sweden)

海事用に試作した半電子的スキャニングアレイアンテナの紹介。電子的に水平±35°，上下±55°のスキャニングができる。8×8エレメントの円偏波はアンテナアレイを二枚組合せる。利得は1.54GHzで19.9dB, 1.64GHzで20.2dBが実測された。

◦ "The use of a microprocessor in a MARISAT ship terminal" P.J.Watkins (Marconi Communication System Limited)

マルコニー社の船上局アンテナのコントロールと回線接続にマイクロプロセッサーを使用した。誤動作の検知などマイクロプロセッサーの利用は有用である。

◦ "TMS 80 a versatile MARISAT/MAROTS ship terminal" J.P.Van uffelen and G.David (Telecommunications Radioélectriques et Téléphoniques, France)

MARISATとMAROTSとを共用する問題について論じている。音声は共にNBFMを使用する。Pre-emphasisや最大周波数偏位などの定数にわずか相違がある。テレックスでは伝送速度が相違するのと，MAROTSは海岸局から船へTDMAを使用することが異なるのみで本質的相違はなく，共用が可能である。

◦ "Communication system for ship terminal for MARISAT"

W.Dobson (Marconi Communication Systems Ltd, U.K.)

マルコニー社のMARISAT船上局用通信システムの紹介。

セッション 10 — Future System Possibilities

議長: W.H.Bellchambers

- "Low G/T satellite ship terminals for telephony and telex communication"
R.O.Phillips and D.I.Court (Directorate of Radio Technology, Home Office, U.K.)
船上局アンテナ小形化の可能性について論じた。 $G/T = -4 \text{ dB/K}$, $G=23\text{dB}$, 受信機雑音温度 $K=500^\circ\text{K}$ が現在の標準となっているが, 小形化として実用的限界を $G/T = -22 \text{ dB/K}$, $G=5\text{dB}$ と考える。
- "The technology of joint maritime and aeronautical satellites"
W.L.Pritchard (Satellite System Engineering Inc., USA),
R.Stammerger (Future System Inc., USA)
1980年代中端において海事と航空の共用システムが可能となり, 個々のシステムより 40% 経費が節約できる。マルチスポットビームで 10dB の利得増があり, 符号化とベースバンド信号処理により 10dB の C/N_0 増が得られる。
合計 20dB の Power 余裕が生まれると見込まれる。
- "Maritime terrestrial and satellite communications — their relative role in the overall maritime radio communication service in the coming decades" S.R.Temple (Directorate of Radio Technology, Home Office, U.K.)
海事通信衛星の将来方向について大略見解を述べている。小型船上局への方向として, 周波数を 1.5GHz より低い 400 ~ 600MHz (CCIRによる) 帯を使用すること, 衛星の送信電力を大きくすること及び伝送情報量を少なくしてアンテナの小形化をするの三通りがあるが, 最後の方法が最も可能性がある。
- 閉会の辞 議長: W.H. Bellchamber

7.2 会議の印象と動向

会議は終始熱心に討議が続けられ非常に有意義であった。会議の印象と主な討議の中心話題を列挙すると

1. MARISAT の実績が高く評価された。
2. MAROTS の仕様と計画が次第に判明してきた。MARISAT に近い規格をもつ仕様と, 将来の方向として低い $G/T = -10 \sim -22 \text{ dB/K}$ 程度の小形アンテナ利用の可能性を考慮した仕様とに分けて計画されている。
3. 衛星塔載アンテナはマルチビームの方向へ, 移動局(特に航空用)はアレイアンテナへと研究が進められている。
4. C/N_0 が小さくてすむ符号通信の研究が進められている。

5. 船上局の小形化，遭難通信，測位の利用などに対する関心が多くなってきた。これはユーザの数の増大による経済的メリットがあると評価したからと思われる。
6. 今後5年以内にMARI-SAT のSecond generationが生まれる可能性が報告された。
7. 船上局の回線接続，信号処理，誤動作チェックなどにマイクロプロセッサーが導入されつつある。
8. 遭難通信用として400MHz または1.5GHz 帯の利用が検討されている。400MHz では衛星にこのバンドを装備する必要があるが，1.6GHz では特にその必要はない。技術的にはスプレッドスペクトル変調などの技術により1.6GHz のEPIRB の利用が可能となるであろう。
9. 低G/TアンテナによるTelex 専用局は；遭難，安全，緊急通信専用局との組合せで，すべての大きさの船に装備されることになるであろう。

表 7.1.1 参加者リスト

International Conference on "Maritime and Aeronautical Satellite
Communication and Navigation"
London 7 - 9 March 1978

List of Participants: Part 1

ALBERTSEN N C (Dr)	TICRA APS, Denmark
ANDENAES J	United Marine Electronics, Norway
ANDERSEN S	Amplidan A/S, Denmark
ANDERSON B W	Meteorological Office, UK
ANDERSON E G (Captain)	Department of Trade, UK
ARTHUR G R (Dr)	ITT Europe, Belgium
ATTWOOOLL V W	Civil Aviation Authority, UK
AUDESTAD J A	Norwegian Telecommunications Administration Research Establishment, Norway
BAKER A E	Post Office Telecommunications, UK
BARBONE W V	Marconi Communication Systems Ltd, UK
BARMAT M	Office of Telecommunications Policy, USA
BARNES M H D	Marconi Space & Defence Systems Ltd, UK
BECK G E	Marconi-Elliott Avionic Systems Ltd, UK
BEDFORD L H	Private Address, UK
BELLCHAMBERS W H	Directorate of Radio Technology, Home Office, UK
BIGSETH P	Standard Telefon OG Kabelfabrikk A/S, Norway
BILLIG H	Eurosat SA, Switzerland
BILLINGTON R M	Private Address, UK
BISGAARD S	Royal Norwegian Council for Scientific & Industrial Research, Norway
BLAIR P K	Standard Telecommunication Laboratories, UK
BLANCHARD W F	Decca Survey Ltd, UK
BRANCH P N	Post Office Telecommunications, UK
BRENNER M (Dr)	Siemens AG, Federal Republic of Germany
BRIAN M T (Dr)	Royal Aircraft Establishment, UK
BROWN D L	European Space Technology Centre, Netherlands
CABRERA A K	CCITT, Switzerland
CAMPBELL D	"New Scientist", UK
CHAMBERS J	The Post Office, UK
CHAMPION R F	International Marine Radio Co., UK
CHINNICK J H	Department of Communications, Ottawa, Canada
CHRISTIAN K A (Lt Col)	Post Office Telecommunications, UK
CLARK J O	British Airways, UK
CLEMENTS B	Teleglobe Canada, Canada
COIRault R	European Space Technology Centre, Netherlands
CONNOR T F	Department of Trade, UK
COPECK J A	SED Systems Ltd, Canada
COURT D I	Directorate of Radio Technology, Home Office, UK
CRESPO E	Companhia Portuguesa, Radio Marconi, Portugal
DA SILVA CURIEL A	Netherlands PTT, Netherlands
DAUBNEY J (Lt Cdr)	Ministry of Defence (Royal Navy) UK

DAVID G	Telecommunications Radio-electriques et Telephoniques, France
DAVIES A	Post Office Telecommunications, UK
DOBSON W	Marconi Communication Systems Ltd, UK
DODEL H	Deutsche Forschungs - Versuchsanstalt fur Luft und Raumfahrt e.v. Federal Republic of Germany
DRABELLE J M JR	Systron Donner Corporation, UK
DUMAS M	Thomson CSF, France
DURAND R	Thomson CSF, France
EASTWOOD W T	Decca Navigator Co. Ltd, UK
EGGE I	Simrad A/S, Norway
ELLINGSEN H V (Dr)	The Ship Research Institute of Norway, Norway
ENDERUD E	Royal Norwegian Council for Scientific and Industrial Research, Norway
EXNER D	Deutsche Bundespost, Federal Republic of Germany
FARNCOMBE D A	National Air Traffic Services, UK
FARRER M A	Marconi Communications Systems Ltd, UK
FEAR J L (Captain)	US Coast Guard Headquarters, USA
FOLKE BOLINDER E (Professor)	Chalmers University of Technology, Sweden
FRENKEL G (Dr)	Computer Sciences Corporation, USA
GAUTIER P-L	Thomson-CSF, France
GEHRKE M	IFU-Rechenzentrum, Federal Republic of Germany
GIBSON R	Director General, European Space Agency, France
GILLMAN D K	Easams Ltd, UK
GRIFFITHS P F C	Admiralty Surface Weapons Establishment, UK
GRISDALE G L (Dr)	Marconi Research Laboratories, UK
GOODYER J E	Admiralty Surface Weapons Establishment, UK
GUERIN M G M	European Space Agency (Estec), Netherlands
HAMLET J	British Aerospace, UK
HATA T	Anritsu Electric Co. Ltd, Japan
HIIS P TH	Royal Norwegian Council for Scientific and Industrial Research, Norway
HAYASHI A	Japan Radio Co. Ltd, Japan
HOLDER L A	Liverpool Polytechnic, UK
HOSKYNS R F	Post Office Telecommunications, UK
HOWELL T (Dr)	European Space Agency, France
HYATT J	The Post Office, UK
JEFFERIS A K	Post Office Telecommunications, UK
JENSEN F	TICRA ApS, Denmark
JENSEN N E	ESA/ESTEC, Netherlands
JOHNSON M B	Marconi Research Laboratories, UK
JONES R E	British Aerospace, UK
JONES S S D	Royal Aircraft Establishment, UK
JULEFF J	Admiralty Surface Weapons Establishment, UK
KEMP R J	Post Office Telecommunications, UK
KENNEDY P A C	Admiralty Surface Weapons Establishment, UK
KIMURA K	Ministry of Transport, Japan
KIMURA M	Nippon Electric Co. Ltd, Japan
KING D	COMSAT General Corporation, USA
KLEIN L	US Department of Transportation, USA
KOBAYASMI K	Toshiba, Japan

KRUKEWICH K L	SED Systems Ltd, Canada
LEVENTHALL P E	International Marine Radio Co. Ltd, UK
LIPKE D W	COMSAT General Corporation, USA
LONG R	Post Office Telecommunications, UK
LUEG H (Professor)	Technical University of Aachen, Federal Republic of Germany
MADAMS C J	Admiralty Surface Weapons Establishment, UK
MAINHOOD D C	British Aerospace Ltd, UK
MANCUSO A	Consiglio Nazionale Delle Ricerche, Italy
MANTERFIELD R W	Post Office Telecommunications, UK
MARCHANT A C	Civil Aviation Authority, UK
MARTIN E J	COMSAT General Corporation, USA
MATEER W	BP Tanker Co. Ltd, UK
MAY C A	Director of Research, Post Office Telecommunications, UK
 	Smiths Industries Ltd, UK
MAYES D J	Admiralty Surface Weapons Establishment, UK
MCBRETNAY J (Dr)	Royal Aircraft Establishment, UK
McCURRACH A	Private Address, UK
MCDONALD G J	European Space Agency, Federal Republic of Germany
McLAUGHLAN J B	Netherlands PTT, Netherlands
 	Admiralty Surface Weapons Establishment, UK
MELIS L H A M	Thomson-CSF, France
MINGAY R C	European Space Agency, Federal Republic of Germany
MIZRAHI R	Royal Aircraft Establishment, UK
MORLON M	Radio & Electronic Officer's Union, UK
 	Hughes Aircraft Co., USA
MULLINS D R (Dr)	Marconi Space & Defence Systems Ltd, UK
MURPHY K A	Civil Aviation Authority, UK
MURRAY W	Admiralty Surface Weapons Establishment, UK
 	Marconi Space & Defence Systems Ltd, UK
NAYLOR A	
NORTH G W	Japan Radio Co. Ltd, Japan
NORTON J H	United Marine Electronics, Norway
NUNN M G	Thomson-CSF, France
 	Standard Telecommunication Laboratories Ltd, UK
ONDA Y	Royal Aircraft Establishment, UK
OTTERLEI H	Japan Radio Co. Ltd, Japan
OURIOU R	
OVERBURY F G	Comite International Radio Maritime, UK
OWEN J I R	Redifon Telecommunications Ltd, UK
OYAKE J	Plessey Electronic Systems Ltd, UK
 	Directorate of Radio Technology Home Office, UK
PARKER J D (Col)	Royal Air Force, UK
PARKER J S OBE	Consiglio Nazionale Delle Ricerche, Italy
PARRETT G E	Eurosat SA, France
PHILLIPS R O	SED Systems Ltd, Canada
PHILPOT G	The Post Office, UK
PIATTELLI M	The Decca Navigator Co. Ltd, UK
PLANTIER M J B	Satellite Systems Engineering Inc, USA
PLEMEL R A	
POCKETT J A	Ministry of Defence, (Royal Navy), UK
POWELL C	International Association of Lighthouse Authorities, UK
PRITCHARD W L	Redifon Telecommunications Ltd, UK
 	European Space Agency, France
REDMOND W (Lt Cdr)	
RICHARDS E R	
RILEY A P	
ROBINSON J J	

SANFORD G S	Ball Brothers Research Corporation, USA
SCHALIPP K (Dr)	Erno Raumfahrttechnik GMBH, Federal Republic of Germany
SCHEEL T	The Ship Research Institute of Norway, Norway
SCHMELOVSKY K H (Dr)	Academy of Sciences, German Democratic Republic
SCHMIDT W G	Satellite Business Systems, USA
SCHULTZE P	INTELSAT, USA
SCOTTO DI SANTILLO S	Consiglio Nazionale Della Ricerche, Italy
SHARPE K A	Scientific Atlanta, UK
SHEPHERD G	Royal Airforce, UK
SIFORD M J	Royal Aircraft Establishment, UK
SILJUBERGASEN K	The Ship Research Institute of Norway, Norway
SMITH A L	Post Office Telecommunications, UK
SMITH R A J	Post Office Telecommunications, UK
SOPPA P	Dornier System GMBH, Federal Republic of Germany
SPOONER D I	British Aerospace, UK
STAMMINGER R	Future Systems Inc, USA
STANNARD E J	Admiralty Surface Weapons Establishment, UK
STEINBERG R	Lewis Research Center, USA
STEMP G C	Directorate of Radio Technology, Home Office, UK
SUBBOTIN B (Dr)	Hughes Aircraft Co., USA
SUZUKI T (Professor)	University of Electro-Communications, Japan
SVENSSON R	Swedish Ship Research Foundation, Sweden
SWAN G E	Canadian Communication Research Centre, Canada
SYNEK A	Swedish Telecommunication Administration, Sweden
TEMPLE S R	Directorate of Radio Technology, Home Office, UK
TENNANT L R	Energy Communications Ltd, UK
THREINEN W E	Department of Communications, Ottawa, Canada
TURNER R	Eurospace, UK
TURNER R J	Southampton School of Navigation, UK
UHRIG H (Dr)	European Space Agency, Federal Republic of Germany
VANDENKERCKHOVE J A P	European Space Research & Technology Centre, Netherlands
VAN UFFELEN J-P	Telecommunications Radio-electriques et Telephoniques, France
VAN DER VEEN H M	Hughes Aircraft Co., Belgium
WADE M H	Marconi Communication Systems Ltd, UK
WALKER J C	Royal Aircraft Establishment, UK
WALSH W A C	Standard Telecommunication Laboratories Ltd, UK
WATKINS P J	Marconi Communication Systems Ltd, UK
WATSON J R	Hawker Siddeley Dynamics, UK
WESTON M A	Royal Signals & Radar Establishment, UK
WIGNALL W R	Marconi Space & Defence Systems Ltd, UK
WILKINS D E B	European Space Agency, Federal Republic of Germany
WILLIAMS O G	Standard Telecommunication Laboratories Ltd, UK
WILSON E E	Admiralty Surface Weapons Establishment, UK
WITHERS D J	Post Office Telecommunications, UK
YAMAMOTO B	Japan Radio Co Ltd, Japan
YEOMANS B R	CT Bowring Space Projects Ltd, UK
YOSHIMURA H	Anritsu Electric Co. Ltd, Japan

International Conference on
**MARITIME AND AERONAUTICAL
 SATELLITE COMMUNICATION
 AND NAVIGATION**

Tuesday, 7 March, 1978—continued

- 6 Outline of a forward looking maritime mobile satellite system.
 V.W. Atwood
 Civil Aviation Authority, UK
- 7 A.P. Vandenberghe
 European Space Research and Technology Centre, Netherlands
- 7.9 March 1978
- Venue
 The Institution of Electrical Engineers,
 Savoy Place, London WC2
- PROGRAMME (Subject to amendment)
 The number appearing alongside the title of the contribution refers to the page in the Conference Publication on which the text commences
- Tuesday, 7 March, 1978
- 10.00 hrs COFFEE
- 10.30 hrs FORMAL OPENING
 Chairman C.A. May
 Director of Research Post Office
 Telecommunications, UK
 Opening Address
 R. Gibson
 Director General European Space Agency
- 11.00 hrs SESSION 1—SYSTEMS FOR COMMUNICATIONS 1
 Chairman D.J. Winters
 1 Performance of the MARISAT communications system
 E. Navar and D. Upde
 COMSAT General Corporation, USA
- 12.45 hrs CLOSE OF SESSION AND LUNCH INTERVAL
- 14.15 hrs SESSION 2—SYSTEMS FOR COMMUNICATIONS 2
 Chairman J.J. Robinson
 Influence and availability of maritime satellite communication and navigation
 Col. I.D. Parker
 Comsat International Radio Maritime, UK
- 16.00 hrs CLOSE OF SESSION AND TEA INTERVAL
- 16.15 hrs SESSION 3—SYSTEMS FOR POSITION DETERMINATION AND DISTRESS DETERMINATION
 Chairman C. Povey
 Methods of radio determination for INMARSAT
 G. Fleete
 Computer Sciences Corporation, USA
- 20 The role of the MAROTS experimental programme in the future development of maritime satellite ship equipment
 Dr. T. St. John
 Home Office Directorate of Radio Technology, UK
- 21 What the shipowner needs:
 W. Maier
 British Petroleum and General Council of British Shipping
- 15 Swedish experience from the MARISAT—system' R. Svensson
 Swedish Ship Research Foundation, Sweden
- 16.15 hrs CLOSE OF SESSION AND TEA INTERVAL
- 16.45 hrs SESSION 4—THE CONTRIBUTION OF "TRANSIT" TO NAVIGATION AND GLOBE
 W.F. Blanchard
 Decca Survey Limited, UK
- Emergency position-indicating radio beacon systems using 406 MHz band mobile-satellite service
 K. Kumura
 Ministry of Transport, Japan
- N. Kimura
 Nippon Electric Co., Ltd., Japan
- T. Hata and H. Yoshimura
 Anritsu Electric Co., Ltd., Japan
- 18.15 hrs CLOSE OF SESSION
- 18.30-19.45 hrs COCKTAIL PARTY AT THE INSTITUTION OF ELECTRICAL ENGINEERS

- 29 An estimate of the economic benefit from a communication satellite to oceanic air traffic
 Civil Aviation Authority, UK
- 33 Automated meteorological data from commercial aircraft via satellite—present experience and future implications
 R. Steinberg
 NASA Lewis Research Center, USA
- 41 The contribution of "Transit" to navigation and globes
 W.F. Blanchard
- 45 Emergency position-indicating radio beacon systems using 406 MHz band mobile-satellite service
 K. Kumura
 Ministry of Transport, Japan
- N. Kimura
 Nippon Electric Co., Ltd., Japan
- T. Hata and H. Yoshimura
 Anritsu Electric Co., Ltd., Japan
- 47 Close of session and coffee interval
- 52 Multiplexing, multiple access and signalling in the MAROTS marine mobile satellite system
 R.F. Hawks
 Telecommunications Development, UK Post Office, UK
- 57 High speed data transmission—the key of a simple AEROSAT antenna technique
 G. David and J.V. McCallum
 Telecommunications Radoteletronics Ltd., France
- 58 Telephone signalling in maritime mobile systems
 J.A. Audited
 Norwegian Telecommunications Administration Research Establishment, Norway
- 59 Telephone signalling in maritime mobile satellite systems
 Chairman Dr. G.L. Grindale
- 60 Multiple access and signalling in the MAROTS marine mobile satellite system
 R.F. Hawks
 Telecommunications Development, UK Post Office, UK
- 61 Channel assignment in the MAROTS system
 L.H. A. M. Meij and A. de Silva Curvelo
 Netherlands PTI, Netherlands
- 62 Tele procedures in the MAROTS maritime mobile satellite system
 R. Hosayn
 Telecommunications Development, UK Post Office, UK
- 63 Close of session and coffee interval
- 64 Chairman M.A. Weston
- 65 Close of session and coffee interval
- 66 Close of session and coffee interval
- 67 Close of session and coffee interval
- 68 Close of session and coffee interval
- 69 Close of session and coffee interval
- 70 Close of session and coffee interval
- 71 Close of session and coffee interval
- 72 Close of session and coffee interval
- 73 Close of session and coffee interval
- 74 Close of session and coffee interval
- 75 Close of session and coffee interval
- 76 Close of session and coffee interval
- 77 Close of session and coffee interval
- 78 Close of session and coffee interval
- 79 Close of session and coffee interval
- 80 Close of session and coffee interval
- 81 Close of session and coffee interval
- 82 Close of session and coffee interval
- 83 Close of session and coffee interval
- 84 Close of session and coffee interval
- 85 Close of session and coffee interval
- 86 Close of session and coffee interval
- 87 Close of session and coffee interval
- 88 Close of session and coffee interval
- 89 Close of session and coffee interval
- 90 Close of session and coffee interval
- 91 Close of session and coffee interval
- 92 Close of session and coffee interval
- 93 Close of session and coffee interval
- 94 Close of session and coffee interval
- 95 Close of session and coffee interval
- 96 Close of session and coffee interval
- 97 Close of session and coffee interval
- 98 Close of session and coffee interval
- 99 Close of session and coffee interval
- 100 Close of session and coffee interval
- 101 Close of session and coffee interval
- 102 Close of session and coffee interval
- 103 Close of session and coffee interval
- 104 Close of session and coffee interval
- 105 Close of session and coffee interval
- 106 Close of session and coffee interval
- 107 Close of session and coffee interval
- 108 Close of session and coffee interval
- 109 Close of session and coffee interval
- 110 Close of session and coffee interval
- 111 Close of session and coffee interval
- 112 Close of session and coffee interval
- 113 Close of session and coffee interval
- 114 Close of session and coffee interval
- 115 Close of session and coffee interval
- 116 Close of session and coffee interval
- 117 Close of session and coffee interval
- 118 Close of session and coffee interval
- 119 Close of session and coffee interval
- 120 Close of session and coffee interval
- 121 Close of session and coffee interval
- 122 Close of session and coffee interval
- 123 Close of session and coffee interval
- 124 Close of session and coffee interval
- 125 Close of session and coffee interval
- 126 Close of session and coffee interval
- 127 Close of session and coffee interval
- 128 Close of session and coffee interval
- 129 Close of session and coffee interval
- 130 Close of session and coffee interval
- 131 Close of session and coffee interval
- 132 Close of session and coffee interval
- 133 Close of session and coffee interval
- 134 Close of session and coffee interval
- 135 Close of session and coffee interval
- 136 Close of session and coffee interval
- 137 Close of session and coffee interval
- 138 Close of session and coffee interval
- 139 Close of session and coffee interval
- 140 Close of session and coffee interval
- 141 Close of session and coffee interval
- 142 Close of session and coffee interval
- 143 Close of session and coffee interval
- 144 Close of session and coffee interval
- 145 Close of session and coffee interval
- 146 Close of session and coffee interval
- 147 Close of session and coffee interval
- 148 Close of session and coffee interval
- 149 Close of session and coffee interval
- 150 Close of session and coffee interval
- 151 Close of session and coffee interval
- 152 Close of session and coffee interval
- 153 Close of session and coffee interval
- 154 Close of session and coffee interval
- 155 Close of session and coffee interval
- 156 Close of session and coffee interval
- 157 Close of session and coffee interval
- 158 Close of session and coffee interval
- 159 Close of session and coffee interval
- 160 Close of session and coffee interval

- Wednesday, 8 March, 1978—continued
- SESSION 7—EQUIPMENT FOR AIRCRAFT
 Chairman J.O. Clark
 Airline communication by satellite
 D.I. Spender
 British Aerospace, UK
- 7.4 Optimization of Inmarsat system with carrier frequency offset
 B. Yamamoto, J. Usake, A. Hayashi, and Y. Onoda
 Japan Radio-C. Ltd., Japan
- 11.30 hrs CLOSE OF SESSION AND LUNCH INTERVAL
- 14.15 hrs SESSION 6—PROPAGATION FREQUENCY BANDS AND INTERFERENCE
 Chairman S. Temple
 Spacecraft management for maritime and aeronautical satellite communication systems—co-ordination and satellite monitoring aspects
 G.C. Stevens and D.I. Clark
 Directorate of Radio Technology, Home Office, UK
- 83 Signal fading data at L band (1.5 GHz) due to multipath reflection from the sea
 A. Davies and J. Temp
 Telecommunications Development Department, UK Post Office, UK
- 85 A computer simulation for the analysis of interference problems related to mobile satellite communications systems
 R.A. Plemel, J.A. Copack, and K.L. Kruckewich
 SIS Systems Ltd., Canada
 W. Thresher
 Department of Communications, Ottawa, Canada
- 10.45 hrs CLOSE OF SESSION AND COFFEE INTERVAL
- 11.15 hrs SESSION 9—EQUIPMENT FOR SHIPS
 Chairman W. Maier
 Antenna control system for a ship terminal for MARISAT
 M.B. Johnson
 Marconi Research Laboratories, UK
- 107 Aircraft aeroels for the NAVSTAR satellite system
 M.J. Suddard and J.I.R. Owen
 Royal Aircraft Establishment, UK
- 108 Recent developments in the design of conformal microstrip phased arrays
 G.S. Santore
 Ball Brothers Research Corporation, USA
- 109 L. Klein
 U.S. Department of Transportation, USA
- 110 Close of session and coffee interval
- 111 Close of session and coffee interval
- 112 Close of session and coffee interval
- 113 Close of session and coffee interval
- 114 Close of session and coffee interval
- 115 Close of session and coffee interval
- 116 Close of session and coffee interval
- 117 Close of session and coffee interval
- 118 Close of session and coffee interval
- 119 Close of session and coffee interval
- 120 Close of session and coffee interval
- 121 Close of session and coffee interval
- 122 Close of session and coffee interval
- 123 Close of session and coffee interval
- 124 Close of session and coffee interval
- 125 Close of session and coffee interval
- 126 Close of session and coffee interval
- 127 Close of session and coffee interval
- 128 Close of session and coffee interval
- 129 Close of session and coffee interval
- 130 Close of session and coffee interval
- 131 Close of session and coffee interval
- 132 Close of session and coffee interval
- 133 Close of session and coffee interval
- 134 Close of session and coffee interval
- 135 Close of session and coffee interval
- 136 Close of session and coffee interval
- 137 Close of session and coffee interval
- 138 Close of session and coffee interval
- 139 Close of session and coffee interval
- 140 Close of session and coffee interval
- 141 Close of session and coffee interval
- 142 Close of session and coffee interval
- 143 Close of session and coffee interval
- 144 Close of session and coffee interval
- 145 Close of session and coffee interval
- 146 Close of session and coffee interval
- 147 Close of session and coffee interval
- 148 Close of session and coffee interval
- 149 Close of session and coffee interval
- 150 Close of session and coffee interval
- 151 Close of session and coffee interval
- 152 Close of session and coffee interval
- 153 Close of session and coffee interval
- 154 Close of session and coffee interval
- 155 Close of session and coffee interval
- 156 Close of session and coffee interval
- 157 Close of session and coffee interval
- 158 Close of session and coffee interval
- 159 Close of session and coffee interval
- 160 Close of session and coffee interval

- Wednesday, 8 March, 1978—continued
- SESSION 8—SPACECRAFT TECHNOLOGY AND ORBITS
 Chairman J.P. Van Gullen and G. David
 Telecommunications Radoteletronics Ltd., France
- 109 Communication System for a ship terminal for MARISAT
 W. Dobson
 Marconi Communication Systems Limited, UK
- 110 The MAROTS satellite communications payload and its L-band solid state multibeam power transmitter
 A. Navot, M.G. Nunn, and W.R. Wagstaff
 Marconi Space and Defence Systems Ltd., UK
- 111 The MAROTS satellite communications payload and its L-band solid state multibeam power transmitter
 A. Navot, M.G. Nunn, and W.R. Wagstaff
 Marconi Space and Defence Systems Ltd., UK
- 112 Close of session and lunch interval
- 14.30 hrs SESSION 10—FUTURE SYSTEM POSSIBILITIES
 Chairman W.H. Bellchambers
 Marconi Communication Systems Limited, UK
- 143 Low-Earth satellite ship terminals for telephone and telecommunication terminals
 R. Phillips and D. Court
 Directorate of Radio Technology, UK
- 144 The provision of maritime services through INTELSAT satellites
 P. Schutte
 INTELSAT, USA
- 145 The technology of joint maritime and aeronautical satellites
 W.L. Prichard
 Satellite Systems Engineering Inc., USA
- 146 R. Stanninger
 Future Systems Inc., USA
- 147 Maritime terrestrial and satellite communications—their relative role in the overall maritime radio communication service in the coming decades
 S.R. Temple
 Directorate of Radio Technology, Home Office, UK
- 148 Closing remarks by the Chairman of the Conference Organising Committee
- 149 Chairman Dr. G.L. Grindale
- 150 Close of Conference and Tea
- 151 It is regretted that the text of this paper was not available at the time of publication.
- 152 P. J. Watkins
 Marconi Communication Systems Limited, UK

8. 今後の研究の進め方

8.1 今後の研究方針

昭和49年度に発足したこの研究は、初年度の一般的な調査研究を経て、研究の主体を海事衛星システムが導入された場合の現行の通信及び航法システムとの関係についての調査研究から衛星システム導入に対する技術的及び運用的な問題点の調査研究及び衛星システム導入に伴ない必要とするであろう新技術の開発に関する研究に発展させてきた。そして50年度以降は、とくに海事衛星システムの利用分野の開発研究、具体的にはユーザ機器、すなわち船上設備の開発にあたって問題点の研究及び開発研究自身に重点を置いて進めてきた。この結果、研究計画の最終年度である昭和53年度は、従来からの研究の継続としての大きなものはフェーディング・シミュレータの試作を残すだけになった。昭和52年11月17日運輸大臣の諮問機関である運輸技術審議会は諮問第8号「最近における情勢の変化に対応して船舶の性能の改善及び船舶の建造に関する技術の高度化をはかるための問題点とその対策について」への答申の中で検討すべき主要な問題点の中の一つに「最近の自動化周辺技術の進歩に対応するため、マイクロプロセッサや衛星による通信技術を応用した自動化システムの開発を行う必要がある。」としている。この答申の趣旨は別途生かされることになるとも考えられるが、当部会としても、もう一度過去4年にわたる研究を振返ってその総括としての漁船を含めた一般船舶の運航システムへの衛星の利用についての研究を行うこととした。その際には上記答申中にある問題点を解決するために必要な研究項目にある「海事衛星利用システムの開発」の研究内容「国際的な衛星通信システムの開発に伴い、船舶に衛星通信を広範囲に利用したシステムの研究が必要であり、

- (1) 機関管理システム、(2) 船舶運航システム、(3) 海事情報収集システム、(4) 船内事務処理システム、
(5) 医療システム等について検討を行う。」が参考になるであろう。

以下、昭和53年度に行う予定の各研究項目の内容について簡単に説明する。

8.2 衛星を利用した船舶の運航システムの研究

一般商船並びに小型漁船の運航を安全かつ効率的に行うために衛星通信による各種情報伝送を利用した船舶の集中管理及び陸上支援システムの調査研究を行う。

- (1) 必要な伝送情報の種類、内容、情報量の調査
- (2) 情報の入出力機器、入出力方法の研究
- (3) 情報伝送方式の研究
- (4) 陸上集中管理センターの機能及び構成の研究
- (5) 漁業無線局との両立性の検討
- (6) 諸外国資料の調査

8.3 宇宙通信の特質とその対策の研究

8.3.1 海面反射のフェーディングの研究

大きな空中線や動揺防止装置付の空中線を小型船舶に搭載することは困難である。空中線を小形にすれば搭載は容易になるが、指向性が鈍くなるので海面反射によるフェーディングを受け易くなり通信の質を劣化させない程度での小形空中線の可能性を検討するとともに、これに大きな影響を与える海面反射フェーディング並びに海面反射の抑圧について理論的及び実験的に研究を行う。

- (1) 海面反射に関する資料の収集調査及び解析
- (2) プロッキングの検討及び実験
- (3) フェーディング深さに対する再検討

8.3.2 フェージング・シミュレータに関する研究

海事衛星通信における受信入力は直接波の他に海面の特定方向からの反射、またランダムな波による多重路反射などからきわめて複雑なフェージングを受ける。したがって、船舶局のダイナミック試験はフィールドテストによらなければならない。しかしながらフィールドテストにおいては種々の制約が存在し、ばらつきの少ない試験の反復実施が困難であるばかりでなく、各種要因を分離した形で実験を行うことは不可能に近い、そのため、フィールドテストと等価なテストを室内で行うことのできるフェージング・シミュレータを研究開発する。

- (1) フェージング・シミュレータの設計
- (2) フェージング・シミュレータ試験装置の製作
- (3) フェージング・シミュレータの評価試験

9. 結 言

この報告では、昭和52年度に第150研究部会が行った研究の成果を各項目ごとにまとめてある。まず、衛星を利用した無線測位システムではシステム調査ののち、静止衛星1個からの測距による1本の位置の線とオメガによる2本の位置の線とを利用するシステムについて検討し、測位精度などを求めた。電波の海面反射によるマルチパスフェージングの研究では、前年度の海面反射実験結果を解析するとともに、同じ効果を室内で実験するフェージングンミュレータの構成についての結論を得た。Lバンドのレトロディレクティブアレイの研究では、マルチパス存在下での特性が明らかになり、広角での軸比改善の新素子が試作され、電気的追尾空中線の新方式として海事通信用の船上空中線の一つとして有望視されるようになったが、実用までにはなお若干の問題点を残している。Lバンド帯での船上雑音の実測が行われ、衛星通信用空中線のある場所では、航海中はほとんど問題なく入港中は一部有害な雑音も見られているが、わが国で衛星を見る仰角(約30°)の場合は問題が少くなる見通しが得られた。最後の項目であるユーザ機器の評価では、アンテナのスタビライザの小形化が研究され、また、設計評価が見直された。こうして、従来の研究で残されている問題はマルチパスシステムの試作が主要なものとなるので、昭和53年度はそれに全力をあげるとともに、漁船を含めた一般船舶の運航システムへ衛星を利用するメリットについてもう一度かりかえって見て、この研究の最終年度とすることにいたしたい。

以上が本年度の研究の概略的な結論と今後の研究の進め方である。昭和51年度以降M A R I S A Tシステムの利用が開始されているが、残念ながらその利用経験をこの研究に取入れることはできなかった。この研究もう1年を残しているので、その点を含めて各方面のご協力のもとに今後の研究を進めて行きたい。終りにこの報告書の執筆を担当された幹事及び委員の方に謝意を表する。