

無線中継方式におけるアンテナ系の研究

1983年10月

進士昌明

無線中継方式におけるアンテナ系の研究

1983年10月

進 士 昌 明

DOC
1983
18
電気系

無線中継方式におけるアンテナ系の研究

目次

第1章	序論	1
1.1	研究の背景	2
1.2	本研究の概要とその意義	3
第2章	短距離無線中継方式への回折網の適用	6
2.1	序言	6
2.2	回折網の原理	7
2.3	透過形回折網の提案	11
2.3.1	180°移相器の条件	12
2.3.2	インピーダンス整合	14
2.3.3	斉相形回折網	15
2.4	回折網の理論的特性	17
2.4.1	開口能率	17
2.4.2	周波数特性	18
2.4.3	傾斜角特性	19
2.4.4	指向特性	21
2.5	透過形回折網の材料	28
2.5.1	回折網用誘電体材料の必要条件	28
2.5.2	回折網用誘電体材料の考察	31
2.5.3	試作誘電体板の特性	33
2.6	フェージング伝送路における回折網の特性	34
2.6.1	伝搬通路と測定項目	34
2.6.2	回折網の設計と構造	35
2.6.3	試作回折網の諸特性	37
2.6.4	回折網区間の伝搬特性とその考察	43
2.7	回折網に及ぼす着雪の影響	48
2.7.1	着雪による回折網利得の減少の理論的推定	48
2.7.2	雪の透過係数の測定	50
2.7.3	着雪状況の観測	55
2.7.4	着雪試験のまとめ	57

2.8	回折網区間の設計	58
2.8.1	回折網を用いた回線設計	58
2.8.2	回折網の適用領域	64
2.8.3	評価	70
2.9	結言	71
	付録A 誘電体材料の測定	72
第3章	通信用アンテナの高性能化に関する研究	75
3.1	序言	75
3.2	開口面アンテナの交叉偏波特性	75
3.2.1	20GHzカセグレンアンテナにおける交叉偏波特性	75
3.2.2	交叉偏波特性劣化要因の考察	77
3.2.3	対称性試験	81
3.2.4	交叉偏波特性の解析	84
3.2.5	交叉偏波特性の近似解析	90
3.2.6	伝搬路との相互作用	93
3.2.7	むすび	95
3.3	アンテナへの着雪とその影響	97
3.3.1	レドーム着雪と交叉偏波特性	97
3.3.2	実験系の概略	97
3.3.3	自然着雪での実測結果	98
3.3.4	着雪模擬実験	100
3.3.5	理論的検討	102
3.3.6	むすび	106
3.4	広角指向特性改善の一方法	107
3.4.1	20GHz帯カセグレンアンテナの広角指向特性	107
3.4.2	主反射鏡スピルオーバーの抑圧	108
3.4.3	設計および特性	109
3.5	アンテナサイドローブの統計的性質	112
3.5.1	回線相互干渉とアンテナサイドローブ	112
3.5.2	アンテナサイドローブの分布	112
3.5.3	サイドローブピークの分布	113
3.5.4	大口径アンテナの指向特性	114
3.5.5	むすび	115

3.6	アンテナ指向特性と分岐回線干渉	116
3.6.1	アンテナパターンの方式的評価	116
3.6.2	アンテナパターンのモデル化	116
3.6.3	回線網のモデル化	118
3.6.4	希望波対干渉波電力比(D/U)	119
3.6.5	バランスのとれたアンテナの特性	121
3.6.6	むすび	123
3.7	回折現象を用いた干渉防止対策	124
3.7.1	地上通信系と衛星通信系との干渉	124
3.7.2	単一遮蔽体による干渉波の消去	124
3.7.3	反復法による精密解	126
3.7.4	理論特性とモデル実験結果	127
3.7.5	むすび	129
3.8	結言	129
第4章	国内衛星通信方式における地球局アンテナ系の研究	130
4.1	序言	130
4.2	地球局アンテナ系の必要条件	130
4.3	準ミリ波専用カセグレンアンテナ	132
4.3.1	アンテナ構成に関する検討	132
4.3.2	屋上設置条件に対する検討	139
4.3.3	電気特性	142
4.3.4	むすび	150
4.4	オフセットカセグレン形アンテナの地球局への適用	151
4.4.1	オフセット形地球局アンテナの検討	151
4.4.2	オフセット形の設計条件	152
4.4.3	オフセットカセグレン形準ミリ波帯地球局アンテナの設計	155
4.4.4	電気特性の測定と評価	159
4.4.5	局舎屋上に設置するための検討	165
4.5	結言	166

第5章 国内通信衛星搭載用アンテナ系の研究	167
5.1 序言	167
5.2 中容量国内通信衛星搭載用アンテナの方式設計	169
5.2.1 通信用アンテナの形式	169
5.2.2 衛星静止位置とアンテナのビーム幅	170
5.2.3 アンテナの最適開口径	174
5.2.4 準ミリ波帯での特性	185
5.3 マルチビームアンテナの方式的研究	188
5.3.1 マルチビームの国内衛星通信への適用	188
5.3.2 サービスエリア	188
5.3.3 最適アンテナ直径	190
5.3.4 ビーム間干渉に関する考察	192
5.3.5 むすび	193
5.4 国内通信衛星用単一ビームアンテナ	194
5.4.1 単一ビームアンテナ電気モデルの設計目標	194
5.4.2 電気モデルA形の構成	198
5.4.3 サブシステムとしての電気モデル構成の考察	202
5.4.4 試作電気モデル(A形)の特性	205
5.4.5 指向性利得の検討	208
5.4.6 むすび	217
5.5 熱構造モデルの試作とその特性	218
5.5.1 まえがき	218
5.5.2 熱構造モデルの設計	218
5.5.3 電気特性	219
5.5.4 考察	225
5.5.5 むすび	226
5.6 結言	227
第6章 結論	229
謝辞	231

参照文献

本文中の主な記号

記号	説明	初めて出る章
a	回折網の横巾	2
a	アンテナ開口面の半径	3
a_i	球面多角形の辺の長さ	5
A	アンテナの開口面積	2
A_d	回折網の実面積	2
A_e	アンテナの実効開口面積	2
A_i	球面多角形の内角	5
A_n	開口面振幅誤差の径方向 n 次周期成分	3
A_p	パラボラアンテナの開口面積	2
A_r	反射板の面積	2
A_z	アンテナの方位角	4
b	回折網のたて幅	2
C	カバレッチの立体角	5
C_1	放射電界 G_1 の虚部	3
d, d_1, d_2	2 地点間の距離	2
d	2 枚の誘電体板間の距離	2
d_s	関係距離 = $d_1 d_2 / (d_1 + d_2)$	2
D	アンテナの指向性	2
D	アンテナの開口径	4
D_m	搭載用アンテナの最適開口径	5
D_ϕ	水平面内指向性	2
D_θ	垂直面内指向性	2
D/U	信号対干渉電力比	3
E	開口面上の電界分布	3
E_1	開口面上正偏波電界成分	3
E_2	開口面上交叉偏波電界成分	3
E_d	回折電界強度	2
E_l	アンテナの仰角	4
E_x	開口面上の E 面方向電界成分	3
E_y	開口面上の H 面方向電界成分	3
f	周波数	2
f	開口面アンテナの焦点距離	4
F	フレネル積分	2

記号	説明	初めて出る章
F_d	フェージングデプス	2
g	アンテナサイドローブの包絡線パターン	3
G	アンテナ利得	2
G	アンテナ指向性を表わす遠方電磁界	2
G_1	正偏波の指向性	3
G_2	交叉偏波の指向性	3
G_c	ビーム中心の指向性利得	5
G_o	カバレッチ周辺での最小利得	5
G_m	最適開口径における利得	5
G_o	軸方向アンテナ利得	3
G_r	受信アンテナの軸方向利得	3
G_t	送信アンテナの軸方向利得	3
G/T	地球局アンテナの利得対雑音温度比	4
h	受信点の垂直方向の高さ	2
h	副反射鏡の高さ	4
H, H_o	回折点の実効高	2
Im	虚部	3
J_n	n 次ベッセル関数	3
k	等価地球半径係数	2
l	第1フレネル帯半径	2
l	主反射鏡の長さ	4
L	利得低下量, 通過損失	2
L_o	自由空間損失	2
L_d	自然回折波の自由空間値からの損失	2
L_r	受信電力の自由空間受信電界からの損失	2
n	回折網の段数	2
p	開口面電界分布の指数	3
P_r	受信電力	2
P_t	送信電力	2
Q_n	開口面位相誤差の周方向 n 次周期成分	2
R	地球の半径	2
Re	実部	3
S	開口面の面積	3
S	等価的な副反射鏡の高さ	4
S_i	放射電界 G_1 の虚数部	3

記号	説明	初めて出る章
t	誘電体、金属片、着雪層の厚さ	2
$\tan \delta$	誘電体の誘電正接	2
T	誘電体、雪の透過係数	2
T	雑音温度	4
w	金属片の幅	3
w	回折網のたて幅	2
x	通過電波の損失	2
XPD	交叉偏波識別度	3
y	回折網利得の減少量	2
Z, Z ₁	線路, 媒質の特性インピーダンス	2
Z ₀	真空中の特性インピーダンス	2
α	電波の2次波源への入射角	2
α	雪の減衰量定数	3
α	大気の減衰量	4
α	アンテナのオフセット角	4
α	受信偏波角	3
β, β_0, β_1	位相常数、波数	2
β	送信偏波角	3
τ	周波数, 回折実効高, 誘電率等の相対変化率	2
τ	$= 1 - \cos \theta$ (θ は回折網の傾斜角)	2
τ	楕円偏波の軸が給電偏波方向となす角	3
Γ	電圧反射係数	2
δ	衛星の姿勢安定度	5
δh	回折点の垂直方向の高さの変化	2
δH	回折実効高の変化	2
ΔE	開口面上の振幅偏差	3
Δf	周波数変化量	2
ΔG	回折網利得の変化	2
ΔG_h	回折実効高の変化による利得変化	2
ΔG_t	中心点移動による利得変化	2
ΔG_w	ΔH のずれによる利得変化	2
$\Delta H, \Delta H_1$	フレネル環の幅	2
ΔP	誘電体の通過位相誤差	2
ΔP	開口面上の位相誤差	3
Δt	誘電体の厚さの仕上がり誤差	2

記号	説明	初めて出る章
$\Delta \gamma$	直交性のずれ	3
$\Delta \Theta$	入射角変化に対応する回折網の傾斜角変化	2
$\Delta \phi$	水平面内指向性の半値巾	2
$\Delta \theta$	垂直面内指向性の半値巾	2
ϵ	(比)誘電率	2
$\bar{\epsilon}$	複素誘電率	2
ϵ'	複素誘電率の虚部	2
η, η_p	開口能率	2
η	正規化垂直面内角度 $\pi b \sin \theta / \lambda$	2
θ	回折網の傾斜角	2
θ_c	カバレッチの視直径	5
Θ	回折網の初期設定傾斜角	2
Θ	アンテナ開口角	4
λ	自由空間中の波長	2
Λ	ベッセル関数から導かれる関数	3
ξ	正規化水平面内角度 $= \pi a \cos \theta \sin \phi / \lambda$	2
ϕ	回折点より見た受信点の垂直方向ずれ角、 または電波の垂直面内入射角変化	2
ϕ	雪の位相回転量	2
ϕ	開口面上位相誤差	3
χ	楕円度 (楕円の長短軸比)	3
χ	楕円の主軸の傾き	3
ω	角周波数	2

第 1 章 序 論

1.1 研究の背景

アンテナは、開かれた空間伝送路を伝搬してきた電磁波を収集し、あるいは、この伝送路に電磁波を送りこむ装置である。すなわち、アンテナ系は、伝送路と無線機器とを結合する装置であり、伝送路としての特性をある程度支配すると同時に、無線機器の設計に大きな影響を及ぼす。従って、アンテナ系の特性は、無線伝送方式の方式諸元を決定する最も大きなパラメータの一つであり、アンテナ系の構成如何によって、方式が決定されると言っても過言ではない。

ここで、2地点間の固定通信方式に用いられる、いわゆるペンシルビームアンテナの特性を規定するパラメータと、通信方式の諸元との相互の関連をみてみよう。表1.1にこれらの関係を要約して示す。次に、アンテナハードウェアの設計の観点から、設計に際して考慮する諸元と、アンテナ特性との関連を、開口面ペンシルビームアンテナについて表1.2に示す。

これらの表より理解できるように、アンテナの諸特性は方式の構成諸元と多角的に結びついており、同時に、アンテナの設計において考慮すべき要素とも、多面的な関連を有する。換言すれば、アンテナの設計もまた、他の多くの機器と同じように、数多くのコンプロマイズの上に成り立っている。従って、方式的に何を重視するかによって、その構成が異なってくる[1]。

固定した2地点間の情報伝送を行うマイクロ波無線伝送方式においては、従来からパラボラアンテナが主として用いられている。このアンテナは、構造が簡単で軽量であり、かつ、開口能率も比較的高いという特徴を有するが、広帯域化が難しく、また、指向性等の特性制御も困難であるという欠点を有している。

このため、4~6GHzの帯域を用いる広帯域無線伝送方式用としては、専らホーンリフレクタアンテナが用いられるようになった。このアンテナは電波通路内に反射点を有しないため、極めて広い周波数帯域にわたって低いVSWRを実現でき、かつ、水平面内指向特性も優れている特徴を有している。反面、構造・重量が大きいため、経済性に欠ける欠点があり、マイクロ波大容量長距離伝送方式の如く多周波数帯を共用することによって、経済性を向上しうる方式に適用されてきた。

主反射鏡以外に1個の副反射鏡を備えたカセグレンアンテナは、上述の両アンテナに比べ給電が容易である点に最大の特徴を有し、従来は衛星通信地球局アンテナの如く、可動機構を有するアンテナ系に主として用いられていた。しかし、電子計算機の発展とあいまって、2枚の反射鏡鏡面を変形して指向特性、開口能率等を改善する鏡面修整技術が発展したため、衛星通信用大形アンテナのみならず、地上通信方式用アンテナにも次第に適用される状況になっている[11]。

表 1.1 方式設計とアンテナ・伝搬の諸特性

方 式	伝 搬 路	ア ン テ ナ 系
熱雑音 ・定常分 ・変動分 ・瞬断時間率 ・多中継相加	自由空間損失（中継距離） フェージング，降雨減衰 レイリーフェージング発生確率 降雨減衰累積確率 フェージング・降雨減衰による雑音相 加・瞬断率相加	利得，給電線損失 着氷，風による揺れ，ビー ム幅 ----- -----
ひずみ（準漏話雑音・波形ひずみ・符号間干渉・同期はずれ・ジッタとその相加）		
	マルチパスフェージング（多重波の振 幅・遅延時間差，発生確率），反射に よる振幅，位相周波数特性	アンテナインピーダンス， 給電線インピーダンスと給 電線長，近軸指向特性
干渉（干渉雑音，パイロット・雑音切替動作）		
自ルート内 ・隣接チャネル干渉 ・隣接通過干渉 ・次隣接チャネル" ・オーバーチ" ・フロント・バック 干渉	周波数選択性フェージング，XPD* " " フェージング・降雨減衰の減衰差区間 相関 "	アンテナ・給電線XPD " ----- 近軸・広角指向性 （主偏波・交叉偏波） 広角指向性（"）
他ルート・他方式間 干渉	" ， XPD，降雨減衰	" （"）
レベル変動（アナログ変調）		
	減衰（AGC，リミッタ） 周波数選択性フェージング（帯域内）	----- -----
ダイバーシチ方式	減衰・XPD改善効果（空間・周波数 ・ルートの相関）	合成・切替技術

*：交叉偏波識別度

一方、通信衛星搭載用アンテナに関しては、インテルサット系の諸衛星に見られるように、地球全体を通信領域とするパラボラないしホーンリフレクタ形アンテナが用いられているが、この場合、個々の衛星に応じてそれぞれ最適設計を行う必要があり、日本の国内通信衛星に適したアンテナに関しては、衛星本体・通信機器とのインタフェースも含めて、その最適形を追求する必要があった [94] [95]。

表 1.2 ペンシルビーム開口面アンテナの特性と設計諸元

アンテナ特性	利得	近軸 指向 特性	広角 指向 特性	交叉 偏波 特性	イン ピー ダ ン ス	周波 数特 性	風圧 荷重	経済 性	美観
設計諸元									
アンテナ形式			○	○	○	○	○	◎	◎
一次放射器			○	◎	○	◎		○	
開口面積	◎	○	○				◎	◎	◎
開口角			○	△	△		○	△	△
開口面分布・対称性	◎	◎	○						
" ・非対称性	△	○	△	○					
鏡面精度・非周期性	◎	△	○	△				◎	
" ・周期性		△	△	○					
ブロッキング	○	○	○						
散乱		△	○	△					
スピルオーバ	△	△	○						
頂点整合板	△	△	△		○	○			
遮蔽			○				△	△	△
レドーム	○		△	△	○	△	○	○	◎

地上無線回線に用いられる無給電中継系に関しては、反射板を1ないし2枚用いた方式がマイクロ波帯において用いられていたが[96]、原理を全く異にする回折網方式が研究されつつあった。しかし、この方式を実用に供するためには、さらに経済性をも含めた詳細な検討の必要性があった。

本論文においては、筆者が電気通信研究所において従事する機会を得た研究のうちから、アンテナ系に関する諸問題を取りあげ、上に述べた方式的観点からの記述を試みた。これらの研究において、基本的に共通するものは、当然のことながら、コスト/パフォーマンスの観点であり、特に経済性を向上する新しい技術の開発に多大の努力を払っている。

これらの研究が行われた1961年から77年にかけての期間は、アナログFM無線伝送方式の大容量化、デジタル無線伝送方式の開発、衛星通信方式の研究開始、および新周波数帯の開拓が進展した時期であり、さらにこれら各種無線方式の導入により、回線間の相互干渉、無線周波数スペクトルの有効利用に関心が高まってきた時期でもある。

本研究はこのような技術的・歴史的背景の下に、11GHz短距離無線中継方式、20GHz長距離デジタル無線伝送方式、ならびに4~30GHz帯を用いた国内衛星通信方式において用いられるアンテナ系の設計、経済化、高性能化を行ったものである。

1.2 本研究の概要とその意義

本論文は、上述の技術的・歴史的背景の下に行われた公衆通信用無線伝送方式に適用されるアンテナ系の研究の内容を述べたものである。

第2章では、11GHz帯無線伝送方式に適用することを目的とした新しい無給電中継方式としての回折網方式の研究について述べる。無給電中継方式は中継回線経済化の有力な手段であるが、従来は、反射板方式が専ら用いられていた。回折網なる概念は、反射板とは全く発想を異にして、山岳回折伝搬特性の改善のために考案された方式であり、元来、本土ー沖縄間回線のように、非常に長距離にわたる劣悪な伝搬状態の無線回線を対象としたものであった。これを、区間長30km未満の短距離無線中継回線に適用しようという発想の下に、11GHz帯への適用を目指して研究を進めた処に独自性があると言えよう。本研究の内容は、すでに原理的および実験的に伝搬特性安定化の効果が確かめられていた遮蔽形回折網を、11GHz帯短距離無線中継方式に適用し得る可能性について、方式的観点からの見直しを行ない、実用化のために必要となる諸特性を明らかにすると共に、その効率をさらに高める透過形回折網を考案し、材料の開発から始めてその実用化に至るまで、一貫した研究を行ってきた処にその特徴がある。

さらに、反射板方式と比較して、それぞれの適用領域を明確にし、11GHz無線伝送方式の一層の経済化の可能性を明らかにした。

第3章では、地上固定通信方式および衛星通信方式に用いられる開口面アンテナに関する諸問題、特にその電気特性の高性能化を図る場合に必要となるアンテナの基本的な性質を、通信方式設計の観点から理論的および実験的に論じている。

まず、準ミリ波デジタル無線伝送方式用アンテナで最大の問題となった交叉偏波特性について、その劣化要因を解明し、それが反射鏡の微少なひずみによるものであることを初めて明らかにした。さらにここで展開した理論を用いて、アンテナのレードーム面に付着した雪が交叉偏波特性に及ぼす影響を理論・実験の両面から明確にするとともに、伝搬路の交叉偏波特性との相互作用についても論じている。また、雨・雪の影響を防ぐために装置したレードームの保持用遮蔽板によって発生する広角指向性の劣化を極めて簡単に改善する方法を提案している。

一方、周波数有効利用の観点から、アンテナの広角指向特性への要求は、益々厳しくなっているが、コスト/パフォーマンスを考慮すると、方式的観点からの最適化が必要である。そのために必要となる基礎的な理論を確立するため、まず、アンテナのサイドローブの微細構造を統計的に処理することによって、サイドローブの分布特性、および大口径アンテナの統計的な指向特性を明らかにした。ついで、アンテナの指向特性と分岐回線干渉について論じ、アナログ変調方式およびデジタル変調方式用アンテナとして、方式的に最適化を図ったアンテナ特性を提案している。さらに、アンテナの指向性のみによっては除去し得ない干渉電波を、第1章で述べた回折網の原理を用いて除去する方式を提案している。

これらの研究は、従来十分には解明されていなかった無線通信方式設計とアンテナハードウェア設計に関係するアンテナの諸特性に対して設計上の指針を与えうるものである。

第4章は、30/20GHz帯を用いた国内衛星通信方式用地球局アンテナ系の研究について述べている。国内衛星通信方式用地球局アンテナは、世界初の30/20GHz帯を用いる地球局アンテナとして、技術的諸問題を解決する必要に加えて、国際衛星通信用アンテナとは異なった厳しい経済性の制約、すなわち、都市内の局舎屋上等へ容易に設置できるという条件、それから派生する送受信装置とのインタフェース条件、および地上回線との相互干渉という条件を克服する必要があった。

このため、まず、従来の軸対称カセグレンアンテナについて、その限定駆動化、鏡面製作の経済化、設置の簡易化等を目標とした地球局アンテナ系を設計・試作した。引続き、指向特性の改善、および風圧荷重の軽減等を狙ったオフセットカセグレン地球局アンテナの研究を行った。これらのアンテナ、特にオフセットカセグレンアンテナは、1983年2月に打ち上げられた日本最初の商用通信衛星CS-2を用いた国内衛星通信方式に適用され、現在各地で建設が進められている。これは、オフセットカセグレンアンテナとしては世界初の商用化である。

この研究に当たっては、鏡面製作の経済化、および低サイドローブ化に重点を置き、前者に対しては、主反射鏡を回転対称としてパネル製造経費を軽減し、ビーム給電部反射鏡と副反射鏡とを用いた鏡面修整技術を開発して特性を確保することにより、オフセット形本来の低サイドローブ特性を実現し、軸対称形で開発した限定駆動技術を採用して、システムのコストダウンを図った点に特徴がある。

第5章は、CS衛星(さくら)に採用された中容量国内通信衛星搭載用アンテナの研究について述べる。日本の国内通信衛星は、6/4/30/20GHzの4周波数帯共用を行うという点で、世界に先鞭をつけたものであるが、これを実現するための最大の課題の一つが、4周波数帯共用アンテナ系であった。想定される衛星規模等を勘案して、スピン安定化衛星用デスパン形アンテナを研究対象とし、4GHzから30GHzにわたる帯域での給電方法、単一アンテナによる各周波数帯での効率的な指向特性の実現方法、衛星搭載用として、宇宙環境、打ち上げ条件、衛星重量、姿勢安定度等に適合したアンテナ系の設計等について、多岐にわたる調査、検討、実験を行った。これらの研究の結果、最終的には、ホーンリフレクタ形4周波数帯共用アンテナ系を選定し、30/20GHzの準ミリ波帯ではビーム成形を施して、日本本土の形状に合わせた成形ビームを放射し、6/4GHz帯では日本全土をカバーする、極めてユニークなアンテナ系を実用化することに成功した。さらに、このアンテナ系を衛星への搭載に耐え得るように、構造材料の検討から始めて、鏡面製造の方法に至るまで、理論的・実験的検討を繰り返した。この研究成果を採用して、CS衛星用アンテナ系が米国FACC社で製造され、さらに、CS-2衛星において名実共に国産化に成功した。

第2章 短距離無線中継方式への回折網の適用

2.1 序言

大都市と中小都市間、あるいは中小都市相互を結ぶ短距離無線中継方式は、回線長百数十km以下の経済的な中継回線である。使用周波数帯は、2, 11および15GHz帯であるが、特に使用可能帯域幅が広く、回線密度も高くとれる11GHz帯が多く用いられている[4]。11GHz帯無線中継方式の標準中継区間長は30kmである。山岳の多い日本の地形上、中小都市内に位置する電話局等に設置される無線中継所(端局)から、隣接の中継所まで、直線距離では十分中継可能でありながら、途中に山岳が介在するために、これが困難な場合が多く、その度に中間中継所を建設することは極めて不経済である。このような場合には、通常、反射板を用いた無給電中継方式が用いられる。この方式は、電波通路をほぼ任意に変えることが比較的容易であり、このために建設位置選定の自由度も大きい反面、開口面アンテナと同等以上の鏡面精度を確保する必要がある。とくに、反射板建設地点が送受信点から離れるに従い、方式上必要な一定の受信入力確保に要する反射板面積が増大するため、10GHz以上の周波数の高い領域では、所要の鏡面精度を有し、風圧荷重にも耐え得る大形反射板の建設は困難となってくる。また、電波の屈折角が180度に近い領域では、2枚の反射板を必要とするため、建設費が増大する。無給電中継の他の可能性は回折網方式である。この方式は、元来、山岳回折見越し外通信方式において、その伝搬特性を改善するために、回折電界強度をナイフエッジ回折電界強度の理論値に近づける手段として考案されたものである[2]。即ち、回折山岳上に人工的な回折エッジを設置することに端を発し、さらに複数個の多重エッジを設けて受信電力を飛躍的に増加させることを可能とした。1960年12月に、北関東地区の鳥山-飯田間において、はじめて理論の確認実験が行われた[3]。

この回折網方式を上述の無線中継方式に適用することによって、反射板方式の欠点を補い、また、山岳回折方式の伝搬特性を改善して、無給電中継方式の経済化と高性能化を図ることを目的として、11GHz回線への適用の可能性についての検討を行った[5]。

1962年夏、富山-高岡間におけるフィールド試験において、新たに能率改善のために考案した透過形回折網も加えて、その特性を明らかにした。引続き、1962年から64年にかけての冬期に、降雪地帯における着雪の影響を検討する試験を実施した。これらの試験と、理論的および実験的研究により、回折網の諸特性、設計法、建設工法および回折網を適用した区間の伝搬特性等を明らかにした[6][7]。さらに、1966年に富山-高岡とは異なった地理的条件にある松阪-伊勢間において、実用回線の1区間として遮蔽・透過混合形回折網のフィールド試験を行ない、商用への可能性を確認した。

この結果、回折網が適用できるような、送受信点を結ぶ大圏コースに近い山頂等に無給電中継方式を用いる場合には、例えば2枚反射板方式等に比べて、回折網方式は開口能率が良く、製作・建設の両面において簡易・経済的であり、無給電中継方式のより一層の経済化を図り得ることを実証した[8]。

本章では、回折網の原理から、その実用化に至る理論的考察、実験結果等を述べる。

2.2 回折網の原理

回折網方式は山岳回折伝搬特性を改善するために考案された無給電中継方式であって、回折山陵上の凹凸や厚み等の不規則性による回折電波の乱れを人工的に整え、受信電力をナイフエッジの理論値に近づけ、フェージングの減少をはかろうという考えから発展してきたものである。

回折網の原理と取り扱いの方法は、一般に光学で行なわれている衝立や細隙による光の回折と同様であって、厳密にはフレネル・キルヒホッフの方法による。この解についてはすでに詳細に検討されているので〔2〕〔3〕、本節では結果のみを引用することとし、次の点を指摘するにとどめる。

フレネル・キルヒホッフの理論では、ある点の電界を求める場合、その点を囲む閉曲面を想定して、この曲面上に存在する電磁界を2次波源と考え、この波源からの放射界を曲面全体につき積分する。これを回折網に適用する場合に、積分は回折山岳および回折網としておかれた電波遮蔽体を除いた空間におよぶわけであるが、このときの受信電界は、遮蔽体のない場合の受信電界（いわゆる山岳回折電界）に、遮蔽体を置くべき空間に、その電界を消すような2次電界を想定し、この仮想的な波源からの放射電界を加えたものになる。とくに、山岳回折電界が非常に弱い場合には、受信点の電界はほとんどこの仮想的な波源からの放射によって定まる。すなわち、この遮蔽体は、一種のアンテナとして作用しており、同じように無給電中継に用いられる反射板についても全く同様のことがいえる。後者の場合には、反射板表面における境界条件を満足するような2次電磁界が発生する。

さて、以下に回折網の原理につき、やや直観的に説明を加えておく。

図2.1において、電波の送信点をS、受信点をR、回折点をP₀とし、それぞれの距離を図示のように定める。送信点Sより出た波は、山岳上の各点P₁、P₂、…を通して受信点Rに到達する。それぞれの波は互いに異なり、このため受信電力は大きくならない。

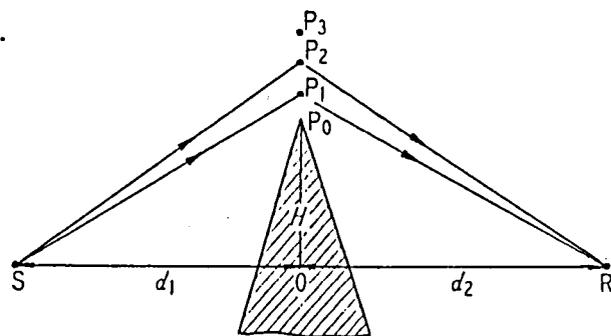


図2.1 送受信点と回折点の関係

この有様は、図2.2に示すコルヌの“らせん”（フレネル積分曲線）でよく表わされる。この図で点線の部分は途中の山岳でさえぎられた部分の受信に寄与すべき電界であり、実線部分が山岳上の空間が寄与する電界を表わし、上空に行くに従い中心に向かって巻き込んでいく。したがってRにおける受信電界は実線の1端から中心へ向うベクトルP₀→P_∞で表わされる。これがナイフエッジの模型より求められる回折電界強度の理論値に相当する。この受信電界を強めるために、山岳上に電波の遮蔽体を置き、受信点に逆相となって到達する電波を遮蔽する。たとえば図2.2においてP₀→P_∞を結ぶ直径に対して片側の円弧を描く電界成分を遮蔽するように遮蔽体の寸法を定めたものとしよう。このとき受信電界は、

$\overline{P_0 P_1} + \overline{P_2 P_3} + \dots$ となり、これらのベクトルはすべて同相であるから

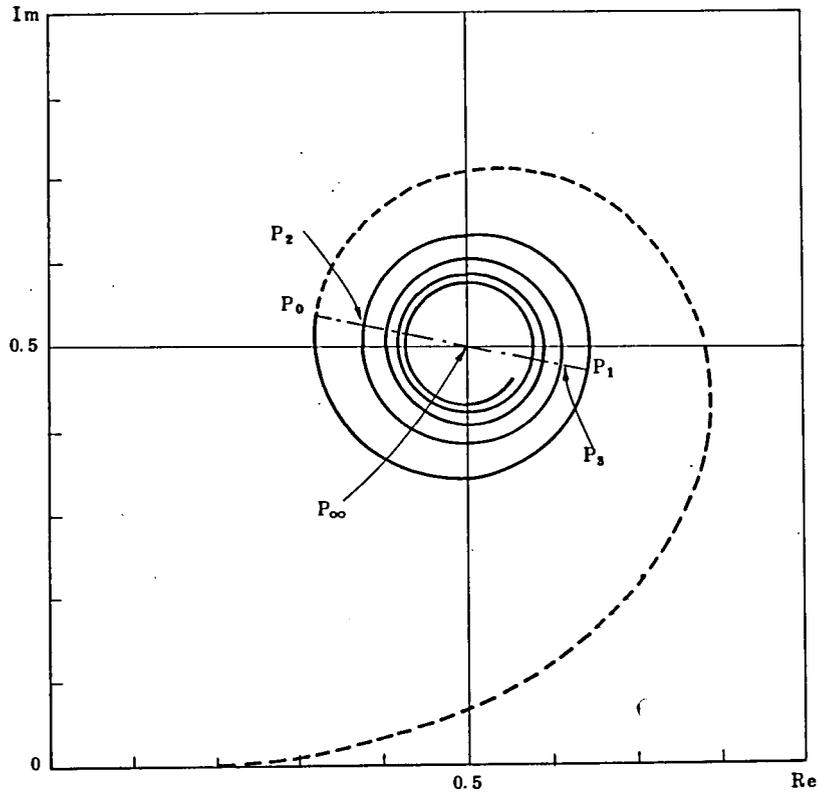


図 2.2 コルヌの“らせん”

受信電界は遮蔽体の数に従って増加していく。ここで図 2.2 における点 P_0, P_1, \dots を図 2.1 における山岳上空の点 P_0, P_1, \dots に対応させる。山岳上の点 P_0 の実効高を H とすれば、各点を通して R に到達する電波の波の位相は互いに π だけ異なるから、図 2.1 より P_n と P_{n-1} を通る電波の通路長の差につき、次式が成立する。

$$\frac{2\pi}{\lambda} \left[\sqrt{d_1^2 + \left(H + \sum_{i=1}^n \Delta H_i\right)^2} + \sqrt{d_2^2 + \left(H + \sum_{i=1}^n \Delta H_i\right)^2} - \sqrt{d_1^2 + \left(H + \sum_{i=1}^{n-1} \Delta H_i\right)^2} - \sqrt{d_2^2 + \left(H + \sum_{i=1}^{n-1} \Delta H_i\right)^2} \right] = \pi \quad (2-1)$$

ここに λ : 自由空間中の波長, ΔH_i : P_{i-1} と P_i の間隔で $\Delta H_0 = 0$, である。
通常,

$$d_1, d_2 \gg H + \sum_{i=1}^n \Delta H_i$$

が成立するから上式は ΔH_n につき解けば、

$$\Delta H_n = \sqrt{\left(H + \sum_{i=1}^{n-1} \Delta H_i\right)^2 + \ell^2} - \left(H + \sum_{i=1}^{n-1} \Delta H_i\right) \quad (2-2)$$

$$\ell = \sqrt{\frac{\lambda}{\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2}}} \quad (2-3)$$

ここに ℓ は、その点における第1フレネル帯半径である。
ここで実効高が高く

$$H \gg \ell, \quad H \gg \Delta H_i,$$

が成立するならば式(2-2)は、

$$\Delta H_n = \frac{\ell^2}{2H} \quad (2-4)$$

となり、遮蔽体の間隔はすべて等しくなる。この ΔH_n はいわゆるフレネル環の幅である。

すなわち回折網は、受信点よりみて位相の反転する空間(フレネル環)を1つおきに遮蔽して、受信点において焦点を結ばせる、一種の電波レンズ系と見なすことができる。このような回折網の遮蔽体と受信電界ベクトルとの関係を概念的に図2.3に示す。

この図で遮蔽体の下端のベクトルが再び巻き込んでいるのは、自然山岳の凹凸、樹木等の影響によって自然回折波がナイフエッジの理論値よりも小さいことを等価的に表現したものである。この図から回折網の利得は、同じ横幅を持ったナイフエッジ回折電界強度に対して、遮蔽体の数が n の場合 (n 段回折網と称す)

$$20 \log(2n) \quad \text{dB}$$

で与えられることがわかる。また、自然山岳がナイフエッジと見なせる場合、あるいは人工的なナイフエッジを適当な遮蔽体により作った場合には、エッジとの間隔を ΔH に保つことにより

$$20 \log(2n+1) \quad \text{dB}$$

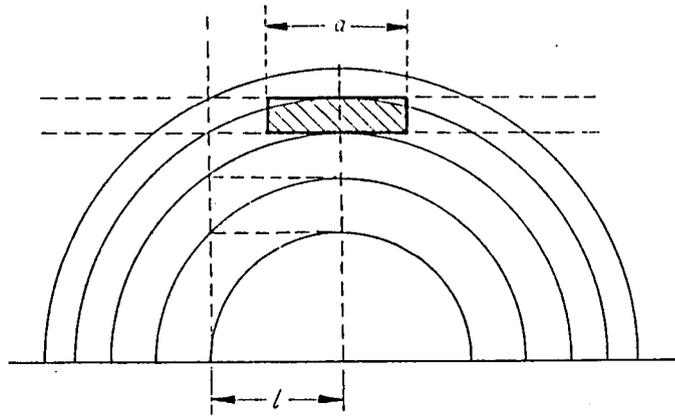
で与えられる。

回折網の原理と遮蔽板の縦幅と間隔は上に述べたとおりであるが、利得をあげるためには回折網の面積すなわち段数と横幅とを大きくする必要がある。しかしあまり段数を増すと周波数特性が顕著となってくる。横幅をフレネル環に沿い円弧状に伸ばせば、長さに比例して利得は上昇するが、直線状に伸ばす場合には、図2.4に示すようにある長さ以上になると多くのフレネル環を横切るようになり、比例的な利得の上昇は望めない。能率的な長さは横幅がほぼ第1フレネル帯半径に等しいときで、このときの受信電界は、横幅無限長の直線形回折網によるものと等しい[3]。

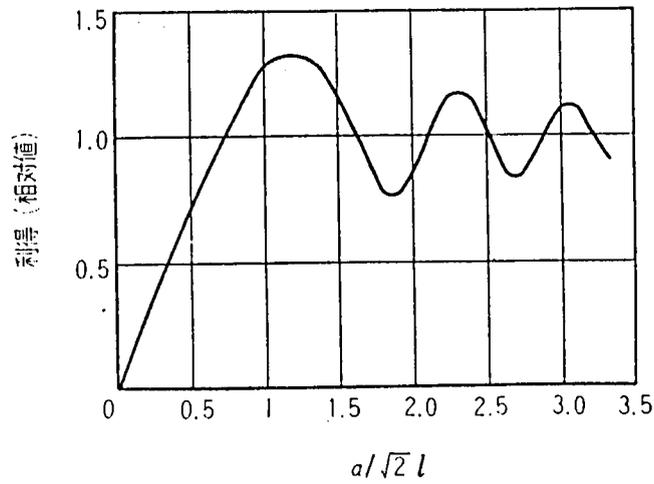
すなわち、横幅 $a = \ell$ (第1フレネル帯半径)、縦幅 $\Delta H = \ell^2 / (2H)$ 、段数 n の回折網の自由空間での受信電界値からの損失は



図2.3 受信点より
みた回折点
の電界ベク
トル



(a)



(b)

図 2. 4 フレネル環と回折網の横幅

$$L = 20 \log \left(2\pi \frac{H}{\ell} \right) - 20 \log (2n) \quad [\text{dB}] \quad (2-5)$$

である。ここに H は回折点の実効高であり、上式の第 1 項は無有限長ナイフェッジの自由空間電界値からの回折損失である。式 (2-5) の計算結果を図 2.5 に示す。上式において、第 2 項 $20 \log (2n)$ dB を、ナイフェッジ回折損に対する回折網の利得と呼ぶ。

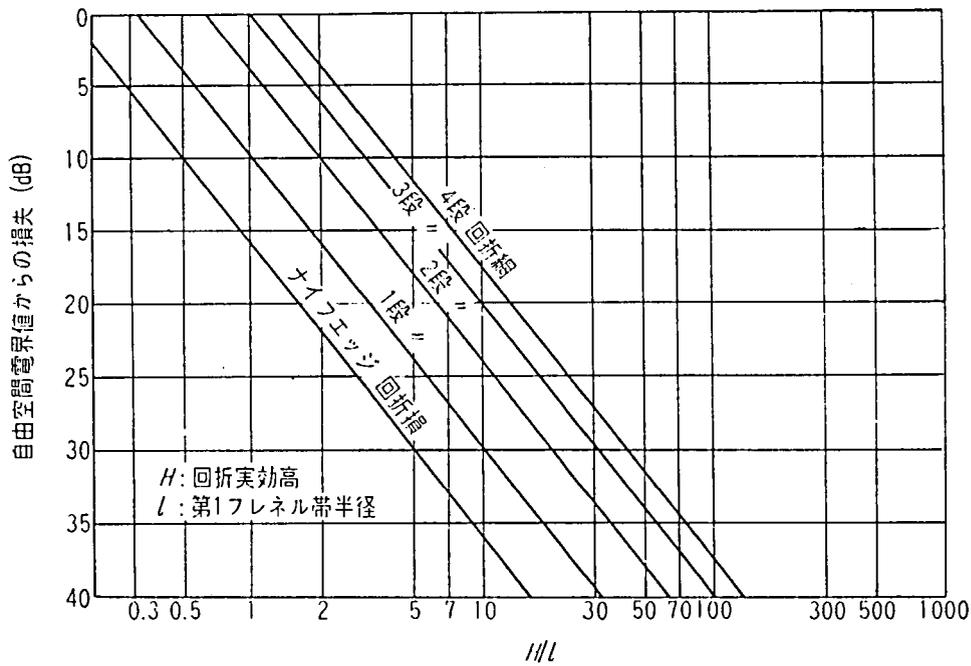


図 2.5 直線形回折網の自由空間電界値からの損失
(横幅 $a = l$ の場合)

2.3 透過形回折網の提案 [12] [13]

前節に説明した回折網は、遮蔽板に金属または吸収体を使用し、受信点に逆相で到達する電波を遮蔽するものであるから遮蔽形回折網と呼ぶことにする。この方式は反射板方式に比べ製作精度の面での条件はゆるくなるのに対し、全体がかなり大きいものになる。これは利用する空間がフレネル環の一つ飛びであって全体の面積に対する利用率が悪いからである。

これを改善するためには、遮蔽形では不要なものとして捨てていた逆相成分の電波を、なんらかの方法によって有効に利用できればよい。このためには電波を損失なく通過させ、かつその位相を反転させるようなものを、遮蔽板の代りに張ってやればよい。このような回折網を透過形回折網ということにする。理想的な透過形回折網では、図 2.3 において、遮蔽されていた電界ベクトルが、方向が反転して加えられることになるから、受信電界は 2 倍 (6 dB) 上昇し、あるいは同一受信電界で、回折網の面積を半減することができる。すなわち、同一利得に対し小形になるばかりでなく、必要な段数が減ったことにより周波数特性が向上し、金属板、網等を使用するものに比し不要な反射が発生しにくいため、干渉の点でも有利であることが予想される。

さて、位相を 180° 変えることのできるものとしては種々考えられるが、(1) 直交偏波に使用できること、(2) 形が大きくなり、重さも軽いこと、(3) 製作容易なこと、(4) 調整の簡単なこと、(5) 安価なこと、などを考えると、誘電体を用いた遅相器が適当と思われる。

以下にこのような位相反転器の可能性についての検討の結果を示す。

2.3.1 180° 移相器の条件

誘電体移相器が満たすべき電氣的条件としては、(1) 厚さによる移相量、(2) 誘電体損失、(3) 境界面における反射、等を考えねばならない。

(1) 厚さ

比誘電率 ϵ の誘電体を通過した電波が、空气中をやってきた電波との間に 180° の位相の遅れを生ずるために必要な誘電体の厚さを t とすると、

$$t = \frac{\lambda/2}{\sqrt{\epsilon} - 1} \quad (2-6)$$

ただし、 λ : 自由空間中の波長である。周波数 $f = 11.2 \text{ GHz}$ においては、上式は、

$$t = \frac{1.34}{\sqrt{\epsilon} - 1} \quad [\text{cm}]$$

とかける。この計算結果を図 2.6 に示す。

(2) 誘電体損失

物質の複素誘電率を $\bar{\epsilon} = \epsilon + j\epsilon' = \epsilon(1 + j\tan\delta)$ とすると、位相常数は $\tan\delta$ が小さいとき

$$\beta + ja = \omega\sqrt{\mu\bar{\epsilon}} = \omega\sqrt{\mu\epsilon(1 + j\tan\delta)} \doteq \omega\sqrt{\mu\epsilon}\left(1 + j\frac{1}{2}\tan\delta\right)$$

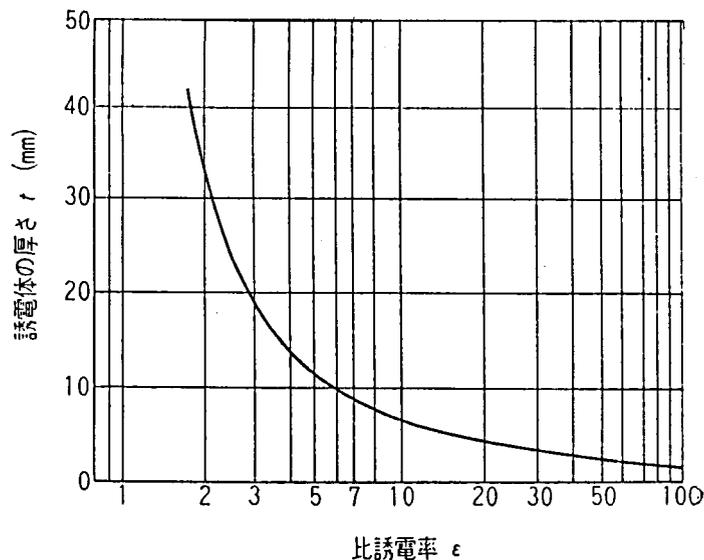


図 2.6 180° 移相器の誘電率と厚さ
($f = 11.2 \text{ GHz}$)

で与えられる。ここで、 ω は角周波数 $2\pi f$ である。従って、比誘電率 ϵ 、誘電正接 $\tan\delta$ をもつ媒質中の減衰定数は、

$$\frac{1}{2}\omega\sqrt{\mu\epsilon}\tan\delta$$

で与えられるから、式(2-6)の厚さをもつ誘電体による通過電波の減衰量は

$$L = -20 \log \exp \left[-\frac{1}{2} \pi \sqrt{\epsilon} \tan \delta / (\sqrt{\epsilon} - 1) \right] \quad (2-7)$$

となり、図2.7に示すようになる。

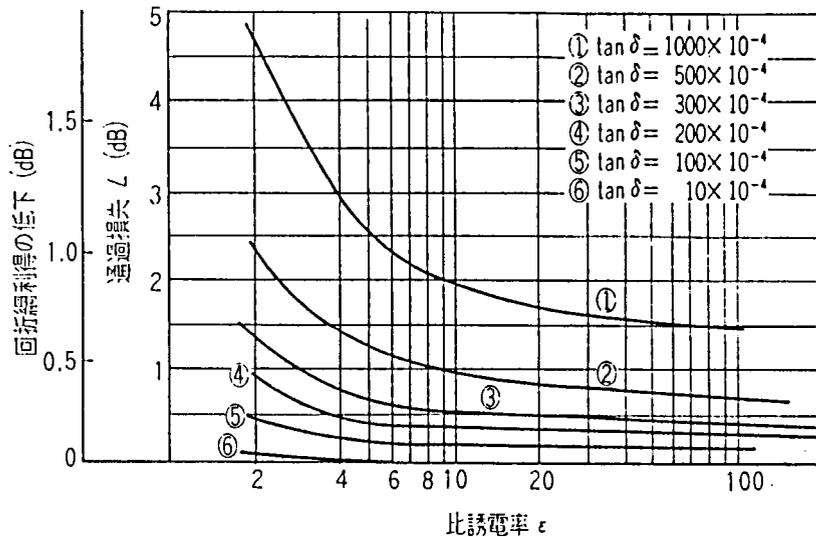


図2.7 180° 移相器の通過損失

(3) 反射損失

他の損失の原因として板の境界面における反射がある。これを求めるため、特性インピーダンス Z_1 、位相常数 β_1 、長さ t の伝送路が、 Z_0 、 β_0 なる常数をもつ無限長伝送路の中間に挿入された場合をモデルとして考える。この場合、入力インピーダンスの不整合による電圧反射係数を Γ とすれば、

$$\beta_0 = 2\pi/\lambda, \quad \beta_1 = 2\pi\sqrt{\epsilon}/\lambda, \quad Z_0/Z_1 = \sqrt{\epsilon}$$

なる関係があるから、電力反射係数は、

$$|\Gamma|^2 = 1 / \left\{ 1 + \frac{4\epsilon}{(\epsilon-1)^2} \operatorname{cosec}^2 \frac{\pi\sqrt{\epsilon}}{\sqrt{\epsilon}-1} \right\} \quad (2-8)$$

で与えられる。

上式の計算結果を図2.8に示す。

以上に与えられた諸条件によって、位相反転を行なう透過形回折網に用いる誘電体の諸特性を規定できる。なお精密には誘電体損が誘電体内の波長および反射係数におよぼす影響に対する補正、および入射角が垂直でないことに対する反射係数の補正を行なわねばならないが、いずれも実際上無視できる大きさである。

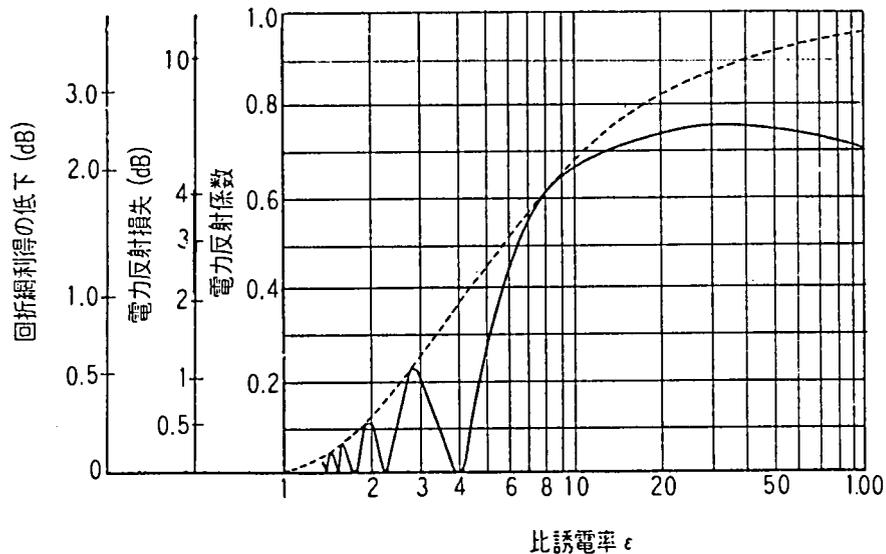


図 2.8 180° 移相器の反射係数

2.3.2 インピーダンス整合

図 2.8 よりわかるように、 ϵ の値が使用周波数で適当でないと一般に反射による利得の低下が起こる。これを防ぐためにはレドーム等によく用いられているごとく、移相器をサンドイッチ形とし、2つの誘電体板からの反射波を打消すようにすることができる。簡単のため厚さ t の誘電体板を 2 等分し、間に幅 d の空気層を隔てて相対立させるような構造を考える。

インピーダンス整合のための条件は、180° 移相器の場合、前節と同様の考えで、 Z_1 、 β_1 、長さ $t/2$ の線路が、 Z_0 、 β_0 なる線路に間隔 d を隔てて相対した場合の 1 端からの入力インピーダンスを計算し、 $Z_0 / Z_1 = \sqrt{\epsilon}$ なる関係を用いて、

$$\tan\left(2\pi \frac{d}{\lambda}\right) \cdot \tan\left[\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\sqrt{\epsilon}}{\sqrt{\epsilon}-1}\right] = \frac{2\sqrt{\epsilon}}{\epsilon-1} \quad (2-9)$$

を得る。図 2.9 にこの結果を示す。

また、とくに

$$\frac{\pi\sqrt{\epsilon}}{\sqrt{\epsilon}-1} = n\pi \quad (n=1, 2, \dots) \quad (2-10)$$

なる関係があるとき、すなわち

$$\epsilon = \left(\frac{n}{n-1}\right)^2 \quad (2-11)$$

なるとき、単一の移相器で整合状態にあり、その有様は図 2.8 に示されている。

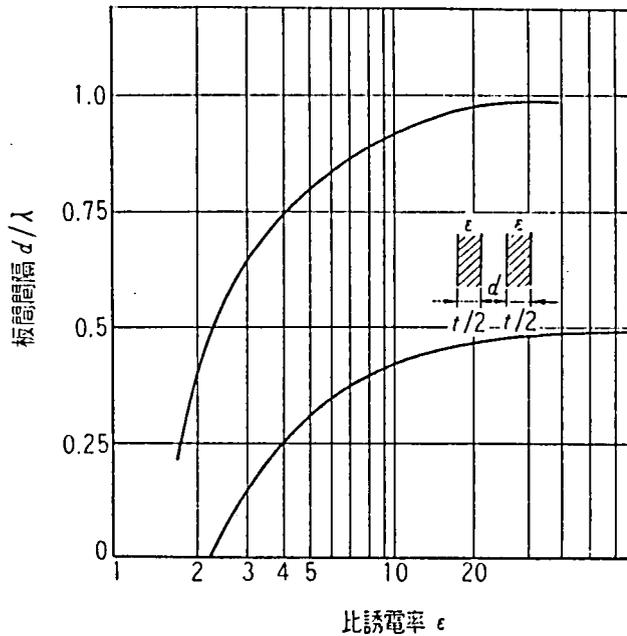


図 2.9 180° 移相器の整合条件

2.3.3 齊相形回折網

上述の透過形回折網は、電波の位相をある空間にわたって、断続的に制御するものであったが、図 2.3 のベクトルをみてもわかるように、これを連続的に制御すればさらに回折網の利得は上昇するはずである。すなわち図 2.3 において、半円状をなした各成分ベクトルの位相を連続的に変化し、すべて同一位相で受信点に到達するようにすれば、各フレネル環の部分につき、半円周と直径の比だけ受信電界は上昇し、反射・通過損を考えなければ、透過形に対し $\pi/2$ 倍 (4 dB)、遮蔽形に対し π 倍 (10 dB) の利得上昇となる。このために、透電体がつまべき厚さ t は、

$$t = \frac{\lambda}{2} l^2 \frac{H_0^2 - H^2 + 2n l^2}{\sqrt{\epsilon} - 1} \quad (2-12)$$

と計算できる。ここに、 H_0 は基準となる電波の回折実効高、 n は正負の整数である。したがって、必要とされる誘電体板の断面は、近似的 (正確には表面は 2 次曲面であるが、ほぼ三角柱とみなしてもよい) に、図 2.10(a) に与えられるようになる。これはいわゆるゾーニングを施した電波レンズと同じものである。

齊相形回折網の反射損失は、各微小部分の反射係数を合成することにより求められ、 $\epsilon = 4$ の誘電体を用いたものでは、全体の反射損失は 0.51 dB である。

反射をなくすためには、前節と同様の手法により、式 (2-9) の $\tan \pi \sqrt{\epsilon} / 2 (\sqrt{\epsilon} - 1)$ の代わりに $\tan \pi \sqrt{\epsilon} t / \lambda$ を使い、 t は式 (2-12) の値を用いる。 $\epsilon = 4$ の場合は近似的に図 2.10(b) に示すような構造となる。なお、このような齊

相形折網は、アンテナとしての全面積を誘電体でおおうことになり、重量・風圧・価格の点等で問題のある場合もある。このときには、図 2.11 に示す半斉相形回折網が誘電体の使用量の点からみてもっとも能率的である。この場合の利得は、同じ段数の遮蔽形にくらべ 8.2dB の上昇が期待できる。

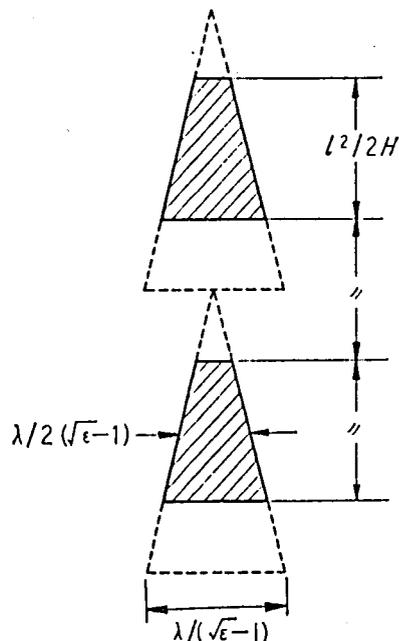
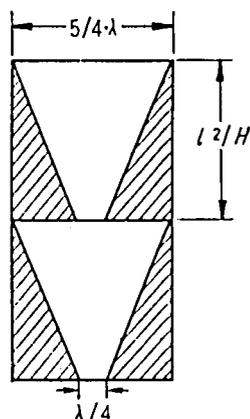
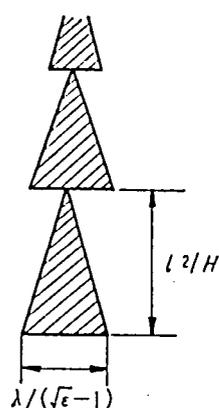


図 2.10(a) 斉相形回折網

(b) 斉相形回折網の整合
 $\epsilon = 4$

図 2.11 半斉相形回折網

2.4 回折網の理論的特性

2.4.1 開口能率

一般に実効開口面積 A_e をもったアンテナを背面結合し、無給電中継に用いた場合、自由空間電界値からの損失は、

$$L_r = \ell^4 / A_e^2 \quad (2-13)$$

で表わされる。ここに ℓ はその点での第1フレネル帯半径 (式(2-3)) であり、 A_e はアンテナ利得 G より

$$G = 4\pi A_e / \lambda^2 \quad (2-14)$$

で求められる実効開口面積である。

回折網の実面積として、遮蔽板あるいは誘電体板の実面積をとるものとする。横幅 $a = \ell$ の n 段回折網の場合、実面積 A_d は

$$A_d = n \cdot 4H \cdot \ell \quad (2-15)$$

で与えられる。式(2-5)より、自由空間電界値からの損失 L_r は、

$$\text{遮蔽形: } L_r = \left(\frac{\pi H}{n\ell} \right)^2 = \frac{\pi^2}{4} \cdot \frac{\ell^4}{A_d^2} \quad (2-16)$$

$$\text{透過形: } L_r = \left(\frac{\pi H}{2n\ell} \right)^2 = \frac{\pi}{16} \cdot \frac{\ell^4}{A_d^2} \quad (2-17)$$

となる。したがって、回折網の理論的実効面積は、式(2-13)と比較して、

$$\text{遮蔽形: } A_e = 2/\pi \cdot A_d = 0.64 A_d \quad (2-18)$$

$$\text{透過形: } A_e = 4/\pi \cdot A_d = 1.28 A_d \quad (2-19)$$

となる。

一方、後述の富山-高岡間でのフィールド試験の結果によると、受信電力の理論値からの低下量のうち、回折網自体によると認められる量は、遮蔽形の場合約0.5 ~ 1.0dB、透過形の場合約2.0 ~ 2.5dBであって、これを含まれば式(2-18)および式(2-19)は

$$\text{遮蔽形: } A_e = 0.9 \times 2/\pi \cdot A_d = 0.57 A_d \quad (2-20)$$

$$\text{透過形: } A_e = 0.75 \times 4/\pi \cdot A_d = 0.95 A_d \quad (2-21)$$

となる。すなわち、回折網のアンテナとしての開口能率 $\eta = A_e / A_a$ の実測値は、約57%（遮蔽形）および95%（透過形）である〔14〕〔15〕。

2.4.2 周波数特性

回折網の最適間隔はフネル環の幅 ΔH に合致しているときであるが、式(2-4)でわかるように、 ΔH は波長と高さ H の関数である。

いま、周波数 f_0 で最適間隔 $b = \Delta H$ に調整されている回折網において、周波数が f_0 から f に変化したとする。図2.3において、 ΔH は f_0 において通路長差が $\lambda/2$ 、位相にして π に相当する幅であったものが、周波数変化により π からずれてくる。このため受信点における合成ベクトルの大きさが減少する。この有様は図2.12で示され、周波数のずれが Δf の場合の n 段回折網における利得変化は

$$G/G_0 = \frac{1}{(2n)^2} \cdot |1 + e^{j r \pi} + e^{j 2 r \pi} + \dots + e^{j (2n-1) r \pi}|^2$$

$$= \left\{ \frac{1}{2n} \cdot \frac{\sin(\gamma n \pi)}{\sin(\frac{\gamma}{2} \pi)} \right\}^2 \quad (2-22)$$

ただし $\gamma = \Delta f / f_0$,

となり、遮蔽形、透過形ともに同一の式に帰着する。すなわち f_0 で同一利得に設計された回折網では、透過形は遮蔽形より必要段数が少なく、したがって周波数特性も向上する。

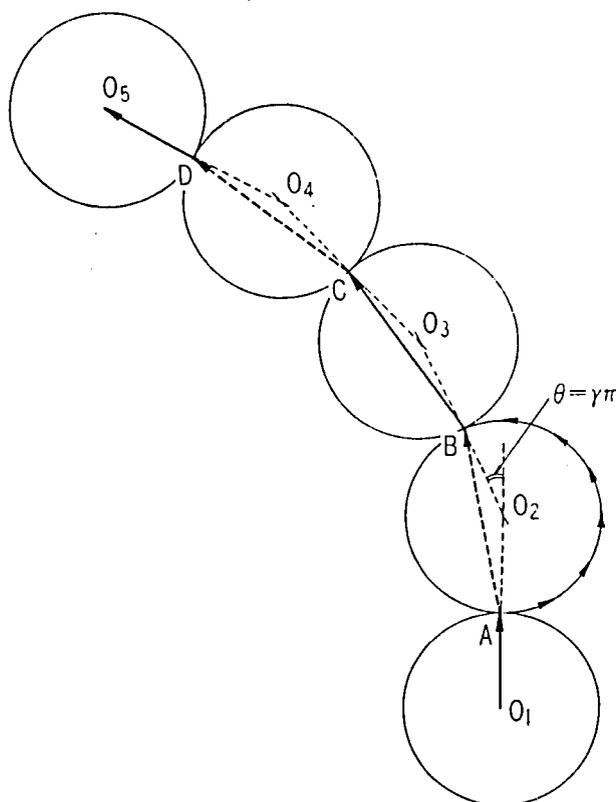


図2.12 周波数が $\Delta f = \gamma f_0$ だけ変化した場合の2段回折網の電界ベクトル図

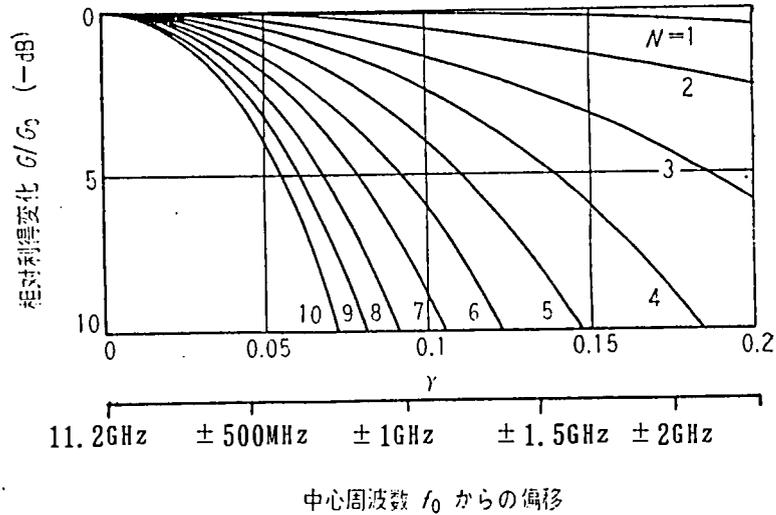


図 2.13 回折網の周波数特性

上式の計算結果を図 2.13 に示す [2]。なお、公衆通信バンドである 10.7~11.7GHz の周波数帯は 10% の比帯域をもっているが、中心周波数 11.2GHz で最適設計を行なうと、帯域の両端における利得低下は $n = 4$ で約 0.5dB、 $n = 10$ で約 3.5dB 程度である。

2.4.3 傾斜角特性

傾斜角特性とは、回折網を設定角度から左右に傾斜させたときの、受信電力の変化特性であって、方向調整の精度あるいは節 2.6 に述べるフェージングの発生機構を知る上にも重要である。

図 2.14 に示すように、回折網が傾斜したときの最適関係位置・寸法よりのずれによる利得変化はつぎの 3 要因に分解できる。

(1) 中心位置の縦方向のずれ、すなわち回折網の実効高が H から $H \cos \theta$ に変化する。このためその位置のフレネル環の幅は式 (2 - 4) で与えられ、利得変化はナイフエッジの回折利得の変化に相当し、 $(1 / \cos \theta)$ である。

(2) 回折網の中心が、最適位置より横方向に $H \sin \theta$ だけずれる。横方向の各点に対応する受信電界成分はコルヌの“らせん”で表わされるから、節 2.2 で述べたごとく、回折網を 2 次輻射源と考えたとき、らせんの原点から $H \sin \theta$ だけ離れた $\pm a/2$ の長さの部分が受信電界に寄与することになる。したがって電圧利得の変化は次式で表わされ、フレネル積分により求めることができる。

いま、フレネル積分を

$$F(x, y) = \int_x^y e^{-j\frac{\pi}{2}u^2} du$$

で表すと、

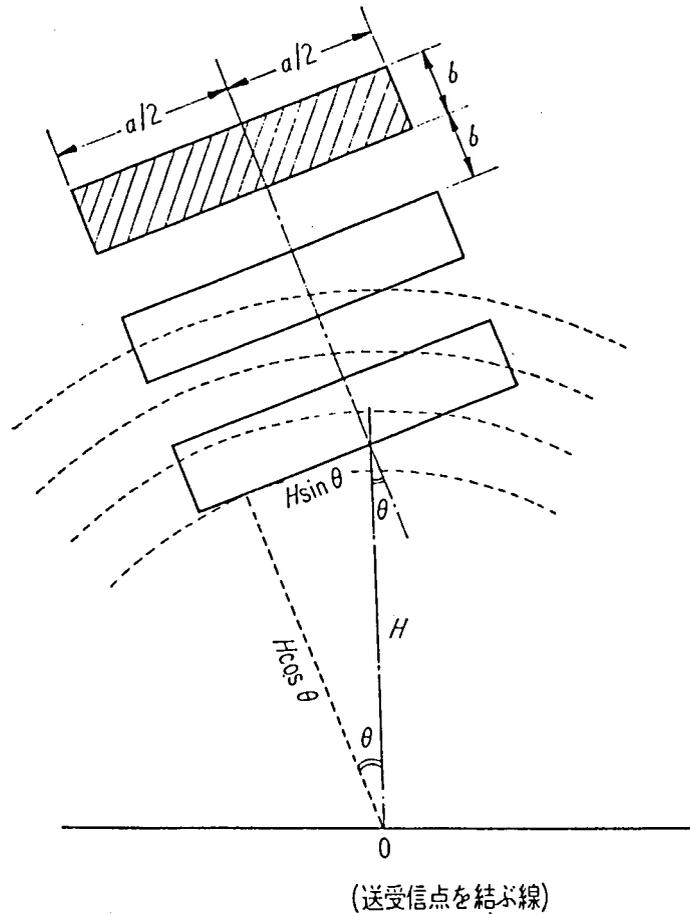


図 2.14 回折網の一般形

$$\sqrt{\frac{G}{G_0}} = \frac{F \left\{ \sqrt{\frac{2}{\pi}} g \left(\frac{a}{2} + H \sin \theta \right), \sqrt{\frac{2}{\pi}} g \left(-\frac{a}{2} + H \sin \theta \right) \right\}}{2F \left\{ 0, \sqrt{\frac{2}{\pi}} g \left(\frac{a}{2} \right) \right\}} \quad (2-23)$$

ただし、 $g^2 = \pi / \lambda \cdot (1 / d_1 + 1 / d_2)$ 、 $u = \sqrt{2} / \pi \cdot g x$ 、 x は回折網の横座標、である。

(3) 縦方向のずれにより、フレネル環の幅と回折網の幅 b とに相違を生じる。実効高の変化により、 ΔH が $\cos \theta$ だけ変化し、図 2.12 の場合と同様な考察により利得変化は

$$G/G_0 = \left| \frac{1}{2n} \cdot \frac{\sin(\gamma n \pi)}{\sin(\gamma \pi / 2)} \right|^2 \quad (2-24)$$

ただし $\gamma = 1 - \cos \theta$ 、

となる、これは周波数特性と同形であり図 2.13 で示される。

以上のうち、 n と θ があまり大きくない範囲では、中心位置の横方向ずれの影響がもっとも大きい。回折網の横幅 a が、 l および $l / 2$ の場合の例 ($H = 70 \text{ m}$) を図 2.15 に示す。

2.4.4 指向特性

(1) 近似計算

回折網の指向性は、フェージングの特性、他回線との干渉等に関係するので重要である。指向性の厳密な計算はかなり困難な問題となるので、ここでは傾斜角特性を利用して近似的に求める方法を述べる。しかし大体的見当としては回折網の場合にも、それだけの実開口をもったアンテナ系と同様に考えて、ほとんど大きな差異はない。

まず構造上、フレネル環に垂直な面と水平な面とにわけて考える。

垂直な面については、図2.16(a)を参照して主ビームより ϕ だけ離れた角度における回折網の利得は、近似的に受信点がR点よりhだけ離れるR'点に移動し、回折実効高が H_0 からHに変わった場合の利得と考える。フレネル環の幅 ΔH の変化による利得変動は、前項と同様の考えから

$$\gamma = (H_0 \sim H) / H_0 \approx \phi d_s / H_0 \quad (2-25)$$

$$d_s = d_1 d_2 / (d_1 + d_2) \quad (2-26)$$

とおき、式(2-22)、図2.13より求められる。実効高の変化による変動は

$$H/H_0 = 1 + (H - H_0) / H \approx 1 \pm \gamma, \quad H \geq H_0 \quad (2-27)$$

で与えられる。

水平面内指向性は、図2.16(b)を参照して、受信点が横方向は ϕd_2 だけ移動し、主ビームより ϕ だけ離れた場合の利得変動であり、近似的に回折網の傾斜角変化

$$\theta \approx \phi d_s / H \quad (2-28)$$

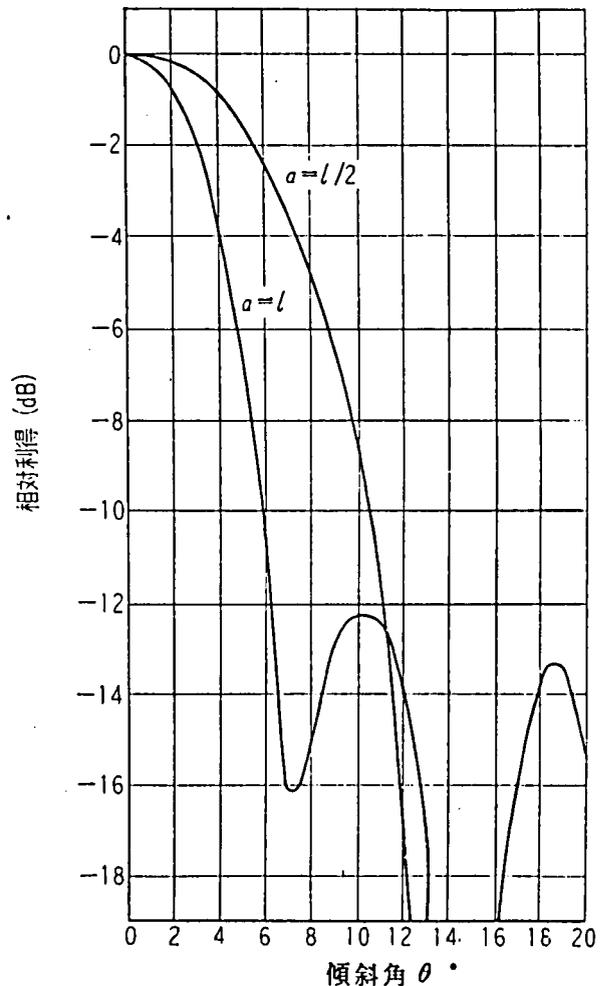


図2.15 回折網の傾斜角特性
($H = 70\text{ m}$ の場合)

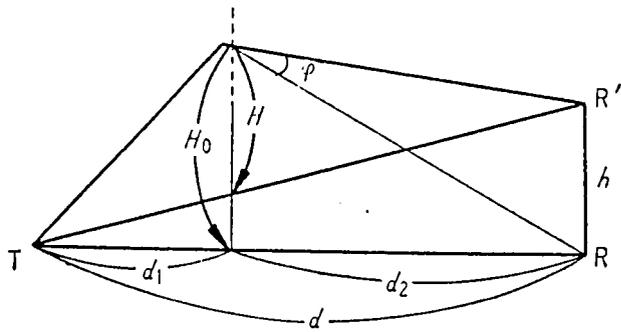


図 2.16(a) 垂直面内指向性の計算

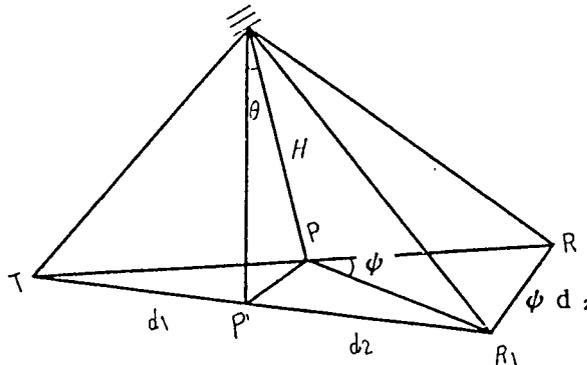


図 2.16(b) 水平面内指向性の計算

による利得変動に相当する。ただしこの場合、項 2.4.3 で述べた中心位置の実効高の変化によるナイフエッジ回折損の変動は $\sec \theta$ で与えねばならない。

回折網がある角度 Θ だけ傾斜している場合の指向性は上述の 2 つの指向性の混合であって、例として傾斜角 56° の場合（富山 - 高岡間フィールド試験の例）の垂直面内指向性を図 2.17 に示す。

この場合、垂直面内入射角変化 ϕ に相当する傾斜角変化 $\Delta \Theta$ は、

$$\Delta \theta = \tan^{-1} \frac{\sin \theta}{\cos \theta - \phi d_s / H} - \theta \quad (2-29)$$

で与えられる。

以上は回折網の主ビームの指向性について述べた。次項に示すように垂直面内においては、主ビームあるいは主焦点以外にいくつかの副ビームあるいは副焦点が存在する。これらの副焦点は、一般に地面よりずっと上空にあるか、または、地中にあり、実際上問題にはならないであろう。干渉の点でもっとも問題となる水平面内指向性は反射板と同様になる。

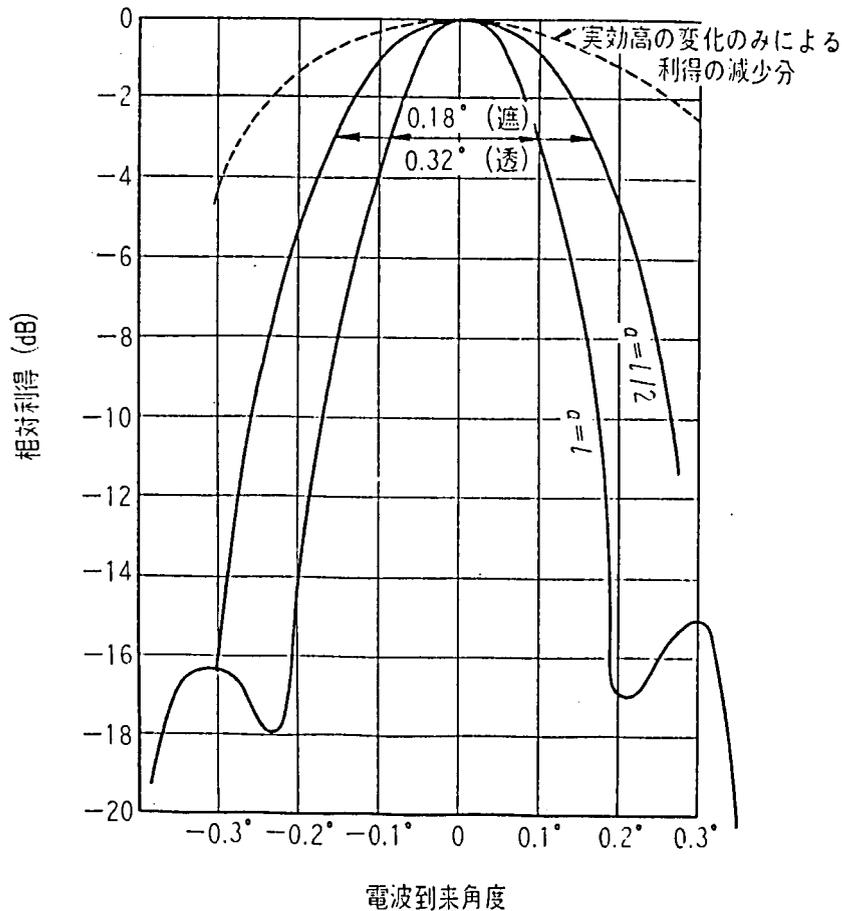


図2.17 回折網の指向性（垂直面）

傾斜角 $\Theta = 56^\circ$, 実効高 $H = 70\text{m}$, 段数 $n = 4$

(2) 開口面輻射としての取扱い

回折網はある特定の点に焦点を結ぶ一種のレンズと考えられるから、厳密な意味で指向性を定義することは困難である。しかしレンズの寸法に比し、焦点距離は非常に長いから、近似的に従来の意味での指向性アンテナとして取扱ってよいであろう。また問題となるのは、主焦点あるいは主ビームの指向性と、副焦点あるいは副ビームの位置であるから、回折山岳背面の電磁界において成立する近似を用いて開口面アンテナとしての指向特性を求めることとする。

遮蔽形回折網による受信電界は、回折網がない場合の電界と、遮蔽体により遮蔽された電界と逆相の電界を2次波源とする受信点の電界との和を考えればよい。

まず遮蔽体から輻射される電力について考える。図2.18に示すように座標軸をとり、 $x - z$ 面内に大きさ $a \times b$ の遮蔽体を n 枚考える。平面波が y 軸の負の方向から $y - z$ 面内で y 軸と角 α をなして入射し、遮蔽体の部分に反対符号の電界 $E(x, z)$ が誘起されるものとする。原点 O より距離 ρ にある十分遠方の点 $P(x', y', z')$ における電界は

$$G(x', y', z') = \exp(-j\beta\rho) \cdot D / \rho \tag{2-30}$$

$$D = -\frac{j\beta}{4\pi} \int E(x, z) e^{-j\beta P(x, z)} \cdot e^{j\beta(x \cos\theta \sin\phi + z \sin\theta)} dx dz$$

$$\times \left[\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \cdot \frac{1}{Z} \cdot \sqrt{1 - \cos^2\theta \sin^2\phi} \cdot \bar{\alpha}_0 + \sqrt{1 - \cos^2\theta \sin^2\phi} \cdot \bar{\nu} \right]$$

(2-31)

で与えられる。ここに β は伝搬定数で $\beta = 2\pi/\lambda$ 、 $P(x, z)$ は波源における位相を表わす項で、この場合、

$$P(x, z) = z \sin\alpha$$

(2-32)

である。 Z は波源の電磁界の比、 $\bar{\alpha}_0$ および $\bar{\nu}$ は電界ベクトルの方向を与える単位ベクトルで、 $\bar{\alpha}_0$ は z 軸と ρ とを含む面内で ρ に直角、 $\bar{\nu}$ は y 軸に直角な面内で ρ に直角なベクトルである。

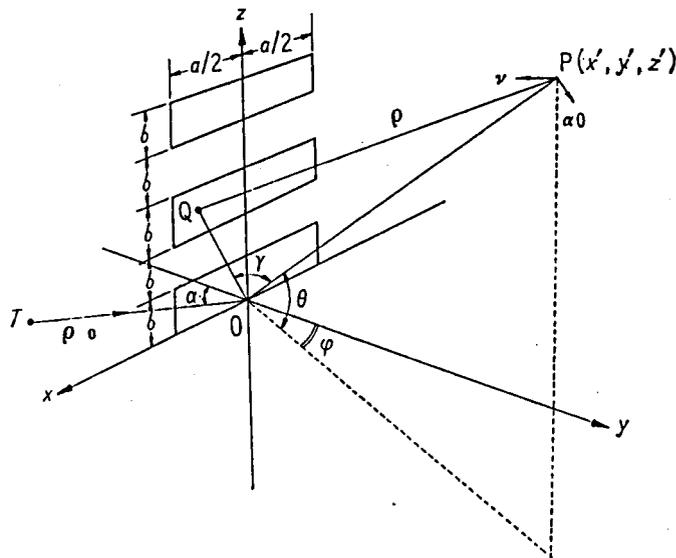


図 2.18 回折網の座標系

$Z = \sqrt{\mu/\epsilon}$ として式(2-31)の絶対値を求めると、

$$|D| = \frac{\beta}{4\pi} (1 + \cos\theta) \cdot \left| \int E(x, z) e^{-j\beta z \sin\alpha} \cdot e^{j\beta(x \cos\theta \sin\phi + z \sin\theta)} dx dz \right| \quad (2-33)$$

となる。 $E(x, z) = -E \cos\alpha$ として図2.18の遮蔽体の面積につきこの積分を行なうと、

$$|D| = \frac{E \cos\alpha}{4\pi} (1 + \cos\theta) \cdot \left| \frac{\sin(\pi \frac{a}{\lambda} \cos\theta \sin\phi)}{\cos\theta \sin\phi} \cdot \frac{\sin\left\{2n\pi\left(\frac{b}{\lambda} \sin\theta - \sin\alpha\right)\right\}}{(\sin\theta - \sin\alpha) \cos\left\{\pi \frac{b}{\lambda} (\sin\theta - \sin\alpha)\right\}} \right| \quad (2-34)$$

となり、これが遮蔽形回折網自体の指向性を与える。透過形では、上式の2番目の絶対値の中(垂直面内指向性)に利得上昇分を表わす係数2がかかる。

さて、回折網のある面内の電界Eは、送信点Tとの距離を ρ_0 とすると

$$E = A \exp(-j\beta\rho_0) / \rho_0 \quad (2-35)$$

とかける。ここにAは輻射電力によって定まる定数である。実効高Hのナイフエッジによる回折電界強度は、 $H/\ell \gg 1$ なる条件の下で

$$E_d = \frac{A}{\lambda \rho_0 \rho} \cdot \frac{\ell^3}{2\pi H} \cdot e^{-j\beta(\rho+\rho_0)} \quad (2-36)$$

となる。この E_d なる回折波と、式(2-30)、(2-34)とで与えられる電界との合成が回折網の指向性を定めるが、問題とする山岳背後においては、通常式(2-36)で表わされる自然回折波は非常に小さく、回折網の指向性は式(2-34)により与えられるものとして十分である。

式(2-34)において、

$$\xi = \pi a \cos\theta \sin\phi / \lambda, \quad \eta = \pi b (\sin\theta - \sin\alpha) / \lambda \quad (2-37)$$

とおけば、正規化された水平面内指向性 D_ϕ および垂直面内指向性 D_θ はそれぞれ

$$D_\phi = \left| \sin\xi / \xi \right| \quad (2-38)$$

$$D_\theta = \left| \sin(2n\eta) / (2n\eta \cos\eta) \right| \quad (2-39)$$

で与えられる。問題となる垂直面内指向性 D_θ の概略を $n=4$ の場合について示せば図2.19のようになる。回折網として使用する主ビームは $\eta = \pi/2$ のものに相当する。

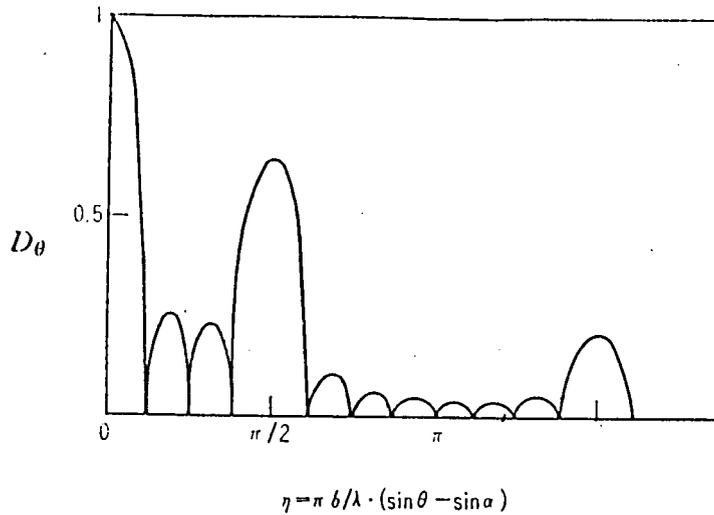


図 2.19 回折網の垂直面内指向性 (n = 4)

式 (2-37) および式 (2-38) より水平面内指向性の半値幅 $\Delta \phi$ は、 $\theta \approx 0$ 、 $\phi \approx 0$ として、

$$\Delta \phi = \pm 0.446 \lambda / a \quad (2-40)$$

で与えられる。垂直面内指向性の半値幅 $\Delta \theta$ は同様に式 (2-39) を用いて、 $\theta \approx 0$ 、 $\alpha \approx 0$ のとき、次表のようになる。

n =	$\Delta \eta =$ \pm	$\Delta \theta =$ $\pm (\lambda / b) \times$	$\Delta \theta =$ $\pm \lambda / (2n - 1) b \times$
1	1.4	0.446	0.446
2	0.38	0.12	0.36
3	0.24	0.076	0.38
4	0.175	0.056	0.39
⋮	⋮	⋮	⋮
∞	$1.4 / 2n$	$1.4 / 2n\pi$	0.446

すなわち回折網の段数 n が大きくなると一様照射の値、式 (2-40) の表現に近づく。

(3) 反射板との指向性の比較

ここで問題にするのは、主としてフェージング等に関連し、主ビームの半値幅のおおよその比較である。

一様に照射された大きさ $a \times b$ の反射板の指向性は、同様の計算により

$$D = |(\sin \xi / \xi) \cdot (\sin \eta / \eta)|$$

$$\xi = \pi a \cos \theta \sin \phi / \lambda, \quad \eta = \pi b \sin \theta / \lambda \quad (2-41)$$

で与えられる。半値幅は式(2-40)と同じ形をとる。

項2.4.1の所論より、同一の無給電中継利得を与える理想的反射板と回折網(遮蔽形)の実面積との比は、

$$\text{反射板の実効開口面積} / \text{回折網の実面積} = A_e / (n \Delta H \ell) = 2 / \pi$$

で与えられる。アンテナ系の指向性をきめるものは、全体の開口であるから、反射板との比較のため回折網の開口面積Aとして

$$A = (2n - 1) \cdot \Delta H \cdot \ell$$

をとれば、

$$A / A_e = (2n - 1) \pi / (2n)$$

これは $n \rightarrow \infty$ にしたがって、 $\pi / 2$ ($n = 1$ の場合) から π に近づく。

上述したように、反射板と回折網の指向性の半値幅はほぼその面内の開口に反比例する。

横幅 ℓ 、縦幅 $(2n - 1) \Delta H$ の回折網と、同じ利得をもつ縦横 $\sqrt{A_e}$ の正方形反射板との垂直面内の指向性の半値幅 $\Delta \theta$ を比較すれば、

$$\begin{aligned} \Delta \theta_r (\text{反射板}) / \Delta \theta_{sd} (\text{遮蔽形回折網}) &\doteq (2n - 1) \Delta H / \sqrt{A_e} \\ &\doteq \sqrt{2n \pi \Delta H / \ell} \doteq \sqrt{\pi / 2} = 1.25 \end{aligned}$$

となる。ただし、ここで $\ell / 2n \Delta H =$ 回折網の横幅 / 縦幅 $\doteq 2$ 程度の値をとる場合が多いことを考慮に入れた。

すなわち、反射板の垂直面内指向性の半値幅は遮蔽形回折網の場合よりも、通常約25%大きい。

透過形回折網では、垂直面内開口を半減できるとして、

$$\Delta \theta_r / \Delta \theta_{dd} (\text{透過形回折網}) \doteq \sqrt{\pi / 2} / 2 = 0.63$$

すなわち、横幅の回折網の垂直面内指向性の半値幅は、同一利得をもつ正方形開口の反射板系に比し、遮蔽形が約25%狭く、透過形は約40%広いということができる。ただし、それぞれの能率、2枚反射系としての付加損失(1dB位)、指向性変化等は考慮していない。

なお、遮蔽形回折網の場合、遮蔽板として電磁波の完全反射体が用いられると、回折網より送信側への反射による2次電磁界が発生する。この電磁界は、反射板が完全な平面であれば、受信側の回折パターンと全く同様な鏡像対称の形をとることが予想できる。

ただ受信側で考えたような自然回折波との重畳は考えなくてもよい。

2.5 透過形回折網の材料 [13]

節2.3に述べたように、透過形回折網は、その誘電体材料として適当なものを選ぶことができれば、遮蔽形に比しかなり高性能の無給電中継系を形成することができる。誘電体材料に必要な電氣的諸特性、すなわち比誘電率、厚さ、反射率等については、すでに図2.6～図2.9に与えられている。本節では、これらの特性を満足する誘電体材料の実用化の可能性について検討した結果を述べ、試作された誘電体材料の特性を記す。

2.5.1 回折網用誘導電体材料の必要条件

節2.3の検討結果に基づき、 180° 移相器としての誘電体板のもつべき電氣的諸特性が求められる。

さらにこれは屋外の天然条件の下で長期間使用されるものであるから、下記の物理化学的性質をもつことが要求される。

- (1) 機械的強度が大きいこと。
- (2) 耐候性がよいこと。
- (3) 吸水性の少ないこと。
- (4) その他塩風、微生物等による劣化の少ないこと。

つぎに電氣的必要条件として、(5)誘電率の大きさ、(6)誘電損失につき、図2.6、図2.7、図2.8より得られる許容利得低下量に対する必要条件を表2.1に示す。

表2.1 誘電体板製造上の必要条件

回折網 利得低下の 許容値	ϵ	$\tan \delta$	厚さの許容 仕上げ精度	ϵ の許容仕 上げ精度
0.1dB	3.8~4.2	$\leq 100 \times 10^{-4}$	$\pm 0.5\text{mm}$	$\pm 10\%$
0.25dB	3.5~4.5 ≤ 2.5	$\leq 200 \times 10^{-4}$	$\pm 1.0\text{mm}$	$\pm 15\%$

さらに製造上誘電体板に要求される事項としては、寸法および誘電率の設計値に対する製作精度の問題がある。

(7) 寸法精度

仕上がり厚さの設計値からの偏差を Δt とすると、誘電体を通る電波は、 $\Delta P = 2\pi \sqrt{\epsilon} \Delta t / \lambda$ だけ位相がずれてくる。受信波のベクトルは、この波と、板間空間の正しい位相のものとの合成であるから、たとえば誤差のないとき2の大きさをもつ合成ベクトルが、 Δt の誤差により

$$|1 + \cos \Delta P + j \sin \Delta P| = 2 | \cos (\Delta P / 2) | \quad (2-42)$$

に変化する。したがって回折網利得の低下量 L (dB) は、

$$L = -20 \log \cos (\Delta P / 2) \quad (2-43)$$

で表わされ、図 2.20 のようになる。

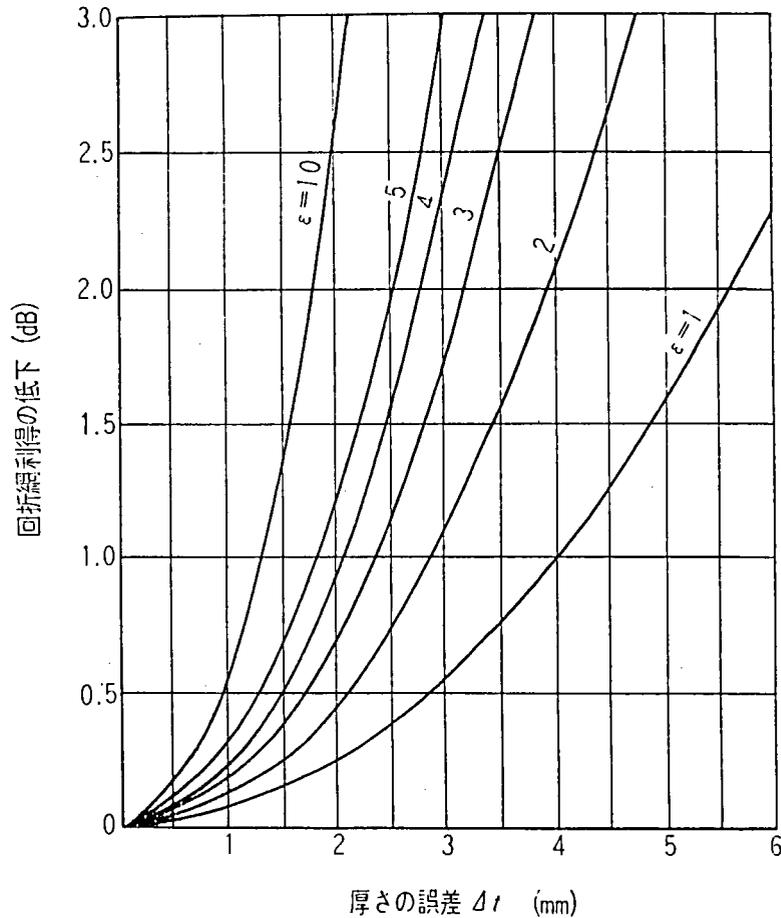


図 2.20 180° 移相器の厚さの仕上げ精度と損失

(8) 誘電率の精度

実際の製造工程を経て板ができ上がったとき、その ϵ がどの程度まで設計値と合っていないばならぬかを検討する。

厚さ t が設計値に保たれたとして、誘電率の設計値 ϵ に対し、 ϵ' が仕上がり誘電率とすれば、これによる回折網利得の低下量 L (dB) は、

$$L = -20 \log \cos \left[\frac{\pi}{4} \cdot \frac{\gamma \sqrt{\epsilon}}{\sqrt{\epsilon} - 1} \right] \quad (2-44)$$

で与えられる。ここに γ は ϵ の相対誤差で

$$\gamma = (\epsilon - \epsilon') / \epsilon$$

(2-45)

である。

上式の計算結果を図2.21に示す。以上の結果をまとめて、表2.1にその許容範囲を示してある。

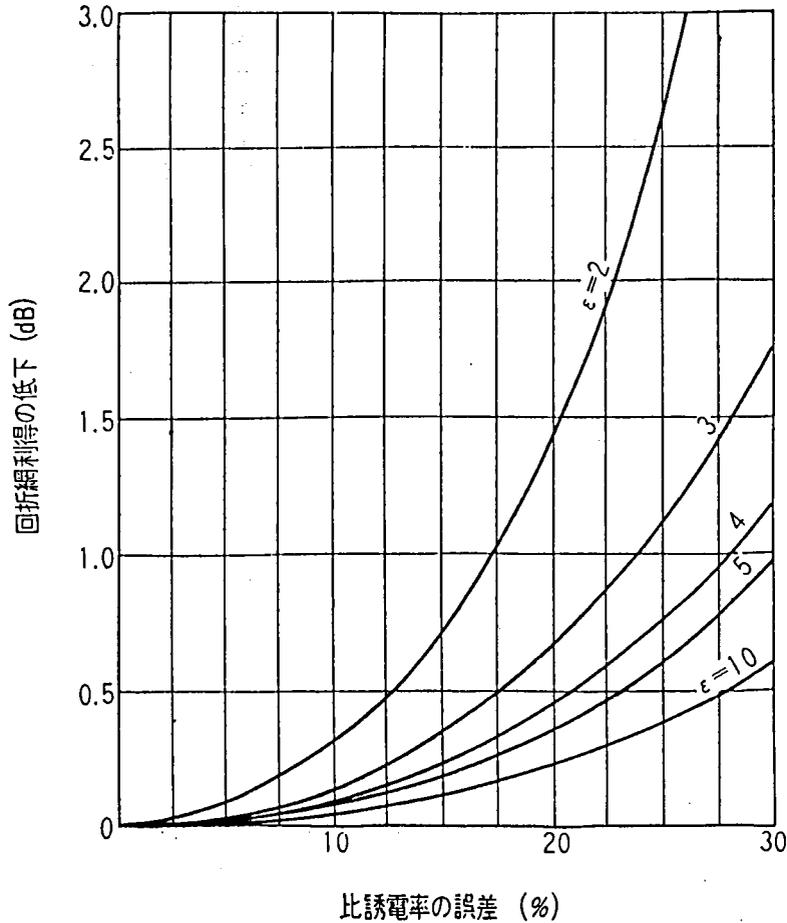


図2.21 比誘電率 ϵ の仕上げ誤差と利得低下量

(9) 上記のごとく透過形回折網の利得低下の原因は種々考えられるが、實際上これらの誤差の要因は同時に起こってくるから、個々に対する条件はさらにきびしくなる。いま、回折網の利得低下を 0.5dBまで許すとしたとき、各誤差の許容範囲を示すと表2.2のようになる。

(10) 製造上の問題としては、以上に述べた製作精度の他に、製造可能な大きさの問題がある。節2.6に述べるように誘電体としてかなり広い面積をおおわねばならず、また構造支持物による遮蔽をできるだけ少なくするためには、単位誘導体板の大きさはできるだけ大きいことが必要である。このため、誘電体板の接着に関する実験的検討も行った。

表 2.2 透過形回折網用誘電体の電氣的必要条件

回折網利得低下		0.5dB
(1) ϵ	0.1 dB	$4 \pm 5 \%$
$\tan \delta$	0.1	$< 100 \times 10^{-4}$
Δt	0.25	$\pm 1.0 \text{mm}$
r	0.04	$\pm 5 \%$
(2) ϵ	0.1	$4 \pm 5 \%$
$\tan \delta$	0.25	$< 200 \times 10^{-4}$
Δt	0.1	$\pm 0.5 \text{mm}$
r	0.04	$\pm 5 \%$

2.5.2 回折網用誘電体材料の考察

(1) 誘電体材料の調査

前項において回折網に用いる誘電体のもつべき特性が明らかとなった。このうち電氣的な諸特性については表 2.2 にみるように、回折網の利得低下の許容量および各損失要因への配分量によって、要求される特性は異なってくる。種々の誘電体材料の調査の結果、回折網の利得低下を 0.5dB とした場合、所要条件は表 2.2 の (2) とすると、比較的容易に満足されることが多かった。したがって回折網用材料の開発に際して、

$$\epsilon = 3.8 \sim 4.2, \quad \tan \delta \leq 200 \times 10^{-4} \quad (2-46)$$

なる誘電定数をもつものを目的とすることにした。

まず、各種誘電体につき、回折網材料として可能性のあるものを選びその特性を調べた。式 (2-46) の特性をとともに備えた誘電体は必ずしも多くはなく、また、誘電定数が満足されても、必要とされる大きさのものをつくるのが困難であったり（磁器等）、非常に高価であったり（石英ガラス等）して、比較的簡単に入手できるものは限られてくる。

(2) 誘電体材料の選定と測定

上述のごとく、回折網に適当な誘電体材料が明らかでなく、また 10GHz 帯における特性も不明なものが多い。

そこで低周波における誘電定数、入手の可能性等を考慮して 7 種の材料につき、11.2 GHz および 1 kHz ~ 10MHz の範囲で ϵ と $\tan \delta$ を測定した。その結果については付録 A に述べる。この測定からつぎのことが明らかとなった。

(i) 測定した 7 種のうち、10GHz における ϵ が 3.6 ~ 4.4 の範囲に入るものは、ほうけい酸ガラス、シリコン積層板、ポリエステル積層板の 3 種であった。

(ii) $\tan \delta \leq 200 \times 10^{-4}$ のものは、硬質塩化ビニール、ほうけい酸ガラス、ポリカーボネート、シリコン積層板、ポリエステル積層板の 5 種であった。

(iii) 積層板ではガラス布のため、誘電体は異方性となり、誘電定数は一般にテンソルの形をとる。

さらに、回折網は長期間風雨にさらされるものであるから、吸水率はできるだけ小さいことが望ましい。供試材料を1昼夜水に浸した後に誘電定数を測定した結果、

(iv) 24時間程度の浸水によって、10GHzにおける誘電定数が許容範囲をはずれるほどの変化はあまり起こらない、ことが結論された。

上述の調査測定結果を総合して、透過形回折網に適合した材料として

- A ほうけい酸ガラス
- B シリコン樹脂ガラス布積層板
- C ポリエステル樹脂ガラス布積層板

の3種を選定した。

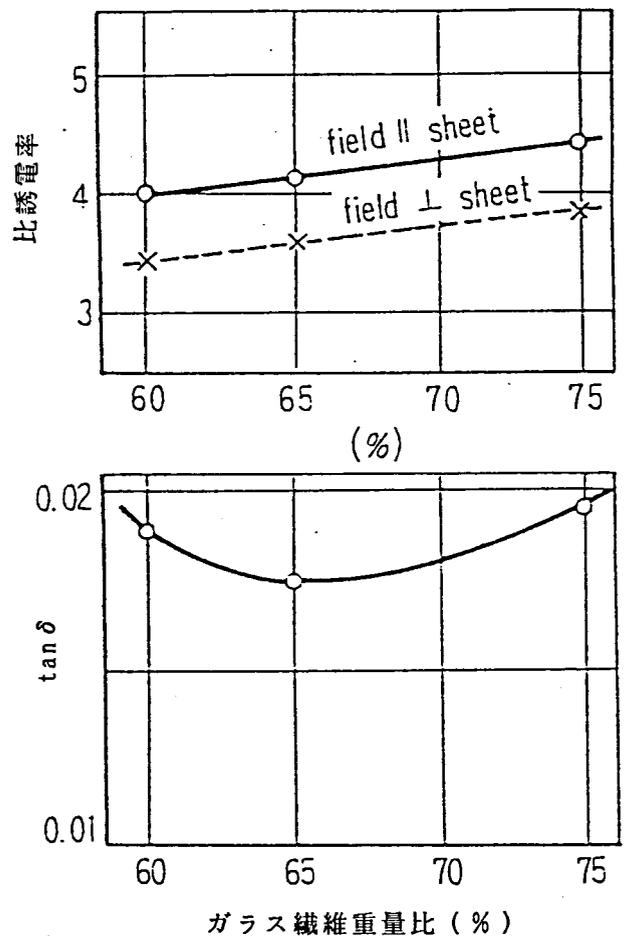
このうちAは、 $\tan \delta$ が最小であるが、 ϵ が所要の値よりやや離れていること、またこの ϵ の値を組成の配分等により制御することが困難なこと、破損しやすく取り扱いに不便なこと、および当時国産が困難であること等の欠点をもっている。Bは ϵ 、 $\tan \delta$ ともよく所要条件を満たしており、回折網用材としてはもっとも好ましいと思われるが、やや高価である。Cは3種のうちもっとも $\tan \delta$ が大きく、 ϵ もやや小さいが、安価であること、製造が簡単であること等の利点がある。

(3) 積層板における誘電率の制御

ポリエステル樹脂、シリコン樹脂等のガラス布積層板の ϵ が樹脂自体の ϵ より若干高くなっている。これはガラス布の ϵ が樹脂の ϵ より高いためであって、両者の混合比を適当に定めることにより積層板の ϵ (または $\tan \delta$)をある程度制御できる。

回折網に必要な $\epsilon \sim 4.0$ をうるため、ポリエステル積層板につき、樹脂とガラス布の重量比を変えて測定した結果を図2.22に示す。

回折網におけるように、使用時の入射電界がガラス布の面に平行である場合、 $\epsilon = 4$ を満たす樹脂対ガラス布の重量比は、この場合約60%であることがわかった。



ガラス繊維重量比 (%)

Resin: Rigolac 2025C.

図2.22 ポリエステル積層板の ϵ , $\tan \delta$

2.5.3 試作誘電体板の特性

前項までの考察と実験とにより、ほぼ所要の特性の誘電体ができる見通しが得られたので、上述の結果にもとづき、次節に述べるフィールド試験に使用するために必要な寸法と数量とのポリエステル積層板を試作した。誘電体板としての諸特性を一括して表2.3に示す。

表2.3 試作透過形回折網用ポリエステル積層板

1. おもな仕様					
$3.8 \leq \epsilon \leq 4.2$		$\tan \delta \leq 200 \times 10^{-4}$			
大きさ $900^{\pm 2} \times 611^{\pm 2} \times 13.47^{\pm 0.5} \text{mm}$					
2. 試験片抜き取り試験の結果					
	仕様	平均	標準偏差	最大値	最小値
厚さ (mm)	13.47	12.89	0.271	13.00	12.70
ϵ	4.0	3.935	0.1244	4.11	3.76
$\tan \delta (\times 10^{-4})$	≤ 200	171.6	29.2	214	138
移相量 (度)	180	170.5	5.9	179.7	162.0
3. 使用材料					
樹脂	リゴラック 2025C				
ガラスせんい	CC 230 HVT 64 枚				
触媒	パーメック N 1.5部 (樹脂 100 に対し)*				
促進剤	ナフテン酸コバルト 0.2 部 (")				
4. 工程					
ガラスせんい CC-230 HVT に、2025 C を含浸させ、積層後セロハン間で脱泡マツダ製作所製 100 トン プレスにて規定厚みまで圧縮し、70°~80°C の温度で 60 分加熱硬化のち取り出し、規定サイズに裁断する。					
5. Resin 2025 C のおもな性質					
比重 1.18, 吸水率 0.23 %, 誘電率=2.94 (1 Mc) 力率=0.0141 (1 Mc)					

* 樹脂 100 g に対し 1.5 g の割合

2.6 フェージング伝搬路における回折網の特性 [18]

以上に述べた回折網の諸特性を実験的に確認し、さらに実用化に導くために考慮すべき諸条件を明確にするため、2回のフィールド試験を行った。

第1回の試験においては、理論的に予測し得ないフェージングの影響を明らかにするため、フェージングの発生し易い夏期2ヶ月にわたって観測を継続し、統計的データを取得した。また、第2回の試験は、商用への移行のための確認試験として、電電公社の商用化計画区間において実施した。

さらに、着雪の影響を明らかにするために行った部分的試験結果も併せて、以下に実験結果を述べる。

2.6.1 伝搬通路と測定項目

1962年7月8日から9月10日にかけて、富山県富山市 - 高岡市間約20kmの区間において、遮蔽形および透過形回折網を用いた11GHz帯の実験回線を構成し、種々の特性を測定した。

試験を行なった伝搬通路の地図とプロフィールを図2.23に示す。区間距離は19.1kmで、富山西方3.38kmの呉羽山山頂に回折網を設置した。しかし大圏コース上には適当な設置点がなく、富山局から見て約1度南に位置する点を選んだ。したがって高岡局に電波通路を向けるためには回折網を56度7分傾斜させる必要があった。

富山局 - 呉羽山間、呉羽山 - 高岡局間の両通路とも、伝搬を妨害する地物は存在せず、呉羽山 - 高岡局間の反射点は高岡局の東5kmの点に存在し、高岡局アンテナに対する反射波の入射角は0.45度である。本回線の諸元を表2.4に、測定項目を表2.5に示す。呉羽 -

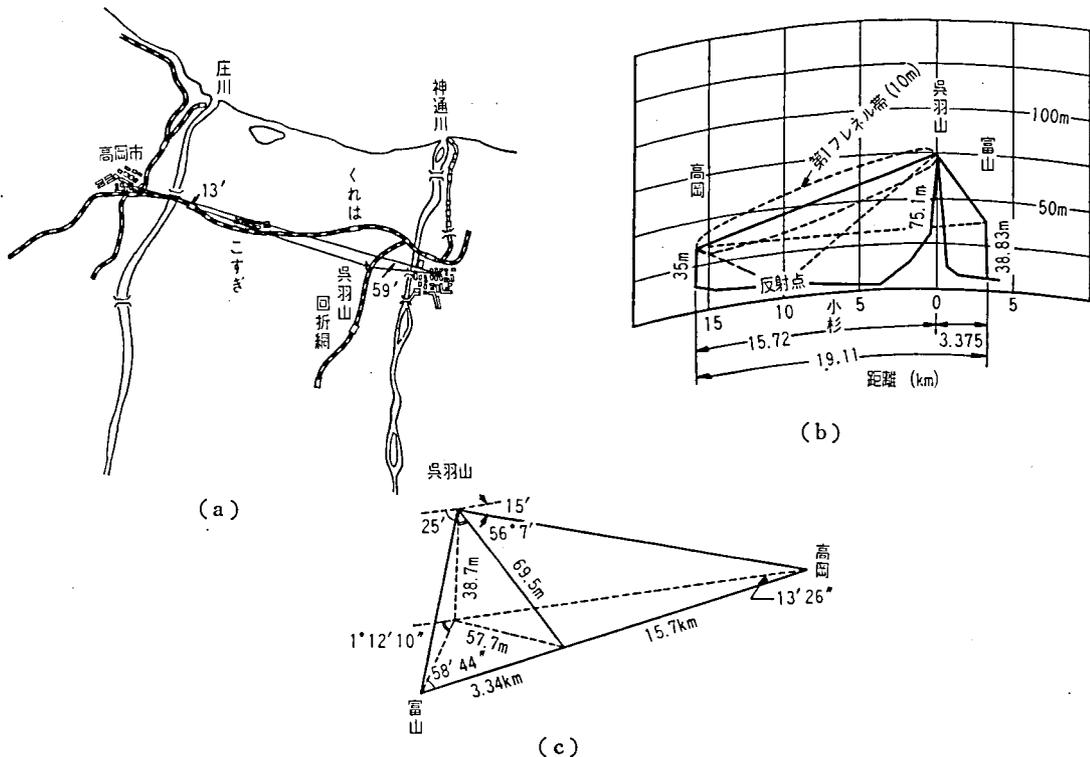


図2.23 富山 - 呉羽山 - 高岡区間ルート図およびプロフィール

表 2.4 富山 - 高岡試験区間諸元

		記号	備考
富山-呉羽山	3.375km	d_1	
呉羽山-高岡	15.720km	d_2	
富山-高岡	19.095km	d	
富山標高	38.83m		ハラボラ中心
高岡標高	33.46m		"
回折網標高	75.15m		回折網中心
回折点の見通し点からの高さ	38.72m		両地点の標高の差
回折実効高	69.45m	H	回折点と見通し点の距離
回折網傾斜角	56°7'	⊙	
回折点の見通し線よりのずれ	57.66m	D	水平距離
第1フレネル帯半径	8.63m	l	$l^2 = \lambda \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2}$
回折網間隔	536mm	ΔH	$\Delta H = l^2 / 2H$
自由空間損失	139dB	L_0	
回折損失	34.1dB	L_d	回折実効高のナイフエッジによる
回折網利得	18dB		8.63mしゃへい形4段
送受アンテナ間損失	59.5dB		アンテナ利得送受 95.6dB

表 2.5 測定項目

周波数 (GHz)	偏波	送信→受信	測定項目
11.035	H	高岡→富山	遅延ひずみ (電界)
11.115	V	高岡→富山	ひずみ率, 雑音負荷試験 (電界)
11.245	H	富山→高岡	電界
11.325	V	富山→高岡	電界, 交叉偏波識別度
11.485	V	呉羽→高岡	電界

高岡間の見通し内伝搬による電界の測定は回折網を通らない基準の伝搬特性とするためのものである。

2.6.2 回折網の設計と構造

回折網の設計に必要な諸元を知るために、36年3月トランシットによる現地測量を行ない、図2.23(c)に示す値を得た。これらの測量値より必要な諸元はつぎのようになる。

回折実効高 $H = 69.5 \text{ m}$

第1フレネル帯半径 $l = \sqrt{\lambda d_1 d_2 / (d_1 + d_2)} = 8.63 \text{ m}$

フレネル帯の幅 $\Delta H = l^2 / 2H = 536 \text{ mm}$

傾斜角 $\ominus = 56^\circ 7'$

長さが第1フレネル帯半径 l に等しい n 段遮蔽形回折網の自由空間値からの損失は式(2-5)で与えられ、右辺第1項で示される無限長ナイフエッジ回折損は34.1dBと計算される。伝送容量480CH、4中継区間の短距離中継回線の1区間に、回折網を適用することを想定して、長さ9m、幅53.6cmの遮蔽板を4枚等間隔(53.6cm)に並べた利得18dBの回折網を試作することとした。

4段形回折網の構造を図2.24(a)に示す。これは鉄製アングルおよび形鋼でつくった枠に厚さ約1mmのアルミ板を張りつけたもので、取付け枠の一端からは目盛を打った金属製の腕木を出して、網の中心軸より垂らした垂線で傾斜角を直読できるようになっている。またアルミ板を取付ける形鋼は、アルミ板の両端より約5cm内側にあって、境界面での電界の乱れが少なくなるようにしてある。これとほぼ同等の利得を有する2段透過形および4段透過形回折網の構造を同図(b)および(c)に示す。

透過形に用いた誘電体板は表2.3に示したもので、厚さ13.5mm 縦611mm 横900mmのポリエステルガラス20枚である。誘電体損失による回折網利得の低下量を約0.3dB、さらに厚さの仕上げ誤差その他により損失を含めて、誘電体を用いたことによる回折網利得の減少は約0.5dBと見込んだ。

呉羽山に設置した回折網の架設の状況を図2.25に示す。12mの間隔で高さ18m一辺約55cmの三角柱(鉄塔)を大圏コースに直角な面内に建て、前述の回折網枠組を鉄塔の中間に釣り、滑車によって±10度傾斜角を変化できるようにした。図2.26は富山局側より回折網を眺めた図である。

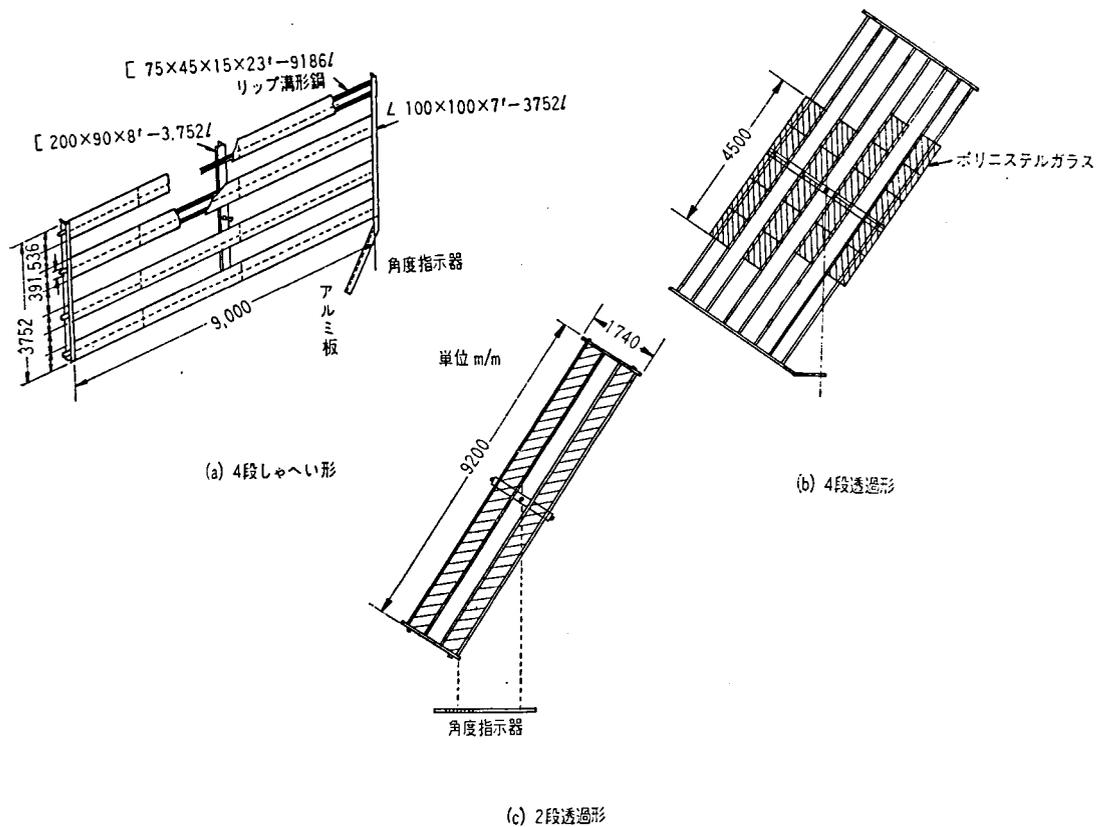


図2.24 試作回折網の構造

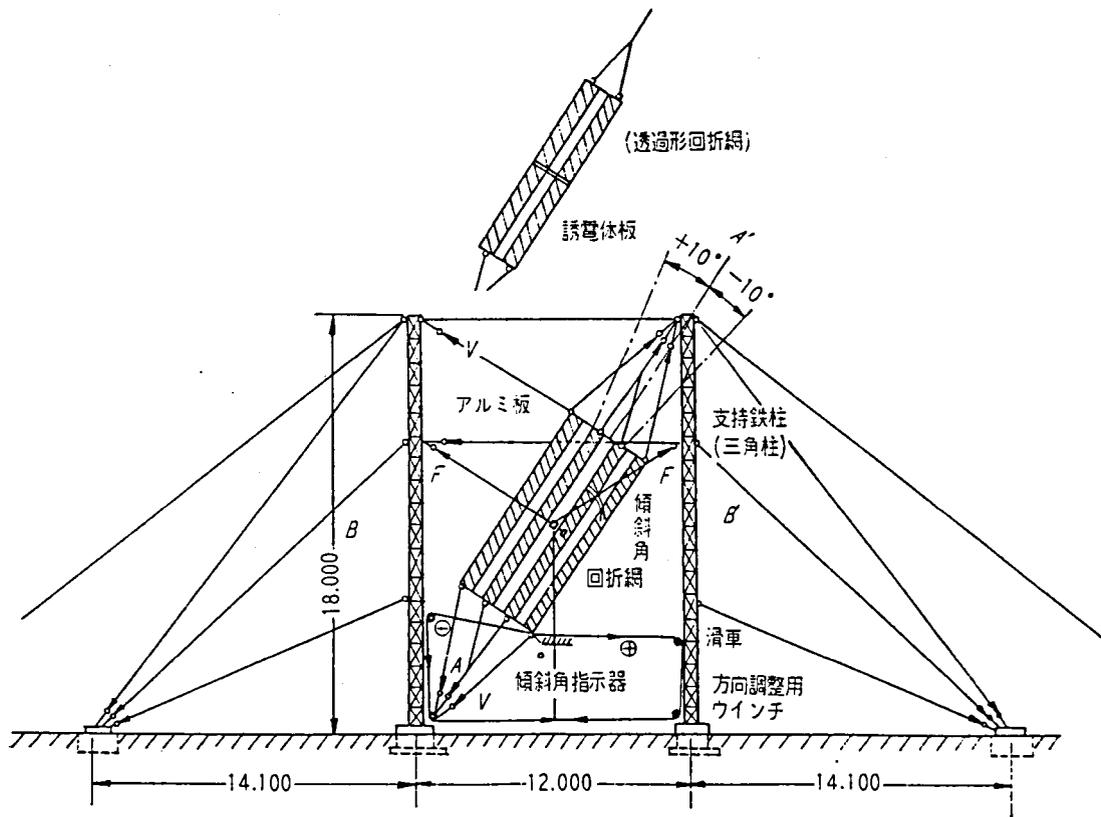


図 2.25 回折網の架設状況

2.6.3 試作回折網の諸特性

(1) 開口能率

4 段遮蔽形回折網を設計値通りに組立てて鉄塔間につるし、傾斜角を変化させて受信電力の最大位置に固定した後、2 システム 4 回線の送受信電力、給電線損失等を測定した。受信電力の計算値と実測値との差は富山側で約 1 dB、高岡側で約 1.5 dB 実測値の方が低かった。一方呉羽山 - 高岡間の見通し内回線では、受信電界は約 1.6 dB 実測値の方が低いことを考えれば、ハイトパターンの影響をも考慮して、4 段遮蔽形回折網の利得は、略理論値通りの値が得られており、その理論値との一致度 K は 80~90% (偏差 0.5~1 dB) 以内であると言える。したがって回折網のアンテナとしての開口能率は、節 2.4.1 に述べたように

$$\eta = K \times 2 / \pi = 0.9 \times 2 / \pi = 57.3 \% \quad (2-47)$$

となる。

透過形回折網 4 段および 2 段の受信電界累積分布の 50% 値は、それぞれ理論値よりも 2.3 dB~ 2.8 dB 低く、遮蔽形に対する実測値に比し 1.2 dB~ 1.8 dB 低かった。この結果、透過形回折網の開口能率は

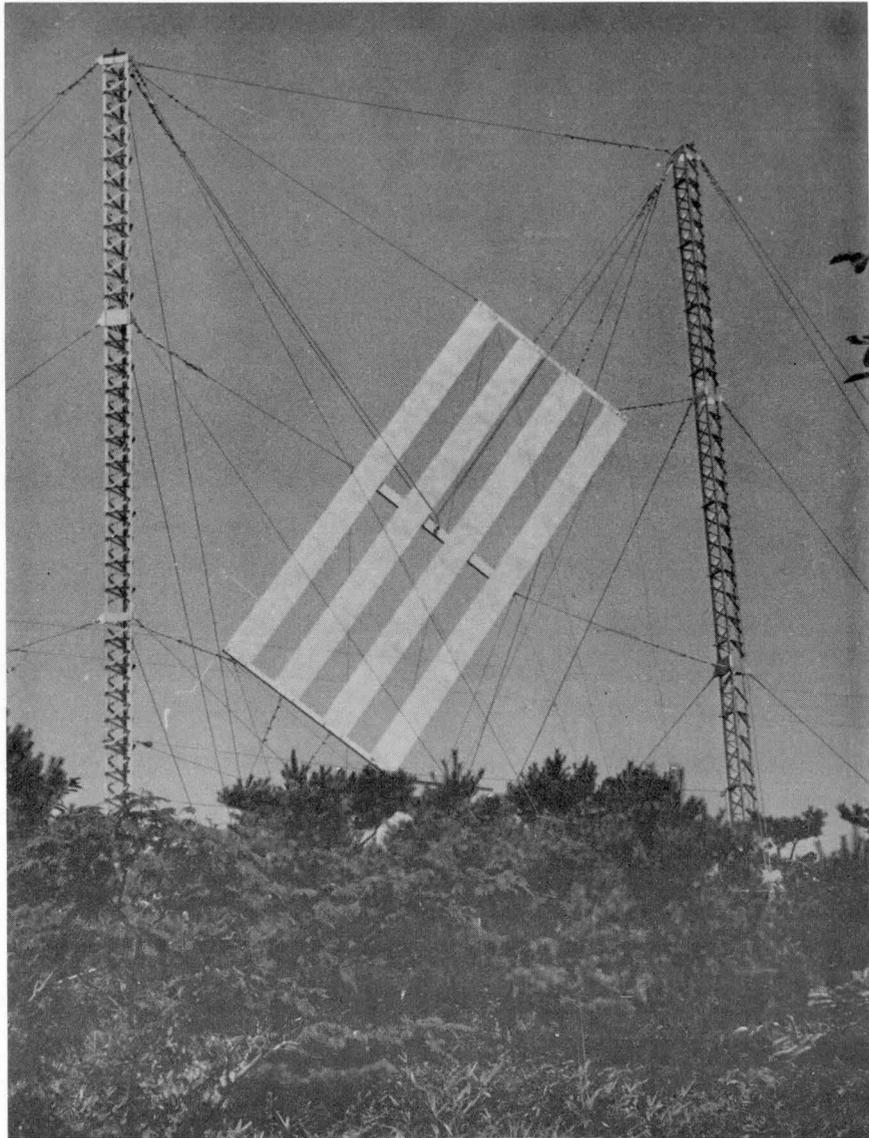


図2.26 回折網の全景

$$\eta = K \times 2 \times 2 / \pi = 0.75 \times 4 / \pi = 95.4\%$$

(2-48)

となる。

(2) 周波数特性

周波数特性の測定は 10.7GHz、11.2GHz、11.7GHz の3点で、水平偏波を用いて行なった。その結果を図2.27曲線①～③に示した。これらの曲線は1～2 dB程度の周波数特性を帯域の両端においてもっている。これと比較するため、呉羽-高岡間見通し内通路において、25dB標準ホーンを回折網中心とほぼ同じ高さの鉄塔上に取り付け、周波数特性の測定を行なった。その結果は同図④の曲線で示されているが、回折網を通った通路と同様の傾

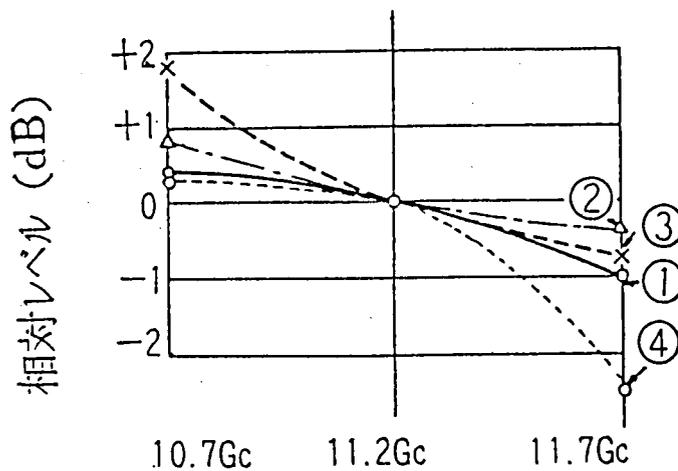


図 2.27 回折網の周波数特性の実測値
 ① 4 段遮蔽形, ② 2 段透過形
 ③ 4 段透過形, ④ 見通し内

向が表われ、これが回折網自体の周波数特性ではないことがわかった。

呉羽山上でとった高岡局間とのハイトパターンから推定される反射波の反射係数は 0.216 となる。ハイトパターンのピッチから逆算される伝搬路の周波数特性におけるピッチは約 1970MHz となり、1000MHz の帯域中にはちょうど半サイクルが現われることになる。見通し内通路の周波数特性はこれで説明できる。

回折網を通る区間に対しては、この反射波は網の垂直パターンによって切られる分だけの影響が表われ、図 2.17 より直接波と反射波の角度差 0.123° に相当する約 4.6dB (遮蔽形および 2 段透過形) および 1.5dB (4 段透過形) の減衰を受ける。これら反射波の存在により生ずる周波数特性を、測定結果より差引けば、回折網自体の周波数特性としては、全て ± 0.5 dB 以内となり、これは測定誤差範囲内である。また、4 段遮蔽形回折網の帯域の両端における利得低下量は図 2.13 に見られるように、0.4dB 程度である。したがって以上の事実より、実際の回折網の周波数特性は測定誤差の範囲内であったと結論できる。

(3) 傾斜角特性

使用した 4 段遮蔽形および 2 段透過形回折網は横幅がほとんど第 1 フレネル帯半径に等しい 9 m、4 段透過形回折網はその $1/2$ の 4.5 m である。それぞれの傾斜角特性の計算値は図 2.15 に示してある。4 段遮蔽形および 2 段透過形の実測値を図 2.28(a)、(b) に、4 段透過形回折網の実測値を同図(c)に示す。この場合の 3 dB 下りビーム幅の理論値と実測値は表 2.6 に示すようになった。いずれの場合も、受信電力最大を与える傾斜角は設計値 $56^\circ 7'$ よりも約 0.7° 小さく、傾斜角特性はわずかに計算値より鋭いが、非常によく一致している。利得および傾斜角が上述のごとく比較的容易に理論値と合致した点よりみて、回折網の設計に用いる諸元は、設置予定点より両局を望んで行なった測量値を用い、回折網には $\pm 5^\circ$ 程度の角度調整機構を備えておれば、十分所期の利得をうることができるとの結論を得た。

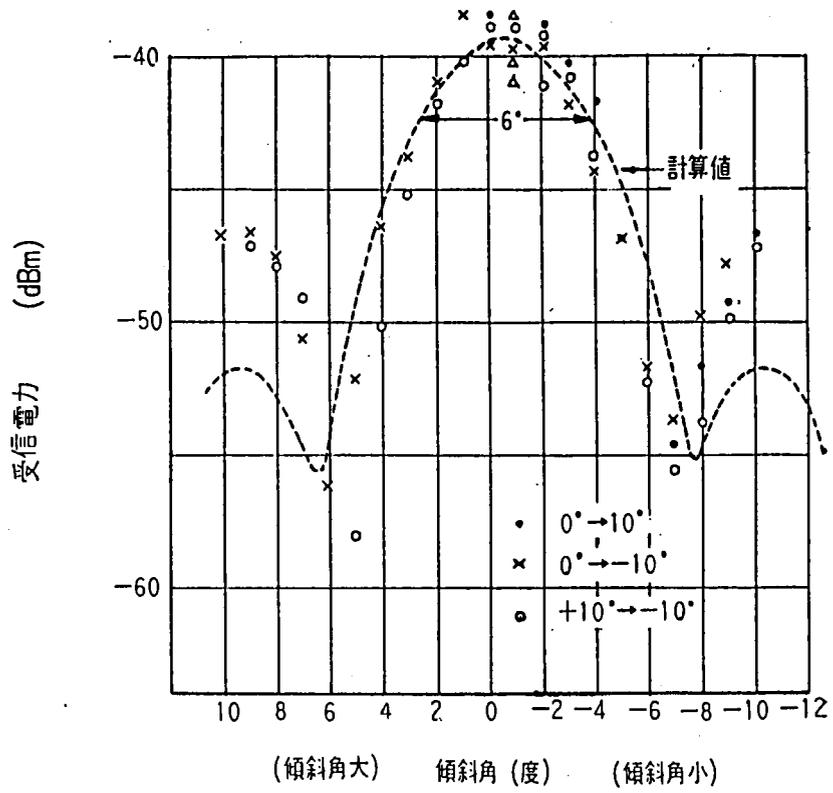


図 2.28(a) 4 段遮蔽形回折網の傾斜角特性

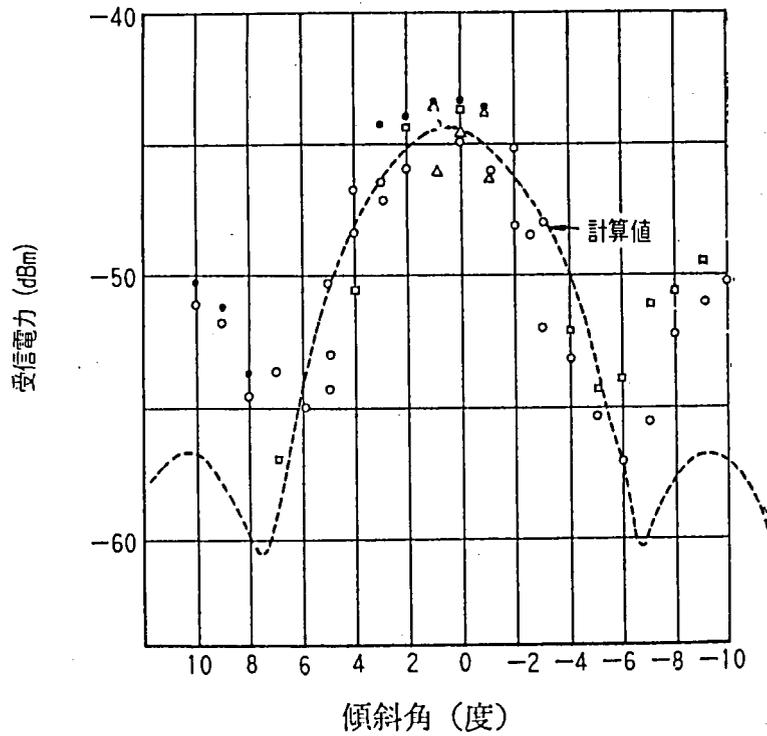


図 2.28(b) 2 段透過形回折網の傾斜角特性

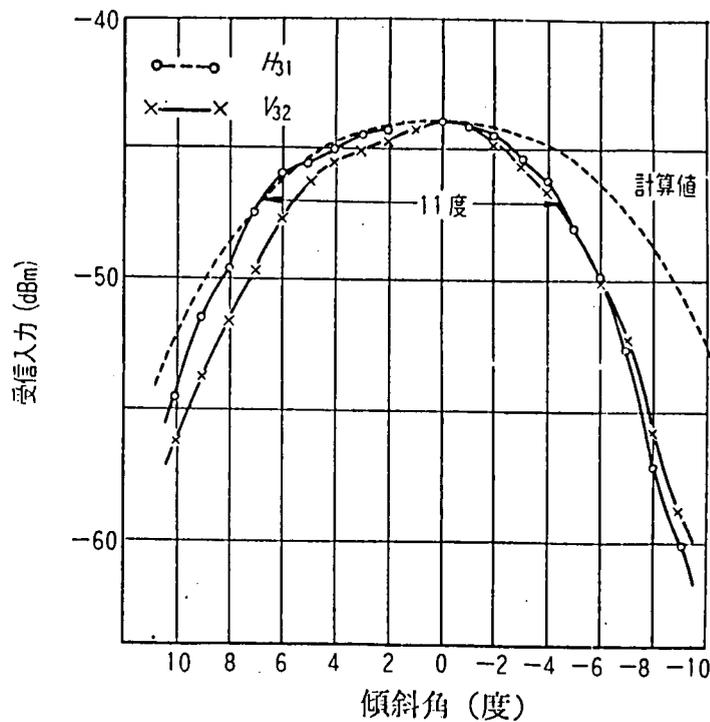


図 2.28(c) 4 段透過形回折網の傾斜角特性

表 2.6 3 dB 下り傾斜角幅の実測値と理論値

	理論値	実験値
4 段遮蔽形	6.2°	6.0°
4 段透過形	13.0°	11.0°
2 段透過形	6.2°	5.8°

なお、傾斜角特性の実測値が理論値よりも鋭くなったこと、およびサイドローブが高いことの原因は明確でないが、段数、枠全体として横幅が $\ell = 8.6\text{ m}$ よりわずかに長い $a = 9\text{ m}$ であること等の影響が考えられる。また最適傾斜角が設計値より約 0.7° 小さくなった原因としては、測量時の大気状態による光線の屈折率（測量は3月初旬午前9時～10時頃行なった）と、試験時の電波の屈折率の影響、および測量誤差が考えられる。標高値より求めた $k = 4/3$ に相当する傾斜角は 55.0° となり、実測最適傾斜角 55.4° は $k = 1.7^\circ$ に相当する。この値は地上高 100 m 以下の低層大気における k の中央値が $2.2 \sim 2.8$ 程度の値をとる観測例があることを考慮すれば、可能な値であると考えられる。一方、光学測量より求めた傾斜角 $56^\circ 7'$ は標高値から計算すると $k = 2.8$ に相当することになる。光の屈折率の影響は通常 $k = 1.1$ 程度といわれており、これを考慮しても最適傾斜角との相違は多分測量誤差によるものであると思われる。

(4) 段間間隔変化特性

試作した4段遮蔽形回折網のアルミ板は、外側の2段が±26mm、内側の2段が±13mm可変とした。この間隔を変化して利得の変化を測定した。フェージングによる変動があって明確ではなかったが、4段の間隔を狭くした場合0.8dB、下の2段をひろげた場合1.3dB、全段を広げた場合1.4dB、それぞれ正規の受信時よりも利得の低下が認められた。すなわち板間間隔で15mm(約3%)程度の誤差があっても利得は約1dB低下するだけである。

なお、各板の間隔が一様に広く(狭く)なった場合の利得の減少の理論値は、図2.13に与えられる周波数特性と同様であって、相対偏差3%4段の場合、利得の低下量の理論値は帯域の中央で約0.2dB、帯域の両端で約0.9dBである。

(5) 段数変化特性

段数変化に相当する実験として、4段遮蔽形回折網の中央の間隙に、その間隙をすべてかくすように網目1mm程度の金属網を張った。回折網の段数は実効的に3段となり、利得は2.5dB減少するはずである。実測の結果4回線の受信電力の減少量は2~2.5dBとなり、ほぼ理論値通りと見なしてよいことがわかる。

つぎに回折網の上部2枚のアルミ板をはずして2段とした。利得は4段に比し6dB減少するはずである。受信力の減少量は6.1~6.2dBであった。

したがって、段数変化はほとんど理論通りと結論ができる。

(6) V H 偏波分離度

金属遮蔽板または金属棒を設けた回折網が傾斜した場合、境界面における電界の乱れで偏波分離度が劣化する可能性も考えられたが、測定の結果では特に回折網によって劣化するという現象は認められなかった。

アンテナ方向調整時に行なった呉羽-高岡、呉羽-富山各見通し内回線の偏波分離度は、高岡側38dB、富山側33dBであった。送信は25dB電磁ホーンである。一方遮蔽形回折網を通して高岡で受信した富山の電波の分離度は37.7dBで見通し内とほとんど変わらないということが結論された。

(7) 測量精度に関する考察

傾斜網の設計に用いた諸元は、1/25000地図より読みとった富山-呉羽、呉羽-高岡間の距離と、呉羽山上で実地測量により求めた俯角および方位角より計算したものであるが、この場合に必要な測量精度について考えてみる。

1/25000の地図上で、長さ測定の誤差が、±1mm(±25m)とする。これは2.5kmに対±1%になるから、関係距離 d_s の算出誤差は1%以内とみてよい。トランシットの測角誤差をその最小目盛30"とすれば傾斜網の実効高に及ぼす影響は約4%となる。

以上の諸誤差を総合して、回折網間隔 $\Delta H = \lambda d_s / 2H$ の算出に及ぼす誤差の範囲は、±5%以内と見なせるから、測量誤差の回折網利得に及ぼす影響は、図2.13より4段の場合0.6dB以下である。しかし同じ±5%でも段数が多くなれば、当然影響が大きく、たと

えば10段では利得は 4.2dB減少する。この場合に利得の減少を 0.5dBにとどめるためには、 ΔH 算出の誤差は 1.5%とせねばならず、これは測角精度20'以下を要求する。

上述のごとく段数が多い場合の角度測量には非常な精度が要求される一方、10~20kmにおよぶ長距離の光学測量は、大気の屈折率の変動によりかなりの誤差を生ずることが多く、とくに俯角の精度は望めない。したがってこの場合は標高点よりの近距離測量を併用して精度を出すようにすべきである。(3)で述べたごとく、本試験において、回折網の傾斜角の約 0.7°度の誤差の原因は、この辺にあるものと思われる。

2.6.4 回折網区間の伝搬特性とその考察

回折網あるいは一般に無給電中継系を用いた中継区間では、高利得空中線の特徴として指向性が鋭くなることは避けられず、このため電波の到来角変動が受信電力に大きな影響を及ぼすようになる。したがって、このような区間では、同じ距離の見通し区間にくらべて一般にフェージングの変動幅が大きい。本項では、まずk形フェージングによる回折網利得の変動について理論的に考察し、つぎに富山-高岡の実験で得られた電界変動の諸特性について述べ、これを現象的に把握してその対策を示した。

(1) k形フェージングによる回折網の利得変動〔2〕

k形フェージングの発生によって地球の等価半径が変化すると、回折網の実効高が変化することになり、板間間隔 ΔH と傾斜角 Θ とが最適値よりずれて、回折網利得の低下をもたらす原因となる。この問題を一般的に取り扱うため、本実験におけるように、回折網が角 Θ だけ傾斜して設置された場合について考察する。

いま、自然山岳回折波強度はナイフエッジ回折理論値よりも十分低いと仮定し、傾斜角 Θ および板間間隔 ΔH は、 $k = 4/3$ なる標準大気状態において最適値となるように設定されているものとする。このとき、横幅 $a = \ell$ の回折網の電圧利得の減少は、つぎのように与えられる。

地球の半径を R とし、 k が標準大気状態 $k = 4/3$ からずれた場合の、回折網設置点の高さの変化 δh は、

$$\delta h = \frac{d_1 d_2}{2R} \cdot \left(\frac{1}{k} - \frac{3}{4} \right) \quad (2-49)$$

δh による回折網実効高の変化 δH は

$$\delta H = \delta h \cos \Theta = \frac{d_1 d_2}{2R} \cdot \left(\frac{1}{k} - \frac{3}{4} \right) \cos \Theta \quad (2-50)$$

この δh または δH を用いると、回折網の電圧利得の変化分 ΔG は

$$\Delta G = G/G_0 = \Delta G_h \cdot \Delta G_\ell \cdot \Delta G_w \quad (2-51)$$

で与えられる。ここに ΔG_h は回折実効高の変化に対する利得変化で、

$$\Delta G_h = \frac{H}{H + \delta H} = \frac{H}{H + \delta h \cos \theta} \quad (2-52)$$

ΔG_h は回折網の中心点が $\delta h \cdot \sin \theta$ だけ横方向にずれることにより利得変化であり、式(2-23)によって求められる。 $\delta h / l$ を変数として数値計算すると図2.29を得る。また ΔG_w は ΔH のずれによる利得変化分であり、

$$\Delta G_w = \frac{\sin(n r \pi \cos \theta)}{2 n \sin(r \frac{\pi}{2} \cos \theta)} \quad (2-53)$$

ただし $r = \delta h / H$,

となり式(2-22)と同一になり、図2.13によりその大きさを示される。

これらのうちで、 k の変動により ΔG にもっとも大きく影響するのは ΔG_h と ΔG_w である。前項に述べた富山-高岡間実験回線について、 k の変動によるフェージングの深さを上述の諸量により求めると、図2.30で示されるようになった。

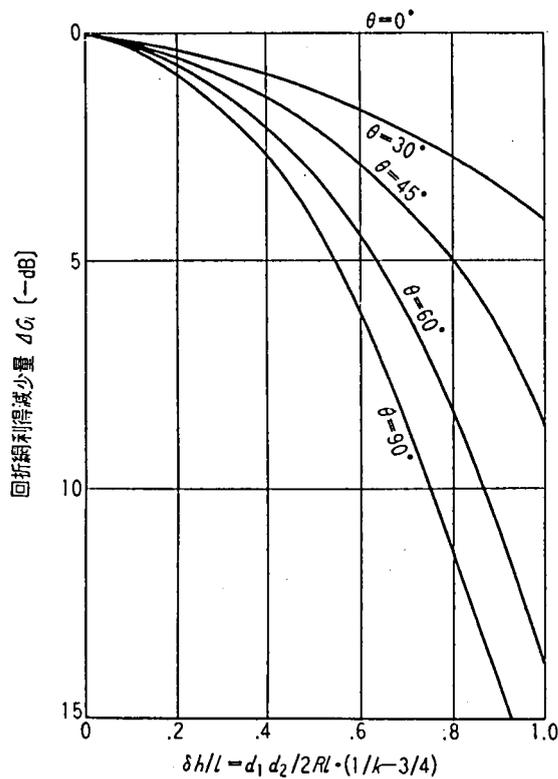


図2.29 ΔG_h と $\delta h / l$ の関係

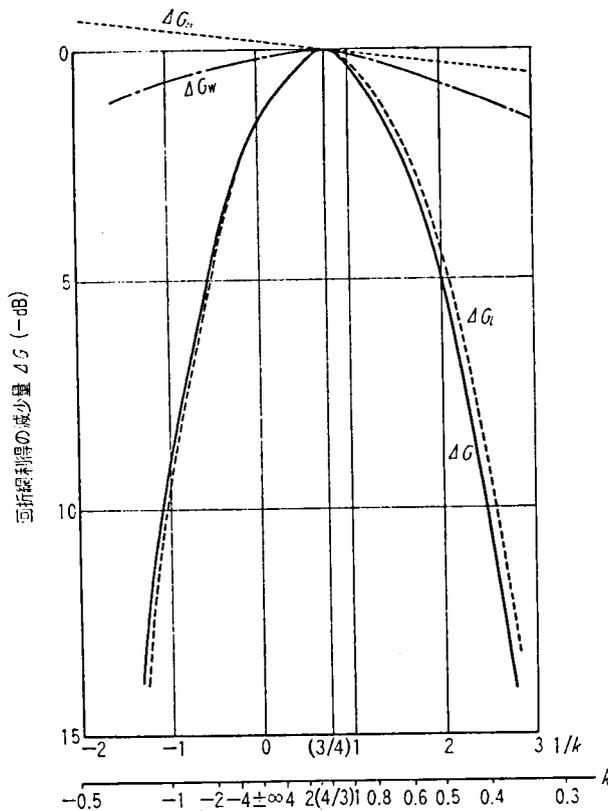


図 2.30 富山 - 高岡試験回線における k 形フェージング

(2) 実験回線における伝搬試験の結果と考察

本実験回線において呉羽山—高岡間 15.7km が区間長 19.1km の大半を占め、したがってフェージングを決定する諸変動は主としてこの区間で発生し、富山—呉羽山間はほとんど寄与していないものと見ることができる。富山・高岡両局には直径 3.3mm のパラボラアンテナを用い、呉羽山には直径 1.5m のパラボラを高岡局に対向させ、自由空間での電界変動を記録して比較の標準として用いた。富山—高岡間回折網区間 (A 区間と称す) と、呉羽山—高岡間見通し内区間 (B 区間と称す) の実験期間中の受信電力の分布を図 2.31 に示す。

一般に見通し内区間における 50~99% の電界変動幅 F_d [dB] は、次式で与えられる [24]。

$$F_d = 0.66 \{ 3.73 \sqrt{1 + (0.28 \pm 0.03) f} \cdot \sqrt{\sigma / \langle \alpha \rangle} \cdot d^{0.53} \Phi(x) \pm 2 \} \quad (2-54)$$

ここに、 f : 周波数 (GHz)、 d : 区間長 (km)、 $\langle \alpha \rangle$: M プロフィールの平均傾度、 σ_α : α の分散、 $\Phi(x)$: 電波通路の平均傾度、 $\Phi(x) \leq 1$ 、 $x = \langle \alpha \rangle d / 2 \cdot (ht \sim hr)$ 、 $ht \sim hr$: 送受信点の高度差 (m)、である。上式を呉羽山—高岡の区間に適用すると、

$$F_d = 4.7 \pm 1.5 \text{ dB} \quad (2-55)$$

をうる。ただし、気象常数としては、館野の 8 月における値

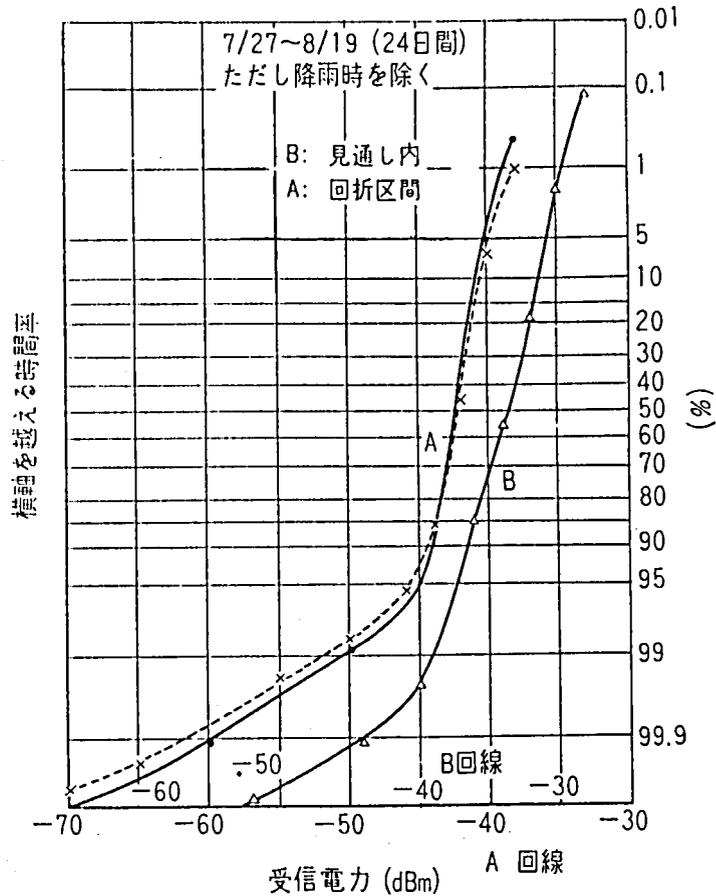


図2.31 4段遮蔽形回折網区間の受信電力の累積分布
(実線：V偏波，破線：H偏波)

$$\langle \alpha \rangle = 0.1075, \sigma_{\alpha} = 0.01195$$

を用いた。

図2.31の受信電力の長期分布より、99%、99.9%値を読みとると、表2.7のごとくなる。この表から、見通し内区間のフェージングの深さは式(2.55)に与えられる値と非常によく一致しているが、回折網区間の値は見通し内よりdB値で80%程度大きいことがわかる。そしてこの相違は、アンテナ開口の相違による指向性の違いに帰着させることができる。

表2.7 4段遮蔽形および見通し内区間のフェージングの深さ

変動幅	見通し内 B V (dB)	回折網区間 A	
		V (dB)	H (dB)
50% ~ 99%	5.0	8.5	9.7
50% ~ 99.9%	10.5	17.5	19.5

V：垂直偏波，H：水平偏波

前項に検討したところからこのような大きな変動は、単純なk形フェージングからは起り得ないことが明らかであり、2波以上の干渉にその原因が考えられる。項2.4.4に述べた回折網の指向性と低層大気における入射角変動の大きさの程度を考慮すると、このよう

なフェージングが発生するためには、振幅比0.4程度の主波と干渉波とが、 0.1° 程度の入射角偏差をもち、入射角変動が1%で 0.1° 程度の大きさとなることが必要であることがわかる。

回折網区間が見通し内区間よりも深いフェージングを示したのは、回折網の垂直面内指向性が狭いこと(56° という傾斜をもつため垂直面内開口が大きい)に原因があると考えられる。そこで回折網の利得は変らず、指向性のみが広がるように、図2.24(b)に示した横幅 $a = \ell / 2$ 、段数4の透過形回折網をつくり、垂直開口を半減し、10日間電界を連続記録した。この結果を直接4段遮蔽形と比較することは、測定期間が短いことと、期間中大きなフェージングの回数が少なかったため困難であるが、もっとも大きなフェージングが発生した1日につき分布をみると、フェージングの深さは99%で回折網区間 3.9dB、見通し内区間 4.5dBであり、両者はほとんど等しい。一方前述の2波の干渉モデルで考えると、4段透過形 5.7dB、見通し内 5.0dBとなり、表2.7と比較してみても、4段透過形によるフェージングの改善効果が明らかに認められる。

このようなフェージングの発生機構は回折網に特有のものではなく、指向性が同じであれば反射板系にもそのまま適用できる。垂直面内指向性を鈍くしてフェージングを改善するためには、遮蔽形を透過形にすることにより、垂直面内開口を小さくし、また、フレネル環に沿って回折網を水平方向にのぼし、垂直指向性を改善すればよい。

2.7 回折網に及ぼす着雪の影響〔19〕〔20〕

透過形回折網は誘電体等による移相器を通過する電波の位相回転量にその機能を依存している。したがって移相器上に雪その他電波の通過に影響する物質が付着すると、回折網利得が減少する危険がある。このような利得変化を生ずる可能性があるのは、通常雪または氷の付着である。これは回折網に限らず一般のアンテナあるいは反射板等においても全く同様であって、これを防ぐため、レドームや着雪防止塗料が開発研究されている。この点遮蔽形回折網では、遮蔽板上への着氷雪は利得にはまったく影響せず、非常に有利である。日本の山間部のように比較的降雪の多いところに、回折網や反射板等の無給電中継系を設置する場合には、このような着氷雪による区間損失の増大をあらかじめ推定して回線を設計せねばならない。

反射板に対する着氷雪の影響については、従来からもかなり実験的および理論的研究が行なわれているが〔21〕、まだ十分な定量的結果が得られておらず、回折網についてはもちろん先例をもたない。これら自然現象に関する事柄について短い期間に結論を出すことは難しい場合が多いが、大略の状態を把握するため、次のような検討と実験とを行なった。

(1) 透過形回折網の各素子誘電体板への誘電物質の付着が全体の利得に及ぼす影響の理論的検討

(2) 誘電体板に種々の状態で着雪したときの、通過電波の位相と振幅変化の測定

(3) 各種の地理的・気象的条件以下における着雪状況の相違の観測

2.7.1 着雪による回折網利得の減少の理論的推定

一般に誘電体板上への雪の付着は不規則である。この不規則性は巨視的なものと微視的なものとに分けられる。巨視的な不規則性とは、板全体として雪の付着したところ、しないところ等一様でない様子をいい、着雪の平均厚さのゆるやかな変化として表現できる。微視的な不規則性とは、着雪平均厚さがほぼ一様な場合に、その表面上にある細かい凹凸のある様子をいい、一定平均値のまわりの着雪量の分散で表われる。

このような不規則な誘電体の反射・散乱の影響については、反射板に関してはすでに理論的および実験的検討がなされており、両者はかなりよく一致することが確かめられている〔21〕。その結果によれば、反射板上に着氷（樹氷の生長）した場合、反射効率の低下は樹氷の凹凸の程度（平均値からの分散）と、波長にくらべての凹凸の目の細かさの程度（厚さの距離相関）とによってほぼ決定される。回折網の場合についても同様の統計的処理を行なうことができるが、(1) 回折網の設置個所が比較的低い山岳であるため、樹氷の成長よりも雪の付着が問題となること、(2) 樹氷では $\tan \delta$ が小さいため通過損失を無視できたが、湿った雪等では無視できぬ場合があること、(3) 反射板の場合、平均着氷量による反射波の位相回転量は反射効率に関係しないが、回折網の場合にはこの量が効率の低下にもっとも影響すること等の点で、高い山岳における反射板と低い山岳における回折網の取り扱いの差がある他、方式的には、(4) 樹氷の生長脱落の経過と途中の伝搬路の降雪状況との相関、および着雪の経過と降雪状況との相関との相異を考慮し、降雪に

よる減衰と着雪あるいは樹氷による損失の増加についても考慮せねばならない。

さて、上述のごとく反射板の効率の低下は樹氷の厚さの平均値の廻りの分散が主要因であった。一方透過形回折網では、受信電界は板間空間の電界ベクトルと誘電体板通過電波のベクトルとの干渉によって定まる。したがって利得変動の主要因は、誘電体板通過電波の平均位相変化と平均通過損失であって、これらは第1近似として雪の平均厚さにより定まるものと考えられ、雪の誘電的性質が与えられれば求めることができる。この場合着雪厚さの分散は位相回転量（および通過損失）の平均値のまわりの分散となり、反射板の場合と異なり合成ベクトルの大きさに与える影響は2次的なものとなる。雪自体の誘電的性質はいままでにもかなりの研究が行なわれているが〔22〕、回折網としての利得変化を求めするには十分ではなく、また着雪状況の観測も行なわれていない。さらに樹氷の場合と異なり雪の $\tan \delta$ は1桁ないし2桁大きいことも多い（おもに気温の相違による）と思われるので、誘電損失を無視することができず、これを含めた統計的取扱いは複雑に過ぎるきらいがある。そこで各誘電体板に平均して一様に着雪したものと仮定し、着雪による通過電波の損失を $-20 \log x$ (dB)、平均位相変化量を ϕ とすれば、着雪による回折網の利得減少量 $-20 \log y$ (dB) は

$$y = \frac{1}{2} \sqrt{1 + x^2 - 2x \cos \phi} \quad (2-56)$$

で与えられる。

式(2-56)の計算結果を図2.32に示す。図からわかるように、回折網の損失がたとえば20dB以上となるのは、雪の位相回転量が180度（またはその奇数倍）にきわめて近く、かつそのときの通過損失がきわめて少ない場合に限られる。

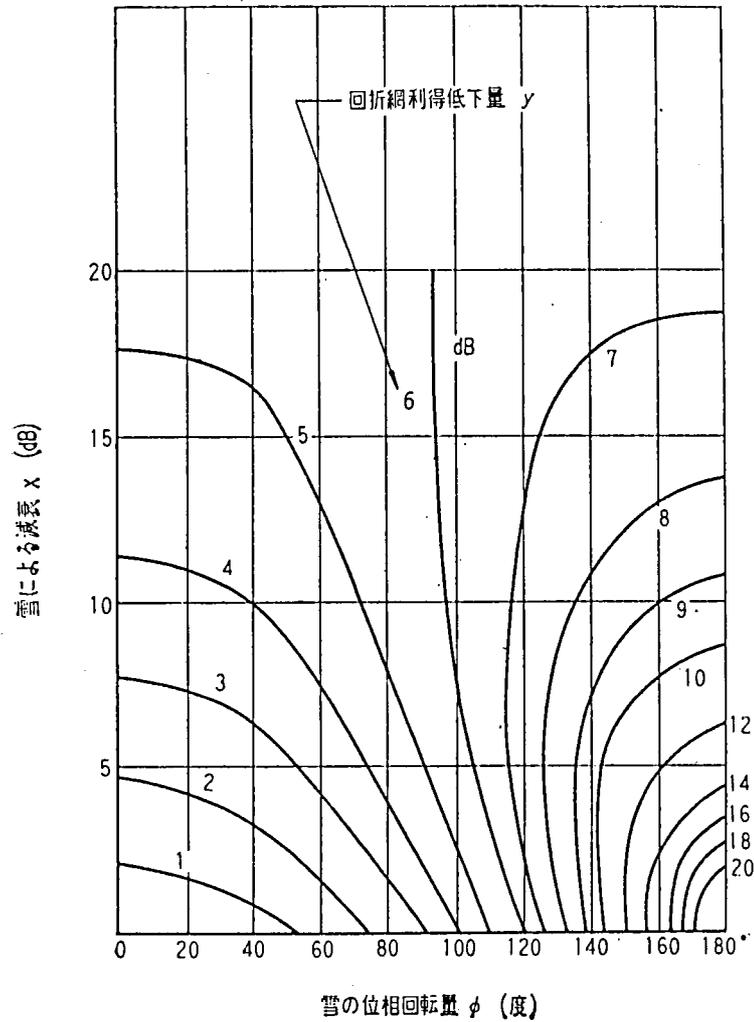


図 2.32 雪による回折網利得低下量

2.7.2 雪の透過係数の測定

透過形回折網に付着した雪の影響を定量的に明らかにするため、1963年1月から3月にかけて山形県米沢市において、自然着雪および人工着雪状態における透過係数の測定を行った。

(1) 透過係数の連続測定 (自然着雪)

式(2-56)における x と ϕ を長期にわたりやや統計的に求めるため、図 2.33 に示す測定系を用いて連続記録を行なった。

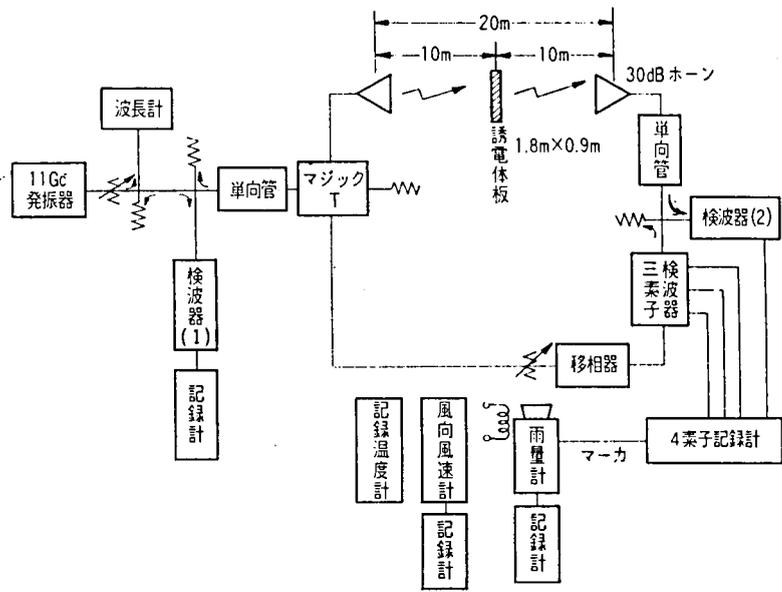


図 2.33 測定系のブロックダイヤグラム

図 2.34(a)(b)(c)に、着雪の通過損失、移相量、回折網としての利得減少量の、実験期間中における累積分布曲線を示す。図からわかるように、自然着雪の影響は予想外に少ないという結果が得られた。

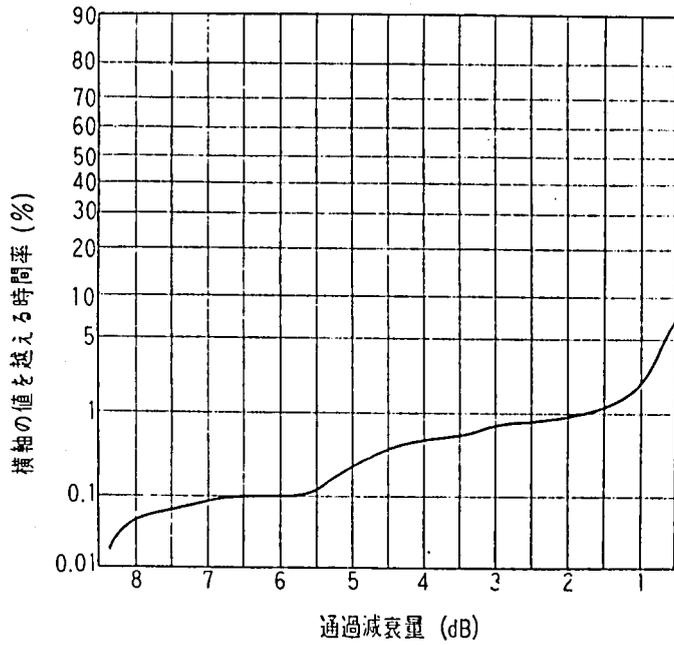


図 2.34(a) 着雪の通過減衰量の累積分布

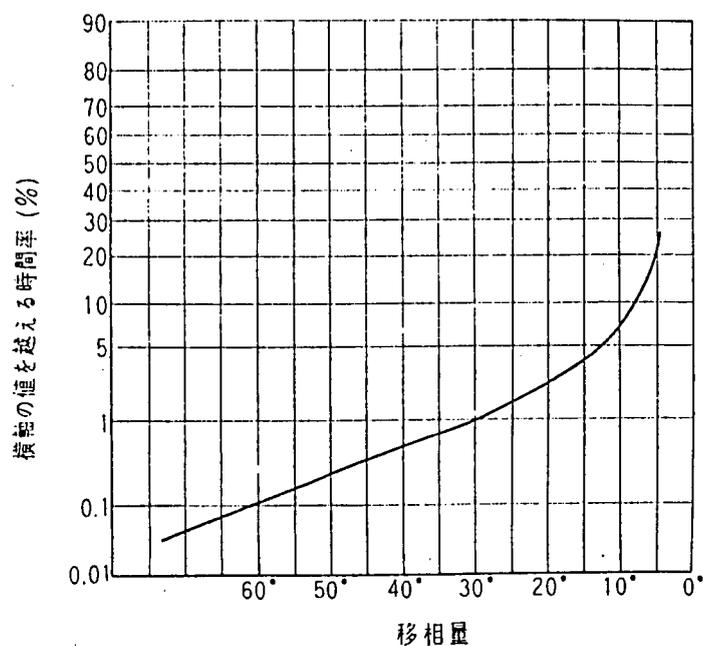


図 2.34(b) 着雪の位相変化量の累積分布

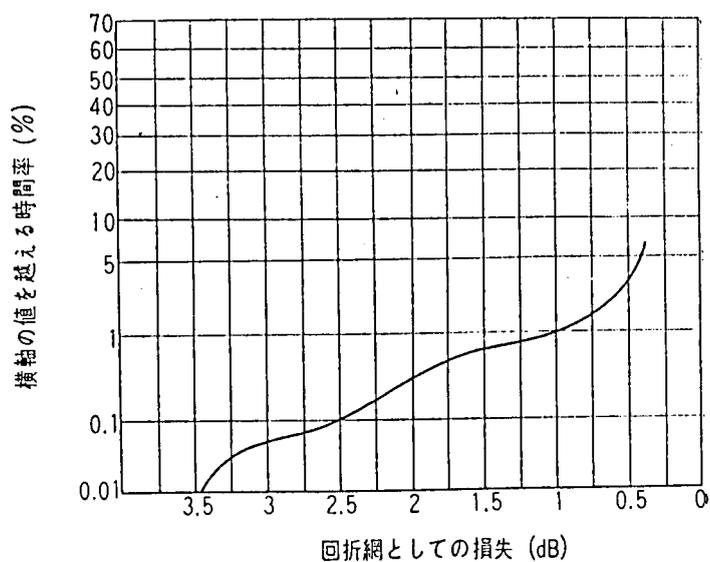


図 2.34(c) 回折網としての損失の累積分布
(1963.1.20~3.25)

図 2.35(a)(b)には自然着雪の記録例を示す。(a)は夜半付着した雪が明け方気温の上昇とともにゆるみ始め減衰が増大していく状態を示す。(b)は春さきの非常に湿った雪の例で、影響の大きいことを示している。

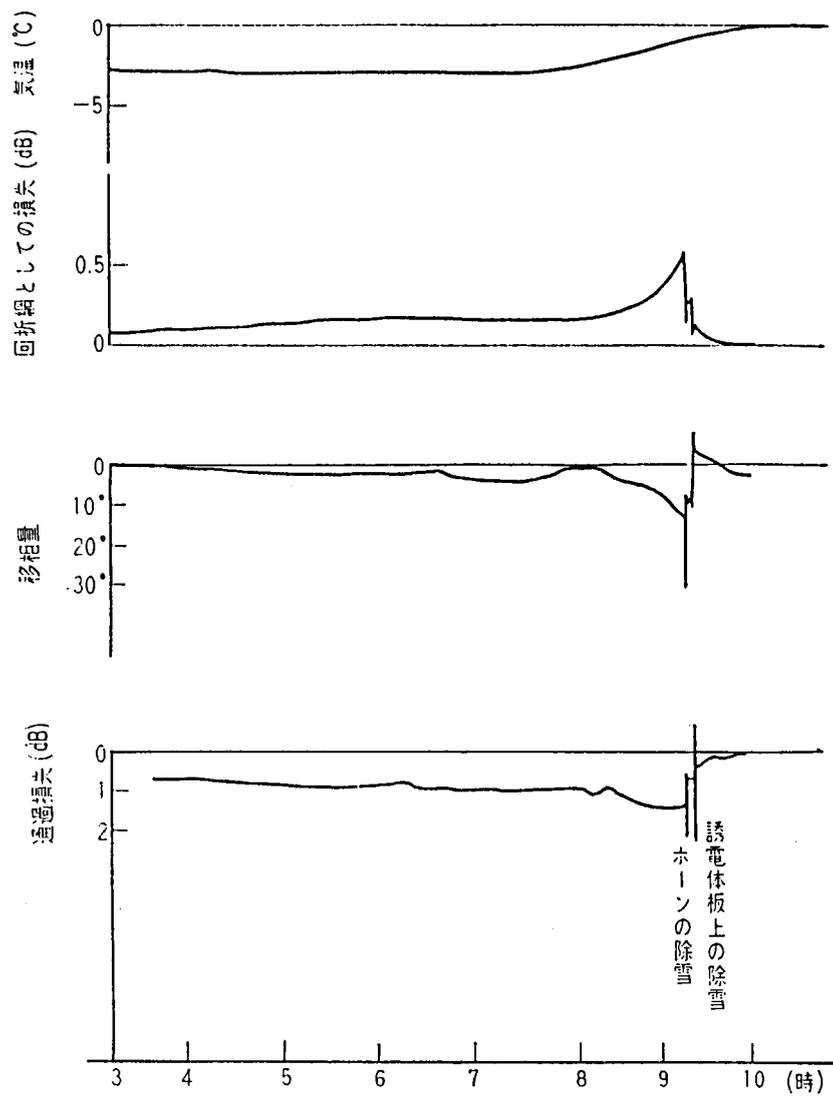


図2.35(a) 自然着雪の例 (1月30日)

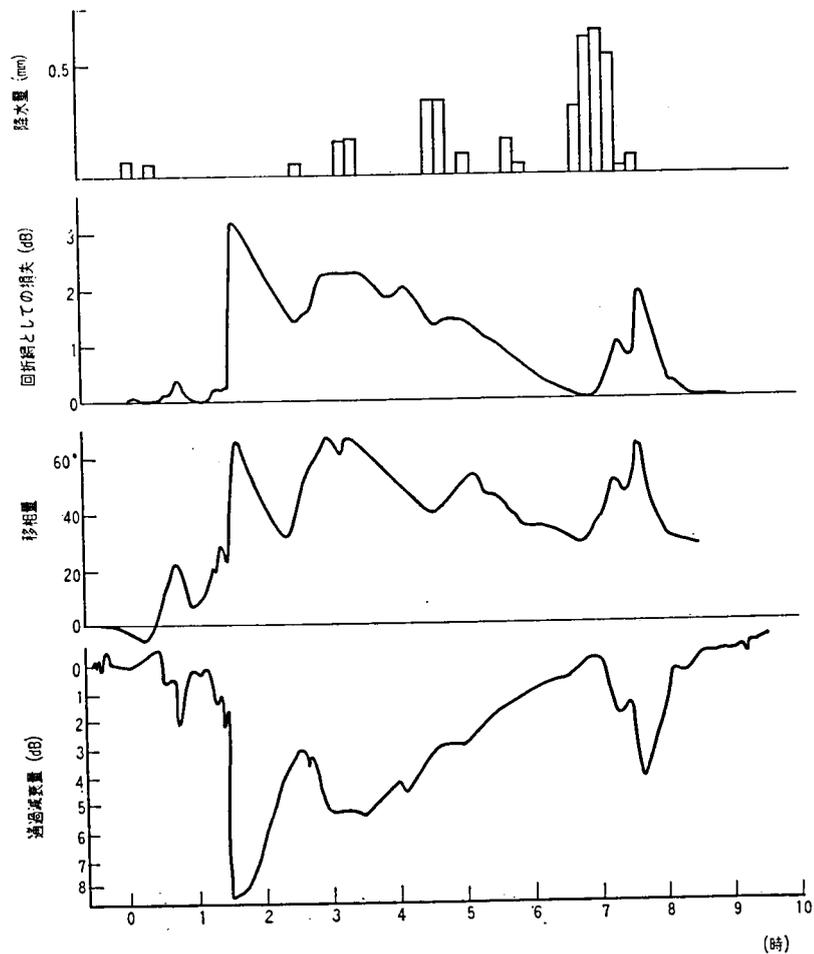


図2.35(b) 自然着雪の例(2月28日)

(2) 人工着雪試験

前述のように、自然の状態では誘電体板に着雪した機会は少なく、とくに数cm以上の着雪は一度もなかった。しかし他の地点に置いた試料の観測によると、10cm以上の着雪も考えられるので、このような多量の着雪による影響の程度も確かめておく必要がある。このため人工着雪の実験を行なった。この結果を図2.36に示す。この実験からつぎのことが結論できる。

(i) 雪の位相回転量は雪質によって異なるが、ほぼ2通りの場合にわけられる。

a) 比較的乾いた粉雪の新雪で、まだあまり気温が上がらないとき、積雪の上層部の雪による位相回転量は

$$50^\circ / 10\text{cm} \quad (\epsilon \approx 1.07 \text{に相当})$$

の程度である。

b) 気温が高くなって、雪が溶け始めた状態、または投げつけられて付着した少し固まった雪、あるいは水平PE板への積雪層の下層部で幾分か氷結しているような部分の雪による位相量は、

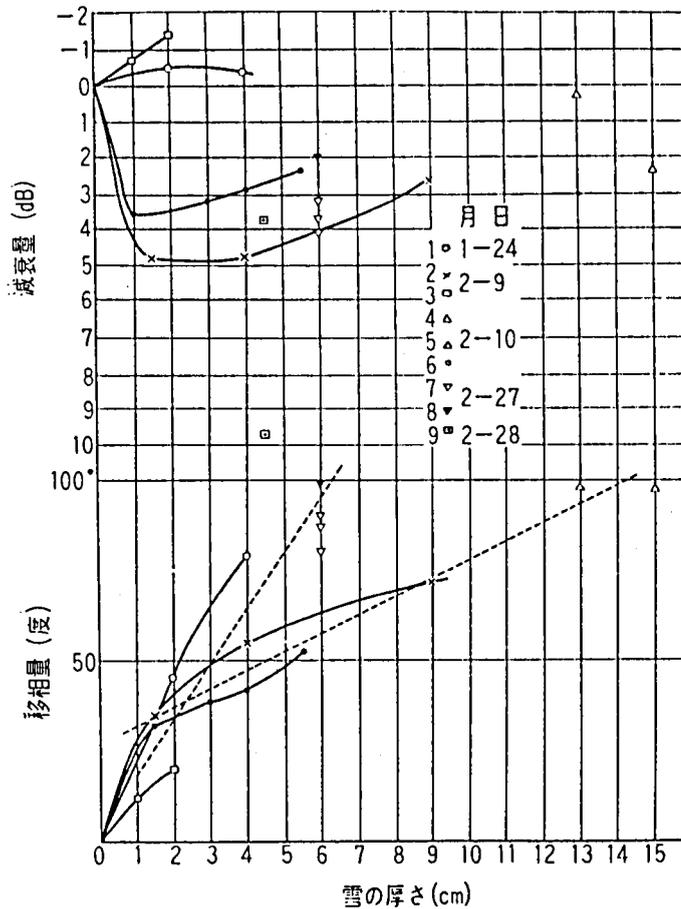


図 2.36 雪の減衰と移相量 (人工着雪)

$160^\circ / 10\text{cm}$ ($\epsilon \approx 1.26$ に相当)

の程度である。

(ii) 雪による減衰は、PE板の位相量、雪自体による位相量、雪質とくに水分の含有率等によって異なるようで、はっきりした結論は出せないが、雪が湿っている場合、溶けかけている時(気温の比較的高いとき)には減衰量は大きくなり、最大6~8dB程度である。

(iii) 回折網としての推定減衰量は5dB以下であった。また図2.32より、さらに多量の雪が付着しても、最大10dB程度であることが推定できる。

2.7.3 着雪状況の観測

すでに述べた実験によって、着雪量と減衰量との関係はほぼ明らかになったが、実際に回折網を使用する場合に、どの程度の雪が付着するかを、気候的・地理的条件を変えて知っておく必要がある。そこで東北地方の数個所で地理、標高、素材をかえて、着雪状況の相違の観測を行なった。素材のうちアルミ板は反射板あるいは遮蔽形回折網を想定したものであり、ガラスは透過形の材料としてのほうけい酸ガラスを想定し、さらに1個所にはシリコン積層板も用いた。

(1) 材質による着雪状況の相違

もっとも着雪しやすかったのはガラスであり、もっとも着雪しにくかったのはPE板であった。シリコン樹脂はPE板と同程度であった。ガラスは雪が脱落しやすかった。アルミ板はガラスと同程度であるが、やや着雪が遅く脱落もやや遅い傾向がみられた。

材質による着雪の相違は、その材質の湿度、熱伝導度、表面の状態等の他、雪質や風速気温にも関係するようである。すなわち外気温が0℃近くで非常に水分の多い湿雪の場合には、材質にはあまり関係なく一様に付着する。このとき板の表面は水のついた状態で、雪は水の表面張力で板に付着していると思われる。このため材質よりむしろ板の表面状態に関係する。一方気温が低くなって雪が乾いてくると、付着の仕方は複雑となる。板と雪の境界は氷結しており、雪はこの氷結層を介して板に付着している。したがってこの場合には境界面の氷が溶けぬ限り容易に脱落せず、また氷結層の生成には材質の温度、伝導度、気温、風速等が複雑に関係していると思われる。

またある程度以上表面に着雪層ができると以後は材質に関係なく付着する。したがって多量の着雪のあるときには、その厚さは材質にはほとんど関係しない。

(2) 風向による相違

各個所を通じて風向に平行におかれた試料に着雪した例はほとんどなかった。

(3) 観測地点による相違

もっとも多量の着雪をみたのは米沢市船坂峠(標高 400m)であって、各材質とも最大約20cmくらいであった。ここでは10cm以上の着雪が62年度は5～6回、63年度は4回程度観測されている。

2.7.4 着雪試験のまとめ

以上のデータによりいままでに得られた結果をまとめればつぎの結論が見出される。

(1) 位相について

自然着雪状態の最大移相量は約 60° であった。人工着雪の場合 $50^{\circ}/10\text{cm}$ と $160^{\circ}/10\text{cm}$ 程度の位相回転量をもつ雪質の層があった。

(2) 減衰について

測定された最大減衰量は $6\sim 8\text{dB}$ 程度でとくに雪がとけていく過程で最大となる。

(3) 付着状態について

風向に平行なPB板への着雪は認められなかった。1～2月の厳冬期は付着しにくく、付着してもほとんど影響を与えない。一方3月近くの湿雪はかなり付着しやすくその影響が大きい。

最大着雪量は船坂峠における約 20cm であり、 10cm 以上の着雪が数回認められた。

(4) 回折網としての利得低下について

着雪面を通過する電波の振幅・位相がかなり乱れても、回折網としての利得低下量はそれほど大きくなく、実測例では自然雪状態で 4dB 以下、人工着雪状態で 6dB 以下であった。

さらに着雪量が多くなった場合でも、最悪 10dB 以下と推定することができる。

たとえば船坂峠の例で、最大 20cm 着雪した場合、推定位相変化約 140° 、推定減衰量約 7dB 、推定回折網利得低下量は約 9dB である。

2.8 回折網区間の設計

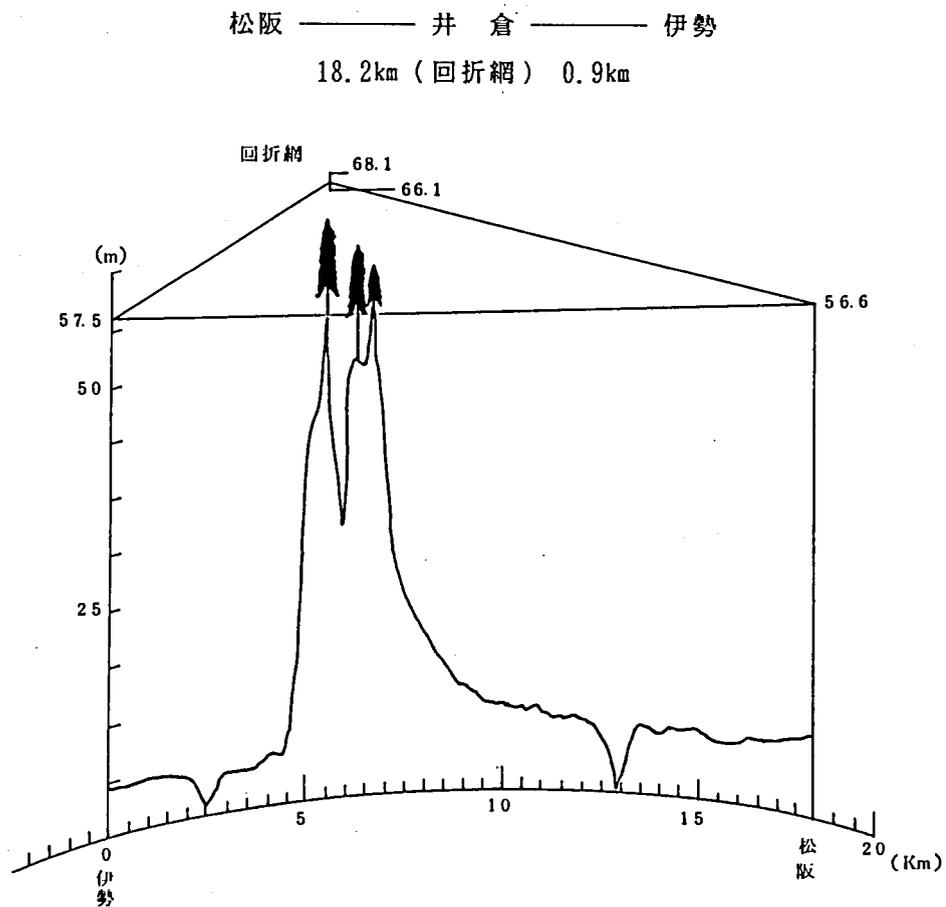
2.8.1 回折網を用いた回線設計

節2.6に述べたように、回折網を含む区間の伝搬特性は回折網の指向特性等の影響を受けるため、一般的な推定が困難である。ここでは、商用を前提としてフィールド試験を行った松阪—伊勢区間を例にとって、回線設計の方法を述べる〔9〕〔10〕。

松阪—伊勢間は直線距離がわずか18kmであり、標準中継区間長30kmの11GHz方式では当然無中継で回線を構成できる距離であるが、地形はこの松阪市と伊勢市を分割している標高50~70mのなだらかな丘陵のため、直接中継には好ましい状態ではなかった。

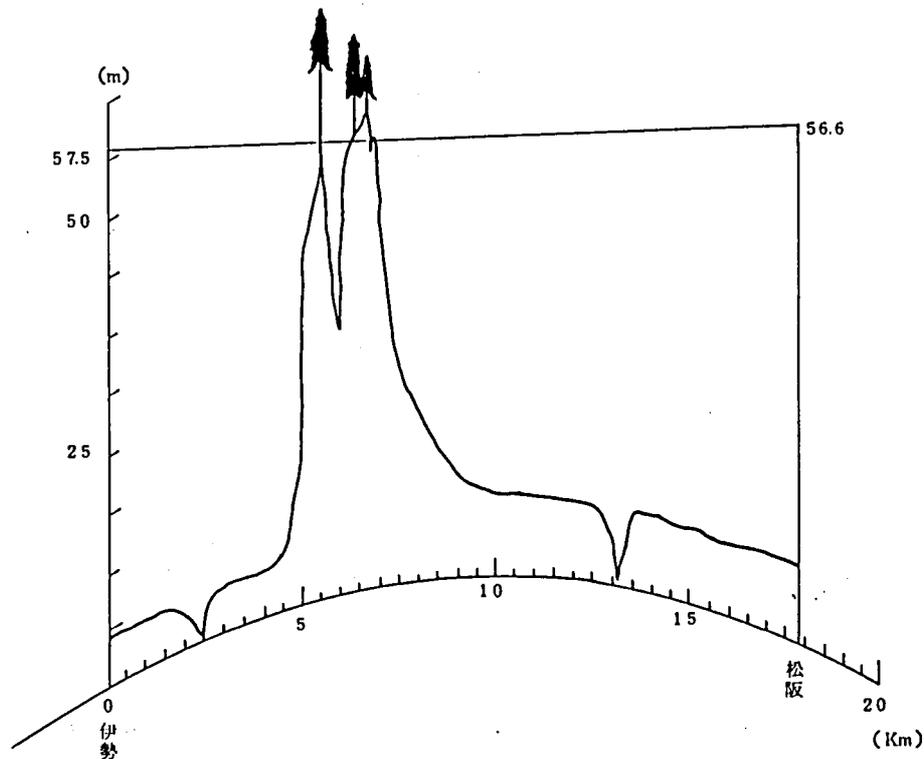
そこで置局決定にあたり技術的、経済的両面から比較検討した結果、回折網を採用することとした。

この区間のプロフィールを図2.37に示す。



(a) $k = 4 / 3$

図2.37 松阪—伊勢区間のプロフィール



(b) $k = 2 / 3$

図 2.37 松阪—伊勢区間のプロフィール

(1) 設計目標値 (雑音配分)

11GHz回線は、

規格 A 「中心局—集中局の平均雑音が、いかなる 1 時間をとっても評価値で 5,000pW をこえないこと」

規格 B 「降雨の多い夏季 3 カ月の回線断となる時間率が 1 区間当り 0.0075% 以下であること」

を満足する必要がある。

松阪—伊勢区間は、津—阿児を結ぶ 4 区間よりなる中継回線の 1 区間であり、回線雑音としては津—阿児間 4 区間に対し、規格 A の 5,000pW (評価値) を割当てて、このうち搬送端局装置に 870pW を配分する。また無線区間には残りの 4,130pW を割当て、このうち各区間の歪雑音、干渉雑音および熱雑音はすべて標準設計値とし、残りの雑音を回折網区間の雑音増加分に割当て設計目標値とした。

すなわち、松阪—伊勢の回折網区間には、1 中継区間の標準 320pW (無評価値) に 1,360pW を追加して割当てることとした。

(2) 回折網装置の所要規格

既述のように、無給電中継装置の開口面積が大きくなると指向性が鋭くなって、地球等価半径係数 k の変動による電波の到来角の変動の影響により、受信電界強度は深いフェー

ジングを呈する。従って、回折網を含む区間の回線品質も見通し内回線と同一品質とするために、回折網装置を k の変動全域（通常 $k = 2 / 3 \sim \infty$ ）に対し、規格Aを満足するように設計することとした。そこで回折網区間に配分した $1,360\text{pW}$ の熱雑音増加分に松阪—伊勢間の実距離約 18km の伝搬損失と標準区間距離 30km の伝搬損失の差 4.4dB を加えた 11.6dB を、松阪—伊勢間の自由空間損失値からの許容損失増加量とし、さらに設計、施工マージン 3dB を見込み、 8.6dB を設計目標値とした。

11GHz 回線では豪雨により大きな減衰を受けるため規格Bを考慮する必要がある。豪雨時の空間状態は大気が攪拌されているため $k = 4 / 3$ の平常状態と考えることができるので、降雨減衰量を考慮した回折網の所要利得は、単に受信入力をスケルチレベルに対する豪雨時（7, 8, 9月の 0.0075% 値）の減衰量だけ高い値として与えればよい。

松阪—伊勢間の降雨減衰量は 39.5dB で、スケルチレベル -72.1dBm に対する所要受信入力力は -32.6dBm になる。この値は標準受信入力 -29dBm に対して 3.6dB の余裕があるので、前記の区間補正值 4.4dB を加えて、回折網区間の自由空間損失値よりの許容損失増加量とし、ここでも設計、施工マージンを 3dB 見込み、設計目標値は 5dB とした。以上を要約すると次のようになる。

規格A：回折網区間の伝搬損失値は、 $k = 2 / 3 \sim \infty$ の範囲で自由空間損失値に対して 8.6dB 以内であること。

規格B：同値は $k = 4 / 3$ の状態では自由空間損失値に対して 5dB 以内であること。

(4) 設計結果の検討

前述の電氣的必要条件と精密測量による地理的諸元をもとにして、透過形回折網を2案、遮蔽形回折網を4案あげ、それぞれの形状およびその電氣的特性について比較検討した結果、図2.38のごとく上下辺の一部を遮蔽し、中間部を誘電体板とする「遮蔽・透過混合

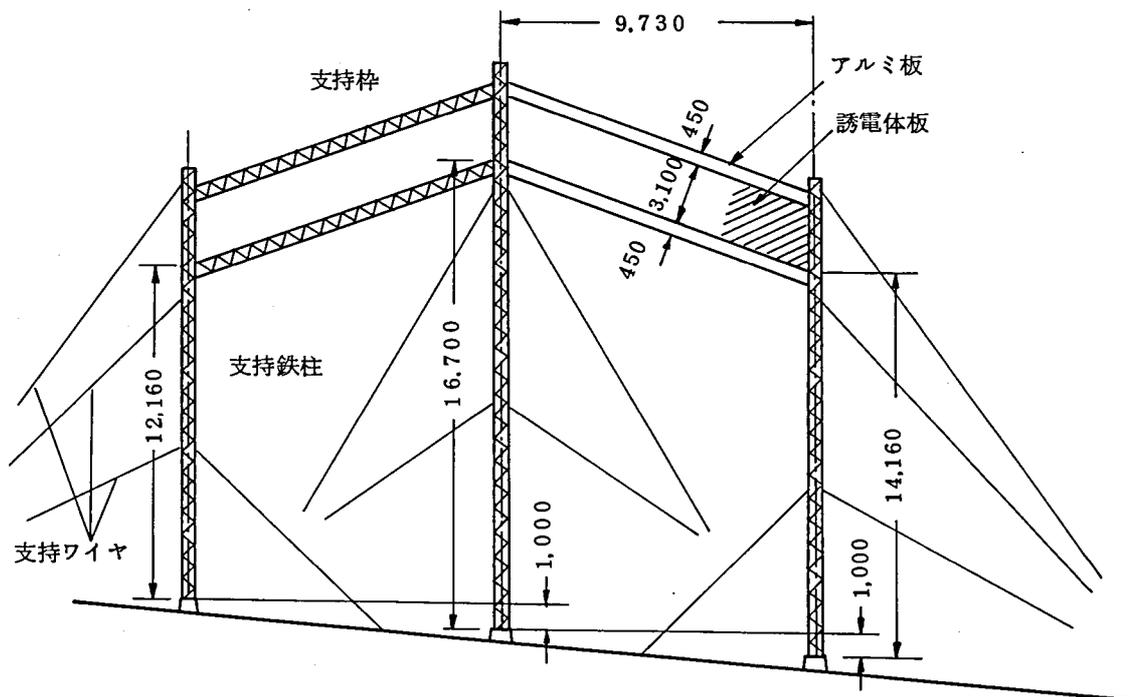


図2.38 松阪—伊勢間回折網装置構造図

形」が安定度、経済性の両面ですぐれているので、これを採用することとした。本方式による回折網の理論的特性を図 2.39 に示す。

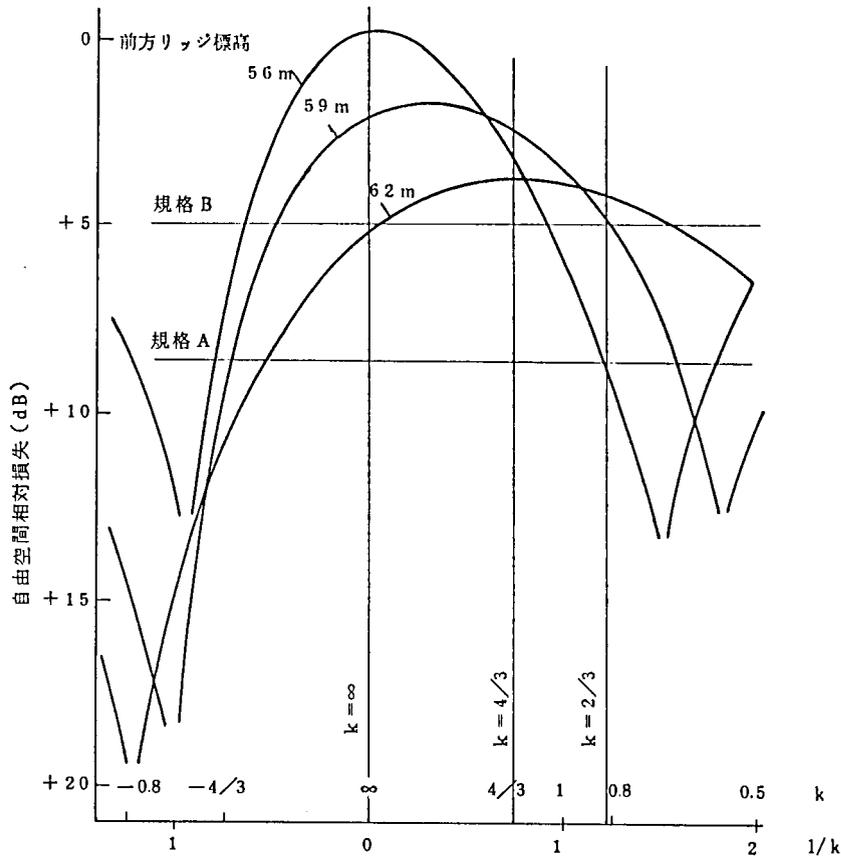


図 2.39(a) 回折網の k 特性

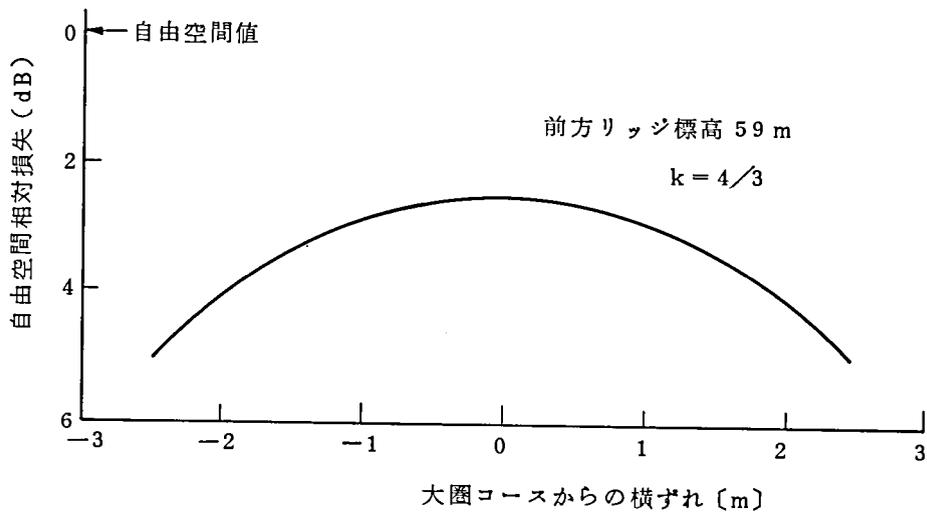


図 2.39(b) 回折網の横方向ずれ特性

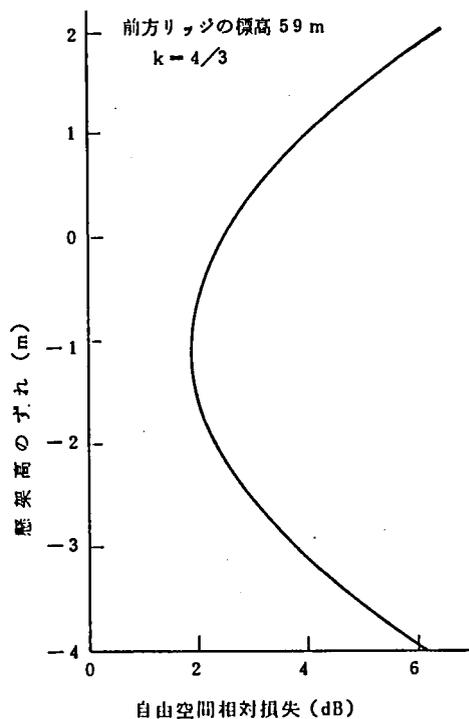


図 2.39(c) 回折網の垂直方向ずれ特性

図 2.39(a)の k 特性は、地球等価半径係数 k の変化による回折網の利得変化を示したものであって、松阪—伊勢回線では回折網と松阪局の間にリッジがあり、この影響を調べるため、リッジの高さが異なることによる利得変動特性を同時に示している。図より $k = 4 / 3$ (平常状態)における自由空間値からのレベル低下量は前記の中間リッジの高さの変動を考慮しても 2.5dB~4 dBの範囲にはいっている。また $k = 2 / 3 \sim \infty$ の範囲に対する自由区間値からのレベル低下量は 8.6dB以内であり、規格 A、B を十分満足している。図 2.39(b)は水平方向の指向特性で、回折網の中心線と送受信点を結ぶ大圏コースの横方向のずれによるレベル低下を 0.1dB見込むものとすれば、水平方向のずれに対して 0.5 m の設置誤差を許容することができる。また図 2.39(c)は回折網の垂直方向の指向性で、回折網懸架高が上下にずれた場合の利得変化特性を表わしたものである。懸架高が高くなると損失が増加しているのは、中間リッジによる自然回折波と回折網による回折波の干渉によるものである。回折網の設置高を送受信両点を含む相対高として ± 0.5 m 以内の誤差範囲に収めることができれば、利得低下はほとんど無視できる。

回折網設置前および設置後の区間損失は表 2.8 のとおりである。

回折網設置前の理論値はリッジをナイフェッジと仮定したときの値であり、これと実測値を比較すると自然回折波の強度は理論値より 5.8dB低かったので、この値を用いて k 特性を修正した。それが図 2.40の点線の修正理論値である。

表 2.8 区間損失測定結果

	実測値	理論値	差
回折網設置前（自然回折波）	157.3 dB	151.5 dB（注1）	5.8 dB
回折網設置後（精密調整前）	143.2 dB	139.9 dB（注2）	3.3 dB
回折網設置後（精密調整後）	142.7 dB	139.9 dB（注2）	2.8 dB
自由空間損失		138.5 dB	

注1：リッジをナイフエッジと仮定した場合の理論値
 注2：自然回折波による修正理論値（回折網の効率 η は 100%）

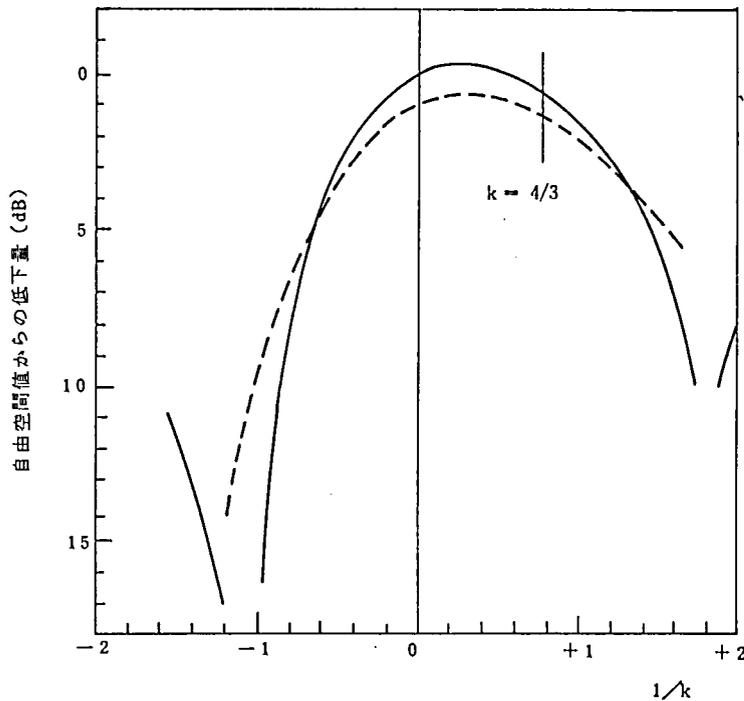


図 2.40 井倉回折網の k 特性

（回折網の効率 η は 100%，実線：リッジをナイフエッジと仮定した理論値
 破線：自然回折波の実測値による修正理論値）

なお、上記の区間損失の測定は毎秒 5～10m 程度の強風下で行なったが、 $k \approx 4/3$ と推定され、電界変動は全測定期間を通じて ± 1 dB程度であり、安定であった。

図 2.41に井倉回折網の全景を示す。

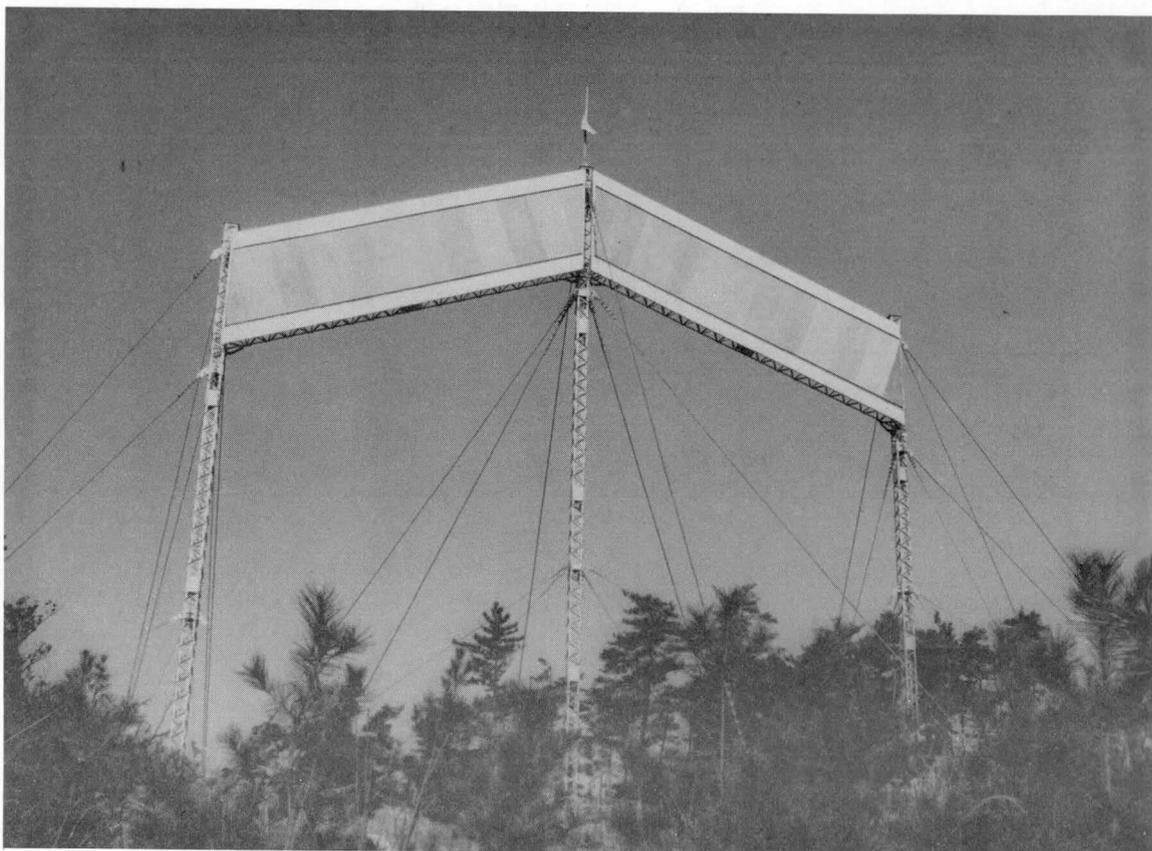


図 2.41 井倉回折網

2.8.2 回折網の適用領域

ここでは、他の無給電中継方式、とくに反射板方式と比較して回折網の得失を論じ、それぞれに相当した適用領域について検討する。

(1) 無給電中継方式

図 2.42 に示すように 2 個のアンテナ A_1 、 A_2 をもって C 点において無給電中継を行なう場合について考える。

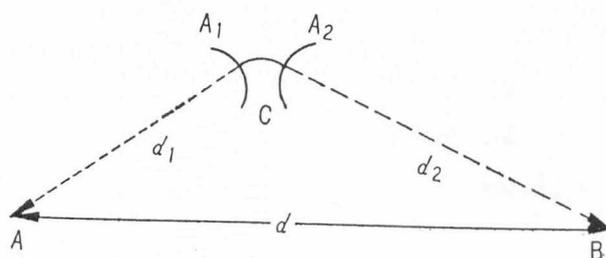


図 2.42 無給電中継

各区間の自由空間損失は、

$$L_{AC} = (4\pi d_1 / \lambda)^2, \quad L_{CB} = (4\pi d_2 / \lambda)^2$$

$$L_{AB} = [4\pi (d_1 + d_2) / \lambda]^2 = (4\pi d / \lambda)^2 \quad (2-57)$$

A_1 、 A_2 のアンテナ利得を G とすれば、 AB 間の区間の損失は

$$L_{ACB} = (4\pi d_1 / \lambda)^2 (4\pi d_2 / \lambda)^2 / G^2 \quad (2-58)$$

したがって自由空間電界値からの損失は

$$L_r = L_{ACB} / L_{AB} = (4\pi / \lambda)^2 (d_1 d_2 / d)^2 / G^2 \quad (2-59)$$

アンテナの実効面積として

$$A_e = \lambda^2 G / (4\pi) \quad (2-60)$$

とおけば

$$L_r = (\lambda d_1 d_2 / d)^2 / A_e^2 = \ell^4 / A_e^2 \quad (2-61)$$

ここに $\ell = \sqrt{\lambda d_1 d_2 / d}$: C 点における第1フレネル帯半径である。

式(2-61)は A_e を適当に与えることにより、すべての無給電中継方式に適用される。
 パラボラの場合、開口能率を50%とすれば、パラボラ実開口面積を A_p で表わし、

$$A_e = 0.5 A_p$$

$$L_r = \ell^4 / (0.5 A_p)^2 = 4 \ell^4 / A_p^2 \quad (2-62)$$

回折網は送受信点を結ぶ線上に近く設置される場合が多く、これに対応する反射板系は2枚反射板系である。反射板への入射角を θ とし、反射板の効率を90%とすれば、実面積を A_r で表わし、

$$A_e = 0.9 A_r \cos \theta$$

$$L_r = \ell^4 / (0.9 A_r \cos \theta)^2 \quad (2-63)$$

$\theta = 45^\circ$ の場合

$$L_r = l^4 / (0.635 A_r)^2 \quad (2-64)$$

すなわち反射板系としての効率は63.5%である。

回折網（遮蔽形）の場合、便宜上実面積 A_d として遮蔽板の面積をとれば、

$$A_d = n \cdot 4H \cdot l \quad (2-65)$$

n 段遮蔽形回折網の自由空間電界値からの損失は

$$L_r = (\pi H / n l)^2 = \pi / 4 \cdot l^4 / A_d^2 \quad (2-66)$$

遮蔽形回折網の利得を理論値に対し90%とすれば、

$$L_r = (\pi^2 / 4) \cdot l^4 / (0.9 A_d)^2 = l^4 / (0.57 A_d)^2 \quad (2-67)$$

したがって、遮蔽形回折網の実効面積と実面積との関係は

$$A_e = (2 / \pi) \cdot 0.9 A_d = 0.57 A_d \quad (2-68)$$

となる。また透過形回折網の場合は、同様に誘電体板の実面積を A_d として、

$$L_r = l^4 / (0.95 A_d)^2$$

$$A_e = (4 / \pi) \cdot 0.75 A_d = 0.95 A_d \quad (2-69)$$

をうる。

以上の関係から、同一受信電力をうるための、パラボラ（2面）：反射板（2枚）：回折網（遮蔽形）：回折網（透過形）の所要総面積比を求めると表2.9のようになる。

表2.9 無給電中継に用いるアンテナの所要面積の比較

パラボラ(2面)	反射鏡(2面)	回折網 しゃへい形	回折網透過形
2×2	$2 \times \frac{1.1}{\cos \theta}$	$1.12 \times \frac{\pi}{2}$	$1.33 \frac{\pi}{4}$
4	3.2 ($\theta = 45^\circ$)	1.76	1.05

(2) 回折網と反射板との比較

回折網と反射板との所要面積の比較は前項で行なったが、両者の優劣を求める要素としては、その他に製作精度・方向調整・伝搬特性・建設の難易・保守の難易・建設費等の問題があり、これらを総合的に比較検討して適用領域を定めねばならない。これらの諸点についての考え方のあらましをつぎに述べる。

(i) 製作精度については、反射板の場合一般に面精度として $\lambda/16$ 以下を要求される。11GHz帯ではこれは2.5mm程度となり、反射板面積が大きくなるに従い急速に製作が困難となってくる。一方回折網の場合、遮蔽形では面精度はまったく要求されず、遮蔽板上にいかにか凸凹があっても差しつかえない。透過形の場合面精度に相当するものは誘電体板の厚さであって、仕上げ精度が $\pm 0.5\text{mm}$ 以内であれば、利得低下は0.1dB以下、 $\pm 1.0\text{mm}$ 以内であれば0.25dB以下である。また現在の積層板のプレス技術では、10数mmの厚さの場合、公差 $\pm 0.5\text{mm}$ がほぼ限界であり、 $\pm 1.0\text{mm}$ は比較的容易である。

回折網の場合、さらに遮蔽板または透過板の回折エッジの不整の問題がある。これは本質的には%値としての周波数特性と同程度である。

(ii) 方向調整については、一般に水平垂直ないしはこれに相当する2次元の操作が必要であって、2枚反射板では、4次元の操作を逐次施さねばならず、かならずしも容易ではない。回折網の場合、対応する方向調整の次元は段間間隔と傾斜角であるが、このうち段間間隔は十分の精度で必要な値に固定可能で、建設時の調整は通常不必要である。したがって傾斜角のみ調整すればよく、これも設定値より $\pm 5^\circ$ 程度可変とすれば十分である。したがって、回折網の方向調整は反射板に比し非常に容易であるといえる。

(iii) 回折網の構造については、反射板に比し大きな特色は、回折網が空間の電波の通路長を制御する形式であるため、風その他の原因で回折網が前後に揺れても受信電力はほとんど影響を受けないという点である。これは鏡面の動揺が大きく影響する反射板と異なる。このため試作回折網は網の中心をワイヤロープで懸垂する構造をとり、網の一端をもって前後にゆずっても受信電力にはまったく影響が見られなかった。したがって網の構造は傾斜角が変り難いようなものであればよい。また回折網は各段間が空間になっているから、受ける風圧は小さくなり、支持強度に対する要求が緩和される。

(iv) 伝搬特性にもっとも影響するのは無給電中継系の指向性である。主ビームの指向性は略アンテナ系の開口面積に比例すると考えてよい。遮蔽形回折網の全体の開口はほぼ2枚反射板系における単体の面積の2倍に近いが、回折網の開口のたてよこ比を1:2程度にとり、正方形開口の反射板と、垂直面内開口を比較すると、ほぼ $\pi/2 = 1.25$ となり、回折網の指向性が約25%鋭くなる。ただし透過形の指向性は約40%鈍くなり、フェージングに対してはより安定である。また回折網の場合その面積を垂直方向に伸ばす代わりに、フレネル環に沿って、水平方向に伸ばし、垂直面内の指向性を鈍くして安定度を増すことも可能である。

(v) 回折網で特に問題となるのは周波数特性をもつ点である。実効回折高が大きくなるとフレネル環の幅は小さくなり、同一の面積に対し段数が増加する。実効回折高が大きくなる場合は、山の高さが高くなった場合と、山は高くなくとも回折網の設置点が送受信点を結ぶ線より遠くはずれた場合とであるから、反射板とくらべて回折網の設置可能な地点は、比較的山が低くて送受信点を結ぶ線上またはその近くに限られることになる。

(vi) 冬期の着雪による区間損失の増加は、透過形回折網については誘電体全面に着雪しても、最悪10数dB程度、通常6dB以下のレベル低下に止る見通しである。遮蔽板への着雪はまったく問題なく、ただ遮蔽板間の空間のつららあるいはアングル上への積雪等による影響があるが、その量はほとんど問題にならないであろう。一方反射板へ着雪した場合、表面での散乱と雪の中での位相回転と減衰が問題となる。垂直入射の場合の雪面での反射は非常に少ないことが確かめられているから、斜め入射の効果と雪の不整を考慮しても散乱の影響は減衰と位相回転に比しかなり小さな程度であろうと思われる。雪による減衰は、項2.7.2の実験結果より、湿雪の場合最悪数cmで10dB程度は予想され、反射板の場合には、電波は雪中を2度通過するから20dB程度の影響を与える可能性はかなりあるものと思われる。位相回転については雪が全面に一樣に付着する場合は問題ないが、部分的に付着または落下した場合、位相回転量の差によって指向性が乱される危険がある。透過波における90°の位相差は反射板の場合、180°の効果をもつので、この危険もかなり多いと思われる。前述の実験はポリエステル板についてのものであったが、アルミ等の金属板への着雪は、ポリエステル等への着雪より量と回数とも非常に多いことが観測されている点にも注意せねばならない。

回折網の遮蔽板あるいは誘電体板が腐食、劣化等によって張り代える必要の生じた場合、1段ずつ順次に工事を行えば、回線を切ることなく修復が可能である。n段回折網のうち1段欠損した場合の利得の減少量は $20 \log(n-1)/n$ [dB] である。

(3) 回折網と反射板の経済比較

以上回折網と反射板方式との得失を項目別に述べてきた。これらの優劣を最終的に決定するものは上述のすべての要素を考慮に入れたうえでの経済比較である。ここではかなりあいまい仮定の上にならべて両者の建設費の比較を行ない、各方式に適用した適用領域を見出すことを試みる。

図2.43(a)に遮蔽形回折網の推定概算建設費を示す。横軸の回折網面積は段間空間をも含めた枠組全体の面積をとってある。段数は4段とし、横幅または段間間隔が変化した場合についての概算値をプロットしたものである。図2.43(b)に2枚反射板の概算建設費を示す。鏡面仕上げ精度は±1.0mm以内とし、1枚の場合に比し材料費は2倍、工事費は2.6倍になるものと見込んだ。

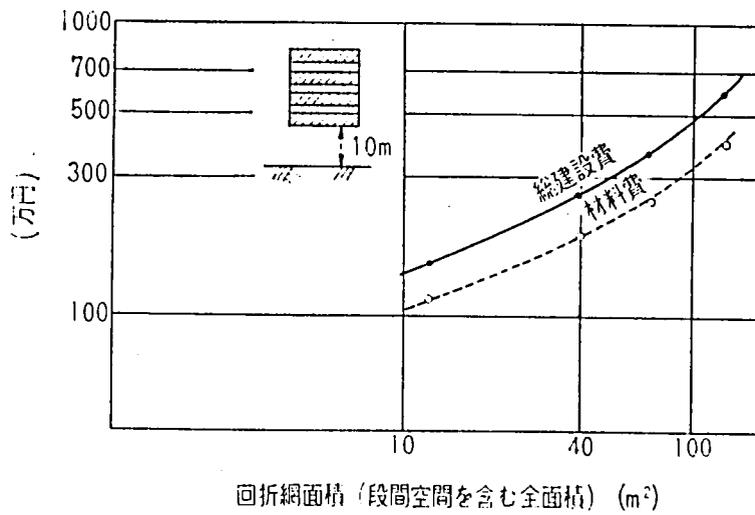


図2.43(a) 回折網建設費

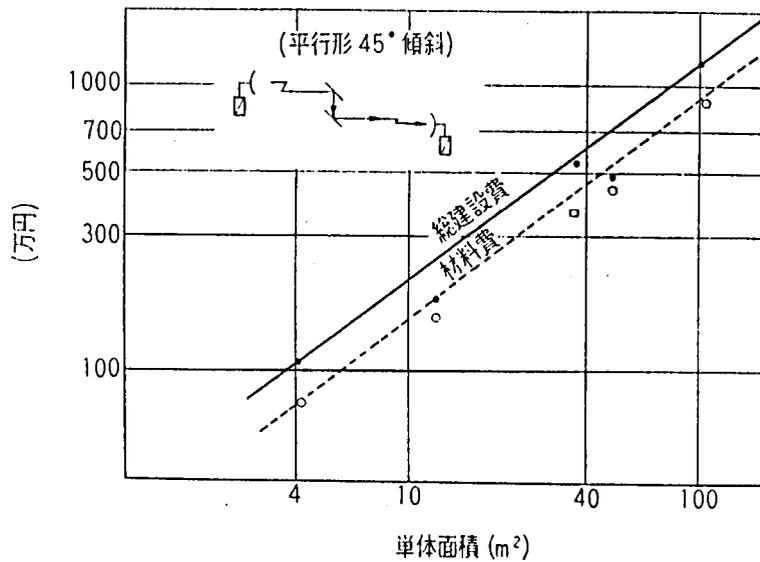


図2.43(b) 2枚反射板建設費(1962年当時)

適用領域を求めるために、まず d_1 , d_2 , H を与えて総合のフェージングによる雑音相加量を求めた。ここでは比較を簡単にするため、両側の区間のフェージングは無相関として両者の和の分布をもとめた。この場合、送受信点の高度差によるフェージング軽減係数も考慮した。これから得られる所要面積から、両者の建設費を求め、これを比較してそれぞれに有利な範囲を求めると図2.44(a)のようになった。ただし回折網の場合4段以上必要な場合は横方向に伸すことを原則とした。この結果から、各無給電中継方式の適用範囲の概念図を描くと図2.44(b)のようになる。

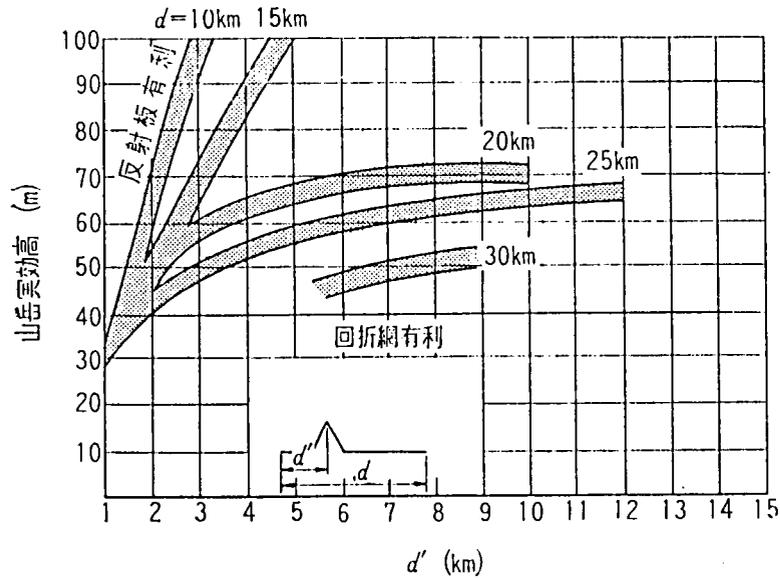


図2.44(a) 2枚反射板と回折網の適用領域

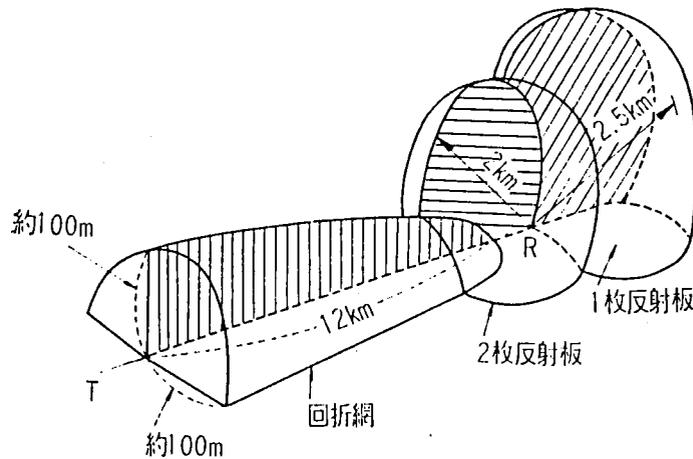


図2.44(b)無給電中継方式の適用領域

2.8.3 評価

回折網を初めて導入する区間として選定された松阪—伊勢区間は、リッジが浅く、3重リッジになっている点など地形が非常に複雑なため、富山—高岡間での実験結果に加えて、さらに回折網の設計およびk特性の推定により詳細な検討を必要とした。この回折網装置は、昭和42年8月以降引き続き商用に供されたが、昭和50年松阪局が新局へ移設されることとなったのを機にその使命を終えた。この間の約8年間何らの障害も報告されていない。

撤去工事は昭和50年10月7日・8日に実施され、往復4無線システム8波の受信電力をモニタしつつ、片面ずつ撤去された。撤去前後の受信電力差は平均12.5dB(11.5~13.1dB)であり、表2.9での測定値、14.6dBより約2dB低い。この原因については種々考えられる

が、回折網撤去後の表 2.9 に相当する区間損失の実測値が、平均 151.5dBであり、フィールド試験時よりも約 6 dB損失が少なくなっていることが主な原因であろうと推察される。

無給電中継区間を含む無線回線の設計は、上述のように一般的手法によることが困難なため、実例として松阪—伊勢区間で採用した方法を述べた。その後の長期にわたる商用運用実績からみて、この方法の妥当性を確認することができる。

2.9 結 言

本章においては、11GHz帯における回折網の諸特性を理論的および実験的に明らかにした。また伝搬特性が回線品質に及ぼす影響を調べ、フェージングの発生要因について検討し、多重電話中継回線に適用できることを確認した。この検討は反射板にも適用できる。さらに回折網の設計法、構造、無給電中継回線設計法、無給電中継方式の適用領域を明確とした。透過形回折網に関し、その材料を開発しその実用上の利点を、降雪の影響も含め明らかにした。

以下にその結果を要約する。

- (1) 現場測量を注意して行なえば、計算による設計通りの寸法で製作し現地に設置しても、理論値よりの利得低下を 0.5dB程度以内に収めることは容易である。
- (2) 回折網は反射板に比較してその原理から明らかなごとく、要求される寸法精度が遙かにゆるやかであり、とくに波長が短い場合、高利得が要求される場合に、経済的であり容易に実現できる。
- (3) 周波数特性は、設計中心周波数の10%帯域幅で4段回折網の場合、約 0.5dBである。
- (4) 指向性の副ビームは反射板に比較して大であるが、実用上は影響は少ない。
- (5) 透過形回折網は、とくに高利得が要求され面積が大きくなる場合、遮蔽形に比較して垂直開口を半減でき、フェージング特性が改善される。
- (6) 降雪地帯での遮蔽形回折網への着雪による利得低下はほとんど問題にならない。透過形の場合は通常数dB以下で最大を10数dB見込めば十分であり、反射板より少ない。
- (7) 風圧によって構造強度が決定されるとすれば、同一利得に要求される回折網の実面積は反射板のそれに比して小さく、2枚反射板方式に比較し透過形回折網は約 1/3 であり、有利である。

付録A 誘電体材料の測定

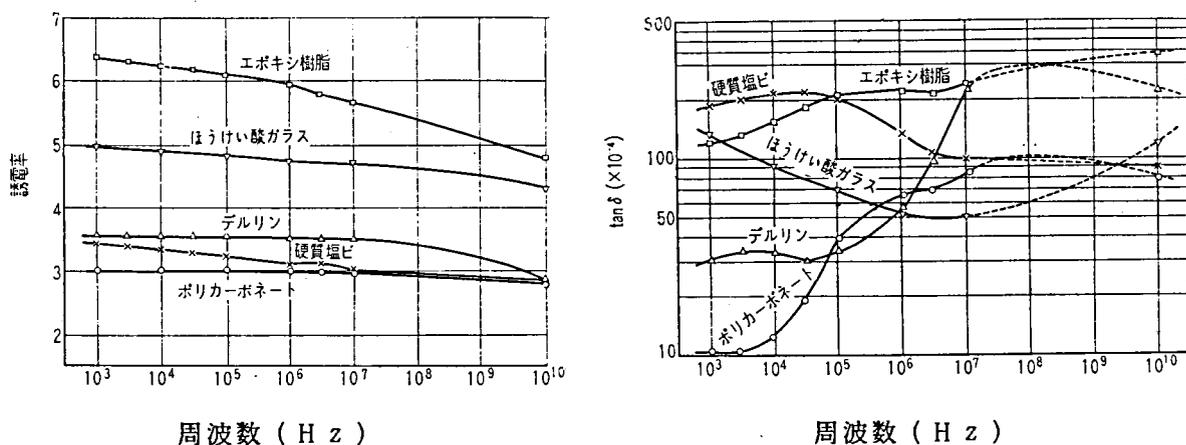
測定した材料はつぎの7種である。

- 1 エポキシ樹脂
- 2 アセタール樹脂
- 3 ポリカーボネート
- 4 硬質塩化ビニール
- 5 ほうけい酸ガラス
- 6 ポリエステル積層板
- 7 シリコン積層板

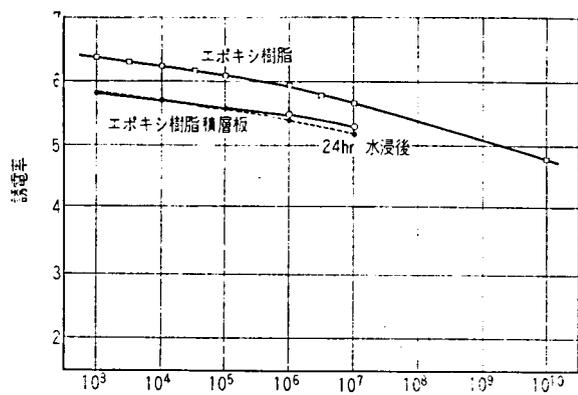
測定には、1kHz～100kHzでは並列アドミッタンスブリッジを用い、1MHz～10MHzでは共振法により、試料の高周波抵抗と容量を金属抵抗とコンデンサに置換する抵抗置換法を用いた。10GHz帯では短絡したWRJ-10導波管中に試料を入れ、定在波を測定する短絡法によった。したがって試料の形は、10MHz以下では80×80×2mm程度の平板であり、10GHzでは10×10×20mm程度のブロックである。

測定の結果を図A.1～5に示す。浸水試験の結果も同時に示した。ただし10GHzにおいては測定法も異なり試料の形状も異なるので、浸水の状況も同じではないであろう。

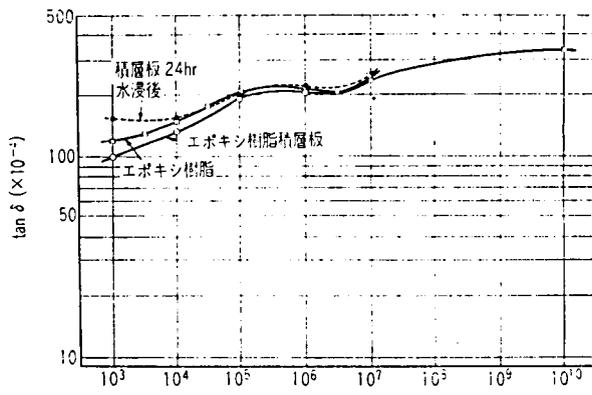
10GHzでの結果は表A.1にまとめた。



図A.1 各種誘電体の誘電定数

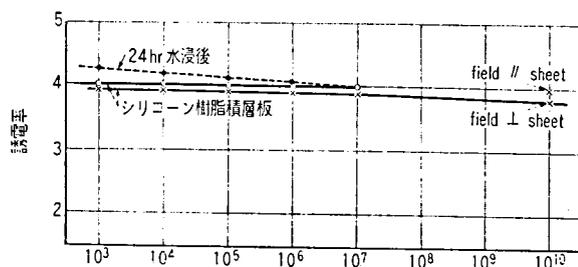


周波数 (H z)

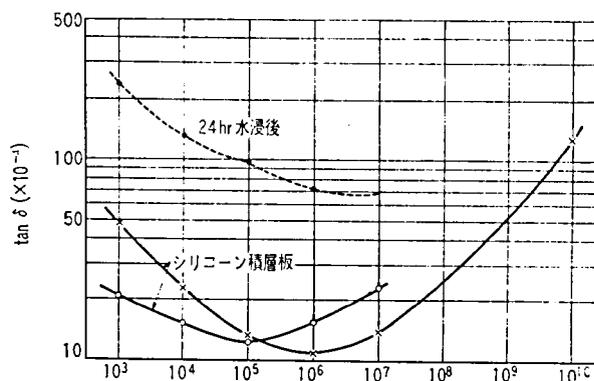


周波数 (H z)

図 A.2 エポキシ樹脂の誘電定数

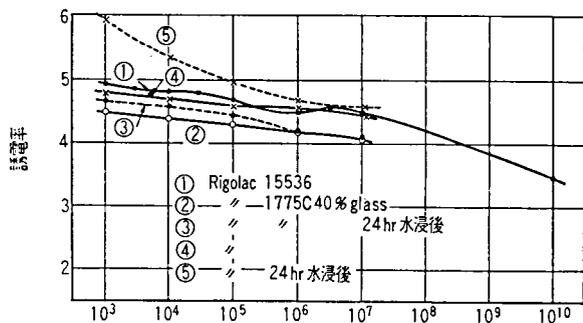


周波数 (H z)

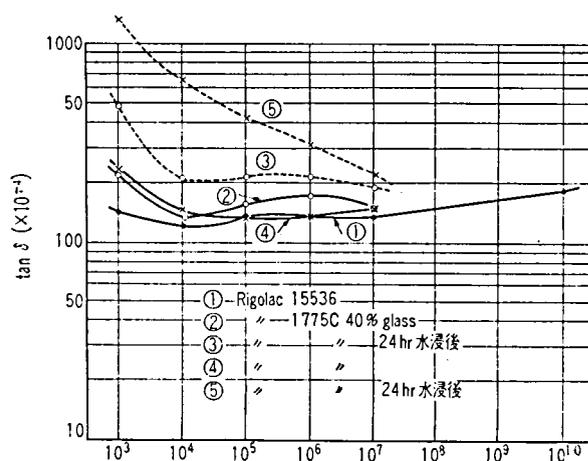


周波数 (H z)

図 A.3 シリコン積層板の誘電定数

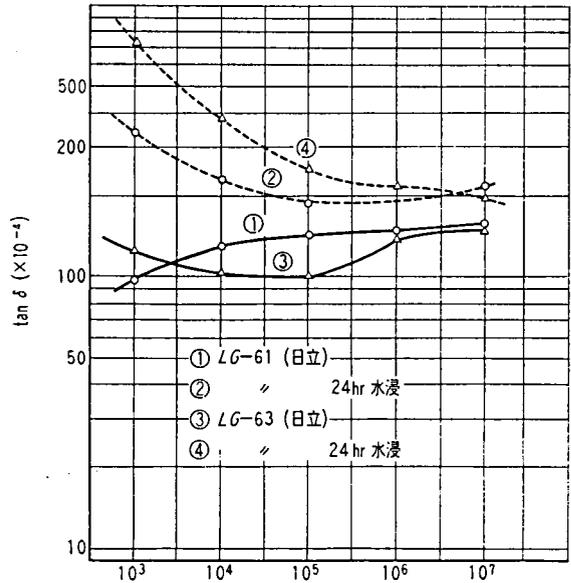
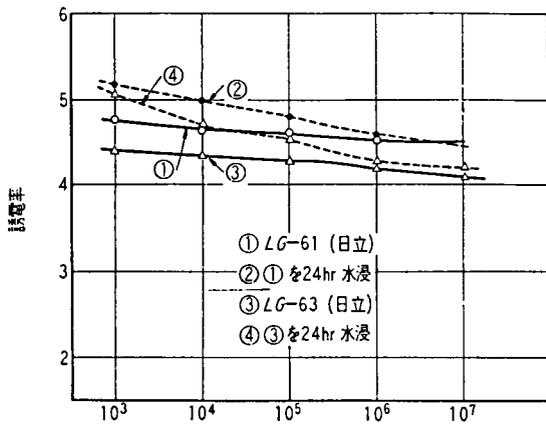


周波数 (H z)



周波数 (H z)

図 A.4 ポリエステル積層板の誘電定数 (1)



周波数 (H z)

周波数 (H z)

図 A. 5 ポリエステル積層板の誘電定数 (2)

表 A. 1 10GHz における誘電定数

種 類	浸 水 前		24時間浸水後		備 考
	ϵ	$\tan \delta$	ϵ	$\tan \delta$	
ポリカーボネート	2.719	70	2.739	95	
	2.758	85	2.749	75	
硬質塩化ビニール	2.779	87	2.800	121	
	2.792	99	2.800	102	
ポリエステル積層板	3.44	184	3.46	189	リゴラック 15536 field \perp sheet
	3.44	140	3.44	135	"
	3.65	180	3.65	210	2025 C 60% glass
	3.67	172	3.73	150	" 65% "
	3.89	174	4.02	195	" 75% "
			4.04	252	" " 24時間
			4.14		" " 15日
デルリン	3.58	155	3.59		1557 C 40% glass
	2.83	227	2.83	240	
	2.83	271	2.85	230	

第3章 通信用アンテナの高性能化に関する研究

3.1 序 言

通信用アンテナは、通信システムを構成する重要なハードウェアの一つとして、通信システムの進展に伴ってその具備すべき条件も異なってくる。ここ10数年間にアンテナ設計に影響を及ぼした通信システムの変化の要因は次のように整理できよう。

- (1) 通信の需要増大に伴う周波数利用効率の向上および新周波数帯の開拓
- (2) デジタル無線通信方式の導入
- (3) 衛星通信方式の発展
- (4) システムコストの低減への要求

これらの要因がアンテナ設計に及ぼした影響は、以下に述べるような通信用アンテナへの高性能化の要求であったといえる。

- (1) アンテナ指向特性の向上
- (2) 準ミリ波帯以上の高い周波数帯のアンテナの開発
- (3) 交叉偏波特性劣化機構の解明と改善策
- (4) 多周波数帯共用技術の開発
- (5) 衛星搭載用および地球局アンテナ系の開発
- (6) ローコストアンテナの開発

本章では、これらの諸問題のうち、アンテナ鏡面に起因する交叉偏波特性劣化機構、アンテナへの着雪および伝搬路中の降雨が交叉偏波特性に及ぼす影響、アンテナ指向特性改善の一方法、アンテナサイドローブの統計的性質および干渉波防止の観点から望ましいアンテナ指向特性ならびに干渉防止の一方法の試みについて、理論的および実験的検討結果を述べる。

3.2 開口面アンテナの交叉偏波特性

3.2.1 20GHz帯カセグレンアンテナにおける交叉偏波特性

デジタル変調は、従来のアナログ変調に比し、同一の情報量に対して所要の周波数帯域幅が広がる。このため周波数有効利用の観点から、周波数の重複利用、すなわち直交偏波共用が必須となってくる。従って、アンテナおよび伝搬路における交叉偏波特性の劣化機構の解明とその改善策が重要な課題となってきた。

アンテナの交叉偏波識別度(XPD)に対する所要値は、方式の構成によって異なるが、20GHz帯デジタル無線方式において偏波共用を行なう場合は、送受総合で30dB以上は必要である。準ミリ波PCM方式においては、降雨時の回線規格は降雨減衰と降雨による交叉偏波弁別度の劣化が支配的であり、一方平常時にはアンテナの交叉偏波識別度が誤り率を支配する。この点からアンテナの交叉偏波識別度特性の向上は、方式の構造上きわめて重要な要素である。

マイクロ波帯においては、30~40dBのXPDを実現することは比較的容易であった。しか

し準ミリ波帯のごとく、更に周波数が高くなると、方式上必要なXPDを得ることが困難な場合が多くなる。これは周波数または開口径と波長との比が大きくなるため、わずかのアンテナ製作誤差により開口面内電界分布が乱れやすくなるためと推測される。

従来、このようなアンテナ交叉偏波特性についての系統的な研究はあまりなされていない。特に、アンテナ構造の不完全性に基づく交叉偏波特性の劣化を明らかにして、特性改善のための方向を与える研究はほとんど見当たらない。

本節では、20GHz帯デジタル無線中継方式用アンテナを例にして、開口面アンテナの交叉偏波特性について実験的、理論的検討を行った結果を述べる。

プレス工法による鏡面の製造は、大量生産に適しているが、準ミリ波以上の高い周波数帯において所要の電気特性を満足せしめ得るかどうかはなお検討の余地があった。とくに交叉偏波特性については、カセグレンアンテナの性質上、鏡面ひずみ等の影響を受けやすい。このため、交叉偏波特性劣化の要因を明らかにすることが必要と思われた。

カセグレンアンテナの交叉偏波特性としては、アンテナの構造上本質的に発生する、アンテナに対し非対称な観測点における交叉偏波の発生と、鏡面、1次放射器等のひずみに起因して発生する特性の乱れとを考慮する必要がある。

前者は最終的に水平・垂直面内における交叉偏波パターンで評価され、1.8mφのアンテナの実測例を図3.1に示す。垂直・水平面に対して45°の面内で交叉偏波識別度が悪く、

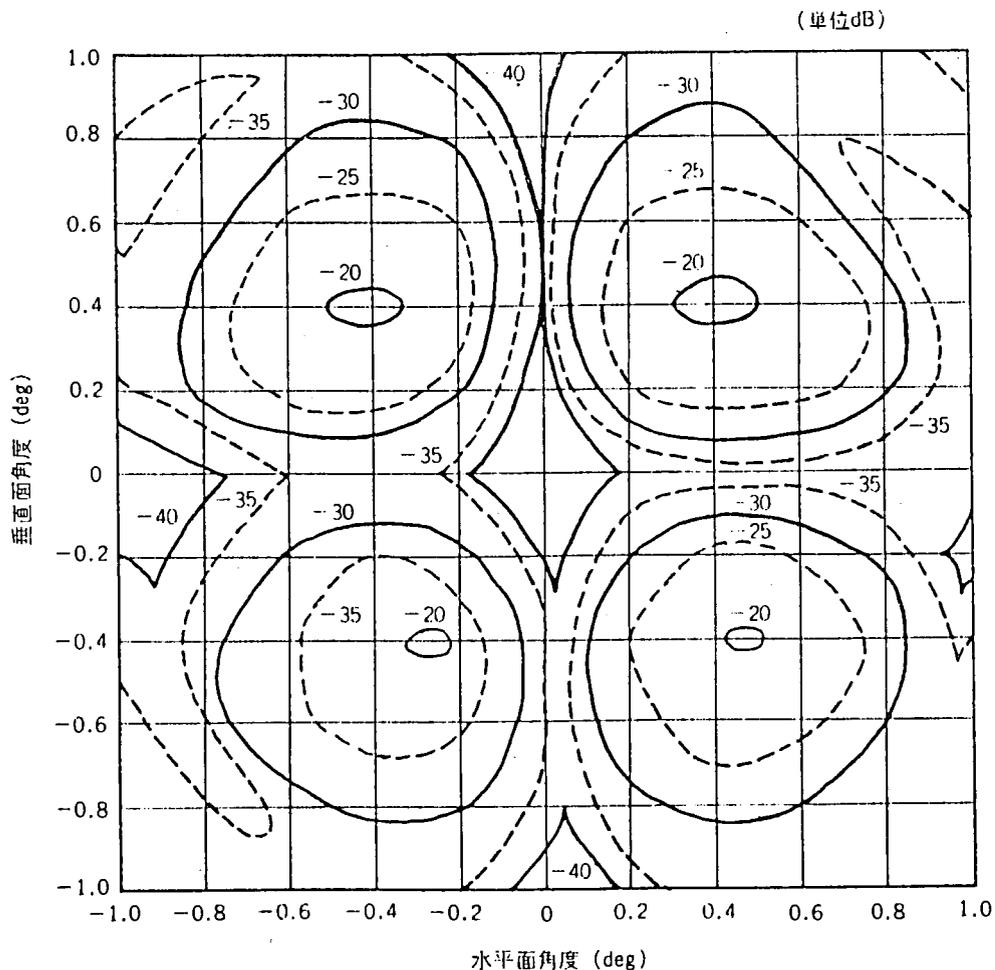


図3.1 交叉偏波パターン (正偏波の最大レベルに対する交叉偏波レベル)

約 0.5 度付近で最悪となる。これはとくにポール形鉄塔の場合に、風による揺れとの関連で問題となる。この傾向は、1 次放射器に単一モードの円錐ホーンを使用する限り避けられず、根本的な改善のためには、コルゲートホーン、誘電体集束ホーン、マルチモードホーン等の本質的に交叉偏波成分の少ないホーンの適用が必要である。

理想的なアンテナにおいては、アンテナ中心軸方向の交叉偏波成分はゼロとなるはずであるが、現実のアンテナではある有限の値をもっている。これはなんらかのアンテナの非対称性、または方向調整の誤差に起因するものである。このようなアンテナの非対称性に基づく軸方向交叉偏波特性劣化の現象について、以下に考察する。

3.2.2 交叉偏波特性劣化要因の考察 [39]

アンテナの不完全性にもとづく交叉偏波特性劣化の要因としては、つぎの諸点が考えられる。

- (1) 偏分波器の不完全性
- (2) 1 次放射器：ひずみ、軸ずれ、高次モード
- (3) 副反射鏡：鏡面精度、設定誤差
- (4) 主反射鏡：鏡面ひずみ
- (5) 支柱：支持の非対称性
- (6) 送受アンテナの水平度
- (7) アンテナの方向調整誤差
- (8) 伝搬路：反射波の存在

これらの諸点に関し、20 GHz 帯実験回線のうち、2 区間について詳細な測定を実施した。その結果、(1) については偏分波器対向で 40 dB 以上の識別度があり問題は無い、(5) については、吸収体の装着、金属棒の装着等によって、とくに大きな変化を与えない、(6) については問題がない、(8) については伝搬路の検討によりとくに問題がないこと等が明らかとなった。また (2) については、1 次ホーンの回転により若干の変動がみられ、約 2 dB 程度の改善が可能となる場合のあることが確認された。

ここでアンテナの非対称性をよりの確に把握するため、供試アンテナと角錐ホーンアンテナとを対向させ、送信偏波面を回転させて、そのときに交叉偏波出力が最小となる角度と、交叉偏波識別度を測定した、その結果の一例を図 3.2 に示す。この結果から、交叉偏波が最小となる角度のずれと、そのと

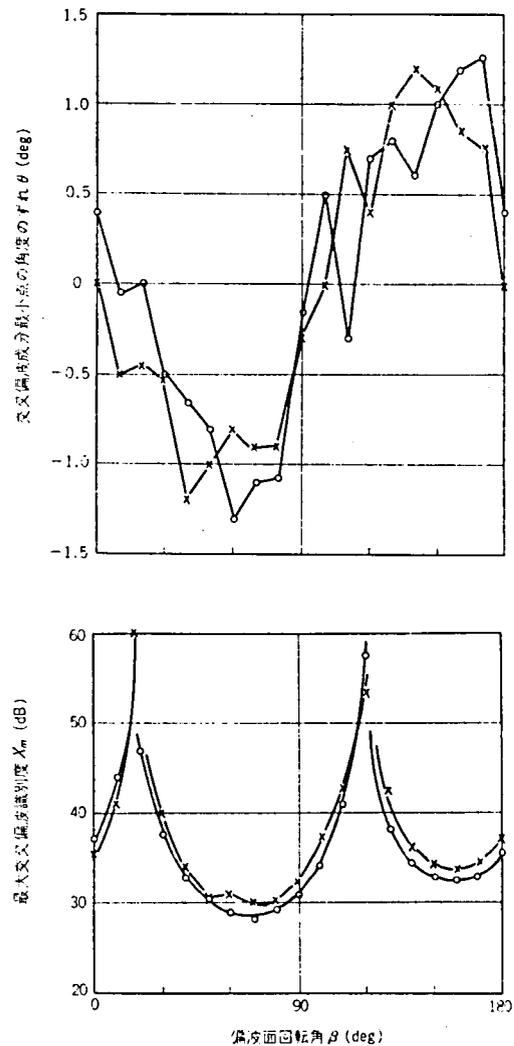


図 3.2 鏡面非対称性測定例

きの交叉偏波識別度とは周期的な変化をすること、および角度のずれが0の点と、識別度のよくなる点とが一致していることがわかる。

いま、カセグレンアンテナの開口上の点を (ρ, θ) なる極座標で表わし、点 (ρ, θ) 上の電界を $E(\rho, \theta)$ とすれば、軸上での遠方電磁界は、

$$G = A \iint_S E(\rho, \theta) ds \quad (3-1)$$

で表わすことができる。ここでAは定数、Sは開口面上での積分を意味する。アンテナの非対称性のため、開口面上で $\phi(\rho, \theta)$ なる位相誤差があるとすれば、電界Gは

$$G = A \iint_S E(\rho, \theta) \exp[j\phi(\rho, \theta)] ds \quad (3-2)$$

と表記できる。

ここで問題をきわめて単純化して考える。TE₁₁モードの円錐ホーンにより励振された理想的なアンテナの開口面電界分布は、偏波の軸(E面)に対して左右対称であり、それに直交する軸(H面)に対して上下反対称である。いまE面方向電界成分(正偏波)を E_x 、H面方向電界成分(交叉偏波)を E_y とし、第1象限($0 \leq \theta \leq \pi/2$)において

$$E(\rho, \theta) = E_x(\rho, \theta) + E_y(\rho, \theta) \quad (3-3)$$

と標記すると、上記の対称性を考慮して、

$$G = A \sum_{i=1}^4 \int_0^a \int_0^{\pi/2} \{ E_x - (-1)^i E_y \} \exp[j\phi \left\{ \rho, \theta + (i-1) \frac{\pi}{2} \right\}] \rho d\rho d\theta \quad (3-4)$$

となる。ただしaは鏡面の半径とする。

1次近似値を求めるために、さらに単純にモデル化して、アンテナを4個のアレーとみなす。Eおよび ϕ を各象限で平均し、

$$\begin{aligned} E_x &= \frac{4A}{\pi a^2} \int_0^a \int_0^{\pi/2} E_x(\rho, \theta) \rho d\rho d\theta \\ E_y &= \frac{4A}{\pi a^2} \int_0^a \int_0^{\pi/2} E_y(\rho, \theta) \rho d\rho d\theta \\ \phi_i &= \frac{4}{\pi a^2} \int_0^a \int_0^{\pi/2} \phi \left\{ \rho, \theta + (i-1) \frac{\pi}{2} \right\} \rho d\rho d\theta \end{aligned} \quad (3-5)$$

と表わし、かつ一般性を失うことなく

$$\iint_S \phi ds = 0, \quad \phi \ll 1, \quad \text{Im}(E_x) = 0, \quad \text{Re}(E_x) = 1/4 \quad (3-6)$$

とすれば、

$$G \doteq \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 e^{j\phi_i} + \sum (-1)^{i+1} e^{j\phi_i} E_y \quad (3-7)$$

$$\doteq 1 + I_m(E_y) \sum (-1)^{i+1} \phi_i + j R_e(E_y) \sum (-1)^{i+1} \phi_i \quad (3-8)$$

と近似できる。ただし R_e 、 I_m はそれぞれ実部および虚部を表わす。式 (3-7) の第 1 項が正偏波成分、第 2 項が交叉偏波成分を表わし、式 (3-8) の第 1、第 2 項が同相成分、第 3 項が $\pi/2$ 相成分を表わす。すなわち、一般に鏡面位相誤差のあるアンテナの軸上遠方放射電界は楕円偏波となり、その主軸 (長軸) は E 面に対して

$$\phi \doteq I_m(E_y) \sum (-1)^{i+1} \phi_i \quad (3-9)$$

だけ傾斜し、長短軸比 χ (楕円度と呼ぶ) は

$$\chi \doteq R_e(E_y) \sum (-1)^{i+1} \phi_i \quad (3-10)$$

で近似的に与えられる。したがって、交叉偏波特性は、アンテナ開口面における直交電界成分 E_y と、鏡面誤差の 2 次対称成分 $\sum (-1)^{i+1} \phi_i$ とによって、第 1 次近似として支配されることがわかる。

さて、図 3.2 の測定に用いたアンテナについて鏡面誤差の 2 次対称成分 $\sum (-1)^{i+1} \phi_i$ を求めると、図 3.3 のごとくなる。

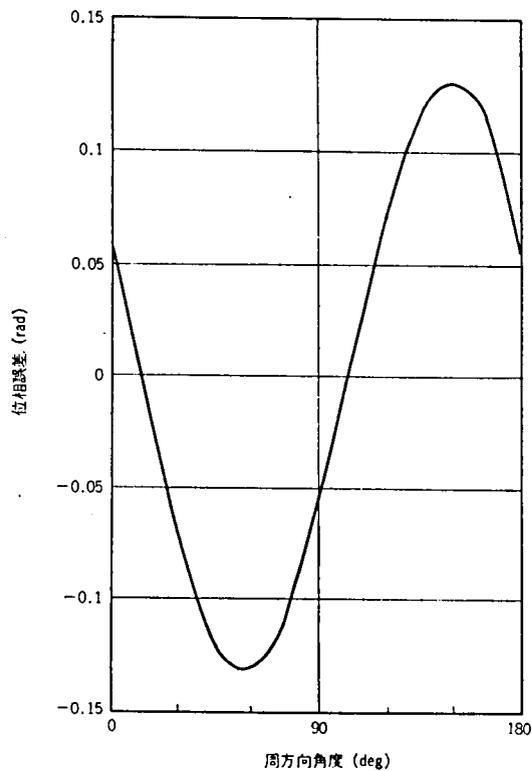


図 3.3 鏡面誤差の 2 次対称成分 $\sum (-1)^{i+1} \phi_i$

一方、鏡面上の電界分布は、副反射鏡の散乱電磁界を積分することにより求められるが、一般には、各点の電界は楕円偏波となり、その主軸はE面に対して傾いている。ファーフィールド形通常カセグレンアンテナでの計算例では、アンテナの軸方向遠方電界の第1象限での平均値は、主軸の傾きが -12° 、長短軸比が0.1の右旋楕円偏波となり、鏡面位相誤差が図3.3で与えられるアンテナに対して、交叉偏波特性の1次近似値は図3.4のごとくなる。

図3.4を図3.2の実測値および図3.3の位相誤差分布と比較すると、角度ずれの傾向がきわめてよい一致を示していること、および交叉偏波識別度の傾向も比較的良好一致していることがわかるであろう。ただし、計算は上述のごとくきわめて単純化したモデルで行なっており、実際のアンテナはニヤフィールド形であること、および、鏡面のひずみが周辺部で大きく、また、電界分布も周辺部での乱れが大きいこと等を考慮すると、計算の近似度を上げることにより、実測値との一致はさらによくなることが予想される。また実測値にみられる識別度特性の非周期性は、方向調整誤差にもとづくものであることが理論的に確かめられている[31]。

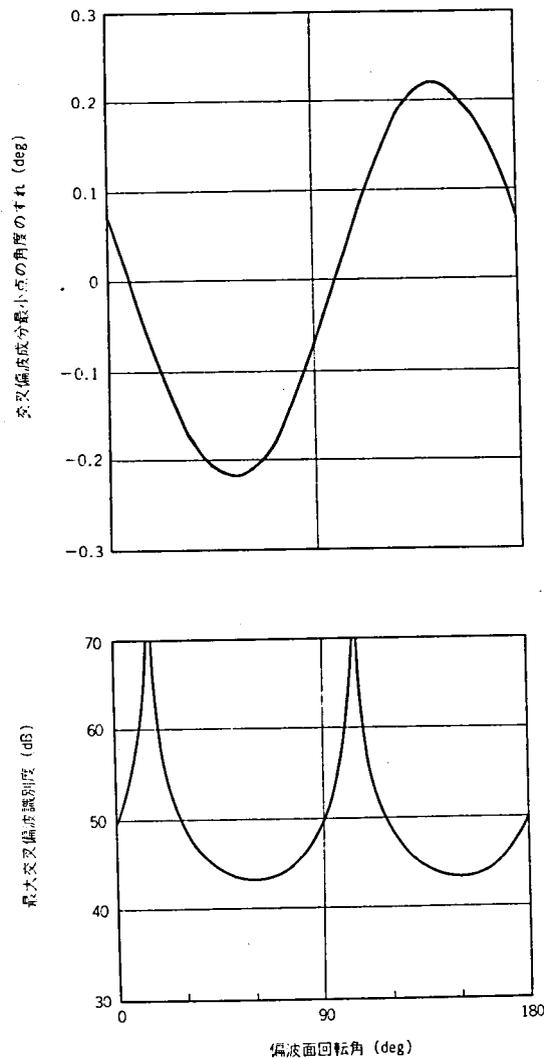


図3.4 交叉偏波特性の計算例

3.2.3 対称性試験

以下に前述した交叉偏波特性の実験的および理論的解析をさらに厳密に述べる。

通常、アンテナの調整においては、送受両アンテナの放射方向を調整した後で、偏分波器定角を調整する。図3.5はその特性を模式的に示している。送信側で完全に水平と垂直な2偏波を送出しても、偏分波器出力端子からの交叉偏波出力が最小となる設定角は、一般に各偏波に対し異なっている。従って両偏波に対して XPDの最悪値をよくするためには、偏分波器を2曲線の交点に設定する必要がある。

26台のアンテナを用いた13中継の実験回線において、区間としての交叉偏波特性が最も悪い2区間における試験結果を表3.1に示す。設定角のずれ Δr と単一偏波に対する最小受信レベル P_{min} の測定に際しては、図3.6に示す測定系を用いており、ほぼ被測定アンテナだけの不完全が現れている。それに対し、XPDの測定に際しては、送信・受信の2個のアンテナを対向させて測定しているため、両アンテナの不完全性の寄与が含まれている。又、 P_{min} としては、垂直・水平両偏波の平均をとっている。

区間Iにおいては、 Δr が大きいのにに対し、区間IIにおいては Δr は比較的小さいけれども P_{min} が高い値となっている。これから、XPDが Δr と P_{min} の両者によって決定されていることが推測できる。

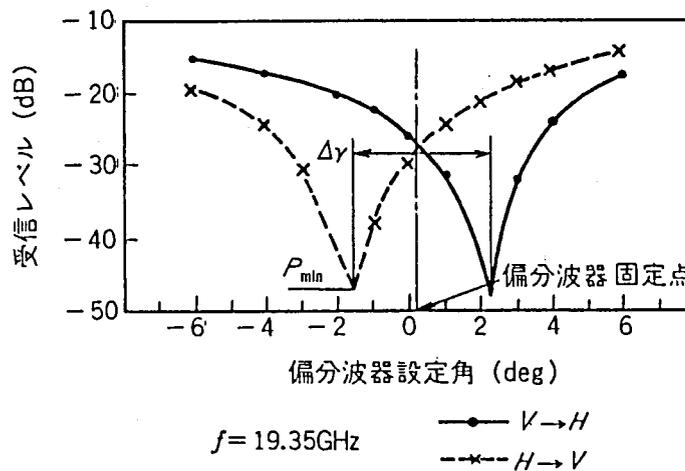


図3.5 偏分波器調整試験結果の例

表3.1 XPD値と偏分波器調整試験結果

区間	XPD 測定値 (dB)	Δr (deg)	P_{min} (dB)		XPD 理論値 (dB)
			アンテナ#1	アンテナ#2	
I	28.8	3.8	-51.5	-44.0	29.4
II	29.5	2.6	-31.5	-33.5	29.6

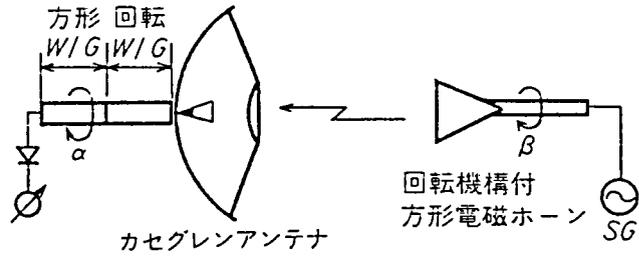


図3.6 対称性試験測定系

以上の偏分波器調整試験結果は、図3.7に示す2つの楕円偏波モデルを用いてよく説明できる。すなわち、直交する偏波面 x' 、 y' で給電されたアンテナからの放射電磁界は、楕円度 G_2 / G_1 なる2つの楕円偏波となり、しかもそれらの楕円の長軸は一般には直交しない。図において添字 x と y は、各々 x 偏波および y 偏波給電を示す。このような楕円偏波は、アンテナあるいは伝搬路の非対称性により生じるものと考えられる。

図3.6に示す測定系を用いて、アンテナ構造の周方向不完全性と楕円偏波特性との関係を調べた。この試験を対称性試験と呼ぶこととする。

送信側の方形電磁ホーンは回転機構により送信偏波角 β を微調整できる。同一の2個のホーンを対向させた状態で、楕円度 -40dB 以下、直交性のずれ 0.8° 以下の性能を有する。

受信側の偏波角 α は、回転導波管を介して方形導波管の回転により変えることができる。回転導波管を2個対向させた状態で、楕円度 -41dB 以下、直交性のずれ 0.5° 以下である。

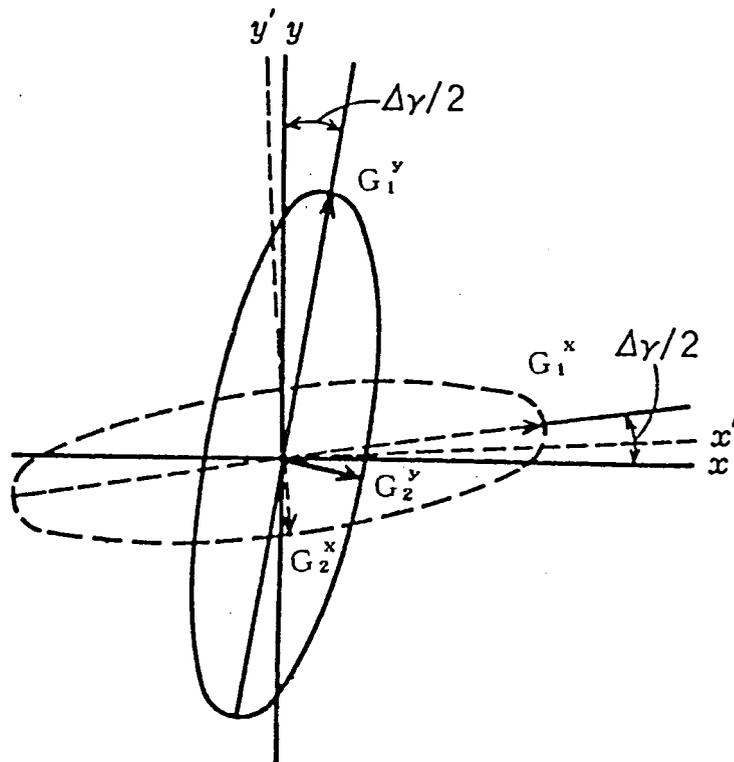


図3.7 放射電磁界の偏波関係

受信偏波角をある値 α° に設定した後、 β を微調整して受信電力を最小にする。次に $\alpha + 90^\circ$ に対し、 β を再調整する。そのときの β の差が、アンテナ放射電磁界の両偏波の交角を表し、従って直交性のずれ $\Delta\gamma$ が求められる。なお、図3.5における設定角のずれ $\Delta\gamma$ は、送信偏波が水平と垂直の場合に相当し、直交性のずれの特定の値といえることができる。

理想的なアンテナにおいては、偏波角 α を代えても楕円度 χ は無限小、直交性のずれ $\Delta\gamma$ は零にとまっているべきものである。

表3.1の区間IIの両端のアンテナについて、対称性試験を行った結果を図3.8(a)、(b)に示す。

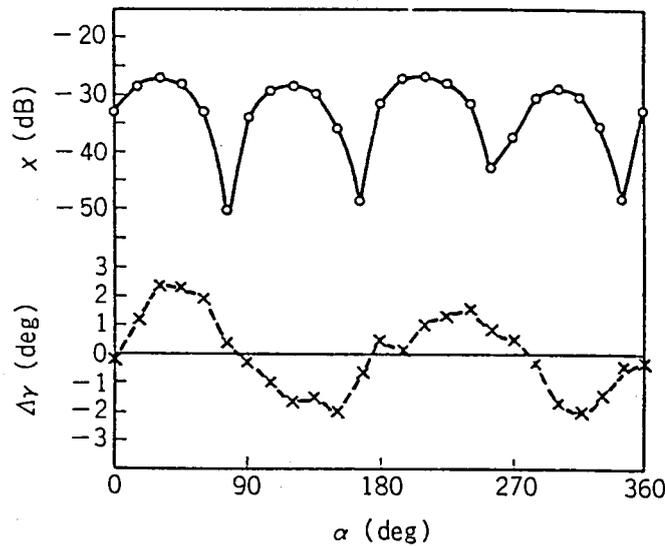


図3.8 (a) 対称性試験結果 (1.8 m 径アンテナ)

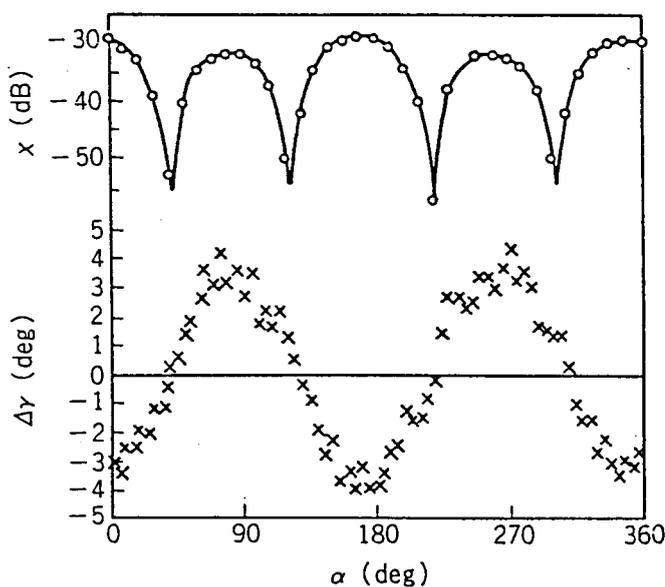


図3.8 (b) 対称性試験結果 (3.3 m 径アンテナ)

楕円度 x と直交性のずれ $\Delta \gamma$ は、使用偏波面 α に対し各々 90° と 180° を周期とする規則的变化を示す。従って、図 3.7 に示すような楕円偏波の発生には、アンテナ構造の不完全性のなかでも、特定の周方向周期成分が強く関与していることが推論される。

x の最大値は、両アンテナ共に約 -30dB である。それに対し $\Delta \gamma$ の最大値は、 1.8m ϕ アンテナで 2.3° 、 3.3m ϕ アンテナで 4.2° と大きく異なっている。又、 1.8m ϕ アンテナの場合、 $\alpha \approx 0^\circ$ 、 90° 、…のほぼ水平、垂直偏波時に $\Delta \gamma \approx 0$ となるので、両偏波共に比較良好な XPD が得られる。一方 3.3m ϕ アンテナでは、垂直または水平偏波時に $\Delta \gamma$ が最大とあり、望ましくない非対称性を示している。

3.2.4 交叉偏波特性の解析

(1) 表現式の導出

主反射鏡にひずみが存在する場合、あるいはアンテナに方向調整誤差がある場合も、アンテナ放射特性は開口面内電界分布に乱れがあるとして Fraunhofer の式を用いて計算できる。

図 3.9 は回転対称な主反射鏡面を持つ開口面アンテナと座標系を示す。開口面上にはアンテナ正面方向を z 軸とする極座標を、又、観測点方向を示す角度 (θ , ϕ) を定める。このとき、開口面内電界分布 $E(\rho, \theta)$ と放射パターン $G(\theta, \phi)$ は次式により関係づけられる。

$$G(\theta, \phi) = K \iint_S E(\rho, \theta) \exp(-jP) dS \quad (3-11)$$

ここに、 $P = \beta r \sin \theta \cos(\theta - \phi)$ 、 β : 波数、 K : 定数、 S : 開口面、 r : 原点から観測点までの距離、である。

アンテナ構造に不完全がある場合、あるいは方向調整誤差がある場合は、 $E(\rho, \theta)$ に乱れを生じるが、特に位相に対する影響が顕著となる。開口面内での位相誤差を ΔP で表すと、式 (3-11) は次式に変形できる。

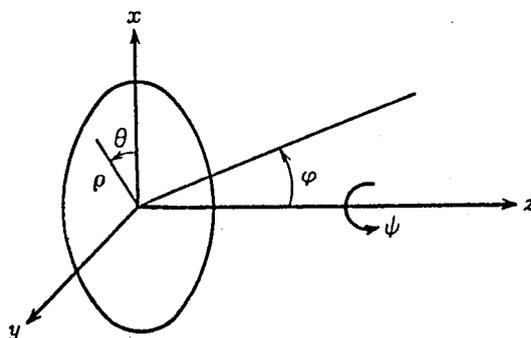


図 3.9 座標系

$$G(\phi, \psi) = K \iint_S E(\rho, \theta) \exp(-jP + j\Delta P) dS \quad (3-12)$$

開口面上電界 $E(\rho, \theta)$ を、模式的に図3.10に示す。電界の ρ 方向成分 E_ρ と θ 方向成分 E_θ は、共に ρ と θ の直交関数群で展開できる。まず y 偏波給電の場合に

$$E_\rho = E_{\rho\rho} \sin \theta \quad (3-13)$$

$$E_\theta = E_{\theta\rho} \cos \theta \quad (3-14)$$

と表記する。ここに E_ρ 、 E_θ の ρ 方向依存性を第2添字 ρ で区別した。すなわち $E_{\rho\rho}$ 、 $E_{\theta\rho}$ はそれぞれ y 軸上および x 軸上の電界分布に相当する。座標変換により、

$$E_y = E_\rho \sin \theta + E_\theta \cos \theta, \quad E_x = E_\rho \cos \theta - E_\theta \sin \theta$$

であり、且つ、正偏波方向電界 E_1 と直交偏波方向電界 E_2 は、

$$E_1 = E_y, \quad E_2 = E_x$$

だから、

$$E_1 = (-E_{\rho\rho} + E_{\theta\rho}) \cdot (\cos 2\theta) / 2 + (E_{\rho\rho} + E_{\theta\rho}) / 2 \quad (3-15)$$

$$E_2 = (E_{\rho\rho} - E_{\theta\rho}) \cdot (\sin 2\theta) / 2 \quad (3-16)$$

となる。すなわち、給電系は完全な直線偏波であっても、直交偏波成分 E_2 が存在する。

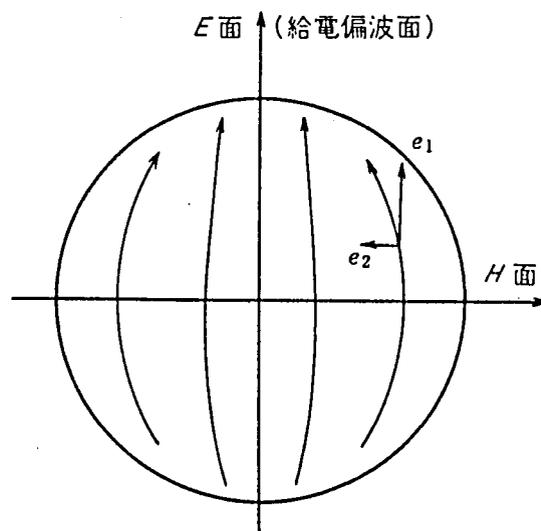


図3.10 開口面上電界分布

アンテナに不完全性があると、式(3-12)により E_i ($i = 1, 2$) を波源とする遠方放射電界 G_i には、一般に正相分 C_i と 90° 相分 S_i とが現れる。すなわち、

$$G_i = C_i + j S_i, \quad (i=1, 2) \quad (3-17)$$

一般に、直交する2電界成分間に位相誤差があるとその合成電界は軸が少し回転した楕円偏波となることが知られている。従って、 G_1 と G_2 とを合成した楕円偏波の軸が、給電偏波方向と成す角 γ と、楕円の長短軸比(楕円度) $\tan \chi$ は、次式で表される。

$$\tan 2\gamma = \frac{2(C_1 C_2 + S_1 S_2)}{C_1^2 + S_1^2 - C_2^2 - S_2^2} \quad (3-18)$$

$$\sin 2\chi = \frac{2|S_1 C_2 - C_1 S_2|}{C_1^2 + S_1^2 + C_2^2 + S_2^2} \quad (3-19)$$

次に、図3.7のように軸が斜交した2つの楕円偏波がある場合の、偏波間干渉について考える。 y チャンネルの信号 G_s と x チャンネルからの干渉波 G_n との比は、次式で与えられる。

$$\frac{G_n}{G_s} = \frac{G_1^x \sin \frac{\Delta\gamma}{2} + G_2^x \cos \frac{\Delta\gamma}{2}}{G_1^y \cos \frac{\Delta\gamma}{2} + G_2^y \sin \frac{\Delta\gamma}{2}} \quad (3-20)$$

アンテナ系の非対称性が小さい場合、 $|\Delta\gamma| \ll 1$ で、且つ $|G_2| \ll |G_1|$ であるから、

$$\frac{G_n}{G_s} = \frac{G_1^x}{G_1^y} \cdot \frac{\Delta\gamma}{2} + \frac{G_2^x}{G_1^y} \quad (3-21)$$

位相誤差 ΔP が小さい場合、次項で明らかになるように、 G_1 と G_2 の位相差は約 90° である。又、XPDは、

$$|G_1^x| = |G_1^y|$$

のときの $|G_n/G_s|^2$ として定義される。よって、式(3-21)より

$$1/XPD \approx (\Delta\gamma/2)^2 + \chi^2 \quad (3-22)$$

となる。ここに

$$\chi = |G_2^x/G_1^y|$$

である。

以上に不完全なアンテナ単体の交叉偏波特性を解析した。これに対し、区間両端のアンテナ#1と#2が共に不完全な場合に、上述の議論を拡張することは容易である。すなわち、各アンテナを添字1, 2で区別すれば、 $\Delta r = \Delta r_1 - \Delta r_2$ 、 $\chi = \chi_1 + \chi_2$ とおけばよい。

表3.1には、偏分波器調整試験から得られる Δr と χ の値から、式(3-22)を用いて計算したXPDの値を示す。これらは、区間XPDの実測値と良い一致を示している。

以上から、位相誤差 ΔP から、楕円度 χ と軸の回転 r を求めることができること、及びXPDが χ と r を用いて計算できることが示された。

(2) 数値計算結果

本項では、表3.1に示した区間IIの1.8m ϕ アンテナを例として、主反射鏡のひずみによる交叉偏波特性の劣化を評価する。

式(3-12)中の $E(\rho, \theta)$ すなわち正偏波電界 E_1 と交叉偏波電界 E_2 の分布は、アンテナにより異なっている。図3.11は、1.8m ϕ アンテナの開口面上電界分布のE面およびH面における計算値を示す。通常の円すいホーン1次放射器を用いているため、振幅、位相共にE面とH面との差異は大きい。

振幅と位相を各々E、Pで表し、E面、H面を添字e、hで区別すれば、式(3-13)、(3-14)の $E_{\rho\rho}$ と $E_{\theta\rho}$ は、

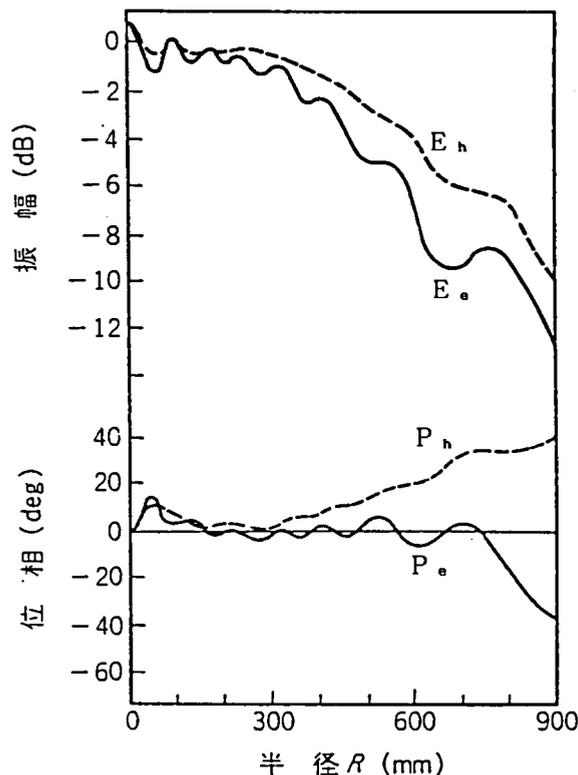


図3.11 実際のE面・H面上電界分布(計算値)

$$E_{\rho\rho} = E_e \exp(jP_e) \quad (3-23)$$

$$E_{\theta\rho} = E_h \exp(jP_h) \quad (3-24)$$

で与えられる。これから、 E_1 、 E_2 は式 (3-15)、(3-16) を用いて計算される。

位相誤差 ΔP としては、主反射鏡のひずみと方向調整誤差を考慮する。図3.12は、主反射鏡のひずみ Δz の実測値の例を示す。アンテナの放射軸方向を Δz の負方向にしている。 ΔP は Δz から次式により計算される。

$$\Delta P = 2\beta\Delta z \quad (3-25)$$

式 (3-12) を数値的に計算して、式 (3-17) 中の C_1 と S_1 が求められる。楕円度 χ と直交性のずれ Δr は、式 (3-18) と (3-19) により計算される。計算結果を、方向調整誤差をパラメータとして図3.13に示す。

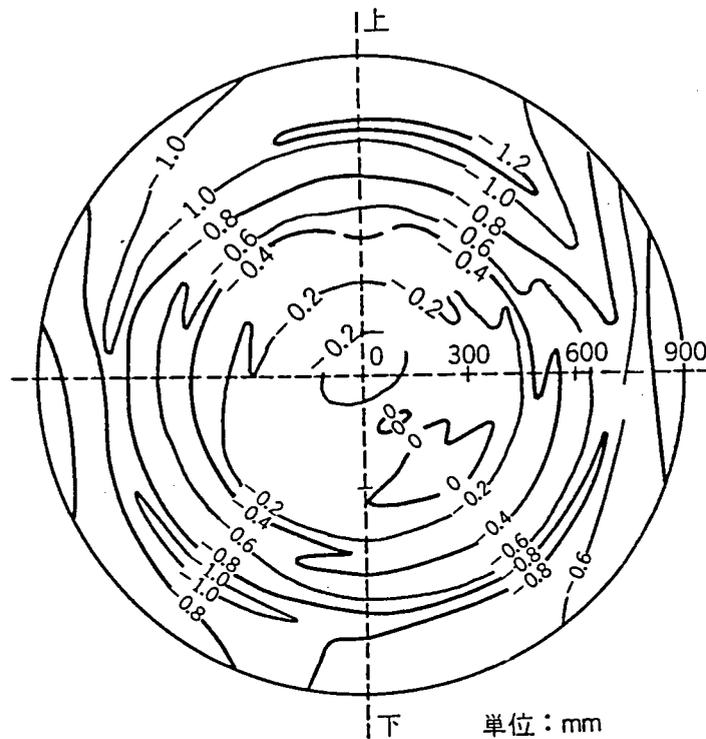


図3.12 主反射鏡面のひずみ分布の例

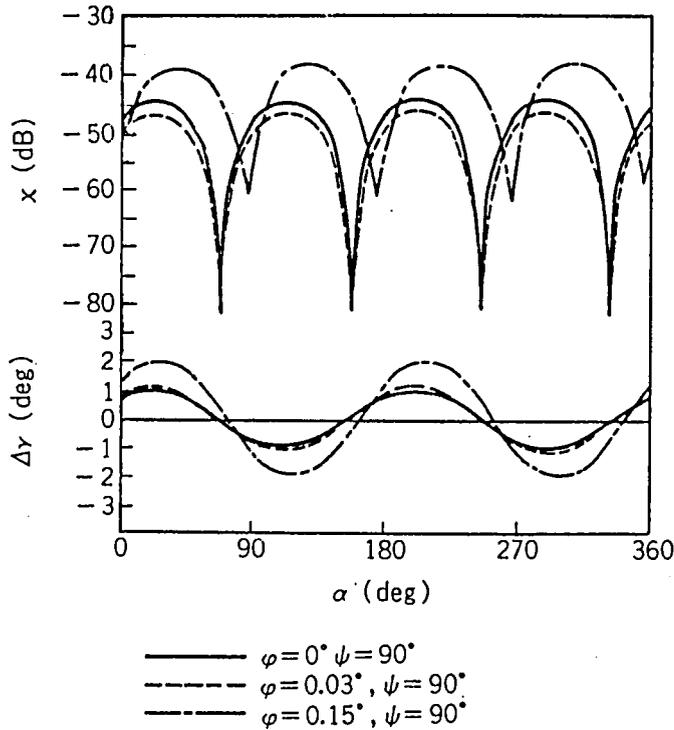


図3.13 対称性計算結果
(1.8 m径アンテナ)

x と Δr は、偏波角 α に対し、各々 90° 、 180° を周期とする変化をし、且つ α に対する Δr の位相関係は図3.8 (a)と同じである。 Δr の最悪値は、計算値と実験値とで比較的良い一致を示している。一方、 x の最悪値は、計算値の方が約19dB低い。その原因は明確ではないが、実験に用いた回転導波管、方形電磁ホーンなどの楕円度が -41dB 程度であることも考慮する必要があるだろう。方向調整誤差がある場合、特に軸ずれ ϕ により Δr が大きく変化する。方位角 ψ には大きく依存しない。

1.8m ϕ アンテナの1次放射器としてコルゲートホーンを用い、且つ方向調整誤差が大きい場合の特性を図3.14に示す。コルゲートホーンを用いると、E面とH面の特性がよくそろうため、式(3-23)(3-24)において、 $E_e \approx E_h$ 、 $P_e \approx P_h$ とおくことができる。すなわち式(3-16)に示す開口面上の直交偏波方向電界が小さくなる。このため軸ずれの影響もより明確に把握できる。

図3.14の太線が実測結果、細線が計算結果である。 $\phi = 0$ の場合の測定結果は、測定系の測定精度を示しているとも解釈できる。 Δr については $0.6 \sim 0.8^\circ$ 、 x については -40dB 程度の測定誤差がある。

軸ずれ ϕ を 0.3° とすると、 Δr の最悪値は約 6° と計算され、又、方位角 ψ を 90° 変え、 α と Δr の位相関係も 90° 変る。これらは実測結果とよい一致を示している。一方、 x については、 $\phi = 0.3^\circ$ の場合も、 $\phi = 0^\circ$ の場合と同じく、計算値は -80dB と非常に小さい。実測値は測定誤差のためはるかに大きい値となっているが、 -40dB 以上には劣化していない。

以上から、方位調整誤差がある場合も、ここで用いた計算手法が適用できることが示された。

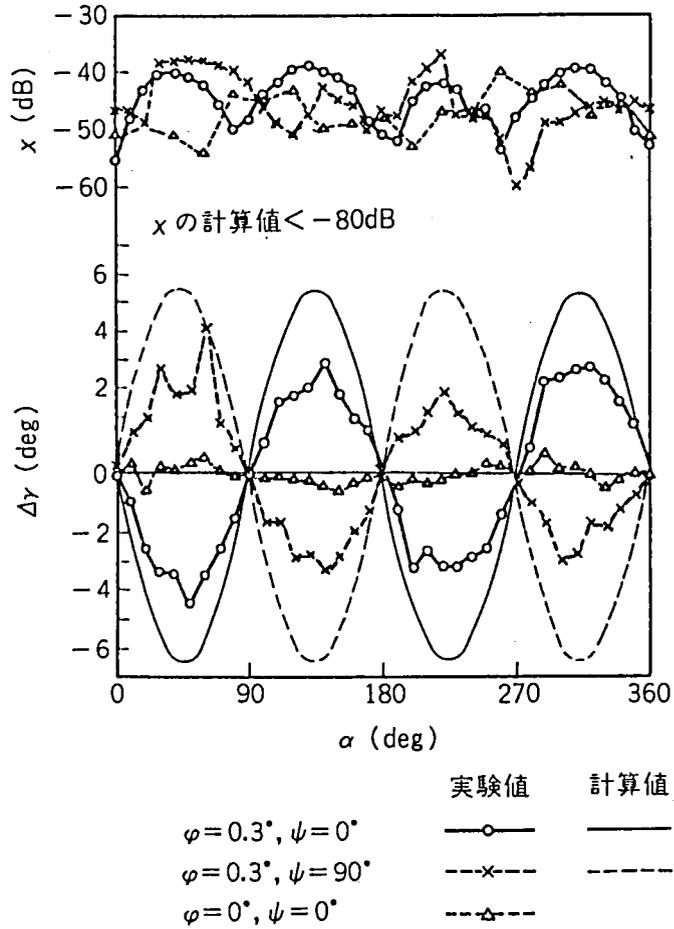


図3.14 方向調整誤差が大きい場合の対称性
(コルゲートホーン給電アンテナ)

3.2.5 交叉偏波特性の近似解析

(1) 放射電磁界の近似表現

周方向の位相ひずみが交叉偏波特性に与える影響を明らかにするため、周方向依存性を分離した形で、放射電磁界の近似表現を求める。式(3-12)において、 $|\Delta P| \ll 1$ として、その零次項をF、1次項をHとすると、

$$E \doteq F + jH \tag{3-26}$$

とかける。ここに

$$F = K \int_S E \exp(-jP) dS \tag{3-27}$$

$$H = K \int_S E \Delta P \exp(-jP) dS \tag{3-28}$$

である。次に位相誤差 ΔP が、円形の開口面における直交関数群で展開されるとする。

すなわち、

$$\Delta P = \sum_{n=0}^{\infty} Q_n A_n(\rho) \cdot \cos(n\theta - \theta_n) \quad (3-29)$$

ここに、 Q_n : 第 n 次の位相ひずみ成分の振幅、

$A_n(\rho)$: ρ 方向の展開関数、

及び、 θ_n : 位相ひずみの存在する角度、である。

式(3-15), (3-16)を式(3-27), (3-28)に代入すると次式を得る。

$$F_1^y = K\pi \int_0^a [(E_{\rho\rho} - E_{\theta\rho}) J_2(u\rho) \cos 2\Psi + (E_{\rho\rho} + E_{\theta\rho}) J_0(u\rho)] \rho d\rho \quad (3-30)$$

$$\begin{aligned} H_1^y = & K\pi \sum_{n=0}^{\infty} Q_n \int_0^a \frac{A_n}{2} e^{jn\frac{\pi}{2}} [(E_{\rho\rho} - E_{\theta\rho}) \{ \cos((n-2)\Psi - \theta_n) J_{n-2}(u\rho) \\ & + \cos((n+2)\Psi - \theta_n) J_{n+2}(u\rho) \} \\ & + 2(E_{\rho\rho} + E_{\theta\rho}) \cos(n\Psi - \theta_n) J_n(u\rho)] \rho d\rho \end{aligned} \quad (3-31)$$

$$F_2^y = K\pi \int_0^a \{ -(E_{\rho\rho} - E_{\theta\rho}) J_2(u\rho) \sin 2\Psi \} \rho d\rho \quad (3-32)$$

$$\begin{aligned} H = & K\pi \sum_{n=0}^{\infty} Q_n \int_0^a \frac{A_n}{2} e^{jn\frac{\pi}{2}} (E_{\rho\rho} - E_{\theta\rho}) \{ \sin((n-2)\Psi - \theta_n) J_{n-2}(u\rho) \\ & - \sin((n+2)\Psi - \theta_n) J_{n+2}(u\rho) \} \rho d\rho \end{aligned} \quad (3-33)$$

但し、 $u = \beta \sin \phi$ 、 a はアンテナ半径、 J はベッセル関数である。

x 偏波給電の場合は、偏波の対応を考慮して、

$$(E_{\rho\rho} - E_{\theta\rho}) \rightarrow (-E_{\rho\rho} + E_{\theta\rho}) \quad (3-34)$$

$$(E_{\rho\rho} + E_{\theta\rho}) \rightarrow (E_{\rho\rho} + E_{\theta\rho}) \quad (3-35)$$

と置換すれば、対応する各項、 F_1^* , H_1^* , F_2^* , H_2^* が求められる。

(2) 正対状態のアンテナ特性

アンテナが観測点に正対している。すなわち、 $\phi = 0$ の場合を考える。このとき、式(3-30) ~ (3-33) 中の u は零であるから、 $J_m(u\rho) = 0$ 、($m \neq 0$) となり、且つ、式(3-17)と(3-27)(3-28)より、 $C_1 = F_1$, $S_1 = H_1$ となる。よって y 偏波給電の場合、

$$C_1 = I_1 \quad (3-36)$$

$$S_1 = -I_2 Q_2 \cos \theta + 2I_3 \cos \theta \quad (3-37)$$

$$C_2 = 0 \quad (3-38)$$

$$S_2 = I_2 Q_2 \sin \theta \quad (3-39)$$

ここに、

$$I_1 = K\pi \int_0^a (E_{\rho\rho} + E_{\theta\rho}) \rho d\rho \quad (3-40)$$

$$I_2 = K\pi \int_0^a (A_2/2) (E_{\rho\rho} - E_{\theta\rho}) \rho d\rho \quad (3-41)$$

$$I_3 = K\pi \int_0^a (A_0/2) (E_{\rho\rho} - E_{\theta\rho}) \rho d\rho \quad (3-42)$$

従って、 ΔP が小さい場合、 G_1 と G_2 の位相には 90° の差異があることが分かる。 x 偏波給電の場合は、式(3-34)(3-35)の置換により求まる。

次に、式(3-36)~(3-39)を式(3-18)に代入すると y 偏波の場合の軸の回転 r^y が求まる。 x 偏波給電に対しても同じように r^x が求められる。その結果、

$$\Delta r \doteq \frac{4I_2 I_3}{I_1} Q_0 \sin \theta_0 \cdot Q_2 \sin \theta_2 \quad (3-43)$$

を得る。ここに $\Delta r = r^y - r^x$ が成立する。

又、式(3-36)~(3-39)を式(3-19)に代入して、

$$\chi \doteq \frac{I_2}{I_1} Q_2 \sin \theta_2 \quad (3-44)$$

を得る。

以上の結果から、 Δr 、 χ 共に、 Q_2 、すなわち 180° を周期とする鏡面ひずみにより劣化することが分かる。但し、偏波面が Q_2 の軸に一致していれば劣化は起らない。又、 Δr に対しては、零次の位相ひずみ Q_0 も関与している。 Q_0 は、カセグレンアンテナにおいては、副反射鏡軸方向設定誤差や、1次放射器の位相中心のずれなどによりもたらされる場合がある。

(3) 1次放射器による交叉偏波特性の差異

1次放射器によって、交叉偏波特性がどのように変わるかをみるために、更に近似を進め、次式を仮定する。

$$E_{\rho\rho} - E_{\theta\rho} = \eta J_2(v\rho) \quad (3-45)$$

$$E_{\rho\rho} + E_{\theta\rho} = J_0 \quad (v\rho) \quad (3-46)$$

ここに、 η は開口面電界分布中の交叉偏波成分を表すパラメータで、 $\eta \leq 1$ である。 $\eta = 1$ ならば円形 TE₁₁ モードの、又 $\eta = 0$ ならば電界の方向が完全に一方向にそろっている場合を表す。ベッセル関数中の v は、開口面電界分布の近似表現式から決定される。

式 (3-45) (3-46) を式 (3-40) ~ (3-42) に代入すると、式 (3-43) (3-44) は、次式のように変形される。

$$\Delta r \doteq \eta \frac{4 I_2' I_3'}{I_1'^2} Q_0 \cos \theta_0 \cdot Q_2 \sin \theta_2 \quad (3-47)$$

$$\chi \doteq \eta \frac{I_2'}{I_1'} Q_2 \sin \theta_2 \quad (3-48)$$

ここに、

$$I_1' = K\pi \int_0^a J_0(u\rho) \rho d\rho \quad (3-49)$$

$$I_2' = K\pi \int_0^a \frac{A_2}{2} J_2(u\rho) \rho d\rho \quad (3-50)$$

$$I_3' = K\pi \int_0^a \frac{A_0}{2} J_0(u\rho) \rho d\rho \quad (3-51)$$

よって、 $\eta = 0$ とすることにより、アンテナ対称性を改善できることが示された。1次放射器の放射パターンとアンテナ開口面上電界分布は必ずしも同一ではないが、コルゲートホーンや誘電体集束ホーンなどのスカラフィールドを用いると、開口面上電界の方向をそろえることができる。

3.2.6 伝搬路との相互作用 [37]

アンテナ単体の交叉偏波特性が理想的なものでなくても、それらを対向して組合せた場合、区間総合として交叉偏波識別度を例えば無限大することも可能である。

アンテナが完全に軸対称でないと、直交直線偏波で給電しても、その放射軸電磁界は、一般に互いに斜交する楕円偏波となる。また、伝搬路上において、雨滴・大気の不均一等により交叉偏波特性が劣化し、かつ送受アンテナ特性の影響を受ける。

垂直・水平両面直線偏波を伝送する系において、降雨による交叉偏波識別度 (XPD) 劣化の計算例を図 3.15 に示す。周波数 19.36GHz、区間長 3 km、雨滴の平均傾斜角 $\pm 3.5^\circ$ 、アンテナ単体の XPD = 30dB とし、斜交した直線偏波、直交した楕円偏波、およびこれらの任意の組合せについて計算した。例えば、無降雨時の区間総合 XPD が 30 dB の回線で、降雨減衰量 20 dB 程度の雨が降ると、降雨のみの XPD は 26 dB 程度であるにもかかわらず、区間総合の XPD は 20 dB 程度まで劣化する可能性のあることを示している。

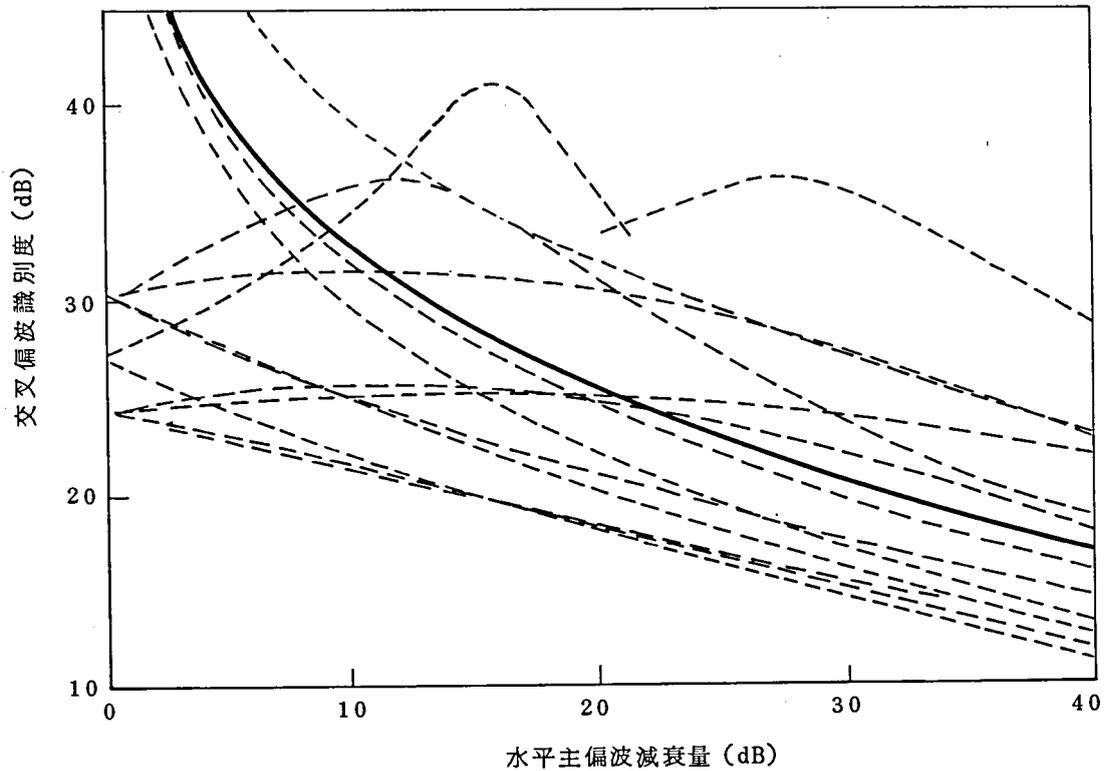


図3.15 降雨によるXPD劣化とアンテナ特性の関係

(実線：伝搬路のみによる交叉偏波識別度劣化特性)

(破線：種々の交叉偏波特性を有するアンテナの組合せによる区間総合の交叉偏波特性)

図3.16は降雨強度 $R = 100\text{mm/hr}$ の場合に、単体 $XPD \geq 30\text{dB}$ の種々のアンテナを送受で組み合せた状態で、伝搬路のみによる XPD からの過剰劣化量を、無降雨時アンテナ対向 XPD に対し求めた結果を示している。すなわち、送受アンテナの XPD を互いに相殺して、無降雨時 XPD を例え無限大としても、降雨時の XPD は、降雨のみによる $XPD = 19\text{dB}$ よりもさらに劣化し、約 15dB 程度になる可能性のあることを示している。このことは、区間総合 XPD の改善のみならず、アンテナ単体特性を改善することの重要性を示している。

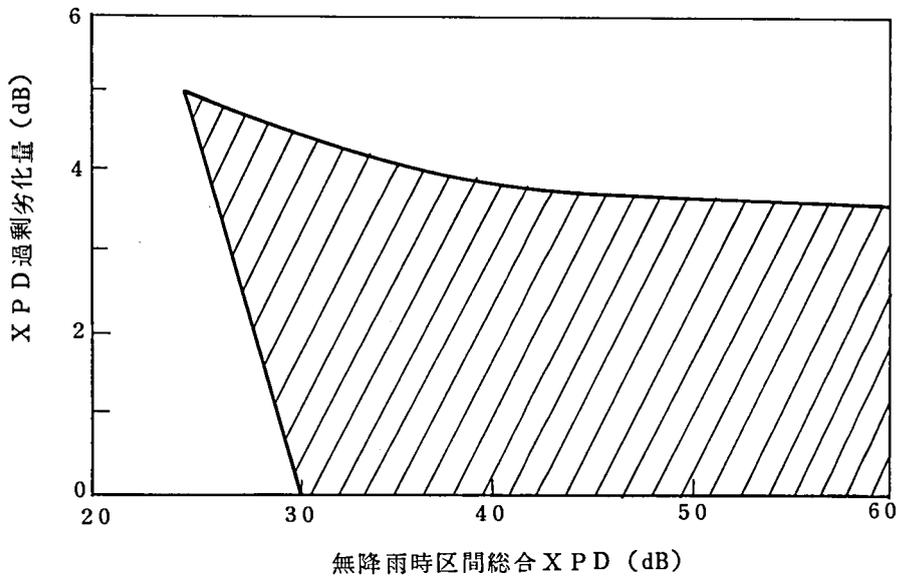


図3.16 アンテナによる過剰 X P D 劣化の例

降雨強度 = 1 0 0 mm/hr
 降雨のみによる X P D = 1 9 dB
 雨滴の平均傾斜角 = $\pm 3.5^\circ$
 アンテナ単体 X P D > 3 0 dB
 区間距離 = 3 km
 周波数 = 1 9.3 GHz

3.2.7 むすび

20GHz帯を用いた 20G-400M 方式用カセグレンアンテナを例として、開口面アンテナの交叉偏波特性について述べた。

実験的に検討した結果、特性劣化の原因としては、アンテナ放射電磁界が楕円偏波になっていることと、偏波の直交性がくずれることの両効果共に、顕著であることが示された。

楕円偏波発生機構について、実験と理論とにより検討した。その結果、主反射鏡面のひずみにより楕円偏波が発生し、偏波の回転が起ることが明らかになった。放射電磁界の楕円度と直交性のずれは、筆者らが考案した対称性試験によって容易に測定できる。その結果、使用偏波面の角度によって、楕円偏波特性が大きく且つ規則的に変化することが示された。

開口面上電界の乱れに着目し、交叉偏波特性を解析した。電界の乱れの原因として主反射鏡面のひずみを考慮して、解析結果を数値計算した結果は、ほぼ実験結果を説明できた。従って、本理論によれば、主反射鏡面の機械的ひずみを測定し、数値解析することによって、アンテナの交叉偏波特性を推定することが可能である。これは、製作したすべてのアンテナについて特性を測定できない場合、製品検査上有利な手段となる。又、アンテナ開口面上に雪などが付着した場合の特性変化も推定することができる。

更に、理論的な結論として、交叉偏波特性改善のためには次の方法が有効であることが

示された。

- (i) 周方向に 180° を周期とする位相ひずみを生じないようにする。
- (ii) もし 180° 周期の位相ひずみ成分があっても、その存在域を使用偏波面に合わせる。
- (iii) 周方向に一樣な位相ひずみを生じないようにする。
- (iv) 開口面上電界の方向をそろえる。そのためには1次放射器としてスカラフィールドを用いることが有効である。

なお、ここでは直線偏波給電の場合を扱ったが、円偏波の場合も、2直線偏波の合成として、同様に扱うことができる。

また、アンテナと伝搬路の交叉偏波特性の相互作用にも注意すべきことを指摘した。

3.3 アンテナへの着雪とその影響

3.3.1 レードーム着雪と交叉偏波特性

10GHz以上の高い周波数においては、伝搬損失、交叉偏波特性などの伝搬特性がアンテナを含めた伝搬路の影響を受けやすくなる。特に交叉偏波特性については、20GHz帯デジタル伝送方式の研究において重要な問題であった。

伝搬路状態の変化としては、降雨および降雪が主なものであるが、降雨による電波減衰および交叉偏波識別度の劣化に関しては、既に各種の実験と検討が行われている。降雪に関しては、マイクロ波帯における検討がなされており、空間に浮んでいる雪片よりもアンテナに付着した雪による方が、電波伝搬に対し大きな影響のあることが知られている。また第2章において11GHz帯の回折網に及ぼす影響も明らかにされた。しかし、20GHz帯における性質、特に雪が交叉偏波特性に与える影響はこれまでほとんど研究されていない[33]。

これらの問題点を明らかにするために、石川県羽咋市に試験回線を設け、昭和48年12月中旬から49年3月下旬にかけて、20GHz帯レードーム装着カセグレンアンテナを用いたフィールド実験を行った。本節はレードーム着雪の状況、着雪時のアンテナ特性の変化などの実験結果と、アンテナ特性についての理論解析結果について述べる。

3.3.2 実験系の概略

実験地周辺の地勢を図3.17に示す。邑知局側を送信とし、羽咋局側を受信としている。両局間の距離は約4.1kmである。実験回線はほぼ東西方向に設置しており、西から季節風に対し、邑知局アンテナに着雪が起りやすくなっている。但し、実際には同地点が東北方向に伸びた羽咋～七尾地溝帯に入っているため、両側の山脈の影響で風向は複雑になるようである。

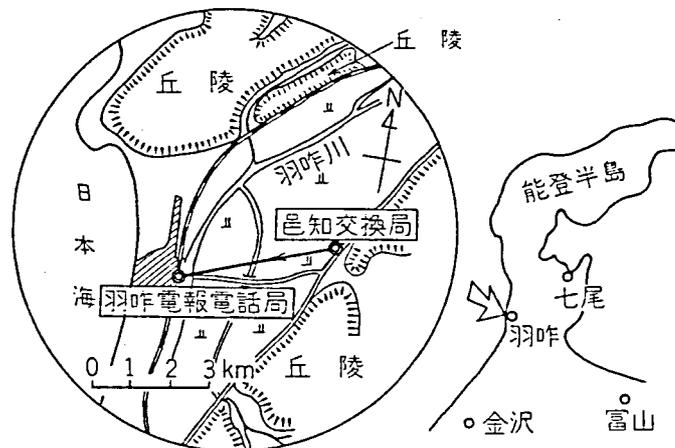


図3.17 実験地の地勢

図3.18には、実験装置の構成を示す。使用周波数は、19.0GHzであり、偏波は大地反射の影響を小さくするため、垂直偏波を用いている。送信器出力はアンテナ入力端において20dBである。受信側では、垂直成分（正偏波）と水平成分（交叉偏波）に分離して、各受信レベルをレコーダに連続記録している。受信は電界強度測定器を用いている。又、気象状況と電波伝搬特性の関係を調べるため、風向、風速、外気温と降雪量の記録も行っている。

以上のように構成された実験系の測定レベル範囲は正偏波および交叉偏波で、それぞれ-10~-70dBm及び-35~-90dBmである。無降水状態においては正偏波レベルが-15dBmで、交叉偏波識別度は42.5dBが得られている。

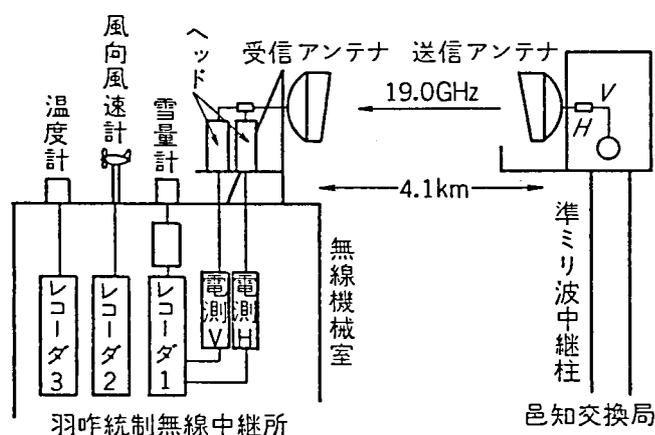


図3.18 実験系統図

3.3.3 自然着雪での実測結果

(1) 着雪による正偏波・交叉偏波のレベル劣化

実験期間中レードームへ着雪している状況を観測できた機会はかなり少なかった。1例では、初めレードーム面に一様に付着していた雪が上半分だけはがれ落ち、その後徐々にずり落ちてゆく過程を観測できた。着雪の厚さは約20mmで、雪は氷結していなかった。雪が全面的に付着している状態では、両偏波共にレベル変化は見られなかった。しかし、非対称に付着した状態では、正偏波レベルは5.5dB低下するのに対し、交叉偏波レベルは逆に11dB上昇した。正偏波の最大落ち込み点と、交叉偏波の最大盛り上り点は必ずしも一致しないが、交叉偏波識別度は最悪24dBまで劣化した。その例を図3.19に示す。

一方、降雪自体は相当強い吹雪であっても、電波伝搬に与える影響は少ないことが確かめられた。実測では、正偏波・交叉偏波共1dB以内の変動が認められたにすぎない。また、降雨の場合には、不均一な着雪が起こった場合のレベル変動と著しく異なっており、正偏波と交叉偏波が共に落ち込むのが特長である。

以上のことから、実際にレードームへの着雪状況を観測できていない場合でも、連続記録している正偏波と交叉偏波の受信レベルを照合することにより、着雪の影響を調べることができる。

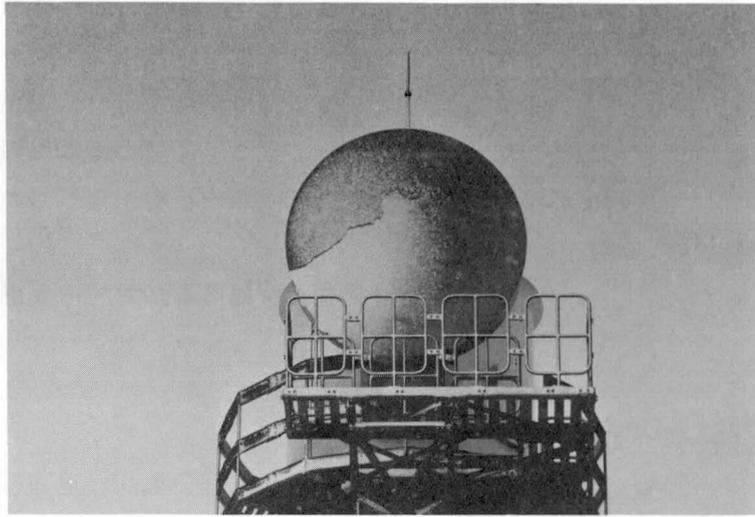


図3.19 自然着雪の例

(2) 正偏波および交叉偏波レベルの累積分布

正偏波レベル及び交叉偏波識別度（正偏波レベル／交叉偏波レベル）の値を全実験期間を通じて集計した結果を図3.20に示す。前項に述べたように雪による正偏波レベルの低下は、空中に浮んだ雪片ではなく着雪によるものが主となっているが、最大でも6 dB程度であった。従って、図3.20(a)に示すレベルの低下はほとんど降雨によるものである。

図3.20(b)には交叉偏波識別度の累積分布を示す。これは降雨時のデータを除いて、レードームへの着雪が起きていると考えられる記録だけを集計したものである。図より、例えば交叉偏波識別度が30dBを割る確率は0.16%となる。

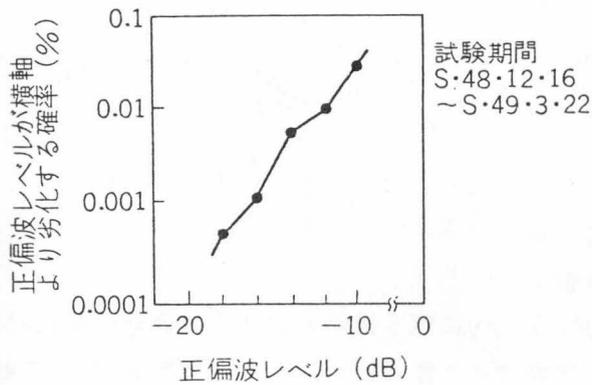


図3.20(a) 正偏波レベルの累積分布

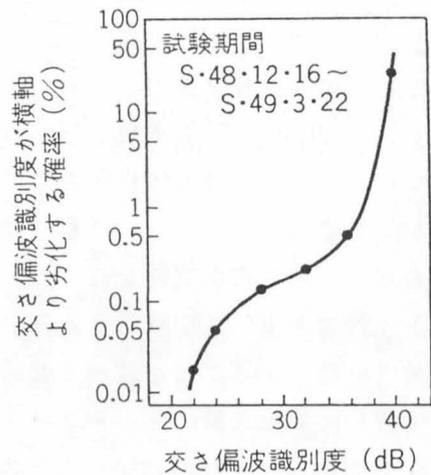


図3.20(b) 交叉偏波識別度の累積分布 (dB)

全実験期間を通じて交叉偏波識別度の最悪値は22dBであった。この時の正偏波の劣化は約6dBであった。受信レベル、風向、温度、降水量および時刻(8:20~9:50)の記録から判断すると、7:40くらいまで雨だったものが雪に変わり、雨であらかじめぬれていたレードームに着雪が生じたものと思われる。このように、降雨による影響と異なり一度着雪が生ずるとかなりの時間にわたり交叉偏波識別度の悪い状態が続くため、回線設定に当たり問題となる可能性がある。

対策としては、レードームの工夫およびアンテナ設置場所に対する配慮などが考えられる。

(3) 着雪と気象条件の関係

レードーム面への着雪に影響を及ぼす気象要因としては、風向、風速、外気温、降雪量が考えられる。降雨時を除いて交叉偏波識別度が40dB以下に劣化した際の風向・風速のデータをまとめた結果、レードームに対し斜めの方向から弱い風が吹き付けているときに、交叉偏波識別度が劣化している場合が多いことが分かった。レードームに対し非対称に着雪が起これるとき、交叉偏波識別度が大きく劣化することから考えて、こういう気象状況下では非対称な着雪が生じやすいものと解釈できる。

一方風が極度に強いときには、いったん着雪が生じてはすぐ吹き飛ばされてしまうため、かえって交叉偏波劣化に及ぼす影響は小さくなっている。

次に外気温と交叉偏波識別度劣化の関係をまとめると、外気温が比較的高い場合に、劣化が起こる場合が多いことが分かった。本実験で観測された着雪現象は、しめり雪によるものである。

降雪量と着雪の関係については、雪量計の捕捉率が必ずしも十分でなかったため、満足すべき対応関係は得られなかった。しかし着雪前後の天候を調査することにより、雨からみぞれ、みぞれから雪に変るときに着雪が多く起こっていることが分かった。

3.3.4 着雪模擬実験

(1) 雪を用いた模擬実験

レードーム上への着雪状態としては、付着した雪の質、厚さ、形状着雪位置などにより様々な形態が考えられる。これら諸状態の雪が交叉偏波識別度に及ぼす影響を詳細に検討するため、着雪模擬実験を行った。まず自然着雪状態になるべく似た状態で模擬実験を行うように雪を用いて実験した。用いた雪は密度が0.24g/ccのべた雪である。

着雪位置による影響を調べるため、雪を図3.21(a)に示す構造の発ぼうスチロール製容器($\epsilon \approx 1.02$)に入れて、レードーム前面で移動させた際に正偏波および交叉偏波レベルの変化を測定した。実測結果をまとめると図3.22のごとくなる。横軸は給電偏波面(垂直)と雪容器の中心とが成す角度である。雪容器を給電偏波面に対し45°傾けた方向で、かつレードーム周辺部に設置した際、交叉偏波識別度は最も大きく劣化することが分かる。カセグレンアンテナの開口面における電界は、この位置近辺で大きく湾曲して、交叉偏波成分が多くなっている。従って、そこに非対称な形で着雪が起こった場合、交叉偏波成分が打消し合わないで放射されてくると解釈できる。

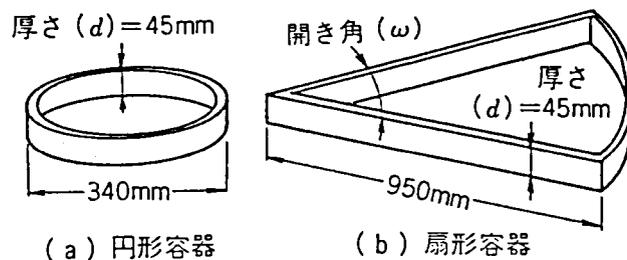


図 3.21 雪容器の構造

次に、図 3.21(b)に示す容器に雪を入れて、 $0^\circ \sim 120^\circ$ の設定角度範囲で同様の実験を行った。本測定結果も併せて図 3.22 に示している。円形容器の場合と同様、 45° 方向に回転させた際に交叉偏波識別度が最も劣化し 25dB となる。正偏波については、着雪領域が大きくなったための影響が認められ、1 dB 程度のレベル低下があった。

(2) 誘電体板を用いた模擬実験

自然雪を用いた模擬実験により、着雪位置、着雪範囲による電波伝搬特性への影響の概要を調べることができた。ただ、理論と対応づけるためには、雪の誘電率という不確定要素が入ってくるため、誘電率が既知の誘電体板を用いて同様の実験を行った。誘電体はアクリル樹脂で、

その複素比誘電率は $2.2 - j 0.55$ である。誘電体板の形状は図 3.21 と同じ扇形で、開き角は 45° 、板厚は 6 mm、13 mm、20 mm の 3 種類である。各誘電体を通過した電波と通過しない電波の位相差は、19.06 Hz で各々 84° 、 181° および 279° である。試料をレードーム前面で回転させた際の交叉偏波識別度の実測値を図 3.23 に示す。図より位相差が 180° に近くなったとき、交叉偏波識別度に対する影響が最も大きくなり、最大で 23 dB まで劣化する。

次に、誘電体板の厚さを 13 mm とし、扇形板の開き角を 90° に広げた場合について測定を行った。開き角が 45° の特性と比較して示すと図 3.24 となる。開き角を 45° から 90° に広げると、交叉偏波識別度の最悪は 6 ~ 7 dB 劣化して 17 dB となる。正偏波レベルは開き角が 45° では板厚に余り関係なく、3 dB 程度の劣化であった。開き角を 90° とすると約 6 dB の低下となった。

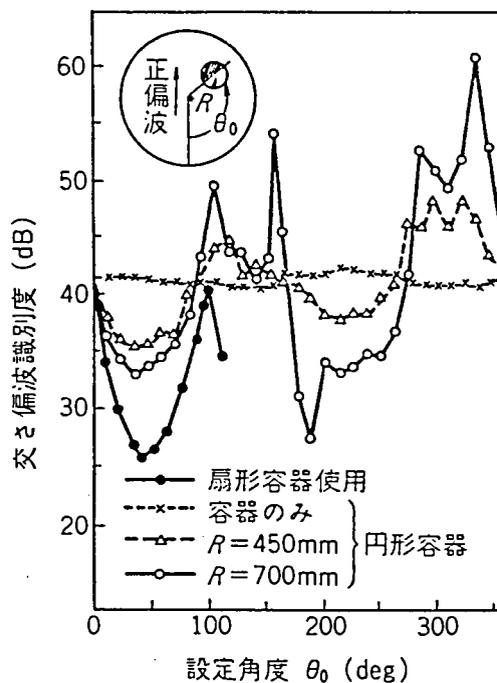


図 3.22 着雪位置によるレベル変化

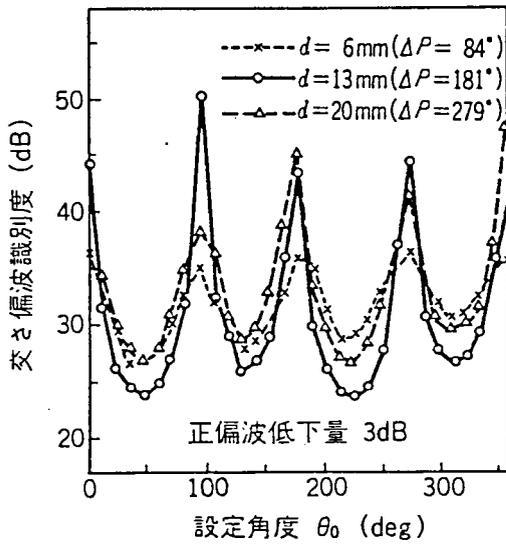


図3.23 誘電体の厚み変化による影響

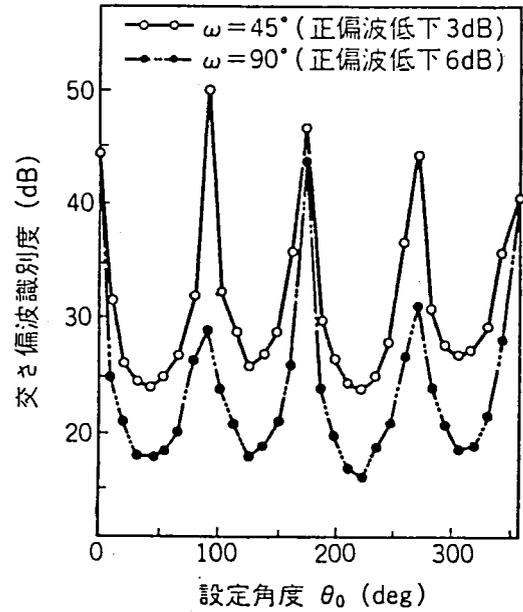


図3.24 扇形誘電体板の開き角変化による影響

3.3.5 理論的検討

(1) 着雪時のアンテナ特性の評価式

レードーム面に着雪が生じた際のアンテナ特性は、アンテナ開口面上電界分布と放射パターンの関係式 [42] より求められる。着雪は損失誘電体として作用し、開口面上電界 $E_i(\rho, \theta)$ に及ぼす振幅ひずみ $\Delta E_i(\rho, \theta)$ と位相ひずみ $\Delta P(\rho, \theta)$ が小さい場合には、アンテナ放射特性は次式で表すことができる。ここで、アンテナ開口面に対する座標は図3.25のように与えている。

$$G_i(\phi, \psi) = K \iint E_i e^{jP} \rho d\rho d\theta + K \iint E_i e^{jP} (e^{j\Delta P} - 1) \rho d\rho d\theta + K \iint \Delta E_i e^{jP+j\Delta P} \rho d\rho d\theta \quad (3-52)$$

ここに、 $i = 1$: 正偏波の場合、

$= 2$: 交叉偏波の場合、 K = 定数

$P = \beta \rho \sin \phi \cos(\theta - \psi)$ 、 β = 波数

$E_i(\rho, \theta)$: 開口面上電界分布

ΔE_i : 振幅ひずみ、 ΔP : 位相ひずみ

S : 開口面

ΔS : ひずみ(着雪)の存在する部分

式(3-52)の第1項は、振幅ひずみ、位相ひずみ共にない場合の正偏波利得($i=1$)、ないしは交叉偏波レベル($i=2$)を表す、第2項は位相ひずみによる利得低下($i=1$)

あるいは交叉偏波発生量($i=2$)を表し、 $\Delta P=0$ で零となり、 $\Delta P=180^\circ$ で最大となる。

第3項は、振幅ひずみが存在する場合に現れる項である。電波吸収体のごとく ΔS 内で電界が消える場合は、 $\Delta E_i = -E_i$ と考えられるから、第3項は $\Delta P=180^\circ$ とおいた第2項の半分の値となる。

式(3-52)で与えられる電界は一般に複素数となり、次式で表すことができる。

$$G_i = C_i + jS_i \quad (3-53)$$

ここに、 C_i 及び S_i は実数である。

すなわち、受信電界は図3.26のごとく楕円偏波となり、本実験で測定したところの、1偏波給電の場合の交叉偏波識別度(XPD)は次式で表される。

$$XPD = |G_1|^2 / |G_2|^2 = (C_1^2 + S_1^2) / (C_2^2 + S_2^2) \quad (3-54)$$

(2) 開口面上電界分布と着雪による変化

試験に用いたアンテナでは、位相は開口面で揃うように設計されており、開口面上の振幅は図3.27に示される分布をしている。図で太線は計算より求めた理論分布であり、細線は本論文の計算で用いた近似曲線を示す。この際の正偏波および交叉偏波に対する近似式は次式で与えている[32]。

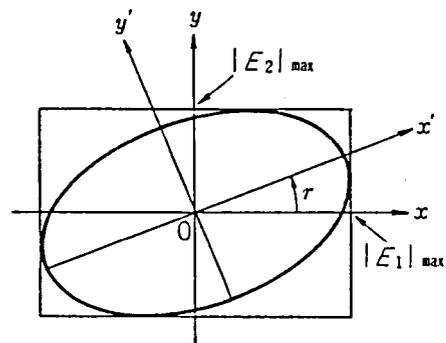


図3.26 楕円偏波状の放射電界の説明図

$$\begin{aligned} E_1 &= -\eta v J_2(v\rho) \cos 2\theta / 2 + v J_0(v\rho) / 2 \\ E_2 &= \eta v J_2(v\rho) \sin 2\theta / 2 \end{aligned} \quad (3-19)$$

ここに、 η は開口面内の電界分布の交叉偏波成分を表すパラメータで、 $\eta = -0.28$ である。又、 v は電界分布の半径方向分布を決定するパラメータで $v = 2.4$ としている。 J_n は n 次のベッセル関数で、 ρ はアンテナ半径で規格化した半径方向変位を表す。

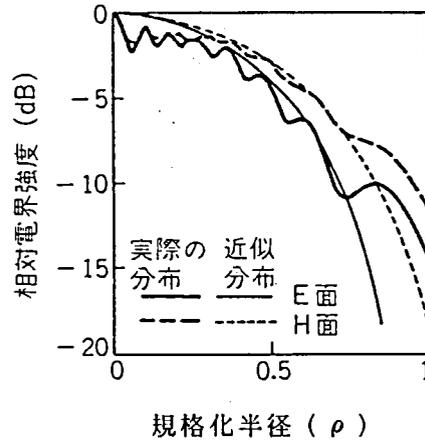


図3.27 試験アンテナの開口面照度分布

レドーム上に着雪が生じた場合、上式で示される分布および開口面上での位相が変化する。雪の複素比誘電定数を $\bar{\epsilon} = \epsilon (1 + j \tan \delta)$ とおくと、開口面電界における変化量は次の各式で表される。

(i) 位相ひずみ (ΔP)

平面波が開口面に垂直入射する場合、誘電体を通過した波と通過しない波との間には、次式の位相差が生じて位相ひずみとなる。

$$\Delta P = \beta (\sqrt{\bar{\epsilon}} - 1) t \quad (3-56)$$

(ii) 振幅ひずみ (ΔE_i)

誘電損による平面波の減衰定数 α は

$$\alpha = (\beta/2) \sqrt{\bar{\epsilon}} \tan \delta \quad (3-57)$$

と表される。

又、厚さ t の無損失誘電体に垂直入射した平面波の電力透過率 (T) は次式で表される。

$$T = \left[1 + \frac{4r^2 \sin^2 \sigma}{(1-r^2)^2} \right]^{-1} \quad (3-58)$$

ここに、 $r = (\sqrt{\bar{\epsilon}} - 1) / (\sqrt{\bar{\epsilon}} + 1)$,

$\sigma = 2\pi f t \sqrt{\bar{\epsilon}} / c$, f : 周波数, c : 光速

σ には誘電体厚さ t が入っているが、 T の最悪値 T_{\min} は $\sigma = (2m+1)\pi/2$ (m : 整数) の場合である。

$$T_{\min} = \left[1 + \frac{2r^2}{1-r^2} \right]^{-2} \quad (3-59)$$

損失誘電体を通過した電波の振幅ひずみ (ΔE_i) は近似的に次式で表される。

$$\Delta E_i \approx E_i [\sqrt{T} \exp(-\alpha t) - 1] \quad (3-60)$$

自然雪においては、雪の誘電率が分かれば式 (3-56)、(3-60) を用いて開口面電界の変化量を求めることができる。

種々の自然雪の誘電定数については、これまで幾つかの研究がなされているが、それらによると本実験のべた雪 (比重0.25) では、誘電定数は $\bar{\epsilon} \approx 2.4 - j0.3$ といわれている [43]。従って、 $f = 19.0\text{GHz}$ において 180° の位相ひずみを与える着雪の厚さは $d \approx 14.7\text{mm}$ となる。この場合、式 (3-59) より $T_{\min} = -0.78\text{dB}$ 、式 (3-57) より $\exp(-\alpha t) = -5.23\text{dB}$ となり、振幅ひずみ ΔE_i は式 (3-60) より -6.03dB となる。

(3) 数値計算結果

着雪状態における正偏波レベル及び交叉偏波識別度を式 (3-52) 及び式 (3-54) により求める。ここでは、着雪模擬実験の結果を評価できるように、着雪状態を図3.21に示した扇形のものとして仮定した。

まず、扇形の開き角を 90° 、設定位置を 45° として、開口面部分に振幅ひずみと位相ひずみが混在する場合の交叉偏波特性および正偏波特性を求めた。その結果を図3.28に示す。正偏波レベルの低下に対しては、主ビームの偏向および主ローブの変形が寄与している。

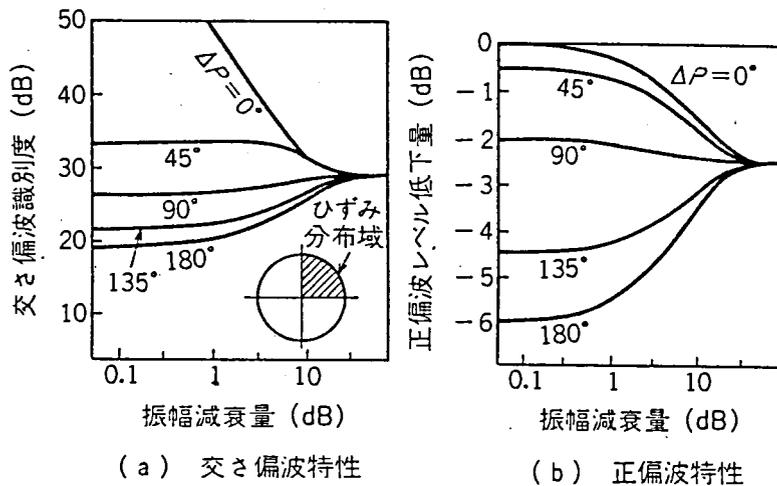


図3.28 位相ひずみと振幅ひずみが混在する場合のアンテナ特性

図において、振幅減衰量が 5dB 程度以下であれば、正偏波レベル・交叉偏波レベル共に位相ひずみによりほとんど決定される。最も特性が劣化するのは、位相ひずみが 180° の場合である。振幅減衰量が更に大きくなり 10dB 以上になると、位相の影響はほとんどなくなり、かつ振幅ひずみに対しても飽和特性を示す。

前項に述べた比重が 0.25 程度のべた雪では、振幅減衰量が 6dB 程度であるため、振幅ひずみによる影響は大体無視してよいことが分かる。

次に、位相ひずみと扇形の開き角をパラメータにとり、設定角の変化による交叉偏波識別度の劣化を求めると図3.29のごとくなる。本計算結果は図3.23及び図3.24に示される実

測値に対応するものである。計算値は実測値の次の点を良く説明できる。

(1) 交叉偏波識別度劣化の角度依存性は良く一致し45°方向にピークを持つ特性を示す。

(2) 位相ひずみが180°で交叉偏波識別度が最悪となり、開き角45°では26dBとなる。

(3) 扇形の開き角を45°から90°に広くすると、ピーク値は6dB劣化する。

ここで用いた計算は、式(3-52)及び式(3-55)の近似を行っているが、正偏波および交叉偏波の劣化の実測値を良く説明できることが分かった。従って、レドーム着雪が生じた場合のアンテナ特性は、本節に述べた方法により評価できるものと考えられる。

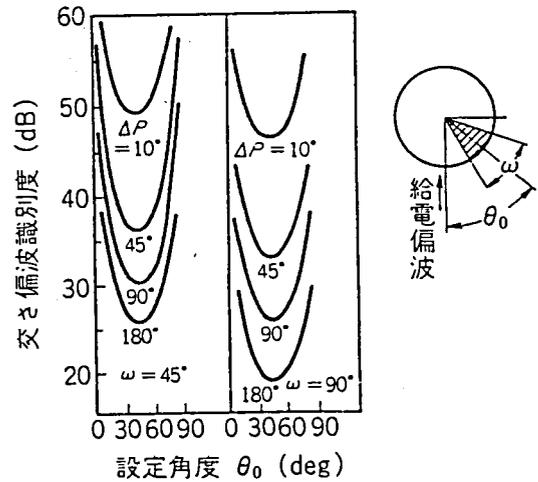


図3.29 交叉偏波識別度計算結果

3.3.6 むすび

20GHz帯無線通信方式を降雪地帯へ導入することを想定し、アンテナへの着雪現象について現場実験を行った。その結果、レドーム付アンテナへ自然な雪が付着した場合、正偏波レベルは低下するのみであるが、交叉偏波レベルは逆に上昇することもあることが認められた。自然着雪によって起った減衰の最大値は6dBで、交叉偏波識別度の最悪値は22dBであった。但し、この値は方式上問題とならない程度の値である。

又、交叉偏波識別度が劣化するのは、特に着雪が給電偏波面に対し、45°方向に起った場合に著しいことが観測された。

これらに対し、降雪のみの場合は正偏波・交叉偏波レベル共に大きな影響はみられない。又、降雨の場合、正偏波と交叉偏波レベルの同時低下がみられ、着雪による場合と明らかに異なっている。

着雪が起こる気象条件としては、比較的温暖で弱い向かい風がレドームに斜めに当たる場合が多かった。これは寒冷・強風下で成長する樹氷現象と異なった着雪現象といえる。

着雪模擬実験によっては、着雪の位置・領域・厚さを変化した場合の、交叉偏波識別度の劣化について詳しく検討した。その結果、給電偏波面に対し45°方向の周辺部に着雪し、その位相ひずみ量が180°になるとき、影響が大きくなることが判明した。

アンテナ開口面に振幅・位相ひずみが混在する場合の正偏波・交叉偏波レベルを定式化した。その結果、交叉偏波特性に対しては位相ひずみが支配的となることが分かった。又、理論計算と着雪模擬実験結果は良く合致しており、理論計算の正当性が示された。従って、本理論を用いることにより、アンテナへの着雪状態が分かれば、交叉偏波識別度の変化を推定できる見通しが得られた。

なお、より積極的な着雪対策として、電熱レドームを20GHz帯に対して設計・試作し、有望な結果を得た[35][44]。

3.4 広角指向特性改善の一方法

3.4.1 20GHz カセグレンアンテナの広角指向特性

20GHz 帯デジタル無線通信方式用カセグレンアンテナとして、開口直径1.8 m、2.4 m、および3.3 mの3種を設計・試作した。いずれも、広角サイドローブの抑圧を考慮して、開口角を 180° としているが、このうち2.4 mおよび3.3 m径のものは、回線分岐局等良い指向性が要求される処、ないし、高利得の要求される処に使用し、その他の中継所には1.8 m径を適用することを標準としている。1.8 m径のアンテナ設計に当たっては、指向特性を重視するか、利得を重視するかで判断がわかれたが、それぞれを設計・試作・測定した結果、回線設計上の観点から、送受総合で約0.8 dBの利得の増加が期待できる高利得形を採用することとした。また、いずれのアンテナにも、雨滴、氷雪の付着による特性劣化を防止するため、レドームを装着することとした。

このため、1.8 m径カセグレンアンテナは、高能率鏡面修整を施し、レドーム損失0.7 dBを含んで利得は20GHzにおいて48.4 dBを得ている[29][30][31][36]。

図3.30にこのアンテナの構造を示す。

高能率鏡面修整は、開口面上において、振幅・位相分布を指向特性の顕著な劣化を招かない範囲で極力一様となるように、円形TE₁₁モード一次ホーンの放射電磁界に対して正副両反射鏡面を修整する方法であるが、反射鏡の端面においては振幅分布にテーパをつけてそのレベルを急激に落とすようにしている。しかし低サイドローブ形の修整に比し、そのレベルが上昇することは避けられず、その影響はE面において著しい。

広角における放射電磁界はおもに、(i)主反射鏡からのスピルオーバー、(ii)副反射鏡からのスピルオーバー、(iii)主反射鏡の鏡面誤差による散乱、(iv)開口分布により決

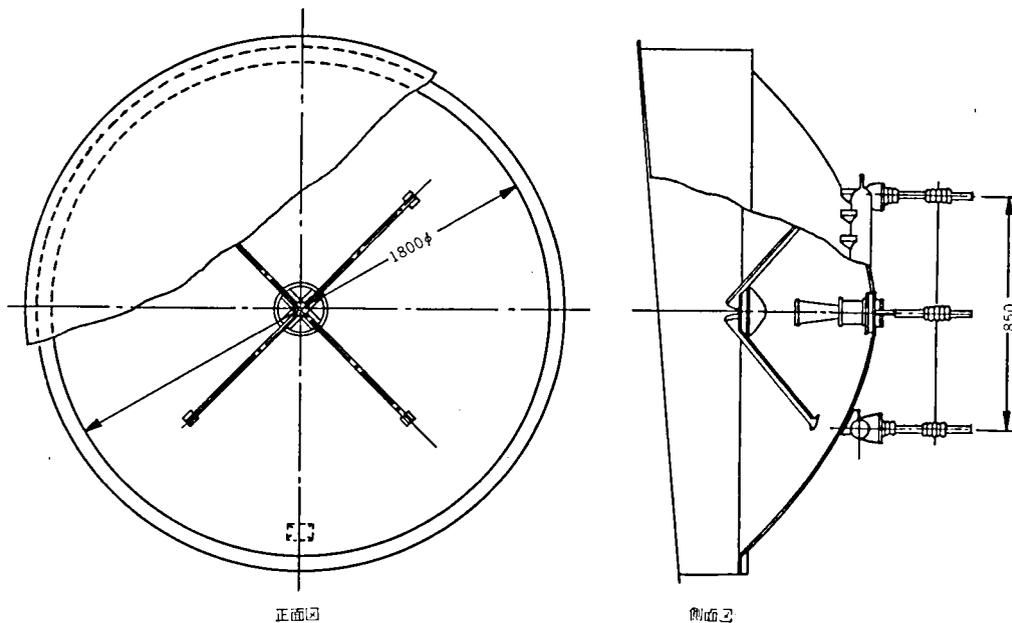


図3.30 20GHz 1.8 m 径カセグレンアンテナの構造

まるサイドローブ成分、等からなる。図3.31にはE面内における各成分の強度を示す。主反射鏡からのスピルオーバーが広角放射パターン劣化の主原因となっていることがわかる。

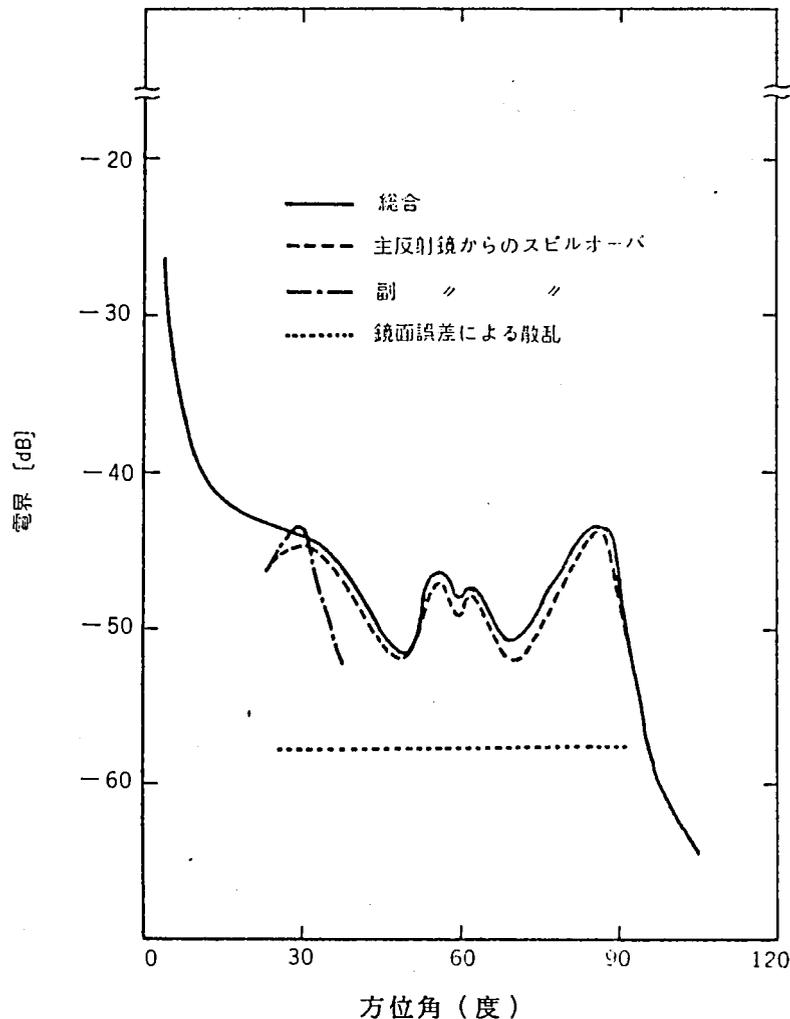


図3.31 広角放射成分の強度配分に対する推定値 (E面)

3.4.2 主反射鏡スピルオーバーの抑圧

主反射鏡スピルオーバーは、副反射鏡で反射されて主反射鏡方向に伝搬してくる電磁界の一部が、主反射鏡エッジ周辺から $\pm 90^\circ$ 方向に放射されるものである。開口面前方になめらかな金属板でできたスカートをつけた場合、この成分はある程度遮蔽されるが、上記のスピルオーバーの原因は、スカートで反射された成分が逆方向に再放射される現象によるものであることを見出した。

この対策として、スカート内側に電波吸収材を張りつけることも有効であるが、経済性、経年変化の点からは好ましくない。このため、金属でこの成分を抑圧する方法を考案した。その方法は、図3.32に示すように、厚さ t 、幅 $2w$ の金属板を $2w$ の間隔でスカート内側に装着した簡単な構造である。

副反射鏡からの散乱パターンが θ 方向に一様とすると、スカートと補償板からの反射波の θ 方向特性は、次式で表わされる。

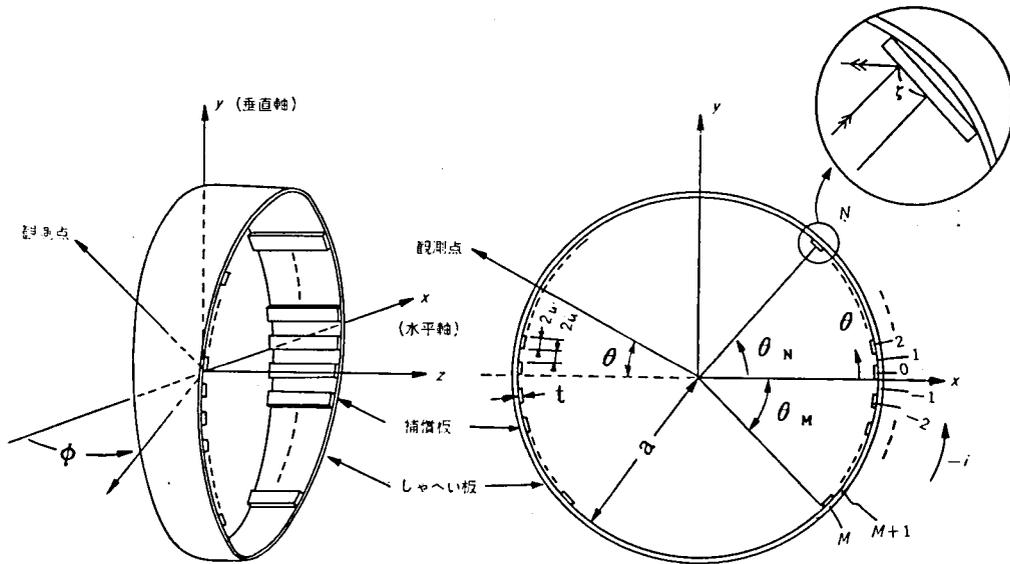


図3.32 広角指向特性補償装置の構造

$$G(\theta) = K \sum_{i=M}^N \int_{-\alpha}^{\alpha} \exp[-j\beta(a-t + 2\Delta l_i + l_i)] \cdot (\cos \theta_i^0 + \cos \theta_i^i) d\theta_i \quad (3-61)$$

ここに、 i : 補償板とその間げきのスカート部を通じての番号、 β : 波数、 l_i : 半径 $a-t$ の円筒上の一点から観測点までの距離、 Δl_i : 電波反射点から半径 $a-t$ の円筒までの距離、 $\theta_i^0 \cdot \theta_i^i$: 反射面法線と出射・入射ベクトルがおのおの成す角度、 θ_i : i 番目素子上の反射点座標、 2α : 補償板およびその間げきのスカート部が θ 方向に張る角度、 K : 定数、である。

補償板の板厚 t を約 $\lambda/4$ にすると、式(3-61)中の $\beta 2\Delta l_i$ は π に近くなる。したがって、補償板で反射された成分と、その間げきのスカート部で反射された成分とは打ち消し合う。これが補償法の原理である。

実際には、水平面内の指向性が問題となるので、補償板はスカート全面に装着する必要はない。その際の最大装着角度 θ_M 、 θ_N 、および補償板の最適形状は、式(3-61)の数値計算に依る必要がある。

3.4.3 設計および特性

式(3-61)を数値計算した結果、 θ_M 、 θ_N は 30° 程度で十分であることが明らかとなった。

図3.33は図3.32に示すようにスカート内面に密着する曲面を有する補償板を、 $\theta_M = 30^\circ$ まで装着した場合の θ 特性を示す。レベルは補償板がない場合の式(3-61)で規格化している。反射波は $\theta = 0$ 方向で最小、 $\theta = w/a$ 方向で最大となる。また、補償板幅 $2w = 100\text{mm}$ とすれば、 $|\theta| \leq 2^\circ$ の範囲で補償効果が現われることがわかる。

図3.34は周波数特性を示す。 $2w = 100\text{mm}$ とすれば、 $\theta = 0$ 方向では全帯域にわたって 12dB 以上の改善が得られる。補償板が曲面でなく平面の場合も、特性にほとんど差異はみられない。

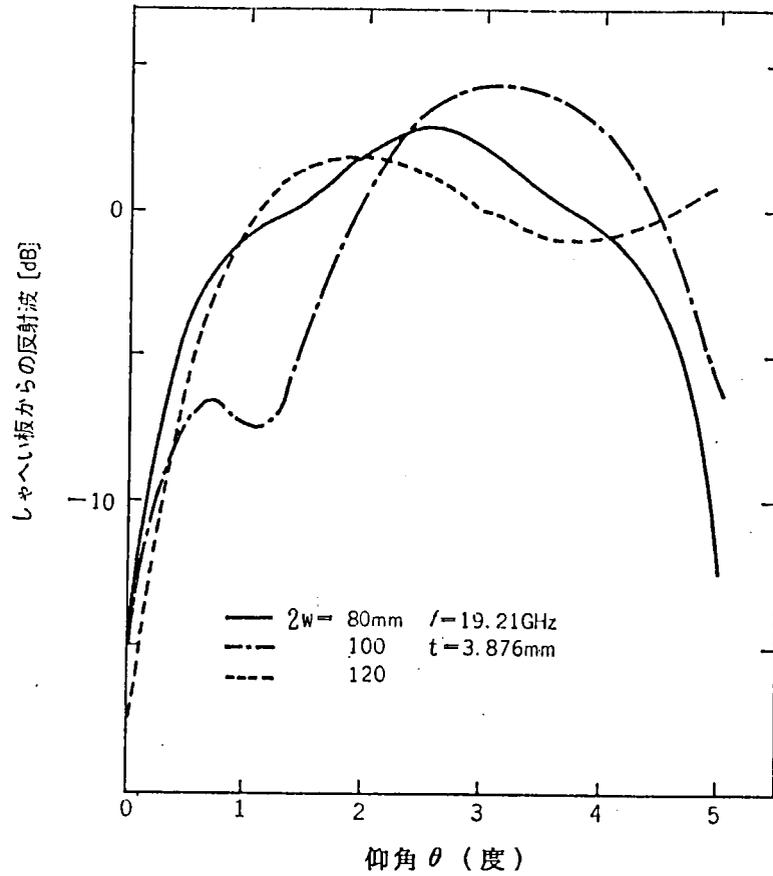


図 3.33 補償効果の仰角特性

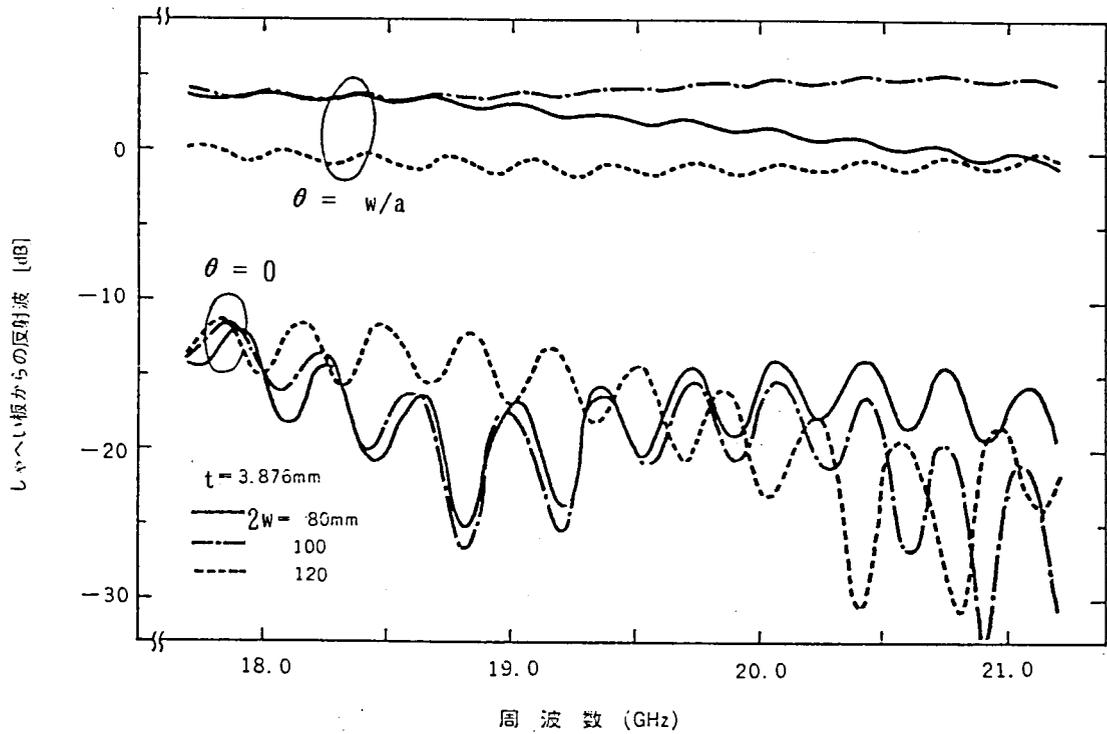


図 3.34 周波数特性

以上から、1.8mφアンテナに装着する補償板はつぎのように定めた。

$$t = 3.9\text{mm}$$

$$2w = 100\text{mm}$$

長さはスカートの幅に合わせる。

枚数は片側4枚ずつ。

本補償装置を20GHzカセグレンアンテナに適用した結果、図3.35に示すようにE面の広角指向特性において、80°付近のサイドローブが約10dB以上減少できることが明らかになった。

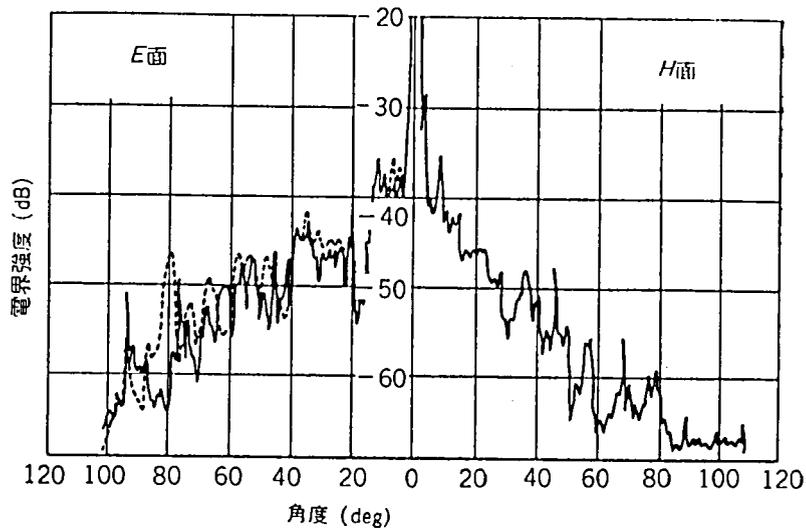


図3.35 1.8m径アンテナの広角指向特性

測定周波数：17.88GHz

実線：補償装置あり

破線：補償装置なし

3.5 アンテナサイドローブの統計的性質 [50]

3.5.1 回線相互干渉とアンテナサイドローブ

無線通信の発展に伴い、限られた無線周波数を有効に活用することは益々重要になってきた。同一周波数を用いる無線回線間の相互干渉量を求める場合、アンテナの広角指向特性を定量的に把握する必要がある。従来アンテナの広角指向特性は、そのサイドローブレベルの尖頭包絡値で評価するのが一般であった。近年、衛星通信方式の発展を契機として、直接的には干渉計算用の基準パターンを定める必要性から、統計的手法によるパターンの表示法が提案されている [45]。この手法は、パターンのある角度範囲においてサイドローブのピーク（極大）値に着目し、その最大値、最大10%値、中央値、最小10%値、および最小値で表示しようとするものである。

しかし、干渉量を統計的に求める場合、アンテナサイドローブがあるレベルを越える角度確率で表現されていることが望ましい。ここではアンテナサイドローブの角度確率分布（以後レベル分布と呼ぶ）を明らかにし、これとサイドローブピーク値の分布とを関連付けることを試みた。

3.5.2 アンテナサイドローブの分布

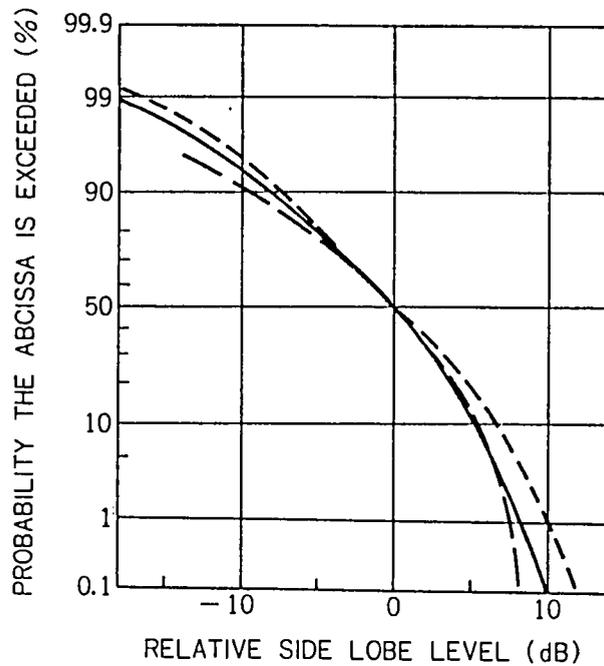
検討の対象としたアンテナパターンは、直径 $D = 1.8\text{m}$ のカセグレンアンテナの 19.5GHz における $\pm 180^\circ$ の H 面水平面内パターン（ λ を波長として $D/\lambda = 117$ 、パターン A と称する）、および直径 12.8m のカセグレンアンテナ [46] の 6.175GHz における H 面および E 面のそれぞれ水平および垂直面内パターンのうち、 $4 \sim 40^\circ$ の部分（ $D/\lambda = 264$ 、パターン B と称する）である。前者については 12° 間隔で、後者については 4 、 10 、 20 、 40° の区切りでそのレベル分布を求め、各角度範囲で角度確率 50% に対応したレベル値を基準にして、各分布曲線を平均化した。その結果を図 3.36 の破線および点線で示す。

アンテナの相違にもかかわらず、両者は $10 \sim 90\%$ の範囲で 2dB 以内で一致し、 10 及び 90% 値における標準偏差は共に約 2dB であった。

周知のように開口面アンテナの開口面内電界分布と遠方界放射パターンとの関係は、帯域フィルタの入力スペクトルと出力波形との関係と相似のフーリエ変換で表現できる。従って、

ランダムな位相で励振された（又は、ランダムな位相誤差を有する）有限開口アンテナの遠方界の角度依存性は、狭帯域フィルタを通過したランダム雑音の振幅の時間変化に対応させることができる。狭帯域雑音の振幅分布はレイリー分布で与えられる。図 3.36 の実線はレイリー分布曲線であり、パターン A、B の分布曲線とよい一致を示している。

広角におけるサイドローブの変動状態が、上述のように主として励振位相のランダム性で支配されるものと仮定すれば、少なくとも $D/\lambda > 100$ 以上の比較的開口径の大きいアンテナにおいては、アンテナ形式、開口面分布、工作精度などの差異に余り関係なく、サイドローブレベルの分布はレイリー分布で特長付けられるであろうと予想される。



実線：レイリー分布曲線
 破線：パターンAのレベル分布
 点線：パターンBのレベル分布

図3.36 アンテナサイドローブレベルの確率分布

3.5.3 サイドローブピークの分布

パターンA、Bに関し、前述と同じ角度範囲においてサイドローブのピーク（極大値）の分布を求めた。又、その中央値と先に求めたサイドローブレベルの分布の50%値との関係を求めた。更にCCIRに提出された4ヶ国8種の地球局アンテナに関する15面のサイドローブピークの分布より、それぞれの中央値を基準とする平均化を行った。これらの結果を、狭帯域雑音のピークの分布の理論値と共に表3.2に示す。

表3.2 アンテナサイドローブピークの分布

	最大値	最大10%値	最小10%値	レベル分布50%値
パターンA	6.0	4.8	-6.8	-2.1
パターンB	8.5	6.3	-4.2 以下	-1.9
地球局アンテナ	7.5	4.6	-4.9	-----
レイリー雑音	*6.6	4.1	-5.9	-2.9

ピーク分布の中央値を基準とした相対値 (dB), *は1%値

最大10%値および最小10%値と中央値と差の標準偏差は平均 1.5 ~ 1.6dB であるのに対し、最大値と中央値と差のそれは約 2.7dBである。

これらの結果から、サイドローブピークの中央値とサイドローブレベルの50%値との偏差は約 2.0dBであること、ピーク分布の最大10%値とレベル分布の50%値との偏差は約 6 ~ 7 dBであること、ピーク分布の最大10%値はレベル分布の3 ~ 5%値に相当すること、

及びピークの分布形を含めてサイドローブの分布特性は、狭帯域雑音の振幅分布特性と比較的よく一致することなどが明らかとなった。

3.5.4 大口径アンテナの指向特性

以上の手法の一応用例として、地球局アンテナの指向特性の基準化を行うことができる。サイドローブピーク分布の最大10%値と中央値との偏差の角度 (off-axis angle) 依存性は、平均的にはほとんど認められないのに対し、最大値と中央値との偏差は角度が大となる程大きくなる傾向がある。従って、前述の8種の地球局アンテナに対し、無指向性アンテナに対する利得指向特性 G (dB) は、 θ をアンテナ中心軸からの角度 (度) として、 $1^\circ < \theta < 90^\circ$ の範囲で平均的に次のように表すことができる。

$$G_s (50) = 25.3 - 23.5 \log \theta$$

$$G_p (50) = 27.3 - 23.5 \log \theta$$

$$G_p (10) = 31.8 - 23.5 \log \theta$$

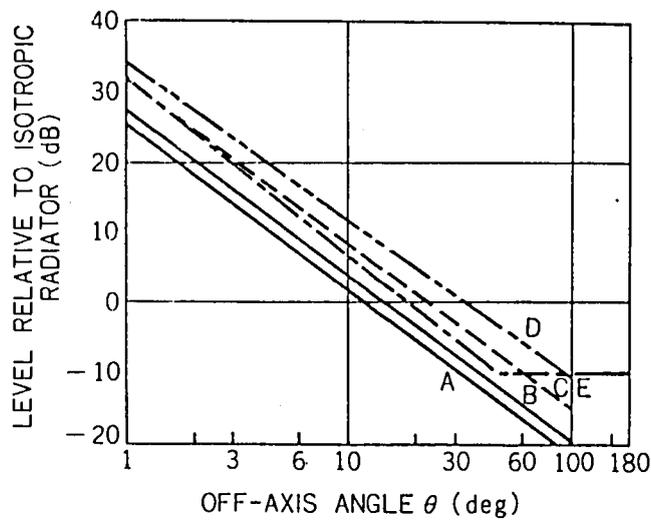
$$G_p (0) = 33.7 - 22.2 \log \theta$$

ここで $G_s (50)$ はレベル分布の50%値、 $G_p (50)$ 、 $G_p (10)$ 及び $G_p (0)$ はそれぞれピーク分布の中央値、最大10%値および最大値を示す。

一方、CCIRが干渉計算用に勧告している基準曲線は、

$$G = 32 - 25 \log \theta, \quad G \geq -10 \text{ dB} \quad (3-62)$$

であるが [48]、これはサイドローブピークの最大10%値にほぼ相当することが分かる。これらの関係を図3.37に示す。



- A : サイドロープレベルの50%値
- B : サイドローブピーク分布の50%値
- C : サイドローブピーク分布の最大10%値
- D : サイドローブピーク分布の最大値
- E : CCIR の勧告値

図3.37 地球局アンテナのサイドローブ特性

3.5.5 むすび

従来、サイドローブの尖頭包絡値のみで評価されていたアンテナの広角指向特性を、統計的に評価する一方法を提案し、これを各種のアンテナに適用してそのサイドローブの統計的性質を明らかにした。この結果を用いれば、サイドローブの一統計量から他の統計量を推定することが可能となり、干渉量の計算を統計的により正確に行うことができる。サイドローブレベルの分布については、一つの問題提起として、限られた2種のアンテナについての結果を述べたが、今後更に各種のアンテナにつき、同様の検討を行うことにより、より信頼性の高い有用な結果を得ることが期待される。

3.6 アンテナ指向性と分岐回線干渉 [37] [38]

3.6.1 アンテナパターンの方式的評価

マイクロ波回線の輻湊、周波数有効利用の見地から、無線回線網における干渉の制御は益々重要となり、種々の検討がなされている。従来の理論的取扱いでは、特定のアンテナパターンを仮定し、変調方式による周波数利用効率、伝送容量の違い等が一般に検討されている。また実際の回線設計では、実測パターンを用いて、とくに分岐角が小さい場合の置局選定に非常な苦勞が払われている。一方アンテナ設計技術の面からは、指向性改善のために種々の試みがなされている。

アンテナパターン（指向性）は鋭い程望ましいが、経済性、実現性、指向性以外の諸特性等との兼ね合いから、実用化する指向性にはおのずと限界がある。本節は、アンテナ設計上の指針を得ることを目標に、無線中継方式における干渉量とアンテナパターンとの関係を定量的に明らかにすることを試みた結果について述べたものである。

3.6.2 アンテナパターンのモデル化

図3.38に示すように中央に円形ブロッキング領域があり、開口面振幅分布が

$$\Delta + (1 - \Delta) \left[1 - (\rho/a)^2 \right]^p$$

で与えられる半径 a の円形開口面アンテナのサイドローブの包絡線パターン $g(\theta)$ は、

$$g(\theta) = \cos^2 \frac{\theta}{2} \cdot \frac{\Delta A_1(u) + \frac{1-\Delta}{p+1} A_{p+1}(u) - C a^2 A_1(u)}{\Delta + \frac{1-\Delta}{p+1} - C a^2} \quad (3-63)$$

で与えられる [49]。ここに θ : off-axis 角度、 $u = (2\pi a / \lambda) \sin \theta$ 、 λ : 波長、 αa : ブロッキング半径、 $C = 1 - (1 - \Delta) p \alpha / 3$ 、

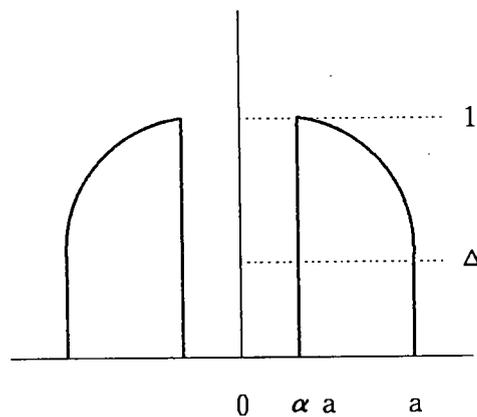


図3.38 開口面振幅分布

$$A_p(u) = 2^p \Gamma(p+1) J_p(u) / u^p$$

である。

オフセット形アンテナのようにブロッキングがなく ($\alpha = 0$) 指向性のよいアンテナを想定し、かつ簡単のため $\Delta = 0$ を仮定すると、上式を用いて近似的に

$$G(\theta) = 56.8 + 35.2p - (0.5 + p)G_0 - (30 + 20p) \cdot \log \theta \quad [\text{dBi}] \quad (3-64)$$

で与えられる指向特性 (無指向性アンテナに対する利得) が得られる。ただし、アンテナ背面においては、ある一定のレベル B [dBi] と考え、 $G_0 > G(\theta) > B$ の制限を設ける。 G_0 はアンテナ軸方向の利得である。

図 3.39 は高能率鏡面修正 ($p = 0$) オフセットカセグレンアンテナ 2 種の実測パターンと、 $p = 0$ の理論値 (破線) との比較を示す。図 3.40 はホーンリフレクタアンテナの種々の周波数におけるパターン例である。これらの例からも、式 (3-64) で与えられる包線線パターンのモデルは p を適当に選ぶことにより、実際のアンテナの特性をかなりよく近似できることがわかる。なお、通常のパラボラないしカセグレンアンテナのパターンは経験的に $p = -0.25$ で近似できる。

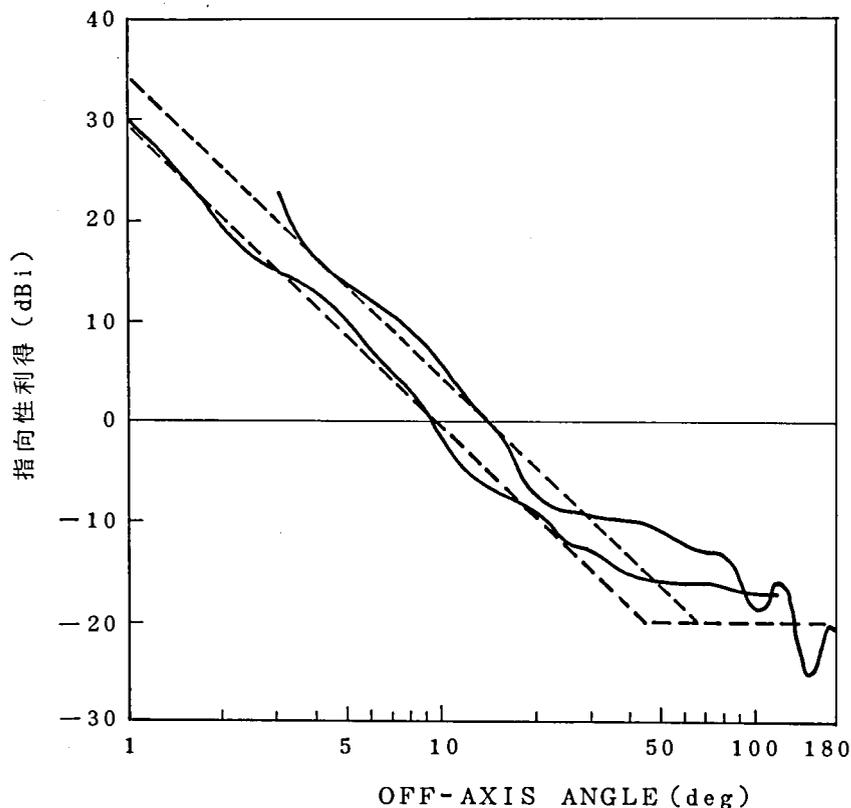


図 3.39 オフセットカセグレンアンテナのパターン例
(破線: $p = 0$ の理論値)

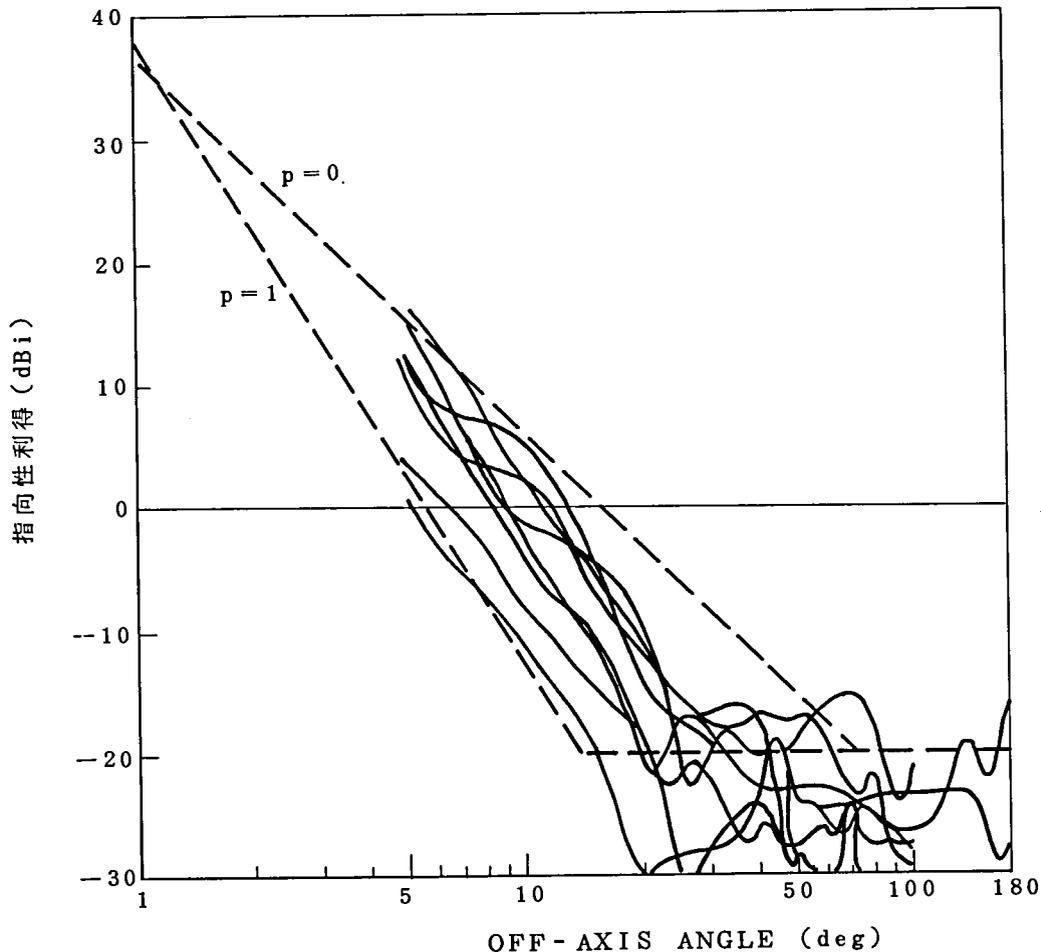


図 3.40 ホーンリフレクタアンテナのパターン例

3.6.3 回線網のモデル化

従来、干渉計算用回線網構成としては、一点から放射状に回線が分岐するモデル、中継局がランダムに分散しているモデル、1中継回線で各中継局から同数の回線が分岐しているモデル等が用いられている。ここでは主要都市に回線が集中する状況を想定して、図 3.41 の如く 6 中継の回線の両端局に等角度間隔でそれぞれ N 本の回線が分岐するモデルを対象とする。マイクロ波 FM 伝送路での 6 中継は 1 ベースバンド区間 280km に相当する。

干渉計算では 2 周波方式をとる均一システムにおける同一周波数、同一偏波干渉を前提とし、自回線のフロント・バック、オーバーリーチ、分岐回線からのフロント・サイド、オーバーリーチを考慮する。デジタル方式として 20GHz 帯 400Mb/s 方式を例とし、最も干渉の多い端局受信の区間を対象とし、アナログ方式としては 6GHz 帯-1800CH 方式を想定する。フェージングはアナログ (FM) 方式で考慮し、1 区間のみ、かつ端末区間で発生し、他区間とは無相関で平均雑音レベルの 10dB の上昇を伴うものとする。デジタル (PCM) 方式では 20GHz、中継区間 3 km での時間率 0.001% における降雨減衰を考えるものとする。伝搬路には反射等はなく、屈曲によりオーバーリーチ干渉を減少させるものとする。

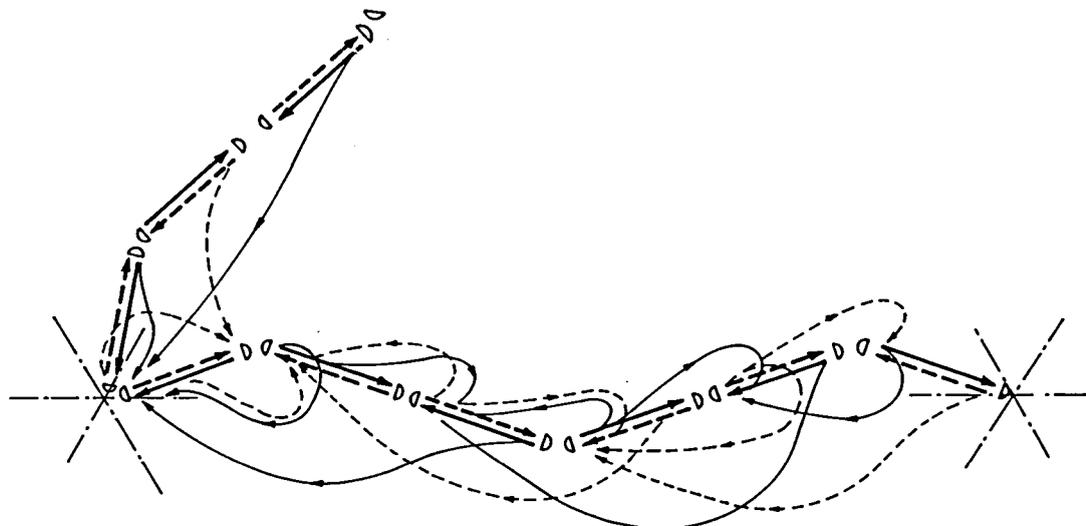


図3.41 回線網モデル

3.6.4 希望波対干渉波電力比 (D/U)

干渉雑音の評価は変調方式により異なり、一般的な取扱いが困難なので、ここでは全て希望搬送波電力と干渉搬送波電力の和との比 (D/U) に換算して評価しうるものとする。上述のモデルにより、分岐回線数 N と D/U との関係性を求めた結果の1例を図3.42に示す。破線は自由空間時、実線は降雨時である。干渉波が $G(\theta) = B$ の領域から主として入射する間は干渉波電力は N に比例して増加するが、 $G(\theta) > B$ のサイドローブ領域に入ると急速に増加し、その限界は G_0 と p によって支配される。回線の許容 D/U を与えれば、図3.42を用いて分岐可能な最大回線数 N_{max} を求められる。

図3.43はPCM方式で許容 $D/U = 26\text{dB}$ とした場合に、それぞれ B (破線) または p (実線) で限界が定まる N_{max} を G_0 に対して求めたものである。任意の B と p の組合せに対しては、それぞれの N が小さい側の漸近線で与えられる。例えば利得 40dB 、 $p = 0$ (一様分布)、 $B = -10\text{dBi}$ のアンテナでは $N_{max} \approx 15$ となる。一方無降雨時には $N_{max} \approx 50$ である (図3.42)。すなわち降雨の地域相関に起因する減衰差によって、アンテナの分岐能力がこの場合は30%に減少すると云うこともできる。FM方式では自回線干渉が約 10dB 多い上、許容 D/U が 20dB 以上大きいいためアンテナにはさらに高度の特性が要求される。

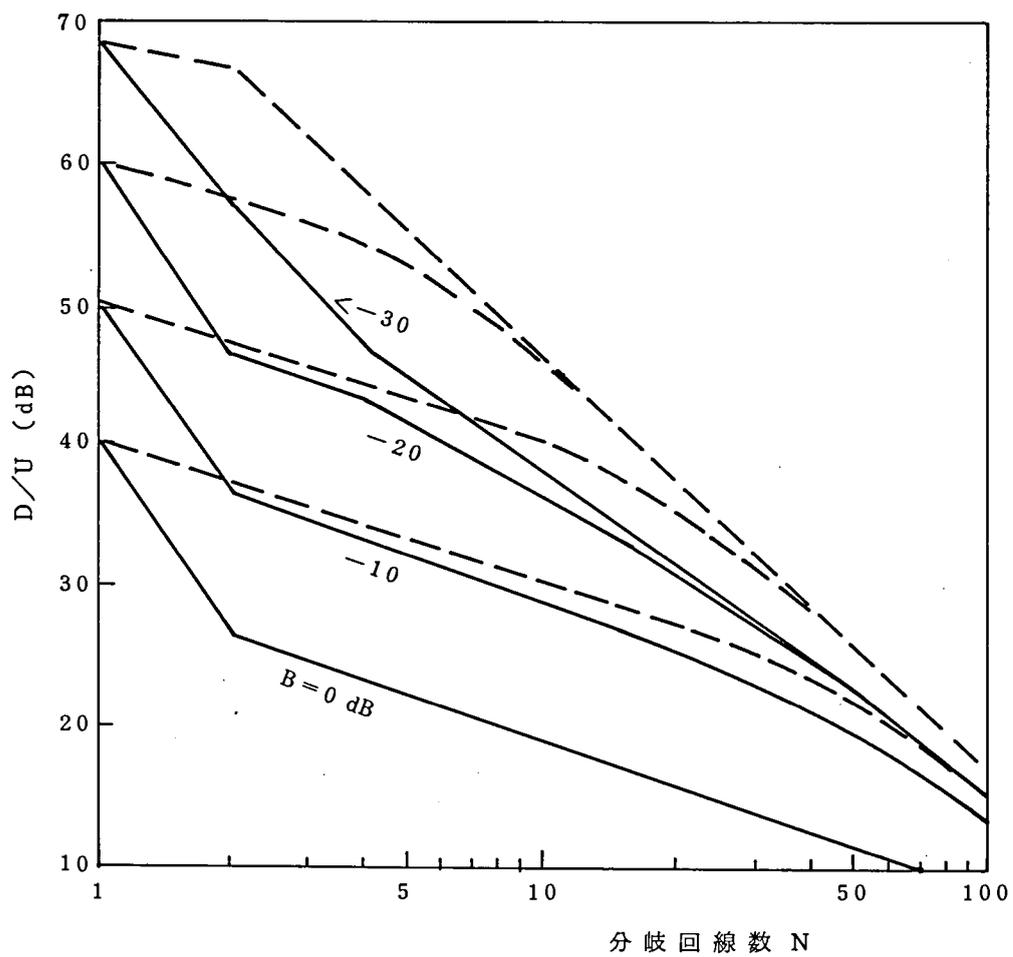


図3.42 D/U計算例(デジタル変調)
 $G_0 = 40 \text{ dB}$, $p = 0$, 実線: 降雨時, 破線: 無降雨時

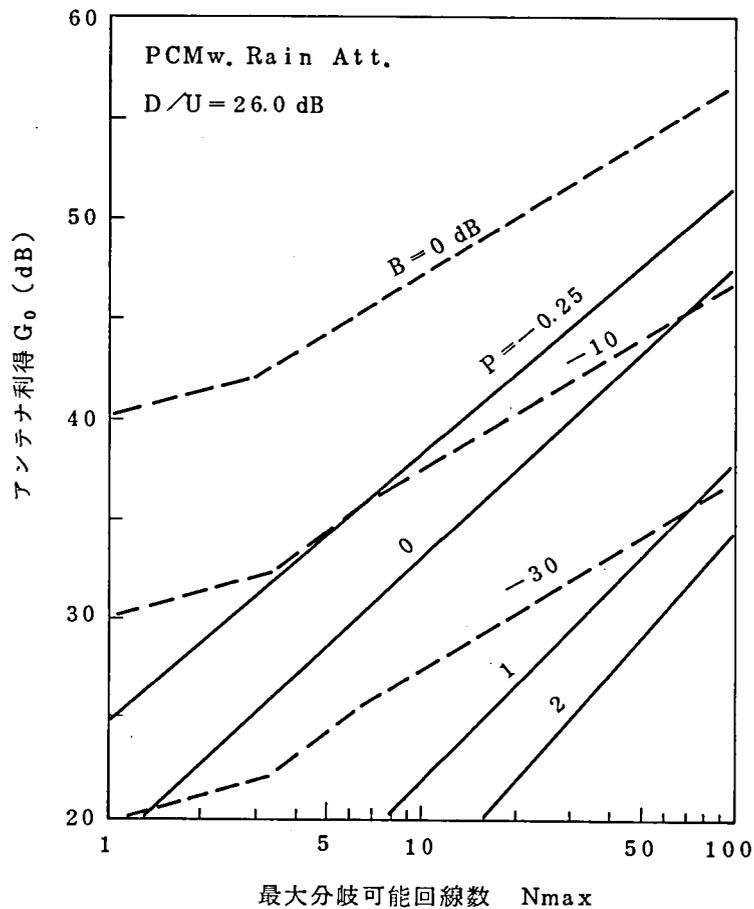


図 3.43 最大分岐可能回線数計算例 (デジタル変調)
 $D / U = 26 \text{ dB}$, 降雨時

3.6.5 バランスのとれたアンテナの特性

図 3.43より、例えば $B = 0 \text{ dB}$ のアンテナにおいてサイドローブ特性を改善するために p を大としても、その効果は殆どないことがわかる。また $p = -0.25$ のアンテナにおいて B を -10 dB より小さくしても同様に効果は期待できない。すなわち一般に、アンテナの利得、サイドローブ特性およびバックローブ特性 (仮称) との間には、分岐回線干渉の観点から最も効果的な関係が存在すると思われる。この関係を満すアンテナの特性を“バランスのとれた”特性と称する。この特性は変調方式および D / U 許容値によって変化する。

図 3.44 は上述の PCM 回線を例としてこの関係を求めたものであり、破線は無降雨時を示す。同様の手順により、FM 回線について、許容 $D / U = 49.5 \text{ dB}$ に対しバランスのとれたアンテナ特性を求めると図 3.45 を得る。これらの図よりそれぞれの方式において望ましいアンテナを知ることができるとともに、回線分岐の潜在的な能力を推定することができる。

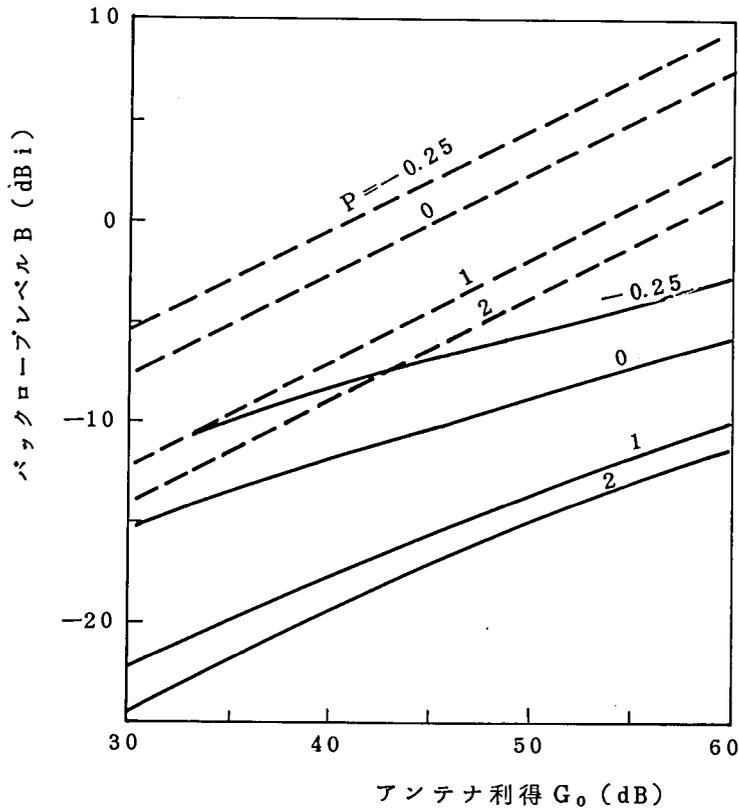


図3.44 デジタル方式用アンテナとしてバランスのとれた特性の例
 ($D/U = 26$ dB , 周波数 = 20 GHz , 区間距離 = 3 km , 時間率 = 0.001 %)
 (実線 : 降雨時 , 破線 : 無降雨時)

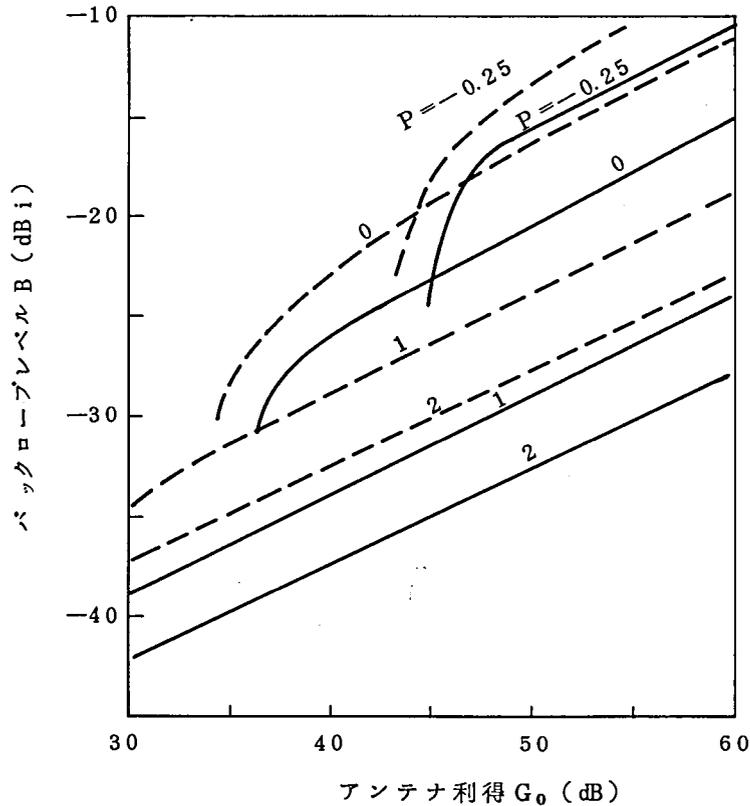


図3.45 アナログ方式用 (FM 変調) アンテナとしてバランスのとれた特性の例
 ($D/U = 49.5$ dB , 実線 : 10 dB フェージング時 , 破線 : 無フェージング時)

3.6.6 むすび

アンテナ特性と回線網構成をモデル化して、デジタルおよびアナログ方式の例に対し、分岐可能回線数とアンテナ特性との関連ならびにバランスのとれたアンテナ特性を定量的に明らかにした。これらの結果はとくにアンテナの設計と評価に有用であろう。なお、広角におけるサイドローブのレベルの分布はレイリー形であり、その50%値と包絡線レベルとの差は7～10dB程度となる。従って干渉波電力は上述の計算より実効的には少なくなるが、この差は特性のバラツキ、伝搬路での反射等を含む回線設計上のマージンとして留保するのが適当と思われる。実際には干渉雑音以外に、鉄塔・局舎のアンテナ搭載能力、通信網構成、置局条件等を考慮して、大都市では端局の分散が図られており、また交叉偏波の使用による干渉軽減策がとられている。このようなより現実的なモデルでの取扱い、およびアンテナの広角交叉偏波指向特性の解明は今後の問題であろう。

3.7 回折現象を用いた干渉防止法 [91] [92]

3.7.1 地上通信系と衛星通信系との干渉

地上無線システムと周波数を共用する衛星通信システムの地上局を地上無線局と近接して設置する場合において、相互のシステム間の干渉が問題となる。これを軽減するために、アンテナの放射特性を改善すると共に、アンテナの周辺に電波遮蔽体を設置し、干渉波を除去することが試みられている。

従来このために試みられた方法は、衛星通信地球局を山岳等に囲まれた地点に設置するとか、地球局の周辺にフェンスを張ったり、穴を掘ってその中に建設するとかの方法である。これらの方法は、いずれの方向から到来する干渉電波に対しても、平均的にある程度の遮蔽効果を期待できる点で確実ではあるが、置局の選定に困難を伴ったり、またかなり高いフェンスを建設しないと、十分な効果が期待できず、経済的でない欠点がある。

一般に、衛星通信地球局と干渉をおこす可能性のある他の無線送受信点の数は、かなり限られていることを考慮すれば、それらの有限個の送受信点との間に十分な遮蔽がなされれば、目的は達せられる。このためには、このような干渉源からの電波が、受信点においてゼロになればよい。すなわち、いくつかの径路を通して伝搬して来た波が、相互に干渉して振幅ゼロとなるように、伝搬路を制御できればよいことになる。

第2章に述べた回折網方式においては、回折波が互いに受信点で同相になるように、伝搬路途中に遮蔽体を設置した。これに対し、これらの遮蔽体を回折波の振幅が等しく、かつ、互いに逆相になるように設計することが出来れば上記の目的が達せられる筈である。

本節では、この考え方に沿って考案した干渉防止対策について、理論的および実験的検討結果を述べる。

3.7.2 単一遮蔽体による回折波の消去

山岳、フェンス等の遮蔽体の上空を回折して受信アンテナに到達する電波を、その上部に単一の電波遮蔽体を設置して消去する方法を考察する。

図3.46に示すように、フェンス等を回折高 H の無限長ナイフエッジ S_1 でモデル化し、その上空に高さ h を隔てて横幅 a 、縦幅 b の長方形遮蔽体 S_2 を設置する。

以下、簡単のため、フレネル積分を次のように表示することとする。

$$F(x, y) = \int_x^y \exp(-j \frac{1}{2} \pi u^2) du \quad (3-65)$$

受信電界ベクトル G_r は、 K を定数として

$$G_r = KF(-\infty, \infty) \cdot \{F(V_H, V_h) + F(V_b, \infty) + G_s\} \quad (3-66)$$

$$G_s = 2F(V_a, \infty) \cdot F(V_H, \infty) / F(-\infty, \infty) \quad (3-67)$$

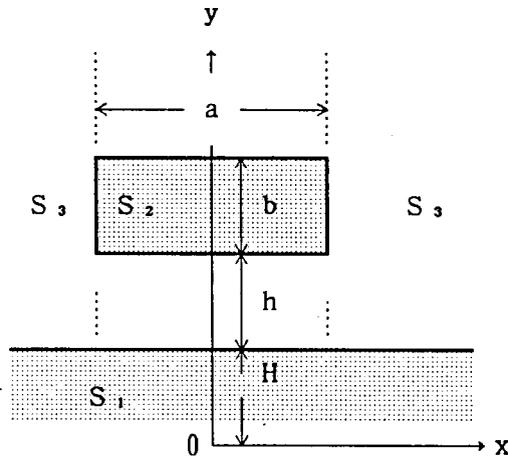


図3.46 干渉除去装置の例

で表される。ここに、

$$V_H = \sqrt{2} H / \ell,$$

$$V_h = \sqrt{2} (H+h) / \ell,$$

$$V_b = \sqrt{2} (H+h+b) / \ell,$$

$$V_a = \sqrt{2} (a/2) / \ell$$

で表される回折係数であり、 ℓ は原点0における第1フレネル帯半径である。

G_s は図3.46における領域 S_s からの正規化側面干渉波電界ベクトルを意味している。

ここで問題は、横幅 a が与えられたものとする、式(3-66)の $\{ \quad \} = 0$ となるような h と b を見出すことにある。すなわち、

$$G_H = F(V_H, \infty)$$

$$G_h = F(V_h, \infty)$$

$$G_b = F(V_b, \infty)$$

とおけば、

$$G_H - G_h + G_b + G_s = 0$$

を与える V_h 、 V_b を求めることに帰着する。これは図2.2に示すフレネル積分曲線を用いて幾何学的に容易に求めることができる。図3.47において、側面干渉波電界ベクトル G_s とナイフエッジ回折波ベクトル G_H が既知であるとする。積分曲線を $G_H + G_s$ だけ平行移動し、元の曲線との交点の回折係数が V_b を与える。この交点から $G_H + G_s$ に平行な直線を引き、これが原曲線と交わる点の回折係数が V_h を与える。図より、 $G_b + G_s$ と $G_H - G_h$ が、大きさが等しく、方向が反対のベクトルであることが明らかである。

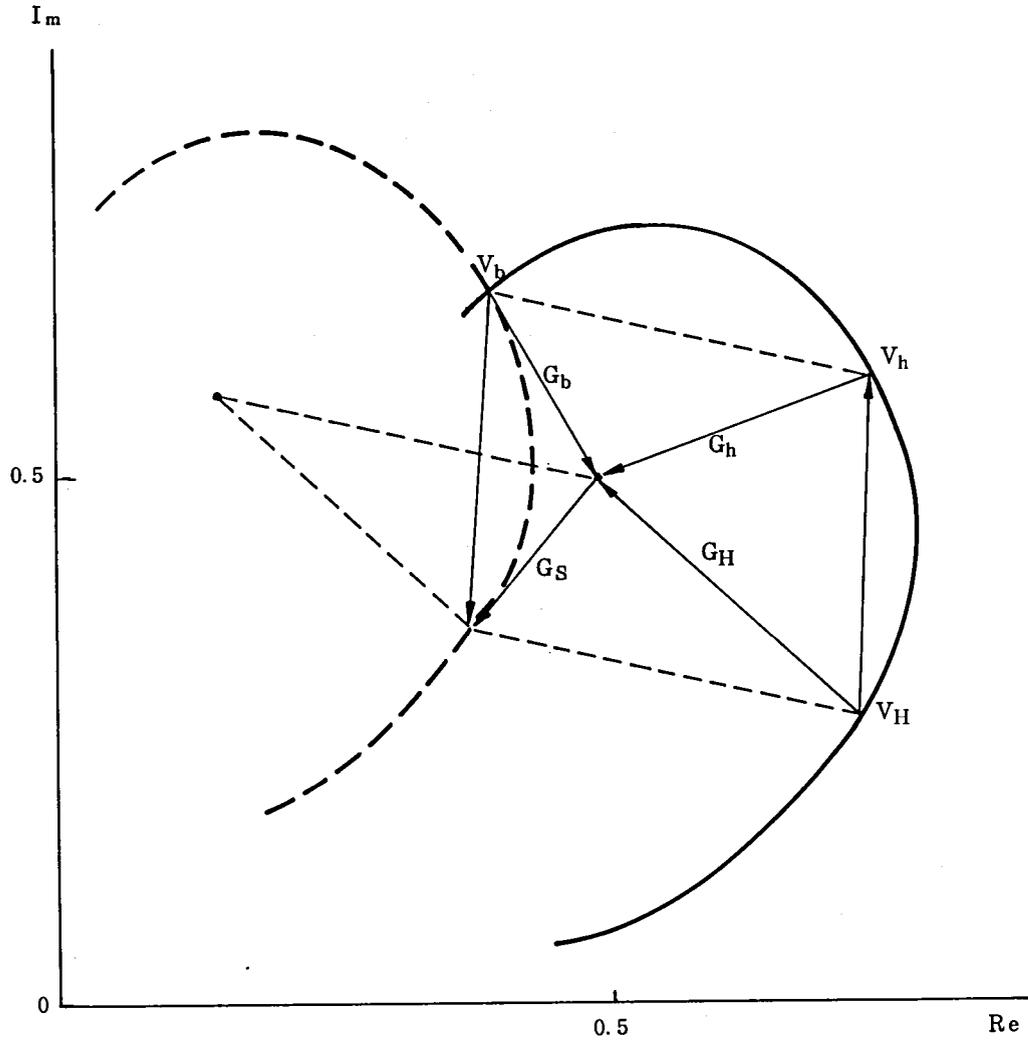


図3.47 フレネル積分曲線による図式解法

3.7.3 反復法による精密解

式(3-68)を解析的に解くことは困難であるが、高次方程式の反復解法として知られているNewton-Raphsonの方法を2次元の場合に拡張することが考えられる。

$$F(V_H, V_h) + F(V_b, V_\infty) + G_s = 0 \quad (3-68)$$

において、 V_h 、 V_b の第*i*次近似値をそれぞれ α_i 、 β_i とすれば、

$$\begin{aligned} F(V_H, \alpha_i) + F(\beta_i, \infty) + G_s + \exp(-j\frac{1}{2}\pi\alpha_i^2)\Delta\alpha_i \\ + \exp(-j\frac{1}{2}\pi\beta_i^2)\Delta\beta_i = 0 \end{aligned} \quad (3-69)$$

の解 $\Delta\alpha_i$ 、 $\Delta\beta_i$ がそれぞれ α_i 、 β_i に対する第*i*次補正值になる。すなわち、

$$\Delta a_i = \frac{\text{Im} \left[\{ F(V_H, a_i) + F(\beta_i, \infty) + G_s \} \cdot \exp(-j \frac{\pi}{2} \beta_i^2)^* \right]}{\text{Im} \left[\exp(-j \frac{\pi}{2} a_i^2) \cdot \exp(-j \frac{\pi}{2} \beta_i^2)^* \right]} \quad (3-70)$$

$$\Delta \beta_i = \frac{\text{Im} \left[\{ F(V_H, a_i) + F(\beta_i, \infty) + G_s \} \cdot \exp(-j \frac{\pi}{2} a_i^2)^* \right]}{\text{Im} \left[\exp(-j \frac{\pi}{2} a_i^2) \cdot \exp(-j \frac{\pi}{2} \beta_i^2)^* \right]} \quad (3-71)$$

で与えられる。ここで、 Im は虚数部、 $*$ は共軛複素数を表す。初期値 a_i 、 β_i としては、フレネル積分曲線を半径 $R = |F(V_H, \infty)|$ の円で近似して、次式を解いて求められる V_h 、 V_b をもちいれば、殆どの場合、収束する解を得ることができる。

$$\begin{aligned} & \exp(-j \frac{1}{2} \pi V_H^2) - \exp(-j \frac{1}{2} \pi V_b^2) \\ & + \exp(-j \frac{1}{2} \pi V_b^2) + G_s \exp(j \frac{1}{2} \pi) / R = 0 \end{aligned} \quad (3-72)$$

3.7.4 理論特性とモデル実験結果

上述の理論にもとずいて設計した干渉除去装置の理論特性の1例を図3.48に示す。想定した条件は次の通りである。

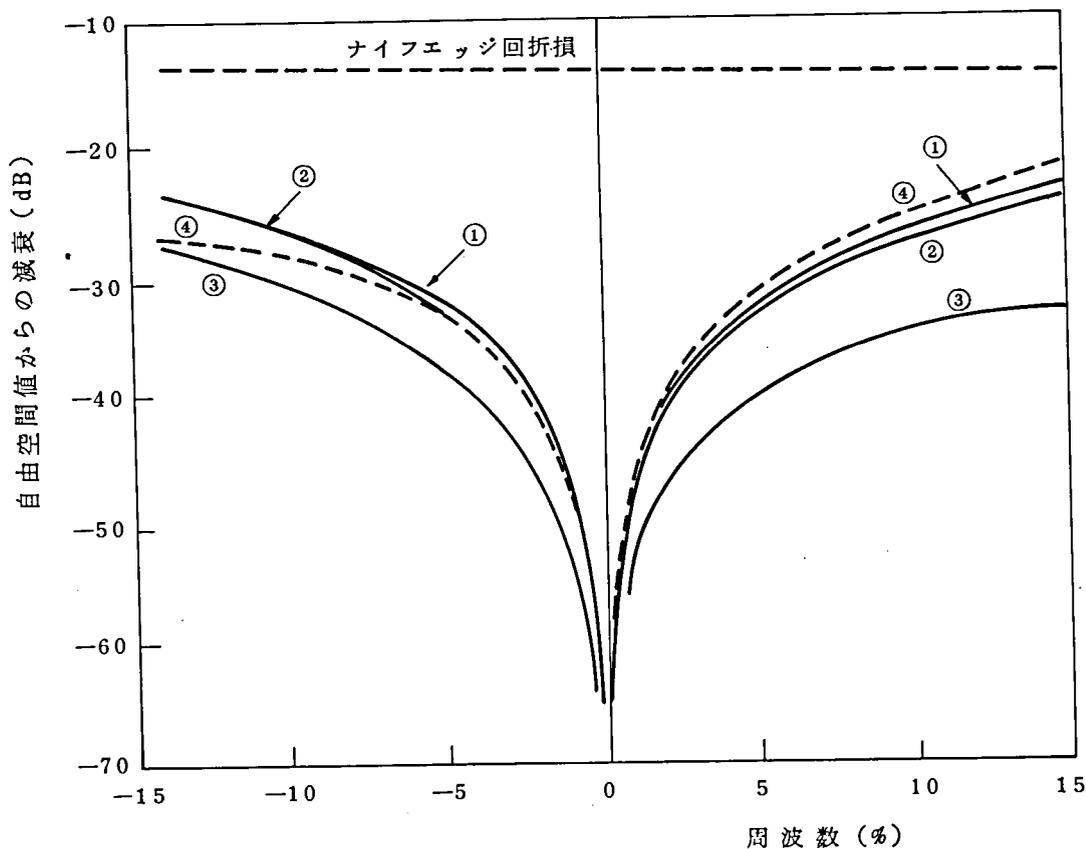


図3.48 干渉除去効果の周波数特性

中心周波数 = 4 GHz
 ナイフエッジの高さ $H = 12\text{ m}$
 送受信点至る距離 = 5 km および 15 km
 第1フレネル帯半径 $\ell = 16.8\text{ m}$

図は遮蔽体の横幅を下記のように変えた場合の周波数特性を示している。

No.	回折係数 V_a	横幅 a (m)	縦幅 b (m)	間隔 h (m)
①	0.9	20.6	3.1	3.8
②	1.2	28.8	2.6	3.1
③	1.6	38.3	3.5	1.7
④	2.0	47.9	4.3	2.6

図3.49には、理論確認のために行った室内モデル実験結果を示す。実験条件は、

周波数 $f = 18.75\text{ GHz}$
 送受信点までの距離 $d_1, d_2 =$ それぞれ 1.5 m
 遮蔽体の横幅 $a = 20\text{ cm}$

であり、特に回折高 H が低くなった場合の効果を確認するため、設計は $H = 0\text{ cm}$ および 5 cm で行い、遮蔽体（金属平板）を装着した後、回折高 H を変えて受信電力の変化を測定した。

図において実線および○は、 $H = 0\text{ cm}$ 、破線および□は、 $H = 5\text{ cm}$ 、一点鎖線および△は、ナイフエッジのみの場合である。

以上の結果から、本設計法は回折高が低く、殆ど送受信点が見通しに近いような場合にも有効であることがわかる。

なお、遮蔽体を y 軸に関し非対称に設置することにより、 x 軸の正負両側からの側面回折波を逆位相とすれば、人工的に制御が困難な側面からのまわりこみの影響を軽減することも可能である。

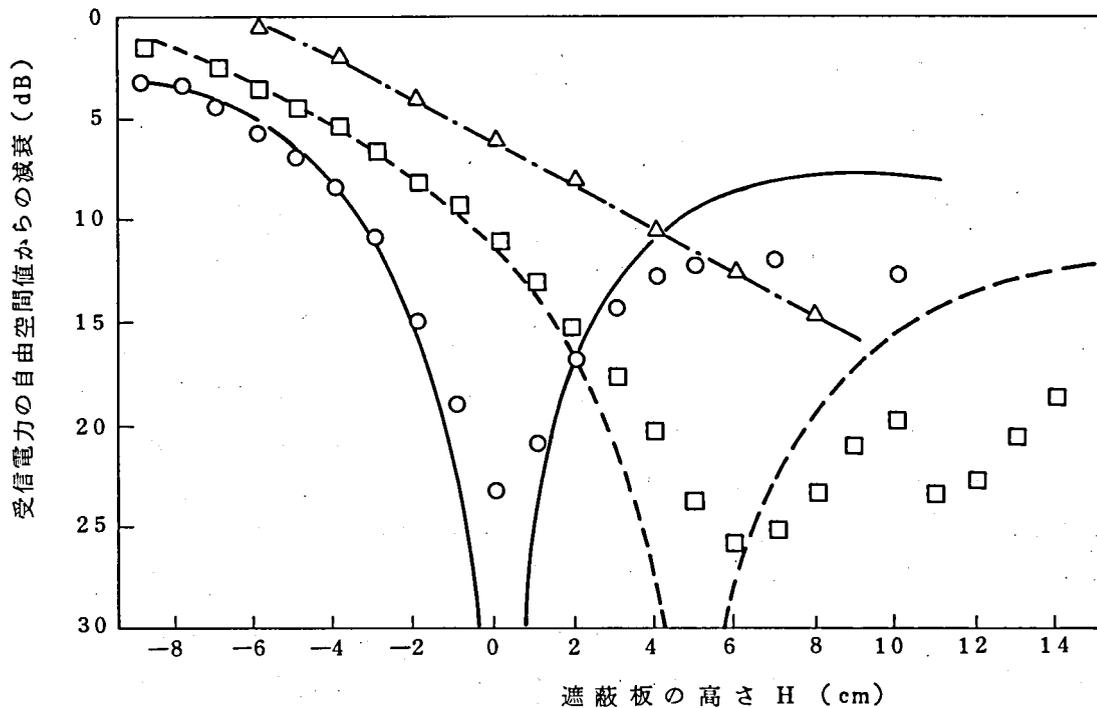


図3.49 モデル実験の結果

($d_1 = d_2 = 1.5\text{m}$, $W = 20\text{cm}$)

(実線： $H = 0$ の理論値，破線： $H = 5\text{cm}$ の理論値，一点鎖線：ナイフエッジのみ)

3.7.5 むすび

フェンス、山岳等の回折体上に単一の長方形遮蔽体を設けるのみの簡単な構造で、干渉波を除去しうる方法を明らかにした。この方法によれば、約10%の周波数帯域幅にわたって、ナイフエッジ回折電界値より、ほぼ20dBの減衰効果を期待できる。

3.8 結 言

通信用アンテナを高性能化する上での諸問題について、理論的および実験的検討をおこない、次の諸点を明らかにした。

- (1) 鏡面ひずみが交叉偏波特性に及ぼす影響を初めて指摘し、その効果と試験・解析法を明らかにした。
- (2) 着雪がアンテナの特性、特に交叉偏波特性に及ぼす影響を明らかにした。
- (3) アンテナ遮蔽板に起因する指向特性劣化を軽減する経済的な方法を提案し、その設計法を明らかにした。
- (4) 各種のアンテナのサイドローブの統計的性質を明らかにし、アンテナの評価法を示した。
- (5) バランスのとれたアンテナ指向特性を提案した。
- (6) 回折現象を利用した干渉波除去法を提案し、その設計法と特性を明らかにした。

第4章 国内衛星通信方式における地球局アンテナ系の研究

4.1 序 言

日本の国内衛星通信方式の最大の特徴は6/4 GHzのマイクロ波帯と30/20 GHzの準ミリ波帯の使用である[51][52][53]。特に準ミリ波帯の衛星通信への適用は、世界に先駆けた日本の成果として誇示しうるものである。

6/4 GHz帯は、上り下り各500 MHzの帯域を有しているが、この帯域は地上マイクロ波通信方式および国際衛星通信方式と共用である。日本の地上マイクロ波中継回線の現状、特に大中都市への回線の集中を考慮すると、6/4 GHz帯は、回線容量の点でも、相互干渉の点でも、都市内への地球局の設置は避けるべきであり、従って3.5 GHzの帯域幅をもつ準ミリ波帯を有効に活用することが重要となる。

衛星通信方式に占めるアンテナ系の役割りは極めて大きく、殆ど方式の死命を制する程の重要性を有している。地球局アンテナの研究に課せられた命題は、上述の所論から、準ミリ波帯において局舎屋上に容易に設置できる直径10m程度以下の高性能で経済的なアンテナの実現ということになる。

準ミリ波帯を用いた地球局アンテナ系に関しては、すでに横須賀電気通信研究所のマイクロ波/準ミリ波共用アンテナの試作例がある[46]。このアンテナは専用のペDESTAL上に建設された固定形のものであるが、ここに研究の対象とするアンテナは、準ミリ波専用であると同時に、種々の局舎屋上ないしは地上に容易に運搬・組立・調整を可能とするものである。このため、まず、軸対称カセグレンアンテナに関して、アンテナ鏡面の設計を30/20GHz帯に対して最適化すると同時に、特に屋上設置の条件を満たすためのアンテナ構成およびアンテナ機構設計の検討を行った。

さらに、アンテナ特性の一層の高性能化を目標として、軸対称カセグレンアンテナで開発した機構設計条件を活用しつつ、オフセットカセグレンアンテナの設計・試作を行い、有用な結果を得た。

4.2 地球局アンテナ系の必要条件

INTELSATシステムで代表される従来の国際衛星通信方式では、6/4 GHz帯各500MHzのマイクロ波を使う。A形標準地球局のアンテナは開口径が27~32mであり、指向方向を全天空に向けられるいわゆる全天駆動形がほとんどである。送信機の出力は100W~10kWのものが多い。そのため、アンテナを設置するためには、マイクロ回線との干渉がない地点を選び、かつ重量、風圧に耐える特別の基礎建造物を作る必要がある。

特に同一周波数波を使用する地上システムとの相互干渉に関しては、その可能性のある場合には関係主管庁間での協議を義務づけるなど国際的にも保護がなされている[1]。

これに対し国内衛星通信方式に用いる準ミリ波固定地球局アンテナに対しては、このような従来の地球局アンテナとは異なる以下のような条件が課せられる。

(1) 電気的特性

(i) 高利得性：準ミリ波帯では、降雨減衰、立体回路の損失が大きい。また、送信機の高出力化、受信機の低雑音化も困難である。このため、アンテナ利得は極力高いことが要請される。利得の要求値は65.8dB (19.45GHz) および68.7dB (29.25GHz) 以上である。

(ii) 広帯域性：固定衛星通信業務には、17.7～21.2GHz (下り回線) および28.5～31.0GHz (上り回線) の各3.5GHzの帯域が分配されている。基礎設備としての固定局アンテナ系はこれらの帯域で使用できる必要がある。

(iii) 低サイドローブ性：上述の帯域は地上の固定および移動業務にも同時に分配されている。したがって、これらの業務との周波数共用が可能であるように低サイドローブでなければならない。広角指向性としては、少なくともCCIRの勧告レベル

$$32 - 25 \log \theta \text{ [dBi]} \quad (1^\circ \leq \theta \leq 48^\circ)$$

および

$$-10 \text{ [dBi]} \quad (\theta \geq 48^\circ)$$

以下であることが望ましい。ここで θ はビーム軸からの角度である。

(2) 機械的特性

(i) 局舎屋上への設置：この条件は方式の経済化を図る上で重要である。主要都市の回線網へ接続する場合、都市内に地球局用地を求めることは極めて困難であり、また、郊外に建設すれば引込み回線の建設保守費が経済性を損う。このため、地球局アンテナは、既設または新設の電話局等の施設屋上への設置が可能な構造であることが必要である。したがって、次の条件を考慮しなければならない。

- (a) 小形・軽量であって、風圧荷重が小さく、占有面積も小さいこと。
- (b) 設置場所、方向等の局舎とのインターフェース条件が簡単であること。また、送受信機を局舎内へも、屋上シェルタ内へも固定設置できる柔軟性に富んだ構成であること。
- (c) アンテナの建設・移設が容易になるように、工法、作業性、作業面積等が考慮されていること。
- (d) 耐風性・耐震性が優れていること。特に、100m級の高層ビルに対して重要となる。

(ii) 照準塔が必要でないこと：都市内では照準塔を用いての特性確認は困難である。さらに限定駆動方式を考えた場合は不可能となる。したがって、アンテナに対しては、組立後においても機械的設定のみで電気的性能を確保するため、高い組立精度および再現性が要求される。

(3) 衛星へのアクセス

(i) 衛星の切換：方式で対象とする静止衛星軌道の角度範囲内で、予備衛星等への切換が容易に行える必要がある。

(ii) 追尾精度：準ミリ波帯では開口径10m程度でも、開口径30m級のマイクロ波アンテナに比べ、ビーム幅が60%程度に狭くなる。したがって、駆動系、角度検出系および制御系等の衛星追尾装置に高い精度が必要である。

以上の要求条件はアンテナ構成上、数多くの相反する要因を持つため、最適化を図って設計を行う必要がある。特に、地球局アンテナを都市内の中・高層局舎屋上に設置する構成法は他に例がなく、アンテナの軽量化、簡易化を図るため、基本的な構造から見直さなければならない。

4.3 準ミリ波専用カセグレンアンテナ [54] [55] [62] [63]

4.3.1 アンテナ構成に対する検討

(1) 試作アンテナの構成

上述のアンテナに対する要求条件を考慮して設計・試作した準ミリ波地球局カセグレンアンテナの構成を図4.1に、局舎屋上に設置した状態を図4.2に示す。また、表4.1に主

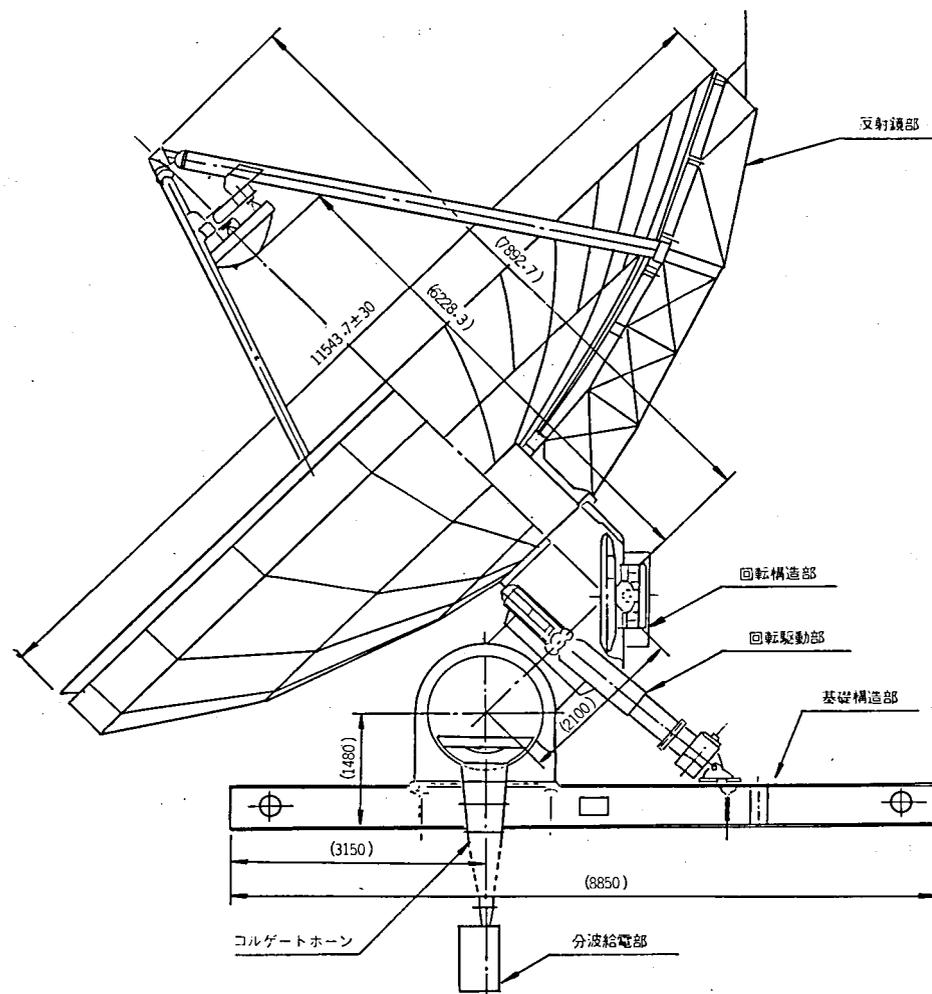


図4.1(a) 軸対称地球局カセグレンアンテナの構成 - 側面 -

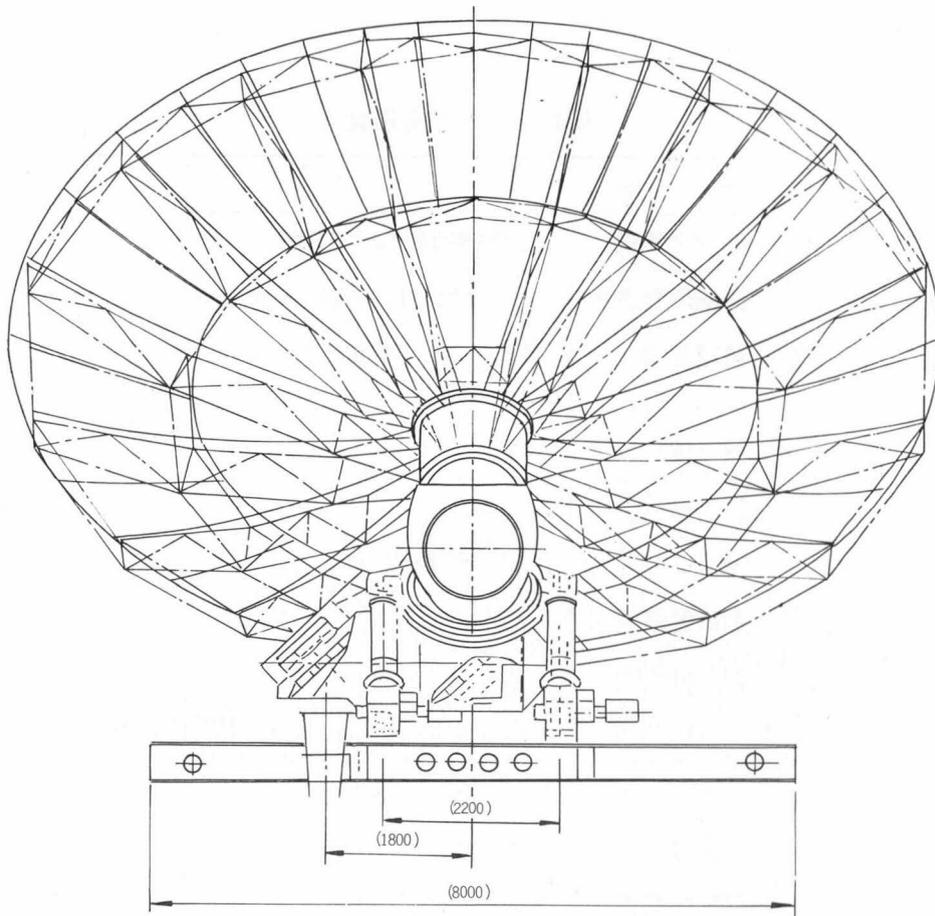


図 4. 1 (b) 軸対称地球局カセグレンアンテナの構成 - 背面 -

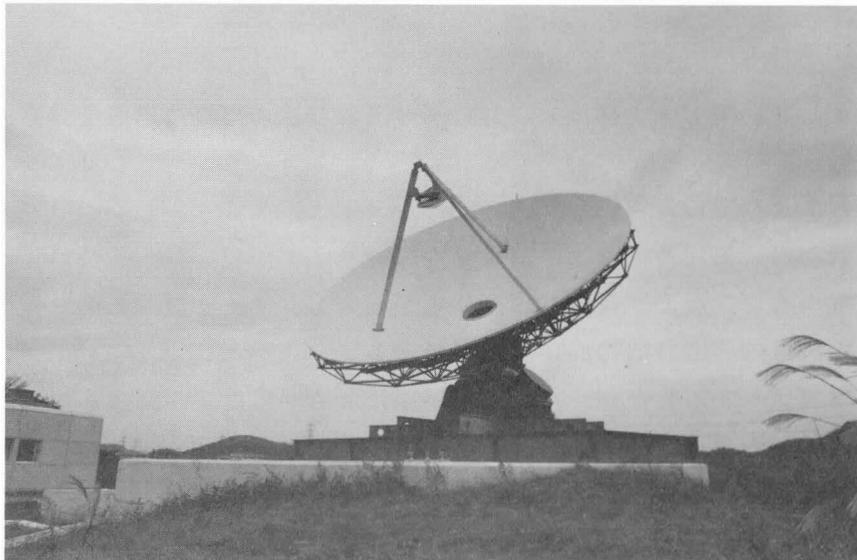


図 4. 2 局舎屋上に設置した試作アンテナ

表 4.1 主要構造諸元

一 般	
アンテナ形式	鏡面修整カセグレンアンテナ
回転駆動方式	X-Y マウントによる限定駆動方式
給電形式	コルゲートホーン使用 3 枚反射鏡集束ビーム給電
機 械 系	
開 口 径	11.5 m
開 口 角	130° ($F/D=0.392$)
副反射鏡径	1.2 m
鏡 面 精 度	
主反射鏡	規格値 0.3 mm rms 以下, 実測値 0.16
副 "	" 0.1 " , " 0.03
集束 "	" 0.1 " , " 0.02
駆動角度範囲	X軸 47°±8° Y軸 0°±12°
耐 風 性	非破壊風速 瞬間風速 70 m/s 精密追尾 平均風速 20 m/s
重 量	23.9 ton, ユニット最大 2.7 ton (実測)

要構造諸元を示す。アンテナ構成の設計に際して特に次の諸点に考慮をはらった。

(2) 開口径および開口角

開口径は、利得、風圧荷重および追尾精度等の要因で決定される。開口径を大きくすれば利得は増加するが、反面、自重、風圧荷重が増大し、準ミリ波で必要な鏡面精度が得難くなること等機械的、経済的な面から不利である。

準ミリ波帯ではビーム幅が細くなり追尾誤差による利得低下が問題となる。追尾誤差がある場合の開口径と利得との関係を図 4.3 に示す。開口径が 10 m 以上のアンテナでは追尾誤差を 0.01° 以下にすることは技術的に難しい。例えば、誤差が 0.02° と仮定すると、同図から 30GHz では開口径 10 m で 1.5 dB、開口径 15 m では 3.5 dB の利得低下を生じる。したがって追尾誤差によっても開口径の大きさは制限される。

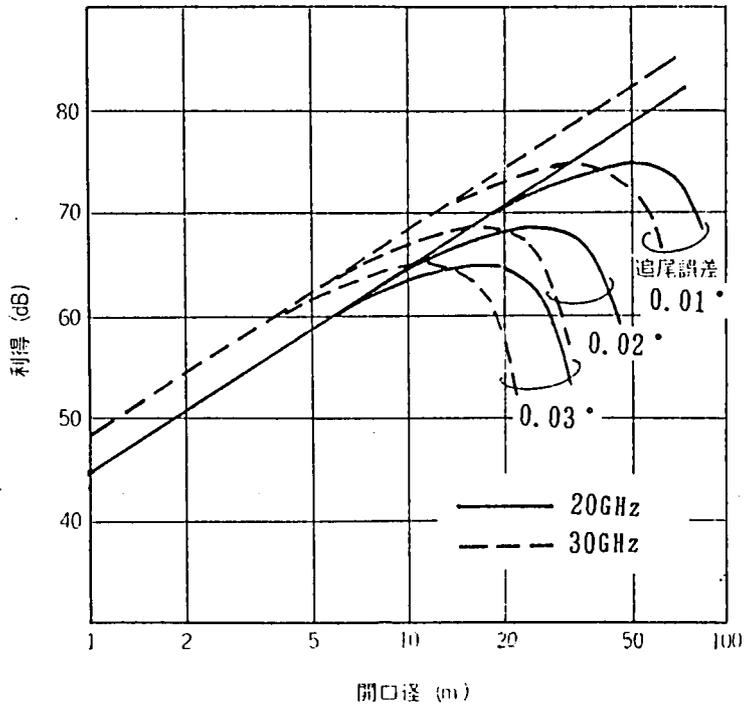


図 4.3 追尾誤差を含む場合の利得と開口径との関係

本アンテナでは以上の条件を考慮し、利得の要求条件を満す開口径として11.5mを選定した。

開口角は主反射鏡面の深さと関係し、風圧荷重に大きく影響する。開口角が大きく（鏡面が深く）なれば雑音温度特性の向上等電気特性には有利であるが、図4.4に示すように風圧荷重が増加する。図は風によってアンテナに作用する力およびモーメントを開口角180°を基準に相対比較したものである。電気特性は鏡面修整によりある程度改善が可能

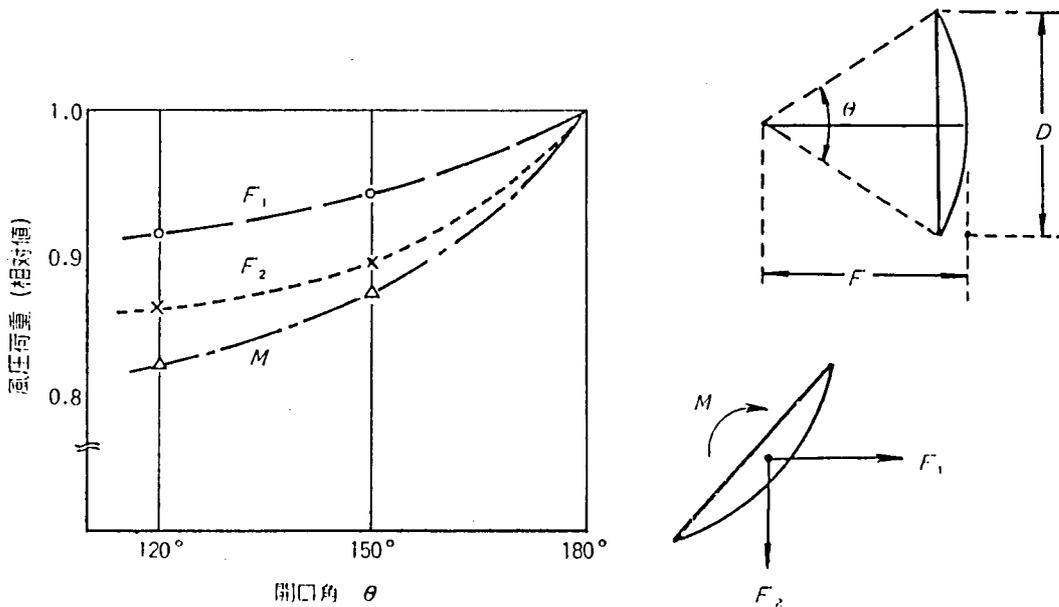


図 4.4 開口角に対する風圧荷重 ($\ominus = 180^\circ$ に対する相対比較)

であることから、本アンテナでは風圧荷重を極力小さくする方針により、開口角を 130° (焦点距離と開口径の比 $F/D = 0.39$) に選定した。開口角 180° の場合に比べ転倒モーメントは83%、水平力は92%に低減できる。

(3) 駆動方式

衛星通信用地球局アンテナは、衛星追尾あるいは衛星切換のためにビームの方向を回転駆動させる必要がある。従来のアンテナでは、アンテナを全天方向に駆動できる全天駆動方式を採用している。この方式は、見通し範囲内にある任意の衛星にアクセス可能であり、また地上の照準塔を用いての測定および調整も容易に行える利点がある。しかし、回転駆動機構が大規模になること、自重が増加すること、アンテナ高が高くなり荷重条件が悪化すること等、不利な点も多い。

一方、国内衛星通信方式で対象とする静止衛星の位置は、赤道上の限られた角度範囲であり、それ以外の方向にアンテナを指向させる必要はない。

本アンテナでは、この角度範囲を考慮し、駆動範囲が限られた限定駆動方式を採用した。これにより駆動系の大幅な軽量化が可能となり、局舎屋上設置を実現する見通しが得られた。他方、地上の照準塔を用いて特性の確認が不可能となり、所期の電気特性を確保するため高い組立精度が要求される。

駆動方法は、限定駆動方式の利点を生かすために、リードスクリューによる方法を取入れた。リードスクリューはネジの回転により伸縮する機構で、この直線運動によりアンテナを回転させる。この方式は従来のギヤ方式に比べ、

- 1) 小形・軽量で経済性も優れている、
 - 2) 機械的ガタによるバックラッシュが小さく、防止機構が不要である、
- 等の利点を有している。

一般に地球局アンテナのマウント形式には、Az-EI, X-Y, HA-DEC形式等がある。本アンテナの場合には、リードスクリューによる限定駆動方式との適合性、さらにホーンが垂直および水平のいずれの状態でも設置し得ること等を考慮し X-Yマウント形式を採用した。

上述の駆動系の構成の概略を図4.5に示す。X軸およびY軸周りの回転 θ_x および θ_y は、リードスクリューの長さ l_1 、 l_2 により近似的に次式に表わされる。

$$\theta_x = C_1 (l_1 + l_2) / 2, \quad \theta_y = C_2 (l_1 - l_2) / 2 \quad (4-1)$$

2本のリードスクリューが同じ量だけ同方向に伸縮すればX軸回りの回転、反対方向に伸縮すればY軸回りの回転が生じる構造である。回転角が大きくなると、比例せず、さらに θ_x と θ_y とが独立とならなくなる。しかし、本アンテナのように限定駆動方式の場合には実用上問題とならない。

方式で対象とする静止衛星は赤道上東径 $140^\circ \pm 10^\circ$ (現在 $130^\circ \pm 10^\circ$ に変更) であるため、8総括局のいずれからでも衛星にアクセス可能でなければならない。本アンテナでは駆動角度範囲を

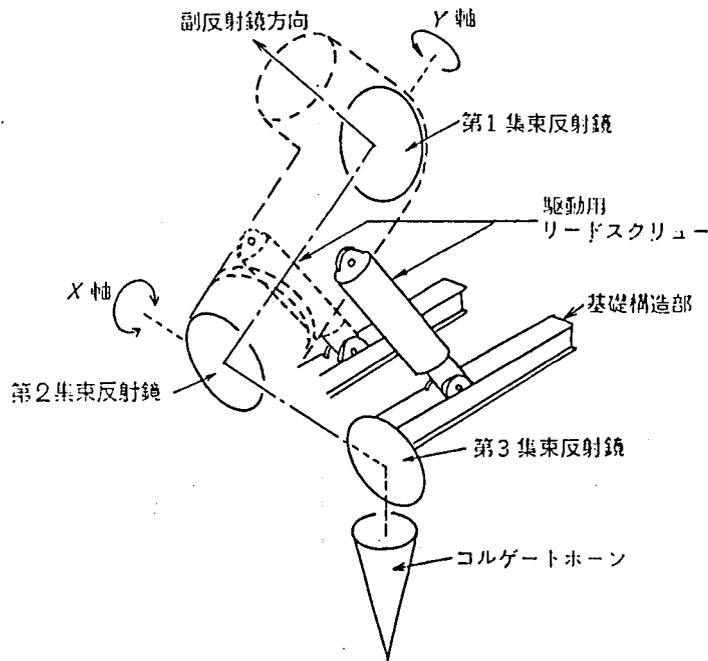


図 4.5 駆動系の構成

X 軸： $47^{\circ} \pm 8^{\circ}$ （仰角相当）

Y 軸： $0^{\circ} \pm 12^{\circ}$ （方位角相当）

に限定した。この範囲は、長さ 2.5m のリードスクリューを ± 0.4 m 伸縮させることによ
って容易にカバーできる。

（4）主・副反射鏡系

利得を極力大きくするため、主・副反射鏡に対し高能率形の鏡面修整を施した。このた
めサイドローブ特性に関しては、低サイドローブ形の修整をした場合よりも若干悪くなる。

図 4.6 に鏡面系の構成を示す。主反射鏡の等価焦点距離は 4330mm であり、また、1 次放
射系をホーンレフ形式にしているため、1 次放射器の等価焦点は約 54 m となる。主反射鏡
面は放物面から最大 15mm、副反射鏡面は双曲面から周辺部で約 150mm それぞれ修整されて
いる。

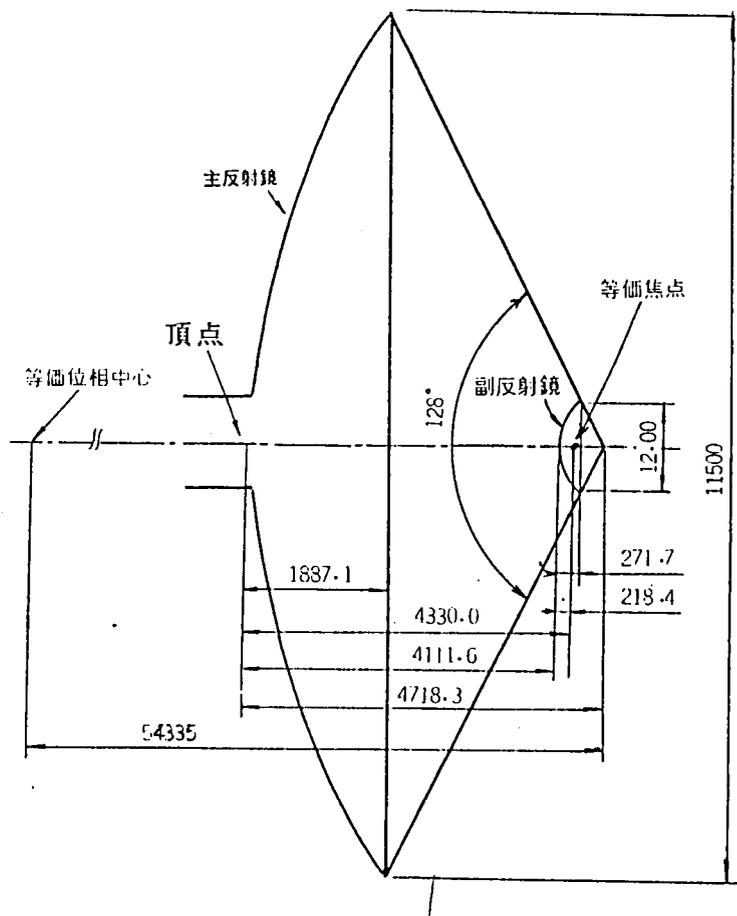


図 4.6 鏡面系の構成

(5) 鏡面精度

アンテナの利得低下の主要因として、主反射鏡の鏡面精度誤差があり、特に準ミリ波で使用する場合に問題となる。大口径アンテナのように、主反射鏡面が複数のパネルで構成される場合には鏡面精度誤差 ϵ は次式で評価される。

$$\epsilon = \sqrt{\epsilon_1^2 + \epsilon_2^2 + \epsilon_3^2} \quad (4-2)$$

ここで、 ϵ_1 : パネル単体の鏡面誤差

ϵ_2 : パネルの設定誤差

ϵ_3 : 測定誤差

したがって、パネル単体誤差、設定誤差を小さくすることはもちろん、測定誤差も小さくしなければならない。本アンテナでは新しい方法を取入れ、測定誤差を 0.08mmrms 以下にし、従来の方法 [61] より改善している。

パネル単体の精度向上のためパネル形の種類を少なくし、また、設定精度向上のためパネル枚数を少なくした。本アンテナではパネル形の種類を2種類、総数を54枚とし、総合の実測鏡面精度0.16mmrmsを得た。これに対し12.8mmφ 4周波数共用アンテナ [61] の場合は、パネル形数4種類、総数112枚、総合鏡面精度0.28mmrmsである。本アンテナでは

鏡面精度が大幅に向上しており、これは0.35dBの利得向上に相当する。

(6) 集束ビーム給電系

集束ビーム給電系には、広帯域にわたって電界分布が回転対称でかつガウス分布に近い1次放射器として、コルゲートホーンを採用した。

集束反射鏡の枚数は、X-Yマウント形式に適合し、かつ軽量化を図るため図4.4の如く3枚とした。

4.3.2 屋上設置条件に対する検討

(1) 機械的強度

本アンテナは局舎屋上に設置するため、特に耐風性、耐震性等に対する機械的強度が重要な問題となる。また、準ミリ波で必要な機械的精度を維持するため、風および日射による影響についても考慮して機構設計を行った。

耐風性については、通常の固定無線方式のアンテナの耐風性規格は60m/sであるが、本アンテナでは屋上における風速の増加の可能性および破壊時の影響の重大性を考慮して非破壊風速を瞬間風速70m/s(風の速度圧310kg/m²)で設計した。

耐震性に関しては、100km離れたマグニチュード8の地震に対し、破壊・損傷を受けない条件で設計した。これは200galの地震力に相当し、関東大震災並みの地震が起きたときに、高さ40mの建物の屋上で受ける力と同じである。以上の検討から、70m/sの耐風性を有していれば、耐震性は問題ないとの結論を得た。

(2) 設置に対する柔軟性

局舎屋上にアンテナを設置する場合、局舎軸とアンテナ設置方向との関係およびアンテナ設置位置と給電用貫通孔位置との関係が問題となる。本アンテナでは基礎構造部を設けることにより、図4.7に示すようにアンテナの設置方向に自由度をもたせている。また、局舎に準備されている給電用貫通孔の位置に応じて、給電用ホーンをY軸に関し左右いずれの側にも取付け得る構造にしている。

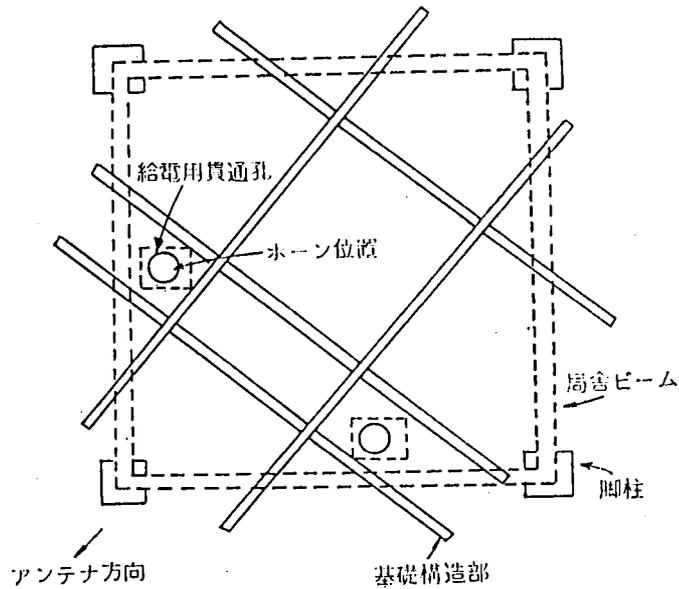


図4.7 アンテナ設置状態

以上のアンテナ設置方法は、ホーンを局舎内に垂直に引込む標準的な設置方法であるが、図4.8に示すように、ホーンを水平に取り付けて、送受信機を収納したシェルタに引込む構成も可能である。この方法は局舎ビームさえ用意すればよく、簡単に局舎屋上または地上に設置することが可能である。

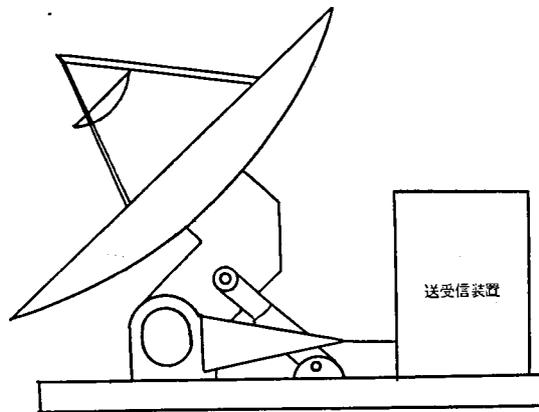


図4.8 ホーンの設置方法（ホーン水平設置）

(3) 局舎への荷重条件

各部の構成部品を軽量化、ユニット化した結果、アンテナ自重は23.9トンとなった。この重量は、12.8m 4周波数共用アンテナの自重約50トンに比べ1/2以下となっている。各部の重量配分を表4.2に示す。単体最大重量は2.7トンであり、この値は局舎屋上への吊上げを考慮して決めている。

表 4.2 アンテナ各部の重量配分

各部名称	重 量	重量配分
反 射 鏡 部	6.3 トン	27%
回 転 構 造 部	8.6 トン	36%
回 転 駆 動 部	3.0 トン	13%
基 礎 構 造 部	4.9 トン	20%
集 束 給 電 部	0.6 トン	2%
そ の 他	0.5 トン	2%
総 重 量	23.9 トン	100%

アンテナ鏡面に作用する風圧荷重と、アンテナ自重および局舎ビーム自重との和が、アンテナ全体の支持点である脚柱部に作用し、局舎への荷重となる。

風圧荷重はアンテナ設置方向および風向により大きく変化する。耐風速である70 m / s の風を受けた場合の局舎への荷重を図 4.9 に示す。図は4つの脚柱のうち荷重が最大となる脚柱2について示したものであり、アンテナおよび局舎ビームの重量を含んでいる。荷重の最大値は、圧縮力35.8トン、水平力21.9トンおよび浮上り力10.9トンとなる。したがって地球局アンテナを設置する局舎は、この条件を満足する必要がある。

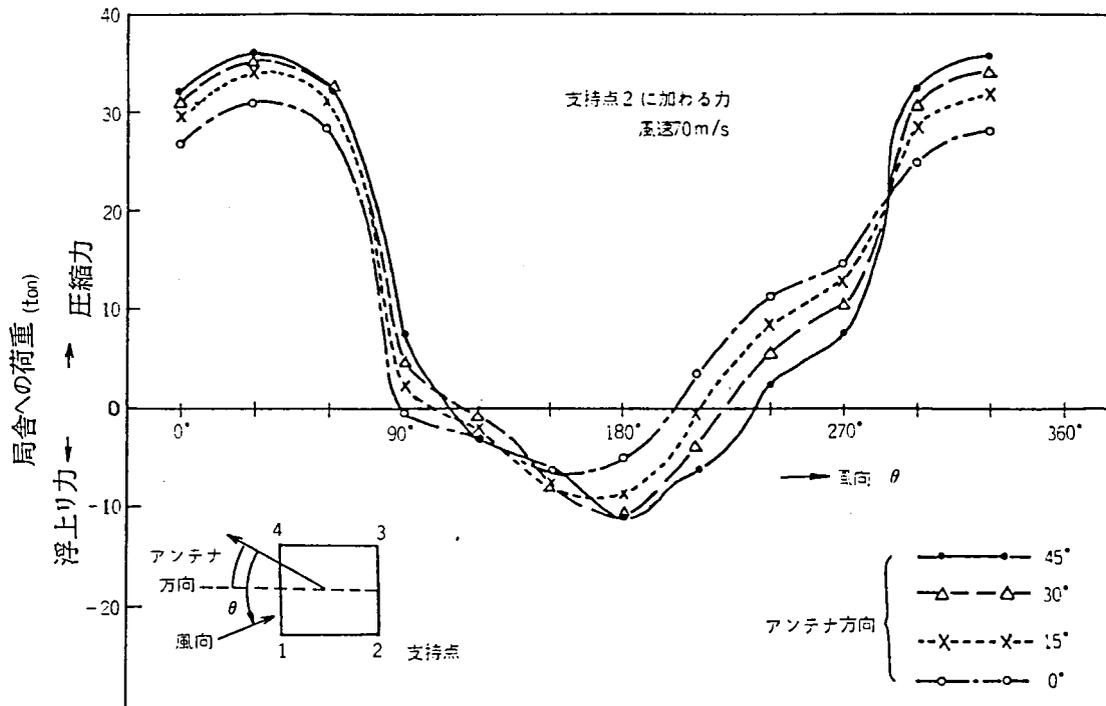


図 4.9 (a) 局舎への荷重－圧縮力・浮き上がり力－

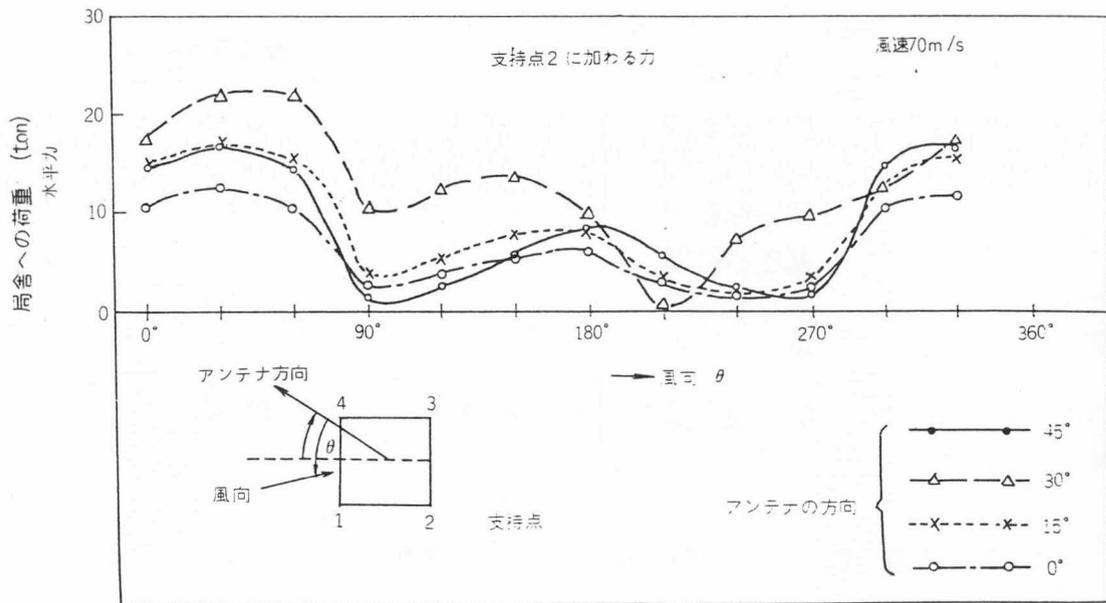


図4.9(b) 局舎への荷重－水平力－

4.3.3 電気特性

(1) 測定条件

本アンテナは限定駆動方式であり、主ビームを指向できる範囲は限られている。このため、大形アンテナ回転台を建設して、図4.10に示す状況で特性測定を行った。

本アンテナでは開口径対波長比 (D/λ) が 770~1150と大きく、運用時の特性を得るためには、25Km以上の測定距離が必要である。本測定では照準塔を 5.5Km離れた地点に設



図4.10 特性測定中の試作アンテナ（大形アンテナ回転台上）

置しているため、開口面上には2次の位相誤差が生じる。測定に際しては、アンテナの遠距離特性を得るために、この2次の位相誤差を打消す量だけ副反射鏡の位置を軸方向にずらして設定している。また、アンテナの運用状態での仰角 45° から、測定状態の仰角 0° にした場合の、主反射鏡のたわみ量を実測し、この補正を副反射鏡の調整によって行っている。

以上のような補正を行うことにより、照準塔を用いて測定した特性は、運用状態での特性を示しているものと考えられる。

(2) 利 得

大口徑アンテナの利得測定法は未だ問題点が多いが、ここでは照準塔による測定と電波屋による測定とを行い両者を比較検討した。

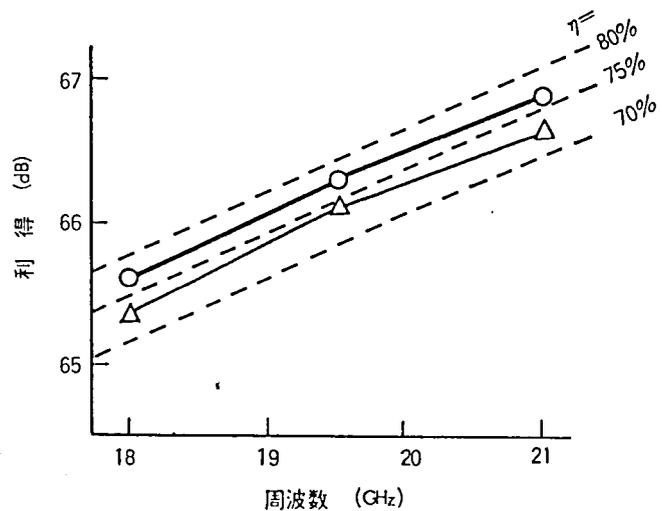
(i) 照準塔による測定

本測定では、標準ホーンと利得差を測定する比較法を用いて実測した。

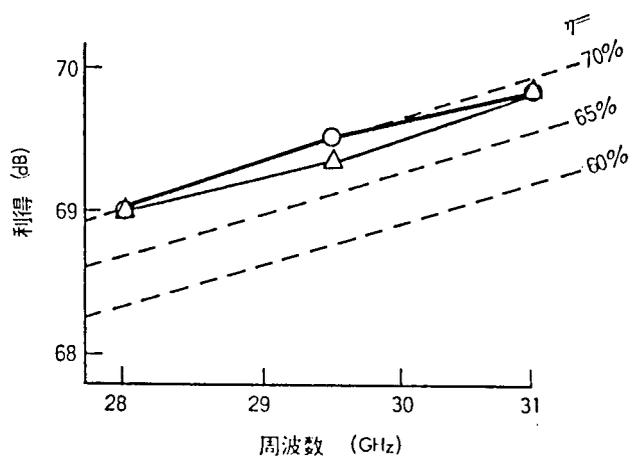
図4.11に20および30GHz帯において、直線偏波および円偏波で得られた利得の実測結果を、後述のオフセットカセグレンアンテナの結果とともに対比して示す。図において太線はオフセット形、細線が軸対称形である。これらの値はホーン出力端での値である。

各周波数における測定値の標準偏差は0.1dB以下であり、測定精度は十分高いものと考えられる。図4.11から明らかなように20GHz帯全域で開口能率72%以上、30GHz帯で68%以上であった。また、直線偏波と円偏波とはよい一致を示し、このことから測定値の信頼性は高いと考えられる。

利得の実測値は、表4.3に示した種々の利得低下要因から計算される推定値、65.9dB、70% (19.45GHz) および68.8dB、60% (29.25GHz) によく一致しており、高能率設計の妥当性が確認できた。実測値における利得低下の要因としては、日射等による主反射鏡の鏡面精度の劣化 (0.05mm rmsの劣化に対し、30GHzで約0.1dB低下) によるものが考えられる。また、後に考察するように、20GHzにおける開口面上の2次の位相誤差が、30GHzの場合より若干大きいと推定される。20GHz帯においては、この原因により約0.1dBの利得低下があるものと考え



(a) 20 GHz 帯



(b) 30 GHz 帯

—○— : オフセット, —△— : 軸対称, η : 開口能率

図4.11 利得実測値

表 4.3 アンテナ利得と各劣化要因推定値

項 目		周 数 波		29.25 GHz	
		アンテナ		軸 対 称	オ フ セ ッ ト
抵抗損失	ホーン	-0.11dB	-0.11dB	-0.16dB	-0.16dB
	ホーンカバー	-0.03	-0.03	-0.09	-0.09
スピルオーバー	集束ビーム給電系	-0.09	-0.04	-0.04	-0.02
	副反射鏡	-0.08	-0.10	-0.04	-0.04
	主反射鏡	-0.03	-0.03	-0.02	-0.02
ブロッキング	副反射鏡	-0.05	—	-0.05	—
	支持柱3本ステイ	-0.17	—	-0.17	—
鏡面精度*	集束反射鏡	-0.03	-0.02	-0.07	-0.05
	副反射鏡	-0.03	-0.01	-0.07	-0.02
	主反射鏡	-0.27	-0.17	-0.62	-0.38
開口分布	振幅分布	-0.23	-0.48	-0.29	-0.62
	位相分布	-0.15	-0.22	-0.30	-0.39
	非対称	-0.02	-0.10	-0.02	-0.10
	交差偏波	-0.02	-0.04	-0.02	-0.04
	不照射面積	-0.22	—	-0.22	—
利得 (ホーン出力端)	利得低下量	-1.53dB	-1.35dB	-2.18dB	-1.93dB
	開口能率	70%	73%	60%	64%
	利得	65.9dB	66.0dB	68.8dB	69.0dB

* 鏡面誤差は規格値を用いた

られる。

(ii) 電波星を用いた測定

利得の測定に電波星を用いる場合は、アンテナの遠距離特性を直接知ることができる利点があるが、計算に用いる種々の定数の精度に若干の問題がある。本測定では、電波星として、フラックス密度が比較的高い精度で知られているTauAおよびCasAを用いた。これらの電波星からの受信電力を測定することによりアンテナ利得が計算できる。周波数は18.75GHzで、受信機にはディック変調方式のラジオメータを用いた。図4.12に測定系を示す。

アンテナを電波星に正対させた場合の雑音温度と、天空背影に向けた場合の温度との差をT_sとすれば、アンテナ利得Gは次式により求められる。

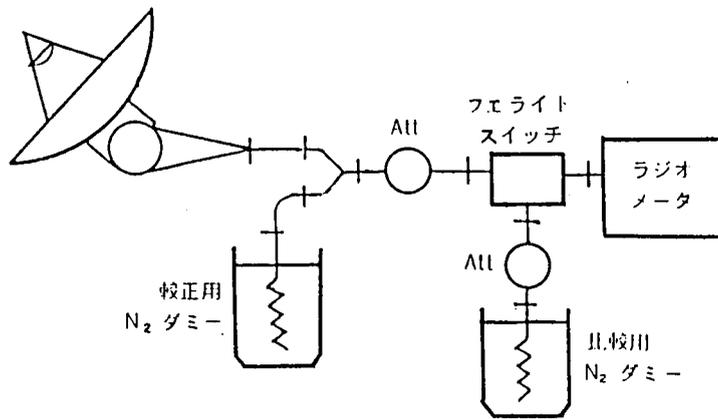


図4.12 電波星受信測定系

$$G = 8\pi kMa \cdot T_s / (\lambda^2 \cdot I) \quad (4-3)$$

ここでk : ボルツマン定数

λ : 波長

I : 電波星フラックス密度

M : 拡がり補正係数

α : 大気減衰量

本測定においては、アンテナが限定駆動方式であり、連続的な電波星の追尾が不可能であるため、電波星の通過を待受けて受信レベルを記録する方法を用いた。この場合、アンテナのビーム幅と電波星の大きさが同程度であるため、アンテナの指向精度が高いことが必要である。このため電波星の通過予定点に向けて仰角を固定し、方位角を20秒周期で $\pm 0.1^\circ$ の範囲内を走査する方法をとった。

図4.13に実測データの一例を示す。図中の①, ②は方位角の走査の間隔を示し、この間にアンテナビーム中を電波星が通過している様子がわかる。

ラジオメータの時定数は3秒としたが、星の通過時間が短いため雑音成分が含まれる。測定誤差は 2°K 程度であると考えられ、この誤差に対し式(4-3)から利得の誤差は約0.8dBとなる。誤差が大きくなる原因としては、プログラム追尾機能を備えておらず、

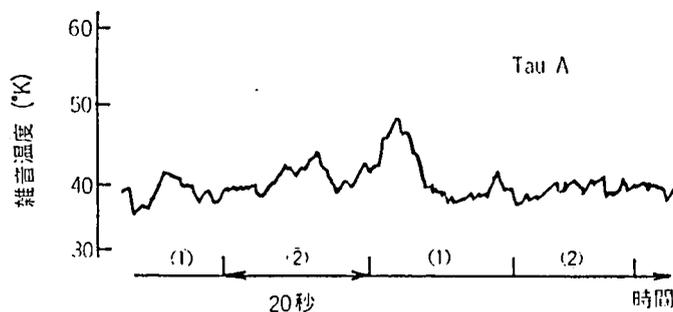


図4.13 電波星受信データの一例

手動によって駆動しているため、十分な追尾ができないことが挙げられる。表 4.4 に計算に用いた諸定数および利得の実測値を示す。利得は照準塔による測定結果とほぼ対応している。

また、比較法で実測された利得から逆に電波星のフラックス密度が計算され、本測定によって 18.75GHz におけるフラックス密度の貴重なデータが得られた。

利得の測定結果から、本アンテナは組立時の機械設定のみによって所期の性能を満足していることが明らかとなった。したがって、照準塔を用いての調整等は特に必要がないと考えられる。

表 4.4 電波星定数および実測利得

	TauA	CasA
フラックス密度 $[10^{-26} \text{W}/\text{m}^2/\text{Hz}]$	487.3	303.0
拡がり補正	1.55	1.39
大気減衰量 [dB]	0.33 ($El=15^\circ$)	0.19 ($El=27^\circ$)
温度差実測値 [$^\circ\text{K}$]	8	6
距離補正 [dB]	0.5	
利 得 [dB]	65.9	66.2
比較法による利得 [dB]	65.6	

(3) 近軸指向性

図 4.14、図 4.15 に 20GHz および 30GHz における円および直線偏波での近軸指向性を示す。円偏波の指向性は、垂直偏波と水平偏波の平均値となるが、実測結果もほぼこれと合致している。主ローブと第 1 サイドローブ間の零点は十分に落込んでいることから、本項 (1) で述べたように、これらのパターンは遠距離特性を示していることがわかる。

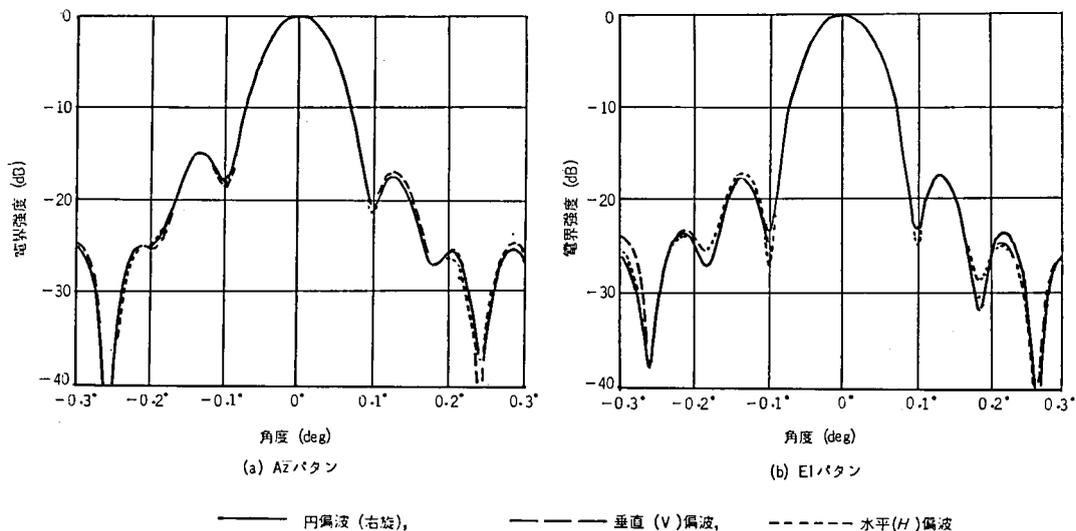
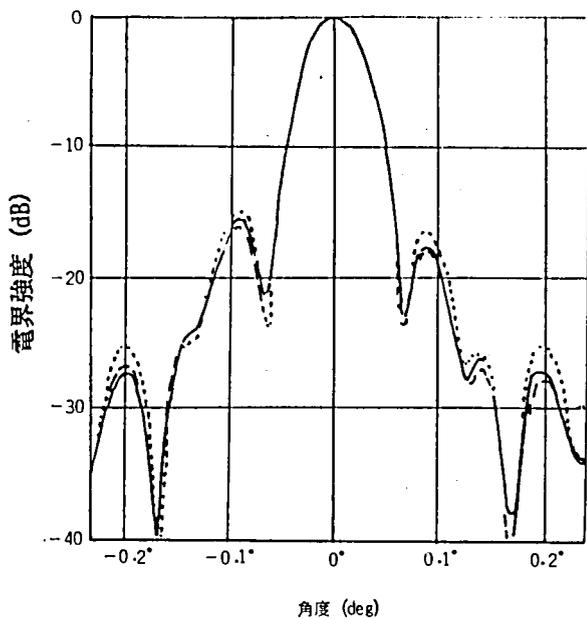
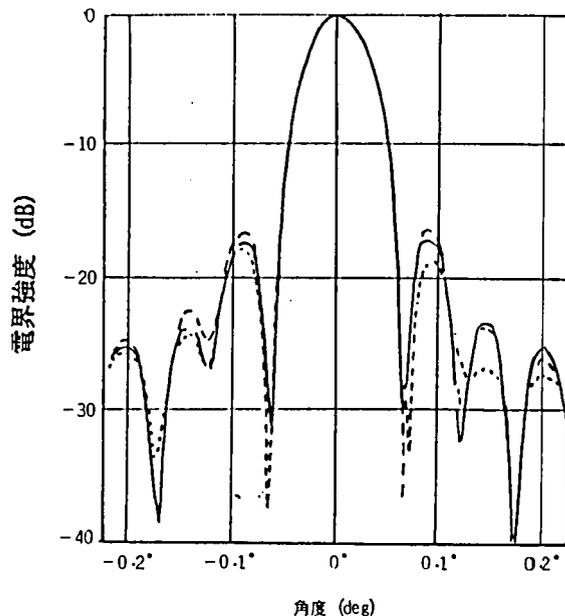


図 4.14 近軸指向性 (19.5GHz)



(a) Azバタン



(b) E1バタン

———— 円偏波 (左偏旋), - - - - 垂直 (V) 偏波, - - - - 水平 (H) 偏波

図 4.15 近軸指向性 (29.5GHz)

3dB ビーム幅は 0.08° (19.5GHz) および 0.05° (29.5GHz) である。また、第1サイドローブは $-16 \sim -18\text{dB}$ で、目標値 (-14dB 以下) を満足している。各周波数における E/H 面一致度および Az/E1 面一致度は良好で放射特性は回転対称性がよい。これはコルゲートホーンを用いた結果であると考えられる。

(4) 広角指向性

図 4.16, 図 4.17 に広角指向性を示す。直線偏波の場合に副反射鏡支持柱からの散乱の影響を受ける。本アンテナでは 62° 付近に鋭いピークが現われる。円偏波の場合は、1度散乱された波は交叉偏波となって受信されず、この影響は現われない。

運用状態である円偏波の場合には、広角指向性の設計目標を十分満足している。直線偏波の場合にも、ステイの散乱を除けば満足している。直線偏波の場合のステイの影響は、ステイに散乱体を取付けることにより改善できることを実験的に確認した。

E1 = 45° の指向性は、地球局アンテナを運用状態にした場合の地上水平面内の指向性を示している。これから地上方式用アンテナとの干渉量を計算することができる。E1 = 45° の状態では支持柱の影響は 34° の付近に現われる。

115° 付近のピークは、主反射鏡のスピルオーバーによるものである。

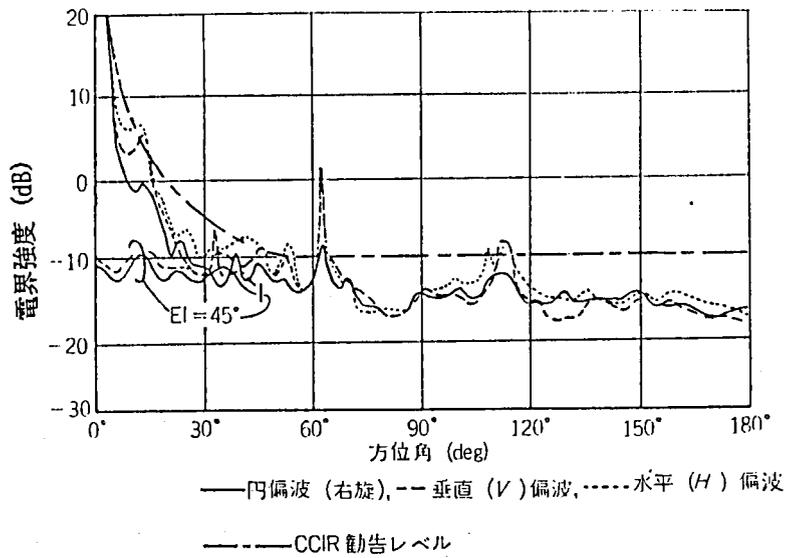


図 4.16 広角指向性 (19.5GHz)

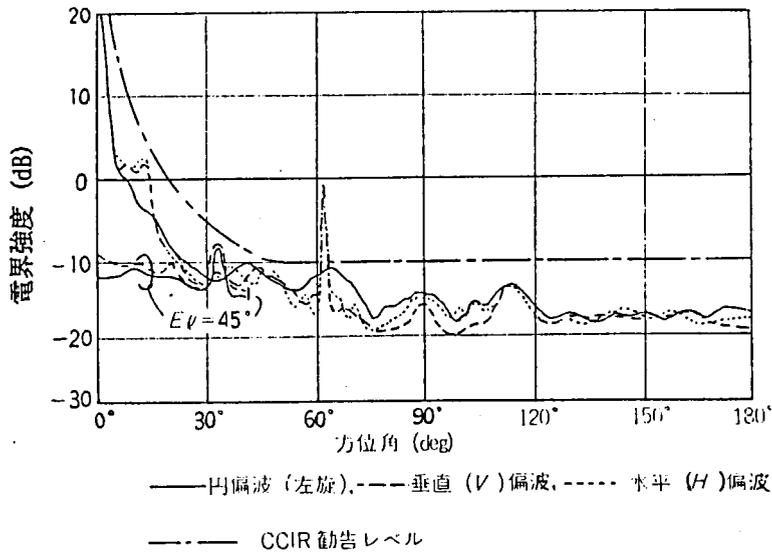


図 4.17 広角指向性 (29.5GHz)

(5) 雑音温度特性

アンテナ雑音温度の測定は、図 4.12 に示した電波星の測定と全く同じ測定系を用いた。アンテナ雑音温度は気象条件（主に湿度）によって大きく左右されるため、晴天時に測定した。図 4.18 に雑音温度の仰角特性を示す。仰角 45° での実測値は 15°K であり、前述の横須賀電気通信研究所アンテナの 18.6GHz 、仰角 30° における実測値 23° と比べても、低雑音特性をもつことが明らかとなった。図中の計算値は大気減衰量とアンテナの広角指向性実測値とから計算したものである。測定時の水蒸気密度は 8 g/m^3 であり、実測値と計算値はほぼ対応している。仰角 15° 以下は、液体チツソ無反射終端器が傾いて使用できないため未測定である。

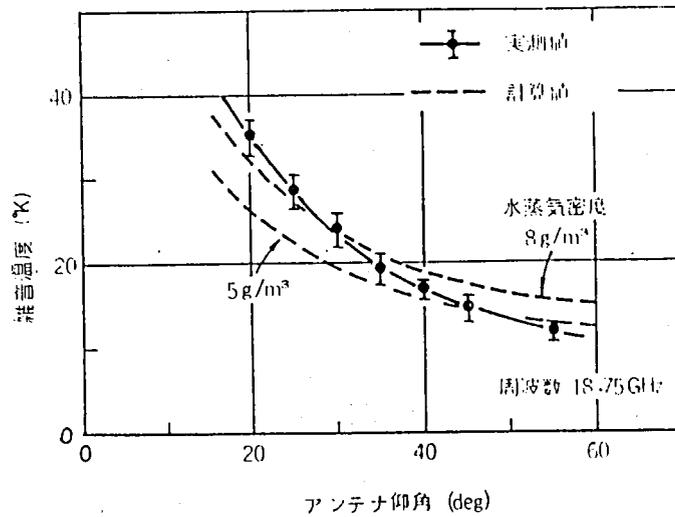


図 4.18 雑音温度特性

18.75GHzにおける利得は図4.11から65.7dBである。したがって、本アンテナのG/Tは53.9dBとなる。また分波器出力端でのG/Tは、分波器の損失の実測値0.4dBを考慮して、49.5dBである。

(6) VSWR

分波給電部を除き、乾燥空気を充填しない状態で直線偏波により測定した。コルゲートホーンのど元から見たVSWRは20GHz帯1.09以下、30GHz帯1.07以下で設計性能を満足している。反射波の主要因は、ホーンのど元、ホーン開口部の気密用カバー、および副反射鏡からの反射波である。1次放射系のみで、ホーンカバーを除いた場合のVSWRは20GHz帯1.07、30GHz帯1.04であった。これから、ホーンカバーのVSWRは1.02程度と考えられる。

以上の電気特性測定結果をとりまとめて表4.5に示す。

表 4.5 試作アンテナの電気特性

周波数帯	20GHz 帯(受信)	30GHz 帯(送信)
帯域 [GHz]	17.7~21.2	27.5~31.0
偏 波	右 旋 円	左 旋 円
利 得 [dB] 開口能率 [%]	66.0 72 (19.5 GHz)	69.3 68 (29.5 GHz)
VSWR (ホーン出力端)	1.10 以下	1.08 以下
雑音温度 [°K] (18.75 GHz 仰角 45°)	15 (ホーン端) 43 (分波器端)	—
耐 電 力	—	2.4 kW
追尾特性 ヌルデプス ヌルシフト	45 dB 以上 1/50 ビーム幅以下	—

4.3.4 むすび

本アンテナは、駆動系・給電系に新しい構成を採用し、都市内の局舎屋上への設置を容易にしたこと等、次の特徴を有している。

- (1) 20、30GHzの準ミリ波専用であり、帯域幅は各3.5GHzである。
- (2) 構成部品の軽量化、ユニット化を図り、組立・移設作業の簡易化により局舎屋上への設置を可能としている。
- (3) 対象とする静止衛星の位置を考慮し、限定駆動方式を採用している。
- (4) (3)の利点を生かし、駆動系は2本のリードスクリューを用いて構造を簡易化している。
- (5) 高能率化するため鏡面修正を行い、また、コルゲートホーンを使用している。
- (6) 3枚反射鏡を用いた集束ビーム給電により送受信機の局舎内固定設置を可能にしている。
- (7) 機械的組立精度のみによって電気性能が確保されており、照準塔は特に必要としない。
- (8) アンテナの設置に関し柔軟性のある構成である。
- (9) 準ミリ波帯で必要とされる鏡面精度、および追尾精度を有している。

本アンテナにより、簡単に経済的な地球局の構成が可能となり、方式実現に寄与できる見通しを得た。また、準ミリ波地球局アンテナ設計法の妥当性を確認するとともに、大口径アンテナに対する測定技術を確立することができた。

4.4 オフセットカセグレン形アンテナの地球局への適用

4.4.1 オフセット形地球局アンテナの検討 [56] [57] [58] [59]

オフセットアンテナは、軸対称な構造のアンテナにくらべ、電波通路内に電波の散乱源となる副反射鏡や支持柱がないため、電波の散乱損失が少なく、かつ広角指向特性が優れている [42]。特に最近ではオフセット双反射鏡アンテナを対象として、低サイドローブ化・マルチビーム化等の種々の試みがなされており、多くの論文が発表されている [64] [65]。オフセット形式の地球局アンテナとしては、1965年にベル研究所がオープンカセグレンアンテナを提案し、電気・構造設計を行った [66]。このアンテナは送受信機を固定して全天駆動が可能な形式であるが、実用化には至っていない。また、電波天文ないし電波伝搬特性の研究用として、直径 6 m および 7 m のオフセットカセグレンアンテナの試作例が報告されている [67] [68]。しかし、商用化を前提とした比較的大形の地球局アンテナとしては、まだ試作例もなく、十分な検討もなされていないようである。

オフセット形アンテナは、前述のように指向特性の改善が容易である他、副反射鏡ないし一次放射器が放射ビームの外にあるため大きさの制限が緩和され、スビルオーバー電力の低減とかアレイ形一次放射器の使用など、軸対称形では実現困難な種々の機能・特性を実現し得る利点を持っている。

他方、これらの利点とは裏腹の関係で、主としてアンテナ構成の非対称性に由来する幾つかの欠点がある。すなわち、同一開口面積を有する軸対称形アンテナに比し、主反射鏡の面積が数 10% 程度大きくなり、かつ回転対称でなくなるとともに、開口面照度分布の非対称性に起因する指向特性の非対称性および交叉偏波成分の増大が顕著になる。

指向特性と交叉偏波特性に関しては、副反射鏡を用いて鏡面修整を施すことにより、ないし一次放射系が特定の条件を満たすように設計することにより改善が可能であることが示されている [69] [70]。しかし地球局アンテナのように比較的大形で、主反射鏡が多数のパネルにより構成される場合、従来の鏡面修整技術の導入は、各パネルが全て異った曲面を有することを意味し、商用目的には経済性の点で採用は不可能に近い。また、送受信機を局舎内機械室に固定したまま衛星の追尾を可能とするため、アンテナおよび集束ビーム伝送系は 2 軸廻りの回転の自由度を有することが必要で、反射鏡系の構成はこの条件によっても制約をうける。

オフセット形アンテナを商用地球局に適用する場合は、如何にしてこのような欠点を克服しつつ、その利点を生かし、経済的なアンテナ系を構成するかが最大の課題と云える [71]。

以下にこれらの条件を満たし得るようなアンテナ系の構成について検討を加える。

4.4.2 オフセット形アンテナの設計条件

(1) 広角指向特性

既述のようにオフセット形式では、支持柱等のブロッキング・散乱によるサイドローブが発生しない。また副反射鏡を大きくできるので、副反射鏡からのスピルオーバー電力を少なくできる。さらに一次放射系から副反射鏡への給電方向を、主ビームの方向から或る程度偏移させることができるので、上述のスピルオーバーの方向を干渉に影響を与えない角度範囲に制限することも可能である。従って指向特性は

- (i) 開口面電界分布による指向特性
- (ii) 鏡面あらさによる散乱成分
- (iii) 主反射鏡からのスピルオーバー成分
- (iv) 鏡面エッチ電流による廻り込み放射成分

により主として決定され、かなり広い角度範囲にわたって理論的な予測が可能である。

図4.19はオフセットカセグレン形スケールモデルアンテナの広角指向特性の実測例を、軸対称カセグレンと対比して示したものである[73]。この場合、高能率開口面分布を用いているにもかかわらず、サイドローブレベルは軸対称形[62]より5~10dB改善されている。鏡面精度および D (開口径)/ λ (波長)の違いを考慮すると、大形オフセットカセグレンアンテナにおいても同程度の指向特性を実現できると思われる。

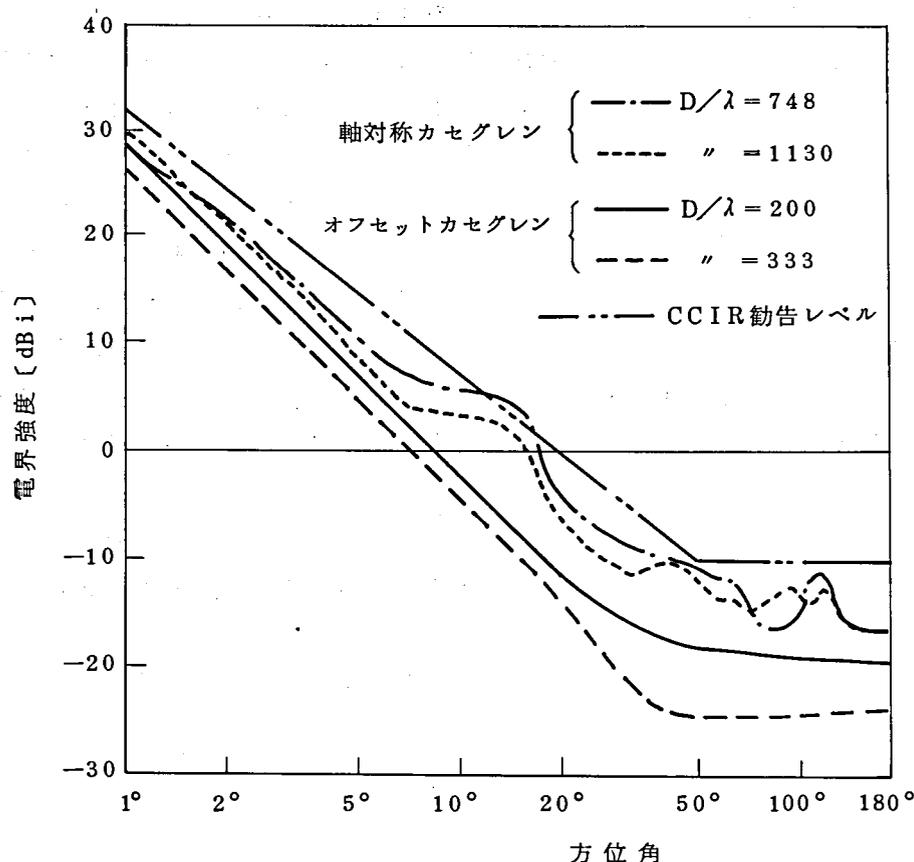


図4.19 広角指向特性の実現例

軸対称カセグレン〔一点鎖線： $D/\lambda = 748$ ，点線： $D/\lambda = 1130$ 〕
オフセットカセグレン〔実線： $D/\lambda = 200$ ，破線： $D/\lambda = 333$ 〕

(2) アンテナ設定法

オフセット形アンテナを地球局アンテナに適用する場合の主反射鏡面は、主ビーム方向に対し図4.20(a)~(c)に示す3通りの方法が考えられる。

風の圧力は抗力と揚力のベクトル和として与えられる。直観的にも、また軸対称パラボラアンテナにおける風洞試験結果 [74] によっても、同図(a)に示す水平設置形が極めて魅力的である。風圧荷重は最終的にはより精密なモデルにより、局舎基礎柱への最悪荷重として求める必要があるが、以上の簡単な考察からもオフセット形アンテナの優位性を看ることが出来る。

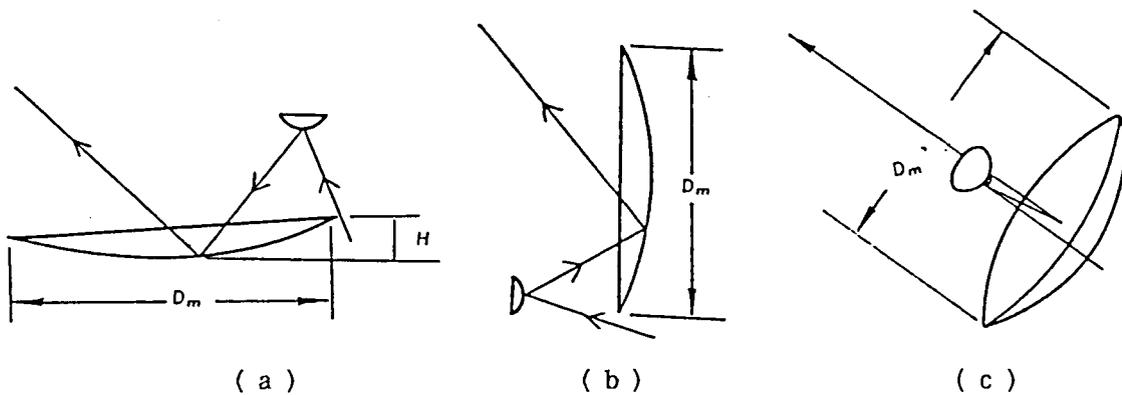


図4.20 主反射鏡の設定角度
(主ビーム方向を45°と仮定)

(3) 主反射鏡の大きさと副反射鏡の高さ

大型オフセットアンテナの主反射鏡の面積は、経済性の点から、同一開口径に対し極力小さいことが望ましい。一般に図4.21に示す円形開口アンテナにおいて、開口直径 D が一定の場合、主反射鏡の長軸に沿う長さ $AB = \ell$ は、焦点距離 $FO = f$ を大とし、オフセット角 α を小として、浅い鏡面を用いるようにすれば小さくできる。通常パラボラアンテナでは f/D が大きい方が素直な特性を示すことが多いので、これは望ましい方向であるが、他方、主反射鏡から焦点または副反射鏡までの距離が長くなる。また焦点 F から主反射鏡を見込む角 θ が小さくなりすぎても不都合を生じる。

図4.20(a)の設定法を前提とすれば、主反射鏡の一端 B から副反射鏡までの距離は、ほぼアンテナの高さに相当し、これも低い方が望ましい。

いま、オフセットカセグレン形式を想定して、図4.21の $BC = h$ の長さを副反射鏡の高さに相当するものと仮定する。単純な放物線鏡面に対し、 α をパラメータとし、 D/f に対する ℓ/D および h/D の変化を求めると図4.22の如くなる。

図より、 ℓ に対し h の変化が急激であることがわかる。設計に当ってはこれらの電気的および構造的条件を考慮して最適化を図る必要がある。

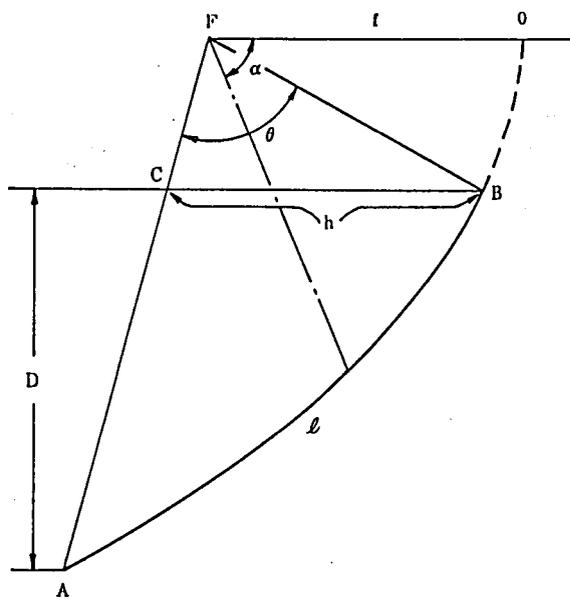


図4.21 オフセットアンテナのパラメータ

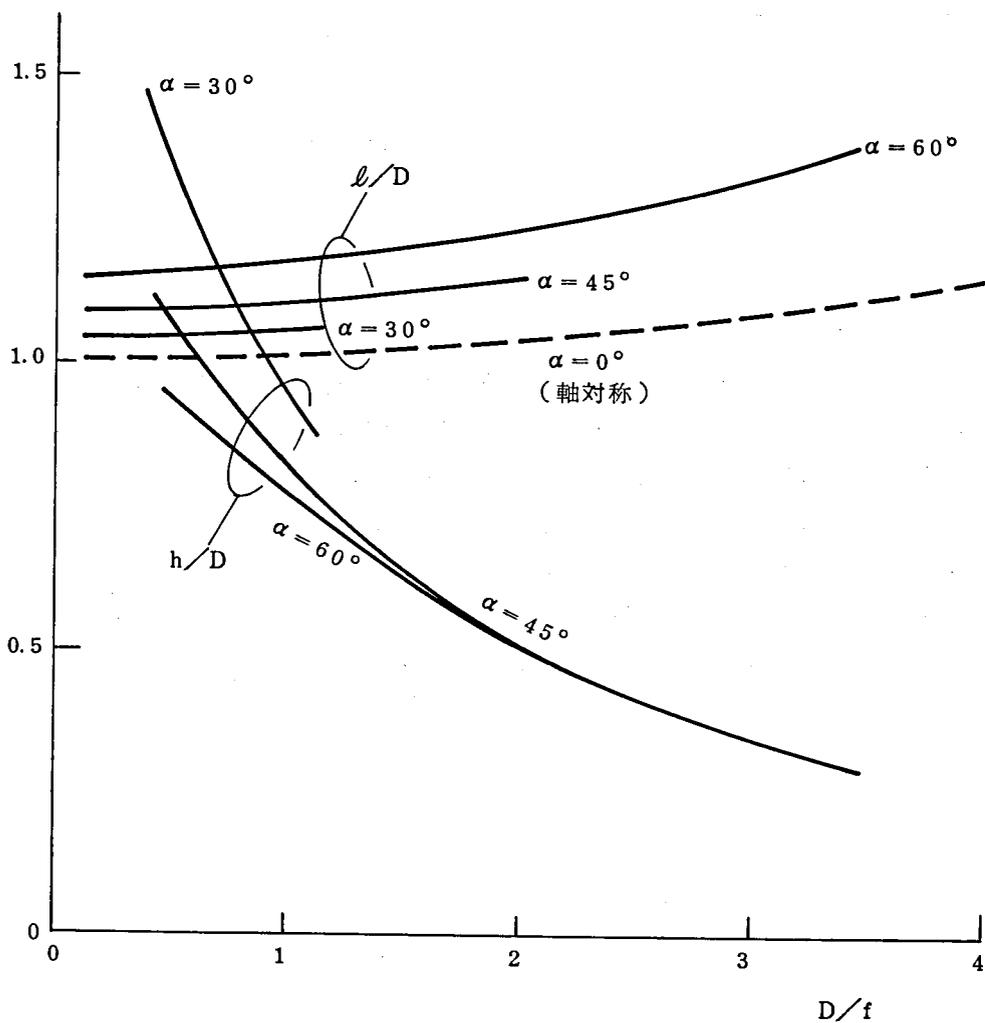


図4.22 l と h の変化

(4) 主反射鏡パネルの構成

前述のように主反射鏡面に鏡面修整を施すと、各パネルは全て異った曲面を持ち、経済的な設計が不可能となる。このため大口径のオフセット形アンテナでは主反射鏡面を無修整の回転対称放物面の一部とし、極力同一形状のパネルを多数用いて製作費の低減を図る必要がある。

従って放射特性の非対称性を補正したり、開口能率や指向特性の制御を用う場合には、副反射鏡のみを用いて近似的に修整するか、副反射鏡と集束ビーム伝送路中のいずれかの反射鏡を用いて修整を行う方法を開発する必要がある。

(5) 雨・雪に対する対策

主反射鏡を水平に近く設定して風圧の低減を図ると、必然的に降雨雪等の上空からの落下物の影響を受け易くなる。特に準ミリ波帯以上の周波数帯では、雨・雪に対する対策を講ずる必要がある。

一般に反射鏡上に水膜が存在すると、利得の減少と雑音温度の上昇をもたらす。反射鏡を水平にしてもこの水膜の厚さが極端に増加しないようにするとともに、局部的に水溜りが生じてさらに指向特性、交叉偏波特性、追尾特性等が劣化しないように配慮が必要である。準ミリ波帯を用いる国内衛星通信方式では、回線設計上降雨強度50mm/hr程度の雨に対する対策を考えておく必要がある。

反射鏡上の積雪によっても雨の場合と同様の原因でアンテナの特性劣化が生じる。特に雪の場合は、一旦積雪が生じるとこれを除去するのは實際上極めて困難となるので、積雪を生じさせない実用的な方策が必要である。

(6) 給電系の構成

オフセット形アンテナでは、一次放射器が主反射鏡の一端に位置する。一方、地球局アンテナとしては、送受信機の機械室内への固定、ならびに主ビームの方向変化機能が必要である。

すなわち、主反射鏡の旋回機構の簡素化と、集束ビーム給電系の構成の簡素化という互いに矛盾する設計要素を調和させ、全体としてコンパクトで実用に耐えるアンテナ系を実現する必要がある。

また偏波共用をする場合には、交叉偏波の補償条件等を考慮に入れる必要がある [69]。

4.4.3 オフセットカセグレン形準ミリ波帯地球局アンテナの設計 [56] [58]

以上に述べたオフセット形アンテナの利点と欠点、ならびに地球局への適用に当たっての問題点等を考慮に入れて、前述したアンテナの必要条件を満し得る準ミリ波帯地球局アンテナを試作した。以下にその概要を述べる。

図4.23に本アンテナの構成を示す側面図を示す。また図4.24は、試作したアンテナを大形回転台上に搭載して特性測定中の状況である。アンテナの後部背面には、測定用の機器室およびその支持機構等が取付けられている。



図 4.24 回転台上で測定中のアンテナ

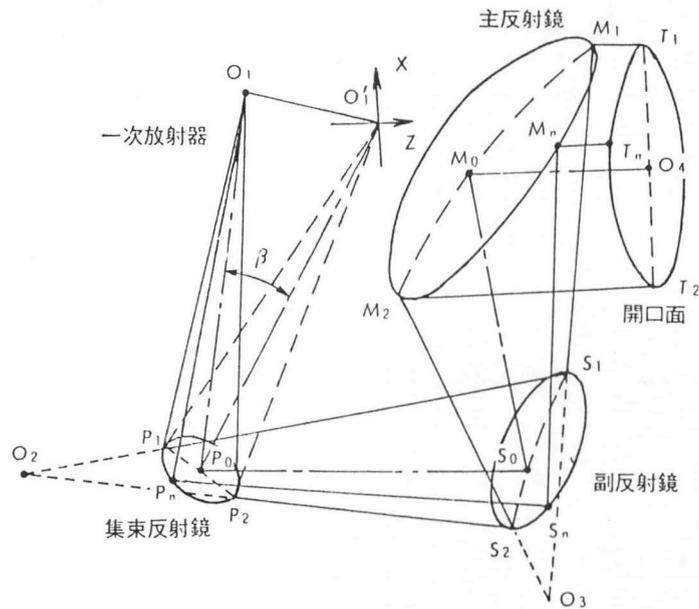


図 4.25 オフセット地球局アンテナの鏡面修整法

副反射鏡は集束反射鏡座標を用いて反射の法則、光路長一定の条件より決定される。

ところで、本アンテナでは、後に述べるように、3枚集束反射鏡形式を採用しているため一次放射器のビーム軸 $O_1 \rightarrow P_0$ は、鏡面設計に用いた軸 $O_1' \rightarrow P_0$ と角度 β だけ傾いている。そのため、上で求めた主反射鏡および副反射鏡の鏡面座標をもとに、集束反射鏡の形状を再修整している。

本修整法では、主反射鏡が回転放物面であるため、副反射鏡エッジレベルが開口分布と独立には決められない。実際に、この場合の副反射鏡エッジレベルは、 -17dB となり -20dBi という低サイドローブを得るには高すぎる値となっている。そのため前述の方法により幾何光学的に決定された副反射鏡の周辺に、拡大鏡面部を設ける方法を考案し、適用している。その結果、開口能率を低下させることなく、エッジレベルを下げることができた。図4.26に開口分布の理論値を示す。

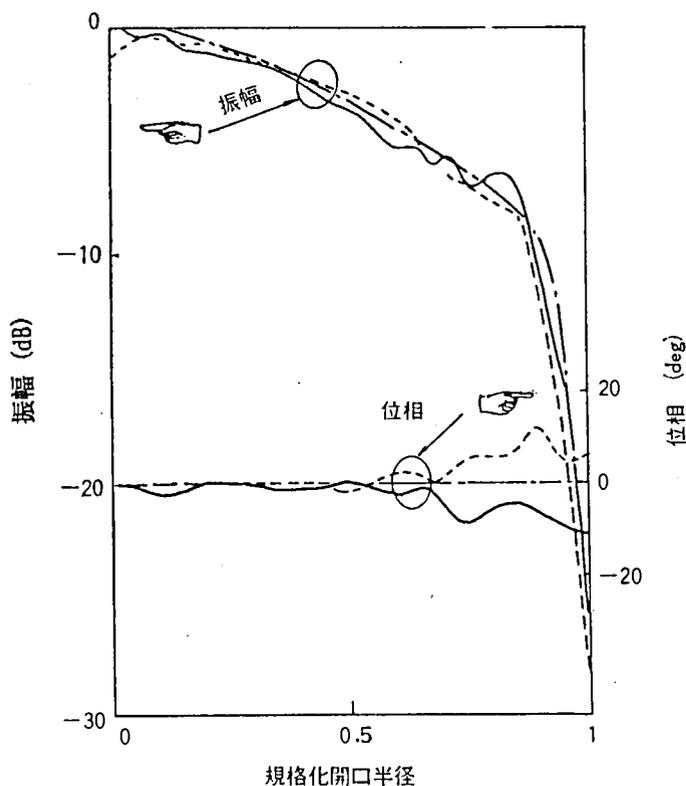


図4.26 開口分布の理論値

(実線：19.45GHz，破線：29.25GHz，一点鎖線：鏡面設計に用いた開口分布)

(2) 主反射鏡

鏡面形状を回転対称形とすることにより、パネル形状を5種類以下とし製作費の低減を図った。各パネルにはパネルヒータを取付け、降雪検出器を用いて自動融雪を行う。またパネル間の間隔によって、 100mm/hr 程度の降雨強度に対しても殆ど水膜を生じないことを確認している。図4.27にパネル分割法を示す。図中の1～5種類のパネルにより全鏡面を構成することができる。鏡面精度は 0.18mmrms であった。

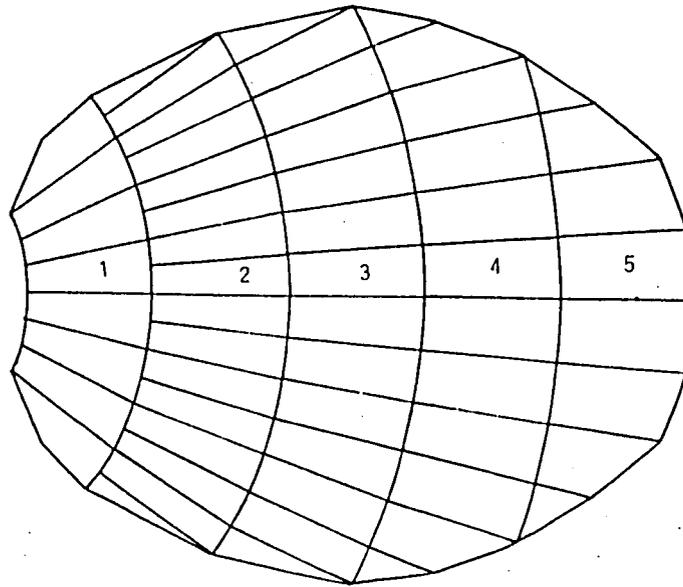


図4.27 オフセット地球局アンテナの主反射鏡パネル分割法

(3) 駆動形式

アンテナの駆動は主反射鏡が水平に近い形状のアンテナに適した $E\ell / Az$ 方式とし、東経 $120^\circ \sim$ 東経 140° に位置する静止衛星に対し、日本本土内の主要地点から容易にアクセスできる。仰角 ($E\ell$) および方位角 (Az) 廻りの回転は共にリードスクリューを用いて限定駆動とし、駆動系の簡易化を図った。自動駆動範囲はそれぞれ $\pm 5^\circ$ および $\pm 6^\circ$ であるが、仰角では地球局緯度に対応した固定調整が可能であり、方位角では $\pm 22^\circ$ の範囲にわたって極めて容易に方向設定が手動で可能である。

(4) 局舎とのインターフェース

本アンテナは電話局等の屋上に、6本の基礎柱と一個の貫通口を用いて建設可能である。アンテナの自重は約20tであり、軸対称形に比し約20%軽量化されている。また各基礎柱にかかる風圧荷重も、最悪値で軸対称形に比し、約67% (圧縮力)、13% (浮上り力)、25% (横方向力) と大幅に軽減できる見込みである。

4.4.4 電気特性の測定と評価 [57] [59] [72]

(1) 測定条件

測定は前節の軸対称カセグレンアンテナと同様に5.5kmの測定レンジで行った。軸対称アンテナでは、副反射鏡をビーム軸方向へ変位させるだけで距離補正を行ったが、オフセットアンテナではビーム軸方向の変位の他に、 $E\ell$ 面内での回転とビーム軸に垂直な方向の並行移動を加える必要がある。

偏波は運用状態と同じ円偏波で、パタンは20、30GHz帯において各々3周波数で測定した。以下に測定結果を軸対称カセグレンアンテナと対比しつつ述べる。

(2) アンテナ利得

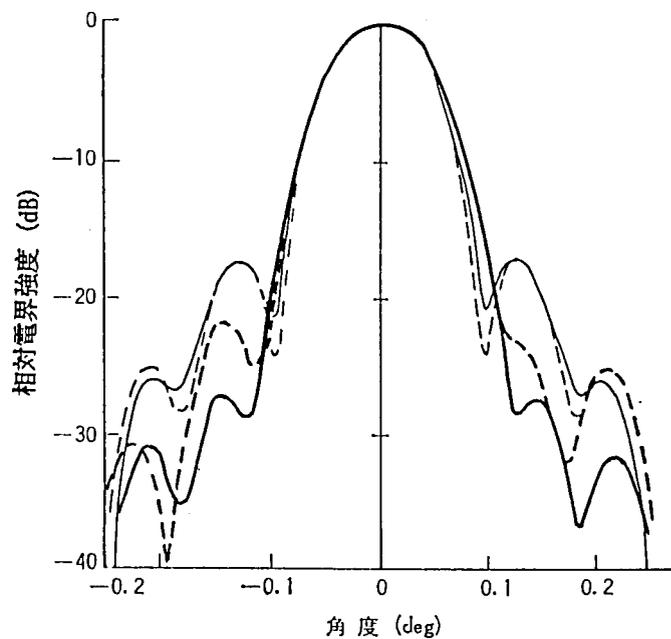
利得はホーン出力端において、標準ホーンとの比較により測定した。図4.11に各帯域での利得の周波数特性を軸対称アンテナの結果と共に示す。オフセット地球局アンテナにおいては、全帯域で軸対称形よりも高能率となっている。

これに対する利得の推定値を、低下要因とともに表4.3に示した。利得の実測値は、推定値とよく一致しており、設計が妥当であることと電気特性が機械的な設定のみによって確保されていることが推論できる。オフセットアンテナは軸対称アンテナにくらべて、振幅分布による利得低下が大きい、ブロッキングの項がない点有利で、全体としてより高利得になっていることがわかる。

(3) 近軸指向特性

図4.28(a)に、19.5GHzにおける近軸パタンの実測値を示す。オフセット形は低サイドローブ形、軸対称形は高利得形の鏡面修整を行っているので、第1サイドローブレベルは各々-22と-17dBと差異が現われている。3dB落ちビーム幅は、いずれのパタンも 0.09° (20GHz), 0.06° (30GHz)である。

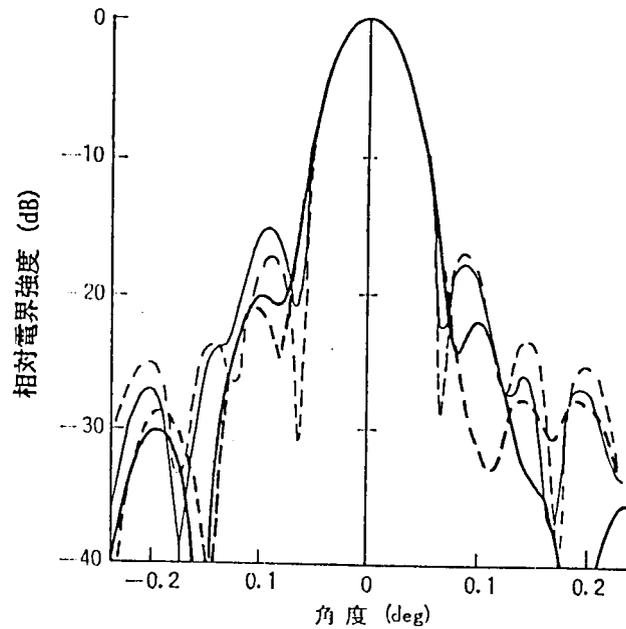
パタンの軸対称性すなわちAzパタンとE1パタンの一致度は、軸対称アンテナの方が良好である。オフセット形のE1面パタンには、非対称性が見られる。



(a) 19.5 GHz

図4.28 近軸指向性

(太線：オフセット，細線：軸対称，実線：Az面，破線：E1面)



(b) 29.5 GHz

図4.28 近軸指向性

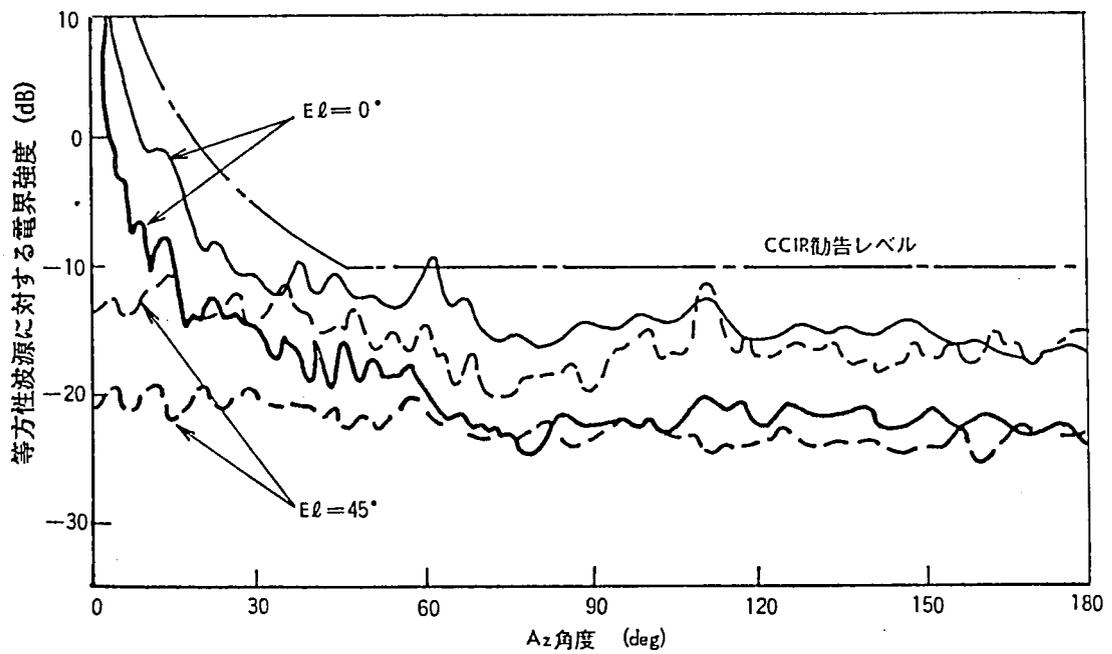
(太線：オフセット，細線：軸対称，実線：Az面，破線：E1面)

(4) 広角指向特性

図4.29に19.5GHzでの実測値を示す。ここでは、見易くするために、広角サイドローブの細かいリップル(19.5GHzで約 0.1°)を省いた包絡線で示している。

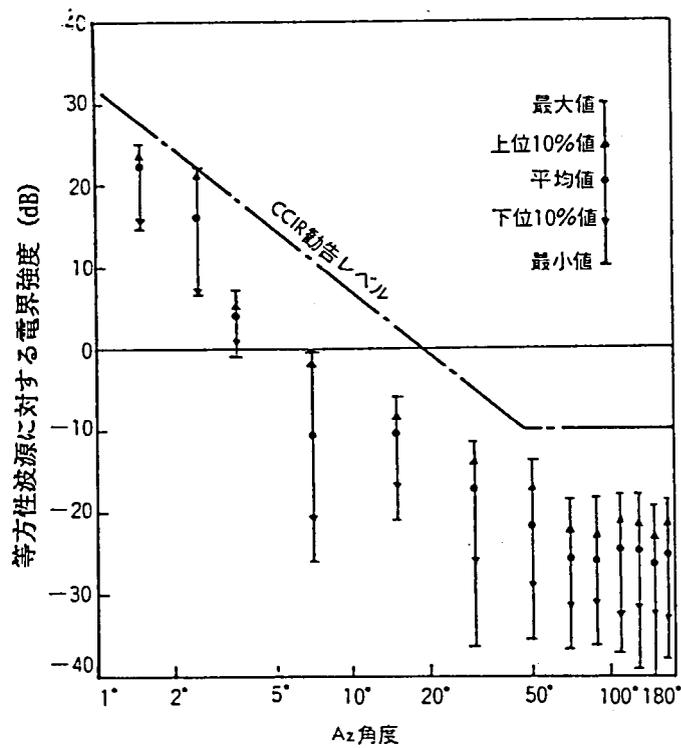
E1 = 0° の状態での両アンテナの広角指向性は、CCIR勧告レベルをほぼ満たしている。特にオフセット形では、10dB近い改善が達成された。30GHz帯の広角レベルは20GHz帯に比べ全般的に低い値である。

さらに節3.5で述べたサイドローブの統計処理をオフセット形に適用した結果を図4.30に示す。オフセットカセグレンアンテナが極めて良い指向特性を有していることを示している。



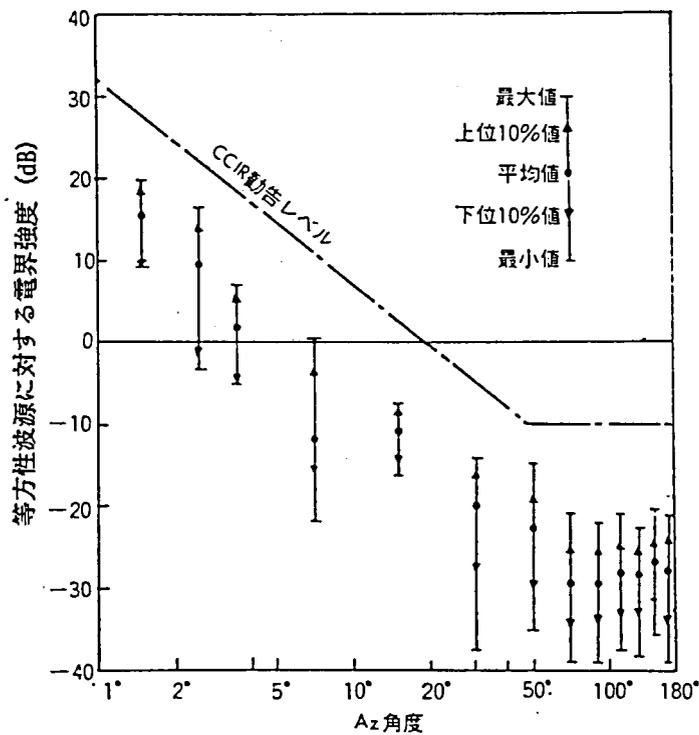
太線：オフセット，細線：軸対称

図 4.29 広角指向性



(a) 19.5GHz

図 4.30 広角指向性統計処理結果

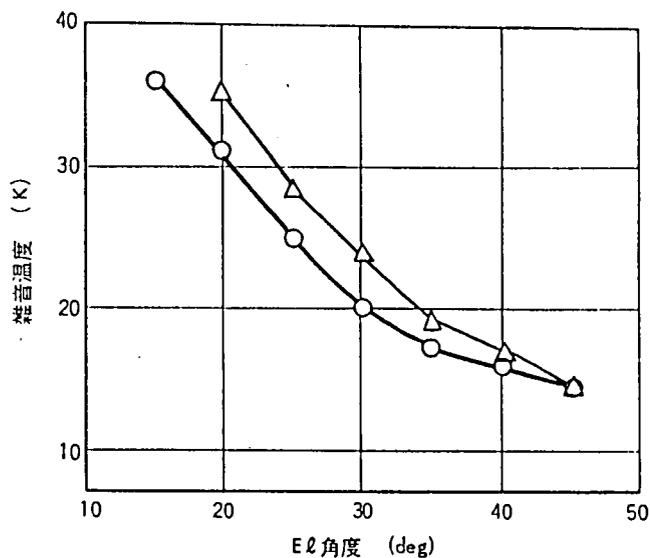


(b) 29.5GHz

図 4.30 広角指向性統計処理結果

(5) 雑音温度特性

図 4.31 に、液体窒素温度との比較により求めた 18 GHz 帯の雑音温度の仰角特性を示す。仰角 45° での実測値はともに 15° K であり、十分低雑音である。18.75GHz における本ア



—○— : オフセット, —△— : 軸対称

図 4.31 雑音温度の仰角特性

アンテナの利得は、65.7~65.9dBであるから、仰角45°の運用状態でのG/Tは約54dB/Kとなる。

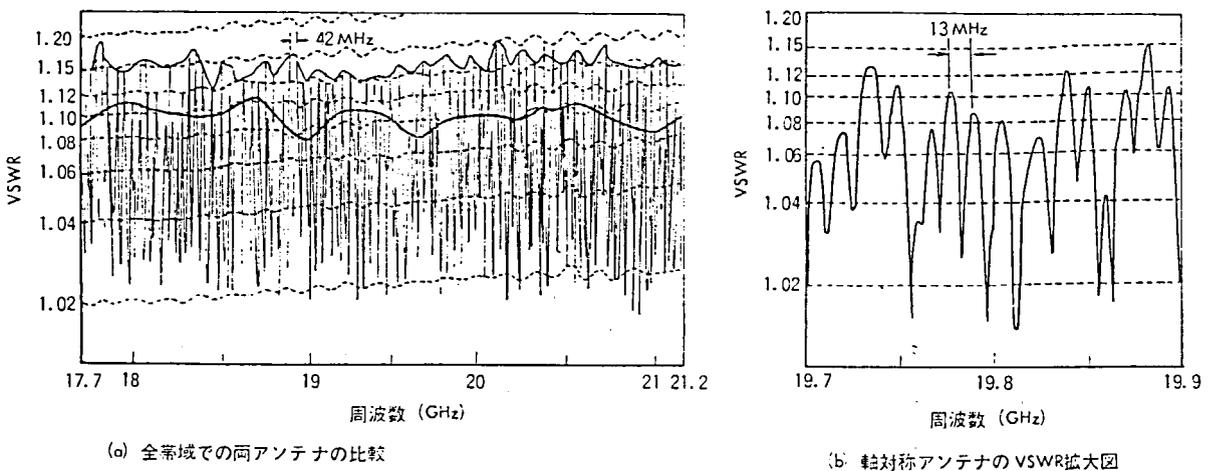
仰角が低い状態ではオフセット形が優れている。これは広角サイドローブレベルの低いオフセットの方が大地の雑音温度の寄与が少ないためである。

(6) VSWR特性

分波給電部を取り除いて、一次放射器入出力端から測定した。乾燥空気は運用状態と同様に加圧しており、フィードームは凸面となっている。

図4.32は20GHz帯、V偏波での測定値であり、軸対称アンテナについては生データと包絡値で、オフセットアンテナについては包絡値で示す。生データに見られる42MHzピッチは、フィードームからの反射波によるものである。軸対称形では副反射鏡からの反射波が、13MHzピッチで現われているが、オフセット形では存在しない。最悪の実測値は、軸対称形の1.15に対し、オフセット形で1.12であり、オフセットアンテナの低VSWR性が示された。

両アンテナともに、偏波依存性はほとんどない。また、30GHz帯での最悪の実測値は、軸対称形とオフセット形で各々1.12, 1.08である。



包絡値 { — オフセット
— 軸対称 } 生データ：軸対称

図4.32 VSWR特性 (20GHz帯、V偏波)

(7) 遅延特性

遅延ひずみは、一般に伝送系全体の特性によって評価される。アンテナ系では位相ひずみによるものより、反射波による影響が大きい。

図4.33に、IF切替器から衛星折返して測定した特性を示す。両アンテナともにVSWR特性に対応して、約40MHzピッチのピークが現われている。さらに軸対称アンテナでは、副反射波鏡からの反射波が原因と思われる、約10MHzピッチのピークが顕著である。そのため複雑な遅延パターンを形成している。

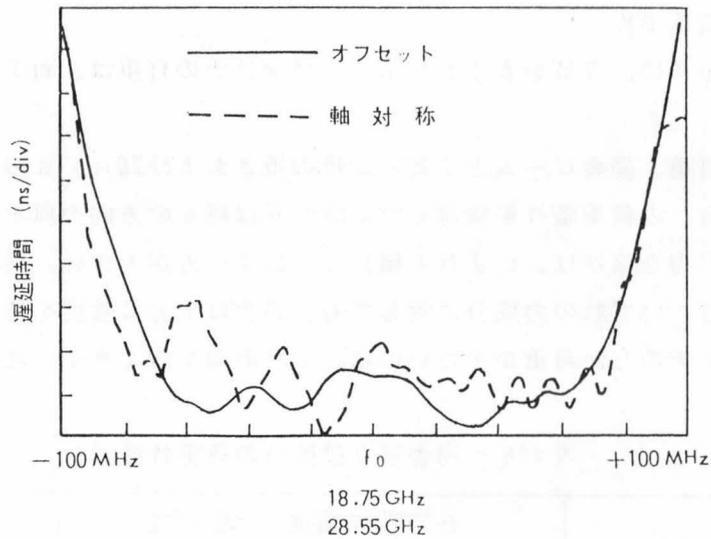


図 4.33 遅延特性

4.4.5 局舎屋上に設置するための検討

(1) 設置法

図 4.34 は、仙台の電話局屋上に移設された、オフセット形地球局アンテナを示す。

局舎屋上にアンテナを設置する場合、オフセットアンテナは、Az回転用レールと給電ホーンの相対的位置が定まっているので、軸対称形において比し設置法に自由度が少なく、レールに相当な機械的精度が要求される。そのため、Az回転用レール下に $6\text{ m} \times 6\text{ m}$ を単位とする I ビーム枠を設置して種々の局舎状況に適応しうる構成とした。



図 4.34 局舎屋上に設置されたオフセットカセグレン地球局アンテナ

(2) 局舎への荷重条件

局舎への荷重条件の計算値を表4.6に示す。アンテナの自重は、両アンテナで大差はない。

各アンテナの自重、局舎ビームとIビーム枠の重さおよび70m/sの風と1.2Gの地震力を考慮し、局舎への荷重条件を検討した。表4.6は種々の方向の風と地震に対する最大値を示すが、水平力を除けば、いずれも風による荷重の方が大きい。柱脚部への力は主として圧縮力であり、いずれの力成分に対しても、局舎は十分な強度を持っている。オフセット地球局アンテナの方が荷重が小さいのは、主反射鏡が浅く水平に近いためである。

表4.6 局舎屋上設置時の荷重特性

	自重* (トン)	柱脚部への荷重 (自重を含む)			局舎ビーム 最大応力 (kg/mm ²)
		圧縮力 (トン)	浮上り力 (トン)	水平力 (トン)	
軸 対 称	25.0	35.8	10.9	21.9	15.0
オフセット	21.0**	21.5	3.5	13.8	6.0

* 概算値

** ビーム枠の重さ (16トン) を含まず

4.5 結 言

以上述べた一連の試作・検討を通して、中容量国内衛星通信方式に適合した有効開口径11.5mの、オフセットカセグレン形および軸対称カセグレン形の2種類の地球局アンテナ設計法を確立した。特にオフセットカセグレン地球局アンテナは、世界的にも実用例がなく、

- (i) 反射鏡面の新しい設計法を開発し、経済化を図ったこと、
- (ii) CCIR規格より10dB以上優れた広角特性を実現したこと、
- (iii) 局舎への風圧荷重が非常に小さいこと、

等の特徴がある。

それにくらべ軸対称地球局アンテナは、設置面積が小さく、より安い点で優れている。

いずれのアンテナの設計においても、大形アンテナを既存の電話局屋上へ設置可能にするという、新しく困難な課題を解決するために、電気的特性の設計条件以上に、機構的条件を重視する設計を行ったことが、大きな特徴と言えよう。

第5章 国内通信衛星搭載用アンテナ系の研究

5.1 序言

通信衛星搭載用のアンテナ系は、衛星通信方式の諸元を左右するきわめて重要なサブシステムの1つである。衛星搭載用のアンテナは、つぎの点で通常の固定無線通信用アンテナとは異なった特性を持つ。

(1) 衛星搭載のための機械的制約条件

軽量・小形であること、ロケット打上げ時の振動・衝撃に耐えること、軌道上で熱平衡条件を満たすこと、太陽の直射により熱変形を起こさないこと、衛星の姿勢安定度に与える影響の少ないことなどの条件を満たす必要がある。

(2) アンテナのビーム形状に対する要求条件

とくに国内衛星通信方式においては、衛星通信を行う地球局の存在範囲は、地表上の特定地域に限定される。すなわち、その地域内の地球局に対しては、極力高い利得を呈し、それ以外の地域には極力放射電力を少なくして、不要の干渉を与えないことが望ましい。また通信地域に対する利得は、できるだけ高いことが望ましいので、アンテナのビーム断面形状を、できるだけ通信地域の形状に合せ、かつその地域内ではできるだけ高くて一様な利得を有するアンテナの指向特性が望ましい。

(3) 多周波数帯の共用

国内衛星通信方式では、4、6、20、30GHz 帯の4周波数帯を同時に使用する。衛星のミッション機器搭載能力に余裕があれば、それぞれ別個のアンテナ系、または6/4GHz 帯用および30/20GHz 帯用の2個のアンテナ系を搭載することが、電気特性上からはもっとも望ましい。しかし、本研究の対象とする重量約350kg程度の衛星では、その姿勢安定化方式をも考慮して、搭載し得る通信用アンテナは1個とならざるをえない。このため、上述の広い周波数帯域をカバーするアンテナ、給電、分波系の開発が必要となる。

(4) アンテナのビーム指向精度

衛星はその軌道上において、地球や月の引力、太陽の放射圧、制御時のトルク、質量不平衡等のために、その姿勢が変動する。したがって、アンテナの指向方向を独立に制御しない限り、ビームは衛星の姿勢変動にともなって、その方向が変動する。アンテナの利得と指向性は衛星の姿勢が変動しても、通信領域内において方式上必要な値を満足するように設計する必要がある。

(5) 衛星の姿勢安定化方式

国内通信に用いるアンテナのビーム指向方向は、常に地表上の特定方向にあることが必

要である。このことは、軌道上で慣性運動を行う衛星本体に対し、アンテナのみをなんらかの方法で独立に回転させ、制御することを意味する。従って、衛星の姿勢を安定化させる方法の如何によって、アンテナ系の構成法が大きな影響を受ける。換言すると、アンテナ系は対象とする衛星の姿勢安定化法に適した形に設計する必要がある。

これらの諸要素を考慮に入れて衛星に搭載するアンテナ系の方式設計をすすめた [75]。まずアンテナのビーム形状に対する要求条件、多周波数帯共用のための問題点等について検討を加え、アンテナ系のイメージを明確にした。ついで、2つの形式の電気モデルを設計・試作し、その特性を測定した。1つはホーンリフレクタ形式であり [82] [84]、他は反射板付パラボラ形式である [85]。この結果、アンテナ系の方式設計の妥当性が示され、成形ビームの効果等を含むアンテナ系の総合的な電気特性を確認した。

2つの形式のアンテナは、それぞれに特徴を備えており電気的特性の面からは優劣をつけ難いが、搭載用としての総合的な評価を行い、ホーンリフレクタ形を主としてとりあげて検討をすすめることとした。すなわち、電気モデルの成果を基に、実際の搭載の条件を考慮した材料・構造をもつホーンリフレクタ形4周波数帯共用アンテナ系熱構造モデルを設計・試作し、打ち上げ時および宇宙空間を想定した環境試験を行って設計上の問題点を明確にした [83] [87]。

本章では、衛星搭載用単一ビームアンテナおよびマルチビームアンテナの方式的検討結果、およびこれに基づき試作した単一ビームアンテナ電気モデルの設計と特性、ならびにその熱構造モデルの電気特性について述べる。

5.2 中容量国内通信衛星搭載用アンテナの方式設計 [75]

5.2.1 通信用アンテナの形式

前述のように、アンテナの形式は衛星の姿勢安定化方式と密接な関係がある。

衛星の姿勢安定化方式にはスピン安定化形と3軸安定化形とがある。スピン安定化形の場合に必要なアンテナデスピンの方法には、電氣的デスピンと機械的デスピンとがあるが、指向性が鋭く利得の高くとれる反射鏡アンテナを機械的に衛星本体と逆回転させる後者の方が、固定通信用には適している。

この場合、アンテナ部のみをデスピンする方法と、中継器等もともに回転させるプラットフォームデスピンとがある。前者の場合、デスピンされる部分の重量が軽減するため姿勢を安定化しやすい利点があるが、中継部との接続のためにロータリジョイント等を必要とし、衛星の中心軸を経由して電磁波をアンテナに給電する必要がある。一方、プラットフォームデスピンはアンテナ系の構成上は自由度が大きく有利であるが、姿勢安定化が一般的には困難で、インテルサット4号衛星のようにかなり大形の衛星で用いられている。また、3軸安定化衛星はさらにアンテナ系の設計に対する自由度が大きい、姿勢安定化精度、熱制御法、電力供給法等でなお技術的に確立したとは言い難く、中規模の静止通信衛星アンテナとしては、1枚の反射鏡を有し、アンテナのみが機械的にデスピンされる、4周波数帯共用機械的デスパンアンテナを検討の対象とすることとした。

アンテナはスピン軸を中心にして回転するから、トランスポンダへの出入力波は、スピン軸を介してアンテナへ給電する必要がある。すなわち、スピン軸を中心軸とする円形導波管、同軸管、または円錐ホーン等で給電する。回転給電部では円偏波を用いるか、円形 TM_{01} 、 TE_{01} モード等の軸対称モードを用いる必要がある。ただし軸対称モードはデスピンされるアンテナ部においてさらにモード変換が必要である。

中容量国内衛星通信方式においては、トランスポンダの搭載可能台数、衛星の電力容量、地球局設備の経済化、および使用可能周波数帯等を考慮すると、搭載用アンテナ系に要求される最大の条件はその高利得化である。

アンテナの高利得化を計る場合、通信地域に広がりのあること、および指向方向の変動が大きいことを考えると、単に開口を大きくするのみではビームが鋭くなって、かえって有効利得、厳密には必要とする方向への実効放射電力が減少する。また使用周波数帯が4~30GHzと、約7.5の周波数比があるため、ビーム幅の違いも大となる。このため、通信地域に適合したビーム成形が必要となる。

この研究においては、非常災害対策を主眼とする中容量衛星通信方式の目的と、アンテナの周波数特性とを勘案して、ビーム幅の広い6/4GHzのマイクロ波帯で離島を含む日本全土をカバーし、30/20GHz帯では、8総括局を含む日本の人口密度の高い地域をカバーするアンテナビームを実現することを目的とした。この場合、ビーム成形はとくにビーム幅が極端に鋭くなる準ミリ波帯に適用することとした。

ビーム成形の方法は、(a)反射鏡の形状を変える、(b)反射鏡に鏡面修整を施す、(c)複数の1次放射器を用いる、等の方法がある。また利得を高めるためには、複数の独立したビームを出すマルチビームアンテナとすることも考えられる [76] [77]。

単一ビームでビーム成形を行う上記3方法のうち、(a)はマイクロ波と準ミリ波とで通信地域の異なる本方式には適用し難く、アンテナ形状も極端に非対称となるうえ、利得も低下するので、除外することとする。(b)は反射鏡面のみを修整するため、4周波を共用する単一の1次放射系を用いても実現が可能で構成も簡単であるが、成形の自由度に制限があるうらみがある。一方、(c)はビーム成形の自由が大きく、周波数別に成形することも可能であるが、複数個の1次放射器を用いるため、デスピンのアンテナ部において、ロータリジョイントからの電磁波をモード変換し、さらに分割して位相調整等を行う必要があり、給電系が複雑化する欠点を有する。

以上の所論より、(b)、(c)のアンテナ形式につき相互比較を行うと表5.1を得る。

表5.1 4周波数帯共用・単一開口・単一ビーム・機械的デスピアンテナの構成

ビーム成形法	成形の自由度	周波数特性	1次放射器軸とスピンの一致	ロータリジョイントの要否	給電系	偏波	利点	欠点
(b) 鏡面修整	中	設計によってはある程度少なくできる。	可能	不要	簡単	円偏波	給電系が簡単となる。	成形の自由度が少ない。
			一致させない。	必要	モード変換器が必要	両方可能、ただし直線偏波の方が簡単	1次放射器の位相中心をかなり自由に選べる。	給電系がやや複雑となる。
(c) マルチホーン	大	周波数帯別設計が可能	不可能	必要	複雑、モード変換器、電力分割器等が必要	"	ビーム成形の自由度が大きい。	給電系が複雑となる。

5.2.2 衛星静止位置とアンテナのビーム幅 [78]

6 / 4 GHz で離島を含む日本全土をカバーし、30 / 20GHz で札幌—福岡間の総括局所在都市をそれぞれ単一ビームでカバーする円形断面のペンシルビームアンテナを考察する。

上述の通信地域をみる静止衛星からの視角は、衛星の静止位置によって異なる。その例を図5.1および5.2に示す。図5.1は日本の領土のほぼ中央、東経135°の赤道上に静止衛星を置いたときの例であり、マイクロ波でカバーすべき地域の視直径は3.9°、準ミリ波のそれは1.8°となる。一方、図5.2は衛星の位置を西方に移動して東経100°から見た場合であり、図5.1の場合より視直径が小さくなり、マイクロ波で2.9°、準ミリ波で1.2°となることがわかる。

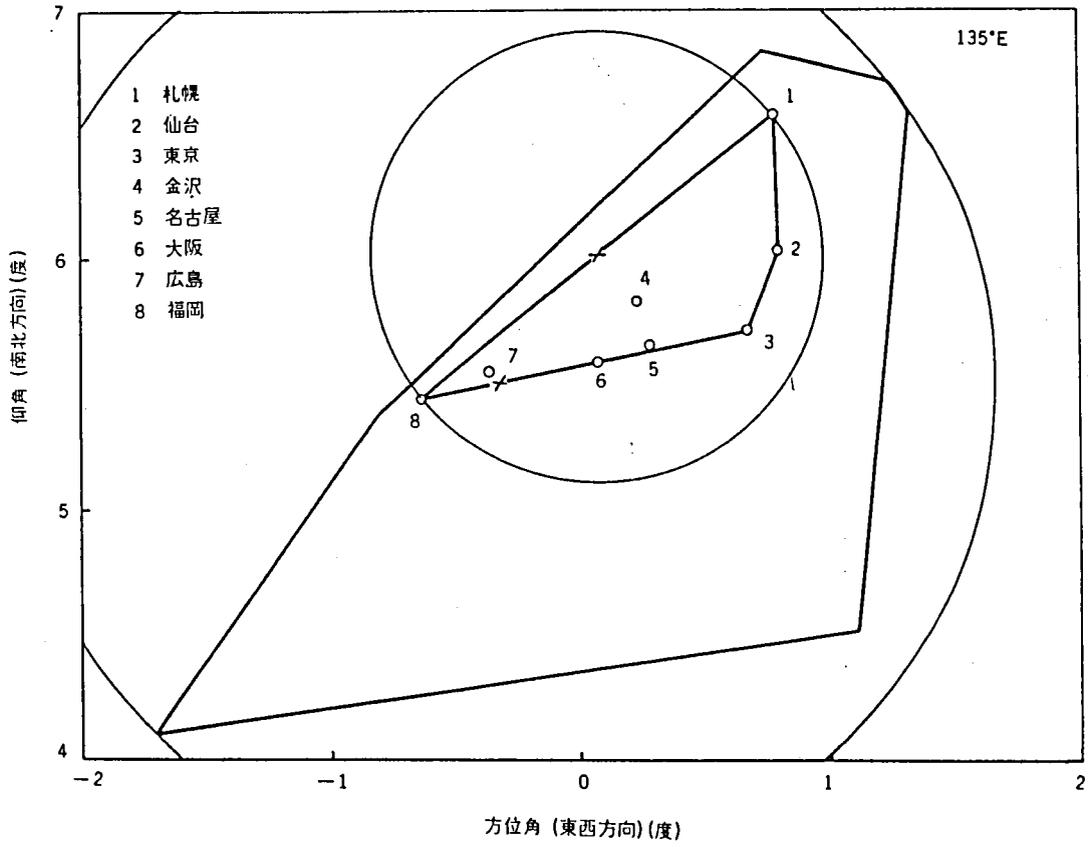


図 5.1 東経 135° の静止軌道位置からの視角

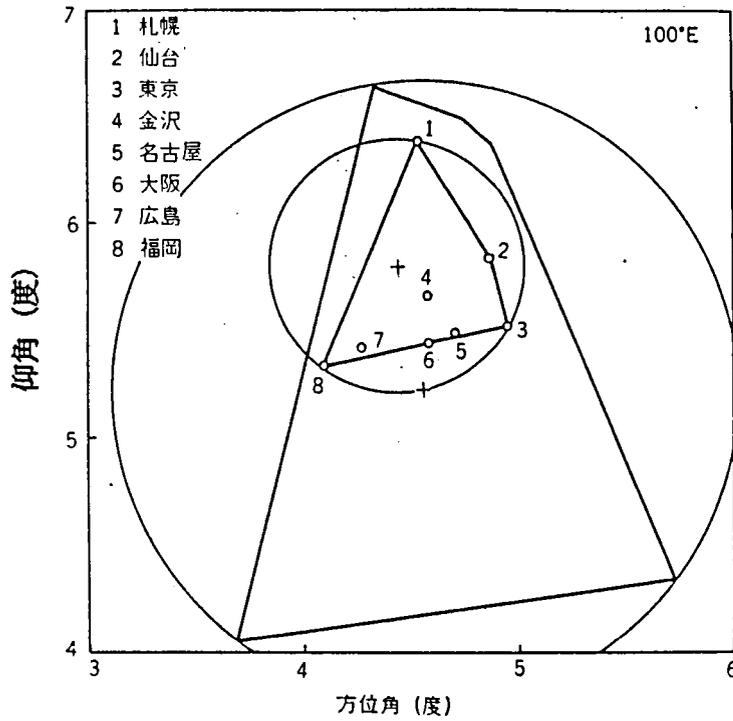


図 5.2 東経 100° の静止軌道位置からの視角

視直径が小であるほど、同一開口のアンテナでは地域内の利得を大きくとれ、同じ利得に対してはアンテナ開口を小さく選ぶことができる。

単一開口のペンシルビームアンテナで、マイクロ波のビーム中心と、準ミリ波のビーム中心とを偏倚させることができる場合には、それぞれ図5.1または図5.2に示すとき、円形領域を照射するのが最適となる。しかし、単一の反射鏡を用いるアンテナで、それが不可能な場合には、マイクロ波のビーム中心は準ミリ波のビーム中心と一致せざるをえず、この場合、マイクロ波ビームに必要な開き角はさらに大きくなる。

図5.3にはこの場合も含めて、衛星の静止する赤道面上の経度と視直径との関係を求めた結果を示す。また、同時に図5.4にマイクロ波と準ミリ波のビーム指向中心を示す。

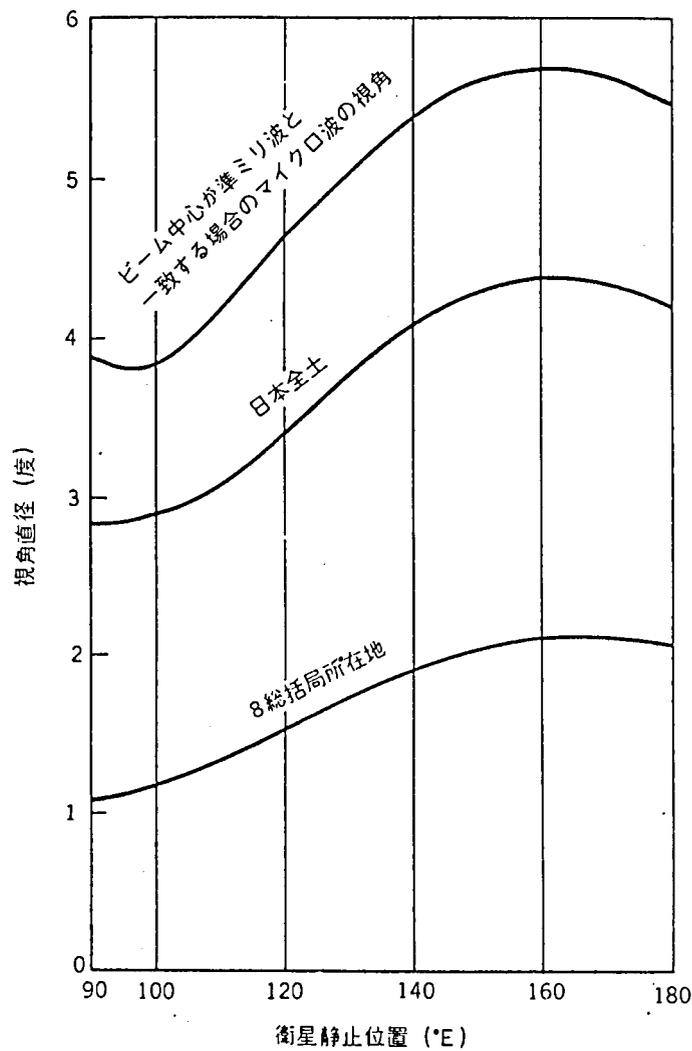


図5.3 静止衛星軌道からの視角

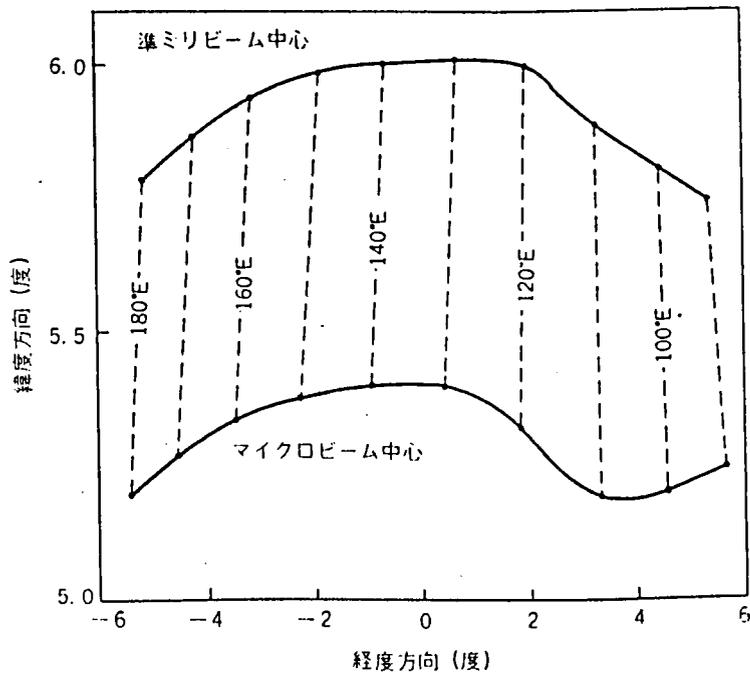


図5.4 ビーム指向中心

一方、静止位置が変化すれば、地球局の仰角と衛星から地球局に至る自由空間損失が変化する。図5.5に各通信地域の両端の点としての札幌、福岡、東京、および石垣島からの仰角の変化量を示す。

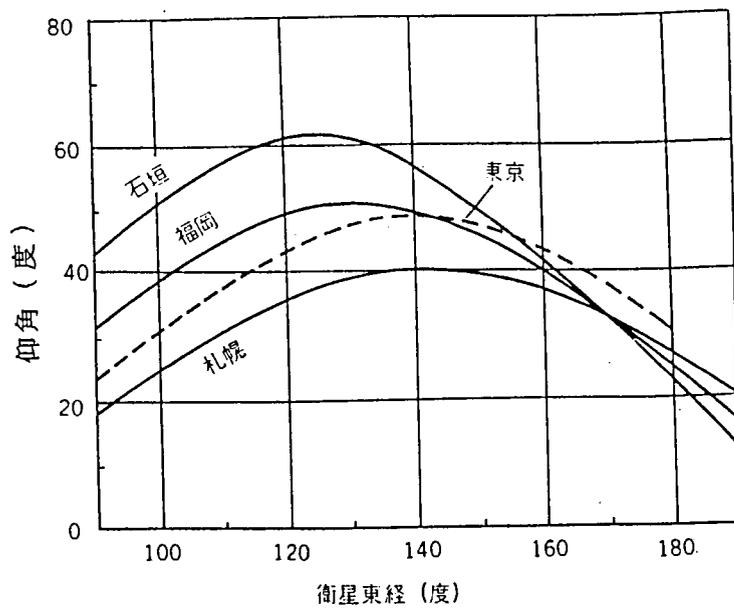


図5.5 静止衛星を望む地球局の仰角

5.2.3 アンテナの最適開口径

搭載用アンテナの開口は、搭載可能な寸法上の制約を除外して考えると、利得を極力大きくするという立場からはアンテナの近軸パターン、通信地域の広がり、および姿勢安定度によって決定される。すなわち、通信地域に対するビーム幅と、これに姿勢の変動を加えた立体角内で指向性利得（の最小値）がもっとも高くなるものが望ましい。

円形の開口面アンテナの指向特性は、開口面照度分布が

$$(1 - \rho^2)^p, \quad p = 1, 2, \dots$$

で与えられる場合に、

$$\begin{aligned} G_p(u) &= 2\pi a^2 \int_0^1 (1 - \rho^2)^p J_0(u\rho) \rho d\rho \\ &= \pi a^2 2^{p+1} p! J_p(u) / u^{p+1} \\ &= \pi a^2 A_p(u) / (p+1) \end{aligned} \quad (5-1)$$

$$u = 2\pi a \sin\theta / \lambda = \pi D \sin\theta / \lambda \quad (5-2)$$

で与えられる [42]。ここに a は開口面の半径、 D は直径、 ρ は中心からの距離、 λ は波長、 θ はビーム中心軸からの角度である。したがって、 θ 方向の等方性波源に対する利得は、

$$G_G(\theta, \lambda) = \eta_p (4\pi A / \lambda^2) \cdot \{A_{p+1}(\pi D \sin\theta / \lambda)\} \quad (5-3)$$

と表わすことができる。ここに η_p は開口能率、 $A = \pi a^2$ である。

いま問題とするのは主ビームの近軸指向特性であるから、開口能率 $\eta = 55\%$ 程度のパラボラアンテナを想定し、式 (5-3) に代えて

$$G_p = 10 \log \eta (\pi D / \lambda)^2 - (u / 1.12)^{2p+1} \quad [\text{dB}] \quad (5-4)$$

なる近似表現を用いることとする。これは式 (5-3) において、開口能率はほぼ $p = 2$ とおいた場合の特性に、近軸指向性はほぼ $p = 1$ とおいた場合の特性に相当する。これらの近軸指向特性の違いが開口径の選択に及ぼす影響については後に検討を行う。

さて、6 / 4 GHz または 30 / 20 GHz を使用するアンテナの直径を定める場合、図 5.3 に示す通信地域の視直径に、姿勢安定度を加えたものをアンテナのカバレッジと定義し、その範囲を有効に照射するように考慮せねばならない。この場合、6 GHz または 20 GHz の 3 dB 下りのビーム幅をカバレッジとすると、4 または 20 GHz では 3 dB 以下の利得低下に収まるが、アンテナ直径が小さくなっているため利得自体が低下し、とくに送信電力に制限のある衛星→地球回線に対しては最適設計とはいえない。一方、4 または 20 GHz で 3 dB 下りビーム幅をカバレッジとすると、30 または 6 GHz では利得低下が 3 dB 以上となり、急速な利

得低下を招くおそれがある。

以上の関係を衛星が 140° E に静止し、視直径 3.7° 、姿勢安定度 $\pm 0.5^\circ$ で本土と離島とをカバーする 6 / 4 GHz のアンテナについて、図 5.7 に示す。いまビーム中心での利得を G_0 、カバレッジの周辺における最小利得（周辺利得と称することとする）を G 。とすると、図 5.7 に対応して、表 5.2 に示すごとくつぎの 5 通りの設計法が考えられる。

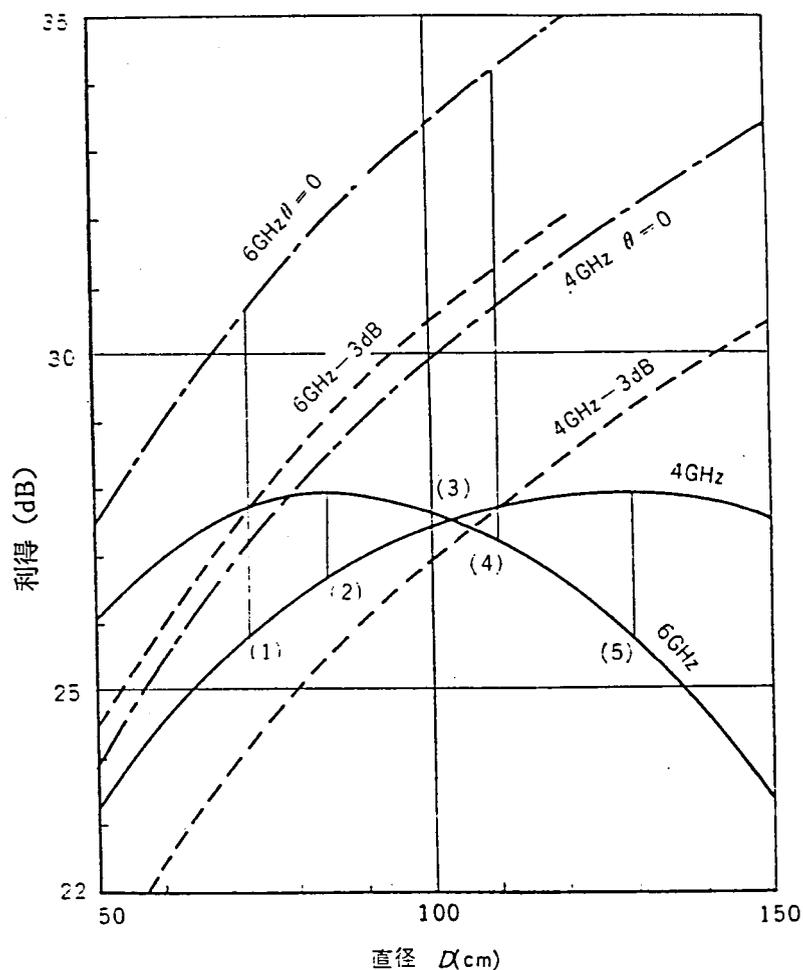


図 5.7 東経 140° の静止衛星から本土と離島をカバーする場合の 6 / 4 GHz のアンテナ利得（視直径 3.7° + 姿勢安定度 0.5° ）

- (1) 6 GHz での 3 dB 下りビーム幅をカバレッジとした場合。
- (2) 6 GHz における周辺利得を最大とした場合。
- (3) 4 GHz と 6 GHz での周辺利得を等しくした場合。
- (4) 4 GHz での 3 dB 下りビーム幅をカバレッジした場合。
- (5) 4 GHz における周辺利得を最大とした場合。

表 5.2 アンテナ直径の決定法の例

(6 / 4 GHz , 本土 + 離島 , $\pm 0.5^\circ$)

No.	直 径 $D(\text{cm})$	4 GHz		6 GHz	
		G_e dB	G_c dB	G_e dB	G_c dB
(1)	73	25.8	27.2	27.7	30.6
(2)	85	26.7	28.5	27.9	32.0
(3)	103	27.5	30.1	27.5	33.6
(4)	110	27.7	30.7	27.2	34.2
(5)	130	27.9	32.2	25.7	35.6

衛星としてはアンテナ直径はなるべく小さい方が製造・打ち上げのうえからも、また姿勢安定化のうえからも望ましく、一方衛星→地球回線（下り回線と称することとする）のアンテナ利得は、地球→衛星回線（上り回線と称することとする）の利得があまり下がらぬ範囲でなるべく高いことが望ましい。この条件を考慮すると、アンテナ直径の決定法としては、表 5.3 の（3）または（4）の方法をとるのが適当だと思われる。とくに（3）の方法によると、6 / 4 GHz における周辺利得のその最大値からの低下量はいずれも 0.5 dB 以内であり、かつアンテナの直径もそれほど大きくはならないという利点がある。したがって、以下の検討ではアンテナ直径を（3）の方法により決定するものとする。なお、たとえば 6 / 4 GHz 帯のみを共用するアンテナでは、両周波数でのビーム幅をそろえる、いわゆる等ビーム幅アンテナも可能である。この場合には、当然（2）または（5）の方法によることとなる。

6 / 4 GHz の場合について、より一般的に、カバレッジの視直径 θ_v をパラメータとして図 5.7 と同様の計算を行うと図 5.8 を得る。また 30 / 20 GHz においても、ペルシルビームとして式（5-4）を適用し、同様の計算を行えば図 5.9 を得る。

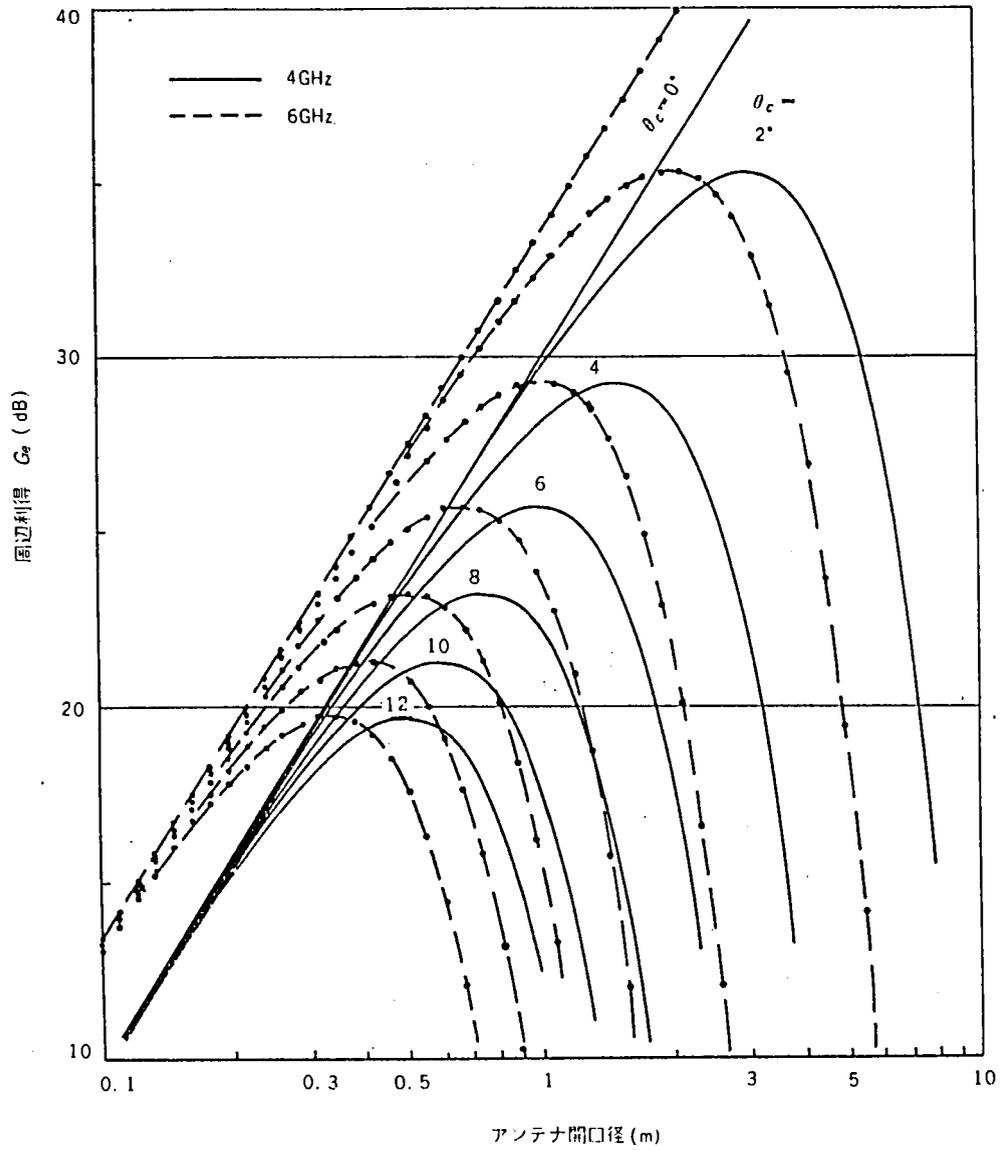


図 5.8 周辺利得とアンテナ開口径 (6 / 4 GHz)

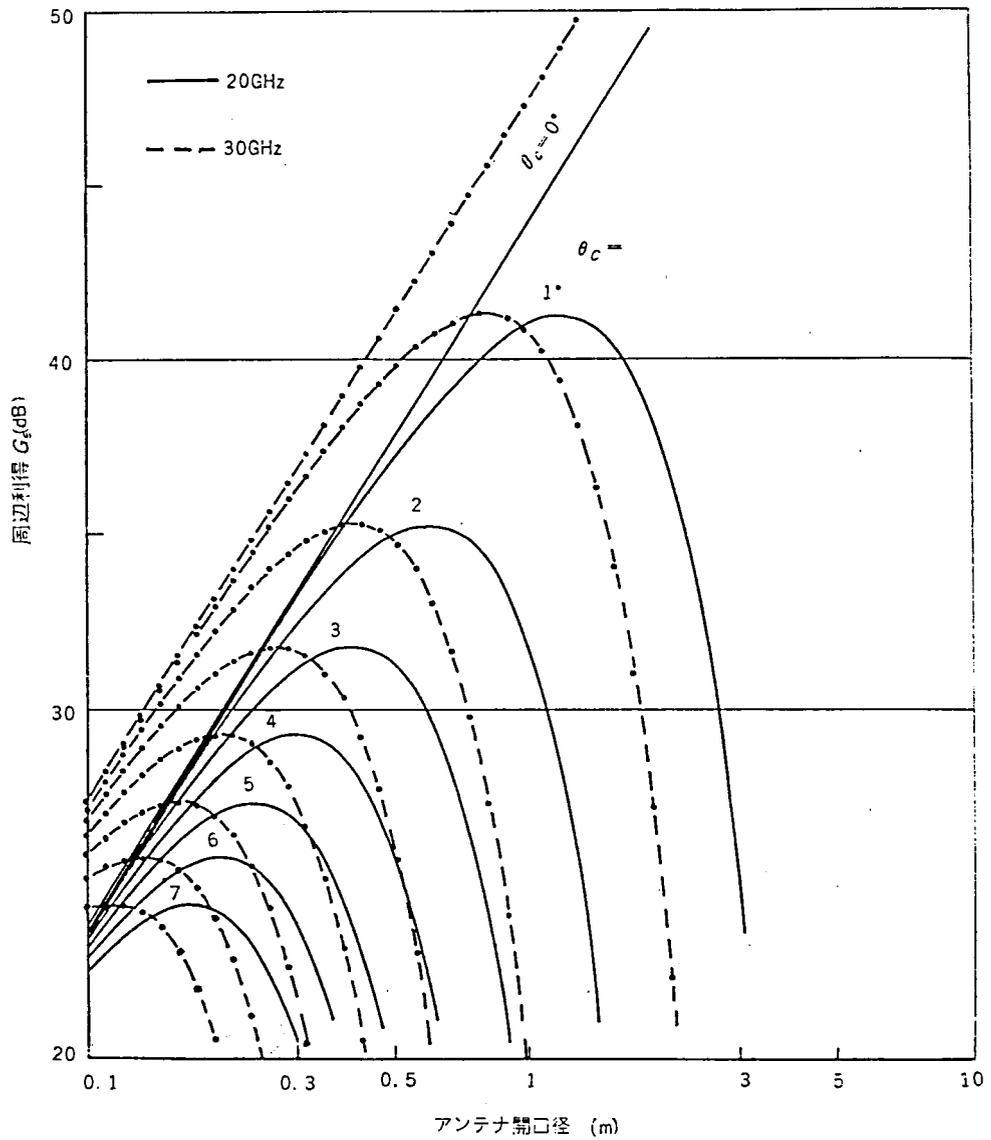


図5.9 周辺利得とアンテナ開口径 (30/20GHz)

これらの図を見てもわかるように、2個の周波数を共用し、その周波数比が現在考察の対象としているごとく $6/4 = 30/20 = 1.5$ の場合には、(3)の意味における最適開口での周辺利得は、それぞれの周波数における最適値から0.5 dB以内の低下をもたらすだけである。また、カバレッジの視直径 θ_c と最適開口径 D_m との関係は一義的に定められる。すなわち、(3)の方法による最適直径 D_m とそのときの利得 G_m および θ_c の関係は次式で与えられる。

$$G_m = 10 \log \eta \left(\frac{\pi D_m}{\lambda_1} \right)^2 - 10 \log \left(\frac{\lambda_2}{\lambda_1} \right)^2 / \left\{ 1 - \left(\frac{\lambda_1}{\lambda_2} \right)^{2.1} \right\}$$

$$= 10 \log \eta \left(\frac{\pi D_m}{\lambda_2} \right)^2 - 10 \log \left(\frac{\lambda_2}{\lambda_1} \right)^2 / \left\{ \left(\frac{\lambda_2}{\lambda_1} \right)^{2.1} - 1 \right\} \quad (5-5)$$

$$\left(\pi D_m \sin \theta_c / 1.12 \right)^{2.1} = 10 \log \left(\frac{\lambda_2}{\lambda_1} \right)^2 / \left\{ \left(\frac{1}{\lambda_1} \right)^{2.1} - \left(\frac{1}{\lambda_2} \right)^{2.1} \right\} \quad (5-6)$$

ただし λ_1 , λ_2 は対象とする2周波数における波長である。式(5-6)より D_m と θ_c の関係を求めれば図5.10を、式(5-5)より G_m と θ_c の関係を求めると図5.11を得る。

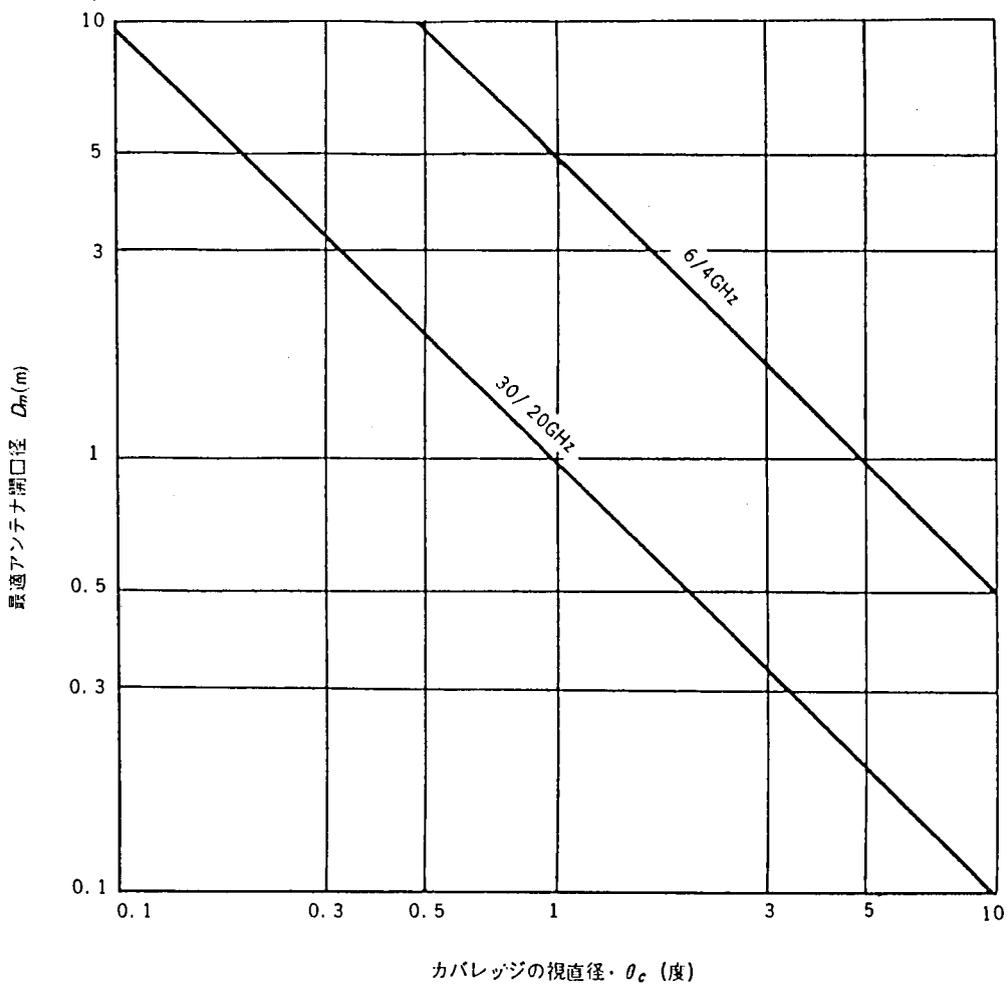


図5.10 アンテナのカバレッジと最適開口径

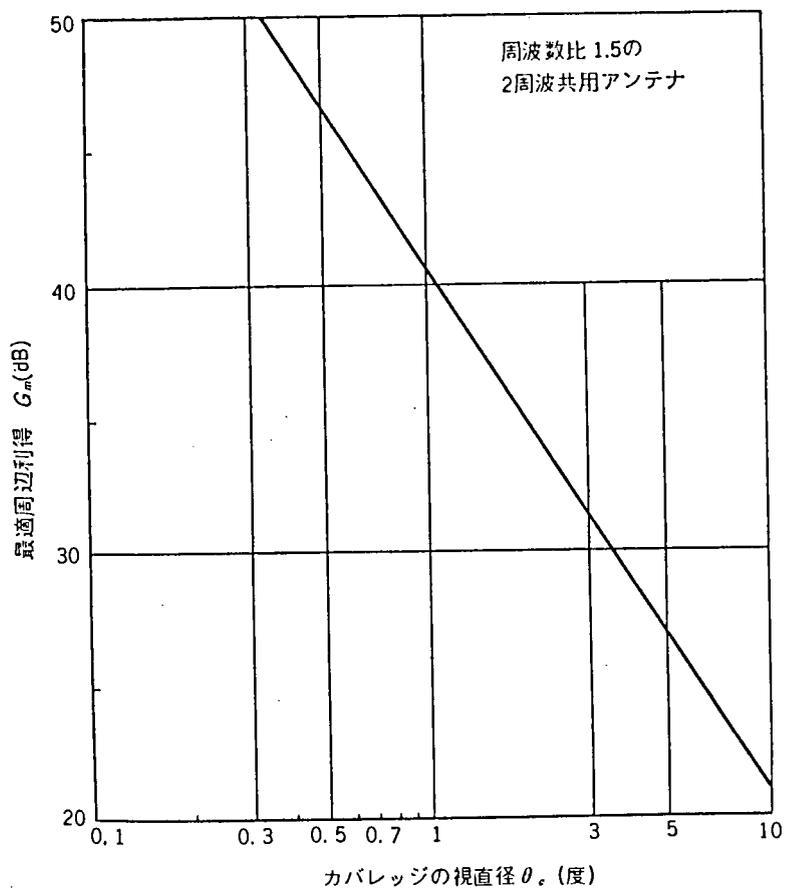


図 5.11 カバレッジの視直径と最適周辺利得
(周波数比 1.5 の 2周波共用アンテナ)

図 5.10 および図 5.3 を用いて、衛星の静止位置と最適開口径 D_m との関係は衛星の姿勢安定度 δ をパラメータとして求めると、図 5.12 のごとくなる。また、これに対応する周辺利得 G の値は図 5.13 のごとく与えられる。

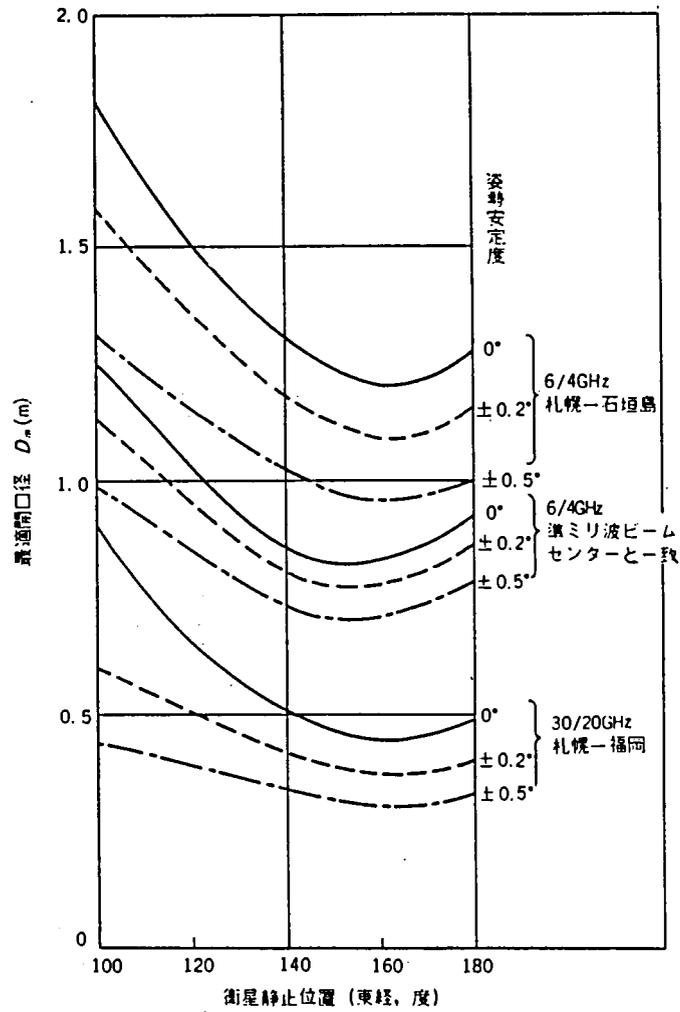


図 5.12 アンテナの最適開口径と衛星位置

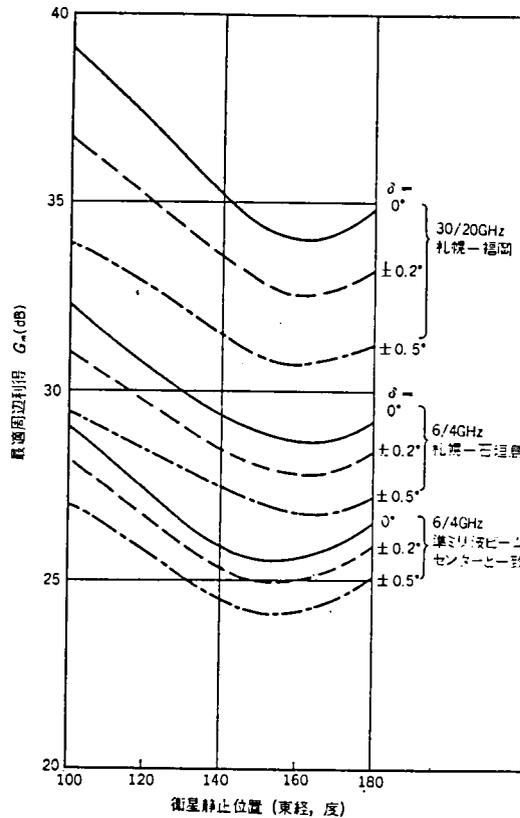


図 5.13. 最適周辺利得と衛星位置

図 5.12 および図 5.13 より、静止衛星の位置が西方によるほど、アンテナの最適開口径を大きく選ぶことができ、したがって、周辺利得も大きくとれること、また、マイクロ波の場合においては、アンテナ径は 0.8 ~ 1.5 m 程度、期待し得る周辺利得は 25 ~ 30 dB 程度であることがわかる。一方、準ミリ波帯においては、アンテナ径 0.4 ~ 0.6 m 程度で、30 ~ 35 dB 程度の利得が期待し得ることがわかる。

ここで近軸指向特性の影響を考察する。アンテナの近軸指向特性は、ほぼ開口面の振幅および位相分布によって定まるが、6 / 4 GHz のごとく 2 周波を共用する場合は、1 次放射器の周波数特性等により、開口分布は必ずしも同じとはならない。ここでは変化の程度を知るために、すでに用いた式 (5-4) のパターンと、式 (5-3) において、 $p = 0$ 、および 2 の場合、さらに一様照射された方形開口のパターン、

$$G_r = (\pi D / \lambda)^2 (\sin u / u)^2 \quad (5-7)$$

を用いて比較を行う。それぞれの指向特性は図 5.14 に示される。また図 5.7 に対応して、6 / 4 GHz における $\theta_c = 4.7^\circ$ とした場合の G_c と D の関係は、図 5.15 に与えるごとくなる。さらに、開口面分布がアンテナの最適設計に与える影響を知るため、式 (5-3) を用いて、開口面振幅分布のテーパの度合を示す指数 p をかえた場合の最適周辺利得 G_m と最適開口径 D_m を、同様に 6 / 4 GHz、 $\theta_c = 4.7^\circ$ に対して求めると、図 5.16 のごとくなる。図 5.14 ~ 図 5.16 より、次のことがいえる。

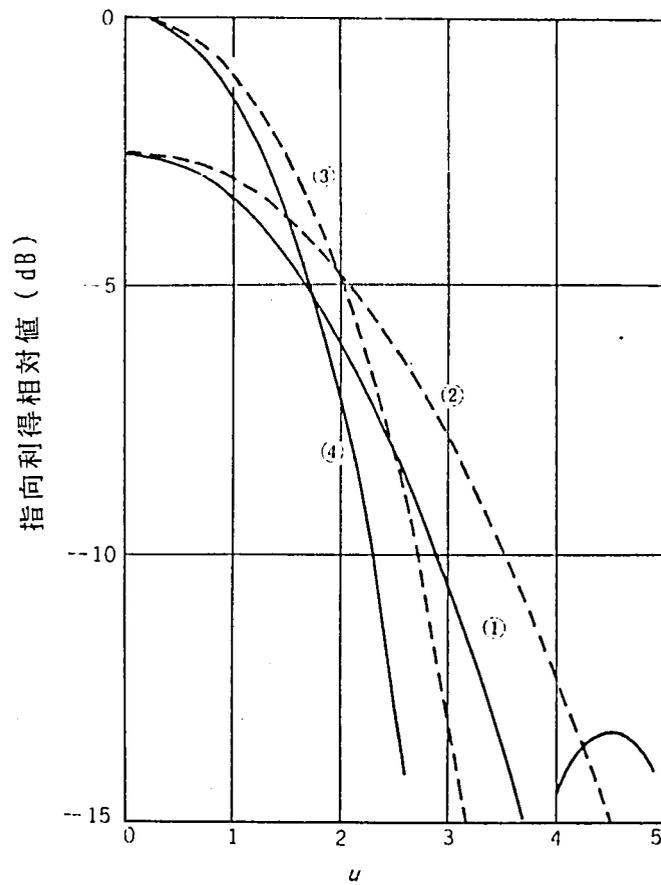


図5.14 アンテナの近軸指向特性

①式(5-4) ②式(5-3), $p=2$ ③式(5-3), $p=0$ ④式(5-7)

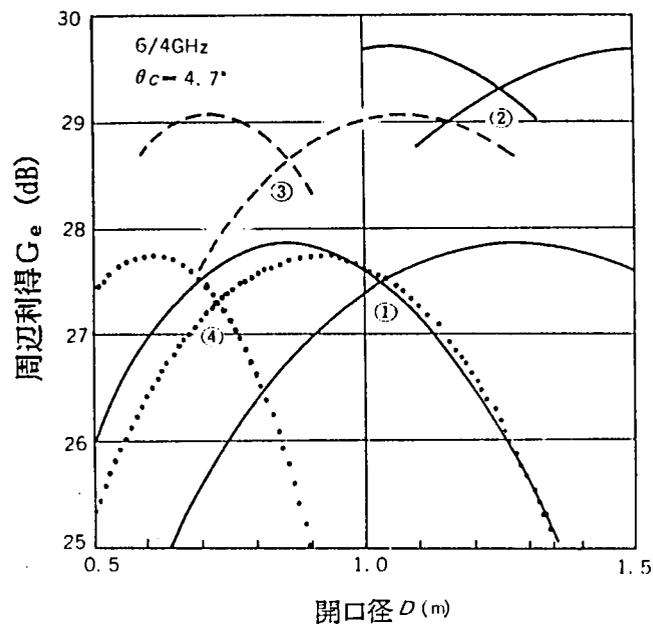


図5.15 近軸指向特性の相違による周辺利得の変化(記号は図5.14に対応)

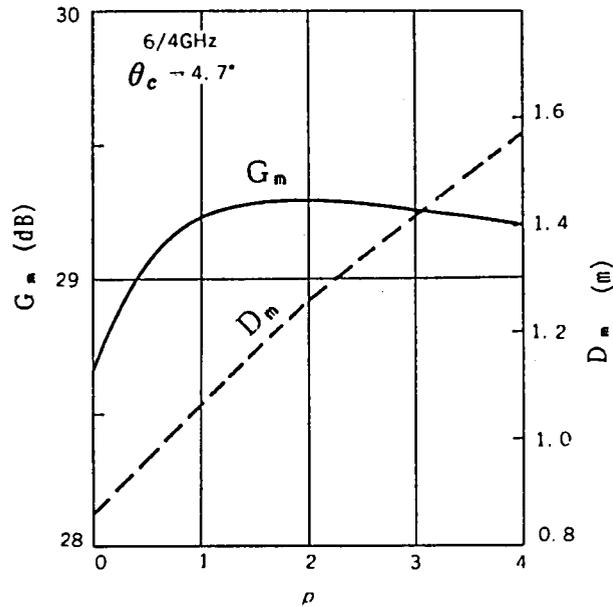


図 5.16 開口面振幅分布による最適周辺利得と最適開口径の変化
 [開口面振幅分布 $(1-\rho^2)^p$ の場合]

(a) 開口能率が等しい場合、ビーム幅の広い方が開口径を大きくでき、周辺利得も高くなる。すなわち③と④を比較すると、電力半値幅が17%増加すると、開口径は18%増し、利得は 1.4dB増加する。また、①と②との場合は23%の半値幅の増加に対し、開口径の増加22%、利得の増加 1.8dBを得る。換言すると、電力半値幅が α 倍になると、開口径も α 倍となり利得は α^2 倍となる。

(b) ペンシルビームとしての開口能率を低下させても、ビーム幅を広げる方が周辺利得を高くとれる。②と③とを比較すると開口能率を56%に下げて、中心での利得を 2.5dB落としても、これによりビーム半値幅が25%増加すれば周辺利得は 0.7dB上昇する。

(c) しかし図5.16にみるように、ビーム幅の拡大にも最適値がある。搭載用アンテナは小形化が望ましいという観点からは、照度分布一様のアンテナに対し、開口能力を75%程度に下げてビーム半値幅を25%増加し(ビーム幅は $1.27\lambda/D$)、開口径を24%増加したアンテナで、周辺利得の増加 0.6dBを得る設計が効率的であると思われる。

(d) 計算の基準に用いた①の特性に対して、最適開口径は $\pm 20\%$ 程度、最適周辺利得は約+ 1.8dB程度までの分散を見込んでおく必要がある。

搭載用アンテナの開口は、機械的な制約を受けることもある。アンテナ開口径が一定で、衛星静止位置を変えた場合の周辺利得は、衛星を西方に移動すれば上昇するが、一般にその程度はゆるやかになる。

5.2.4 準ミリ波帯での特性

30 / 20GHz においてペンシルビームアンテナとしての最適開口径は図5.12にみるごとく、ほぼ 0.5m 程度であり、また、周辺利得は西方にいくほど上昇する。反射鏡を 6 / 4 GHz と共用する場合、開口径ははるかに大きくなり、最適径をとる設計はできない。このため、準ミリ波にはビーム成形をより積極的に施すことが望ましい。ビーム成形を施した場合の周辺利得の期待値は、成形技術自体が試行錯誤的段階にあるため、きわめて予測し難い。しかしながら、図5.13に示す最適周辺利得よりは若干上昇し、また、衛星静止位置との関係は本質的に図5.13とは大差ないものと思われる。

さて、アンテナ利得を上昇させるため、衛星位置を西方に移動させた場合、図5.5にみるように、地球局のアンテナ仰角が低下する。このため伝搬路の降雨中の等価貫通距離が増大し、降雨減衰量が増加する。さらに、自由空間損失も増加する。これらの要素を勘案して準ミリ波に対する最適衛星静止位置を求める。

日本各地の降雨強度分布は地点により異なる。代表的地点として札幌、東京、福岡を考えると、27.5GHz および17.7GHz における仰角45°での降雨減衰量の累積分布の1%値の推定値は表5.3に与えるごとくなる[79]。この値より静止衛星の位置が変わった場合の降雨減衰量を求めると、図5.17のごとくなる。すなわち、対福岡回線の特性が支配的であることがわかる。このため、アンテナ系の設計は福岡方向に対して、もっとも利得が高くなるようにするのが得策である。

表 5.3 3 地点における降雨減衰量 (仰角45°, 1%値, dB)

	17.7 GHz	27.5 GHz
札幌	1.7	3.3
東京	2.6	4.8
福岡	4.5	8.6

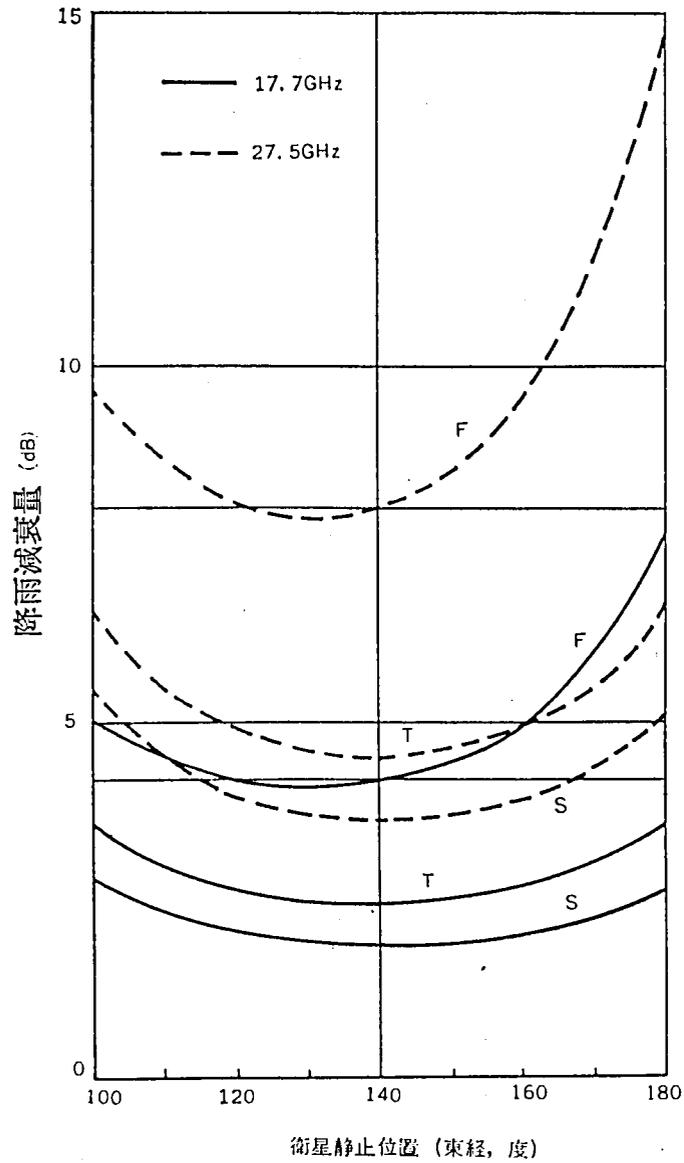


図5.17 各地点の降雨減衰量 (1%値)
 (仰角特性 $\text{cosec } \theta$)
 (S : 札幌, T : 東京, F : 福岡)

一例として、開口径 0.4m の場合に対して、福岡方向の実効的なアンテナ利得の変化を求めると図5.18のごとくなる。この場合は20GHz、30GHzの双方に対して、ほぼ 120° E付近が最適となることがわかる。一方、開口径 = D の場合は、20GHz に対しては 100° E付近、30GHz に対しては 115° E付近が最適となる。また、%値のより少ない降雨に対してはより東方向に偏倚する。

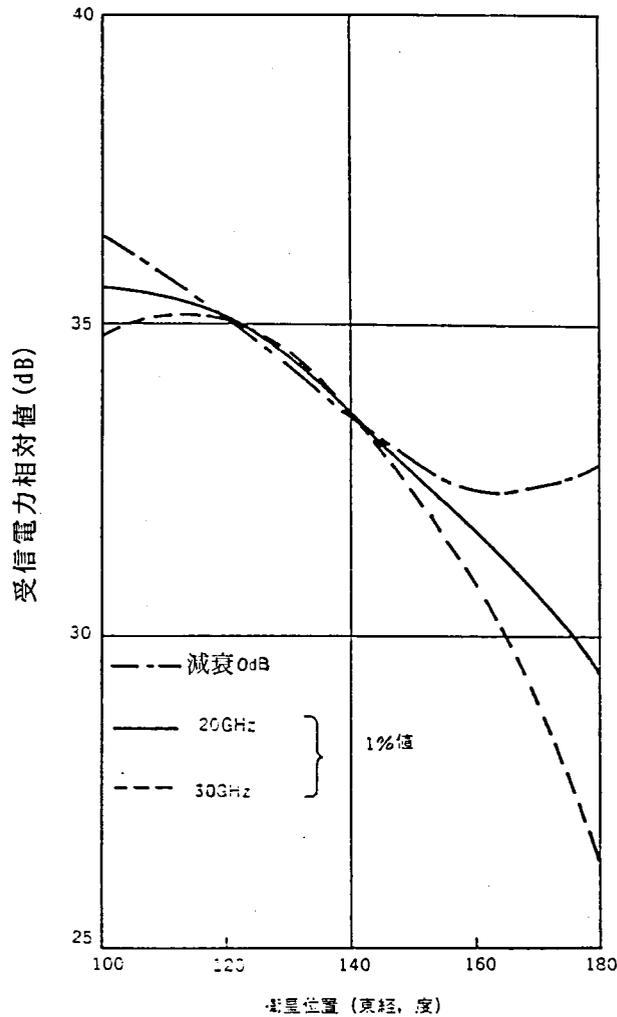


図5.18 福岡に対する実効的なアンテナ利得の1%値
 (アンテナ開口径 = D_m の場合)
 (30/20 GHz, $\delta = \pm 0.2^\circ$, $140^\circ E$ 基準)

以上の検討結果より、準ミリ波帯で最適開口径をもつペンシルビームアンテナでは、衛星の最適位置はほぼ $100 \sim 110^\circ E$ 付近にあること、また最適開口より小さい一定の開口を有するアンテナでは、より東方へ偏倚させるのが適当であることがわかった。もちろんこれらの値は、方式の持つ降雨マージンやアンテナビームの成形の度合等による異なるが、一般的には最多雨地域にある地球局を対象に、降雨マージンの大きい余裕のある方式では、衛星の位置をその局の南方、福岡の場合は $130^\circ E$ 近傍に選び、余裕の少ない回線ではアンテナ利得を高くとれる方向、日本の場合は西方に衛星を偏倚させることが望ましいといえる。

5.3 マルチビームアンテナの方式的研究 [76]

5.3.1 マルチビームの国内衛星通信への適用

世界無線主管庁会議で衛星通信に割り当てられた30/20GHz帯各3.5GHzを有効に利用することが、次の世代の衛星通信方式の課題となろう。この場合、衛星のアンテナ系としてはマルチビームアンテナが次の点で効果的である [77]。

- (1) ビーム間の指向性の差を利用して、同一周波数の多重利用が可能となり、通信容量を増大できる。
- (2) 利得を高くとることにより、通信容量を増大し、また降雨減衰マージンを多くとることができる。
- (3) 日本国内のごとく狭い地域内の通信を対象とする場合には、アンテナ開口を大きくとることにより、EIRPを増大することが容易である。
- (4) ビーム照射範囲を局限することにより、他システムへの不要な干渉を少なくできる。

ここでは、国内通信衛星において、本土内の8総括局を対象として、一枚の反射鏡でマルチビームを構成する場合の、アンテナ系の方式上の諸問題を検討した結果を述べる。

5.3.2 サービスエリア

マルチビームを用いた方式では、大容量基幹回線が構成されることを想定して、地球局は図5.19に示すごとく8総括局近辺に配置されるものとする。それ以外の臨時・移動・小容量局に対しては別に日本全土を照射する小口径のシングルビームのアンテナまたは放射系を用いるのが得策であろう。準ミリ波における降雨減衰をも考慮して、衛星は130°E付近に静止させるのが効率的である。このときの衛星から各局を見た視角の関係を図5.19および表5.4に示す。ビーム数と各ビームのサービスエリア（1個のビームの通信対象とする地球局の存在する範囲）については種々の分割法があり得るが、表5.5にはビーム数毎に最適と思われるサービスエリアおよびそのときのビーム間間隔を示す。また図5.19には4ビームのサービスエリアも同時に示している。

表5.4 総括局間視直径（度）（衛星静止位置130°E）

	札幌	仙台	東京	金沢	名古屋	大阪	広島
福岡	1.76	1.50	1.33	0.92	0.94	0.74	0.32
広島	1.48	1.19	1.02	0.62	0.64	0.44	----
大阪	1.16	0.80	0.60	0.26	0.20	----	----
名古屋	1.03	0.50	0.38	0.20	----	----	----
金沢	0.90	0.57	0.47	----	----	----	----
東京	0.87	0.33	----	----	----	----	----
仙台	0.56	----	----	----	----	----	----

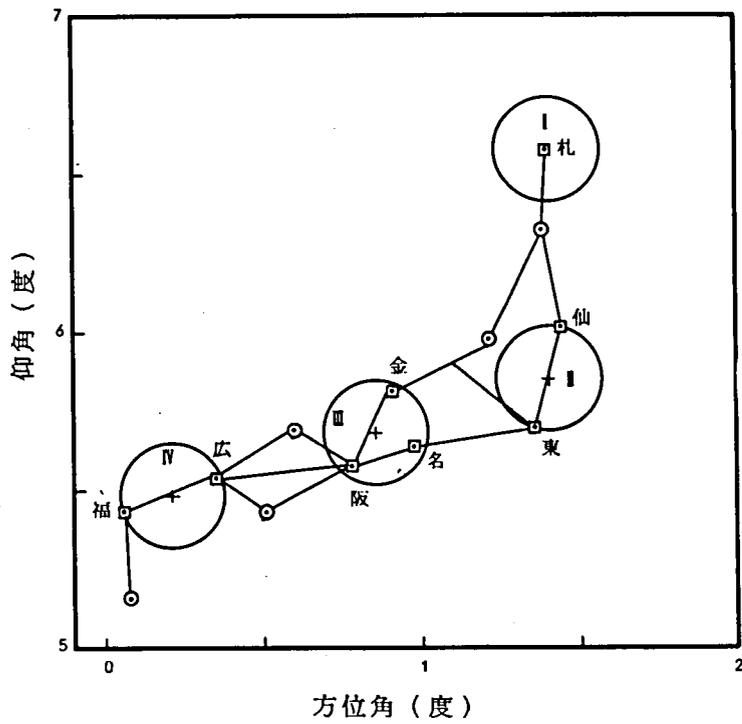


図 5.19 各地の視角

表 5.5 マルチビームアンテナのサービスエリアとビーム間間隔

ビーム数	サービス エリア直 径(度)	ビーム間間隔 (度)		
		ビーム I (東仙札)	ビーム II (名金広福)	ビーム III (広福)
1	1.8	-----		
2	0.94	1.2		
3	0.6	0.86	1.5	0.74
		-----	-----	-----
4	0.33	0.68	1.26	1.62
		-----	0.58	1.03
		-----	-----	0.7
8	0 (ポイントビーム)	---表 5.4 ---		

5.3.3 最適アンテナ直径

衛星搭載用アンテナの直径は、(1) ロケットに搭載可能な寸法による制限以外に、(2) 所要利得、(3) サービスエリアおよび(4) 姿勢安定度等により制約を受ける。いま一次検討としての最適直径を求めるために、(1) は無視し、20GHz と30GHz との2周波で、姿勢安定度を仮定した場合に、表5.5 に示すサービスエリア内の最大の利得をとりうる直径を求める。

アンテナ開口の照度分布が $(1 - \rho^2)^p$ 、 $p = 2$ でテーパをつけられている場合を考え、近軸指向特性 g および利得 G が

$$g(\theta) = A_{p+1}(u) = 2^{p+1} (p+1)! J_p(u) / u^{p+1}$$

$$u = \pi D \sin \theta / \lambda$$

$$G(\lambda) = \sigma_p (\pi D / \lambda)$$

$$\sigma_p = 0.56$$

で表わされるものとする [42]。ただし、 D : アンテナ開口径、 λ : 波長、である。

衛星の姿勢安定度を $\pm \delta$ (rad)、サービスエリアの半径を s (rad) で表わすと、サービスエリア内の任意の地球局での最小実効利得 G_{min} は

$$G_{min} = G(\lambda) g(s + \delta)$$

で与えられる。いま一例として、 $\delta = 0.1^\circ$ と 0° の場合の、18GHz と28GHz における G_{min} と D との関係を図5.20に示す。単一ビームアンテナの場合と同様に、アンテナ直径は各周波数における利得がほぼ等しくなる点に選ぶとすれば、姿勢安定度 $\pm 0.1^\circ$ および $\pm 0.5^\circ$ に対して表5.6 に示す結果を得る。

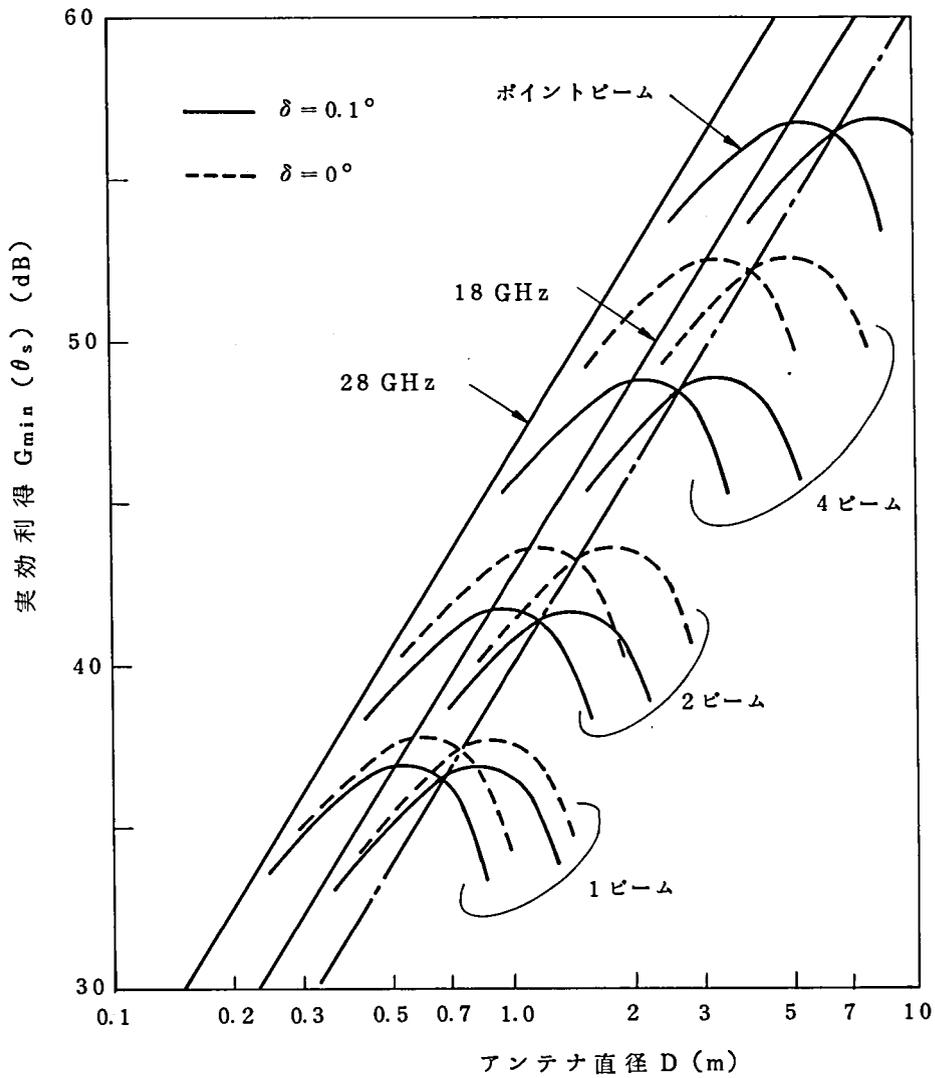


図5.20 実効利得とアンテナ直径
(衛星姿勢安定度: 0° , $\pm 0.1^\circ$)

表5.6 アンテナ最適直径とサービスエリア周辺の利得

ビーム数	サービスエリア直径	$\delta = \pm 0.5^\circ$				$\delta = \pm 0.1^\circ$			
		最適直径 cm	最小利得 dB	最大利得		最適直径 cm	最小利得 dB	最大利得	
				18 GHz	28 GHz			18 GHz	28 GHz
1	1.8°	4.6	33.8	35.0	37.3	6.5	36.6	36.9	37.8
2	0.94°	6.6	36.9	38.8	41.6	11.0	41.4	42.0	43.8
3	0.6°	8.0	38.5	40.8	44.5	16.0	44.5	45.4	47.5
4	0.33°	9.4	40.0	42.1	45.7	25.0	48.6	49.7	52.1
8	0°	13.0	42.8	45.2	49.0	64.0	56.5	58.8	62.6

5.3.4 ビーム間干渉に関する考察

ビーム間干渉については通信方式としてその許容直径を定め、実験的にアンテナの特性を確認する必要があるが、ここでは上述の指向性を用いて同一偏波の隣接ビーム間の干渉量 (D/U) を既に求めた最適直径に対して計算による推定を行なった。図5.21は $\delta = 0.1^\circ$ 、18GHz、下り回線の場合、図5.22は同じく28GHz、上り回線の場合の計算例である。これらの結果から例えば最小 D/U が25dB以上となるビーム間間隔を示すと表5.7のごとくなる。以上の計算から、衛星の姿勢安定度が $\pm 0.5^\circ$ 程度では周波数再使用の可能性は殆どなく、約 $\pm 0.1^\circ$ 以下の安定度において、隣接ビームを除くビーム間において再使用の可能性があることがわかる。

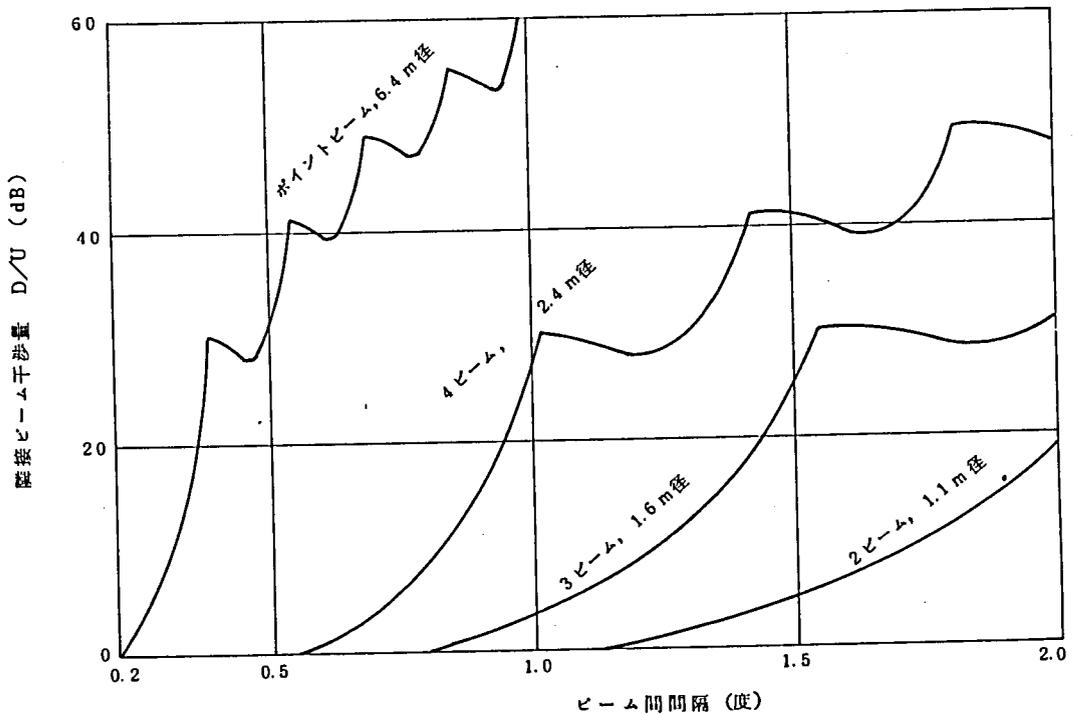


図5.21 最適直径に対する D/U (18GHz・下り)
($\delta = 0.1^\circ$, パラメータ: アンテナ直径)

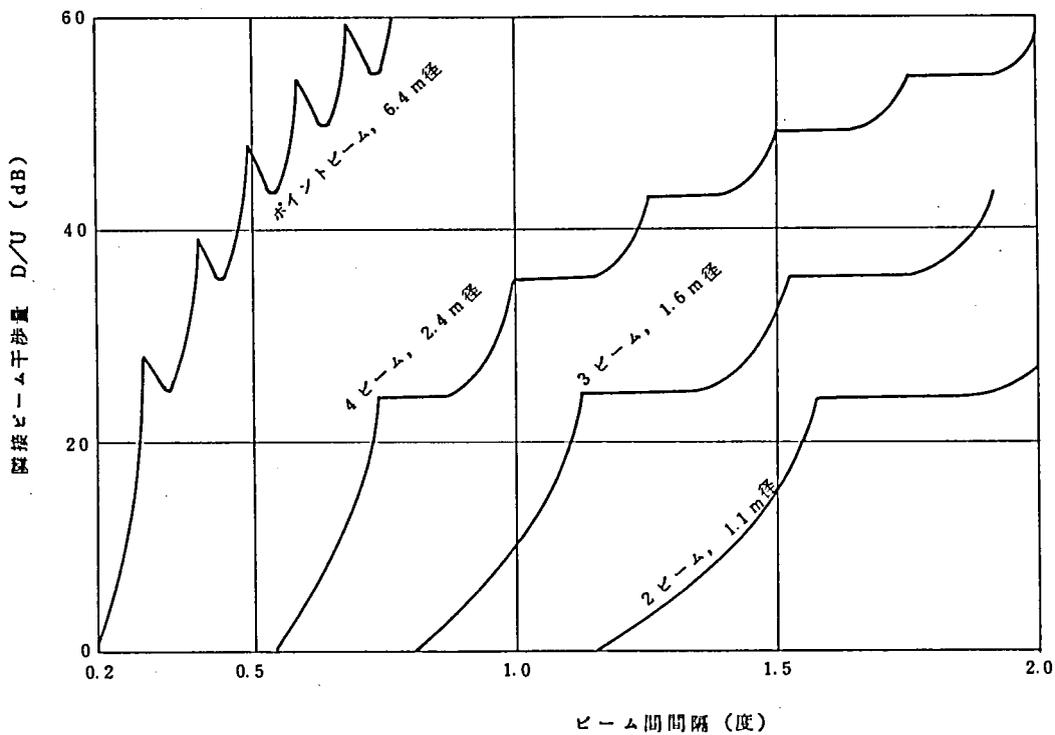


図 5.22 最適直径に対する D/U (28GHz・上り)
 ($\delta = 0.1^\circ$, パラメータ: アンテナ直径)

表 5.7 最小 D/U 25dB以上のビーム間隔

ビーム数	姿勢安定度 δ				
	0.1°	0.2°	0.3°	0.4°	0.5°
8	0.38°	0.76°	1.12°	1.50°	1.86°
4	0.98°	1.37°	1.73°	----	----
3	1.51°	1.86°	----	----	----
2	----	----	----	----	----

5.3.5 むすび

日本の8都市を対象とし、30/20GHzを用いる国内通信衛星に適用できるマルチビームアンテナの概念像を、主として方式的見地から検討した。利得からみた最適開口アンテナにおいては、姿勢安定度が $\pm 0.5^\circ$ では周波数再利用の可能性はなく、単にビーム分割数に比例する利得上昇を期待できるに過ぎないが、安定度 $\pm 0.1^\circ$ 以下では、隣接以外のビーム間の同一周波数利用が可能であり、利得も(分割数)²以上に比例して上昇することを明らかにした。

5.4 国内通信衛星用単一ビームアンテナ電気モデルの設計

5.4.1 単一ビームアンテナ電気モデルの設計目標

マイクロ波帯以上の周波数を用いた衛星搭載用のアンテナ系は、若干の実験的試作を除いてはわが国において前例がなく、また、4GHz から30GHz にわたる周波数帯共用アンテナ系は、世界にもその例を聞かない。

搭載用アンテナ系として実現し得る総合的な電気的特性を明らかにするとともに、研究すべき電気的および機械的問題点を明確に把握するため、節5.2に述べた方式設計結果にもとずき、2種類の電気モデルを設計、試作し、その諸特性を測定した。

設計に際して考慮した事項はつぎのとおりである。

(1) 周波数帯域

マイクロ波帯は、上り回線用に 5.925~6.425 GHz、下り回線用に 3.7~4.2 GHz の各 500MHz とする。準ミリ波帯については、一挙に 3.5GHz 帯域をカバーし得る群分波装置の実現はきわめて困難と考えられたこと、マイクロ波帯との相互接続の面からは、500MHz で可能であること、しかしながら将来広帯域化への基礎データをとりうることを考慮して、下り回線用に 18.25 ~ 18.75GHz、上り回線用にこれと対応する 28.05 ~ 28.55 GHz の各 500MHz を選定した。

(2) 衛星静止位置

節5.2の検討結果を考慮し、降雨による回線障害率を0.3%程度に見積もって、衛星の最適位置を 125° E ~ 135° E 付近とした [52] [80]。さらにその他の条件を考慮して衛星位置を東経 135° と設定した。

(3) 衛星の姿勢安定度

衛星の姿勢安定度には極めて多くの要因が影響を与えるため、値を定めること自体が困難であったが、ここではインテルサット衛星等のデータを参考にしつつ、将来での改善も期待して ± 0.2° を想定して、アンテナ系の設計を進めることにした。

(4) アンテナの開口径

開口径はマイクロ波帯に対して定めるものとした。図5.12より、札幌から石垣島に至る通信領域をカバーする場合、衛星位置 135° E、姿勢安定度 ± 0.2° に対しては、ビーム中心方向を準ミリ波と独立に制御し得るときは約 1.2m、準ミリ波ビームと中心が一致するときには約 0.8m が最適開口径となる。一方、後述する準ミリ波に対する鏡面修整により、準ミリ波の等価的なビーム中心がマイクロ波のそれと独立に偏倚させうることは、多くは期待できないにしても、開口面に発生する位相誤差と、マイクロ波1次放射器の放射特性が通常のパencilビームアンテナのごとく、必ずしも最適に設定できない等の理由により、マイクロ波のビーム幅が広がる傾向にあること、および一般に下り回線の C/N 余裕が少ないことなどを考慮し開口径を 1.0m と定めた。

(5) アンテナ形式

4周波数帯共用・単一開口・単一ビーム・機械的デスパンアンテナの構成は表5.1に示したように、3通りの方法が考えられる。このうち構成上もっとも大きい相違は、1次放射器の電気的中心軸をスピン回転軸と一致させるかどうかと云う点である。電気モデルの設計段階においては、多周波数帯を共用する広帯域低損失なロータリジョイントの製作実績がなく、また、搭載用に耐える設計も困難視されたこと、給電系は極力簡易化して給電損失を低下させるとともに、アンテナ系の構造を簡易化すること等の理由から、1次放射器軸をスピン軸と一致させ、ロータリジョイントを使用しないアンテナ形式を選ぶこととした。

(6) アンテナ利得

東経 135° の静止軌道上よりみた日本各地の視角は、図5.1のごとくなる。したがって、マイクロ波で外側の六角形の領域を、準ミリ波で内側の四角形の領域をカバーする場合の利得を求めればよい。式(5-4)の指向特性をもつペンシルビームアンテナに対して関連諸元を求めると表5.8を得る。

表5.8 衛星静止位置 135° E の場合のアンテナ関連諸元 (姿勢安定度 ± 0.2°)

	マイクロ波		準ミリ波
	ビーム中心準ミリ波と一致	ビーム中心偏倚	
上り回線周波数	6.175 GHz	//	28.3 GHz
下り回線周波数	3.95 GHz	//	18.5 GHz
カバレッジ視直径 θ_c	5.63°	4.34°	2.23°
最適開口径 D_m	0.85 m	1.10 m	0.46 m
最適周辺利得 G_m	25.7 dB	27.9 dB	33.7 dB
直径 1 m のアンテナの 周辺利得 G_e			
6.175 GHz	24.7 dB	28.4 dB	
3.95 GHz	26.2 dB	27.7 dB	
ビーム中心間偏倚角		0.681°	

利得の設計には個々のアンテナにつき、振幅分布、位相分布、ブロッキング等の影響を求めねばならないが、ここでは設計の目標値を一般的な考察により与えることとした。この意味からマイクロ波帯に対しては、準ミリ波とビーム中心が偏倚させ得る場合の利得をとり、4 GHz で27dB、6 GHz で28dBと設定した。一方準ミリ波に対してはビーム成形効果の試算により、最適周辺利得より2~3 dBの改善を期待して、20GHz 帯35dB、30GHz 帯30 dBの目標値を設定した。

(7) 偏 波

ロータリージョイントを用いず、1次放射器軸がスピン軸と一致する機械的デスペアンテナとすれば、使用偏波は地球局での高速偏波追尾を考えぬ限り、必然的に円偏波となる。この場合、円偏波と直線偏波とを交換する円偏波発生器が必要となるが、マイクロ波帯または準ミリ波帯での上り下り各2周波の共用を考えると、円偏波の回転方向は互いに逆方向であることが望ましい。電気モデルではインテルサット系衛星の使用法に準じ、上り回線を左まわり、下り回線を右まわり円偏波とした。なお、円偏波の回転方向は混乱を招きやすいが、ここではCCIRの定義に従っている[81]。

(8) 給電系損失

給電系の損失は4周波の分波方式によりかなり相違があり、個々のハードウェアについて検討する必要があるが、設計上は低損失化を第1の目標とし、マイクロ波帯で1.5dB以下、準ミリ波帯で1.0dB以下を設計目標とした。

(9) インピーダンス

鏡面系におけるインピーダンスは円偏波の場合、問題となることは少ない。群分波系においては、通常比較的容易に実現できる値として1.2以下を目標とした。

(10) 楕円偏波率

中容量衛星では交叉偏波の利用は考えないので、とくに厳しくおさえる必要はないが、ハードウェアとして実現し得る値を想定して楕円偏波率を2.0dB以下とした。この場合の電力損失は0.05dB以下である。

(11) 漏洩減衰量

搭載用アンテナ系で問題となる端子間の結合は、4GHzと20GHz送信波の受信端子への回り込みである。このうち4→6、4→20、20→30GHzについては導波管の遮断特性により問題はないものと思われる。ここではすべての干渉経路に対し40dB以上の漏洩減衰量を確保することとした。

(12) 無指向性アンテナ

無指向性アンテナは、遷移軌道上で遠地点到達前数時間の衛星の姿勢の検討から、垂直面内のビーム幅がスピン軸に対して $90^\circ \pm 35^\circ$ 以上、かつ利得が0dB以上、帯域幅が約30MHz以上となることを目標とした。

以上に述べた主要設計目標値をまとめると表5.9、表5.10、表5.11となる。

表 5.9 通信用高利得アンテナの利得設計目標値

周波数帯	偏 波	利得目標値 (最小値)		通 信 地 域
		アンテナ単体	アンテナ総合	
4 GHz 帯	右 旋	27.0 dB	25.5 dB	日本全土
6 GHz "	左 旋	28.0 dB	26.5 dB	
20 GHz "	右 旋	35.0 dB	34.0 dB	総括局所在地を含む地域
30 GHz "	左 旋	36.0 dB	35.0 dB	

表 5.10 群分波装置の設計目標値

周波数帯	使用帯域	損 失	VSWR	楕円偏波率
4 GHz 帯	3.7~4.2 GHz	1.5 dB 以下	1.2 以下	2.0 dB 以下
6 GHz "	5.925~6.425	1.5 "	1.2 "	2.0 "
20 GHz "	18.25~18.75	1.0 "	1.2 "	2.0 "
30 GHz "	28.05~28.55	1.0 "	1.2 "	2.0 "
	4→6 GHz 帯	4→18 GHz 帯	18→6 GHz 帯	18→28 GHz 帯
漏えい減衰量	40 dB 以上	同 左	同 左	同 左

表 5.11 無指向性アンテナの設計目標値

ア ン テ ナ	周 波 数	帯 域	偏 波
テレメータアンテナ	4137.0 MHz	4125~4152 MHz	水平偏波
コマンドアンテナ	6240.0 MHz	6215~6245 MHz	垂直偏波
指 向 性	スピン軸を含む面内で、3 dB ビーム幅がスピン軸と直角方向から ±35° 以上		
利 得	給電系を含めスピン軸と垂直な面内で -0.5 dB 以上		

上述の設計方針に従って、2種類の電気モデルの設計・試作を行った。その1つはホーンリフレクタ形（A形と称する）であり〔82〕〔83〕〔84〕、他は反射板付パラボラ形（B形と称する）である〔85〕。以下にCS衛星に採用されることとなったA形について述べる。

5.4.2 電気モデルA形の構成

試作したA形アンテナ電気モデルの外観写真を図5.23に、構成を図5.24に示す。試作電気モデルは開口径100 mの成形されたホーンリフレクタ形反射鏡、多周波数帯共用分波装置、無指向性アンテナより構成されている。円錐ホーンの開き角は 40° で、直径25cmのところを上部と下部に分割され、上部が反射鏡とともにベアリングによって支えられ回転する。分割部は使用する最低周波数の4 GHz に対して簡単なチョーク構造となっているが、分割部の直径が波長に比べて大きいので電気特性に及ぼす影響は無視できる程度である。

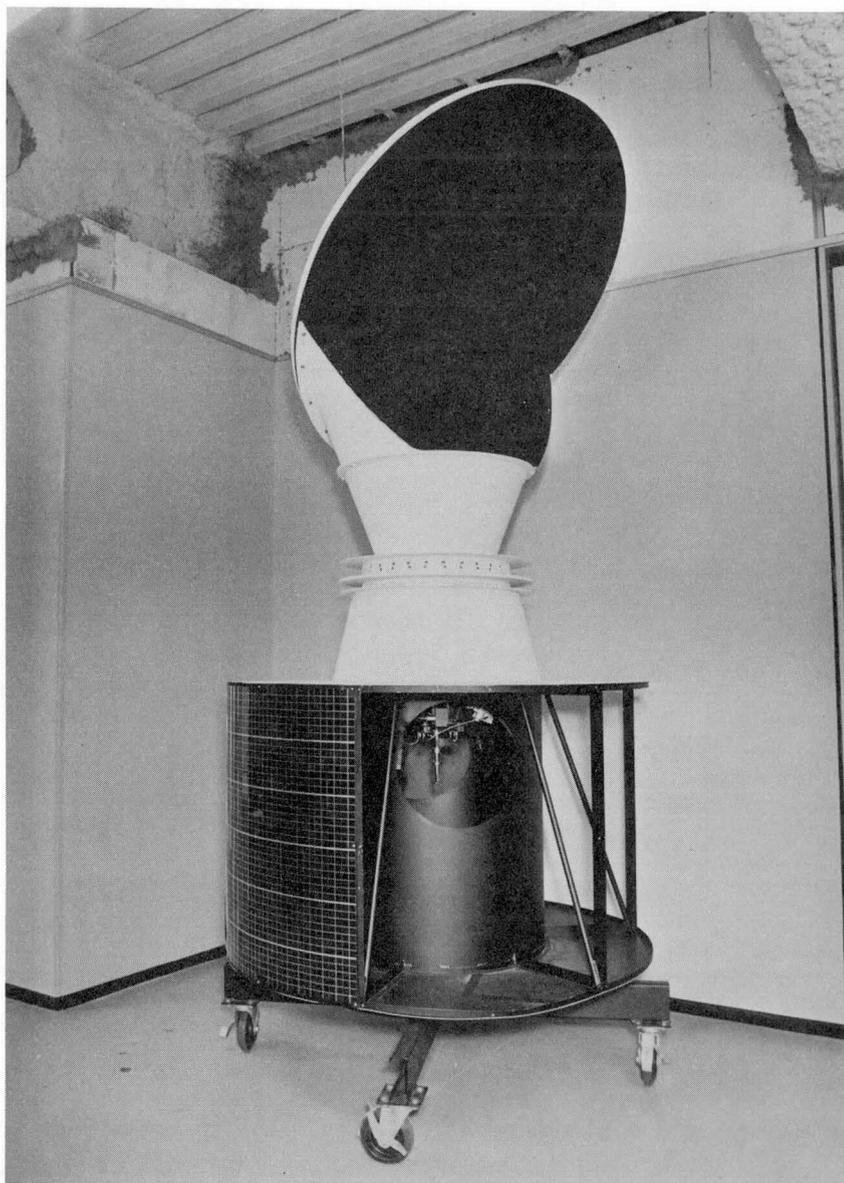


図5.23 ホーンリフレクタアンテナ電気モデル(A形)

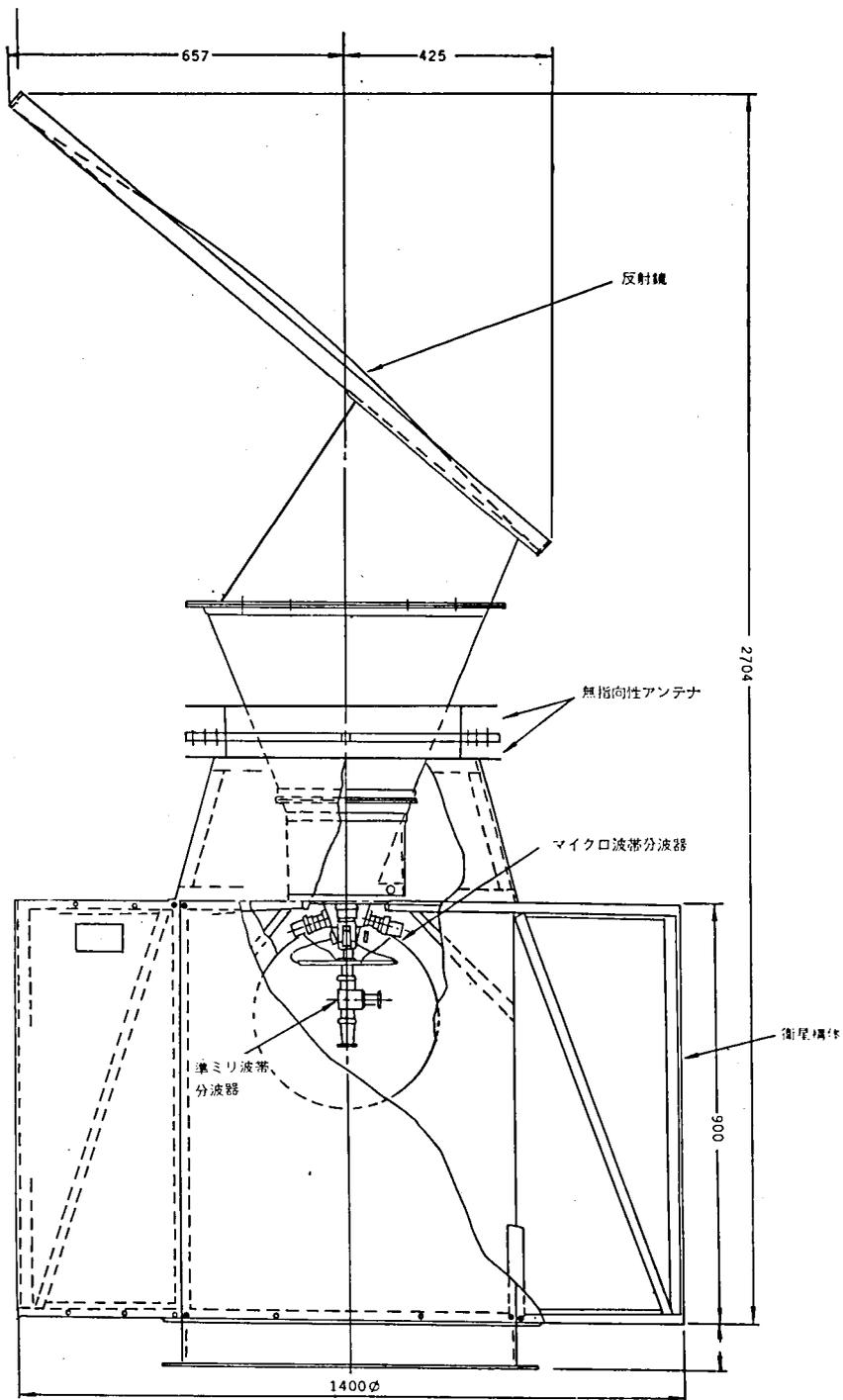
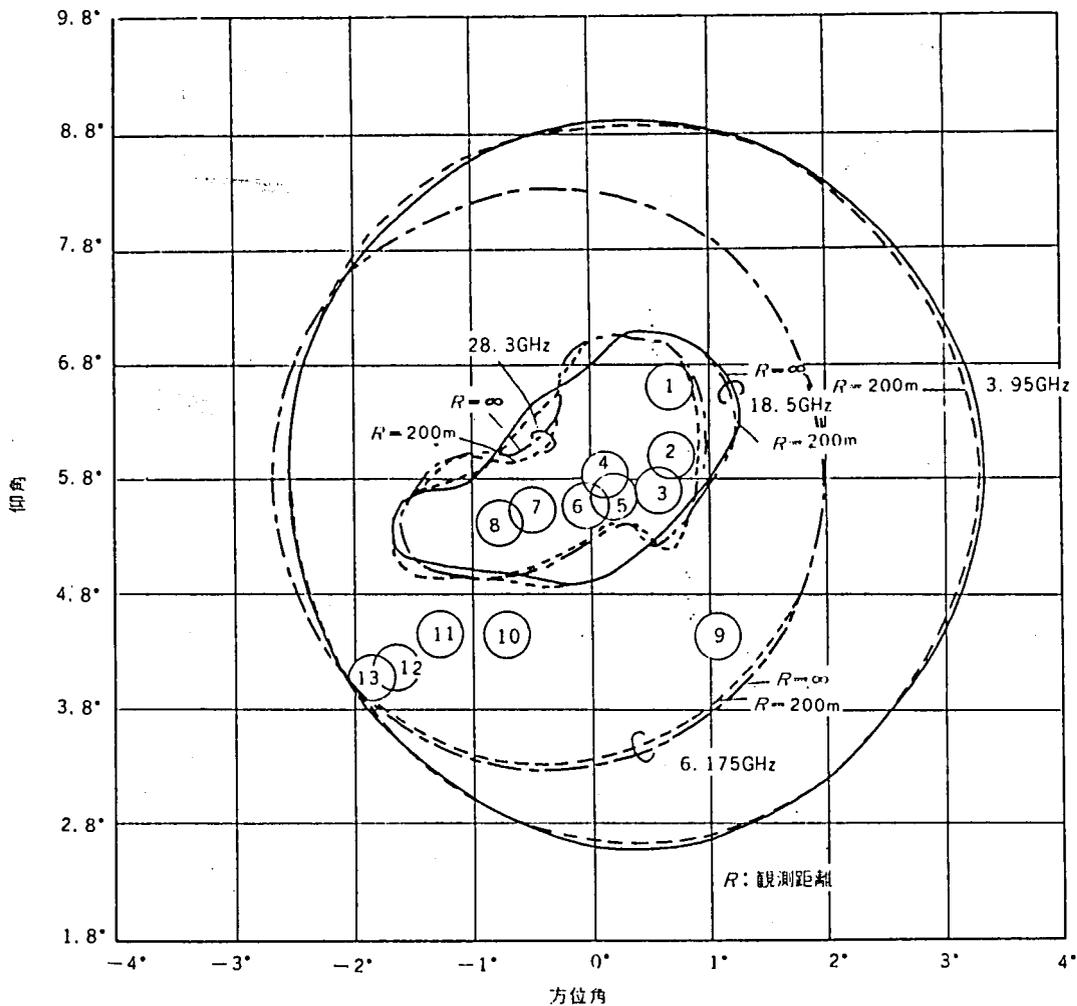


図5.24 試作電気モデルA形の構成

(1) 主反射鏡

ホーンリフレクタ形アンテナの主反射鏡の鏡面修整は、最初にアンテナの開口における波面の形状をビーム形状に応じて決め、その波面から鏡面の形を幾何光学的に決める方法を探っている [86]。波面の形状が決った場合、点波源より放射される球面波をそのような波面に変換する鏡面は、光路長一定の原理によって求めることができる。実際の放射特



- | | | |
|--------|----------|---------|
| 1. 札幌 | 6. 大阪 | 11. 那覇 |
| 2. 仙台 | 7. 広島 | 12. 宮古島 |
| 3. 東京 | 8. 福岡 | 13. 石垣島 |
| 4. 金沢 | 9. 小笠原諸島 | |
| 5. 名古屋 | 10. 南大東島 | |

図5.25 利得目標値におけるビーム断面（計算値）
 （実線および一点鎖線： $R = \infty$ ，破線：測定距離 = 200m）

性は所要のビーム形状になるように波面の形状のパラメータを変えながら、鏡面上の電流分布より計算する。

マイクロ波帯では、波長が準ミリ波帯に比べて長いのでビーム成形の効果はあらわれない。一般に円錐ホーンリフレクタアンテナを円偏波で励振すると、開口面上の電界分布が上下非対称となるため、円偏波の旋回方向によってホーンの軸に垂直な面内でビームの方向がずれる。鏡面を上みて、アンテナからビームが放射される方向に向かった場合、右（左）旋円偏波が放射されるようにアンテナを励振するとビームは左（右）へずれる。この現象を利用して、本アンテナを搭載する衛星はアンテナが南半球側に面するような姿勢をとることを仮定し、6 GHz 帯の比較的狭いビームを西側へ偏倚させ、南西諸島に対する利得の低下を補っている。

衛星搭載用としてはアンテナの高さはなるべく低いことが望ましいので、円錐ホーンの

開き角は 40° にとった。

以上のようにして設計したアンテナの放射特性の計算結果より、利得がアンテナ単体の目標レベルとなるビーム断面を示したのが図5.25である。図には衛星の姿勢変動範囲を示すため、衛星からの視半径が 0.2° の円を描いてある。測定距離の影響を示すため、無限遠の場合と電気モデルを測定したときの距離200mの場合について計算した結果を同時に示してある。

(2) 分波装置

電気モデルA形の分波装置はアンテナで受信された波を低い周波数の波から順に分波していく低順位式をとることにした。

6 / 4 GHz 帯分波器は、装置の小形化と準ミリ波帯における高次モードを広帯域にわたって抑制するために、円錐ホーンと同じ 40° の開き角のテーパー導波管をもつ結合器と、マイクロストリップ線路で構成された合成回路から成っている。

4 GHz 帯結合器の構造は図5.26に示すように、テーパー導波管に軸方向に細長い結合孔が軸対称に4個設けられており、各結合孔には6 GHz 帯の波に対する直列共振素子、そのあとに、20、30GHz 帯を阻止するワッフルアイアン形ろ波器が設けてある。また6 GHz 帯の結合器の結合孔には18GHz 帯の直列共振素子を設けてある。このような構造にすることによって他の周波数帯の波の漏洩を防止するとともに、高い周波数帯の高次モード波の発生を広帯域にわたって抑制し、円錐ホーン中の球面波の波面が乱れないようにしている。

合成回路は3個のラットレース回路を用い、線路としてはストリップ線路を用いる。そして円偏波発生に必要な 90° の位相差は、ラットレース回路内の1対の逆相端子の一方に

ワッフルアイアン形フィルタ

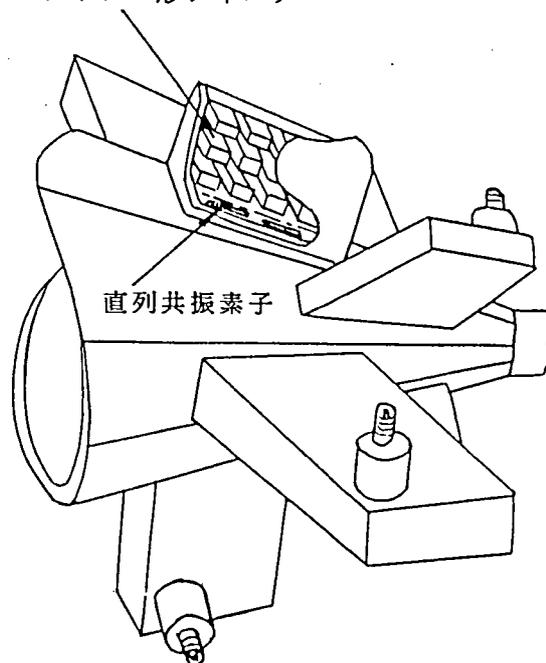


図5.26 4、6 GHz帯結合器(A形)

線路長による 90° の位相差を与えることによって得る。

30/20GHz帯分波器は、これらの周波数帯で共用されるコルゲート形円偏波発生器、および偏分波器より構成されている。コルゲート形円偏波発生器は円形導波管の一部を変形し金属ひれを設けた形になっており、ひれの間隔を十分に小さくとって20GHz帯および30GHz帯の特性の調整を容易にしている。

(3) 無指向性アンテナ

衛星のスピンの軸まわりがホーンリフレクタアンテナによって占められているため、ここでは多くの素子アンテナを円状に配列したアレイ構造をとった。アンテナの構造としては導波管の壁にスロットを切った円形スロットアレイによってラジアル線路を励振するものを選んだ。また衛星支持構造体の影響をできるだけ少なくするため、図5.24に示すように支持構造体上面から離れた位置にアンテナを設けてある。なお各周波数帯のアレイはそれぞれ2分割され、分配回路を通して給電される。

5.4.3 サブシステムとしての電気モデル構成の考察

上述した電気モデルは、節5.2に述べた中容量衛星搭載用アンテナ系に課せられた諸条件を極力満たし、かつ、搭載用アンテナサブシステムとしてのまとまりのとれるように、とくに考慮を払って設計したものである。ここでは後に触れるB形アンテナと対比して、それぞれの特徴を考察する。

A形では4周波共用の条件をホーンリフレクタアンテナの広帯域性で克服し、ロータリジョイントに代えて、給電ホーンの大口徑部におけるロータリギャップを用いることにより、広帯域回転結合部の必要性を解決した。一方、このために単一給電ホーン中に4周波の円偏波を励振させる必要が生じ、各周波数間の結合の減少、および準ミリ波帯での高次モードの発生を減少させるため、とくにマイクロ波帯での結合孔の設計には十分の考慮を払う必要がある。また円偏波励振のために、4、6GHz帯に個々に付加回路を必要とする。ホーンリフレクタはアンテナとしては単純な形式であるが、準ミリ波帯群分波器までを含めると、ややその全長が長く大形となる。このため、ロケットのペイロード積載容量の点、および衛星の姿勢安定度の面で、またデスパンモータの負荷の点から、軽量化・小形化の考慮が必要と思われる。さらに無指向性アンテナもアレイ形式とせざるをえないため、やや大形となるきらいがある。

電気モデルB形は図5.27、図5.28に示すように反射板をデスピンさせるペリスコープ形と称される構成である[85]。回転給電部を全く有しないため、これによる特性劣等は考慮する必要はない。また2重円形導波管給電部により、マイクロ波と準ミリ波とを分離するため、高次モードの発生も考慮する必要はなく、群分波系の構成は簡易化されている。かつ、1枚の反射板のみを回転させるため、デスパンモータの負荷も軽減される、等の利点がある。反面、アンテナの構成は全体にコンパクトになるが複雑となり、支柱と1次放射器によるブロッキングと散乱、パラボラ反射鏡からの反射およびこれを打消すための頂点整合板による散乱等が特性を劣化させる原因となりうる。また、無指向性アンテナは反射鏡が回転しないため、この上にとりつけて小形化を図ることができる。また、数本の支柱によって支えられている主反射鏡の構造は、衛星のサブシステムとしてはその振動特性

上とくに考慮を払う必要があると思われる。

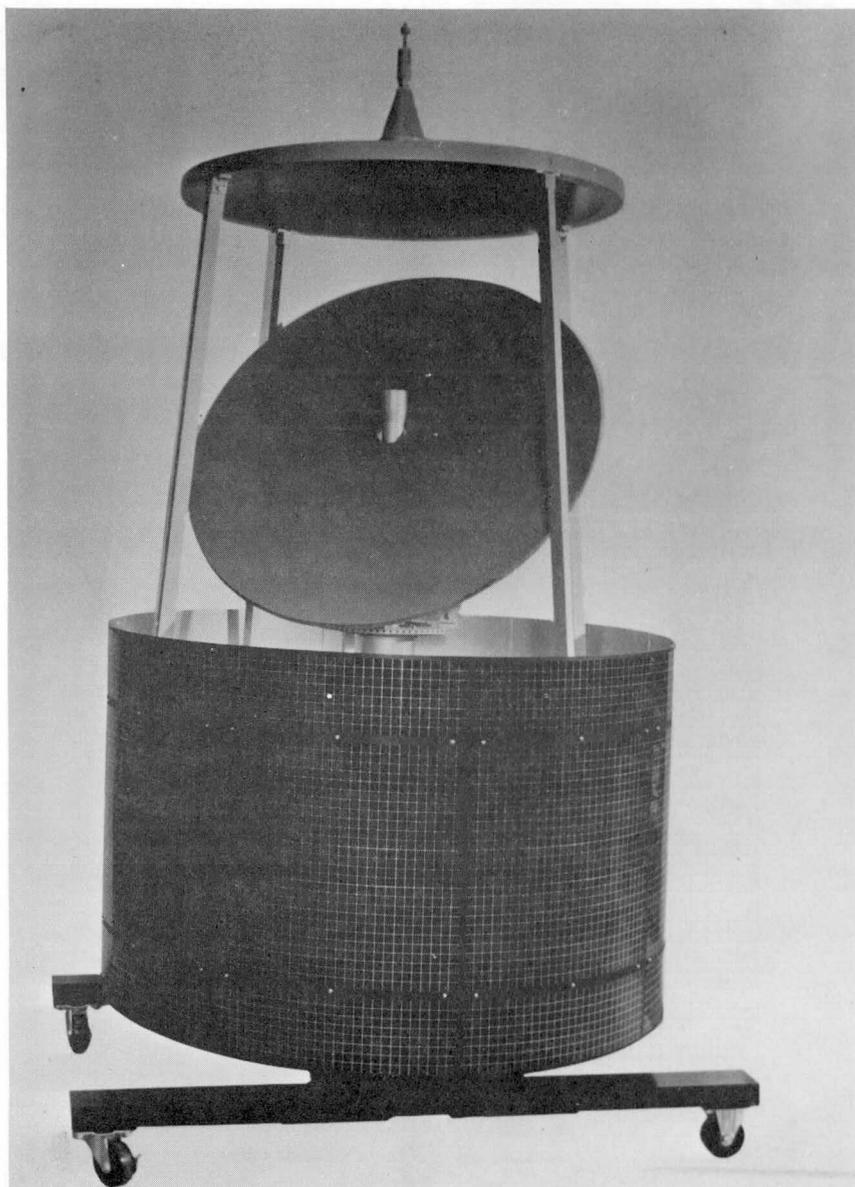
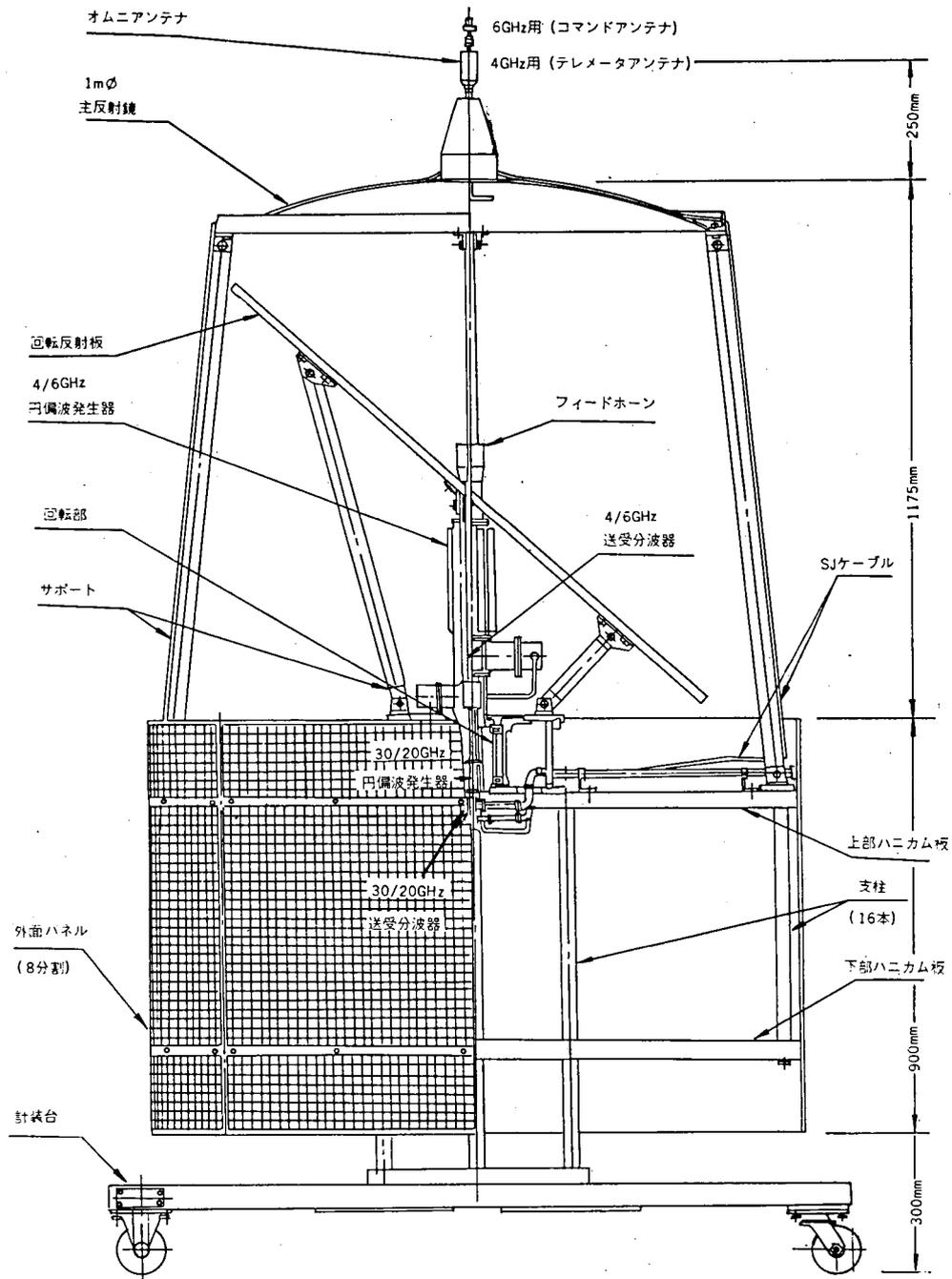


図5.27 反射板付パラボアラアンテナ電気モデル (B形)



5.28 試作電気モデルB形の構成

このように両アンテナモデルはそれぞれに特徴を備えており、電気的特性の面からはにわかには優劣をつけ難く、さらに搭載用としての機械設計面からの検討が必要がある。

5.4.4 試作電気モデル (A形) の特性

(1) 分波装置の特性

4、6 GHz 帯分波器の挿入損失は円形のテーパ導波管を分波器と組合せ、これを測定系の中に入れた場合と入れない場合の出力レベルを比較して求めた。20、30GHz 帯分波器の挿入損失は円偏波発生器を電界の偏波面に対して45°回転し、円偏波発生器のアンテナ側を短絡して反対側からみた定在波比を測定することによって求めた。VSWRは分波装置に開口径25cm、開き角40°の円錐ホーンをとりつけて測定した。楕円偏波率は、分波装置に前述の開口径25cmの円錐ホーンをとりつけて電波を放射し、中心軸が一致するよう対向させた受信ホーンを中心軸のまわりに回転させて測定した。以上の測定結果をまとめて表5.12に示した。漏洩減衰量は送信に用いる4、18GHz端子から給電し、他の端子にあらわれる電力を測定した。測定結果はいずれも40dB以上であった。

表5.12 分波装置の特性 (A形)

周波数	4 GHz 帯	6 GHz 帯	20 GHz 帯	30 GHz 帯
そう入損失(dB)	1.3	1.3	0.18	0.27
VSWR	1.17	1.10	1.08	1.07
楕円偏波率 (dB)	0.92	0.98	1.6	0.9

(2) アンテナ系の総合特性

アンテナ系総合のVSWRはほとんど分波装置のVSWRと同じであった。アンテナの利得、放射パターンの測定は本アンテナを受信側として行い、送信アンテナとの距離は200mとした。それらの結果から2次元放射パターンを描いたものが図5.29である。ここではビーム成形効果ははっきりわかる準ミリ波帯のみを示した。図では基準とした方向での利得を0dBとし、2dBおきに等受信レベルの点を示す曲線を描いている。

利得は基準とした方向での受信レベルと、利得の明らかな円錐ホーンによる受信レベルを比較して求めた。測定結果は表5.13にまとめて示す。これらの測定結果より利得が目標レベルとなるビーム断面を求め図5.30に示した。

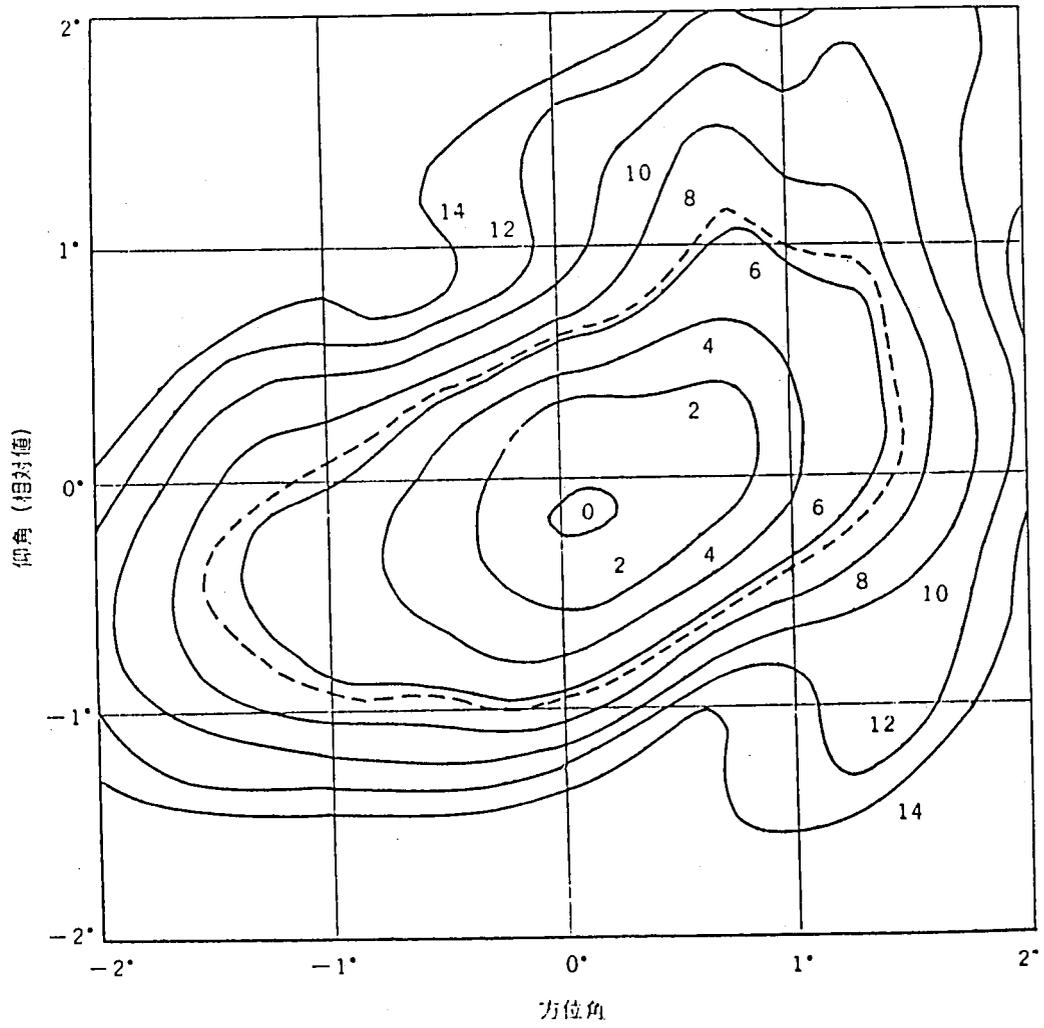


図5.29 (a) 放射パターン測定結果 (A 形 , 18.5GHz)

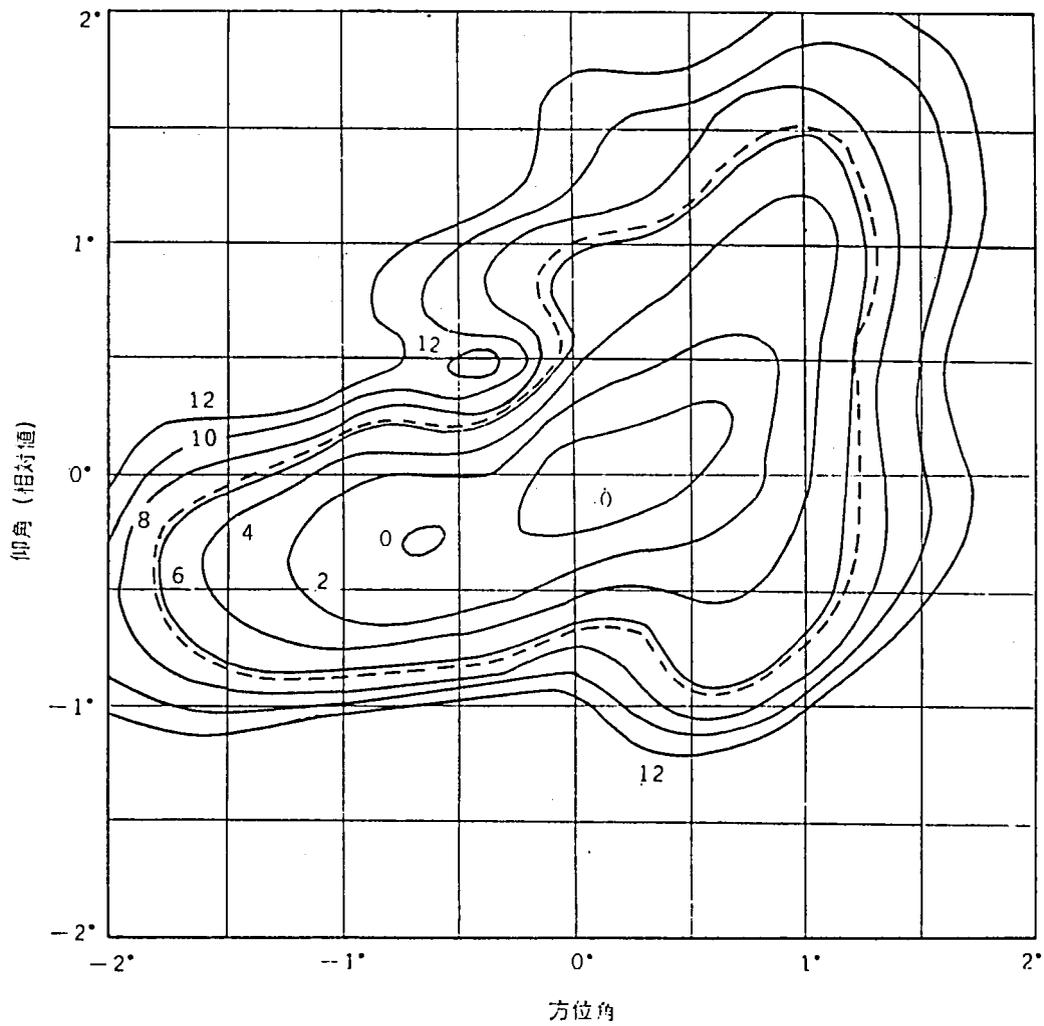


図 5.29 (b) 放射パターン測定結果 (A 形 , 28.5GHz)

表 5.13 アンテナ利得測定値 (A 形)

周波数帯	測定値 (dB)
4 GHz 帯 (3.95 GHz)	30.0
6 GHz 帯 (6.175 GHz)	33.6
20 GHz 帯 (18.5 GHz)	40.5
30 GHz 帯 (28.3 GHz)	41.4

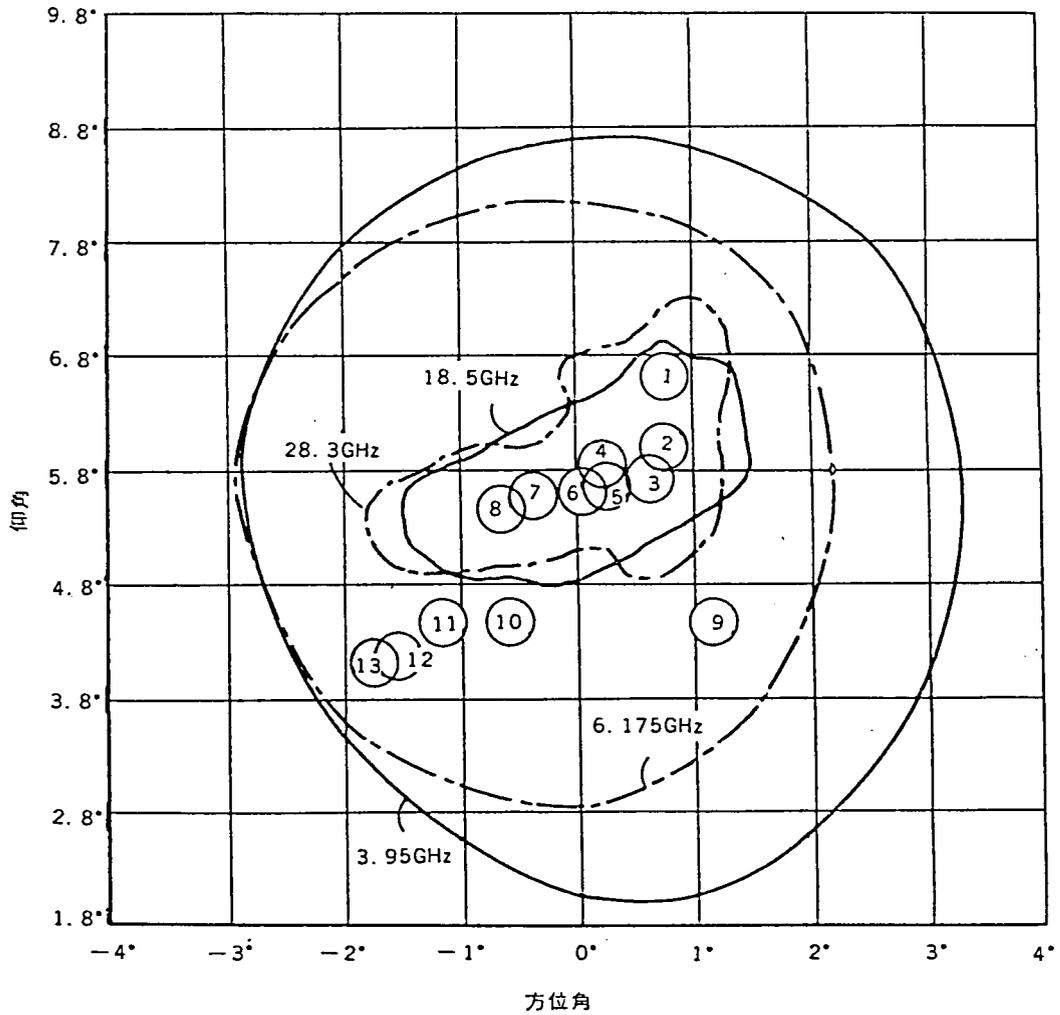


図5.30 利得目標値におけるビーム断面（測定値、A形）

- 1 . 札幌, 2 . 仙台, 3 . 東京, 4 . 金沢, 5 . 名古屋,
- 6 . 大阪, 7 . 広島, 8 . 福岡, 9 . 小笠原諸島,
- 10 . 南大東島, 11 . 那覇, 12 . 宮古島, 13 . 石垣島

5.4.5 指向性利得の検討

試作した電気モデルの特性は前述のごとくであるが、このうち、方式設計の基本となった通信用アンテナの指向性利得につき、若干の考察を試みる。

(1) マイクロ波帯の特性

分波給電系損失を除くアンテナ単体での周辺利得および中心利得を表5.14に示す。ここに設計標準値とは、式(5-4)を開口径1mに対して用いたときの値である。またB形はその構造上、アンテナ単体の特性測定が困難なので、単体利得としては分波器特性よりの推定値を用いた。

表 5.14 アンテナ単体利得 (マイクロ波帯)

	A 形	B 形*	設計標準値		設計目標値
			ビーム中心準 ミリ波と一致	ビーム中心 偏倚	
周辺利得 (dB)					
3.95 GHz	28.2	27.4	26.2	27.7	27.0
6.175 GHz	28.4	27.0	24.7	28.4	28.0
中心利得 (dB)					
3.95 GHz	31.4	31.1	29.7		
6.175 GHz	34.9	34.7	33.6		
開口能率%					
3.95 GHz	80.7	75.3	55.0		
6.175 GHz	73.9	70.6	55.0		
周辺利得に対する 開口能率%					
3.95 GHz	38.6	32.1	24.4	34.4	29.3
6.175 GHz	16.5	12.0	7.1	16.5	15.1

* B形は推定値

準ミリ波に対する鏡面修整にもかかわらずアンテナ開口能率がかなり高く、ホーンリフレクタで74~80%、パラボラで70~75%であり、式(5-4)に用いた55%より高いことがわかる。これは式(5-4)が地上方式に用いられるパラボラアンテナの特性より経験的に導かれたものであり、搭載用アンテナとしては、広角の指向特性をそれほど厳しく仰圧する必要のないこともあり、B形パラボラアンテナでも開口角が47°とかなり浅い鏡面で、開口分布が一様に近くなっているためである。したがって、搭載用アンテナの方式検討に用いる場合は、アンテナ利得を式(5-4)よりも約1dB程度増加させるのが適当であることがわかる。

近軸放射特性については、図5.31および図5.32に式(5-4)との比較を示す。斜線で囲まれた領域は測定面を変えた場合の変化幅であり、A形は円偏波励振ホーンリフレクタの非対称性より、変化幅が大きくなっている。図から4GHzにおいては、主ローブの形はほぼ式(5-4)と一致するが、6GHzにおいてはやや鋭くなっていることがわかる。

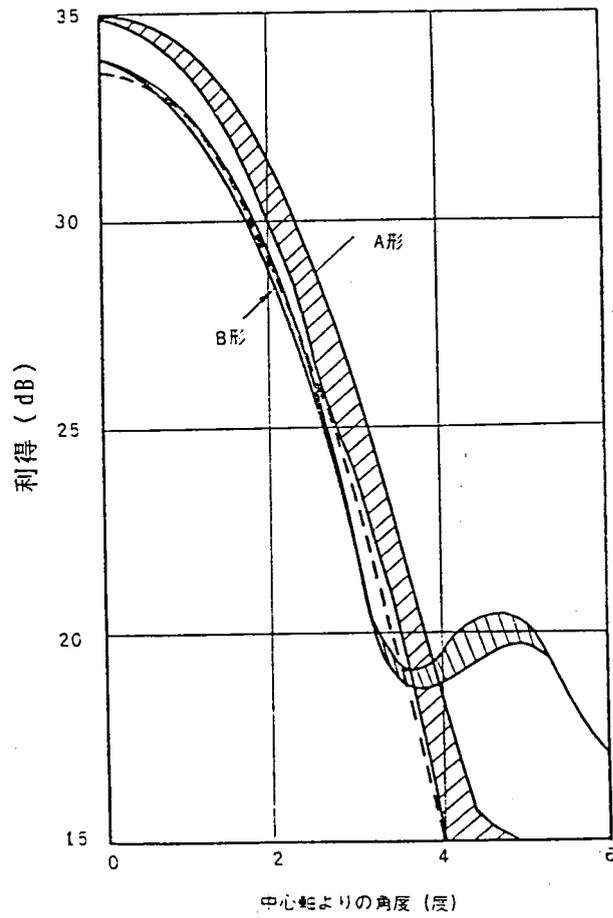


図 5.31(a) 4 GHz 近軸指向性

A 形：単体パタン，B 形：総合パタン，破線：式 (5 - 4)

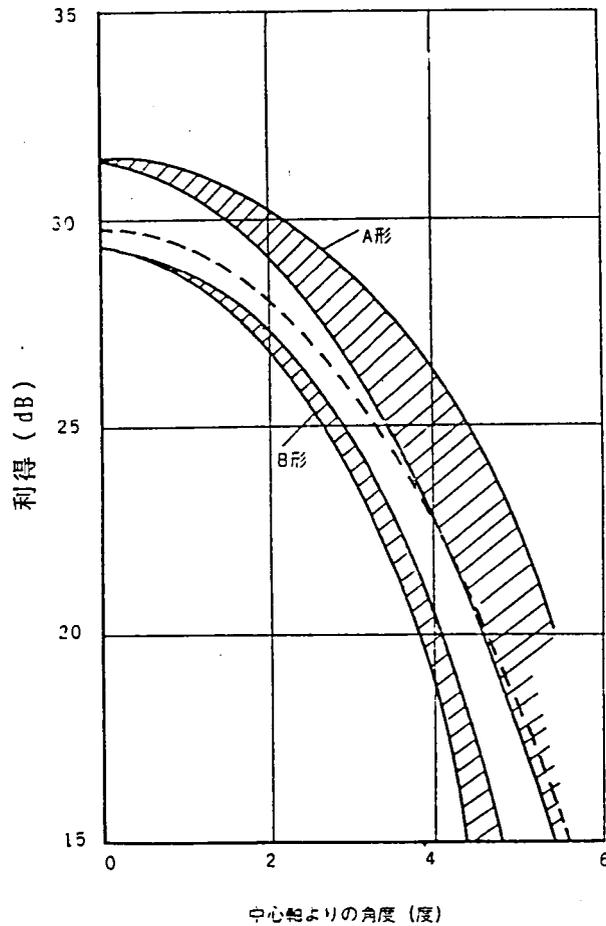


図 5.31(b) 6 GHz 近軸指向性

A 形：単体パターン，B 形：総合パターン，破線：式 (5-4)

衛星搭載用のアンテナとしてもっとも重要な周辺利得に関しては、アンテナ単体としては A 形が B 形より利得が高くなっているが、給電系損失を含めた場合は両者ともほぼ同等の利得となっている。この場合、A 形は円偏波の旋回方向の違いによるパタンの偏りを利用して、石垣島方向の 6 GHz での利得が高くなるようにアンテナの南北方向の向きを規定している。

試作の対象としたアンテナのごとく、修整した鏡面をマイクロ波と準ミリ波とも同一軸上にある位相中心から励振するアンテナ形式では、ビーム中心軸を周波数により任意に変えることは原理的に困難である。このため最適設計としてはマイクロ波と準ミリ波のビーム中心が一致する場合として扱うのが妥当で、このときは表 5.8 に示すごとく、最適開口径 0.8 m、最適周辺利得 25.7 dB となり、1 m の開口径はほぼ 4 GHz に対し最適となる。また後者は前述の考察から約 1 dB 高くなることが期待できる。一方、表 5.14 にみる A 形、B 形の単体周辺利得は上記の値よりもさらに高くなっているが、これはビーム中心軸を札幌—福岡間の幾何学的中心仰角 6.0° より約 0.2° 低く選び、全体にアンテナビームを南方に偏らせたことにより、とくに 6 GHz 帯で利得の上昇が図られているためである。

(2) 準ミリ波帯での特性

準ミリ波帯でのアンテナ利得を表5.15に示す。A形とB形は鏡面修整方法が異なるため、その特性に差が生じている。すなわち、B形は平面反射鏡を折り曲げた単純な組合せ鏡面を用いることによりほぼ設計標準値に近い値を得ている。換言すると、B形アンテナは周辺利得に関して、ほぼ開口径46cmのペンシルビームアンテナに相当する。この方法により、さらに折曲面を分割することにより、利得向上は可能である。

一方A形は鏡面修整の効果が顕著であり、ペンシルビームでの最適値に対し、18.5GHzで1.5dB、28.3GHzで2.6dBの周辺利得の向上が実現できている。

表5.15 アンテナ単体利得(準ミリ波帯)

	A 形	B 形*	設計標準値 (46 cmφ)	設計目標値
周辺利得 (dB)				
18.5 GHz	35.2	33.3	33.7	35.0
28.3 GHz	36.3	33.1	33.7	36.0
中心利得 (dB)				
18.5 GHz	41.3	42.6	36.4	
28.3 GHz	40.6	45.1	40.1	
開口能率 (%)				
18.5 GHz	35.9	48.5	55	
28.3 GHz	13.1	36.8	55	
周辺利得に対する 開口能率 (%)				
18.5 GHz	8.8	5.7	29.5	8.4
28.3 GHz	4.9	2.3	12.6	4.5

* 推定値

(3) ビーム成形の効果

理想的な成形ビームは、放射方向に垂直なビーム断面形状がカバレッジの形に一致し、かつ、カバレッジ内での利得が一様なビームである。このときアンテナ利得は一義的に与えられ、カバレッジ立体角をCとすれば、

$$G = 4\pi / C \quad (5-8)$$

で与えられる。

成形ビームアンテナの効果は、実現されたビームの指向特性が、上述の理想的なビーム形状にどれほど近づいているかという面を、与えられた開口との関連において論ずる必要がある。上述の理想的成形ビームは、無限大開口を有するアンテナで初めて実現されるものであり、ここでは現実のビーム成形効果を評価するために、方式的側面より、理想成形

ビームアンテナの利得からの利得低下量と、アンテナ技術の側面から、ある標準的なアンテナからの周辺利得の増加量、および周辺利得に対するアンテナ開口能率を求めることとする。

(i) 円形カバレッジの場合

アンテナのカバレッジが本論文での設計で採ったように円形である場合、カバレッジの視直径を θ とすれば、立体角 C は

$$C = 2\pi \left[1 - \cos \frac{\theta}{2} \right] \quad (5-9)$$

で与えられるから、式 (5 - 8) より、理想成形ビームアンテナの利得 G_{max} は

$$G_{max} = 2 / \left[1 - \cos \frac{\theta}{2} \right] \quad (5-10)$$

で与えられる。

一例として、表 5. 8 に与えた 5.63° の視直径を有するカバレッジに対し、周辺利得を比較すると、表 5. 16 のごとくなる。ここでカバレッジ利得係数と仮りに定義したものは、理想成形ビームアンテナの利得 G_{max} と実現された周辺利得 G との差を % で評価したものであり、通常のペンシルビームアンテナでは、表にみるごとく 20~30% 程度の値となる。

表 5. 16 視直径 5.63° のカバレッジに対する利得

	利 得	カバレッジ利得係数	備 考
理想整形ビーム利得 G_{max}	32.2 dB	100% (0 dB)	
最適周辺利得 G_{e1}	25.7 dB	22% (-7.5 dB)	式 (5 - 4) による 6/4 GHz, 85 cm ϕ
最適周辺利得 G_{e2}	27.1 dB	31% (-5.1 dB)	一様照度分布 6/4 GHz, 72 cm ϕ

(ii) 多角形カバレッジの場合

実際のアンテナのカバレッジは、より複雑な形をとるものが大半である。ここでは評価の一手段として、カバレッジを多角形で近似して取扱う。すなわち、図 5. 1 に示すごとく、カバレッジを 2 点を通る大円を辺とする球面 n 角形で近似し、内角および辺の長さをそれぞれ A_i , a_i ($i = 1, \dots, n$) とする。ただし、 $A_i \leq \pi$ とする。このときアンテナの姿勢安定度を $\pm \delta$ とすれば、カバレッジの立体角 C は、

$$C = \sum_{i=1}^n A_i - (n-2) \pi + \sin \delta \sum_{i=1}^n a_i + 2\pi (1 - \cos \delta) \quad (5-11)$$

で与えられる。

図 5. 1 に示す準ミリ波帯に対するカバレッジに対し、各種のアンテナの単体利得を評価

すると表 5.17のごとくとなる。

表 5.17 多角形カバレッジに対するアンテナ利得の評価 (28.3/18.5GHz)

	周辺利得 (dB)	カバレッジ利 得係数(%)	利得改善度 (dB)	周辺利得に 対する開口能率 (%)	開口径 (m)	整形利得
理想整形ビーム	42.9	100	9.2	0	∞	
式(5-4)による最適設計	33.7	12.0	0	12.6/29.5	0.46	
一様照度分布による最適設計	35.0	16.2	1.3	22.5/52.7	0.40	
A 形	36.3/35.2	21.9/17.0	2.6/1.5	4.9/8.8	1.00	20.7/4.8
B 形	33.1/33.3	10.5/11.0	-0.6/-0.4	2.3/5.7	1.00	17.5/2.9

ここに利得改善度とは、通常のペンシルビームアンテナの開口径を最適化して実現し得る周辺利得に対し、どれだけの改善がなされているかを示す指標である。周辺利得に対する開口能率とは、通常最大利得に対して定義されている開口能率を周辺利得に対して定義したものであり、成形ビームに対するアンテナとしての効率を示すものである。また整形利得とは、同一の開口面を用いたペンシルビームアンテナに対するビーム成形による周辺利得の向上度を示す指標であり、多周波数帯共用アンテナのごとく、アンテナ開口の選定が他の要因で支配される場合のビーム成形の効果を示す量として重要である。

これらの指標のうち、利得改善度および整形利得は標準とすべきアンテナ指向特性により異なった値をとるが、ここでは式(5-4)の特性を統一的に用いている。

この表より明らかなごとく、試作した電気モデルの利得改善度はほぼ0~2dB程度で、最適設計されたペンシルビームアンテナからの特性改善はさほど顕著ではない。すなわち、ビーム成形の効果は、1mの開口径に対する成形利得の向上にほとんど消費されていることとなる。これは4周波共用という本アンテナ系の構成上ある程度はやむをえないものであるが、大きい開口面積をより効果的に使用し、周辺利得に対する開口能率をさらに改善する余地のあることを示している。

一方、マイクロ波帯においては、図5.1のカバレッジに対する理想成形ビームの利得 G_{max} は、姿勢安定度 $\pm 0.2^\circ$ を考慮すると、 $G_{max} = 37.8\text{dB}$ となる。試作電気モデルの場合、準ミリ波ビーム中心からの偏倚が十分ないにもかかわらずカバレッジ利得係数は8~12%であり、表5.8からもわかるように、アンテナ開口径は若干減少することも可能であり、これによって準ミリ波帯の特性の劣化をもたらすことも少ないものと思われる。

(4) 成形ビームアンテナの広角指向特性

静止軌道の有効利用の観点からは、搭載用アンテナの指向特性はカバレッジの外では極力放射電力の小さいことが望ましい。成形ビームアンテナの広角指向特性は理論的取扱いも困難であり、かつ公表された実測データも数少ない。ここではA形アンテナの測定例を図5.32に示す。図において、各パタンはカバレッジの周辺利得と等しい点での角度で正規化したものである。A形アンテナは開口面でのブロッキング、散乱の原因となる支柱等を有しないため、比較的サイドローレベルが低く、また正規化した場合の指向性が各周波数でほぼ一致していることが注目される。

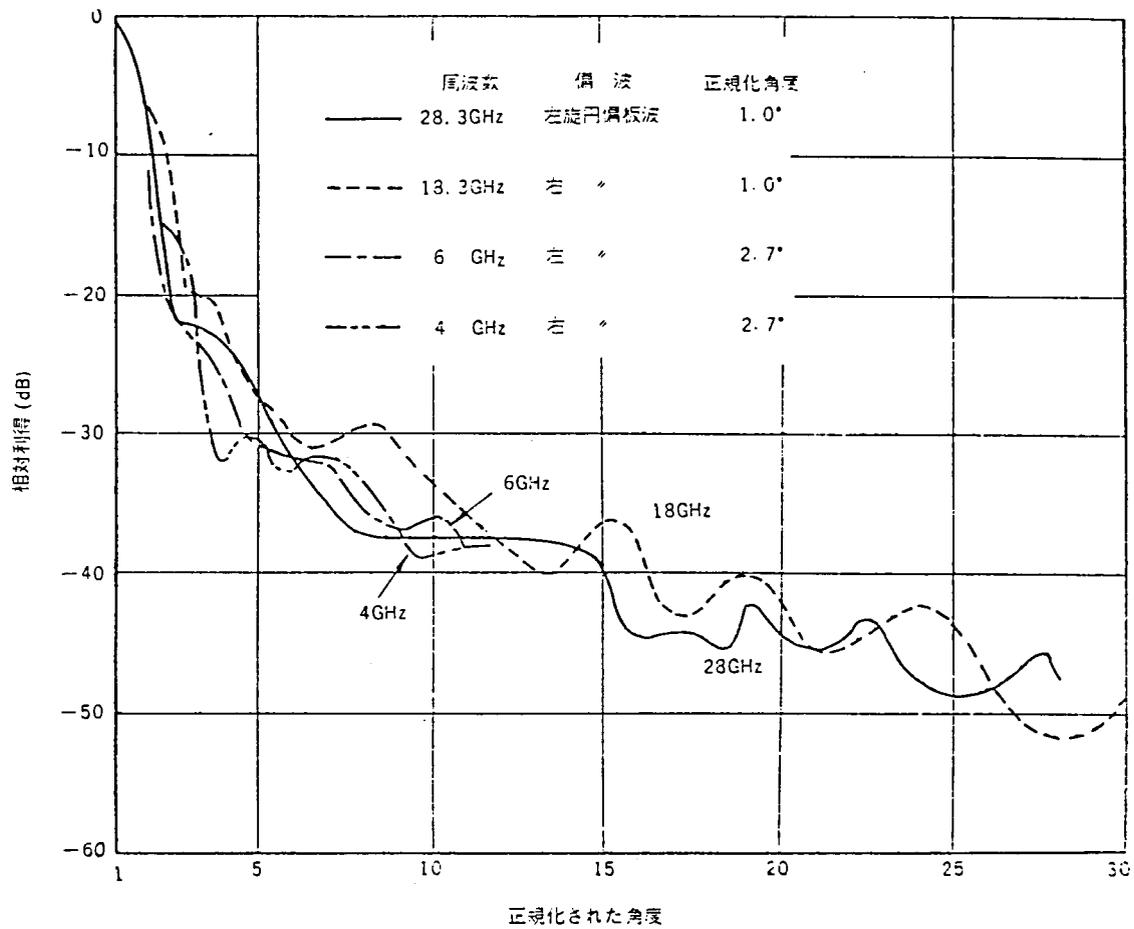


図5.32 成形ビームホーンリフレクタアンテナのサイドロープ尖頭包絡値パターン

(5) アンテナ利得に及ぼす衛星の姿勢安定度の影響

衛星の姿勢安定度、正確にはアンテナのビーム指向精度はアンテナの周辺利得に大きく影響を与える。姿勢安定度 δ が変化した場合の利得の変化を図5.33に示す。すなわち、8総括局をカバレッジする準ミリ波の利得に対して、 0.1° の姿勢安定度の変化は約1dBの設計周辺利得の変動となって影響し、これは通信地域の広がり小となるほど大となる。

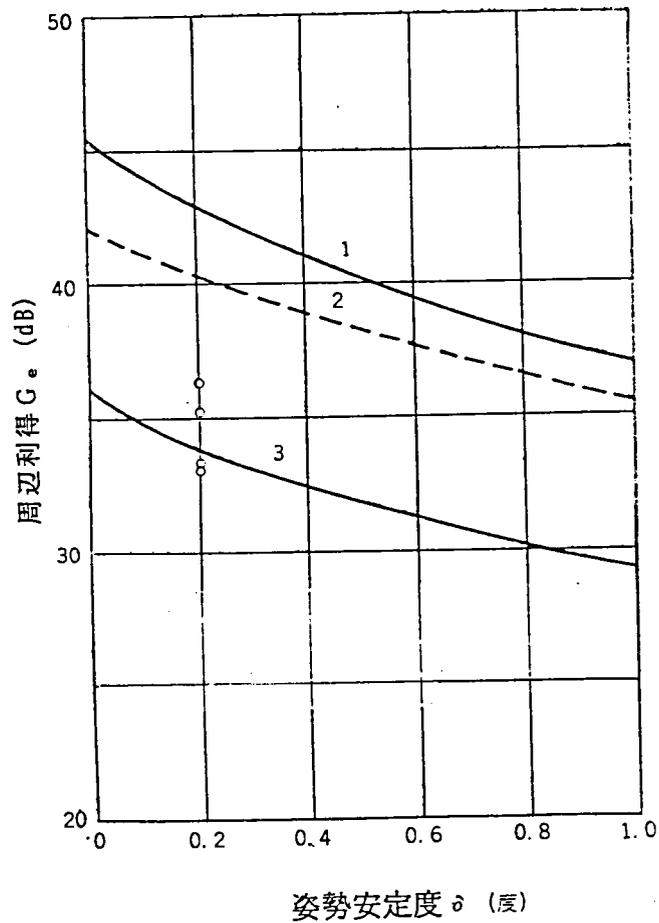


図 5.33 姿勢安定度の周辺利得に及ぼす影響 (8 総括局所在地)

- 1 : 理想成形ビームアンテナ (多角形カバレッジ)
- 2 : 理想成形ビームアンテナ (円形カバレッジ)
- 3 : ペンシルビームアンテナ (式 (5-4) による最適設計)
- : 電気モデル実測値 (30/20 GHz)

5.3.6 む す び

中容量国内通信衛星に搭載することを想定した4周波数帯共用シングルビームアンテナの設計は、多数のパラメータによって支配される。節5.2および本節ではこれらのパラメータを整理し、アンテナの方式設計の方法を明らかにした。

また、この設計法に基づき、2種類の電気モデルを試作し、その総合特性を明らかにした。さらに、これらの実測結果を用いて、成形ビームアンテナの評価を試み、数種の評価係数を用いて、定量的な評価を行う方法を提案している。

以上の検討結果より、試作した電気モデルはほぼ当初の目標を満足しているが、なお改善の可能性のあることを指摘し、また設計法に関しても改良の方向を明らかにした。また、これらの研究結果を通して衛星通信方式設計のための搭載用アンテナ関連諸元がさらに明確なものとなった。

アンテナのハードウェアに関しては、さらに、機械的・熱的設計およびそれらを考慮した製造法が電気特性に及ぼす影響、多周波数帯共用に付随する高次モードの影響、交叉偏波の影響、熱ひずみの影響、総合伝送特性に与える影響等、明らかにすべき点、改良すべき点は多いが、電気モデルの試作によってきわめて多彩な機能を有するアンテナ系の実現の見通しが得られた点は、大きな成果の1つと考えられる。試作した電気モデルは国の計画として打上げられた実験用静止通信衛星(CS)搭載用アンテナ系の原形となっている。

5.5 熱構造モデルの試作とその特性 [83] [89]

5.5.1 まえがき

衛星に搭載可能なアンテナ系を実現するためには、前述の電気特性のみならず、打ち上げ途上および軌道上において必要とされる種々の機械的・熱的条件を満たし、さらに重量・形状等の衛星の総合設計上考慮すべき条件も同時に満足することが必要である。

このような搭載用アンテナ系の有する基本的な問題点を明らかにし、その設計法を確立するために、成形ビームホーンリフレクタアンテナの熱構造モデルを試作した。すなわち、このモデルの試作と試験とにより、主として、

- (1) 構造解析、熱解析、熱歪解析結果の実験的確認
- (2) 機械設計、熱設計法の確立
- (3) アンテナ製造法の確立
- (4) 電気特性の確認を含めて、実用化のための問題点の把握と解決法の明確化

を目的とした研究を行なった。

本節では、試作されたアンテナ熱構造モデルの電気性能試験結果について述べるとともに、搭載用アンテナとしての機械設計法および製造法が、電気特性に及ぼす影響について検討した結果を述べる。

5.5.2 熱構造モデルの設計

本アンテナ熱構造モデルの構造および寸法は前節に述べた電気モデルA形を基本とするものであり、高さ約1.8m、開口径1m、ホーンの開き角を40度を選んでいいる。この形状に対し構造解析、熱解析等を行って、機械的構造を決定した。熱・機械設計についてはTD(ソアー・デルタ)2914ロケットで打ち上げ可能な衛星に搭載することを前提として機械設計を行った。

反射鏡部は、軽量であるとともに、軌道上での大きな熱勾配により生ずる鏡面のひずみが極力小さいこと、および耐震動特性を考慮して、アルミハニカム材を、炭素繊維を積層して作ったプラスチック表皮(CFRP)によりサンドイッチ状に接着した。反射鏡支持部およびホーンは、熱変形が大きなアンテナパターンの変動を誘起することを考慮し、全てCFRPによって構成した。またインナホーンは、重量、強度(剛性)および加工精度を考慮してアルミ合金を用いている。第2次試作においては、第1次試作において測定された反射鏡の振動特性を改善すると共に、鏡面の調整、反射鏡の変形の抑圧および機械的共振周波数の上昇をねらいとして、反射鏡周辺に補強リングを取りつけたが、その後、周辺フランジの構造改造により対処することとなった。本アンテナ系の重量は、約11kgである。

搭載用アンテナ系には厳しい機械的な要求条件が与えられている。これを満足するためには、当然使用する材料に対する十分な検討が必要である。さらに宇宙空間に放置されるということから、材料独自の満足すべき条件も存在する。材料選択上配慮すべき条件は次の通りである。

- 1) 荷重形態（静的、動的、サイクリックおよび混合）…地上、打上げ時、衛星軌道上
 - 2) 温度（定常、変動、時間、速度および範囲）…特に軌道上での太陽直射
 - 3) 環境条件（大気、真空、放射線）
 - 4) 貯蔵および試験環境
 - 5) 電氣的磁氣的拘束条件…永久磁場および誘導等の磁場の強さを最小にする。
 - 6) 重量…軽量化は搭載用機器の最重要な問題の1つである。
- さらにまた、材質に関連してつぎのような配慮も重要である。
- 7) 高信頼性
 - 8) 放射性物質の使用禁止
 - 9) 耐菌性…菌を繁殖させるもととなる材料に対する制限、殺菌処理、密閉処理
 - 10) 多孔性材料に対する制限…宇宙環境でガス放出を行う多孔性材料の使用制限
 - 11) 腐蝕性金属の使用制限…防蝕処理（衛星の燃料噴射、塩水噴霧、大気など）
 - 12) 異種金属の接触に対する配慮…電蝕に対する保護

熱構造モデルを構成するあたり、これらの要因について配慮した。特に、CFRPについては引張試験、曲げ試験、層間剪断強さ、熱膨張係数、熱伝導率、吸水、吸湿および煮沸試験などを行なった。ハニカムコアのサンドイッチ板については曲げ試験、剪断試験、圧縮試験なども行なった。炭素繊維は、本熱構造モデル試作当初には、適当な国産品がなく、英国コートールズ社より輸入して材料試験等を行ったが、その後東洋レーヨン社により国産品が製造されるに及んで、全面的に後者を使用することとなった。

5.5.3 電気特性

(1) 設計目標

表5.18に本アンテナの利得目標値を示す。ここで示されている利得は、姿勢安定度、アンテナの製作誤差等を含めて、すべてのサービスエリア内で満足すべきものである。準ミリ波帯の使用周波数範囲は、前述の電気モデルでは0.5GHzであったが、この熱構造モデルではその後における世界無線主管庁会議（WARC）の割当に合わせて、3.5GHzと広帯域化をはかった。

表5.18 熱構造モデルの利得目標値
（帯域中心でのアンテナ単体の利得）

周波数 (GHz)	偏波	利得目標値	サービスエリア
3.7 ~ 4.2	右旋	26.7 dB	日本全土 (含離島)
5.925 ~ 6.425	左旋	27.1 dB	
17.7 ~ 21.2	右旋	34.2 dB	日本本土
27.5 ~ 31.0	左旋	33.8 dB	

衛星位置：東経 135度，姿勢安定度：±0.3 度

ビーム中心での利得計算値を表 5.19 に示す。一例として、19.5GHz での放射パターンの設計値を図 5.34 に示す。図中、破線で示した部分が衛星の姿勢安定度をも考慮に入れたサービスエリアである。

表 5.19 利得ピーク値 (計算結果)

周波数帯 (GHz)	4	6	20	30
利得計算値 (dB)	31.3	34.9	41.1	39.6

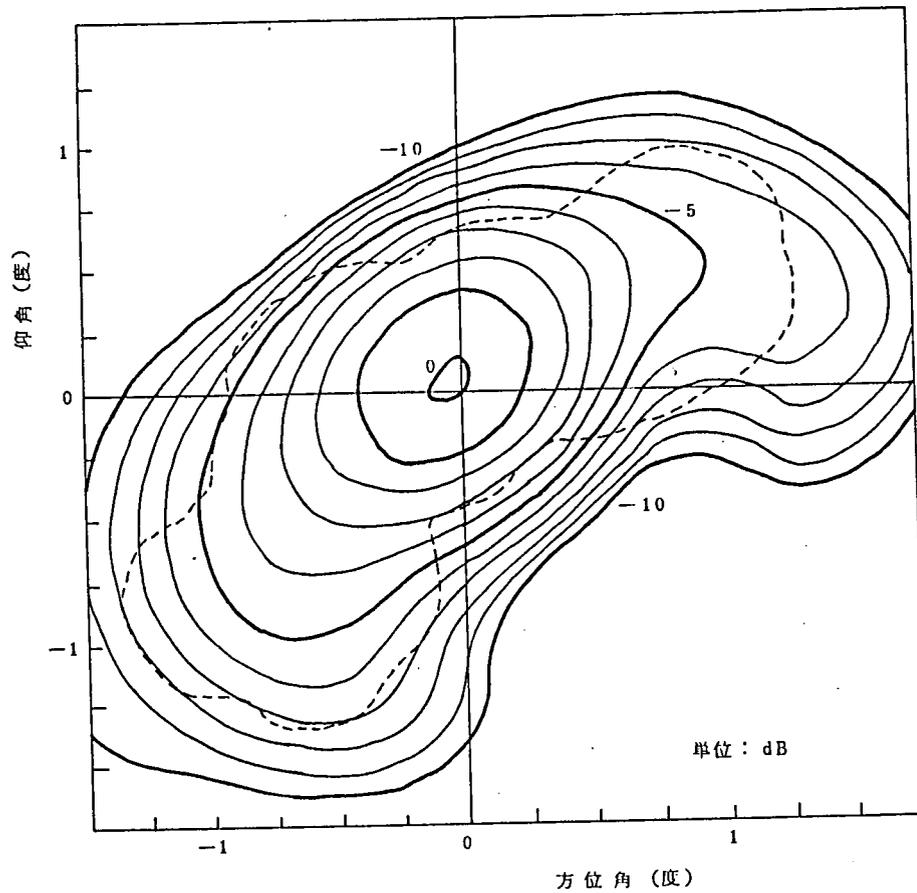


図 5.34 放射パターンの計算値 (19.5GHz)
(破線はサービスエリアを示す)

アンテナの固定損失として考慮した項目およびそれによる損失の推定値を表 5.20 に示す。

表 5.20 アンテナの固定損失

項 目	マイクロ波	準ミリ波
スピルオーバー	0.15 dB	0.1
鏡面精度	0.01	0.08 (20GHz), 0.17 (30 GHz)
導体損	0.01	0.1
位相誤差	0.05	0.05
熱遮蔽	0.05	0.05
熱歪・工作誤差	0.1	0.1
総合	0.37	0.39 (20GHz), 0.48 (30 GHz)

(2) 実測結果

熱構造モデルの電気特性の測定は、約 1.6km 離れた 2 地点間で行なった。表 5.21 に各周波数帯中心での利得実測値を示す。表 5.19 と比較するとマイクロ波帯の利得が約 1 dB 低く、30GHz 帯の利得が 2.5dB 上っている。この原因は主として鏡面に起因するものと思われるので、放射パターンの形状との関連で以下に考察する。

表 5.21 利得実測結果

周波数 (GHz)	3.95	6.175	19.5	29.5
利得ピーク値 (dB)	30.4	33.9	41.0	42.1
ビーム中心での利得 (dB)	30.3	33.4	39.5	37.8

放射パターンの測定は、仰角 (E1) をパラメータ (0.25° 間隔) とし方位角 (Az) を変化して行なった。測定結果を図 5.35、図 5.36 に示す。

図 5.35 は、図 5.34 の計算値と対応するものである。これらの図から、パターンの形はほぼ一致していると言えよう。しかしながら図 5.35 は図 5.34 にくらべると等高線の長軸の傾斜が緩くなっていることがわかる。このような傾斜は 30GHz 帯についても言える。傾きの大きさは測定誤差等をこえたものであることを考えると、その原因は鏡面に求めるのが妥当であろう。このような成形ビーム技術は、すでに電気モデルでの計算と実測により、その妥当性が確認されている。従って電気モデルと熱構造モデルの鏡面の差は、その材質および工作法にあると考えられる。前者はアルミ板を用いた切削法によるのに対して、後者はアルミハニカム・サンドイッチ板を圧着成形したものである。

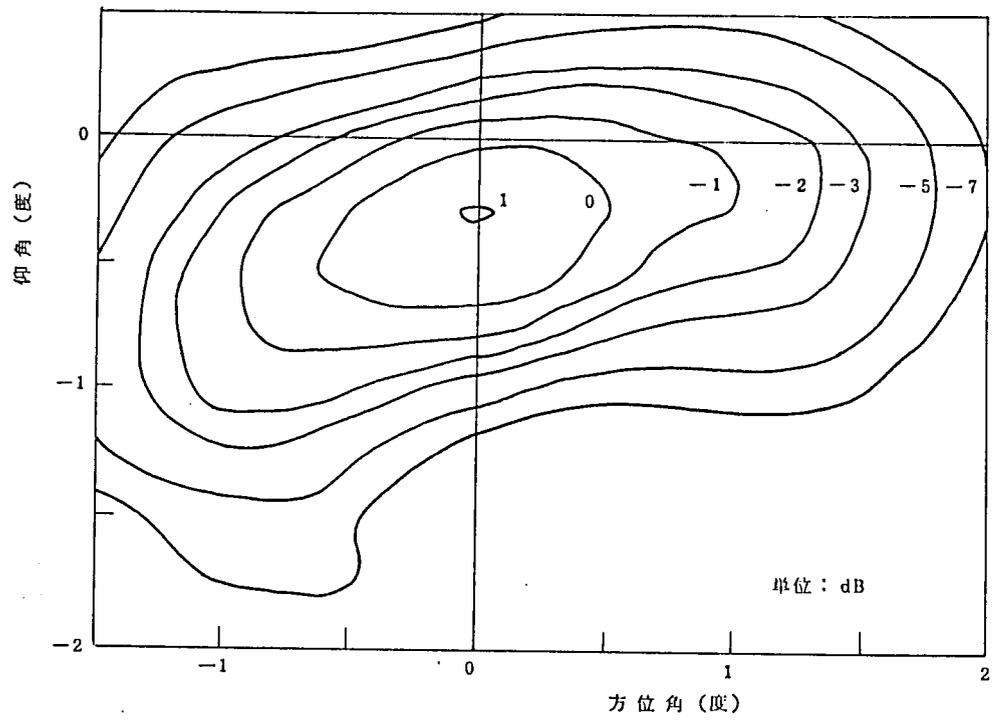


図 5.35 19.5GHz の放射パターン

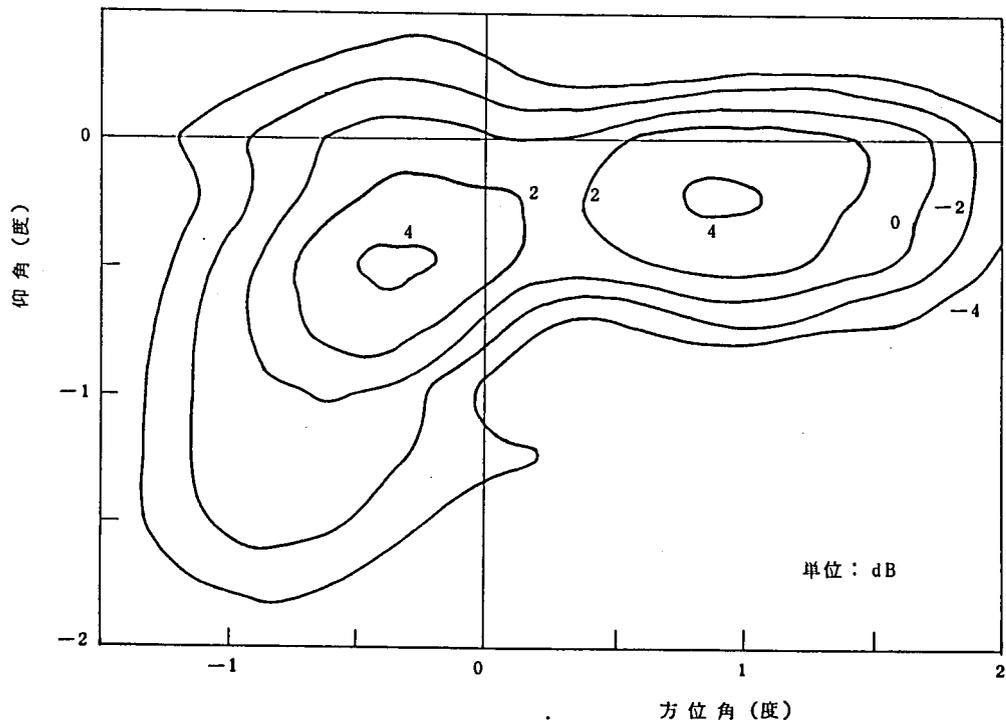


図 5.36 29.5GHz の放射パターン

そこで、鏡面の寸法を測定し計算値と比較した。その結果を整理し、図示したのが図5.37である。この鏡面ひずみの特徴は、明らかな等高線が存在し外側にいくにしたがってひずみが大となり、また中心附近では周方向の周期性（ π 周期）が見られ、かつ鏡面に対し

である角度をもってひずみが存在している点にある。これに対して、電気モデルの鏡面測定結果では、ほぼランダムなひずみであり、周期的ひずみは観測できていない。

以上のことから、図5.34と図5.35とのビーム長軸の傾きの差は、図5.37のような鏡面ひずみに起因していると考えらるべきであろう。そこで簡単なモデルを想定して、ビーム長軸の回転に対する定性的な評価を行なった。

図5.38は、円形開口面上で電界の振幅分布を一様とし、位相分布を鏡面座標 ρ 、 ϕ' を用いて

$$\Delta\phi\rho \left| \sin\phi' \right| \quad (5-12)$$

で与えた場合の放射パターンである（ $\Delta\phi = 2 \text{ rad}$ ）。これは、ある一方向で位相を一定とし、それと直交する方向には偶対称な位相変化を与えたもので、その放射パターンはほぼ楕円となる。したがって、このパターンを基準とすれば、鏡面上の位相ひずみにもとづくビーム長軸の回転を把握できる。

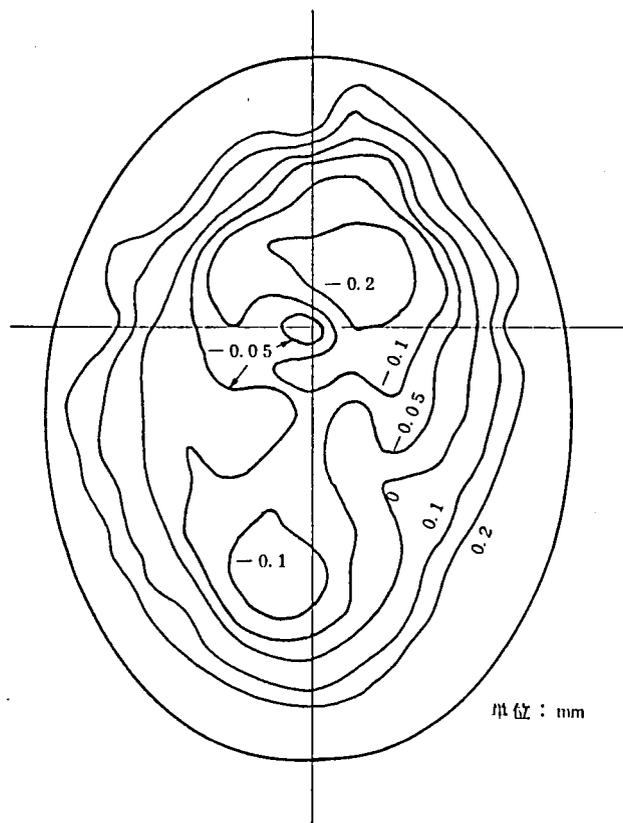


図5.37 鏡面ひずみ（測定値 - 計算値，定盤上での測定による）

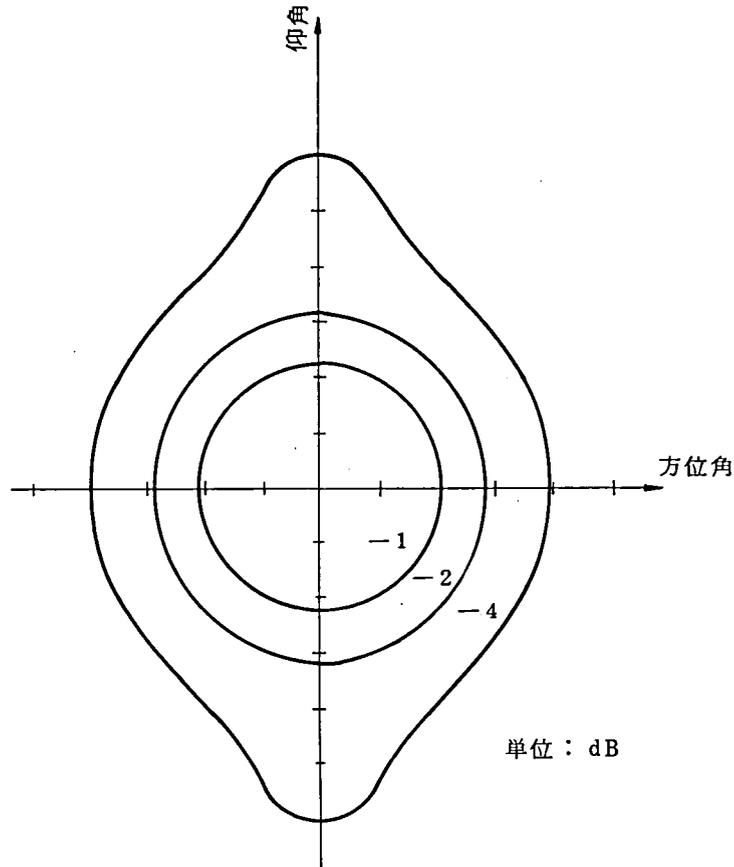


図 5.38 楕円ビームの 1 例

いま、鏡面上の位相ひずみを次式で与える。

$$\Delta\phi_2 \rho^2 \cos (2\phi' + \Delta\phi') \quad (5-13)$$

すなわち、径方向には ρ^2 で、周方向には π 周期で変化するものとする。これは、図 5.37 の鏡面中心附近を近似したものである。 $\Delta\phi_2 = 1$ 、 $\Delta\phi' = \pi/5$ として放射パターンを計算すると、図 5.39 を得る。図中、1 点鎖線は $\pi/5$ に相当する傾きである。

図 5.38、図 5.39 を比較することにより、上式のような位相ひずみが存在すると、ビームの長軸が傾くことがわかる。そして、その回転角は鏡面上のひずみの位相角とほぼ対応がついている。また、ビームの形は位相ひずみの影響を受けて若干変化している。さらに、中心での利得を位相ひずみのない状態（円形ビーム）と比較すると、図 5.38 では -0.62dB 、図 5.39 では -0.54dB （ただし、 $D/\lambda = 100$ ）と変化している。

この検討は、定量的なものではないが、図 5.34 と図 5.33 とのパターンの違い、および表 5.19 と表 5.21 の違いを説明し得る。さらに、図 5.37 は定盤上での測定値をもとにしたもので、自重によるたわみを考えると、アンテナ電気性能測定時の鏡面ひずみを正確に表現したものとは言えない。したがって、図 5.37 をもとに図 5.35 の特性をすべて説明することはいささか問題である。この検討はその手がかりを与えるものである。

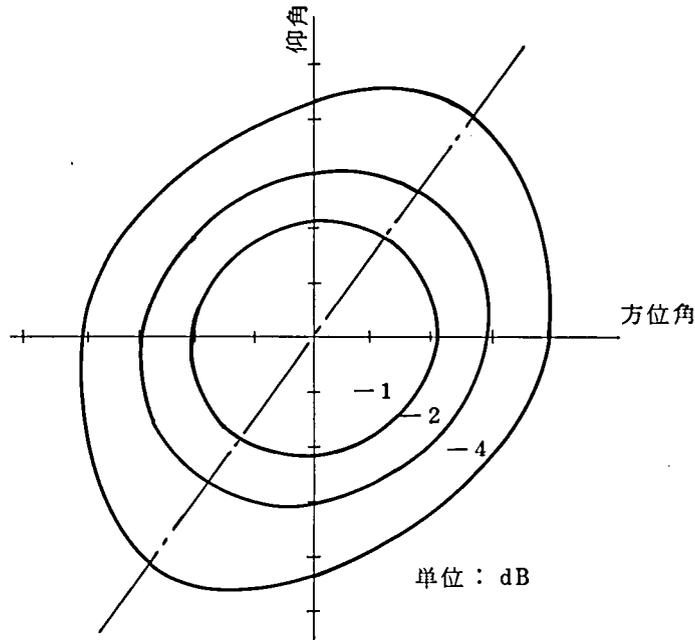


図 5.39 位相ひずみによるビームの変形

5.5.4 考察

(1) 製造法について

実現された性能を設計目標値と比較すると、ビーム中心での利得が若干異なり、かつパターン形状に差異が認められる。その一因として鏡面ひずみが考えられる。ここで使用している材料より優れたものが見当たらない状況であったため、製造法上の配慮により、鏡面ひずみの減少をはかるべきであると考えた。たとえば式(5-13)のようなひずみが存在したとしても、 $\Delta\phi_2$ が十分小さく抑えられれば、この問題は解決される。周辺部で位相ひずみが大きいのは、母型におしつけられて成形された鏡面を母型から引離すことによって生ずる“はねかえり”に起因するものと考えられる。したがって、成形時の圧力や鏡面の前処理等によって、この減少をはかるべきであると判断した。また、周方向のひずみについては、必ずしも明確ではないが、ゆるやかな曲率を有するハネカムサンドイッチ板に特有なそりが影響していることも考えられ、その後の検討が行われた。

なお、製造技術上図5.37のごときひずみが不可避なものであることが判明した場合でも、そのひずみの再現性が保証できれば、あらかじめ設計段階でそのひずみを補償することも可能であろう。

成形用の母型そのものは、ミクロンオーダーの誤差で製作されていることを考えれば、鏡面精度の向上をはかる余地は十分にある。また、このような成形ビームと鏡面精度との関係を明確にするとともに今後の重要な問題の1つであろう。

(2) 宇宙空間でのアンテナ特性

前項で述べた特性をあくまでも地上での特性である。したがって、これらのデータをもとに宇宙空間での特性を推定する必要がある。その際、次の点について考慮する必要がある。

放射パターンについては、アンテナ系の自重によるたわみが問題である。これは一応理論的な検討が可能なので、計算値と実測値との対応を明確にしておけばよい。この場合、自重たわみによる鏡面ひずみが正確に測定される必要があり、この面での検討が不可欠である。

利得について重要な問題は、スピンによる利得変動である。すなわち、分波装置をはじめとする給電系の楕円偏波率が0 dBではなく、また、もし高次モードが発生すれば、分波装置を鏡面に対して回転するとアンテナ利得が変動する。楕円偏波による利得変動については比較的容易に推定できるが、高次モードに起因する分についてはその推定は必ずしも容易ではない。発生する高次モードの種類、周波数、量は攪乱を受けやすく、主モードへの影響はさらに複雑なものとなる。これについては実験的な確認が特に重要であった。

このほか、衛星の回転中心軸とアンテナへの給電中心軸との不一致のために生じるビームのふらつき(Wobble)による利得変動も考慮すべき点である。これについてもアンテナ系と給電分波系を接続して総合電気特性を測定する中から、正確なものを把握していく必要がある[93]。

5.5.5 む す び

通信衛星搭載用アンテナとして開発した多周波共用成形ビームホーンリフレクタアンテナの、耐環境性を確認するために実施する熱真空試験、振動試験ならびに音響試験に供する熱構造モデルの電気性能および今後の検討項目について述べた。電気特性については、ほぼ所期の性能が得られたが、鏡面精度との関連において製造法上改善すべき方向が明らかとなった。その後、本アンテナは給電分波系と接続して総合電気特性を把握すると共に、振動試験、熱真空試験および音響試験を実施して構造設計上の貴重なデータを得た。これらの設計・試験によって、実用化の見通しが得られたので、CS衛星への搭載を目標として、第3次熱構造モデルの試作が行われた。この試作においては、第1次試作で得られた種々の問題点に対する対策を実施すると共に、電気特性上も、準ミリ波のサービスエリアを日本本土全域から札幌—福岡の8総括局に限定し、利得の向上が図られた。これらの成果は成功裡にCS衛星に引き継がれた。

さらに、CS衛星の成果を継承して、日本初の商用通信衛星CS-2の搭載用アンテナは、上記のアンテナの研究成果を採り入れたものである[90][93]。

図5.40に電気特性測定中の熱構造モデルを、図5.41にこれを熱真空試験のためスペースチェンバ内に装着した状況を示す。

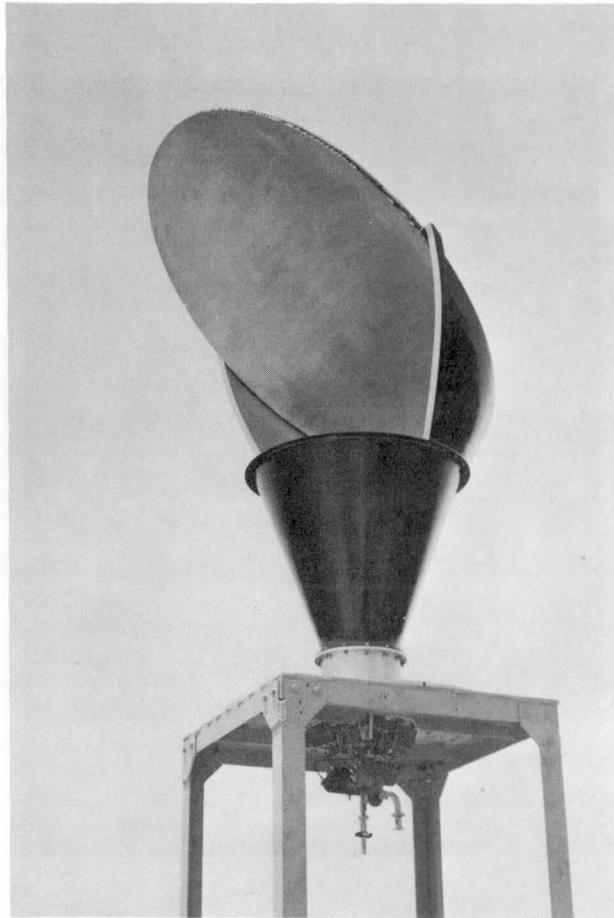


図5.40 電気特性測定中の熱構造モデル

5.6 結 言

準ミリ波帯とマイクロ波帯を共用する国内衛星通信方式は、多周波共用の成形ビームアンテナを衛星に搭載することで現在のシステム構想が固まってきた。電気モデル並びにその成果をとりいれたCSで実証されたこのようなアンテナは、数次の熱構造モデル試作によって電気設計および熱・構造設計が確立し、国産化へ移行する基盤が固まった。

電気設計では通信方式に適する特性を実現するための設計法を確立するとともに、実験的、理論的に電気特性に対する種々のパラメータの影響を検討し、利得の推定法を明らかにした。熱・構造設計では解析を基にした設計法を確立し、さらに環境試験によってこの実証を行った。

わが国初の実用通信衛星であるCS-2に国産通信機器を搭載する方針が示されて以来、以上の実績を基にCS-2用アンテナの設計が行われた。



図5.41 スペースチェンバ内に装着した熱構造モデル

上述の研究の意義は、CS-2用アンテナ系の国産化を可能にした事実とともに、今後ますます増大するであろう国内衛星通信への需要に対し、中継器をも含めた全搭載通信機器を国内技術で対処してゆく時代を拓いたことにあるといえる。

さらに次世代の大容量通信衛星において必須の技術となるマルチビームアンテナに関して、方式的な研究を行ない、その方向を明らかにした。

第6章 結 論

本論文は、地上および衛星通信方式における固定局アンテナに関する研究をとりまとめたものである。直接に研究の対象としたアンテナの範囲は、11GHz 短距離無線中継方式における無給電アンテナとしての回折網、20GHz デジタル無線中継方式におけるカセグレンアンテナ、国内衛星通信方式の地球局アンテナとしての軸対称カセグレンアンテナ、およびオフセットカセグレンアンテナ、ならびに中容量国内通信衛星搭載用4周波共用成形ビームホーンリフレクタアンテナである。これらの種々のアンテナ系の高性能化に関して解決すべき基本的諸問題についての理論的・実験的検討結果を第3章に記述している。

これらの研究を通して得られた成果をまとめると次のようになる。

第2章 短距離無線中継方式への回折網の適用においては、

- (1) 世界的にも類例のない回折網無給電中継方式の11GHz 帯における諸特性、特にフェーディング伝搬路における特性および着雪の影響を明らかにした。
- (2) 透過形回折網を新しく考慮し、回折網の一層の経済化・高性能化を図った。
- (3) 回折網の設計法、適用領域および回折網を用いた中継回線の設計法を確立した。
- (4) 透過形回折網の研究の過程で、雪の性質、着雪状況等を明らかにするとともに、各種誘電体材料の10GHz 帯での誘電常数を測定した。

等を挙げることができる。なお、この回折網は、電電公社の松坂—伊勢回線で商用化され約10年間その使命を果たした。

第3章 通信用アンテナの高性能化に関する研究においては、

- (1) 20GHz デジタル無線中継方式用カセグレンアンテナにおいて、鏡面の微小な歪が交叉偏波特性には及ぼす影響を、実験的、理論的に初めて明らかにし、製造法改善への方策を示した。
- (2) 着雪がアンテナに及ぼす影響、特にその交叉偏波特性に及ぼす影響を実験的、理論的に明らかにした。
- (3) アンテナの広角指向特性改善の一考案を行い、その設計法と特性を明らかにした。
- (4) アンテナサイドローブの統計的性質を明らかにし、方式設計への適用を容易かつ定量化した。
- (5) 回線の相互干渉をも考慮に入れて、総合的見地からみたアンテナの最適指向特性の検討を行い、今後の設計指針を示した。
- (6) 回折網の理論を応用した干渉波の除去法を提案し、設計法を確立するとともに、その効果をモデル実験により確かめた。

これらの研究により、特に、無線通信方式の方式設計の観点から見たアンテナ特性の高性能化に関する重要な諸問題が明らかとなった。

第4章 国内衛星通信方式における地球局アンテナ系の研究においては、

- (1) 30/20GHz の準ミリ波帯を用いた国内衛星通信方式用地球局アンテナとして、局舎屋上に容易に設置可能とした経済的な軸対称カセグレンアンテナ系の電氣的・機械的諸特性を明らかにして、その設計法を確立した。
- (2) 特に照準塔を使用しないで、電気特性を確保しうる機械精度と、限定駆動方式による構成の簡易化、並びに所要鏡面精度の確保には新しい工夫を盛り込んだ。
- (3) 地上方式との周波数共用を考慮し、さらに広角指向性の優れたオフセットカセグレン形アンテナを世界で初めて準ミリ波地球局アンテナに適用するための設計法を確立するとともに、その特性を明らかにした。
- (4) 軸対称と基本的に異なる構成を有し、構造的にも大形化するオフセットカセグレンアンテナを軸対称と同様の条件で局舎屋上へ設置可能とするため、機構設計上の種々の工夫を重ねた。
- (5) 特に製造費上昇の最大要因である鏡面パネルの製作を簡易化するため、鏡面修整を副反射鏡と集束反射鏡で行い、主反射鏡は非修整とする新しい鏡面修整法を実用化した。
- (6) 以上の研究により、世界の水準を抜く低サイドローブ特性を有する実用的な準ミリ波地球局アンテナを完成した。

ここに開発した準ミリ波専用オフセットカセグレンアンテナは、日本初の商用通信衛星CS-2を用いた衛星通信方式地球局アンテナとして、日本各地の局舎屋上に建設が進められつつある。

第5章 衛星搭載用アンテナ系の研究においては、

- (1) 日本本土および日本全土を通信領域とする国内通信衛星に搭載する単一ビーム4周波数帯共用アンテナの方式的設計条件を明らかにした。
- (2) 次世代衛星のアンテナ系としてマルチビームアンテナの方式的検討を行った。
- (3) 準ミリ波帯とマイクロ波帯とを共用する世界にも例のない国内通信衛星に搭載する4周波共用成形ビームホーンリクレクタアンテナ系の設計法を確立し、その特性を明らかにした。
- (4) 電気モデルの成果を基に熱構造モデルを設計、試作し、その問題点を明らかにした。

これらの研究実用化の成は、実験用静止通信衛星CS(さくら)、および1983年2月、ならびに8月に成功裡に打ち上げられた日本初の商用通信衛星CS-2a、2b搭載用アンテナの原形となったものである。

謝 辞

京都大学工学部池上文夫教授には、本研究の遂行の全般にわたって適切なる研究指導と御鞭撻とを賜ると共に、本論文をまとめるにあたって御懇切なる助言と励ましとを頂きました。ここに深甚の謝意を表します。

同じく池上淳一教授と木村磐根教授には、長期にわたる御薫陶と本論文執筆への貴重な御指示と御鞭撻とを頂きました。衷心より深謝申し上げます。

回折網方式の研究においては、日本電気高田正美技師長に直接の御指導を頂くと共に、上智大学鶴飼重孝教授、タマー電子青柳正三社長、金沢工業大学奥村善久教授、武蔵野通研仲原茂男研究主任には遮蔽形回折網および伝搬特性に関する多面にわたる貴重な御教示と設計・実験への御協力を頂きました。

さらに安立電気菅原鼎山常務取締役、富士通研究所岩井文彦常務取締役、長岡技術科学大学増田孝雄教授、湘菱電子高須勇社長に御指導・御鞭撻を頂き、故中村親市氏、富士通研柳下久治氏、ロックサン電機芳賀稔社長、横須賀通研古川昭夫研究主任、電気興業沼野雄司技師長等、当時の電気通信研究所無線課および電波伝搬研究室の方々に実験への絶大な御協力を頂きました。

また山形大学鈴木道也教授には着雪試験について、元電気通信研究所分析試験課神戸照雄氏には誘電体材料の開発について、多大の御教示と御協力を頂きました。

これらの方々に心から感謝の意を表します。

地上および衛星通信方式用アンテナ系の研究においては、新潟大学榛葉実教授、東北大学重井芳治教授、三菱電気土井博之事業部長、千葉工業大学森好文教授、東京工専岡島徹教授ならびに横須賀通研室谷正芳部長に御指導・御鞭撻を頂きました。

武蔵野通研島田禎晉調査役、横須賀通研小山正樹室長には衛星通信用アンテナ系に関し多大の御教示と御協力とを頂きました。横須賀通研高野忠調査役、石田則明調査役、鹿子嶋憲一調査役、熊沢弘之調査員、山田吉英補佐、上野健治調査員、小川英一調査員等電波研究室関連の方々には解析・設計・測定等研究の全般に関して御協力を頂きました。

さらに、三菱電気武市吉博部長、別段信一主管、片木孝至主管、電気通信総合研究所水沢丕雄主任研究員、日電特許技術情報センター相馬昭二技師長、日本電気山脇成一副技師長他、三菱電気[㊤]および日本電気[㊤]の各氏には、アンテナの設計・製作・測定に関して多大の御協力を頂きました。

これらの方々に心から感謝の意を表します。

参考文献

- [1] 進士：“地上通信におけるアンテナ・伝搬”，信学誌，60，4，p.423，1977
- [2] 鶴飼，青柳，家入，仲原：“単一山岳回折伝ばん特性と改善に関する研究”，通研実報，12，3，p.275，1963
- [3] 鶴飼，青柳，仲原：“回折網通信方式”，信学誌，46，5，p.653，1963
- [4] 岩井，増田，高田：“11Gc帯SF-T2短距離無線中継方式”，通研実報，12，7，p.879，1963
- [5] 高田，進士：“回折網方式”，信学通方研資，1963-7
- [6] 高田，進士：“Diffractor as a Microwave Passive Repeater”，ICMCI Tokyo，M27-8，1964
- [7] M.Takada, M.Shinji：“An Application of the Diffractor Grating to the 11Gc/s Microwave Systems”，IEEE Trans.AP-13，4，p.532，1965
- [8] 高田，進士：“回折網-新マイクロ波無給電中継方式”，通研実報，14，3，p.405，1965
- [9] 三好，小井手，長者：“回折網によるマイクロ波中継方式-その1-〈松阪-伊勢11Gc回線の設計〉”，電気通信施設，19，4，p.109，1967
- [10] 海老原，沢田，長者：“前出-その2-〈設計法および商用試験結果〉”，電気通信施設，19，10，p.105，1967
- [11] 渡辺，高須：“マイクロ波中継用アンテナ20年の歩み”，三菱電機技報，48，7，P798，1974
- [12] 高田，進士：“透過形回折網位相器”，37信学全大，143，1962.
- [13] 高田，神戸，進士：“回折網に用いる誘電体板の特性”，38連大，1244，1963.
- [14] 高田，進士：“透過形回折網と回折網実用化試験の結果”，信学アンテナ・伝搬研資，1964-3
- [15] 沢田，進士，青柳，沼野：“11Gc帯における透過形回折網の試験結果”，42信学全大，410，1967.
- [16] 片桐：“エレクトロニクスに使われる有機絶縁材料”，化学と工業，15，5，p.6，1962
- [17] A.R.von Hippel：“Dielectric Materials and Applications”，John Wiley & Sons, Inc., New York, 1954
- [18] 高田，中村，進士：“11GHz回折網の試験結果”，38連大，1735，1963.
- [19] 高田，中村，進士：“回折網に及ぼす着雪の影響”，38信学全大，152，1963.
- [20] 高田，進士：“回折網着雪試験報告[II]”，41連大，951，1966.
- [21] 竹下：“樹氷のマイクロ波反射板能率に及ぼす影響”，信学誌，48，4，p.196，1965.
- [22] W.A.Cumming：“The Dielectric Properties of Ice and Snow at 3.2 Centimeters”，J.appl.Phys., 23，1，p.768，1952

- [23] 高田,芳賀,柳下,進士,他：“反射板方式におけるラドーム積雪時の減衰”, 37信学全大,139,1962.
- [24] 鶴飼：“マイクロ波フェージングの諸特性とフェージング量の推定”, 通研実報,8,7,p.1003,1959
- [25] 大森,佐藤：“低い通路における電波伝はん試験結果”, 通研実報,19,1,p.35,1961
- [26] 奥村：“山岳回折における伝はんひずみに関する研究”, 通研実報,10,11,p.2299,1961
- [27] 高田,進士：“回折網による11Gc中継回線の設計”, 37信学全大,564,1962.
- [28] 青柳,進士：“回折網の指向特性と設計法について”, 信学技報,AP67-18,1967
- [29] 中村,十一家：“準ミリ波デジタル伝送方式の研究実用化”, 通研実報,24,10,p.2095,1975
- [30] 井上,橋口：“20GHz帯カセグレンアンテナの基本特性”, 通研実報,22,3,p.739,1973.
- [31] 進士,高野,大友,山田：“実験用20GHz帯デジタル無線方式アンテナおよび分波器”, 通研実報,22,7,p.1937,1973
- [32] 高野,進士：“開口面アンテナの交叉偏波特性”, 信学論,59-B,6,p.341,1976
- [33] 高野,山田,進士：“20GHz帯カセグレンアンテナの着雪試験結果”, 信学技報,AP74-26,1974.
- [34] 高野,山田,進士：“レドーム着雪およびそのアンテナ特性に及ぼす影響”, 信学論,61-B,5,p.383,1978
- [35] 高野,進士,松沢：“20GHz帯電熱レドームの特性”, 信学技報,AP74-49,1974.
- [36] 進士,大友,奈良,高野：“20G-400M方式用アンテナ・給電・分波系”, 通研実報,24,10,p.2277,1975
- [37] 進士,山田,細矢：“周波数有効利用に関する固定通信用アンテナ系の検討”, 51信学光・電波全大S1-1,1976.
- [38] 進士,細矢,山田：“地上無線回線におけるアンテナパターンと分岐回線干渉についての考察”, 52信学全大,S12-5,1977.
- [39] 進士,高野,橋口：“20GHz帯カセグレンアンテナの交叉偏波特性について”, 48信学全大,589,1973.
- [40] 高野,進士：“開口面アンテナの交叉偏波特性の解析”, 50信学全大,541,1975.
- [41] 仲原,奈良,山田：“3周波数帯共用アンテナ・給電系の総合特性”, 通研実報,19,3,p.79,1970
- [42] S.Silver：“Microwave Antenna Theory and Design”, McGraw Hill,1949.
- [43] 黒岩,小沢：“氷,雪,過冷却水滴の誘電性質”, 北大応電報,8,4,p.175,1955.
- [44] 喜連川,有田：“金網入り誘電体ラドーム”, 信学論,44,2,p. ,1961.

- [45] C C I R Report 391-1
- [46] 荻込, 進士 : “衛星通信実験所アンテナの特性”, 通研実報, 22, 6, p. 1513, 1973.
- [47] CCIR 1974最終会議Doc. 4/185(スウェーデン), 4/206(日本), 4/258(オランダ), 4/263(イタリア).
- [48] C C I R Recommendation 465-1.
- [49] Boithias, Behe : “Directivite Maximale en Dehors de L’Axe des Ouvertures Rayonnantes Equiphases”, Annal. Telecomm., 26, 9/10, p. 325, 1971.
- [50] 進士, 高野 : “アンテナサイドローブの統計的性質”, 信学論59-B, 1, p. 74, 1976.
- [51] 森 : “国内衛星通信方式”, 信学通方研資, CS69-74, 1969.
- [52] 進士 : “国内衛星通信方式の一考察”, 信学技報, CS71-132, 1972
- [53] 宮内 : “国内衛星通信方式の研究実用化”, 通研実報, 29, 4, p. 531, 1980.
- [54] 高野, 小川, 石田, 進士 : “準ミリ波地球局カセグレンアンテナ”, 通研実報, 27, 7, p. 1461, 1978.
- [55] 高野, 小川, 進士, 石田 : “20, 30GHz Band Cassegrain Earth Station Antenna for the Japanese Domestic Satellite Communication System”, IEEE Trans., COM-27, 11, p. 1728, 1979.
- [56] 高野, 小川, 堀, 進士 : “オフセットカセグレン地球局アンテナの設計”, 通研実報, 29, 3, p. 415, 1980.
- [57] 高野, 小川, 堀, 別段 : “オフセットカセグレン地球局アンテナの設計とその特性”, 信学論, J63-B, 3, p. 232, 1980.
- [58] 小川, 高野, 進士 : “An Offset Cassegrain Antenna for the Satellite Communication System Earth Station”, ISAP, B-2-2, 1978.
- [59] 高野, 小川, 堀, 進士 : “Offset Cassegrain Earth Station Antenna for the Japanese Domestic Satellite Communication System”, IEEE Trans., COM-28, 6, p. 883, 1980.
- [60] 高野, 小川, 板波, 堀 : “準ミリ波地球局用アンテナ・分波装置”, 通研実報, 29, 4, p. 715, 1980.
- [61] 島田, 小山 : “衛星通信実験所用アンテナ”, 通研実報, 22, 4, p. 1513, 1973.
- [62] 小川, 高野, 石田, 進士, 他 : “準ミリ波専用地球局カセグレンアンテナ”, 信学技報, AP76-50, 1976.
- [63] 小川, 高野, 石田, 進士 : “局舎屋上設置型準ミリ波専用地球局カセグレンアンテナの概要”, 52信学全大, 540, 1977.
- [64] 水沢, 田中 : “鏡面修整オフセットカセグレンアンテナ”, 信学アンテナ伝播研資, AP 74-37, 1974.
- [65] 水口, 赤川, 横井 : “オフセットグレゴリアンアンテナ”, 信学論, J61-B, 3, p. 166,

1978.

- [66] J.S.Cook, E.M.Elam, H.Zucker : "The Open Cassegrain Antenna : Part I Electromagnetic Design and Analysis", B.S.T.J.,44,7,p.1255,1965.
W.Z.Denkman 他 : "Part II Structural and Mechanical Evaluation",p.1301.
- [67] C.N.Kington, E.D.R.Shearman, H.A.Prime : "A 20 ft Offset Cassegrain Aerial for Radio Propagation,Control and Communication Research at 3-30 GHz", IEE Conf. on Earth Station Tech.,p.233,1972.
- [68] T.Chu, R.England, D.Gray, R.Wilson : "A 7-Meter Offset Cassegrain Antenna", IEEE AP-S Intn. Symp. Digest,p.440,1977.
- [69] M.Mizusawa, T.Kitsuregawa : "A Beam-Waveguide Feed having a Symmetric Beam for Cassegrain Antenna", IEEE Trans. AP-21,5,p.884,1973.
- [70] V.Galindo-Israel, R.Mitra, A.G.Cha : "Aperture Amplitude and Phase Control of Offset Dual Reflectors", IEEE Trans.AP-27,2,p.154,1979.
- [71] 小川,高野,進士 : "オフセットカセグレン型アンテナの地球局への適用について", 信学技報,AP77-91,1977.
- [72] 小川,堀,高野 : "オフセットカセグレン地球局アンテナの特性と測定法",通研実報, 29,3,p.443,1980.
- [73] 小川,牛島,高野 : "オフセットカセグレンアンテナの放射特性", 51信学光・電波全大,70,1976.
- [74] 沼野,外,村上 : "バラボラアンテナの風力係数,風圧力について",信学アンテナ伝播研資,AP72-40,1972.
- [75] 進士,島田,小山,熊沢 : "中容量国内通信衛星搭載用アンテナ系の方式設計", 通研実報,24,5,p.1013,1975
- [76] 進士,熊沢,上野 : "国内通信衛星用準ミリ波マルチビームアンテナの方式的検討", 48信学全大,S6-7,1973.
- [77] 進士,安達 : "マルチビームアンテナ", 信学誌,60,5,p.544,1977
- [78] 進士,小峰 : "衛星搭載用周波数共用アンテナの放射特性に関する一考察", 47信学全大,588,1972.
- [79] 森田他 : "準ミリ波帯国内衛星通信回線の降雨減衰の推定(1)", 信学通方研資,CS74-83,1974.
- [80] 森田,明山,樋口 : "衛星通信回線における降雨減衰とその対策", 信学通方研資,CS71-133,1972.
- [81] CCIR Rep.321, Terms and Definitions, Right-Hand(clockwise) or Left-Hand (anti-clockwise) Elliptically or Circularly Polarized(electro-magnetic) Waves.

- [82] 進士, 島田, 片木, 他: “国内通信衛星搭載用多周波数帯共用成形ビームホーンリフレクタアンテナ”, 信学技報, AP72-67, 1972.
- [83] 進士, 明山, 上野, 根本: “Shaped Beam Horn-Reflector Antenna for Japanese Domestic Communication Satellite—Electrical Characteristics”, Proc. 11th ISSTS, p. 599, 1975
- [84] 進士, 島田, 片木, 他: “国内通信衛星用整形ビームホーンリフレクタアンテナシステムの試作”, 信学論, 57-B, 6, p. 353, 1974
- [85] 進士, 島田, 草野, 他: “国内通信衛星用多周波数帯共用反射板つきパラボラアンテナ”, 信学技報, AP72-68, 1972.
- [86] 武市, 片木: “成形ビームホーンリフレクタアンテナ”, 信学アンテナ伝播研資, AP70-74, 1971.
- [87] 八坂, 中島, 中川, 他: “Shaped Beam Horn-Reflector Antenna for Japanese Domestic Communication Satellite—Structural Properties”, Proc. 11th ISSTS Tokyo, 1975.
- [88] 八坂, 中島, 中川, 他: “通信衛星搭載用アンテナの構造開発”, 第20回構造強度に関する講演会講演集, 2B6, p. 226, 1978.
- [89] 石田, 上野, 明山, 進士, 他: “衛星搭載用アンテナ熱構造モデルの特性”, 信学技報, AP75-24
- [90] 八坂, 中川, 上野, 熊沢: “搭載用アンテナの設計と特性”, 通研実報, 29, 4, p. 715, 1980.
- [91] 進士: “山岳回折干渉波の除去法”, 45連大, 1209, 1970.
- [92] 進士, 鹿兎嶋: “アンテナ干渉波除去法に関する一検討”, 50信学全大, 580, 1975.
- [93] 鹿兎嶋 他: “スピン安定形国内通信衛星にとう載する成形ビームアンテナ熱構造モデルの電気特性”, 信学論, J63-B, 12, p. 1185, 1980.
- [94] 加藤, 大橋: “マイクロ波中継アンテナ”, 信学誌, 48, 4, p. 614, 1965.
- [95] 虫明: “我が国におけるアンテナ研究の動向”, 信学誌, 60, 4, p. 340, 1977.
- [96] 竹下: “無給電中継”, 信学誌, 48, 4, p. 607, 1965.