

調 査

UDC 621.396.11

散乱波伝ぱん研究の概観 (II)

田 尾 一 彦* 折 茂 仁 介** 桜 沢 晃*

沢 路 和 明* 山 岡 誠*

THE PRESENT STATUS OF THE SCATTER PROPAGATION (II)

By

Kazuhiko TAO, Jinsuke ORIMO, Akira SAKURAZAWA,
Kazuaki SAWAJI and Makoto YAMAOKA

2. 電離層散乱

2.1. 実験測定装置

これまでに行われた電離層散乱伝播実験において使用された測定装置の概略を述べる。

2.1.1. 1951 年における D. K. Bailey らの実験⁽¹⁾

使用電波は 49.800 Mc/s の周波数の連続波である。

送信機については、特に報告されておらず、アンテナ入力は 23 kW である。アンテナ (送受信共同) は、水平ロンビックであって、次のようである。

利得 (同じ高さのダイポールについて) $\cong 18$ db

主ローブの最大値の仰角 $= 7^\circ$

主ローブのビーム巾 $=$ 垂直断面で 5° , 水平断面で 6°

高さ $= 41.2$ フィート (12.56 m)

脚長 $= 500$ フィート (152.40 m)

傾斜角 $= 83^\circ$

有効面積 $= 289$ m²

受信機については、雑音指数 $= 3$ db, 帯域巾 $= 3$ kc/s であって、受信信号の急速な fading を平均するために、時定数 12 秒の平均回路を有する。受信機の安定度は、毎日 1 回の補正を必要とする程度である。又水平ダイポールアンテナを用いて高さ利得効果を調べ、間隔を置いて設置したアンテナによって距離対相関係数の関係を調べ、垂直及び水平ダイポールの同時観測によって信号の偏波の状態を調べているが、それらのアンテナについて

の詳細な報告はない。

2.1.2. 1952-54 年における W. J. Bray らの実験⁽²⁾

使用電波は、27.27 Mc/s, 41.1 Mc/s 及び 89.05 Mc/s の 3 周波数であって、伝播特性の大部分は、41.1 Mc/s によってなされ、伝播の周波数特性についての資料を得るため他の 2 周波数による実験がなされた。又通信への適用のための調査には、27.27 Mc/s には単側波帯抑制搬送波振巾変調 (電話調査) が実施され 41.1 Mc/s には (a) 200 c/s 及び 800 c/s 偏移の周波数偏移 (電信調査), (b) ± 2 ラジアン偏移の位相変調 (電話調査), (c) 単側波帯抑制搬送波振巾変調 (電話調査) が施された。(89.05 Mc/s は信号レベルが低くて通信調査は行わなかった。)

送信機は 3 台用いられ、各々は 4 kW の無変調搬送波電力を出すことができ、且つ、27.27 Mc/s 送信機は、側波帯尖頭電力として約 1 kW, 41.1 Mc/s 送信機は、SSB 変調の場合の側波帯尖頭電力として約 3 kW を出した。送受信アンテナは、第 1 表のようである。

これらのアンテナを用いて、散乱伝播における指向性アンテナの有効利得について研究がなされた。送信点の地面は大体平らで、送信方向へ約 1.5° の角度でゆるやかに下方に傾いており、アンテナは海拔約 300 フィート (約 90 m) の高さであった。受信点 Jersey の地面もほとんど平面で送信局方向へしばらくは約 1° の傾きで下っているが、終りは急に崖になっている。

* 企画課 ** 電波監理局周波数課

第 1 表

	型 式	周波数 (Mc/s)	方 向	平面波利得 ($\lambda/2$ ダイポール について) (db)	ビーム仰角 (度)	ビーム巾 (度)	
						垂 直 面	水 平 面
送信アンテナ (Shetland)	ロンビツク 2 段, 辺長 14 λ	89	Jersey	20	5	5.5	7
	„ 12 λ	41		19	6	6.5	8
	„ 7.5 λ	27		15	10	9	10
	„ 10 λ	89	Slough	17.5	8	7	10
	„ 12 λ	41		18	8	8	9
	„ „	„		19	5	5	8
受信アンテナ (Jersey)	„ 14 λ	89	Shetland	20	5	5.5	7
	„ 12 λ	41		19	6	6.5	8
	„ „	„		17	6	7	8
受信アンテナ (Slough)	„ 14 λ	89	Shetland	18	8	7	10
	3 素子八木 4 段	41		12	8	7	50
	3 素子八木 1 段	27		6	8	8	50
受信アンテナ (船)	„ „	41	可動	6	—	—	50

アンテナは海拔 350 フィート (約 107 m) の高さである。Slough も大体平面で水平である。船上のアンテナはマストに海上約 70 フィート (約 21 m) の高さに取付けられた。

受信機は Jersey においては、第 2 中間周波 100 kc/s の二重スーパーヘテロダイン 受信機を用い、第 2 中間周波増巾器の 1/2 電力帯域巾は約 70 c/s である。測定限度は -30 db (入力インピーダンス 75 Ω で 1 μ V を 0 db とする) まで正確に測定でき -40 db まで信号レベルを指示できる。

周波数偏移 (電信) 受信装置は、1 対のアンテナの出力のうち最良のものを自動的に選択する Single-aerial dual-diversity を用い、選択は速動レベル・コントロール電気スイッチで行われた。その中間周波数帯域巾は周波数偏移 200 c/s 及び 800 c/s に対してそれぞれ 300 c/s 及び 900 c/s であった。電話調査の場合は、41.1 Mc/s の位相変調受信では中間周波の $\frac{1}{2}$ 電力帯域巾が 5 kc/s であり、単側波帯受信 (27.27 Mc/s 及び 41.1 Mc/s) では局部搬送波により常に復調をなし、2.8 kc/s 低域濾波器を用いて有効帯域巾を音声周波数に制限した。Slough においては三重スーパーヘテロダイン方式の狭帯域受信機が用いられ、最後の中間周波は約 1 kc/s で検波器の前に $\frac{1}{2}$ 電力帯域巾 80 c/s の音声周波濾波器をもつ。

船で用いられた受信機は Jersey で用いられたものと同じである。記録計の時定数はすべて約 1 秒であった。

Jersey においては、“Wave-angle diversity” と呼ばれる diversity 方式が調査された。それは等しいビーム巾とビーム仰角をもつ 2 つのロンビツクアンテナを送信局方向について +2.5° 及び -2.5° の方向に向けたものである。

2.1.3. 1951-55 年における D.K. Bailey らの実験⁽³⁾

使用電波は 30 Mc/s 帯 (24.325 Mc/s, 27.775 Mc/s 及び 36.000 Mc/s), 50 Mc/s 帯 (48.020 Mc/s, 48.870 Mc/s, 49.700 Mc/s 及び 49.800 Mc/s) 及び 107.800 Mc/s の 8 周波数であって、水平偏波の連続波であった。伝播特性は主に 50 Mc/s 帯の電波で調査された。送信機は特に報告されておらず、アンテナ入力は約 40 kW である。アンテナは第 2 表のようであり、各通路において送受信アンテナは同一である。

これらアンテナは、すべてその第 1 ローブの最大が通路 midpoint の E 領域に向くように設置された。Goose Bay—Sondre Stromfjord 通路では垂直偏波の実験がなされた。

受信機は、大体第 2.1 図のような装置のものであった。

前置受信機の帯域巾は約 2 kc/s であった。平均回路の時定数 12 秒は、(1) に述べたように、観測資料の読取りを容易にする一方、流星反射又は太陽爆発に伴う強い信号強度をその他の信号の緩かな変化の中の鋭い尖りとして記録できる程度の短かさである。受信信号の記録は平均入力電圧の対数に略々比例するものである。

第 2 表

通 路	型 式	周 波 数 (Mc/s)	平面波利得 (同じ高さの水平 $\lambda/2$ ダイポール について) (db)	ビームの最大値 の仰角 (度)	高 さ (フィート)	脚 長 (フィート)
Cedar Rapids	ロ ン ビ ッ ク	49.800	18	7.0	41	500
	..	107.800	..	..	19	230
Sterling	..	27.775	..	..	73	897
Anchorage	..	48.870	..	5.7	50	500
	5 素 子 八 木	48.870	9	6.4	45	—
Barrow	..	24.325	..	..	90	—
Fargo	ロ ン ビ ッ ク	49.700	18	5.4	52	500
Churchill						
Goose Bay	垂直半波ロンビツク	48.020	—	—	—	—
	垂直二重コーナ 反射器					
Sondre Stromfjord	垂直全波ロンビツク					
St. Johns	垂 直 多 段 八 木	36.000	12	T+0.44	T 880	—
Terceira				R-0.15	R 2240	

送信は 1 時間に 2 回中断され、その間に外部雑音（主に宇宙雑音）が測定記録された。

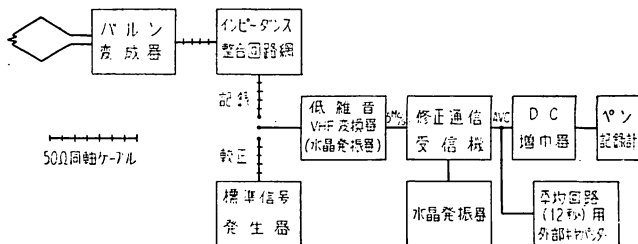
2.2. 電離層散乱電界特性

次に今までの実験結果から明らかにされている散乱電界の諸特性を述べる。

2.2.1. 散乱電界変動特性

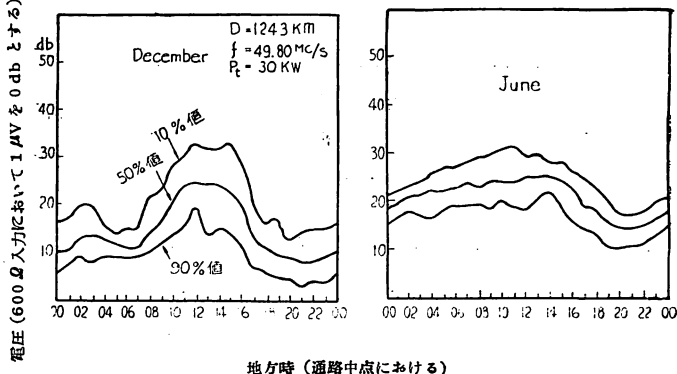
(i) 日変化特性

信号は一般に常に存在する基礎的成分，すなわち散乱成分と大きな流星からの反射又は散乱及び E_s 伝播による一時的な成分とからなる。基礎的成分は 2,3 c/s の不規則雑音のような具合で急速に変動し、瞬間信号レベルは平均値から 20 db 又はそれ以上変動することがある。この振幅変化に僅かな周波数変動を伴い、その大きさは普通 ± 10 c/s 程度である。fading rate は大体 0.2~5 c/s の範囲で不規則に変わる。流星からの反射又は散乱の場合には、信号は突然高いレベルまで上昇し、次にゆるやかに減少するが、その時間は数分の 1 秒から 20~30 秒であるが、時には 1 分以上続くこともある。又ドップラー周波数偏移を伴うことが多い。次節で述べるように流星による一時的成分にも 2 つの機構が考えられる。 E_s 伝播による信号強度は非常に高いレベルであり、数分から 1 時間又はそれ以上続くことがある。これらの成分の合成されたものが観測されるわけであるが、かなり顕著な日変化を示す。



第 2.1 図

第 2.2 図に日変化の 1 例を示す。電圧の値は月中央値である。信号強度の最大は通路中点における正午頃であり、 E 領域の平均電子密度の最大な時に対応し、最小は通路中点における 20 時頃であり、これは流星電離の最小の時に対応する。第 2.2 図は中緯度における例である



第 2.2 図 散乱信号強度の日変化 (中緯度)

2.2.2. 地磁気擾乱及び S I D の影響

信号強度は著しい地磁気擾乱時にははっきり増大を示し、中程度の擾乱時には多少増大するか又は普通のものである。S I D の時は大体 3~9 db の増大を示し、この増大は S I D の開始後 2~3 分以内にはっきりと認められ、S I D の終りに信号は正常にもどる。しかしはっきりした増大を示さず、正常であるようにみえる場合もある。第 2.6 図は S I D 時の状況を示す。散乱電界と地磁気との関係は期間を 1 か月とした統計の関係であるが、明瞭な関係がみられる。それは magnetic K-index が大きくなると散乱電界が上ることを示す。

2.2.3. 距離特性 (散乱角特性)

散乱電力は次節で述べるように理論的には次のような形で示される。

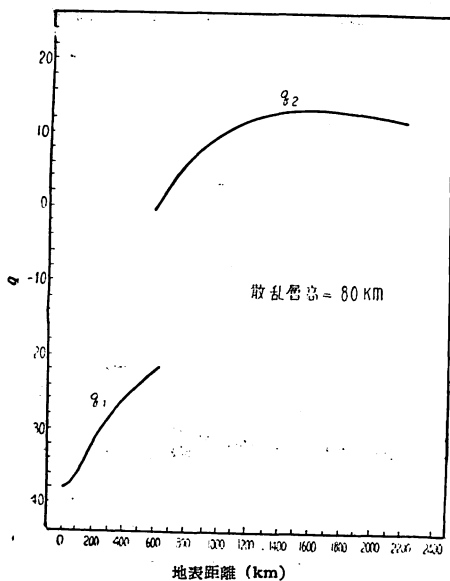
$$\frac{P_r}{P_t} \propto \frac{f_N^4}{f^8} \frac{A \sin^2 \alpha}{r^2 \left(\sin \frac{\theta}{2} \right)^n} \quad (2.1)$$

ここで P_t は送信電力、 P_r は受信電力、 f は送信周波数、 f_N は散乱容積中の平均電子密度に対応するプラズマ周波数、 A は受信アンテナの口径、 α は入射電界と散乱方向との間の角、 r は散乱層の通路中点から受信点までの距離であり、 θ は散乱角である。

したがって距離特性は r 、 θ 及び n によって決定されるが、このうち r 及び θ は散乱層高の函数である。今散乱層高を 80 km と考えて n の値を実験的に決定すると、比較的近距离では 5 程度、比較的遠距離では 9 程度

はなる。 $q_1 = \frac{1}{r^2 \left(\sin \frac{\theta}{2} \right)^5}$ 及び $q_2 = \frac{1}{r^2 \left(\sin \frac{\theta}{2} \right)^9}$ を図

示すると第 2.7 図のようになる。散乱角特性としては上

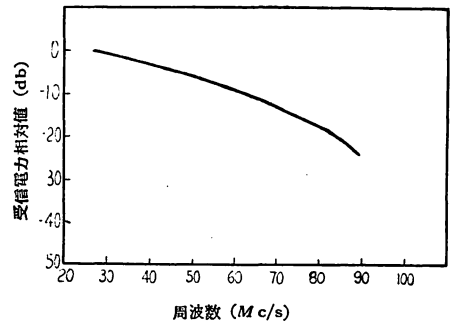


第 2.7 図 散乱信号の距離特性

記のように送信アンテナの主ビームで定まる大圏方向に関する特性以外に、大圏方向から外れた方向に関する特性が考えられる。このような場合の散乱信号は上述の散乱角指数 n で示される程の急激な減少をしない。これはそのような場合においては強い流星による効果が大いことに原因があるであろう。

2.2.4. 周波数特性

散乱電力の周波数特性は (2.1) に示されているように $1/f^8$ によって表わされる。実験結果によれば s の値は一定でなく、使用周波数によって変り、又同一周波数においても時刻によって変化する。使用周波数及び時刻による s の変化は 4~12 位まで変化するが、例えば N. B. S. の実験によると比較的高い周波数の場合の s の値は正午及び午後の始めのような強い信号の時には 8 位で、夕刻や朝方のような弱い信号の時には 6~7 位の値が多く、比較的低い周波数の場合の s の値は強い信号の時には 6~7、弱い信号の時には 4~4.5 位が典型的であることが報告されている。第 2.8 図は受信電力の周波数特性を示す。



第 2.8 図 散乱信号の周波数特性

2.2.5. 散乱層高

散乱層高は季節にかかわらず昼は 75~80 km であり、夜は 85~90 km である。すなわち夜間 85~90 km の高さに優勢な散乱層が現われ、それは時々昼間も弱く持続するが、一般には 75~80 km の高さの強い散乱層に置き換えられる。散乱層は単一な層とは限らず屢々数カ層が同時に活動する。今までの記録によれば層高の最低として約 60 km が知られている。しかしこの散乱層高は北方の通路の観測では昼夜共 80 km 程度であることを示すので、層高は地理的位置に関係するかも知れない。流星尾部による電離は夜間の散乱層高に対応する高さ以下の範囲には見られない。(3)(4)

2.2.6. 偏波状況及び相関距離

散乱受信波の偏波は伝播通路の midpoint 方向からくる成分程、送信波と同じ偏波を持つが、midpoint から横に離れた散乱源からくる波は散乱源が離れる程両方の偏波成分を持つ。

受信波の包絡線相関係数は伝播通路に直角方向には約 3.5 波長、通路に沿って約 40 波長の間隔で 0.5 になる。

2.3. 電離層散乱機構

前節で述べた散乱電界の諸特性から考えて電離層散乱伝播は E 領域の下部で、D 領域上部における電離の乱れすなわち電子密度の空間的及び時間的分布の変動によって生ずる。そしてこの電離の乱れは電離層内の風及び流星によって生ずると考えられる。前節で述べたように正午近くに電界は最大になり 20 時頃最小を示し、又午前に第 2 の最大を生ずるということは、信号が 2 成分からなっていることを示している。すなわち太陽輻射による成分の日変化は正午に最大を生じ、流星による成分の日変化は大体 06 時に最大、18 時に最小をもつ正弦曲線の変化を示し、この両者が地理的位置、季節、その他によって相対的重要さを交えつつ重畳して日変化特性をつくると考えられる。⁽⁶⁾ 基礎的成分は非常に早く変化する振巾及び位相変動を示しており、これは電離の乱れによって生ずる多数の散乱源からの散乱波と考えることができ、この電離の乱れは上述したように電離層内の風による乱れと流星による電離とが寄与している。

次にこれらの基礎成分に重畳する一時的成分の機構を考えてみる。まず、第 1 に流星による一時的成分であるが、これには 2 つの型がある。すなわち第 1 のものは流星電離の頭部からの反射、及びそれよりも遙かに頻繁に急速に形成されてゆく電離の尾部からの散乱である。第 2 のものは流星電離の柱が第 1 フレネル帯の位置に現われて鏡面反射に近い散乱を生ずる場合である。

上述のごとくこれらの電界変動は E 領域下部で、D 領域上部における電離の乱れすなわち電子密度の空間的及び時間的変動によって生ずる散乱と考えられるので、まず Bailey らは対流圏における Booker-Gordon の乱れによる散乱理論を応用して電離層の散乱を説明しようとした。⁽⁹⁾ 乱れを等方性と仮定して 2 点間の変動の相関関数を $\exp(-r/l)$ とおくと (r は 2 点間の距離、 l は乱れの大きさ) 単位入射電力、単位散乱容積、入射方向と角 θ をなす方向の単位立体角あたりの散乱電力として定義される散乱断面積 σ は次の値になる。

$$\sigma = \frac{\left(\frac{\overline{\Delta N}}{N}\right)^2 \left(\frac{2\pi l}{\lambda_N}\right)^3 \sin^2 \chi}{\lambda_N \left[1 + \left(\frac{4\pi l}{\lambda}\right)^2 \sin^2 \frac{\theta}{2}\right]^2} \quad (2.2)$$

ここで、 $\overline{(\Delta N/N)^2}$ は電子密度の自乗平均変動であり、 λ_N は平均電子密度 N に対応するプラズマ波長である。多くの散乱伝播においては $(4\pi l/\lambda) \sin \frac{\theta}{2} \gg 1$ の条件が満足されるから (2.2) は次のようになる。

$$\sigma = \left(\frac{\overline{\Delta N}}{N}\right)^2 \left(\frac{f_N}{f}\right)^4 \frac{\sin^2 \chi}{32\pi l \sin^4 \frac{\theta}{2}} \quad (2.3)$$

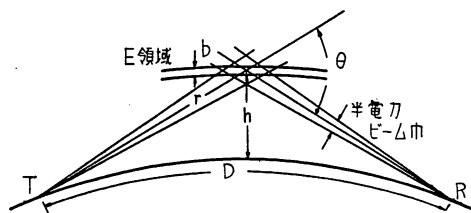
ここで f_N は λ_N に対応するプラズマ周波数であり、 f は使用電波の周波数である。この散乱断面積 σ によって伝送される電力を考えると、送受信アンテナが等しい開口面積 A をもつならば

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\overline{\Delta N}}{N}\right)^2 \frac{b}{32\pi l} \left(\frac{f_N}{f}\right)^4 \frac{A \sin^2 \chi}{r^2 \sin^5 \frac{\theta}{2}} \quad (2.4)$$

となる。 b は散乱層の厚さ、 $2r$ は電波通路長である。 $2r$ は実際には送受信点間地表距離 D に等しい。(2.4) においては送信アンテナの主ローブ中の電力のみが有効であり、散乱容積中の散乱諸要素はすべて通路中点の値に同じと仮定している。(2.4) から測定困難な要素を除いて書くと

$$\frac{P_r}{P_t} \propto \left(\frac{f_N}{f}\right)^4 \frac{A \sin^2 \chi}{r^2 \left(\sin \frac{\theta}{2}\right)^5} \quad (2.5)$$

となる。



第 2.9 図 E 領域散乱伝播

以上は Booker-Gordon 模型の電離層散乱への応用であるが、この他にも Eckersley の模型を用いると⁽⁷⁾

$$\frac{P_r}{P_t} \propto \frac{f_N^4}{f^8} \frac{A \sin^2 \chi}{r^2 \left(\sin \frac{\theta}{2}\right)^9} \quad (2.6)$$

となる。又統計的乱流論に立脚した Villars-Weisskopf の模型を用いると、周波数が低い場合には

$$\frac{P_r}{P_t} \propto \frac{f_N^4}{f^{13/3}} \frac{A \sin^2 \chi}{r^2 \left(\sin \frac{\theta}{2}\right)^{15/3}} \quad (2.7)$$

となり、周波数が高い場合には

$$\frac{P_r}{P_t} \propto \frac{f_N^4}{f^{11}} \frac{A \sin^2 \chi}{r^2 \left(\sin \frac{\theta}{2}\right)^{12}} \quad (2.8)$$

となる。

以上のものを総合すると散乱電力の理論式としては一般に次のように書くことができる。

$$\frac{P_r}{P_t} \propto \frac{f N^4}{f^s} \frac{A \sin^2 \chi}{r^2 \left(\sin \frac{\theta}{2} \right)^n} \quad (2.9)$$

前節で説明した散乱角特性及び周波数特性をこれらの理論から考えてみよう。散乱角特性については実験結果では比較的近距离では指数 5 程度、遠距離では 9 程度の値が得られており、Booker-Gordon 模型及び周波数が低い場合の Villars-Weisskopf 模型は近距离の指数を与え、Eckersley 模型及び周波数が高い場合の Villars-Weisskopf 模型 (少し大きすぎるが) は大体遠距離の指数を与える。周波数特性については前節で述べたように、指数は 4~12 位まで変化する。Booker-Gordon 模型では $s=4$ 、Eckersley 模型では $s=8$ 、Villars-Weisskopf 模型では $s=\frac{13}{3}$ 及び $s=11$ となる。

(2.9) 式では電子密度の分布及び電子密度の変動及び乱れのスケールの項が省略されているが、実測散乱電力と理論値を比較するにはこれらの値が分らねばならないが、現在それらの値を正確に知ることは困難である。Bailey は実測散乱電力を説明するためには $l \approx 100$ m, $\overline{(\Delta N/N)^2} \approx 10^{-4}$ の値が必要であると考へた。⁽¹⁾ Gallet は E 領域における熱力学的考察から $(\Delta N/N)^2 \approx 10^{-4}$ の値を求めている。⁽⁹⁾ 電離層の乱れの大きさについては第 1 章にも述べたように、研究者によって種々の値、すなわち最大乱子の大きさ l_0 については $l_0=7000$ m (Villars-Weisskopf),⁽¹⁰⁾ $l_0 \approx 1000$ m (Booker),⁽¹¹⁾ $l_0=100 \sim 200$ m (Gallet,⁽⁹⁾ Silverman⁽¹²⁾) というような値がとられており、この値の取り方によって散乱電力の評価も異ってくる。例えば Villars-Weisskopf は彼らの圧力変動による散乱理論 ((1.2.36) 式参照) において

- N (電子密度) $\approx 1 \times 10^4 \text{ cm}^{-3}$
- v_0 (最大乱子の速度) $= 5 \text{ m/sec}$
- v_m (分子速度) $= 400 \text{ m/sec}$ ($T \approx 200^\circ \text{K}$)
- l_0 (最大乱子の大きさ) $= 7 \text{ km}$
- l (有効乱子の大きさ) $= 14 \text{ m}$

として、 $\sigma \approx 2.4 \times 10^{-18} \text{ cm}^{-1}$ の散乱断面積を求めている。又乱流混合理論 ((1.2.49.) 式参照) に対しては

$$\frac{dN}{dz} \approx 2 \text{ cm}^{-3}/\text{m}$$

を仮定して、 $\sigma \approx 1.5 \times 10^{-13} \text{ cm}^{-1}$ を求めている。又乱流混合理論から Silverman は ((1.2.57) 式参照)

$$\frac{dN}{dz} \approx 1 \sim 4 \text{ cm}^{-3}/\text{m}$$

$$l_0 \approx 100 \text{ m}$$

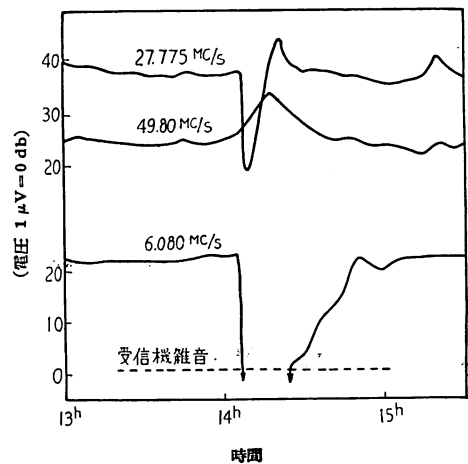
$$l = 14 \text{ m}$$

の値を用いて、 $\sigma \approx 10^{-14} \sim 10^{-12} \text{ cm}^{-1}$ の値を誘導した。よく理論値と比較される、1951 年に行われた Bailey の実験結果による散乱断面積の値は、春の真夜中における $5 \times 10^{-17} \text{ cm}^{-1}$ から夏の正午における $5 \times 10^{-15} \text{ cm}^{-1}$ 位の値をとる。田尾は散乱理論から電離層内の乱れの量として最大乱子の大きさ $l_0 \approx 1000 \text{ m}$ 、最大乱子の速度 $v_0 \approx 30 \sim 40 \text{ m/sec}$ とし、散乱層高を 85 km とした場合が最も実測に合うことを示した。⁽¹³⁾

したがって圧力変動による理論では、理論値は実測値より小さすぎ、混合理論によると少し大きく出る傾向がある。しかしこれらの値は乱れのスケール及び電子密度の変動によって変化するので、この点は今後更に検討を要する問題であろう。

最近 A. D. Wheelon は乱流混合理論を用い、更に電子密度生成に関する Chapman 理論を用いて、散乱電界の日変化を説明しようとしている。又周波数特性には電離層内の乱れの最小乱子が重要であることも述べている。⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾

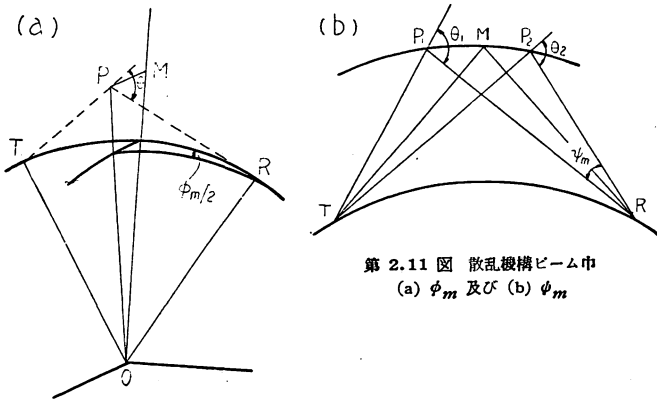
散乱電界は前節に述べたように、日変化及び季節変化をするが、このような長期変化は、散乱電力の式の中に含まれている太陽紫外線電離に直接関係する fN なる量で説明することができる。又 S I D の期間における電界の様相を決定するのも fN である。S I D の期間においては散乱電界は fN の増加によって増大するが、同時に D 領域の電離が増加するため、吸収が増大する。この吸収は周波数によって異なるため、この吸収が増大を相殺するか又はそれ以上であるような周波数では、逆に電界は減少する。1 例を第 2.10 図に示す。



第 2.10 図 SID 時の信号の様相の 1 例

次に散乱のための有効容積を考えてみよう。この場合次の 3 つの量を考慮しなければならない。今方位に関する角度の巾を ϕ 、仰角に関するそれを ψ で表わすと、

(1) 散乱機構のもつビーム巾 ϕ_m 並びに ψ_m , (2) 送信アンテナのビーム巾 ϕ_a 並びに ψ_a , 及び (3) 遠距離通路において共通容積の図形から決定される ψ_c である。(1) の ϕ_m は、第 2.11 図 (a) に示すように、通路中点 M から通路に直角方向にはづれた P 点からくる散乱波電力が、中点 M からくる散乱波電力の 3 db 以下になるような P の 2 点間の角距離であり、 ψ_m は同図 (b) に示すように、M からはずれた P からくる散乱波電力について、 ψ_m と同様に定義された P の 2 点間の角距離である。(3) の ψ_c は第 2.12 図 (a) に示すように、通路中点における垂直面内での、通路端局における 2 つの切平面と散乱層との交点によって近似的に決められる量である。(ψ_c なる量も当然考えられるが (第 2.12 図 (b) 参照) 実際問題としては、 ψ_c は他の ϕ に比べて大きいので無視してよい。) さて散乱有効容積は ϕ に関する量 ϕ_m 並びに ϕ_a のうちの小さい方の値、及び ψ に関する量 ψ_m , ψ_a 並びに ψ_c のうちの最小の値によって限定される。



第 2.11 図 散乱機構ビーム巾
(a) ϕ_m 及び (b) ψ_m

したがって送受信アンテナ・ビーム巾が大きくて散乱機構ビーム巾を含む時は、受信電力はアンテナ指向性の増大に伴って、アンテナ平面波利得の積に略々比例して増大する。それは送信アンテナ指向性が増大すれば、有効容積の照射がそれだけ激しくなり、受信においては有効容積からの散乱電力を、有効容積のもつビーム巾以上の大きなビーム巾をもって受信するから受信電力は増大する。しかし、アンテナ・ビーム巾が ϕ_m 及び ψ_m か ϕ_c の小さい方の値によって決まる散乱機構ビーム巾より小さいならば、受信電力はアンテナ指向性の増大に伴って緩かに増大する。それは指向性の増大によって有効容積の照射強度が増大すると共に、通路中点附近からの効果的な散乱を生じ、これが一方において生ずる有効容積の減少による受信電力の損失を償って余りあるからである。アンテナ・ビーム巾が ϕ_m 及び ψ_m か ϕ_c の小

さい方の値に略々等しい時は、有効容積は丁度ビームを満たして、送受信アンテナの平面波利得が実現される。

しかし上記のような ϕ_m 並びに ϕ_a 及び ψ_m , ψ_a 並びに ψ_c で決定される有効容積の外側に存在する流星電離による散乱電界への寄与は、散乱機構のビーム巾 (ϕ_m 並びに ψ_m) を増大させるような作用をする。

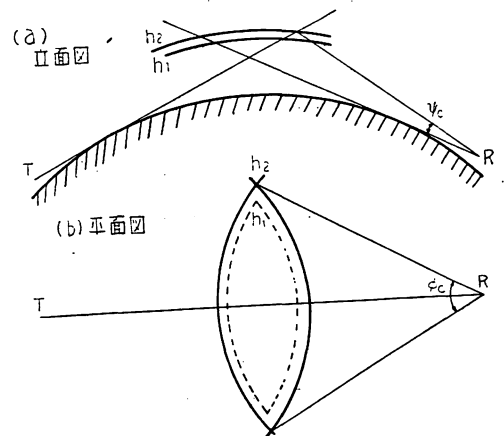
2.4. 実用通信への応用

散乱波信号は不規則な位相及び振巾変動をなし、屢々低電界強度を示すので、実用通信においては帯巾の制限された信号の通信が適当である。適切な通信方式が採用されるならば、非常に高度の信頼度をもつ通信が実現できる。散乱伝播のもつ S I D 及び地磁気擾乱における既述の特性は特に極地方では価値がある。

既述のような種々の特徴をもつ超短波散乱伝播と短波伝播とを比較した場合、散乱伝播の著しい制限は、通信距離が約 2,000 km に限られることである。(勿論それ以上の遠距離通信は多くの超短波リンクを用いることに

よってできるが、短波の単一リンクに比べればはるかに高価になる。) しかし十分な送信電力とアンテナ利得とが得られるならば、超短波散乱波リンクは短波リンクよりも大きな信頼度をもつ。したがって超短波散乱波リンクは次の場合に適するであろう。(1) 連続業務が莫大な費用に値する程重要な回線、(2) 大きな通信量をもつ回線で、電離層擾乱の期間をカバーしなければならない場合、(3) 通信において周波数不足を補う場合である。

実用通信回線を設計する際考慮すべき諸点を以下に述べよう。



第 2.12 図 遠距離通路における共通容積

2.4.1. 通信通路長

最も有効な通路長は、約 1,000 km から 2,000 km までの範囲である。1,000 km 以下の距離では受信信号強度は急激に減少するので、この範囲の通路は避けるべきである。

2.4.2. 周波数範囲⁽¹⁵⁾

最も有効な周波数範囲は約 25 Mc/s から 60 Mc/s までの範囲であり、大体 40 Mc/s が最適であろう。25 Mc/s 以下の周波数においては、正規及び異常電離層伝播により大きな干渉をうけ、又与える。この干渉は太陽活動度の大きい年に特に著しく、1日の時刻、季節あるいは地理的な要素にも関係する。

一般にこの範囲の低い方の周波数は、高緯度地帯における種々の通信障害に感じ難く、又一定の送信電力及びアンテナ指向性においては SN 比が大きく、流星効果の干渉が小さく、且つ fading が緩やかであるが、その反面 S I D 及び polar blackout の効果が著しくなる欠点がある。高い方の周波数は上述と逆の効果をうけるわけである。

高い方の周波数は利用されることは少ないが、しかし全く用いられないわけではなく、これらは季節によってはかなりの信号強度をもち、一方 E_s 伝播による妨害波は反射係数が周波数の増大と共に急激に小さくなるため、高い周波数では極めて弱くなるので、約 45 Mc/s 以上の周波数が有効になってくる。

2.4.3. 通信速度、帯域巾及びチャンネル分離

信号の通路外反射には E_s 層によるもの、 F_2 又は E 領域を通じた大地散乱によるもの、又は流星電離によるものなどがあるが、これらの通路外反射により受信信号に遅延を生じ、通信に制限を与える。それ故通信速度は約 50 ボー以下、占有帯域巾は約 3 kc/s 以下が適当であり、この帯域巾の 2~3 倍の間隔でチャンネルを分離するのが適当であろう。

今理想的なアンテナを考えて、主ローブに比して副ローブが十分に小さく、通路外反射を抑制することができ、且つ鋭いビームをもつとすると、送受信アンテナ・ビーム巾が散乱機構ビーム巾(第 2.11 図参照)より大きい場合は、利用可能な帯域巾は 110 kc/s 程度になり、前者が後者より小さい場合はそれ以上に大きな帯域巾が利用できる。

2.4.4. 送受信機

伝播機構の信頼度を十分発揮させるためには、送信電力が十分大きく、端局装置が高度の信頼度をもつものでなければならない。

単位時間の情報量が小さい通信では、35 Mc/s 程度の周波数において 5 kW 程度の送信電力で十分である。

受信機が十分に低い雑音指数をもつ場合には、外部雑音が通信の限定要素になるが、このためには指数が 2 であれば十分である。

2.4.5. アンテナ⁽¹⁵⁾⁽¹⁷⁾

散乱波通信に適するアンテナ系に望ましい特性を列挙すると、次のようである。

- (1) 水平ビーム巾: 8° 以下
- (2) 垂直ビーム巾: 6° 以下(大地の効果を含む)
- (3) 副ローブの最大輻射: 主ローブの最大輻射より 40 db (又はそれ以上) 以下
- (4) 輻射効率: 90% 以上(低雑音指数の受信機が用いられる時は、外部雑音電力が受信機内部雑音電力よりはるかに大きいから、受信アンテナの効率はやや小さくてもよい)。
- (5) 諸特性が保持さるべき帯巾: 200 kc/s

受信における diversity 方式は良質な通信に望ましいことである。space diversity は通路に直角方向の間隔が約 10 波長以上で有効となろう。又 wave angle diversity とでも呼ばれるべき diversity 方式が試みられ、よい結果を得た。これはビーム巾と主ローブ仰角とが大体等しい 2 つの受信ロンビック・アンテナを送信局方向から $+2.5^\circ$ 及び -2.5° はづれた方向にむけて受信する方式である。

アンテナ・ビームは通路中点における散乱層に向けられるべきであって、その際の散乱層高は 85 km が適当である。

アンテナの高さ z は、大地反射ローブの最大を通路中点の散乱層高に向けるために次式によって定められる。

$$z = \frac{\lambda}{4 \sin \alpha} \quad (2.10)$$

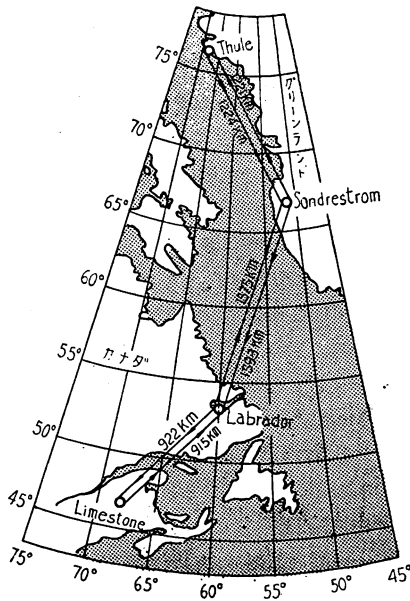
ここで λ は電波の波長、 α は仰角である。しかし例外としては、極端に長い通路において、(2.10) 式で与えられる z より高い位置にアンテナを置くことにより、受信信号強度が増大するようである。これはアンテナ高の増大により電波水平線が低下し、したがって遠距離通路において有効散乱容積を限定する ψ_c (第 2.12 図参照) が増大し、共通容積に照射される電力が増加するからである。

2.4.6. 送信波の偏波

送信波の偏波に関する散乱機構の効果は、水平偏波における散乱損失が垂直偏波におけるものよりやや小さく、更に大地の反射も考慮すると、一般に偏波としては水平が選ばれるべきである。

最後に実用回線の 1 例をあげる。⁽¹⁸⁾

それは米国北部の Limestone から Labrador 及びグリーンランドの Sondrestrom を経て、グリーンラン



第 2.13 図 電離層散乱波による実用回線

ド北部の Thule に至る回線で、30.5~37 Mc/s の周波数を用い、テレタイプ 16 回線が使用されている。アンテナとしては辺長 40 λ 、傾斜角 82.92°、利得 20 db のロンビック・アンテナ及び輻射器 4 素子で、開口面 3 λ $\times$ 5 λ で角度 60° の反射面をもつコーナー・レフレクター・アンテナを用いている。往復通信の両回線では 1.5 Mc/s 以上異なる周波数を用いる。

これ以外に Sondrestrom から Iceland を経て英国に至る大西洋横断回線及び Goose Bay から Narsarsuak に至る回線がある。

第 2 章 参 考 文 献

- (1) Bailey, D. K., et al., "A New Kind of Radio Propagation at Very High Frequencies Observable over Long Distances," *Phys. Rev.*, 86, p. 41 (1952).
- (2) Bray, W. J., Saxton, J. A., White, R. W. and Luscombe, G. W., "VHF Propagation by Ionospheric Scattering and Its Application to Long-Distance Communication," *Proc. I. E. E.*, 103, p. 236 (1956).
- (3) Bailey, D. K., Bateman, R. and Kirby, R. C., "Radio Transmission at VHF by Scattering and other Process in the Lower Ionosphere," *Proc. I. R. E.*, 43, p. 1181 (1955).
- (4) Pineo, V. C., "Oblique-Incidence Measurements on the Heights at Which Ionospheric Scattering of VHF Waves occurs," *Jour. Geophys. Res.*, 61, p. 165 (1956).
- (5) Sugar, G. R., "Some Fading Characteristics of Regular VHF Ionospheric Propagation," *Proc. I. R. E.*, 43, p. 1432 (1955).
- (6) Booker, H. G. and Gordon, W. E., "A Theory of Radio Scattering in the Troposphere," *Proc. I. R. E.*, 38, p. 401 (1950).
- (7) Eckersley, T. L., "Studies in Radio Transmission," *J. I. E. E.*, 71, p. 405 (1932).
- (8) Villars, F. and Weisskopf, V. F., "The Scattering of Electromagnetic Waves by Turbulent Atmospheric Fluctuations," *Phys. Rev.*, 94, p. 232 (1954).
- (9) Gallet, R. M., "Aerodynamical Mechanisms Producing Electronic Density Fluctuations in Turbulent Ionized Layers," *Proc. I. R. E.*, 43, p. 1240 (1955).
- (10) Villars, F. and Weisskopf, V. F., "On the Scattering of Radio Waves by Turbulent Fluctuations of the Atmosphere," *Proc. I. R. E.*, 43, p. 1232 (1955).
- (11) Booker, H. G., "Turbulence in the Ionosphere with Applications to Meteor-Trails, Radio-Star Scintillation, Auroral Radar Echoes, and other Phenomena," *Jour. Geophys. Res.* 61, p. 673 (1956).
- (12) Silverman, R. A., "Turbulent Mixing Theory Applied to Radio Scattering," *J. App. Phys.*, 27, p. 699 (1956).
- (13) 田尾, "乱れのスペクトル解析による電離層散乱理論," 第 13 回電波研究所研究発表会にて発表, (1957).
- (14) Wheelon, A. D., "Radio Frequency and Scattering Angle Dependence of Ionospheric Scatter Propagation at VHF," *Jour. Geophys. Res.*, 62, p. 93 (1957).
- (15) Wheelon, A. D., "Diurnal Variations of Signal Level and Scattering Heights for VHF Propagation," *Jour. Geophys. Res.*, 62, p. 255 (1957).
- (16) Cole, A. W., "VHF Communication by Ionospheric Scatter," *Electronic Engineering.*, p. 230 (1956).
- (17) Cottony, H. V., "High-Gain Antennas for VHF Scattering Propagation," *Trans. I. R. E.*, CS-4, p. 56 (1956).
- (18) Bailey, D. K., "電離層散乱伝ぱん," 電気通信学会誌, 40, No. 7, p. 790 (1957).

3. 対流圏散乱

3.1. 対流圏散乱伝ばん実験及び測定装置

3.1.1. 対流圏散乱伝ばん実験

対流圏散乱伝ばんに関する実験は、米国の NBS, MIT を始め英国などにおける多くの研究機関によって行われて来た。これら実験のうち、現在までに行われた主なものについて、目的及び諸元の概要を第 3.1 表 (巻末参照) に示した。

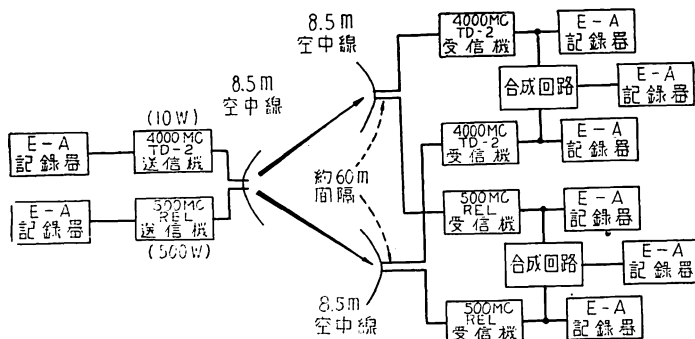
又第 3.2 表 (巻末参照) は 1950 年 6 月、米国のコロラド州に設立された NBS の CRPL (中央電波伝ばん研究所) によって行われた、VHF, UHF の遠距離 (400 mile ~ 600 mile) 伝ばん実験の回線及び空中線などの諸元である⁽¹⁸⁾⁽¹⁹⁾。この回線では CRPL の研究者達によって、非常に多くの実験が行われ貴重な data が得られている⁽¹¹⁾⁽²⁰⁾⁽²¹⁾⁽²²⁾。

3.1.2. 対流圏散乱伝ばん実験測定装置

実験測定装置に関しては、実験目的によって使用される空中線、機器などにそれぞれ相違があるが、ここでは以下 2 つの実験の場合について述べる⁽¹²⁾⁽¹⁵⁾。

(i) Bell 電話研究所が行った実験の測定装置⁽¹⁰⁾

これは Bell 電話研究所が Bell 電話会社及び米空軍と共同して 1953 年 10 月—1954 年 10 月の 1 年間 New Foundland における 280 km 及び 470 km の 2 つの伝ばん路について行った実験で用いられた測定装置である。第 3.1 図は 280 km 回線に用いられた装置のブロックダイアグラムである。



第 3.1 図 実験測定装置の 1 例 (Bell 電話研究所)

空中線——実験に用いられた送信空中線は直径 8.5 m のパラボラ反射器をもったもので、単一の空中線に、505 Mc/s と 4,090 Mc/s の 2 波を、直交偏波を用いて同時に給電することができる。受信側には、470 km 回線の場合を除き、全く同一の空中線が 2 基配置され、space diversity の実験が行えるようになっている。8.5 m 空中線の平面波利得は 505 Mc/s, 4,090 Mc/s についてそれ

ぞれ 31 db, 46 db である。470 km 回線に用いられた受信空中線は直径 1.7 m のパラボラ反射器をもったもので、505 Mc/s のみの受信に用いられ、利得は 16 db である。送信及び受信空中線は 505 Mc/s の場合は 4.13 cm styroflex cable により、又 4,090 Mc/s の場合は WR-229 導波管によって送受信機に結合されている。ケーブルと導波管には共に内部から空圧が加えられている。

送信機——送信機は受信機と共に、Radio Engineering 研究所によって製作されたものであるが、4,090 Mc/s については、TD-2 中継方式に用いられる機器が数多く利用されている。送信電波型式は主として A_0 であるが、変調試験も行えるような回路を備えている。送信機出力電力は、505 Mc/s については 500 W, 4,090 Mc/s については 10 W である。4,090 Mc/s の電力増巾器には、SAC-41 klystron が用いられている。各送信出力電力は実験の継続期間中連続記録されている。

受信機——中間周波帯域巾は 505 Mc/s, 4,090 Mc/s それぞれ 20 kc/s, 100 kc/s である。受信に必要な周波数安定度は、水晶を温度調整することによって得ている。受信機の出力は esterline-angus 記録器で 40 db 乃至 50 db 範囲を対数直線的に記録している。又 diversity 用の信号結合回路が附加されている。記録回路の時定数は約 0.5 秒、記録速度は通常 7.5 cm/h, 変動の大きい場合 7.5 cm/m である。

(ii) MIT, Lincoln 研究所が行った実験の測定装置⁽¹²⁾

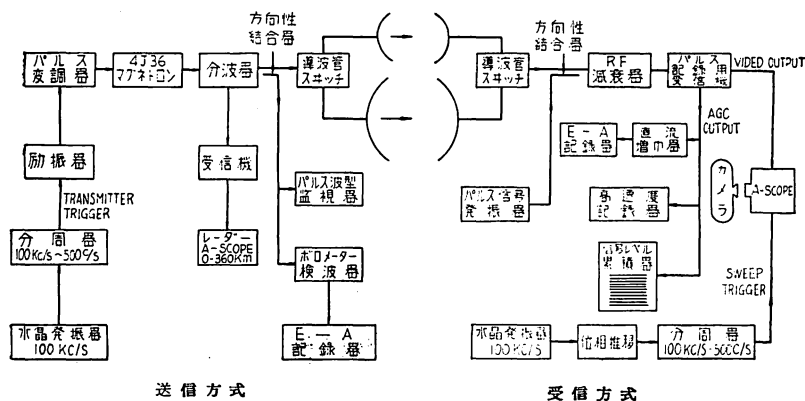
これは MIT の Lincoln 研究所が BTL などの協力を得て、米国北東海岸の 280 m ~ 320 km 回線で UHF (400 Mc/s), SHF (3,670 Mc/s, 5,050 Mc/s) について行った実験

に用いられた測定装置である。第 3.2 図は 3,670 Mc/s のパルス実験に使用された送受信方式のブロックダイアグラムである。

空中線——UHF 実験の送信用には直径 5 m, 8.5 m のパラボラ反射器をもった空中線が用いられ、利得それぞれ 23.7 db, 28 db が得られ、測定値 1 db の減衰をもった可撓給電線で送信機に結合されている。又受信用には直径 8.5 m, 5.2 m のパラボラ及び corner-reflector が準備されている。利得はそれぞれ 28.6 db, 24.3 db 及び

12 db である。

SHF 実験では送信用として直径 8.5 m 及び 1.5 m パラボラが用いられており、8.5 m 空中線の利得は 3,670 Mc/s, 5,050 Mc/s についてそれぞれ 47.5 db, 51.3 db である。これら空中線は回転板上に設置され、方位角方向に回転することが可能であり、又給電ホーンを垂直方向に動作させることにより、空中線ビームの指向方向を調整



第 3.2 図 実験測定装置の 1 例 (Lincoln 研究所)

することができる。空中線給電ホーンと送信機とは、長さ 15 m, 測定減衰値約 0.5 db の導波管で結合されている。

送信機—UHF に用いられた送信機は、水晶制御された resnatron 電力増巾器で、出力は A_0 13 kW である。又高質の周波数変調を行うために、serasoid 位相変調器が用いられ、変調実験には 1,000, 2,000 及び 4,000 c/s の音声信号を周波数偏移 ± 9 kc/s で送信している。

SHF の送信機は水晶制御による 500 c/s の繰り返し周波数をもった海軍のレーダーを改良したもので、パルス巾 1.5 マイクロ秒, duty cycle 0.00075 で運用されている。送信電力増巾に用いられた magnetron の出力は、この duty cycle で平均 300 W, パルス尖頭値 400 kW である。

受信機—UHF の場合は、30 kc/s の帯域巾をもった FM 通信用受信機で、2 つの水晶で制御された共通局部発振によって三重変換を行っており、高速度信号レベル記録用に 455 kc/s AGC 増巾器が結合されている。変調実験の場合には、200 kc/s の帯域巾をもった受信機が用いられる。SHF 受信機は共通な局部発振器で運用される 2 つのパルス受信機から成り立っている。受信機の帯域巾は 3 Mc/s で、可視距離のレーダーに用いられている帯域巾の約 3 倍である。

記録装置としては、esterline-angus 記録器、高速度二重回線記録器、信号レベル累積器及び写真観測器が受信機に結合されている。記録装置の時定数は 4 ミリセカンで 0~40 c/s 程度の fading に追従することができる。

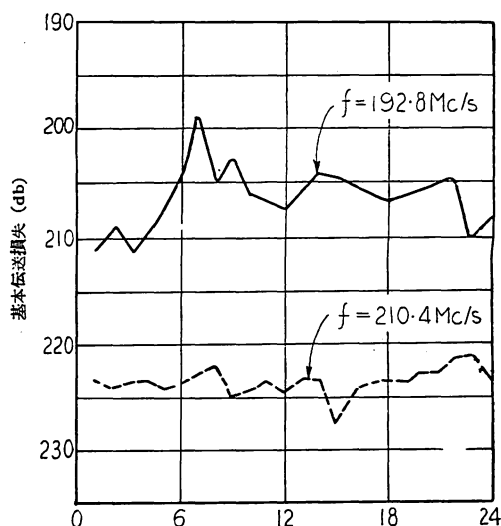
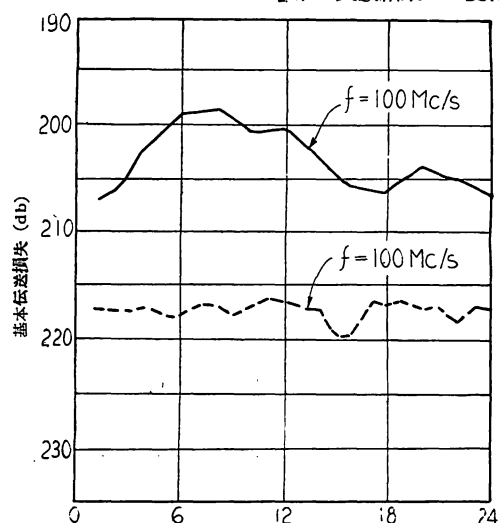
3.2. 対流圏散乱電界特性

従来実施されてきた対流圏散乱実験から得られた諸特性の概要を次に述べる。

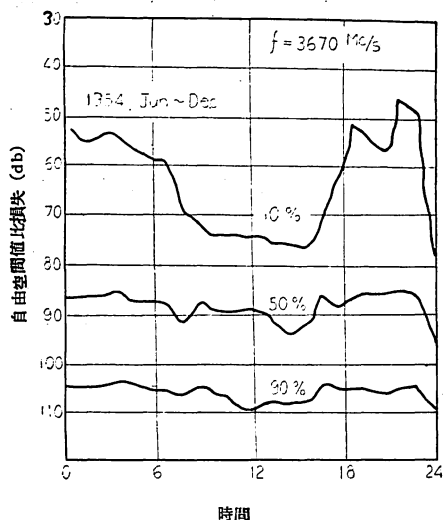
3.2.1. 散乱電界変動特性

(i) 日変化特性

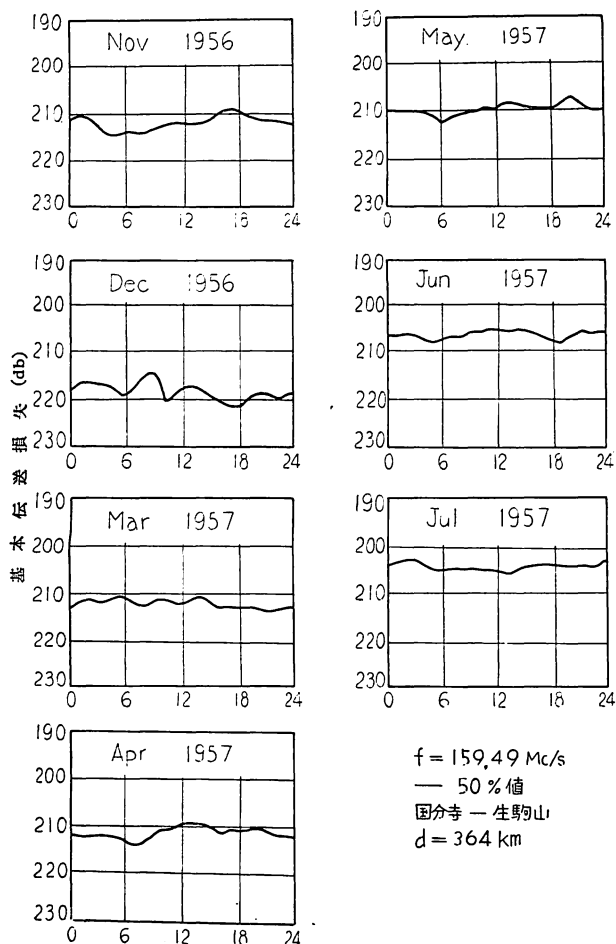
一般に可視距離内及び見透距離を少しはづれた所謂回折域においては、日変化は特に陸上では顕著である。すなわち夜間には電界は著しく増大して昼間には低くなる傾向があるが、更に遠距離になって所謂散乱域と称される領域になると、日変化は余り明瞭ではなくなる。第 3.3 図に米国 CRPL で行われた VHF 帯の実験結果の日変化を



— Jul.~Aug. 1952
 Feb.~Mar. 1953
 Cheyenne Mt.—Anthony $d=629$ km
 第 3.3 図 遠距離における電界日変化特性

(Round Hill—Crawfords Hill $d=300$ km)

第 3.4 図 遠距離における電界日変化特性

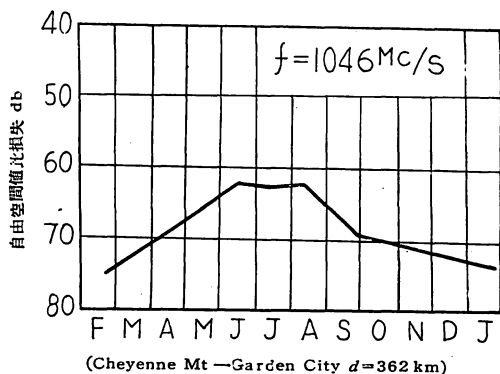


第 3.5 図 遠距離における日変化特性

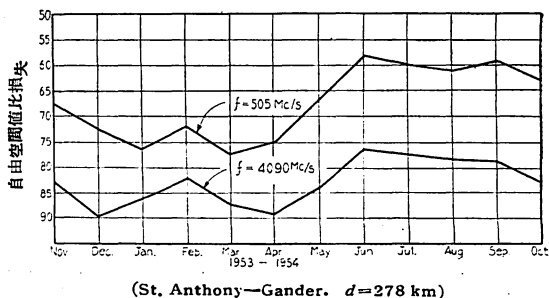
示す⁽¹⁸⁾。距離は Cheyenne 山頂から Anthony まで約 630 km である。冬季はほとんど日変化は明瞭ではない。夏季の期間は朝方信号強度が大きくなっているが、これは夏のため散乱波以外の別の伝はんモードが重畳していると考えられる。第 3.4 図は MIT の Lincoln Laboratory によって、米国の東海岸で行われた周波数 3,670 Mc/s の実験結果の日変化特性である。距離は Round Hill から Crawford Hill まで約 300 km で、1954 年 6 月から 12 月までの資料である。50% 値はほとんど日変化特性が認められない。第 3.5 図は我国での実験資料で、1956 年 11 月から約半年間国分寺、生駒山 364 km 間の距離において電波研究所によって行われたものである。周波数は 159 Mc/s で、図中には中央値が記入してあるがほとんど明瞭な日変化は見られない⁽¹⁷⁾。

(ii) 季節変化特性

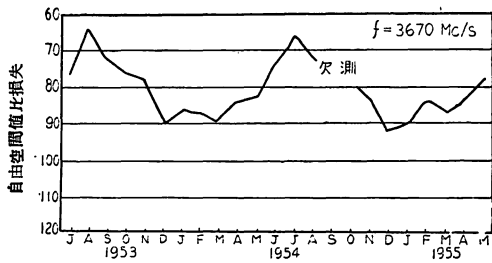
遠距離における長期電界変動の季節変化の例を第 3.6 図から第 3.9 図に示す。第 3.6 図は CRPL の 1,046 Mc/s の実験結果で、距離は 362 km (Cheyenne Mt.—Garden City) である。この結果では 6 月、7 月及び 8 月に電界は高くなり、冬季に低くなっており約 12 db 位の差がある⁽²³⁾。第 3.7 図は Bell Telephone Laboratory によって行われた周波数 505 Mc/s 及び 4,090 Mc/s の試験結果で、距離は 278 km で伝はん路の大部分は海上である。両周波数共最高は 6 月に現わ



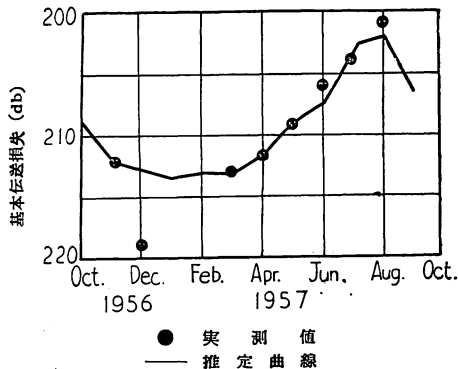
第 3.6 図 遠距離における電界の季節変化

(St. Anthony—Gander. $d=278$ km)

第 3.7 図 遠距離における電界の季節変化

(Round Hill—Crawfords Hill. $d=296$ km)

第 3.8 図 遠距離における電界の季節変化



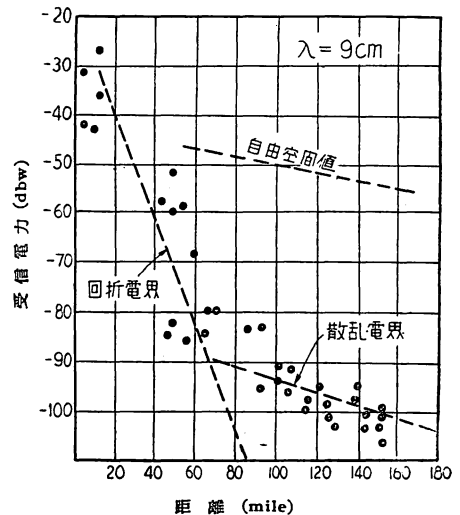
第 3.9 図 遠距離における季節変化

れ、505 Mc/s では 3 月に最低が、4,090 Mc/s では 12 月と 4 月とに最低が現われている。最高と最低の信号強度の差は 505 Mc/s では 19.5 db, 4,090 Mc/s では 13 db である⁽¹⁵⁾。第 3.8 図は Lincoln Laboratory で実施された周波数 3,670 Mc/s, 距離 296 km (Round Hill—Crawford Hill) のかなり長期にわたる試験結果で、この場合は半分海上、半分陸上の伝はん路である。最大は 7 月に現われ、最小は 12 月に現われている。Bell Telephone Laboratory の結果と同じように 1 月、2 月に幾分高くなり、又 3 月に多少低くなる傾向がある。最高と最低との信号強度の差は約 25 db 位である⁽¹²⁾。第 3.9 図は電波研究所での実測結果で距離は 364 km (国分寺—生駒山) で、伝はん路は山岳を含む陸上である。実測は図中の黒丸で示してある。推定値というのは次節で述べる Norton の計算式で、日本の資料から求めた地表屈折率の値を用いて推定した基本伝送損失である。12 月における損失が非常に大きい、これは測定日数の不足とその期間中の特殊な気象条件とに原因があるようである。この 12 月の値を除くと年間の最大最小の差は 12 db である。以上の事柄を総合すると、季節変化としては夏季に増大を示し、冬季及び春季に減少する傾向があり、最高、最低の信号レベルの差は 10~20 db 位である。

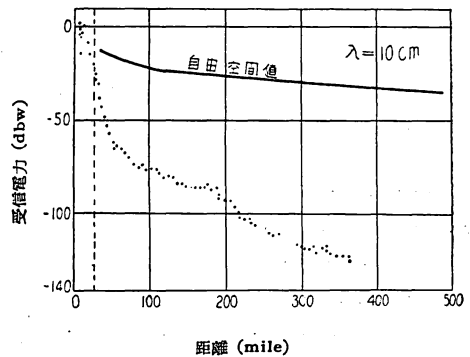
(iii) 距離特性

散乱電界においては距離特性は極めて重要である。そ

の歴史的な発展から考えても散乱電界が発見されたのは距離特性からである。その意味において第 3.10 図に M. Katzin らによって 1945 年 Carib 海で行われた波長 9 cm の実験結果を示しておく⁽³⁾。又第 3.11 図は E.C.S Megaw によって 1949 年英国で行われた波長 10 cm の遠距離伝はんの結果である⁽¹⁾⁽²⁴⁾。これらの図から分るように、大体 120 km 以遠の遠距離になると、従来の標準大気中の回折理論では説明できない程信号強度は緩慢な距離特性を示している。

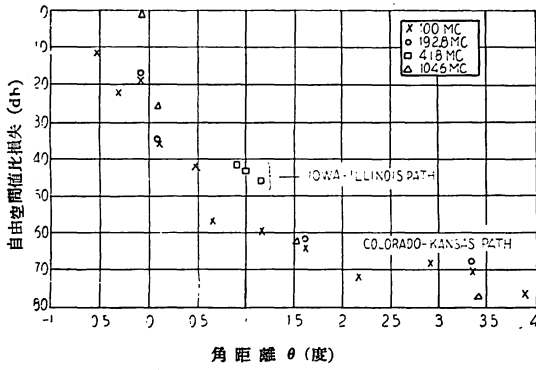


第 3.10 図 受信電界の距離特性

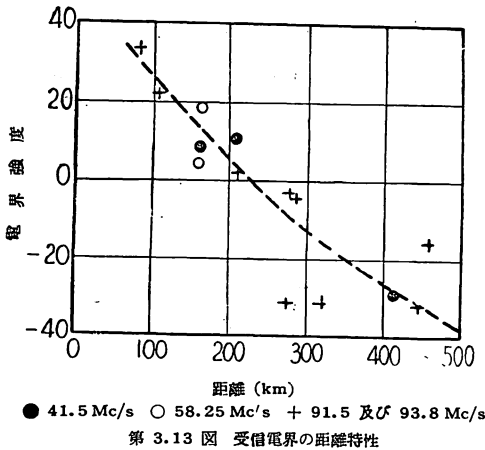


第 3.11 図 受信電界の距離特性

この 2 つの実測結果は Booker-Gordon 及び Megaw の散乱理論を生み出す契機となった重要な測定結果であった。その後米国及び英国で数多くの遠距離伝はんの実験が行われてその距離特性が研究された。次に 2, 3 の代表的な例を第 3.12 図及び第 3.13 図に示しておく。第 3.12 図は CRPL で 1952 年の夏行われた 100 Mc/s から 1,000 Mc/s にわたる各周波数についての距離特性である。ただし距離は角距離で現わされている⁽¹¹⁾。第 3.13 図は英国の郵政省、BBC、及び DSIR などの協力のもとに行われた VHF 帯の距離特性である。ただし電界強



第 3.12 図 受信電界の距離特性



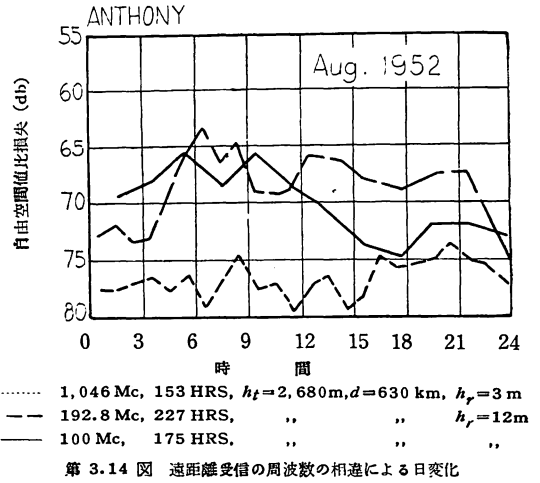
第 3.13 図 受信電界の距離特性

度は 1 kW 輻射に換算されてある⁽²⁵⁾。これらの距離特性を説明するため、種々な散乱理論及び実用計算式が提案されているが、それについては次節で述べることにする。

(iv) 周波数特性

一般に実験結果によると、遠距離における信号強度は周波数によっては余り変化がないということが報告されているが⁽²⁵⁾、Arizona 砂漠において 24 cm, 9.3 cm 及び 3.2 cm の波長で行われた実験では、最短波長においては 10 db 位信号が低かったことが認められた⁽⁵⁾。第 3.14 図は CRPL で行われた Cheyenne 山から Anthony まで、約 630 km の遠距離における受信結果の周波数の相違による日変化であるが、この図からも UHF 帯では VHF 帯に較べて 10 db 位低い⁽¹¹⁾。我国での UHF と VHF との測定結果によっても、VHF の方が UHF に較べて約 18 db 高く、これは散乱電力が周波数の 3 乗に大体比例することを示している。しかし MIT で行われた UHF と SHF との試験結果では、年間を通じて SHF の方が UHF より電界が高いというような報告もある⁽¹²⁾。周波数特性については現在のところ余り

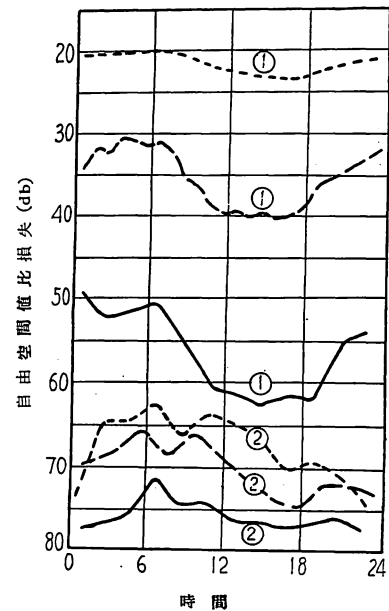
はっきりしていないが、遠距離においてもなお周波数特性は存在すると思われる。



第 3.14 図 遠距離受信の周波数の相違による日変化

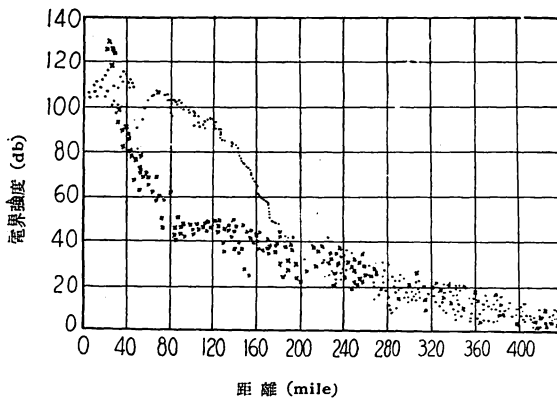
(v) 送、受信空中線高の影響

遠距離になると送、受信空中線高は一殺に余り影響しないということがいわれているが、その 1 例を第 3.15 図に示す⁽¹¹⁾。これも CRPL の Cheyenne 山からの一連の実験結果であるが、図中 ① と記したのは Haswell 受信の場合 ($d=155$ km) で、② は Anthony 受信 ($d=$



第 3.15 図 送信高の相違による受信電界
(1) Cheyenne Mt.—Haswell, $d=155$ km
(2) Cheyenne Mt.—Anthony, $d=629$ km
..... $h_t=4310$ m
--- $h_t=2680$ m
— $h_t=13$ m
受信高はいずれも $h_r=12$ m
 $f=100$ Mc/s Aug. 1952

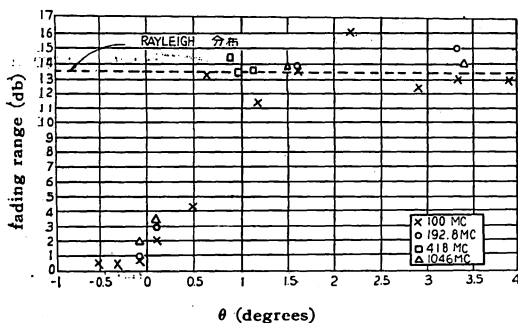
629 km) の場合である。Haswell の場合にはまだ送信高による相違が明瞭であるが、Anthony では多少の相違を残しているだけである。この場合は最高の送信高が非常に高いので、600 km の距離ではまだその相違が幾分見られるが、普通は遠距離になると送、受信高は余り関係しなくなる。その 1 例として米国東海岸で行われた周波数 220 Mc/s による飛行機の測定結果を第 3.16 図に示す。図中 ● 印は高度 10,000 フィート、× 印は高度 500 フィートによる測定結果である。遠距離になるとほとんど高度による相違は認められない⁽¹⁴⁾。



第 3.16 図 受信高の相違による距離特性

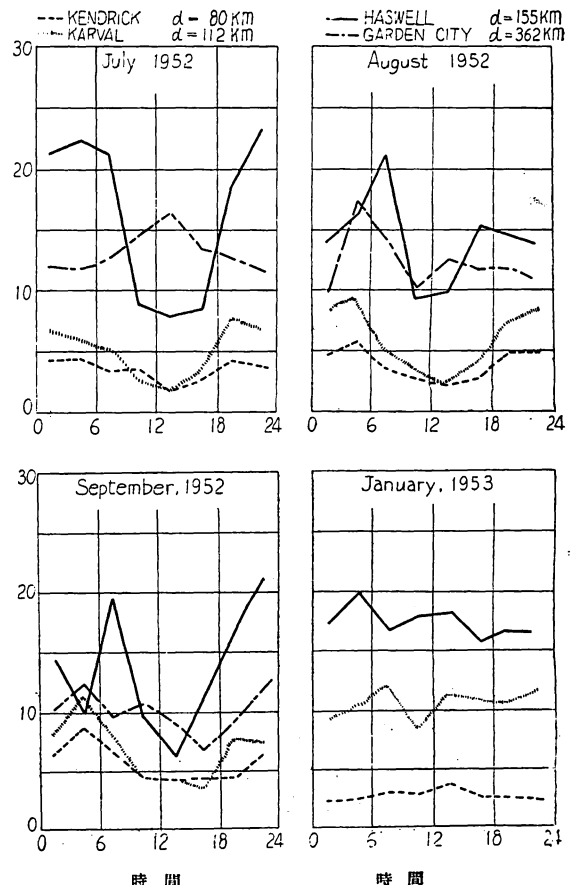
(vi) fading 特性

対流圏伝はんでは近距離では、夜間に大きな変動を伴う干渉性 fading があり、昼間には振幅の小さい周期の早い所謂散乱性 fading が現われるのが一般の傾向である。しかるに遠距離になると次第に昼夜共散乱性 fading が卓越するようになる。第 3.17 図は fading range (時間率の 10% と 90% との差) の距離特性であって、遠距離になると Rayleigh 分布をすることが分る。第 3.18 図は fading range の各季節における日変化特性である⁽²³⁾。Cheyenne 山頂から 4 個所で受信した結果を示してあって、近距離は 80 km から遠距離は 362 km で周波数は 1,046 Mc/s である。図

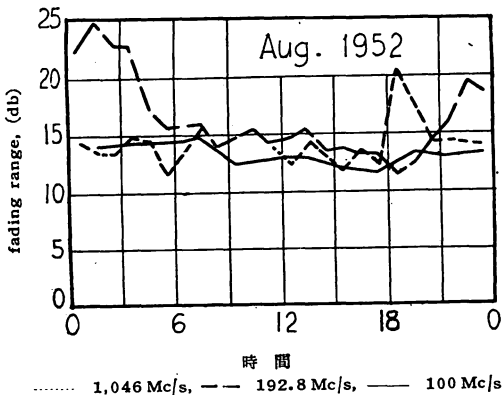


第 3.17 図 角距離であらわされた fading range の分布

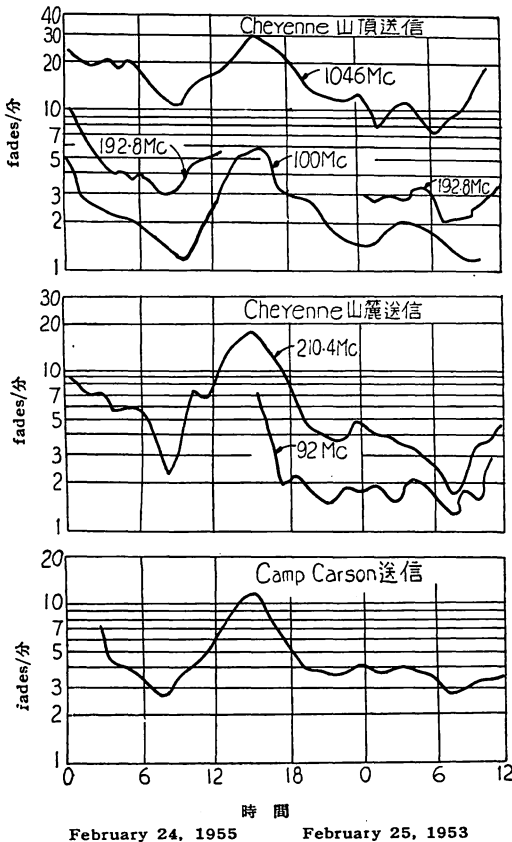
からも分るように Haswell 受信 ($d=155$ km) の fading range は冬季を除いては夜間と昼間とで著しい相違を示している。この変動の様相は中距離の代表的な型である。散乱域と考えられる Garden City になると様子が大きく異なって来て、8 月には幾分中距離と同じような変化を示しているが、他の月では変動の巾は小さくなっている。次に周波数の相違による fading range の日変化特性を第 3.19 図に示す。これは Cheyenne 山頂から Anthony 受信 ($d=629$ km) の場合であって、VHF 帯では 1 日中の変化は小さいけれども、1,046 Mc/s では中距離に見られるような変動が現われているが、期間が夏であるためこれは散乱電界変動に他の伝はん機構が重畳しているためと考えられる。第 3.20 図は fading rate の日変化の 1 例を示したものである⁽²¹⁾。fading rate とは Norton によって受信電界の包絡線がその平均レベルを正の勾配で切る 1 分間あたりの数と定義されたものである。送信は Cheyenne 山頂及び山ろくで、受信は Garden City である ($d=362$ km)。これらの図からも明らかなように、各周波数とも同じような日変化特性を示し、周波数が高い程 fading rate は大きい。



第 3.18 図 各季節による fading range の日変化特性



第 3.19 図 周波数の相違による fading range の日変化



第 3.20 図 fading rate の日変化

又午後には fading rate は大きくなり、早朝には小さくなる。我国の実験結果によると、VHF 帯についてはその変化範囲は 2~25 回/分で、最大頻度は 5 回/分である。そして一般に高気圧のときは小さく、低気圧のときは大きくなる傾向がある⁽¹⁷⁾。fading 特性に対する理論的考察は第 1 章で既に述べたけれども、後節において簡単に再び述べることにする。

3.3. 散乱電界に対する実用計算式

第 1 章、第 2 節においては種々な散乱理論から求められた散乱断面積について述べたが、本節ではこれらの断面積を用いた対流圏散乱実用式について述べる。この実用計算式は 1953 年頃より主として CRPL の研究者によってなされたもので、以下述べるものも Norton を始めとする CRPL の方法である⁽²⁵⁾。その特徴は散乱電力を現わすのに基本伝送損失と、送、受信空中線の大圏円における電波視水平線の交角である角距離 (angular distance) を用いたことである。

最初に散乱断面積と散乱電力の一般論を略述しよう。送信電力を P_0 、送、受信空中線開口面積を A_t 、 A_r 、空中線利得を g_t 、 g_r 、送、受信点から散乱点までの距離を R_0 、 R とすると、散乱容積 dV によって受信点に散乱される電力は次のようになる。

$$P = \frac{P_0 A_t A_r}{\lambda^2 R_0^2 R^2} \sigma dV$$

したがって全散乱容積からの散乱電力は

$$P = \frac{P_0 A_t A_r}{\lambda^2} \int_V \frac{\sigma dV}{R_0^2 R^2}$$

距離 d における自由空間電力は $P_{fs} = P_0 \frac{A_t A_r}{\lambda^2 d^2}$ で与えられるから、したがって自由空間値に対する散乱電力の比は送、受信空中線利得を考慮すると次のように与えられる。

$$\frac{P}{P_{fs}} = d^2 \int_V \frac{g_t g_r \sigma dV}{(R_0 R)^2} \quad (3.3.1)$$

散乱電界を現わすには伝送損失 (transmission loss) の概念を用いると便利である。これは最初 Norton によって導入されたもので次のように現わされる⁽²⁷⁾⁽²⁸⁾。

$$L = 10 \log_{10} \frac{P_t}{P_r} \quad (3.3.2)$$

P_t は送信空中線から輻射された有効電力であり、 P_r は受信空中線から取り出される有効電力である。自由空間における伝送損失は次式で現わされる。

$$L_{fs} = 20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) - G_p \quad (3.3.3)$$

G_p は通路空中線利得 (path antenna gain) で、一般に $G_p \leq G_t + G_r$ の関係がある。又送、受信空中線に isotropic antenna を用いた場合の伝送損失を特に基本伝送損失 (basic transmission loss) L_b と呼び

$$L_b \equiv L + G_p \quad (3.3.4)$$

で現われる。半波長ダイポールを用いた場合の基本伝送損失と、電界強度との関係は次式で示される。

$$L_b = 139.367 + 20 \log_{10} f M_e - E \quad (3.3.5)$$

送、受信空中線に isotropic antenna を用いた場合の自由空間内の基本伝送損失を、距離 d (km) 及び周波数 f (Mc) をパラメーターとして現わすと次のようになる。

$$L_{bf} = 32.45 + 20 \log_{10} d_{km} + 20 \log_{10} f M_e \quad (3.3.6)$$

送、受信空中線に半波長ダイポールが用いられた場合には (3.3.6) から 4.3 db 減ずればよい。

次に種々の形の散乱断面積を用いた場合の Norton を始めとする CRPL の研究者の方法を述べよう。

(i) Booker-Gordon 模型の場合

Booker-Gordon の指数相関関数を用いた場合の散乱断面積は、(1.2.10) によって次のように与えられた⁽²²⁾。

$$\sigma_{EG} = \frac{\left\langle \left(\frac{dz}{\epsilon} \right)^2 \right\rangle \left(\frac{2\pi l_0}{\lambda} \right)^3 \sin^2 \chi}{\lambda \left[1 + \left\{ \left(\frac{4\pi l_0}{\lambda} \right) \sin \frac{\theta}{2} \right\}^2 \right]}$$

$\left\langle \left(\frac{dz}{\epsilon} \right)^2 \right\rangle \cong 4 \langle (dn)^2 \rangle \equiv 4C(0)$ の関係を用い、更に散乱角 θ を α と β との和に分けて散乱断面積を変形すると次の式が得られる。

$$\sigma_{EG} = \frac{2C(0) \sin^2 \chi}{\pi l_0 (\alpha + \beta)^4} f[(l_0/\lambda)(\alpha + \beta)] \quad (3.3.7)$$

ただし $f[(l_0/\lambda)(\alpha + \beta)] = \{1 + \lambda^2/[2\pi l_0(\alpha + \beta)^2]\}^{-2}$

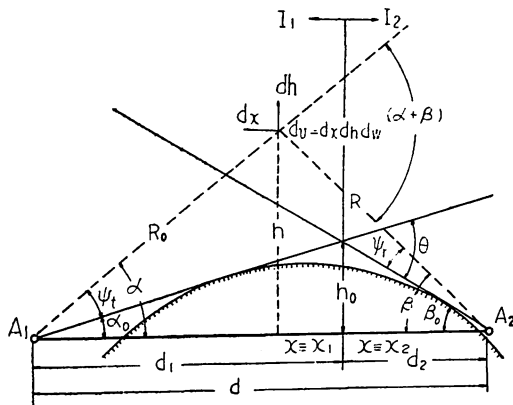
第 3.21 図より $R_0 \cong d_1 - x$, $R \cong d_2 + x$, $\alpha + \beta \cong d \frac{\sqrt{w^2 + h^2}}{RR_0}$

及び送、受信空中線高が十分高いときは、大地の反射効果を考慮して $g_t g_r \cong 4$ とおき、又 $[C(0)/l_0]$ が高さの自乗に逆比例すると仮定して、近似的に次のように置き得るとして

$$\left[\frac{C(0)}{l_0} \right] = \frac{B}{(h - 0.5 h_0)^2} \cong \frac{4 h_0 B}{h^3} \quad (3.3.8)$$

(3.3.8) を (3.3.1) に代入すると次の式が求まる。

$$\begin{aligned} \frac{P}{P_{fs}} &= I \equiv I_1 + I_2 \\ &= \frac{8 h_0 B}{\pi d^2} \int_0^{d_1} \int_{h_{1m}}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{(d_1 - x_1)^2 (d_2 + x_1)^2 g_t g_r dx_1 dh dw}{h^3 (w^2 + h^2)} \end{aligned}$$



第 3.21 図

$$+ \frac{8 h_0 B}{\pi d^2} \int_0^{d_2} \int_{h_{2m}}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{(d_1 + x_2)^2 (d_2 - x_2)^2 g_t g_r dx_2 dh dw}{h^3 (w^2 + h^2)} \quad (3.3.9)$$

ここに $h_{1m} = \beta_0 (d_2 + x_1)$ 及び $h_{2m} = \alpha_0 (d_1 + x_2)$ である。

まづ最初に送、受信空中線高が十分高いとして $g_t g_r \cong 4$ と置いて以上の積分を行うと

$$I = I_1 + I_2 = \frac{16 B}{5 \theta^4 d} [A(S) + A(1/S)] \quad (3.3.10)$$

となる。ただし

$$A(S) = (S + 1)^2 [S \log_e (S + 1/S) + 1/2 S - 1] \quad (3.3.11)$$

で $S \equiv \alpha_0/\beta_0$ は非対称因子である。次に送、受信空中線利得 g_t 及び g_r の効果を考えてみる。 g_t 及び g_r は次のように書くことが出来る。

$$\begin{aligned} g_t &= 4 \sin^2 \left[2\pi \frac{h_{te}}{\lambda} \psi_t \right] \\ &= 2 - 2 \cos \left\{ \frac{4\pi}{\lambda} h_{te} \left(\frac{h}{d_1 - x} - \alpha_0 \right) \right\} \equiv 2 - 2C_t \\ g_r &= 4 \sin^2 \left[2\pi \frac{h_{re}}{\lambda} \psi_r \right] \\ &= 2 - 2 \cos \left\{ \frac{4\pi}{\lambda} h_{re} \left(\frac{h}{d_2 + x} - \beta_0 \right) \right\} \equiv 2 - 2C_r \end{aligned}$$

すなわち $g_t g_r = 4(1 - C_t - C_r + C_t C_r)$ (3.3.12)

(3.3.12) を (3.3.9) に代入して cross-product の項を省略すると

$$I = I_1 + I_2 - I_t - I_r \quad (3.3.13)$$

となる。 I_t 及び I_r は (3.3.12) の C_t 及び C_r を代入したときの積分値で、 I_t は次のように与えられる。

$$\begin{aligned}
I_t = & \frac{16h_0B}{d^2} \int_0^{d_1} (d_1 - x_1)^2 (d_2 + x_1)^2 dx_1 \\
& \times \int_{h_{1m}}^{\infty} \frac{\cos\left\{\frac{4\pi h_{te}}{\lambda} \left(\frac{h}{d_1 - x} - \alpha_0\right)\right\}}{h^5} dh \\
& + \frac{16h_0B}{d^2} \int_0^{d_2} (d_1 + x_2)^2 (d_2 - x_2)^2 dx_2 \\
& \times \int_{h_{2m}}^{\infty} \frac{\cos\left\{\frac{4\pi h_{re}}{\lambda} \left(\frac{h}{d_2 + x} - \beta_0\right)\right\}}{h^5} dh
\end{aligned}$$

I , も同様に書くことができる。 $4\pi\left(\frac{h_{re}}{\lambda} - \beta_0\right) \gg 20$ の時は

$I = I_1 + I_2 - I_t$ で現われ、 $4\pi\left(\frac{h_{te}}{\lambda} - \alpha_0\right) \gg 20$ の時には
 $I = I_1 + I_2 - I_r$ で現われる。以上の条件が満足されない場合には、cross-product の項を考慮せねばならない。しかがって次のような函数

$$\left. \begin{aligned}
H_{ot} &= 10 \log_{10} \frac{I_1 + I_2 - I_t}{I_1 + I_2} \\
H_{or} &= 10 \log_{10} \frac{I_1 + I_2 - I_r}{I_1 + I_2}
\end{aligned} \right\} \quad (3.3.14)$$

を考え、これらを送、受信空中線に対する周波数利得函数 (frequency gain function) と呼ぶ。したがって散乱電力の自由空間値に対する比 I をデシベルで表わすと次のような式が得られる。

$$10 \log_{10} I = 10 \log_{10}(I_1 + I_2) + H_{ot} + H_{or} + F[(l_0/\lambda) \cdot \theta] \quad (3.3.15)$$

見透距離外の伝ぱん損失は、自由空間損失と見透外損失 (遠距離では散乱による損失と考える) とから成っているから、自由空間内の基本伝送損失と (3.3.15) とから次の式が求められる。

$$\begin{aligned}
L_{bas} = & -122.60 + 20 \log_{10} f_{Mc} + 30 \log_{10} d_{km} + 40 \log_{10} \theta_{mr} \\
& - 10 \log_{10}[A(S) + A(1/S)] \\
& - H_{ot} - H_{or} - F[(l_0/\lambda) \cdot \theta] - 10 \log_{10} B \quad (3.3.16)
\end{aligned}$$

B は $[C(0)/l_0]$ の 1 km における値である。 B の値は伝ぱん試験からきめられ、 $B = 1.43 \times 10^{-14} \sim 8.07 \times 10^{-14}$ の値が用いられた。又 B は $4N$ に依存し次式で示される。

$$-10 \log_{10} B = 142.9 + 0.372(4N + 39.23) \quad (3.3.17)$$

(3.3.16) 式が Booker-Gordon の指数相関函数を用いた場合の Norton による基本伝送損失の実用的計算式

である。(3.3.16) 式に現われてくる各項は数値計算ができるように便利な計算図表ができている⁽³⁰⁾。

散乱高が比較的地表面に近い場合 (約 700 m 以下) には、 $[C(0)/l_0]$ は高さに関係となってその場合の基本伝送損失は次のようになる。

$$\begin{aligned}
L_{bas} = & -55.80 + 20 \log_{10} f_{Mc} + 10 \log_{10} d_{km} + 20 \log_{10} \theta_{mr} \\
& - 10 \log_{10}[C(0)/l_0] - F[(l_0/\lambda) \cdot \theta] - H_o[(h_{te}/\lambda) \cdot \theta] \\
& - H_o[(h_{re}/\lambda) \cdot \theta] \quad (3.3.18)
\end{aligned}$$

(ii) Villars-Weisskopf 模型の場合

対流圏散乱の場合の Villars-Weisskopf の散乱断面積は (1.2.52) によって次のように与えられている。

$$\sigma_{VW} = \frac{4\pi^2 \lambda}{[2 \sin \frac{\theta}{2}]^5} \left\{ \left\langle \left(\frac{dn}{dz} \right)^2 \right\rangle - \left\langle \frac{dn}{dz} \right\rangle^2 \right\}$$

$\left\{ \left\langle \left(\frac{dn}{dz} \right)^2 \right\rangle - \left\langle \frac{dn}{dz} \right\rangle^2 \right\} \equiv V$ で表わすと、この場合は前の $[C(0)/l_0]$ の代りに V が用いられる。

$$V = \frac{B_1}{(h - 0.5 h_0)} \cong \frac{2 h_0 B_1}{h^2} \quad (3.3.19)$$

と仮定して (i) に述べたと同じように、散乱電力の自由空間値に対する減衰を計算する。

$$\begin{aligned}
I &= d^2 \int_V \frac{g_t g_r \sigma dV}{(RR_0)^2} \\
&= \frac{8\pi^2 \lambda h_0 B_1}{d^3} \int_{-d_2}^{d_1} \int_{h_{1m}}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{(d_1 - x)^2 (d_2 + x)^2 g_t g_r dx dw dh}{h^2 (w^2 + h^2)^{5/2}}
\end{aligned}$$

w に関する積分を行うと次のようになる。

$$I = \frac{32\pi^2 \lambda h_0 B_1}{3d^3} \int_{-d_2}^{d_1} (d_1 - x)^3 (d_2 + x)^3 dx \int_{h_{1m}}^{\infty} \frac{g_t g_r dh}{h^5} \quad (3.3.20)$$

まづ送、受信空中線高が十分高いとして、近似的に $g_t g_r \cong 4$ とし (3.3.20) の積分を行う。

$$I = I_1 + I_2 = \frac{128\pi^2 \lambda B_1}{15\theta^4} [A_1(S) + A_1(1/S)] \quad (3.3.21)$$

S は前と同じく $S \equiv \pi_0/\theta_0$ である。又

$$\begin{aligned}
A_1(S) \equiv & S(S+1)^3 \left[\frac{3}{2} + 3 \log \left(\frac{S}{S+1} \right) + \left(\frac{S+1}{S} \right) \right. \\
& \left. - 3 \left(\frac{S}{S+1} \right) + \frac{1}{2} \left(\frac{S}{S+1} \right)^2 \right] \quad (3.3.22)
\end{aligned}$$

次に前と同じく周波数利得函数を導入して基本伝送損失を求めると次のようになる。

$$L_{bas} = -161.57 + 30 \log_{10} f_{Mc} + 20 \log_{10} d_{km} + 40 \log_{10} \theta_{mr} \\ - 10 \log_{10} [A_1(S) + A_1(1/S)] - H_{ot} - H_{or} - 10 \log_{10} B_1 \quad (3.3.23)$$

B_1 は 1 km における V の値であり, CRPL で行なわれた 100 Mc/s の実験結果と合わすために, $-10 \log_{10} B_1 = 175$ db の値がとられた。(3.3.23) 式は Villars-Weisskopf の乱流混合理論を用いた場合の基本伝送損失の計算式である。

(iii) Muchmore-Staras 模型の場合⁽³²⁾⁽³³⁾

Norton は更に (i) 及び (ii) よりも実測結果を説明し得る実用式として, Muchmore の第二種ベッセル函数を用いた相関函数と, Staras による乱れの異方性を考慮した⁽³⁴⁾次の散乱断面積を用いた ((1.2.19) 参照)。

$$\sigma_{M \cdot S} = \frac{3 C(0) \lambda \sin^2 \chi l_p l_n l_v}{4 \pi (\alpha + \beta)^5 [(l_p \sin^2 \tau + l_n^2 \cos^2 \tau) \sin^2 \phi + l_v^2 \cos^2 \phi]^{5/2}} \\ \times \{ [1 + q^{-2}]^{-5/2} [1 + q_s^4]^{-1/2} \} \quad (3.3.24)$$

ただし

$$q \equiv k \cdot (\alpha + \beta) [(l_p^2 \sin^2 \tau + l_n^2 \cos^2 \tau) \sin^2 \phi + l_v^2 \cos^2 \phi]^{1/2}$$

$$q_s \equiv 2kl_s \sin \frac{1}{2}(\alpha + \beta)$$

l_s は最小乱子のスケール, l_p , l_n 及び l_v は平均風速に平行, 直角及び垂直方向の乱れのスケールである。 τ は平均風速と伝はん路を含む大圏円とのなす角である。 ϕ は散乱容積の幾何学的関係からきまる角である。以上の式は $l_v(\alpha + \beta) \gg \lambda \gg l_s(\alpha + \beta)$ の関係を満足する波長及び散乱角に対して用いられる。第 1 章で述べたように, l_p 及び l_n は 50 m 位と考えられ Staras は Herbstreit の実験結果から $l_v = 0.4 l_p$ の関係を導いた。後に $l_v = 0.5 l_p$ の関係も導いている⁽³⁴⁾。すなわち $l_p = 50$ m とすると $l_v = 20$ m 又は 30 m となる。 $w_l \equiv w[l_p^2 \sin^2 \tau + l_n^2 \cos^2 \tau]^{1/2} \equiv w l_w$, $h_l \equiv h l_v$ と置き, 粘性項を省略して上述の散乱断面積を書き直すと次のようになる。

$$\sigma_{M \cdot S} = \left[\frac{C(0) l_p l_n}{l_w l_v^3} \right] \frac{3 l_w l_v^4 \lambda \sin^2 \chi (RR_0)^5 \{1 + q^{-2}\}^{-5/2}}{4 \pi d^5 (w_l^2 + h_l^2)^{5/2}} \quad (3.3.25)$$

ここに $q = k(\alpha + \beta)[l_w^2 \sin^2 \phi + l_v^2 \cos^2 \phi]^{1/2}$

(3.3.25) において $l_p = l_n = l_v = l_0$ とすれば等方性乱れの場合になる。又気象的パラメーター

$$\left[\frac{C(0) l_p l_n}{l_w l_v^3} \right] = \frac{B_2}{(h - 0.5 h_0)^2} \approx \frac{4 h_0 B_2}{h^3} \quad (3.3.26)$$

と置く。前と同じような計算をすると (3.3.10) 及び (3.3.21) に対応する式として

$$I = \frac{8 \lambda B_2}{3 \pi d \theta^5} \{ A_2(S) + A_2(1/S) \} \quad (3.3.27)$$

が得られる。ただし

$$A_2(S) = S(S+1) \left[\frac{1}{2S^2} - \frac{2}{S} + \frac{S}{1+S} - 1 + 3 \log_e \frac{1+S}{S} \right]$$

送, 受信空中線の効果を考慮して I の積分を行うと (3.3.13) と同じ式が得られる。(ただし cross-product の項は省略してある。)

$$I = I_1 + I_2 - I_t - I_r$$

I_t はこの場合は次のようになる。

$$I_t = \frac{16 \lambda h_0 B_2}{\pi d^3} \left[\int_0^{d_1} (d_1 - x_1)^3 (d_2 + x_1)^3 dx_1 \right. \\ \times \int_{h_{1m}}^{\infty} \frac{\cos \left\{ \frac{4\pi}{\lambda} h_{te} \left(\frac{h}{d_1 - x} - \alpha_0 \right) \right\}}{h^7} dh \\ \left. + \int_0^{d_2} (d_2 - x_2)^3 (d_1 + x_2)^3 dx_2 \int_{h_{2m}}^{\infty} \frac{\cos \left\{ \frac{4\pi}{\lambda} h_{re} \left(\frac{h}{d_2 + x} - \beta_0 \right) \right\}}{h^7} dh \right] \quad (3.3.29)$$

したがって基本伝送損失は次のような形で表わされる。

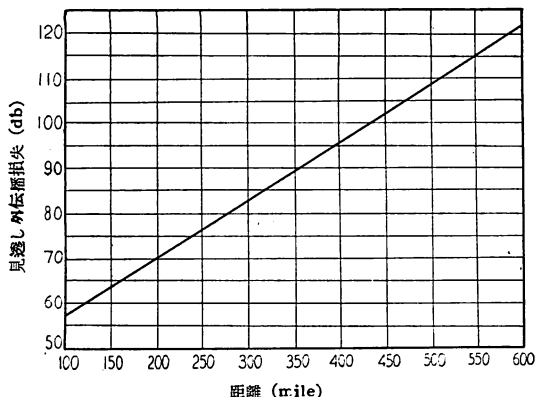
$$L_{lms} = 30 \log_{10} f_{Mc} + 30 \log_{10} d_{mi} + 50 \log_{10} \theta_{rad} - F_v(S) \\ + F[f_{Mc} \theta_{rad}, l_v] + H_{ot}[(h_{te}/\lambda) \alpha_0] + H_{or}[(h_{re}/\lambda) \beta_0] \\ - 0.156(N_s - 308) + 126 \quad (3.3.30)$$

すなわち (3.3.30) 式によると散乱電界の長期変動は地屈折率 N_s の値によってきめられることになる。

以上の実用式に対して次のような経験的な実用式も提案されている⁽³⁵⁾。

$$L = 57 + 0.13(d_{mi} - 100) \quad (3.3.31)$$

d はマイルで表わされた送, 受信間距離, 係数 0.13 の値は地域によって異なり米国北部及び南カナダ地域ではこの位の値であるが, 亜熱帯地方及び海上では 0.11, 乾燥地方及び北極地方では 0.15 位である。(3.3.31) 式の損失対距離の関係を第 3.22 図に示す。



第 3.22 図 距離に対する見越外伝ばん損失

3.4. 対流圏散乱機構

3.2 で述べたように遠距離における対流圏伝ばんによる受信信号はその日変化特性や fading の様相から考えて多数の散乱波の合成によるものと考えられる。対流圏伝ばんは屈折率の分布によって支配されるので、これらの散乱波を生ずる原因も又大気中の屈折率の変動によって生ずる屈折率（あるいは誘電率）の不均一部分からの散乱と考えられる。更にこれらの気象要素の変動をおこす力学的な原因は、大気内に生ずる乱れであって、それらは熱的な対流作用によって生ずるような熱的な乱れ (thermal turbulence) と、地表面の起伏や風の shear などによって生ずる力学的乱れ (mechanical turbulence) とが考えられる。殊に散乱電界の季節変化には、後述のように大気中の水蒸気の変動量が重要な役割をしているようである。

第 1 章に既に述べたように fading の研究は伝ばん機構を解明するための有力な手段である。

例えば第 3.17 図に示したような fading range の距離特性に対しては、Norton が Rice の雑音理論を用いて近距離の fading 及び遠距離の散乱性 fading の説明を行っている。すなわち近距離では散乱波以外に直接波又は回折波のような定常的成分を考えることによって、又遠距離になるとその定常的成分が小さくなってすべて多数の散乱波の合成であると考えることによって、Rayleigh 分布を説明することができる⁽³⁶⁾。fading rate についても Norton は Rice の理論から遠距離における fading rate を与える式として

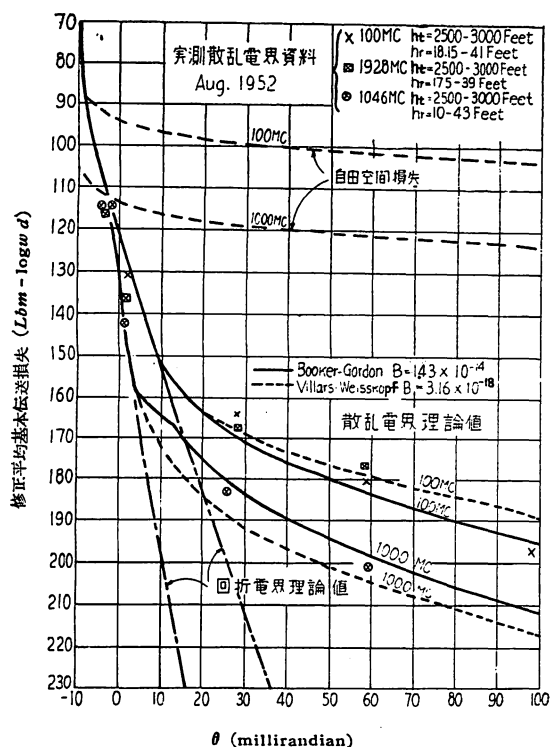
$$N[r(0.5)] \cong 0.2952 f_M \theta_a \sqrt{u^2 + 0.065 V_n^2} \quad (3.4.1)$$

を誘導している。 u は散乱体の乱流速度で、 V_n は伝ばん通路に直角な一般流の成分であり、 f_M は周波数、 θ_a

は散乱中心に対する散乱角である。したがって Norton の理論によると、散乱域における fading rate は周波数、散乱角及び乱れの状態に比例する⁽³⁷⁾。3.2 の第 3.20 図の fading rate の日変化特性をこの理論で考えてみると周波数の高い程 fading rate が大きくなることは説明できる。又 fading rate の最大になる時刻は午後であり、最小になる時刻は早朝であるので、この理論によると最大になる時刻には乱れが発達し、最小になる時刻には小さくなるはずであるが、実際の気象状態としても午後になると対流のため乱れは大となり、早朝は夜間冷却のため大気は比較的成層を保持しており、したがって乱れは小さくなると考えられるので、この Norton の理論によってかなり fading rate の説明はできるようなのである。(散乱性 fading の理論的詳細については第 1 章参照)。したがってこれらの fading 特性から考えても、遠距離の受信信号は大気の乱れによって生ずる多数の散乱波の合成によるものと考えるべきである。

距離特性及び周波数特性については後節に述べるように散乱理論以外の説明もあるが、散乱理論としてもまず第 1 にこれの説明に努力がはらわれた。第 3.23 図は前に述べた Booker-Gordon 及び Villars-Weisskopf の散乱理論を基とした実用計算式で計算した値と実測値との比較を示すものである。

次に散乱電界の季節変化であるが、これは散乱電界内の気象状態の変化によるものと考えられるが、現在のところ十分な定量的な説明はないようである。B. R. Bean は最初受信信号と大気の平均屈折率傾度 ΔN (地上と 1 km との差) の相関を研究し⁽³⁷⁾、更に最近は大気表面の屈折率の値 N_s で季節変化を説明しようとしている⁽³⁸⁾。Bean の解析した資料を第 3.24 図及び第 3.25 図に示す。第 3.24 図は基本伝送損失と平均屈折率傾度との相関関係であり、第 3.25 図は電界強度と地表屈折率の値の相関関係である。月平均値をとってあるから相関関係は見かけ上はかなりよいように見える。距離は 282 km (Dallas, Texas—Austin, Texas) で周波数は 105 Mc/s である。前に季節変化のところでも述べたように、米国資料の散乱電界の最低は 12 月に現われ、1 月、2 月に多少高くなり、3 月になって又低くなる傾向があったが、平均屈折率傾度にもそのような傾向があり、これは米国の特有な気象条件によるものと考えられる。Bean の研究を基本伝送損失に導入したのが、前節で述べた Norton の実用式 (3.3.30) である。我国の遠距離受信の季節変化も大体その通路の中央の地表屈折率から推定した値と合うようである。実用的立場から考えると、地表屈折率の値によって散乱電界の長期変動を推定することは興味ある問題であるけれども、そのためには



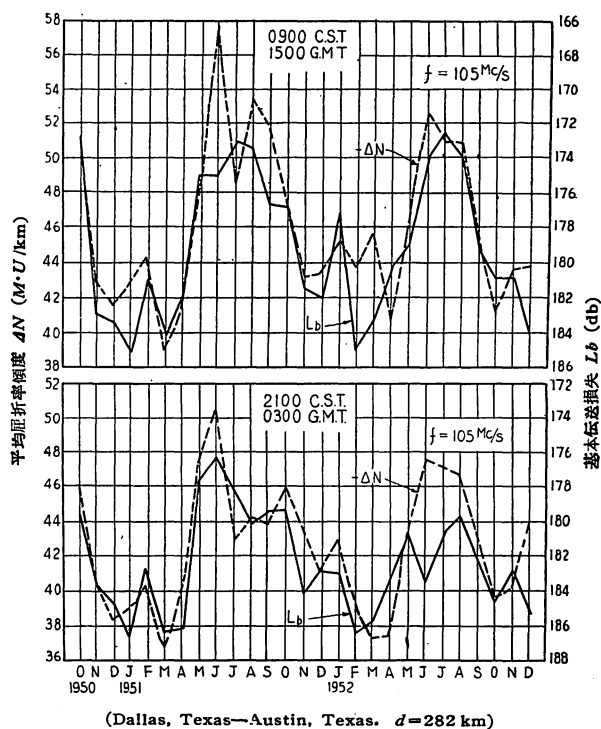
第 3.23 図 散乱理論と実測値との比較

屈折率傾度と地表屈折率との相関関係を更に十分検討すると共に、散乱容積内の水蒸気及び気温の変動を十分研究する必要があるように思う。しかし現在の段階では水蒸気量の変動の直接測定は非常に困難である。散乱電界の季節変化の説明も今後に残されている重要な問題であろう。

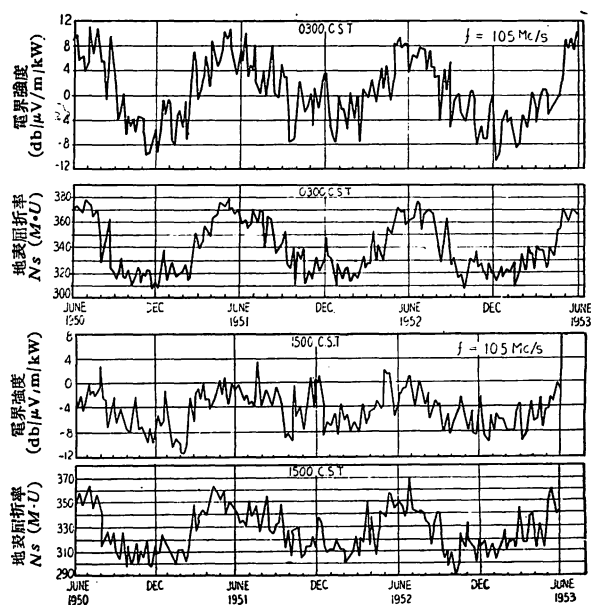
第 3.26 図は CRPL で種々な距離及び周波数で行われた実験結果に対しての実測基本伝送損失と計算値との比較である。点線の枠内はある統計的方法によって定められた 50% 確率領域を示す。この図からも分るように 2, 3 の夏季の実験を除いてはほとんど 45 度の線上にかかっており、散乱電界の実測値と計算値とはかなりよく合うことを示している⁽¹⁸⁾。

散乱電界を評価するには、気象的なパラメーターすなわち乱れの強さ及び乱れのスケールが分らなければならないが、これらについては第 1 章に述べたような micro-wave refractometer による直接測定が米国で行われている。その他に間接的な方法として、位相差変動の実験及び理論的解析から、乱れの強さ及びスケールの推定も行われている⁽³³⁾⁽⁴⁰⁾。

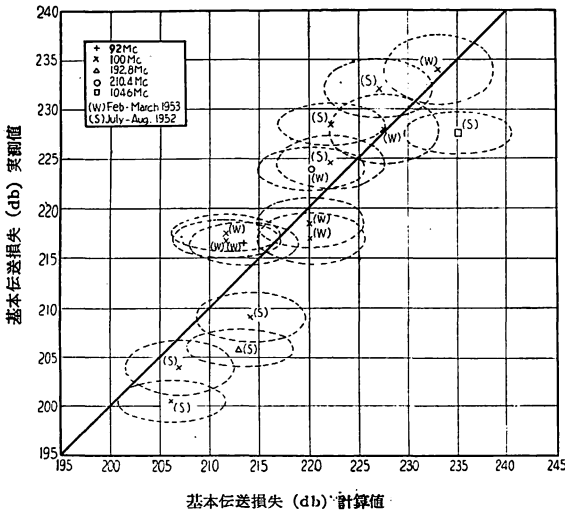
本節では散乱機構という立場から、実測資料を考えたわけであるが、現在の段階では散乱が絶対的であるというわけではなく、後節で述べるようなこれ以外の機構も



第 3.24 図 基本伝送損失と平均屈折率傾度との関係

(Dallas, Texas—Austin, Texas. $d=282 \text{ km}$)

第 3.25 図 電界強度と地表屈折率との関係



第 3.26 図 基本伝送損失の計算値と実測値との関係

考えられており、又季節や地域によっては散乱機構と他の別の機構が重畳していると考えられるような場合もあることに注意せねばならない。

3.5. 実用通信への応用

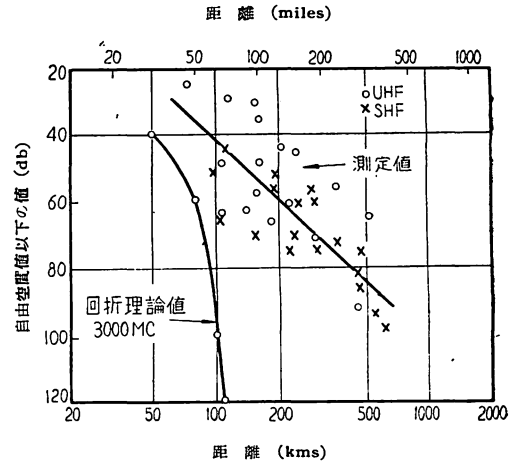
3.5.1. 対流圏散乱波の伝はん特性

第2次大戦に引き続き、高出力レーダーによって観測された遠距離の VHF, UHF, SHF 電界は、回折理論による予想値よりも非常に高いことが確認された。以来米国の MIT, NBS, Collins Radio 会社, BTL 及び英国などの研究者達によって対流圏散乱波の測定が行われ、多くの資料が得られた。ここでは、それら散乱波の主要な伝はん特性について述べることにする。

(i) 散乱波電界の変動及び距離特性

散乱波の電界変動諸特性については、3.3 で詳細に述べた。BTL の K. Bullington は数多くの UHF, SHF 実験の結果を集積したが、第 3.27 図は集積された結果の一部で、300 Mc/s~4000 Mc/s 帯の 50% 信号レベルを自由空間値に対応させた距離特性である。⁽¹⁰⁾ 測定値の散らばりは、測定を行った回線及びその気象状態などの差異によるものである。周波数特性については、現在までのところ明確な結論が得られていない。

散乱回線の設計に当たり、日ごと季節ごと及び気象などの影響による短期間 (10 分~1 時間) 50% 値の変化と、rapid fading (1 cycle~10 cycles/seconds) の特徴を正確に知ることが回線の信頼度を高める上に必要である。短期間 50% 値については、Lincoln 研究所, I. H. Gerks 及び K. Bullington などが行った測定結果を基とした距離特性を第 3.28 図に示した。⁽⁴⁵⁾ rapid fading については、今までの多くの測定結果から統計

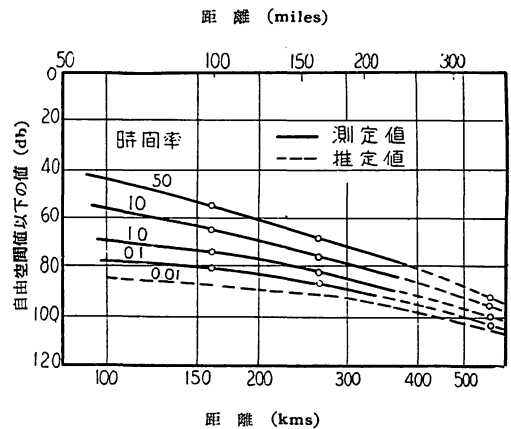


第 3.27 図 300—4000 Mc/s 帯の信号レベル値の距離特性

的に Rayleigh 分布であるとされている。⁽¹¹⁾⁽²⁰⁾⁽⁴⁴⁾

(ii) 空中線利得の縮少効果

散乱域において高利得空中線を用いる場合、その利得は自由空間内において測定した能率を示さず、平面波利得の計算値に一致しない。すなわち散乱伝ば回線にお



第 3.28 図 散乱回線における short term median loss

ける送受信両空中線利得の合成値 ($G_t' + G_r'$) は、平面利得の合成値 ($G_t + G_r$) よりも低下し、

$$(G_t' + G_r') = \{(G_t + G_r) - L_e\} \quad (3.5.1)$$

となる。この L_e を空中線対媒質結合損失 (antenna-to-medium coupling loss) と呼んでいる。

H. G. Booker と de Bettencout は送受信同一空中線を使用する場合、この損失 L_e は理論的に次式で表わせるとしている。⁽⁴³⁾

$$L_c = 10 \log 1.45 \left[\frac{(1 + \alpha/3\alpha_c)^5}{(\alpha/\alpha_c)^3} \right] \quad (3.5.2)$$

ただし、 α = 空中線ビーム巾 (電力半値巾)

$$\alpha_c = \text{散乱角} \left(= \frac{2}{3} \frac{d}{R} \right)$$

d = 伝ぱん距離

R = 有効地球半径

第 3.48 図はこの式を用いて $R=8,000$ km と仮定した場合の空中線対媒質結合損失 L_c を、 α/α_c について示したものである。⁽⁴³⁾

散乱域における大口径空中線の利得縮小効果に関する実験は数多く行われて来た。例えば K. Bullington は距離 280 km で、直径 8.5 m 空中線の利得縮小効果を周波数 505 Mc/s, 4,090 Mc/s について測定した結果、計算利得 (空中線開口面積利得の 65% 値) それぞれ 31 db, 46 db に対して 1 db, 2~4.5 db それぞれ縮小したことを報告し、散乱域における高利得空中線の利得を有効面積利得の 65% と仮定することが不適当なことを指摘している。⁽¹³⁾ 又、L. G. Trolese は周波数 9,380 Mc/s (3.2 cm), 距離 74.5 km, 空中線高 1.2 m で、直径 31 cm (9 波長, ビーム巾 7°) 及び 1.2 m (38 波長, ビーム巾 1.75°) 空中線を用いて、空中線開口面積に対する受信電力の変化を測定し、第 3.3 表の結果を得た。送信空中線直径を

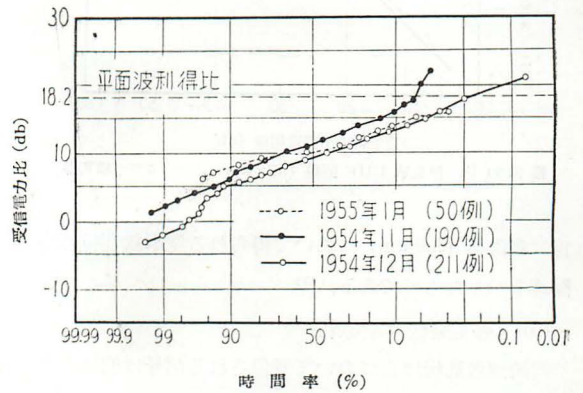
第 3.3 表 空中線開口直径を変えた時の受信電力変動

送信空中線の直径	受信空中線の直径	測定した受信電力比	空中線の平面波利得比
9λ	38λ	6.0 db	12 db
38λ	38λ	7.9 db	12 db
38λ	9λ	5.0 db	12 db
38λ	9λ	7.1 db	12 db
38λ	9λ	14.8 db	12 db

$\lambda=32$ cm; 空中線高=1.2 m; 伝ぱん距離=74.5 km.

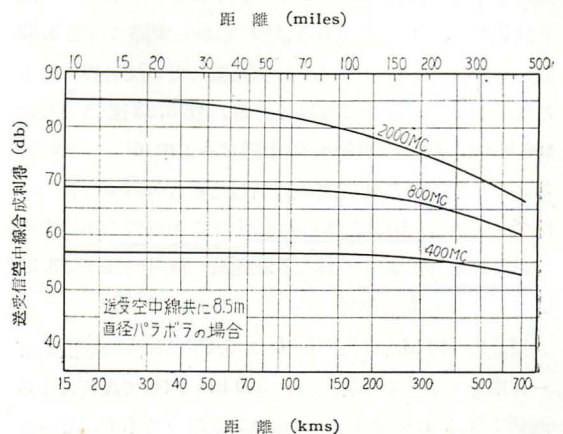
38 波長とし、受信空中線直径を 38 波長と 9 波長として受信した場合、その電力比は 7.9 db で他の場合に比較して平面波利得比の 12 db に近い値が得られている。直径 9 波長空中線で送信し、直径 38 波長及び 9 波長空中線で受信した電力比は、散乱域においては 6.0 db であったが、送信空中線高を 60 m まで上げた場合、伝ぱんモードは散乱域から回折域に入り平面波利得比の 12 db に近い値が得られている。⁽⁸⁾

更に又、周波数 3,670 Mc/s, 距離 300 km で直径 8.5 m 空中線から送信し、直径 8.5 m 及び 1.5 m 空中線で同時に受信した信号電力比を、その時間率について第 3.29 図に示した。⁽¹²⁾ 空中線直径 8.5 m—8.5 m 及び 8.5 m—1.5 m の各合成平面波利得比は 18.2 db である。400 Mc/s 帯では直径 5 m 乃至 10 m パラボラ空中線の実効利得は、散乱域においてもほぼ平面波利得が得られる。⁽¹²⁾

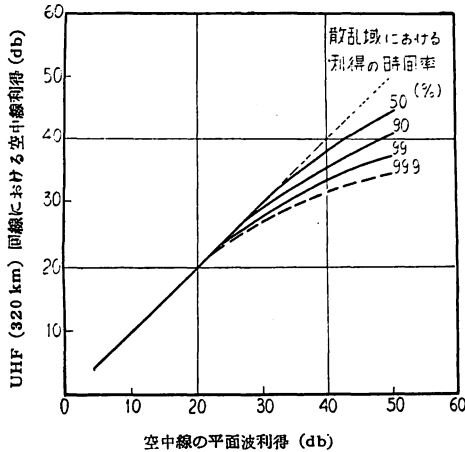


第 3.29 図 異なる直径の空中線で受信した電力比の時間率

このような空中線利得の低下効果は、送信された電磁波が送受信空中線ビームによって決定される共有体積内に分布する散乱源に伝達され、更にそれらの散乱源によって再輻射されるために、受信される電磁波の振巾と位相の相関が悪くなることに基因するものと考えられている。⁽⁴⁵⁾ この効果は空中線利得及び距離に比例して増加する。第 3.30 図は送受信空中線に 8.5 m パラボラを用いた場合の合成利得の距離特性を 400 Mc/s, 800 Mc/s 及び 2,000 Mc/s について示した⁽⁴¹⁾ ものであり、第 3.31



第 3.30 図 距離に対する空中線 (8.5 m) 合成利得



第 3.31 図 散乱域 UHF 回線 (320 km) における空中線利得

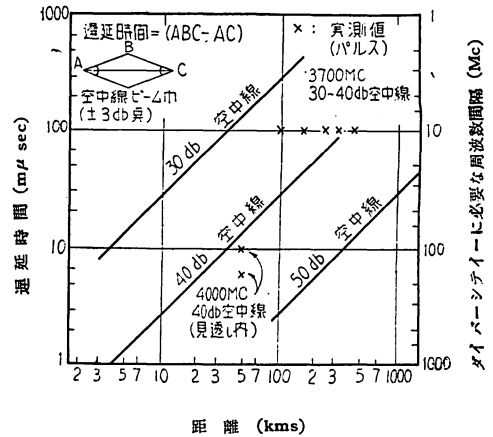
図は散乱域 (320 km) において得られる空中線利得の時間率を示したものである。⁽⁴⁵⁾

(iii) 多重路伝ばん効果

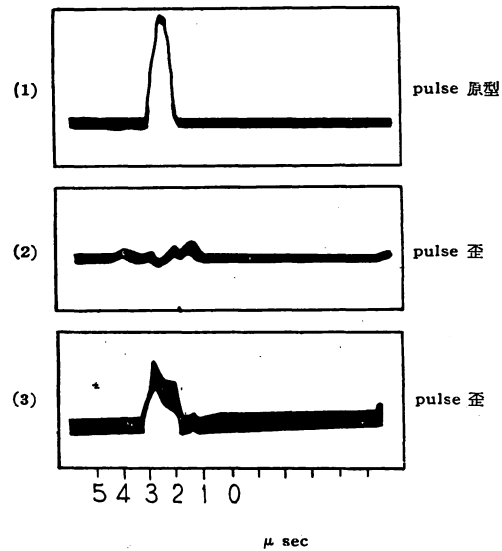
対流圏散乱伝ばんにおいて受信される信号は前にも述べたごとく、送受信両空中線ビームの交叉した共有体積内の各部から散乱されたエネルギーの一部が合成されたもので、伝ばん通路差によって1つ又はそれ以上の遅延波を含んでいる。この多重路伝ばんによる遅延波は選択性 fading の原因となり、伝送パルスを伸長させ、通信回線の必要とする周波数帯域中に制限を加える結果となる。

遅延波の遅延時間は、通常直接波と送受信空中線ビームの電力半値巾 (-3db) の点を通る遅延波との伝ばんに要する時間差で定義される。⁽⁴⁴⁾ 第 3.32 図は空中線利得と距離について最大遅延時間の計算値と実測値、⁽⁴⁹⁾⁽⁵⁰⁾ 更に十分な周波数 diversity を行うために必要な周波数間隔を示したものである。⁽⁴⁴⁾ しかし実際には第 3.32 図には含まれてはいないが、航空機などの反射物体による反射があって非常に複雑である。第 3.33 図は周波数 400 Mc/s、距離 300 km、空中線ビーム巾 6° の回線で、その半値巾附近に航空機が通過したときのパルス歪の 1 例である。⁽⁴⁵⁾ 伝ばん路の中央点の空中線電力半値巾点にある反射体によっておこる遅延波の遅延時間を第 3.34 図に、ビーム巾と距離について示した。⁽⁴⁵⁾

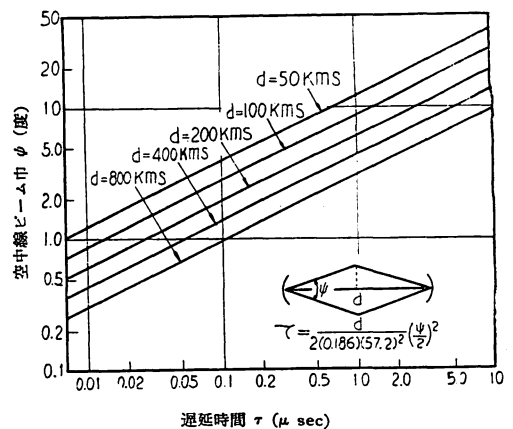
周波数 400 Mc/s、3,670 Mc/s、5,050 Mc/s で数度のビーム巾をもった空中線では、300 km 回線で媒質による遅延時間は 1.0 マイクロ・セカンド以下であり、ビーム巾 0.6° の空中線については航空機による反射がない場



第 3.32 図 距離に対する遅延波の遅延時間



第 3.33 図 航空機の反射波によっておこる pulse 歪



第 3.34 図 伝ばん距離及び空中線ビーム巾に対する遅延時間

合 0.1~0.2 マイクロ・セカンド以下であることがパルス実験の結果明らかにされている。^{(12), (45)} 又航空機による反射波は同じ直径の空中線を用いた場合, SHF よりも UHF 回線に多く観測されている。⁽⁴⁷⁾

J. H. Chisholm は散乱回線において, 遅延波によるパルス歪を軽減するためには, 高指向性をもった送信空中線によって, off-path 方向への伝ばを減少させることであり, 更にそれ以上に多重路伝ばによる影響を軽減するためには, 受信空中線にも高指向性をもったものを使用すべきであることを, 300 km の SHF 実験から明らかにしている。⁽¹²⁾

H. G. Booker 及び de Bettencourt は, 媒質の帯域巾は共有散乱体積を通る最短及び最長通路の伝ば時間差の逆数であると定義した。⁽⁴³⁾ すなわち,

$$B = \frac{CR^2}{d^3} F(\alpha/\alpha_c) \quad (3.5.3)$$

$$\text{ここに } F(\alpha/\alpha_c) = \frac{6}{\alpha/\alpha_c (1 + 2/3 \cdot \alpha/\alpha_c)} \quad (\alpha \ll \alpha_c)$$

$$F(\alpha/\alpha_c) = 4.7 \quad (\alpha \gg \alpha_c)$$

α = 空中線ビーム巾

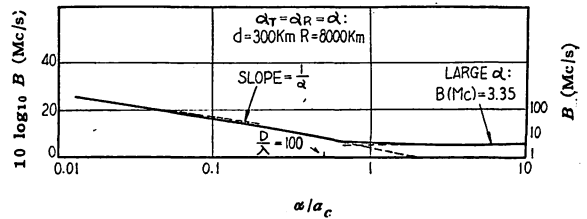
$$\alpha_c = \text{散乱角} \left(= \frac{2}{3} \frac{d}{R} \right)$$

d = 送受信距離

R = 実効地球半径

第 3.35 図に送受信に同様な空中線を用い $d=300$ km, $R=8,000$ km とした場合の α/α_c に対する最大許容帯域巾を示した。⁽⁴³⁾ 散乱角 α_c に比較して, 空中線ビーム巾が大きい場合 ($\alpha \gg \alpha_c$), 帯域巾はビーム角には無関係となり, 多重路伝ば効果は使用した空中線によってよりも, むしろ対流圏内の不規則性によって支配される。ビーム巾が散乱角 α_c に比較して狭い場合 ($\alpha \ll \alpha_c$) には, α に反比例する。 $R=8,000$ km, $d=300$ km, $\alpha=0.75^\circ$ 及び 100 波長空中線を使用したときの最大許容帯域巾は 6.3 Mc/s であり, ($\alpha \gg \alpha_c$) のときは, 約 3 Mc/s である。⁽⁴³⁾

以上述べた多重路伝ば効果に対流圏散乱域における広帯域通信に及ぼす影響について現在まで多くの測定が行われた。MIT が BTL と共同して米国北東海岸で行った実験では, 周波数 505 Mc/s, 空中線直径 8.5 m (ビーム巾 0.5°) FM (400 W) を使用し, 距離 300 km について 12 音声チャンネルで周波数偏移 ± 500 kc/s を中間周波帯域巾 1.3 Mc/s, 雑音指数 9 db をもつ受信機で受信した場合, 信号レベルが threshold 以上であれば相互変調あるいは歪は認められない。^{(12), (15)} 更に中間周



第 3.35 図 空中線ビーム巾: α /散乱角: α_c に対する
最大許容帯域巾: B

波帯域巾 30 Mc/s の受信機で, FM 周波数偏移 ± 4 Mc/s TV を送信した実験で, window test pattern (黒地に白の矩形を配した静止像) については, carrier to noise 比 (C/N) 15 db が得られれば, 多重路伝ばによる遅延波の影響は認められず, (C/N) 6 db 程度では window pattern の両端に斑点が現われ, 遅延波の影響が認められた。又同じ方式で実際の programs を伝送した結果は, 画の質は同期が十分維持されている限り良好であったことが報告されている。^{(12), (15), (47)}

(iv) 偏波による効果

対流圏散乱伝ばの偏波の特徴については, 現在まで正確な記録は得られていないが, 伝送上におこる偏波の相違はなく, UHF (400 Mc/s) の実験では, 受信点に到達するエネルギーのほぼ 90 % は送信した偏波によるものであることが指摘されている。⁽⁴⁵⁾ MIT が 300 km 回線, SHF (3,670 Mc/s) について, 8.5 m 空中線を用いて水平, 垂直の偏波を交互に送信し, 水平偏波で受信した場合, 両偏波の信号レベルの比は, 短距離で測定した場合の 29 db に比較して 12 db~20 db であった。更にこの回線において, 45° 偏波を送信し, 水平, 垂直偏波分力を 2 つの受信機で同時に受信した場合, 各偏波共に fading は同期していた。^{(12), (45)} これらの測定結果から, 高指向性空中線を使用した場合, 偏波による diversity 効果については期待できないといえる。

(v) Diversity 効果

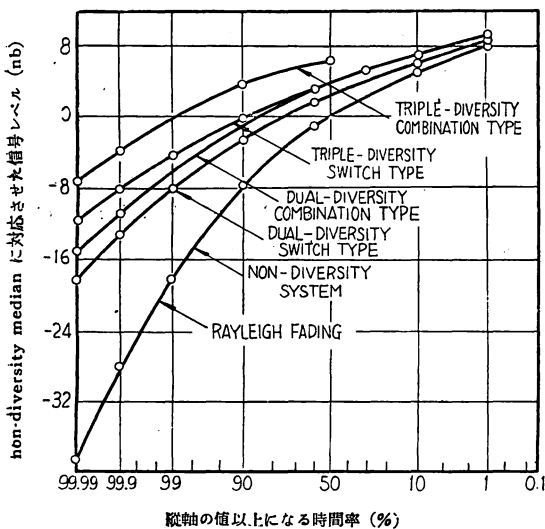
見透し外伝ばにおける fading は, (1) 大気の平均屈折率勾配の変動のごとき対流圏状態の大きい変動に基づく 10 分乃至 1 時間程度の長周期 fading と, (2) 多重路伝ば効果によって起る 1 c/s 乃至 10 c/s 程度の rapid fading に分けることができる。多くの研究によれば, 前者の時間中央値分布は近似的に対数正規分布を, 又後者の信号振幅分布は Rayleigh 分布をもっている。長周期 fading に重畳した rapid fading については, diversity 受信方式を用いることによって十分の効果が認められるが, 長周期 fading についてはほとんど効果は認められない。⁽¹⁷⁾

L. R. Kahn は, diversity 方式において受信した全ての信号を適当に結合する (信号結合 diversity 方式) ことによって, その出力 S/N 比が単一の受信機で受信した最良の S/N 比よりも良好であることを指摘して, 次の式を与えている。^{(45), (51)}

$$\frac{(S/N)_{\text{結合}}}{(S/N)_{\text{単一最良}}} = \frac{\sqrt{(S_1/N_1)^2 + (S_2/N_2)^2 + \dots + (S_n/N_n)^2}}{S/N_{\text{max}}} \quad (3.5.4)$$

信号結合 diversity 方式で最良の状態は, 全受信機出力の S/N 比が等しいときにおこり, その利得は 2 重, 3 重, 4 重各 diversity についてそれぞれ 3 db, 4 db 及び 6 db となる。

第 3.36 図に各種 diversity 方式に対する信号レベル分布を示した。^{(41), (45), (48)} すなわち二重 diversity (切換) 方式においては, 時間の 1% は non-diversity の hourly median 以下 8 db であるのに対して, 単一受信方式の場合は non-diversity の hourly median 以下 18 db となっている。



第 3.36 図 種々の diversity 方式と信号レベルとの関係

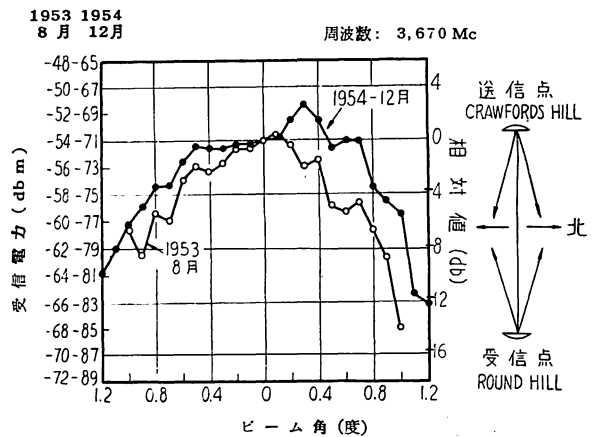
K. Bullington は距離 280 km, 周波数 505 Mc/s について直径 8.5 m 空中線を大円通路の直角方向に 60 m (100 波長) 間隔で配置し, 単一及び二重について diversity 効果の実験を行った結果, 単一に比較して二重の場合 50% 値で 10.3 db の diversity 利得が得られたとしている。⁽¹⁵⁾ SHF (4,090 Mc/s) についても 60 m (830 波長) 間隔で十分な diversity 効果が得られる。⁽¹⁵⁾

実験的には, 大円通路に対して直角な線上で行う space diversity 効果は, 空中線間隔 52 波長以上で得られ

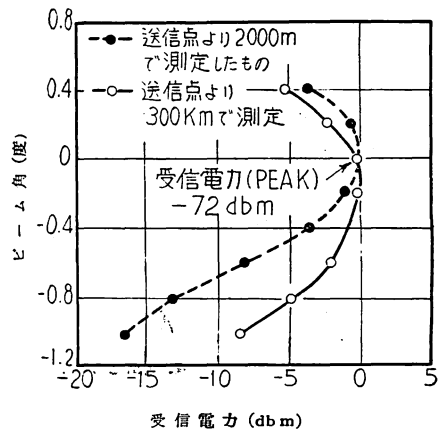
るが, 確実な効果を得るためには 100 波長以上が必要である。NBS の研究によれば, diversity 受信を行うために空中線を伝はん路に沿った方向に配置するときは, 空中線を伝はん路に直角な方向に一列に配置した場合の約 5 倍の間隔が必要であることを指摘している。^{(19), (46)}

(vi) ビーム角 (beam angle) と多重路伝はん効果

ビーム角 (beam angle) を大円通路に関して垂直又は水平方向に変化することにより, 送受信空中線ビームの共有散乱容積は変化し, 散乱電界に変化を生ずる。散乱域におけるこれらの効果は実験的には水平方向のビーム角の変化に対してよりも垂直方向に変化した場合の方が大きい。⁽¹²⁾ Lincoln 研究所が周波数 3,670 Mc/s, 距離

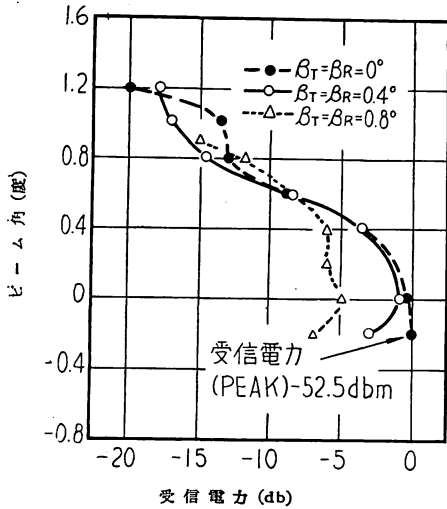


第 3.37 図 水平方向に変化したビーム角に対する受信電力の変化



第 3.38 図 垂直方向に送信ビーム角のみを変化したときの受信電力

300 km, 空中線直径 8.5 m (電力半値巾; 方位角方向 0.65°, 垂直角方向 0.7°) で測定した結果を, 第 3.37 図, 第 3.38 図, 第 3.39 図に示した⁽¹²⁾。第 3.37 図は beam elevation angle 0.0° (空中線設置点における大



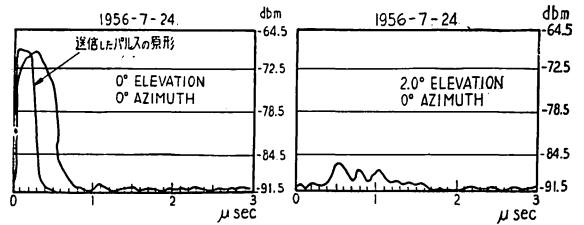
第 3.39 図 垂直方向に変化したビーム角に対する受信電力の変化

地に対する接線方向)にして、送受信空中線を同時に 0.1° づつ大円通路から azimuth (方位角) 方向に回転したときの受信電力の 50% 値である。第 3.38 図は受信空中線を大円通路方向の beam elevation angle 0.0° に固定し、送信空中線の beam elevation angle を -1° から $+0.4^\circ$ まで変えたもので、radio horizon は、beam elevation angle -0.3° である。図中点線の曲線は距離 2,000 m で測定した結果である。この測定結果は、散乱域においては送信空中線ビームの elevation angle を radio horizon 方向に下げることにより、僅かではあるが受信電力が増加することを示している。又、第 3.39 図は送受信空中線の beam elevation angle を同時に変えた場合の受信電力の変化を示したもので、波線は送受信空中線ビームを大円通路方向 ($\beta=0^\circ$) で、又実線と点線は大円通路から方位角方向にそれぞれ 0.4° , 0.8° 偏向固定して測定した場合である。

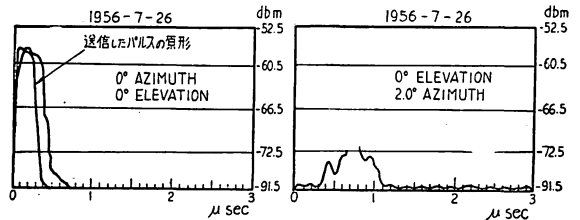
更にこの回線で行われたパルス波形に関する測定結果を第 3.40 図と第 3.41 図に示した⁽⁴⁷⁾。第 3.40 図は送受信両空中線の beam angle を azimuth 0° に、elevation 0° (左図) 及び 2° (右図) に固定して測定したパルス波形と遅延時間である。送信したパルスの原波形 (パルス巾 $0.25 \mu \text{sec}$) を図の左方に示した。第 3.41 図は beam azimuth angle を変えて測定した結果である。

3.5.2. 散乱回線に用いられる空中線及び機器

対流圏散乱伝ぱんを利用した実用回線を設計するためには、電離層散乱の場合と同様、その伝ぱん路において起る大きな伝ぱん損失を、高利得空中線、大出力送信機及び高感度を備えた受信機などで保証する必要がある。以下これら空中線及び機器について概略を述べる。



第 3.40 図 beams angle によるパルス歪



第 3.41 図 beams angle によるパルス歪

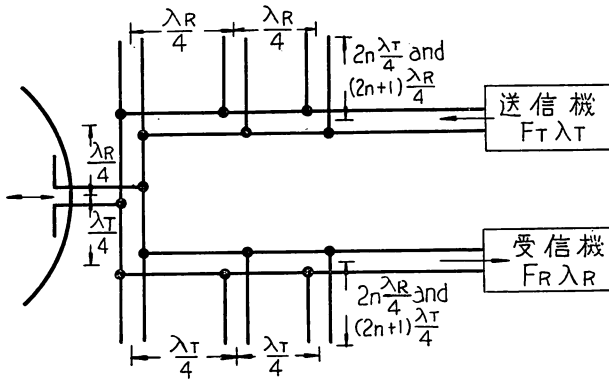
(i) 空中線

散乱回線に使用する空中線は周波数と距離について、最適なものがあり、(1) 必要とする利得 (2) 利得の低下効果 (3) 信号帯域巾 (4) 設置条件 (5) 価格などについて、総合的な検討が必要である。

現在実験及び実用回線に最も多く利用されている空中線は、簡単な中央給電方式で、直径 8.5 m の回転できるパラボラである。米国における最も大きな空中線は、直径 18 m、重量 2,700 kg である。これらの空中線の多くはアルミニウム管と網で組立てられており、風速 45 m/sec に耐えることが出来る⁽⁴⁸⁾。又後述するフロリダ—キューバ間の実用回線には、18 m 方形空中線が用いられている⁽⁴⁹⁾。我が国においても、KDD の東京—門司間散乱波実験回線に直径 18 m のパラボラが門司に設置されている。前述したごとく散乱域における大口徑空中線は実際の利得を発揮しない。空中線の設置場所は樹木、建築物などの障害物のない見透しの良いことが必要であることは勿論である。height gain は空中線底が地上約 20 波長まで現われる⁽⁴⁸⁾。

給電方式の多くは、UHF の低い周波数帯では可撓給電線からダイポールに、又高い周波数帯については導波管からホーンに給電されている。多くの場合空中線の価格の関係から双信方式が用いられている。完全な diplexing (二重共用給電) を行うために、空中線への給電は (1) 送受信それぞれ単独の給電線から異なる偏波で行うか (2) 給電線を共用する方式では diplexing filter で送信機及び受信機を結合することによって行われている。diplexing filter の 1 例を第 3.42 図に示した⁽⁴⁵⁾。diplexing filter は送信機と受信機との相互作用を避け、通過帯域の減衰及び歪が少なく、高度の選択性度をも

ち、更に機械的に強く、温度に対して安定であることなどを注意して設計する必要がある。現在対流圏散乱通信に用いられている代表的な *duplexing filter* の規格を第 3.4 表に示した⁽⁴¹⁾。



第 3.42 図 分波器の 1 例 (long stub filter diplexer)

第 3.4 表 代表的 *duplexing filter* の規格

	規 格
周波数範囲	500~700 Mc/s あるいは 700~1000 Mc/s
	0.5 db 帯域巾——4 Mc/s
同調範囲	3%
損 失	4 Mc/s 帯域巾——0.5 db 最大
減 衰	中心周波数から 30 Mc/s の点で約 70 db
電力定格	最大 20 kW
温度範囲	2.5 Mc/s 帯域巾を確保するために -50°C ~ +60°C

(ii) 変調方式

散乱回線に使用される変調方式は、時分割あるいは周波数分割方式のうち、いずれかである。このうち、変調技術が比較的簡単で必要とする帯域巾が狭く、且つ機器の信頼度の高い単側帯波周波数分割方式が多く用いられている⁽⁴⁵⁾⁽⁵²⁾。代表的な変調器の規格を第 3.5 表に示した⁽⁴¹⁾。

第 3.5 表 代表的変調器の規格

	規 格
出力電力	10 W
周波数範囲	700~985 Mc/s
変 調 方 式	位相あるいは周波数変調
	変調周波数 0.25 kc/s ~ 112 kc/s
	最大偏移 ±336 kc/s
	変調周波数 2 kc/s のとき最大偏移 32 kc/
周波数安定度	±0.001% (0°C ~ 45°C)
歪	雑音及び FM 歪は、最大偏移で 60 db 以下

(iii) 送信機

現在散乱域回線に用いられている送信機の多くは、送

信機出力 100 W から 10 kW までの範囲で、増巾器には *tetrode* あるいは *klystron* が用いられている⁽⁴⁵⁾。高電力 *tetrode* 電力増巾器を用いた場合の周波数範囲はおよそ 1000 Mc/s 以下である⁽⁴⁵⁾⁽⁵³⁾。*klystron* は高電力利得が得られ寿命が長く、更に技術的に容易である

ことから、*tetrode* よりも広範囲に利用されている⁽⁴⁵⁾⁽⁵⁴⁾。これら増巾器は 30 db 乃至 40 db の電力利得をもっており、必要とする入力力は 1 W 乃至 10 W 程度である。増巾器には 1000 Mc/s 程度までは可撓給電線を、それ以上の周波数については損失を少なくし、高電力を伝送する必要上導波管を結合し空中線へ給電している⁽⁴⁵⁾。可撓給電線は直径 4.1 cm あるいは 7.9 cm で 1000 Mc/s まで使用出来る⁽⁴⁵⁾。現在適用されている代表的送信機の規格を第 3.6 表に示した。これらは 3 乃至 4 の *cavity* と空冷又は水冷 *klystron* を備えている。周波数は固定用に設計されているが、*cavity* を再調整することにより

希望周波数が簡単に得られる。又自動始動及び遠隔監視などの調整回路が含まれているものが多い⁽⁴¹⁾。

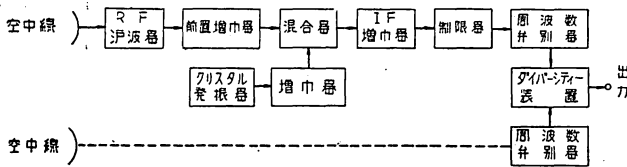
(iv) 受信機

散乱回線に使用する受信機は、伝ぱんにともなう大きな損失が避けられないので、入力段における雑音が低く、

第 3.6 表 代表的送信機の規格 (2 例)

	規 格 (A)	規 格 (B)
出力電力	1 kW ~ 2 kW	10 kW
周波数範囲	700 Mc/s ~ 1000 Mc/s	470 Mc/s ~ 1000 Mc/s
電 波 型 式	CW	FM 帯域巾 3 Mc/s
勵 振 電 力	5 W (最大)	10 W
周波数安定度	±0.001%	0.001%
歪	雑音及び FM 歪: 最大偏移で 60 db 以下	
スプリアス出力	第 2 及び第 3 高調波を除き、搬送波レベル以下 80 db	
	第 2 及び第 3 高調波は搬送波レベル以下 50 db	
冷 却 方 式	強制空冷	液体及び強制空冷
温 度 範 囲	-18°C ~ +54°C	-18°C ~ +54°C
入 力 電 源	3 相, 60 c/s, 208 V ± 10%	3 相 208 V 35 kVA
	出力 1 W — 消費電力 6 kW	
	出力 2 kW — 消費電力 8 kW	

高度の感度と選択度を持ったものが必要である。第 3.43 図は代表的な FM 受信機のブロックダイアグラムである。前置増巾器には 3 極管を用いた接地—格子回路が用いられているが、そのため約 900 Mc/s 以下の周波数では受信機の雑音指数をかなり改善することができる。又 900 Mc/s あるいは 1,000 Mc/s 以上の周波数については、特別に *crystal diode mixer* が設計されており、雑音指数は約 8 db が可能となる。局部発振は水晶発振器に



第 3.43 図 UHF FM 受信機の 1 例 (diversity 用)

よって、10 Mc/s~50 Mc/s を発振している。中間周波数増巾器の中心周波数は 10 Mc/s 乃至 60 Mc/s が用いられている⁽⁴⁵⁾。第 3.7 表に FM 受信機の代表的規格を示したが、これは二重変換方式で、diversity 受信を行う場合のために、受信機を 2 つ以上同時に接続できるように、受信機の出力回路に diversity 受信機結合用端子を備えている⁽⁴¹⁾。

第 3.7 表 代表 FM 受信機の規格

	規 格
周波数範囲	700~1000 Mc/s
入力電源	120 VAC, 60~250 W
受信方式	2 台あるいはそれ以上の受信機を用いて、周波数又は、space diversity で FM 受信する
雑音指数	8 db 以下
スプリアス感度	-60 db
帯域巾	24 channel FM を受信する場合 1.5 Mc/s — -1.0 db, 5.0 Mc/s — -60 db
入力インピーダンス	600/135 Ohms. Video.
出力レベル	+6 dbm.

(v) Diversity 方式

diversity 方式としては (1) 空中線間隔によるもの (space diversity system) (2) 周波数によるもの (frequency diversity system) (3) 時間間隔によるもの (time diversity system) (4) 偏波によるもの (polarization diversity system) などがある⁽⁴⁸⁾。広い周波数間隔及び長い時間々隔を置いて受信した信号は、fading の相関のないのが特徴であるが、前者は多くの周波数スペクトラムが必要であり、又後者は技術的に困難であるなどの理由からあまり用いられない⁽⁴⁵⁾。空中線間隔によるもの (space diversity system) には、空中線切換合成方式 (antenna switching diversity system), 受信機切換合成方式 (Receiver switching diversity system), 信号結合合成方式 (signal combination diversity system) などがあり、最も多く用いられているので以下これらの方式について簡単に述べる⁽⁴⁵⁾⁽⁴⁸⁾。

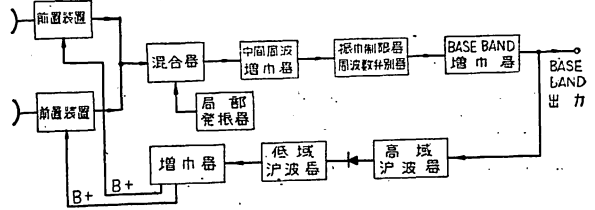
(a) 空中線切換合成方式

第 3.44 図にブロックダイアグラムを示した。この方

式は、間隔を置いた 2 つ以上の空中線と、1 台の受信機が前置装置で接続されている。信号の質の比較は基本波雑音によって行われている。(FM の場合は変調波帯は除かれる)。

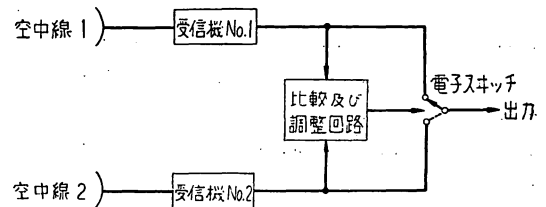
(b) 受信機切換合成方式

第 3.45 図にブロックダイアグラムを示した。



第 3.44 図 antenna switching diversity 方式の 1 例

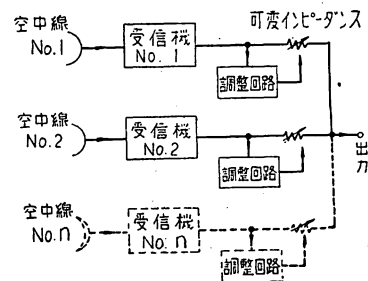
切換は中間周波増巾部以前か以後のいずれかで行う。信号の質の比較は空中線切換合成方式の場合と同様である。



第 3.45 図 receiver switching diversity 方式の 1 例

(c) 信号結合合成方式

第 3.46 図は代表的なブロックダイアグラムである。切換合成方式では質の悪い信号は全く利用されないが、この方式においては、受信された信号のすべてを適当に結合することによって良好な S/N 比を得ている⁽⁴⁵⁾⁽⁴⁸⁾。第 3.36 図にこの方式で得られている利得が、切換合成方式に比較して優れていることを、二重、三重合成方式について示した⁽⁴¹⁾⁽⁴⁵⁾⁽⁴⁸⁾。



第 3.46 図 signal combination diversity 方式の 1 例

3.5.3. 散乱回線設計の概要

散乱回線の設計について、その概要を述べる。

(i) 周波数の選択

運用周波数の選択は、長距離回線の設計に当り最も重要な要素である。散乱回線の伝はん損失は自由空間損失と、見透し外伝はん損失の2つに分けることができる。

SHF の 5000 Mc/s 以上の周波数については、雨による電磁波の散乱、水蒸気によるエネルギーの吸収などが起り損失が増大する。又、低い周波数帯については、空中線の高利得性（狭ビーム性）及び電離層伝はんによる影響を考慮して 100 Mc/s までが適当である⁽⁴¹⁾⁽⁴⁵⁾。

(ii) 設置場所

散乱伝はんを利用した回線の空中線の設置については、空中線前方の見透しが効くこと、樹木、建物などが障碍とならない場所を選定すべきことは勿論であるが、特に電氣的雑音源方向に空中線ビームが向かないようにすることが必要である。更に理想的には、そのビームと大地上の物体との間の第 1 フレネル帯にかからぬよう、25 波長乃至それ以上の高所に設置すべきである。space diversity を大円通路に対し直角の線上で行う場合は、25 波長又は 100 波長以上、又大円通路方向上で行う場合は、その 5 倍以上の間隔に空中線を配置すべきである⁽⁴⁵⁾。

(iii) 伝送損失の概算

VHF, UHF 及び SHF 領域について得られた散乱域の伝はん実験の結果、信号レベル 50% 値は 100 マイル (161 km) で自由空間値以下ほぼ 57 db であり、距離の増加に伴って、マイル (1.61 km) 当り 0.12 db の損失が加わることが明らかにされている更に、slow fading に対しては、8 db 乃至 16 db の許容値が必要で Rayleigh fading に対しては、2 個の space diversity を行う場合、更に約 3 db 乃至 8 db の許容値が必要である⁽⁴³⁾。ここには種々の散乱伝はん特性を考慮した median transmission loss の概算を、極めて簡単な図表によって得られるようにした⁽⁴⁵⁾。

(a) 基本伝送損失

散乱域における基本伝送損失 (basic transmission loss) は、自由空間損失 (free space loss) と散乱伝はん損失とを結合した損失と考えることができる。自由空間損失は次式で示される。

$$L_{fs} = 20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad (3.5.5)$$

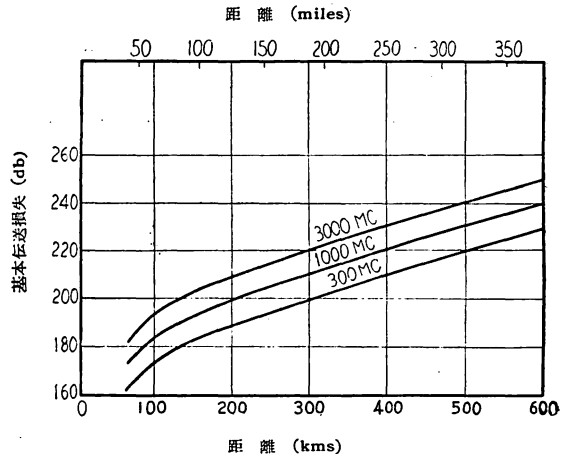
ここに、 L_{fs} = 自由空間損失

d = 伝はん距離

λ = 波長

散乱伝はん損失については Collins Radio 会社が、

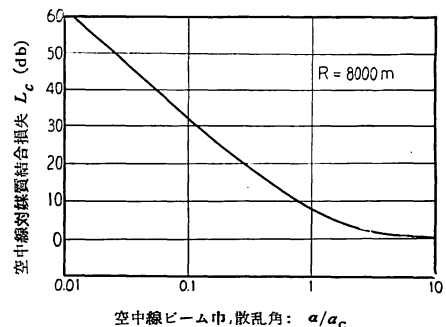
CRPL (100, 192.5, 1046 Mc/s 陸上)⁽⁴⁵⁾, BTL (300~4000 Mc/s 陸上)⁽⁴⁰⁾, E. C. S. Megaw (3000 Mc/s 海上)⁽⁹⁾ 及び Collins Radio 会社 (412 Mc/s 陸上)⁽⁹⁾ の行った実験結果からこの損失を求め、基本伝送損失を決定している⁽⁴³⁾。第 3.47 図にその結果を示した。なおこれらの実験においては比較的利得空中線が用いられたので、散乱域における空中線利得の縮少効果は無視されている。以下この基本伝送損失に基づいて median transmission loss を決定する。



第 3.47 図 距離及び周波数に対する基本伝送損失

(b) Antenna-to-medium coupling loss を考慮した median transmission loss.

高利得空中線を散乱域の回線に用いた場合、その利得は平面波利得を示さないが、この縮少を実験的に求めることは困難である。Booker と de Bettencourt は、この空中線—対—媒質結合損失: L_c を理論的に (3.5.2) 式で示した⁽⁴³⁾。第 3.48 図は送受信に同じ直径の空中線を用いたときの α/α_c に対する損失: L_c を、 $R=8000$ km として (3.5.2) 式より求めたものである。空中線—対—媒質結合損失を考慮した median transmission loss は第 3.49 図のノモグラフから求められる。又第 3.50 図は実際の空中線利得について median transmission



第 3.48 図 空中線ビーム中及び散乱角に対する空中線対媒質結合損失

lossを求めるためのノモグラフである。第3.50図の空中線ビーム巾及び利得を求めるノモグラフは、それぞれ次式より得たものである⁽⁴⁵⁾。

すなわち

$$\alpha = 70\lambda/D \quad (\text{degrees}) \quad (3.5.6)$$

$$G = 10 \log (36,000/\alpha^2) \quad (3.5.7)$$

ここに、 λ : 使用波長

D : 反射器の直径

α : 空中線ビーム巾

G : 空中線利得

(c) 最大許容伝送損失

外部雑音を無視した一般の場合、受信信号電力は次式で示される。

$$P_R = (S/N)(NF)(KTB) \quad (3.5.8)$$

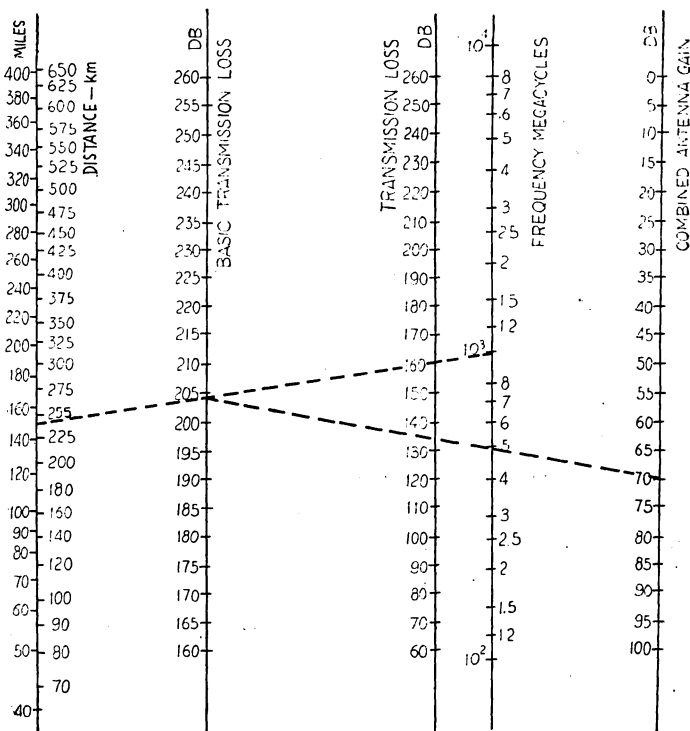
ここに、 S/N : 受信機の入力における信号対雑音電力比

NF : 受信機の雑音指数

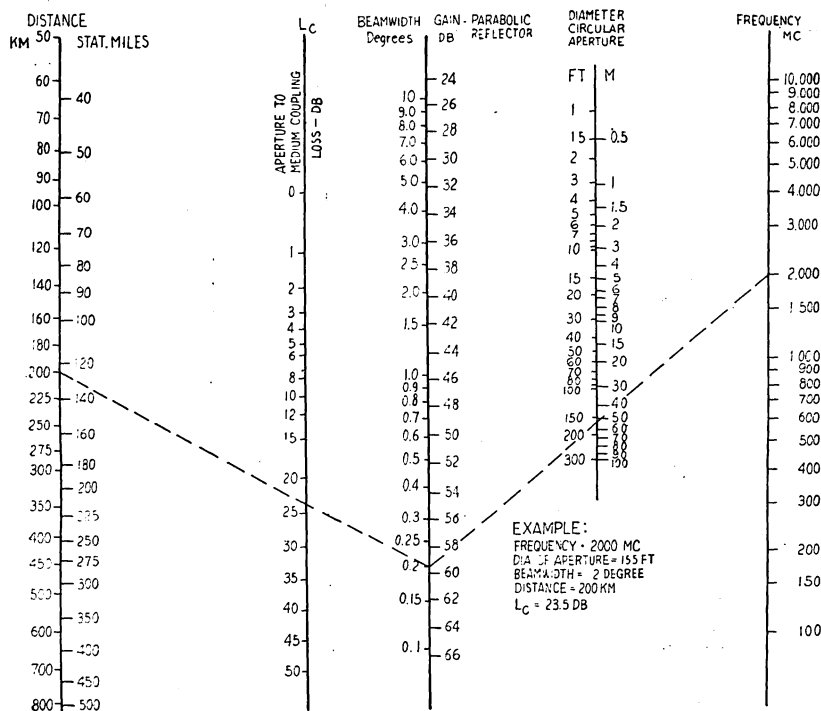
K : ボルツマン常数

T : 絶対温度

B : 受信機の間周波帯域巾



第 3.49 図 距離、周波数、及び空中線利得より伝ばん損失を求めるノモグラフ



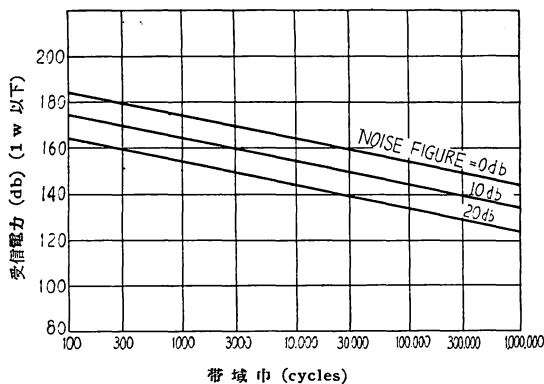
第 3.50 図 距離、周波数及び空中線直径より空中線対媒質結合損失を求めるノモグラフ

第 3.51 図は $S/N: 1$, $T: 288^\circ K$ とした場合 $NF: 0, 10, 20 \text{ db}$ に対する受信電力である。これら最大許容伝送損失 (50% 値): L_{max} は、次式又は第 3.52 図のノモグラフから求めることができる。

$$\begin{aligned} L_{max} &= 10 \log P_T / P_R \\ &= 10 \log P_T - 10 \log (S/N) \\ &\quad - 10 \log (NF) - 10 \log B + 204 \end{aligned} \quad (3.5.9)$$

(d) 最大許容帯域巾

前述したごとく、Booker と de Bettencourt は、媒質のもつ帯域巾を (3.5.3) 式で定義した⁽⁴³⁾。第 3.53 図から空中線ビーム巾; α 及び散乱角; α_c に対する $F(\alpha/\alpha_c)$ を求め、地球有効半径 $R = 8000 \text{ km}$ として作成した第 3.54 図のノモグラフから、媒質のもつ最大許容帯域巾を求めることができる⁽⁴³⁾。

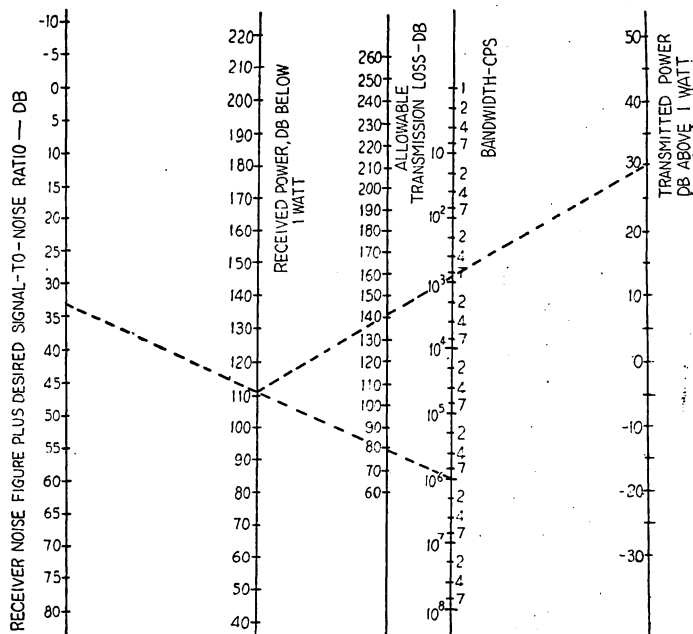


第 3.51 図 雑音指数及び帯域巾より受信機の雑音レベルを求める図表 (S/N 比=1 としたとき)

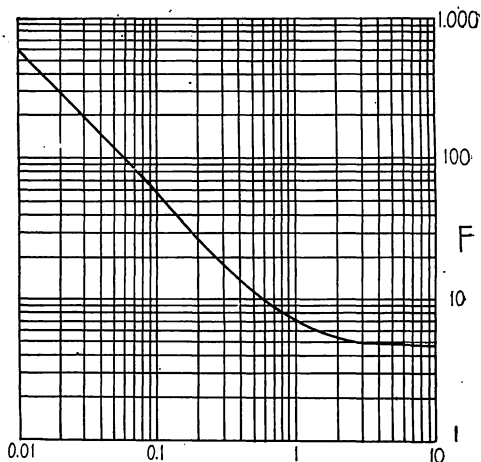
(iv) 回線の信頼度

散乱通信回線における信頼度も他の場合と同様に、機器及び伝はん路によって支配される。現在多くの場合、機器の信頼度を高めるために予備機が備えられ、共用又は自動的に切換え運用する方式がとられている。

第 3.55 図に並列予備機方式を用いた散乱回線用機の配置図を示した。SSB 多重方式に使用される機器の信頼度は、他のそれに較べて十分に高いので、通常予備機は用いられていない。電力増巾器の出力は、space diversity 送信用に分割された 2 つの空中線に供給される。受信端においては、間隔を置いて配置した 2 つの空中線と、diversity 結合器とを備えた space diversity



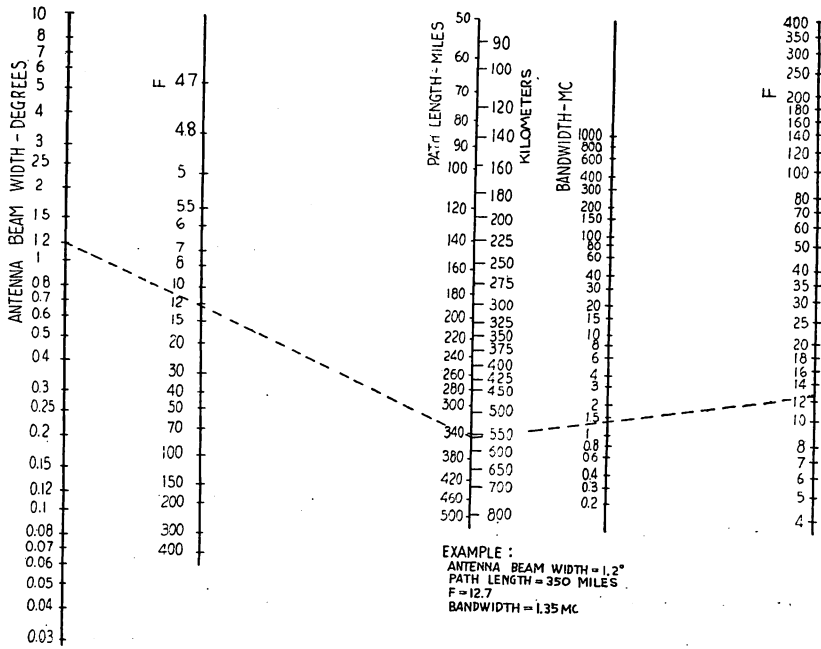
第 3.52 図 受信機雑音指数、信号対雑音比、帯域巾及び送信電力より最大許容伝はん損失を求めるノモグラフ



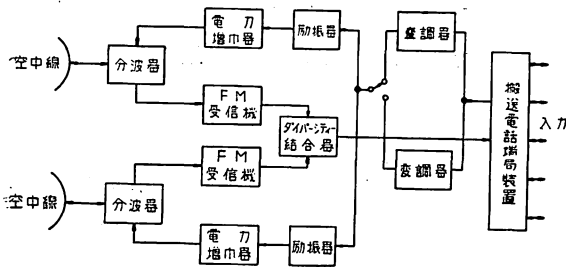
第 3.53 図 空中線ビーム巾: α 散乱角: α_c から $F(\alpha/\alpha_c)$ を求める図表

system で受信され、信号は結合されて出力へ送られる⁽⁴⁵⁾。

回線の信頼度は、通信方式の channel 容量と共に距離に関係する。すなわち信頼度を保持させ回線の距離を増加するとき、channel 容量を縮小する必要がある。第 3.56 図は周波数 800 Mc/s 、電力 1 kW の FM 波を、帯域巾 4 kc/s channel 間隔、雑音指数 8 db の受信機で受信したときの距離、channel 数及び信頼度の関係である⁽⁴¹⁾。



第 3.54 図 空中線ビーム巾、距離より最大許容帯域巾を求めるノモグラフ



第 3.55 図 UHF 散乱回線に用いられる無線端局系統図

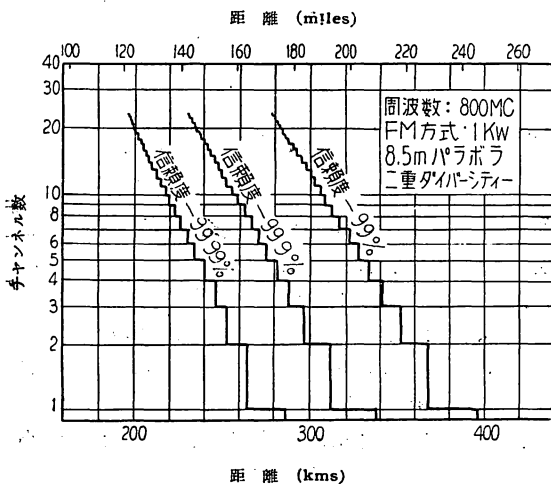
3.5.4. 散乱回線の実例

以上に述べたごとく VHF、UHF、SHF 帯の対流圏散乱波による遠距離広帯域通信は、理論的にも可能であることが実証された。

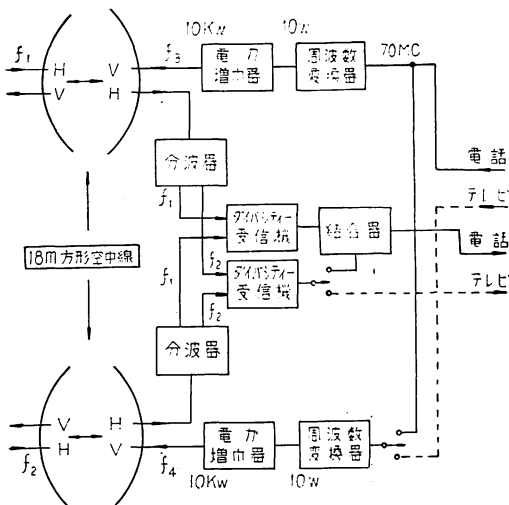
現在では以前から実用化試験の行われていた米国 Florida city と、Cuba の Guanabo 間 300 km (185 マイル) の対流圏散乱波による UHF 電話回線が、既設の海底電線による電話回線に追加されて、1957年 9 月にその業務を開始した⁽⁴²⁾。

この回線に用いられている機器のブロックダイアグラムを第 3.57 図に示した。周波数帯は 692 Mc/s~880 Mc/s; 出力 10 kW で、2 ルートのうち、1 つは電話 100 channel, 1 つは TV 1 channel に使用され、fading のはげしい時、あるいは電話の通話数の少ない時には、2 ルートに同一信号を伝送し、space diversity と frequency diversity とを併用している。

空中線は Bell 研究所が設計したもので、反射器は薄い鋼鉄で作られ一辺が 18.3 m の方形で、利得は 10,000 Mc/s で 60 db, 4000 Mc/s で 54.5 db が得られるといわれている。空中線の中心は大地 15 m で、給電は同軸ケーブルと電磁ホーンで行っている。



第 3.56 図 距離、チャンネル数及び信頼度の関係



第 3.57 図 フロリダキーューバ散乱回路の無線端局系統図

3.6. 遠距離伝ばんに対する散乱以外の機構

前節までかなり詳細に散乱伝ばんについて述べて来たが、対流圏の遠距離伝ばんについては、散乱以外の機構もいくつか提案されている。本節ではそれらについての概略を述べてみよう。

3.6.1. 内部反射理論

1949 年 H. Bremmer は不均一媒質中の平面波伝ばんの理論的研究を行い、不均一媒質中の波動方程式の解法として、しばしば用いられる W. K. B. (Wentzel-Kramers-Brillouin) 近似解に対して明確な物理的解釈を与えた。すなわち W.K.B. 近似解は、厳密な級数解の第 1 項に相当することを証明し、その他の項は媒質の内部に生ずる特別な波であることを示した⁽⁵⁵⁾。この考え方は最初 J. Feinstein によって 1951 年対流圏遠距離伝ばんの説明に用いられたが⁽⁵⁷⁾⁽⁵⁸⁾、その後今日までその考え方をしているのは、MIT の T. J. Carroll である⁽⁵⁹⁾⁽⁶⁰⁾⁽⁶¹⁾。すなわち Carroll は、我々が対流圏伝ばんにしばしば用いている標準大気内の回折理論（地球の等価半径を実際の地球の $4/3$ とした理論）は、Bremmer の理論から厳密な解の近似解にすぎず、それは屈折効果のみをとり出したものであり、遠距離になるとそれ以外の個々のものとしては弱いけれども、媒質の不均一性から生ずる内部反射波が寄与することによって、十分遠距離の電界を説明できると考えた。そしてその内部反射波は、物理的には乱れがあるなしにかかわらず、重力によって生ずる不均一媒質の coherent な散乱であると考えた。Carroll は最初屈折率の linear なモデルを考えたが、もし標準状態 ($39 M.U./km$) で屈折率が減少し

てゆくと考えると、このモデルでは非常に高所では真空中の値より小さくなってしまいう不合理を生ずるので、最近では bilinear モデル、すなわち地表面の屈折率の値を 1.000363 とすると 9.3 km で 1.000000 となり、それ以上では 1 であるような bilinear モデルを考えた⁽⁶²⁾。そして MIT の W. Furry によって詳しく解析された bilinear のダクトの理論⁽⁶³⁾を応用して、そのような模型の場合の固有値及び固有函数を求めた。

Z_0 の高さにおかれた送信点から水平距離 X 、高さ Z の地点における電磁界のヘルツベクトルは次のようになる。

$$\Psi = \frac{2\sqrt{\pi}}{L\sqrt{X}} \exp\left[-i\left(kLX + \frac{\pi}{4}\right)\right] \sum_m \exp(iA_m X) U_m(Z_0) U_m(Z) \quad (3.6.1)$$

ダクトの理論と同じように、高さ Z は $H \equiv (\lambda^2 a / 8\pi^2)^{1/2}$ 、距離 X は $L \equiv 2(\lambda a^2 / 8\pi)^{1/2}$ を単位として測られる。 a は地球の半径である。空中線利得函数 U_m は次の微分方程式の解として得られる。

$$\frac{d^2 U_m}{dZ^2} + (Y + A_m) U_m = 0 \quad (3.6.2)$$

Y は屈折率の分布函数で A_m は固有値である。

$$Y(Z) = Z + \left\{ \frac{a}{H} (n-1) \right\} \quad (3.6.3)$$

bilinear モデルを考えるからその転移点の高さを g で表わし、それ以下の屈折率分布を次のように置く。

$$n-1 = (g-Z)(1-s^3)H/a \quad (3.6.4)$$

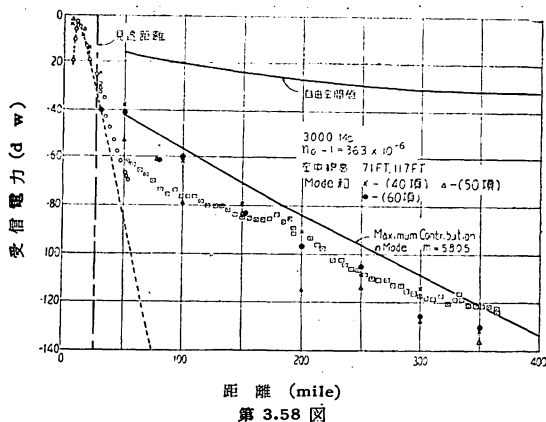
s^3 は標準状態に対する屈折率の傾斜を表わすパラメータである。 $Z < g$ に対して $Y(Z)$ を次のように置く。

$$\left. \begin{aligned} Y(Z) &= s^3(Z-g) + g \\ Y(0) &= g(1-s)^3 = (n_0-1)a/H \end{aligned} \right\} \quad (3.6.5)$$

$Z > g$ に対しては $n=1$ と考えるから

$$Y(Z) = Z \quad (3.6.6)$$

となる。これらの bilinear 分布を考え、地表面及び無限遠点での境界条件から固有値を求めるわけであるが、固有値は一般に複素数で表わされ、虚数部分は水平距離に対する減衰率を与え、実数部分は位相変化を与える。Carroll と Ring は mode number を計算して 50 Mc/s に対しては $m=92$ 、3000 Mc/s に対しては $m=5787$ の時に、固有値の虚数部分が最少値をとり、減衰が最も小さいことを見出し、この最小値近傍の mode number が遠距離の電界強度に寄与すると考えた。第 3.58 図は



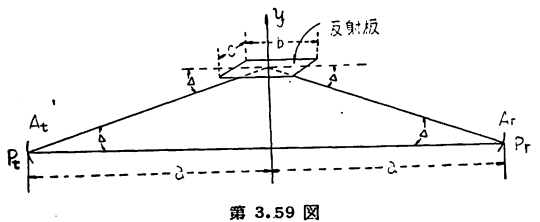
第 3.58 図

3.2 で述べた英国で行われた Megaw の実験結果に対して、上述の考え方から Carroll が計算した結果である。大体の距離特性は説明できるようなのである。

3.6.2. 反射層による理論

(i) 反射板理論⁽⁶⁴⁾

最近 H. T. Friis, A. B. Crawford 及び D. C. Hagg などの Bell Telephone Laboratory の研究者達は、遠距離伝播に対して次のような機構を考えた。大気中に多くの幾何学的な長さ b 及び c を持った反射層 (反射板) を考え (第 3.59 図参照)、板の回折理論から中位の大きさの層に対して受信電力の式として次の式を与えた。



第 3.59 図

$$P_r = P_t \frac{A_t A_r}{2\lambda^3 a^3} (b\Delta)^2 q^2 \quad (3.6.7)$$

(3.6.7) は $\sqrt{2a\lambda} < b < \frac{\sqrt{2a\lambda}}{\Delta}$ のときに適用される。層の反射であるから反射係数 q が導入されている。送、受信の輻射ビームによる共通の容積 V 内に、単位体積当たり N 個の受信電力に影響を与える層があると仮定すると、(3.6.7) は更に次のようになる。

$$P_r = P_t \frac{A_t A_r N b^2}{2\lambda^3 a^3} \int_V d^2 q^2 dV \quad (3.6.8)$$

次に de だけ異なる 2 つの媒質の平面境界の反射係数は、 $1 \gg d^2 \gg de$ の条件の時は $q = de/4d^2$ で与えられ、更に $de/4d^2 = -Kdy/4d^2$ (dy は反射層の微小厚み) の関係から、誘電率傾度 K の変化量に結びつけ、入射角 Δ 及び

送、受信空中線の有効面積を散乱容積の幾何学的関係から求めると、(3.6.8) は次のように変換される。

$$P_r = P_t \frac{M}{3} \frac{\lambda^3}{\alpha^3} \frac{1}{\theta^5 a^2} \frac{1}{2 + \frac{\alpha}{\theta}} f\left(\frac{\alpha}{\theta}\right) \quad (3.6.9)$$

$$M = 2000 b^2 K_1^2 N$$

K_1 は反射点における屈折率傾度の変化量を表わす。これらの理論から散乱角特性及び周波数特性を求めるとそれぞれ次のようになる。

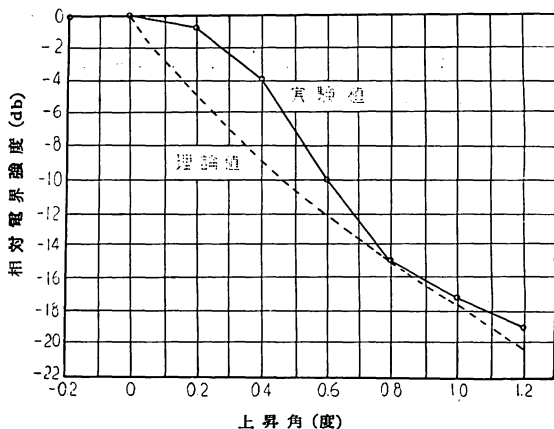
$$\frac{P_{r1}}{P_{r2}} \propto \left(\frac{\theta_2}{\theta_1}\right)^5 \quad (3.6.10)$$

$$\frac{P_{r1}}{P_{r2}} \propto \left(\frac{f_2}{f_1}\right)^3 \quad (3.6.11)$$

又季節変化を説明するために、地球の等価半径 R_e を $\theta = a/R_e$ で置換すると、夏と冬との受信電力の比は R_e と屈折率傾度の変化量 K_1 で次のように表わされる。

$$\frac{P_r(\text{夏})}{P_r(\text{冬})} \approx \left(\frac{K_{1s}}{K_{1w}}\right)^2 \left(\frac{R_{es}}{R_{ew}}\right)^6 \quad (3.6.12)$$

ただし K_{1s} , K_{1w} は屈折率傾度変化量の夏及び冬の値、 R_{es} , R_{ew} は地球の等価半径の夏及び冬の値である。例として $K_{1s} = 2K_{1w}$ 及び $R_{es} = 1.2R_{ew}$ とすると、 $P_{rs}/P_{rw} = 11.9 \text{ db}$ となり実測とほとんど一致する。又アンテナの方向による受信電力の変動も、この理論から考察することができる。第 3.60 図は MIT で行われた Crawford Hill と Round Hill との間の伝播通路での実験値との比較を示したものである。



第 3.60 図 受信信号と上昇角との関係

(ii) 球体による反射理論⁽⁶⁵⁾

高橋は対流圏、成層圏及び電離層散乱を屈折率の変動に基づく部分反射として説明した。屈折率の分布として周囲と Δn だけ異なる球体を考えると、 Δn が小さいと

きはその反射係数はそれぞれ次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} R_h(\theta) &= \left\{ \frac{\Delta n}{2 \sin^2 \frac{\theta}{2}} \right\}^2 \\ R_v(\theta) &= \left\{ \frac{\Delta n \cos \frac{\theta}{2}}{2 \sin^2 \frac{\theta}{2}} \right\}^2 \end{aligned} \right\} \quad (3.6.13)$$

次にその球体の一部によって反射される反射係数と、散乱角 θ で単位立体角あたりに散乱される確率を求め、散乱断面積を次のように求めた。

$$\sigma(\theta) = \frac{\pi}{k^2 r} G(\theta) \quad (3.6.14)$$

ただし $G(\theta)$ は入射波が角 θ で単位立体角あたりに散乱される割合で、水平及び垂直偏波に対してそれぞれ次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} G_h(\theta) &= \frac{\Delta n^2}{8\pi \sin^4 \frac{\theta}{2}} \\ G_v(\theta) &= \frac{\Delta n^2 \cos^2 \frac{\theta}{2}}{8\pi \sin^4 \frac{\theta}{2}} \end{aligned} \right\} \quad (3.6.15)$$

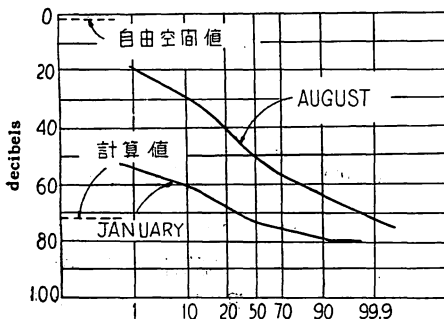
(3.6.15) を (3.6.14) に代入し、更に $\Delta n = \left(\frac{dn}{dr} \right)_f \cdot r$ と置くと散乱断面積は

$$\left. \begin{aligned} \sigma_h(\theta) &= \frac{4 \left(\frac{dn}{dr} \right)_f^2}{k^3 f M_c \sin^4 \frac{\theta}{2}} \\ \sigma_v(\theta) &= \frac{4 \left(\frac{dn}{dr} \right)_f^2 \cos^2 \frac{\theta}{2}}{k^3 f M_c \sin^4 \frac{\theta}{2}} \end{aligned} \right\} \quad (3.6.16)$$

となる。対流圏の場合更に散乱有効容積の幾何学的関係を導入すると、有効散乱容積に入射する電力に対する散乱電力は次のようになる。

$$\left(\frac{P_s}{P_i} \right)_h = \frac{32d \delta \Omega \left(\frac{dn}{dr} \right)_f^2}{3k^3 f M_c \theta_1} \left\{ \frac{1}{\theta_0^3} - \frac{1}{\theta_1^3} \right\} \quad (3.6.17)$$

k はある常数で、 θ_0 及び θ_1 はビーム巾で定められる散



第 3.61 図

乱角である。米国の東海岸で行われた実験結果と理論値との比較を第 3.61 図に示してある。

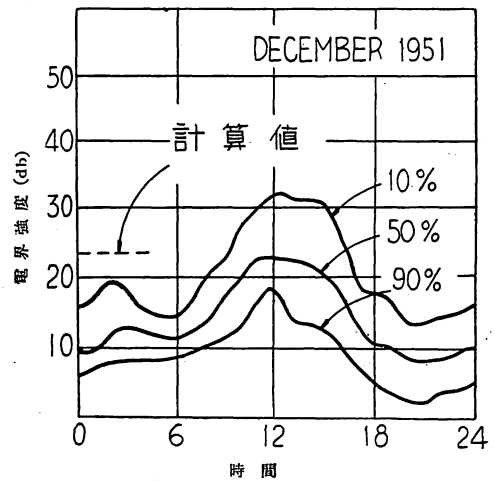
電離層に対しては

$$\left(\frac{dn}{dr} \right)_f^2 = \left\{ \frac{4 \left(\frac{dN}{dr} \right)_f}{nf^2 M_c} \times 10^{-11} \right\}^2$$

として同じく散乱容積の幾何学的関係を導入して

$$\left(\frac{P_s}{P_i} \right)_h = \frac{6.46 \left(\frac{dN}{dr} \right)_f^2 \delta \Omega}{k^3 n^2 f^5 M_c \sin^4 \frac{\theta}{2}} \times 10^{-21} \quad (3.6.18)$$

を求め、Bailey の実験結果と比較したのが第 3.62 図である。 b は散乱層の厚みである。



第 3.62 図

以上の (i) 及び (ii) の考え方は、反射という立場から出発しているけれども、むしろ散乱に近い考え方である。

これに対して大気中にはしばしば屈折率の不連続層が観測されるという事実から、F. H. Northover のようにそのような屈折率の不連続層の模型を考へて、厳密に波動方程式を解いてそれからの反射波が遠距離の特に VHF 帯の電界強度に寄与するという複雑な理論もある⁽⁹³⁾⁽⁹⁷⁾⁽⁹⁸⁾。又そのような不連続層を turbulent elevated layer として散乱理論から取扱っている Gordon の理論もある⁽⁶⁹⁾。

3.6.3. 多重散乱による理論⁽⁷⁰⁾

最近榎本は送、受信空中線によって含まれる体積以外の大気からも散乱をうけるとして、幾何光学的取扱いによって出て来た結果を見方をかえて多重散乱によるものと考え、乱れを均一等方性と仮定して、統計的性質を用い散乱伝ばんを説明した。この理論は Booker-Gordon の散乱理論のように、入射波が散乱容積内の微小容積に作用して、それが双極子として再輻射するという所謂散乱

理論とは少し異り、むしろ多重屈折に近い考え方のようである。

電波が電波通路 dx の間に垂直面内で β より $\beta+d\beta$ の角変に変化して進むと考え、 β が極めて小さいとすれば距離 D を伝はんするとき、伝はん方向に垂直に ΔZ 変化するものとして、その自乗平均値をとり次式のように表わした。

$$\overline{\Delta Z^2} = \int_0^D \int_0^D \int_0^\pi \int_0^\pi \frac{\partial \Delta n(u)}{\partial Z} \cdot \frac{\partial \Delta n(v)}{\partial Z} du dv dx dy \quad (3.6.19)$$

屈折率変化量の相関関数 R_n' を導入すると、(3.6.19) は更に次のようになる。

$$\begin{aligned} \overline{\Delta Z^2} &= \frac{4}{3} D^3 \int_0^\infty R_n'(\sigma) d\sigma \\ &= \frac{4}{3} D^3 \left(\frac{\partial \Delta n}{\partial Z} \right)^2 L_n'' \end{aligned} \quad (3.6.20)$$

ここに L_n'' は $\frac{\partial \Delta n}{\partial Z}$ の水平面内のスケールである。

次に一般流のある場合を考え、一般流が水平面内にあり伝はん方向と垂直の場合は、屈折率変化の相関と風速変動の相関との間には

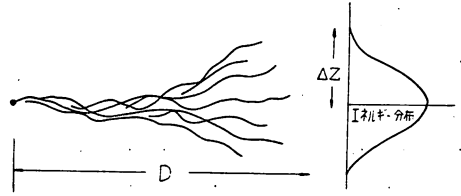
$$\int_0^\infty R_n'(x) dx = -\overline{\Delta n^2} \int_0^\infty \left\{ 2f_0'' + f_0'' v y^2 \left(\frac{1}{2!} + \frac{1}{3!} \right) + \dots \right\} \quad (3.6.21)$$

の関係があり、又一般流が同じく水平面内にある伝はん方向と同じ方向の場合には

$$\int_0^\infty R_n'(x) dx = -\overline{\Delta n^2} \int_0^\infty \left\{ 2f_0'' + f_0'' v x^2 \frac{2}{2!} + \dots \right\} \quad (3.6.22)$$

の関係があることが示された。上の 2 式を比較すると、 f_0'' の係数は全く同じで、 $f_0'' v$ の係数が $\frac{1}{6}$ だけ異り、それより高次の項の差は更に小さくなって、遂にはほとんど同一となる故、 $\int_0^\infty R_n'(x) dx$ の値は一般流の方向と伝はん方向との関係にはほとんど関係しないことが分る。したがって ΔZ に及ぼす一般流の方向の影響はほとんどない。以上のように大気の流れによって距離 D だけ伝はんする間に、垂直方向に ΔZ だけ偏移するが、乱れのスケールは伝はん距離に比べて極めて小であるから、僅かに異った方向に進んだ成分は他の成分とは全く無関係の ΔZ の値をとることができる。すなわち電波は分散して進むことになる。

これを模型的に書くと第 3.63 図のように、ある方向に出た電波は伝はん途中にある大気の流れによって多重散乱をうけ、 $\overline{\Delta Z^2}$ が D^3 に比例するような散乱の仕方であるようなエネルギー分布をすると仮定する。そしてそのエネルギー分布は次の式で示されるような正規分布になるべきであると考えた。



第 3.63 図

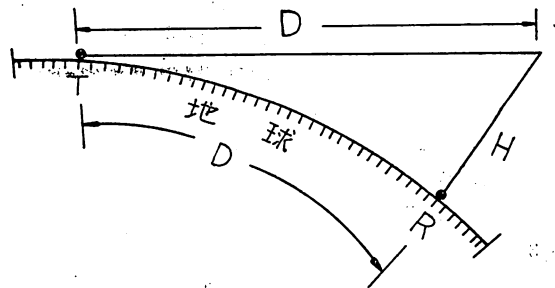
$$P(\Delta Z > H) = \int_H^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi Z^2}} e^{-\frac{x^2}{2Z^2}} dx = \phi\left(\frac{H}{\sqrt{\Delta Z^2}}\right) \quad (3.6.23)$$

上述のよに ΔZ におけるエネルギー分布が計算されると、第 3.64 図のような送、受信点間における伝はん損失は、無指向性空中線より電波を発射するとき、距離 D を伝はんして $\Delta Z = -(H+h)$ (ここに $H = D^2/2 \times$ 有効伝率半径) に到達する成分は、送信点で h/D だけ上方に向けて発射したとき、丁度受信点に到達する故、 ΔZ が $-H$ より小である成分は受信点に到達し得るが、 ΔZ が $-H$ より大なる成分は見透線より下方に発射された成分となるから、これは全く受信点に到達することができない。したがって $P(\Delta Z < -H)$ が散乱損失 L_s を与えると考えて差支えなく、次式のように表わされる。

$$L_s = \phi\left(\sqrt{\frac{16}{3} \left(\frac{\partial \Delta n}{\partial Z}\right)^2 L_n'' a_e^2}\right) \quad (3.6.24)$$

a_e は地球の有効半径である。

次に乱れのエネルギースペクトル $E(k)$ を考え、G. K. Batchelor が求めた風速の相関関数 f とエネルギースペクトルとの関係式より、(3.6.21) 及び (3.6.22) の中に含まれている相関関数の二次微分 f_0'' を最小乱子波数 $k_0 = \left(\frac{3r^2 \epsilon}{8\nu^2}\right)^{\frac{1}{3}}$ (ν : 粘性係数, r : C_p/C_v , ϵ : エネルギーの消費率) を含め、 E 領域内のエネルギースペクトルで表わすと、(3.6.24) 及び (3.6.20) から伝はん損失を求めることができる。



第 3.64 図

この理論は近代乱流論から導かれる等方性乱流場のスペクトル解析を用いた散乱理論であるが、その散乱の意味が前にも述べたように、普通用いられている散乱とは多少異なるように思われるので、本節で紹介することにしたわけである。

以上は大気中に何らかの原因を持つ伝ばん機構について述べたわけであるが、この他にも大地の不規則性回折及び地表波によって遠距離の伝ばん機構を説明しようという考えもある。

あ と が き

以上3章にわたって散乱理論、電離層散乱及び対流圏散乱について、現在までの研究状況の概観についてやや詳しく紹介した。散乱伝ばんはその歴史もまだ浅く、伝ばん機構その他について未知の点も数多く残されているけれども、電離層散乱は短波通信の欠点を補うような通信に今後実用化されるであろうし、又対流圏散乱は超短波又はマイクロ波の遠距離通信に対して実用化される日も近い将来のことであろうと考えられる。よりよき実用化のためにはその前に未解決であるような点については更に十分検討がなされなければならない。殊に対流圏散乱については我国のように四方海に囲まれ、又山岳の多い地勢の所では、山岳の回折による伝ばんモードと散乱モードが重畳しているであろうし、又気象的な条件を十分研究する必要がある。筆者達の不勉強のため完全なものになり得なかったけれども、この調査報告が今後の散乱波伝ばん研究に何らかの参考になれば幸である。

この調査報告は昨年の始めに調査係で企画し、その間3回にわたって散乱波伝ばん研究談話会を開催し、種々と熱心に御討議していただいた甘利所長、上田、河野、青野の各次長、藤木前企画課長及び上杉前企画課付の諸氏に、又種々と貴重な参考資料をかしていただいた平井第二電波課長に擱筆するにあたり厚く感謝する次第である。

第3章 参 考 文 献

- (1) Wickizer, G.S. and Braaten, A.M., "Propagation Studies at 45.1, 474 and 2,800 Mc," Proc. I. R. E., 35, P. 670 (1947).
- (2) McPetrie, J. S., Starnecki, B., Jarkowski, H. and Sicinski, L., "Over Sea Propagation on Wavelengths of 3 and 9 Cms," Proc. I. R.E., 37, P. 247 (1949).
- (3) Katzin, M., "3-and-9 Centimeter Propagation in Low Ocean Ducts," Proc. I. R. E., 35, P. 891 (1947).
- (4) Pickard, G. N. and Stetson, H. T., "Tropospheric Reception at 42.8 Mc and Meteorological Conditions," Proc. I. R. E., 35, P. 1445 (1947).
- (5) Day, J.P. and Trolese, L.G., "Propagation of Radio Waves Over Desert Terrain," Proc. I.R.E., 38, P. 165 (1950).
- (6) Megaw, E. C. S., "The Scattering of Short Radio Waves by Tropospheric Turbulence," Nature, 166, P. 1100 (1950). 又は "Waves and Fluctuation," Proc. I.E.E., Part III, P. 1 (1953).
- (7) Straiton, A.W., Metcalf, D.F. and Tolbert, C. W., "A Study of Tropospheric Scattering of Radio Waves," Proc. I. R. E., 39, P. 643 (1951).
- (8) Trolese, L. G., "Characteristics of Tropospheric Scattered Fields," Proc. I. R. E., 43, P. 1300 (1955).
- (9) Garks, L.H., "Propagation at 412 Mc from a Highpowered Transmitter," Proc. I.R.E., 39, P. 1374 (1951).
- (10) Bullington, K., "Radio Transmission Beyond the Horizon in the 40 to 4,000 Mc Band," Proc. I.R.E., 41, P. 132 (1953).
- (11) Jane, H. B., "An Analysis of Within-the-Hour Fading in 100-to-1,000 Mc Transmission," J. Res. N.B.S., 54, P. 231 (1955).
- (12) Chisholm, J.H., Portmann, P.A., de Betten-court, J.T. and Roche, J.F., "Investigation of Angular Scattering and Multipath Properties of Tropospheric Propagation of Short Radio Waves Beyond the Horizon," Proc. I.R.E., 43, P. 1317 (1955).
- (13) Hay, D. R. and Langille, R. C., "VHF and UHF Signals in Central Canada," Proc. I. R. E., 43, P. 1136 (1955).
- (14) Ames, L.A., Newman, P. and Rogers, T.F., "VHF Tropospheric Overwater Measurements Far Beyond the Radio Horizon," Proc. I.R.E., 43, P. 1369 (1955).
- (15) Tidd, W.H., "Demonstration of Bandwidth Capabilities of Beyond-Horizon Tropospheric Radio Propagation," Proc. I. R. E., 43, P. 1297 (1955).
- (16) Bullington, K., "Results of Propagation

- Tests at 505 Mc and 4,090 Mc on Beyond-Horizon Paths," *Proc. I. R. E.*, **43**, P. 1306 (1955).
- (17) 尾上, 平井, 丹羽, "東京一大阪間超短波伝ぱん実験," 電気通信学会電波伝播専門委員会にて発表, Dec. (1957).
- (18) Barsis, A.P., "Long-Distance Tropospheric Propagation Data Over Cheyenne Mountain Paths," N.B.S. Report, No. 5072, (1957).
- (19) Barsis, A.P., Herbstreit, J.W. and Hornberg, K. O., "Cheyenne Mountain Tropospheric Propagation Experiments," N.B.S., Circular, 554, (1955).
- (20) Jane, H. B. and Well, P. I., "Some Tropospheric Scatter Propagation Measurements Near the Radio Horizon," *Proc. I. R. E.*, **43**, P. 1336 (1955).
- (21) Norton, K. A., Rice, P. L., Jane, H. B. and Barsis, A.P., "The Rate of Fading in Propagation through a Turbulent Atmosphere," *Proc. I. R. E.*, **43**, P. 1341 (1955).
- (22) Barsis, A.P., "Some Aspects of Tropospheric Radio Wave Propagation," *Trans. I. R. E.*, On Broadcast Transmission System, PGBTS—6, P. 1 (1956).
- (23) "Survey of Central Radio Propagation Laboratory Research in Tropospheric Propagation," N.B.S. Report, 3520, (1955).
- (24) Megaw, E. C. S., "Long Range Propagation of Short Radio Waves by Atmospheric Scattering," Paper No. 268 at the URSI General Assembly at Zurich, Switzerland, (1950).
- (25) Saxton, J. A., "Long-Distance Propagation in Relation to Television in the United Kingdom," *Proc. I. E. E.*, **99**, Part III A, P. 294 (1952).
- (26) Norton, K.A., Rice, P.L. and Vogler, L.E., "The Use of Angular Distance in Estimating Transmission Loss and Fading Range for Propagation through a Turbulent Atmosphere Over Irregular Terrain," *Proc. I. R. E.*, **43**, P. 1488 (1955).
- (27) Norton, K.A., "Transmission Loss in Radio Propagation," *Proc. I. R. E.*, **41**, P. 146 (1953).
- (28) Norton, K.A., "Transmission Loss of Space Waves Propagated Over Irregular Terrain," *Trans. I. R. E.*, AP—3, P. 152 (1952).
- (29) Booker, H.G. and Gordon, W.E., "A Theory of Radio Scattering in the Troposphere," *Proc. I. R. E.*, **38**, P. 401 (1950).
- (30) "Atlas of Radio Wave Propagation Curves for Frequencies Between 30 & 10,000 Mc/s," Chapter 5, "Diagrams for the Field Strength of Ultra Short Waves in the Scattering Region," The Radio Research Laboratories, Jan. (1957).
- (31) Villars, F. and Weisskopf, V. F., "On the Scattering of Radio Waves by Turbulent Fluctuations of the Atmosphere," *Proc. I. R. E.*, **43**, P. 1232 (1955).
- (32) Norton, K.A., "Point-to-Point Relaying Via the Scatter Mode of Tropospheric Propagation," N.B.S. Report, 3562 (1955).
- (33) Rice, P. L., Daniel, F. T. and Vogler, L. E., "Tropospheric Forward Scatter," N. B. S. Report, 3579 (1956).
- (34) Staras, H., "Forward Scattering of Radio Waves by Anisotropic Turbulence," *Proc. I. R. E.*, **43**, P. 1374 (1955).
- (35) Davidson, D. and Pote, A. J., "Designing Over-Horizon Communication Links," *Electronics*, **28**, P. 126 (1955).
- (36) Norton, K. A., Vogler, L. E., Mansfield, W. V. and Bhört. P. J., "The Probability Distribution of the Amplitude of a Constant Vector Plus a Rayleigh-Distributed Vector," *Proc. I. R. E.*, **43**, P. 1354 (1955).
- (37) Bean, B.R. and Meaney, F.M., "Some Applications of the Monthly Median Refractivity Gradient in Tropospheric Propagation," *Proc. I. R. E.*, **43**, P. 1419 (1955).
- (38) Bean, B. R., "Some Meteorological Effects on Scattered VHF Radio Waves," *Trans. I. R. E.*, P. G. C. S., or N. B. S. Report, 3561 (1955).
- (39) Herbstreit, J.W. and Thompson, M.C., "Measurements of the Phase of Radio Waves Received Over Transmission Paths with Electrical Lengths Varying as a Results of Atmospheric Turbulence," *Proc. I. R. E.*, **43**, P. 1391 (1955).

- (40) Muchmore, R.B. and Wheelon, A.D., "Line-of-Sight Propagation Phenomena I and II," Proc. I.R.E., P. 1437 (1955).
- (41) "Transhorizon Communication Issue," Colines Signal, (1956).
- (42) Bell Laboratories "Records" XXXV, No. 10 (1957).
- (43) Booker, H. G. and de Bettencourt, J. T., "Theory of Radio Transmission by Tropospheric Scattering Using Very Narrow Beams," Proc. I.R.E., 43, P. 281 (1955).
- (44) Bullington, K., "Characteristics of Beyond-the-Horizon Radio Transmission," Proc. I. R.E., 43, P. 1175 (1955).
- (45) Mellen, G. L., Merrow, W. E., Pote, A. J., Radford, W. E. and Wiesner, J. B., "UHF Long-Range Communication Systems," Proc. I.R.E., 43, P. 1269 (1955).
- (46) Gerks, I.H., "Factors Affecting Spacing of Radio Terminals in a UHF Link," Proc. I.R.E., 43, P. 1290 (1955).
- (47) Chisholm, J.H., "Experimental Investigation of the Angular Scattering and Communications Capacity of Tropospheric Propagation Well Beyond the Horizon," M.I.T. Lincoln Laboratory.
- (48) Mack, C. L., "Diversity Reception in UHF Long-Range Communications," Proc. I.R.E., 43, P. 1281 (1955).
- (49) Crawford, A.B. and Jakes, W.C., "Selective Fading of Microwaves," Bell, Sys. Tech. Jour, 31, P. 68 (1952).
- (50) Kaylor, R.L., "A Statistical Study of Selective Fading of Super High Frequency Radio Signals," Bell. Sys. Tech. Jour., 32, P. 1187 (1953).
- (51) Kahn, L.R., "Radio Squarer," Proc. I.R.E., 42, P. 1704 (1954).
- (52) Black, H.S., "Modulation Theory," D. Van Nostrand Co., New York, P. 68 (1953).
- (53) Koros, L. L., "High-Power UHF-TV Uses Grid-Control Tube," Electronics, 28, P. 130 (1955).
- (54) Preist, D.H., Murdock, C.E. and Waerner, J.J., "High-Power Klystrons at UHF," Proc. I.R.E., 41, P. 20 (1953).
- (55) Barsis, A. P., Bean, B.R., Herbstreit, J.W., Hornberg, K.O. and Norton, K.A., "Propagation of Radio Waves Over Land at 1,046 Mc," N.B.S. Report, 2494. (1953).
- (56) Bremmer, H., "The Propagation of Electromagnetic Waves through a Stratified Medium and Its W. K. B. Application for Oblique Incidence," Physica, 15, P. 593 (1949).
- (57) Feinstein, J., "Partial Reflection in Tropospheric Propagation," Trans. I. R. E., AP. Aug. (1952).
- (58) Feinstein, J., "The Role of Partial Reflections in Tropospheric Propagation Beyond the Horizon," Trans. I.R.E., AP. Mar. (1952).
- (59) Carroll, T. J., "Internal Reflection in the Troposphere and Propagation Beyond the Horizon," Trans. I.R.E., AP. Mar. (1952).
- (60) Carroll, T. J., "Tropospheric Propagation Well Beyond the Horizon," Trans. I. R. E., AP. Aug. (1952).
- (61) Carroll, T. J., "Normal Tropospheric Propagation Deep into the Earth's Shadow," Trans. I.R.E., A.P. Aug. (1952).
- (62) Carroll, T.J. and Ring, R.M., "Propagation of Short Waves in a Normally Stratified Troposphere," Proc. I.R.E. 43, P. 1384 (1955).
- (63) Furry, W., "Propagation of Short Radio Waves, The Bilinear Modified-Index Profile," Radiation Laboratory Series, 13, P. 140 (1951).
- (64) Friis, H.T., Crawford, A.B. and Hagg, D.C., "A Reflection Theory for Propagation Beyond the Horizon," Bell. Sys. Tech. Jour., 36, P. 627 (1957).
- (65) Takahashi, K., "On the Scattering of Radio Waves in the Troposphere, Stratosphere and Ionosphere," J. Radio Res. Lab., 4, P. 333 (1957).
- (66) Northover, F.H., "The Anomalous Propagation of the Longer VHF Waves," J. Atm. Terrs. Phys., 2, P. 106 (1952).
- (67) Northover, F. H., "Long Distance VHF Field, 1. Partial Reflection from a Standard Atmosphere," Canadian, J. Phys., 33, P. 241 (1955).
- (68) Northover, F. H., "Long Distance VHF Fields, 2. Refractivity Profiles Containing Sharp Layers.
3. The Case of Two Elevated Layers," Canadian J. Phys., 33, P. 361 (1955).
- (69) Gordon, W.E., "Radio Scattering in the Troposphere," Proc. I.R.E., 43, P. 23 (1955).
- (70) 榎本., "散乱伝ばんの一解釈," 第 39 回電波気象談話会にて発表。

第 3.1 表 対流圏散乱

	実験目的及び測定項目	測 定 期 間	測 定 場 所	距 離	周 波 数
1	見透し内, 及び見透し外における, 45.1, 474, 2800 Mc/s の対流圏伝ぱん実験 ○見透し内における場合 ○見透し外における場合 ○気象との関係	1943. 2. ~ 1944. 2.	Empire State Building, New York City. →Hauppauge. →Riverhead	68 km (42.5 mile) 113 km (70.1 mile)	{ 45.1 Mc/s 474 Mc/s 2800 Mc/s 45.1 Mc/s 474 Mc/s 2800 Mc/s
2	3 cm, 9 cm 波の海上伝ぱん ○point-to-point 測定 ○測定結果と気象との関係	1943. ~ 1946	イギリス西海岸	55.7 mile 57.0 " 57.9 " 59.2 " 194.0 " 194.6 " 195.5 " 196.3 "	{ 3 cm 9.2 cm (3.45 cm)
3	海面附近のダクトによる, 3 cm, 9 cm 波の伝ぱん ○距離特性 ○height gain 他。	1945. 2. ~ 1945. 4.	イギリス西海岸	18.5 km (10 海里) 130 km, 335 km (70), (190)	{ 3.2 cm 9.1 cm 3.2 cm
4	42.8 Mc/s の対流圏伝ぱん ○季節変化 ○電波回折と電界強度 ○気象の変化と電界変動	1945. 2 ~ 1946. 6.	Alpine, New Jersey W2XMN (FM) 局 →Needham, Massachu- setts.	260 km (167 mile)	42.8 Mc/s
5	VHF, UHF, SHF 伝ぱん ○電界強度の日変化 ○height gain ○回折と干渉効果	1946	Gila Band, Arizona. →Sentinal, Arizona. →Dateland, Arizona.	43 km (26.7 mile) 75 km (46.3 mile)	25Mc/s, 1000Mc/s 63 ", 3300 " 170 ", 24,000 " 520 ",

送信電力	空中線				備考	文献
	送信	送信高 (m)	受信	受信高 (m)		
750 W	半波長ダブレット		半波長ダブレット	地上高 25 m 海面高 85 m	RCA 研究所 (45.1 Mc/s) 水平偏波 (474 Mc/s) 2800 Mc/s 垂直偏波	(1)
17.6 W~4.1 W	21 cm ² ホーン		38 cm ² パラボラ	地上高 30.5 m 海面高 91 m		
4.2 W~0.7 W	5.1 cm ² ホーン		17 cm ² ホーン	地上高 28 m 海面高 88 m		
750 W	半波長ダブレット		半波長ダブレット	地上高 41 m 海面高 47 m		
17.6 W~4.1 W	21 cm ² ホーン		38 cm ² パラボラ	地上高 38 m 海面高 44 m		
4.2 W~0.7 W	5.1 cm ² ホーン		17 cm ² ホーン	地上高 21 m 海面高 27 m		
0.075 W	パラボラ	海面高 28 m~165 m	パラボラ	海面高 28 m~250 m		(2)
0.3 W	パラボラ	海面高 28 m~165 m	パラボラ	海面高 28 m~250 m		
	八 木		八 木			
パルス peak power 31 kW " 42 kW	46 cm パラボラ 91 cm パラボラ 1.2 m パラボラ	海面高 4.9 m 14 m "	1.2 m パラボラ 1.2 m パラボラ	地上高 { 1.8 m, 4.3 m 7.3 m, 16.5 m 29 m 地上高 { 4.3 m, 7.3 m 16.5 m, 29 m		(3)
50 kW			半波長ダイポール	地上高 15 m		(4)
		地上高 0 m~60 m		地上高 0 m~60 m	(水平, 垂直両偏波)	(5)

	実験目的及び測定項目	測定期間	測定場所	距離	周波数
6	対流圏の乱れによる電波の散乱 ○距離特性	1949 夏	North Sea	590 km (320 海里)	3000 Mc/s
7	対流圏散乱伝ぱんの研究 ○遠距離における空中線指向性の効果 (FM 波) ○偏波による効果 ○空中線ビーム角による信号変動	1949 ~ 1950	Dallas, Houston, and San Antonio, Texas. (FM 局) →Austin Belton, Texas. (FM 局) →Austin	118 km (73 mile) 235 km (146 mile) 293 km (182 mile) 145 km (90 mile)	97.9 Mc/s 102.9 Mc/s 101.5 Mc/s 100 Mc/s
8	対流圏散乱電界の特徴 ○height gain の測定 ○空中線ビーム巾の変化に対する受信電力の変化 ○周波数特性 ○fluctuation の特徴	1950.3.	Arizona	74.5 km (46.3 mile)	1250 Mc/s 3230 Mc/s 9400 Mc/s
9	高出力送信機を用いた 412 Mc/s 伝ぱん試験 ○point-to-point 測定 ○移動測定 (距離特性) ○航空機による移動測定	1948.6,7,8. 1949.10,11. 1949.11. ~1950.3. 1950.4,5.	Cedar Rapids Air-Port →Waukon, Iowa. →Waukon, Iowa. →Mitchellville, Iowa. (WHO). →Quincy, Illinois.	158 km (98 mile) 148 km (86 mile) 215 km (134 mile)	412 Mc/s
10	40 Mc/s—4000 Mc/s 帯の見透し外伝ぱん ○距離特性 ○他の遠距離伝ぱん実験値との比較	1950.5. 1950.夏 1951.春	Whippany, New Jersey. →Bridgeport, Connecticut. →Holmdel, New Jersey.	35.5 km (22 mile)~ 460 km (285 mile) 525 km (325 mile)	459.05 Mc/s 534.75 Mc/s 3700 Mc/s
	回折域及び干渉域における fading について	1952.8.	Camp. Carson, Colorado. →Karval, Colorado. →Häswell, Kansas. →Garden City, Kansas. →Anthony, Kansas. Cheyenne Mountain, Colorado. →Korval, Colorado. "	113 km (70 mile) 156 km (97 mile) 364 km (226 mile) 630 km (393 mile) 113 km (70 mile) "	100 Mc/s 100 Mc/s 192.8 Mc/s

送信電力	空中線				備考	文献
	送信	送信高 (m)	受信	受信高 (m)		
						(6)
		地上高 91 m	ダイポール " " ダイポール		テキサス大学 (97.9 Mc/s 102.9 Mc/s 101.5 Mc/s) 水平偏波 (100 Mc/s) 垂直偏波	(7)
パルス尖頭値 50 kW 30 kW 25 kW	0.305 m～ 1.22 m パラボラ	地上高 1.22 m ～ 59 m	0.305 m～ 1.22 m パラボラ	地上高 1.22 m ～ 59 m	U. S. Navy Electronics 研究所	(8)
50 kW	biconical horn (利得 5 db) pyramidal horn (利得 28 db)		固定用 3.05 m パラボラ 地上移動用 コーナーレフレ クター 航空移動用 水平及び垂直 ダイポール (DC-3 型機)	地上高 550 m 1370 m 4560 m	Collins Radio 会社 (水平・垂直両偏 波)	(9)
1 kW パルス尖頭値 300 kW	3 m パラボラ	地上高 46 m	コーナーレフレ クター 1.4 m パラボラ		Bell 電話研究所	(10)
	ロンビック コーナーレフレ クター ロンビック	地上高 12.2 m 海面高 1908 m 地上高 762 m 海面高 2680 m 地上高 12.2 m	半波長ダイポール " " ロンビック 半波長ダイポール "	地上高 5.8 m " " 地上高 12.2 m 地上高 5.8 m 地上高 5.3 m	CRPL.	

	実験目的及び測定項目	測定期間	測定場所	距離	周波数
11	○median fading range と median signal level ○angular distance θ に対する fading range ○median signal level 及び median fading range の日変化		→Karval, Colorado. Cheyenne Mountain, Colorado.	113 km (70 mile)	1046 Mc/s
			→Haswell, Kansas.	156 km (97 mile)	100 Mc/s
			"	"	192.8 Mc/s
			"	"	1046 Mc/s
			Cheyenne Mountain, Colorado.		
			→Garden City, Kansas.	364 km (226 mile)	100 Mc/s
			"	"	192.8 Mc/s
			"	"	1046 Mc/s
			Cheyenne Mountain, Colorado.		
			→Anthony, Kansas.	630 km (393 mile)	100 Mc/s
			"	"	19.8 Mc/s
			"	"	1046 Mc/s
			Pikes Peak, Colorado,		
			→Karval, Colorado.	約 130 km (80 mile)	100 Mc/s
			→Haswell, Kansas.	約 172 km (107 mile)	"
			→Garden City, Kansas.	約 380 km (236 mile)	"
			→Anthony, Kansas.	650 km (404 mile)	"
12	見透し外対流圏伝ぱんの散乱及び多重路効果について ○帯域巾 ○信号レベルの季節変化 ○fading 特性 ○空中線利得縮小効果 ○変調波と多重路効果 ○偏波特性 ○ビーム角の変化による散乱波の特徴	1953. 春. 夏	Alpine, New Jersey. →Round Hill, Massachusetts.	260 km (161 mile)	
		1953. 4.	"	"	425 Mc/s
		1954. 7. ~1955. 2.	Red Bank, New Jersey. →Round Hill, Massachusetts.	295 km (184 mile)	385.5 Mc/s
			Crawford Hill, New Jersey.	303 km (188 mile)	399.5 Mc/s
			→Round Hill, Massachusetts.		3670 Mc/s
			→	"	"
			Quincy, Illinois.	"	"

送 信 電 力	空 中 線				備 考	文 献
	送 信	送 信 高 (m)	受 信	受 信 高 (m)		
	ロンビック	地上高 12.2 m	半波長ダイポール	地上高 13 m		(11)
	コーナーレフレクター	地上高 762 m 海面高 2680 m 地上高 12.2 m	半波長ダイポール	地上高 5.8 m		
	ロンビック		〃	地上高 5.3 m		
	〃	地上高 12.2 m	〃	地上高 13 m		
	コーナーレフレクター	地上高 762 m 海面高 2680 m 地上高 12.2 m	半波長ダイポール	地上高 5.8 m		
	ロンビック		〃	地上高 5.3 m		
	〃	〃	〃	地上高 13 m		
	コーナーレフレクター	地上高 762 m 海面高 2680 m 地上高 12.2 m	ロンビック	地上高 12.2 m		
	ロンビック		〃	〃		
	〃		3 m パラボラ	地上高 2.6 m		
	八 木	地上高 2380 m 海面高 4310 m	半波長ダイポール	地上高 5.8 m		
	〃	〃	〃	〃		
	〃	〃	〃	〃		
	〃	〃	ロンビック	地上高 12.2 m		
	pyramidal horn	地上高 12.2 m	コーナーレフレクター	地上高 9.1 m		
	〃	〃	〃	地上高 111 m		
	〃	〃	〃	地上高 204 m		
13 kW (CW)	4.9 m パラボラ	地上高 30 m 海面高 186 m	5.2 m パラボラ 8.5 m パラボラ コーナーフレクター	海面高 17 m 〃 〃	MIT. Lincoln 研究所 (BLT 協力)	(12)
	4.9 m パラボラ (利得 23.7 db)	地上高 30 m 海面高 186 m	5.2 m パラボラ (利得 24.3 db) 8.5 m パラボラ (利得 28.6 db) コーナーレフレクター			
5 kW	8.5 m パラボラ (利得 28 db)		(利得 12 db) 8.5 m パラボラ (利得 28 db) 〃			
〃	〃					
パルス 400 W 尖頭値 平均値 300 W	1.5 m パラボラ 8.5 m パラボラ	海面高 118 m 〃	1.5 m パラボラ 8.5 m パラボラ (利得 47.5 db)	海面高 17 m 〃	(2670 Mc/s) (垂直偏波 水平偏波)	

	実験目的及び測定項目	測定期間		測定場所	距離	周波数
		1953. 11. ～1954. 8.		Crawford Hill, New Jersey. →Round Hill, Massachu- setts.	303 km (188 mile)	5050 Mc/s
13	VHF. UHF 遠距離伝ぱん ○距離特性	1953		Central Canada.	32 km (20 mile) ～ 380 km (235 mile)	49 Mc/s, 173 Mc/ 91 Mc/s, 495 Mc/
14	見透し外海上伝ぱん ○point-to-point ○航空機による移動測定	1953. 8. 1954. 1. " 1953. ～1954.		Scituate, Masachusetts. →Seal Harbor, Maine. →Chincoteague, Virginia. →North Atlantic Ocean.	322 km (200 mile) 644 km (400 mile) 0 ～805 km (500 mile)	220 Mc/s " "
15	見透し外対流圏伝ぱんの広帯 域能力 ○12 音声回線及び TV 伝 送試験	1953		Holmdel, New Jersey. →South Dartmouth, Mass- achusetts.	302 km (188 mile)	5050 Mc/s
16	見透し外 point-to-point 実験 ○hourly median の range ○季節及び日変化 ○slow fading ○fast fading ○UHF と SHF 電界の比較 ○diversity 効果 ○空中線利得の比較 ○気象状態による効果	1953. 10. ～1954. 10. " 1954. 6. ～1954. 10.		(New Foundland.) St. Anthony →Harbour, Main. " St. Anthony →Harbour, Main.	280 km (150 naut. mile) " 470 km (255 naut. mile)	505 Mc/s 4090 Mc/s 505 Mc/s
17	VHF, UHF 遠距離伝ぱん ○point-to-point 測定 ○長時間変動 ○短時間変動	1956. 11. 9. ～ 1957. 12. 8.		東京・国分寺 →奈良県生駒山頂 "	364 km (226 mile) "	159. 49 Mc/s 600. 00 Mc/s

送 信 電 力	空 中 線				備 考	文 献
	送 信	送 信 高 (m)	受 信	受 信 高 (m)		
FM 400 W	8.5 m パラボラ (利得 51.3 db.)					
		地上高 1 波長 ~30 m		地上高 1 波長 ~30 m	Radio Physics 研究所	(13)
パルス尖頭値 1000 kW	dipole array. (20 m×10 m)	海面高 24 m	八 木	地上高 6 m	Air Force Cambridge Research Center	(14)
"	"	"	"	"		
"	"	"	10 素子 1 段八木	153 m~4580 m		
300 W	8.5 m パラボラ				BTL. (MIT 協同)	(15)
(A _o) 500 W	8.5 m パラボラ	地上高 1 m	8.5 m パラボラ	地上高 1 m	BTL. (505 Mc/s) (垂直偏波) (4090 Mc/s) (水平偏波)	(16)
(γ) 10 W	"	"	"	"		
(γ) 500 W	"	"	1.7 m パラボラ	"		
300 W	4 素子八木 2 段 2 列	地上高 80 m 海面高 155 m	8 素子八木 8 段 2 列	地上高 7 m 海面高 607 m	電波研究所	(17)
200 W	2.3 m パラボラ	地上高 45 m 海面高 120 m	3.3 m パラボラ	地上高 3 m 海面高 610 m		

第 3.2 表 CRPL (NBS) の VHF, UHF 遠距離伝ぱん実験回線及び送受信空中線諸元

実 験 諸 元 実 験 回 線	距 離 km (miles)	θ (角距離) mr	周 波 数 Mc	空 中 線 高 及 び 自 由 空 間 値 に 対 す る 利 得							
				送 信			受 信				
				送 信 高 m (feet)		利 得 db	空 中 線 の 種 類	受 信 高 m (feet)		利 得 db	
				平 均 海 面 高	地 上 高			平 均 海 面 高	地 上 高	1952 年 8 月	1953 年 2 月
Camp Carson ————— Fayetteville	988.1 (614.0)	107.8	100	1,908 (6,260)	12 (40)	*	Rhombic	415 (1,363)	12 (38)	20.0	16.8
Camp Carson ————— Anthony	628.8 (390.7)	68.0	100	1,908 (6,260)	12 (40)	**	Rhombic	419 (1,374)	12 (39)	16.2	18.5
"	628.8 (390.7)	68.0	100	1,908 (6,260)	12 (40)		Yagi	419 (1,374)	12 (39)		21.1
Cheyenne Mt. Base ————— Anthony	633.4 (393.6)	63.5	92	2,281 (7,485)	422 (1,385)	9.3	Rhombic	419 (1,374)	12 (39)		12.9
"	633.4 (393.6)	63.4	210.4	2,288 (7,505)	428 (1,405)	10.6	Rhombic	419 (1,374)	12 (39)		14.5
"	633.4 (393.6)	59.8	1046	2,670 (8,760)	678 (2,225)	26.0	Dish	410 (1,344)	3 (9)	25.6	
Cheyenne Mt. Summit ————— Fayetteville	994.1 (617.7)	105.0	1046	2,670 (8,760)	678 (2,225)	26.0	Dish	415 (1,363)	12 (38)	22.5	
"	994.1 (617.7)	98.3	100	2,684 (8,805)	692 (2,270)	10.0	Rhombic	415 (1,363)	12 (38)	19.6	17.1
Cheyenne Mt. Summit ————— Anthony	633.3 (393.5)	58.5	100	2,684 (8,805)	692 (2,270)	10.0	Rhombic	419 (1,374)	12 (39)	16.4	18.6
"	633.3 (393.5)	58.5	100	2,684 (8,805)	692 (2,270)		Yagi	419 (1,374)	12 (39)		11.8
"	633.3 (393.5)	58.4	192.8	2,699 (8,855)	707 (2,320)	10.4	Rhombic	419 (1,374)	12 (39)	12.0	
Pikes Peak ————— Fayetteville	1010.8 (628.1)	90.6	100	4,301 (14,110)	2377 (7,800)	8.5	Rhombic	415 (1,363)	12 (38)		19.4
Pikes Peak ————— Anthony	650.3 (404.1)	50.9	100	4,301 (14,110)	2377 (7,800)	8.5	Rhombic	419 (1,374)	12 (39)	16.4	

* 1952 年 8 月 17.1 db
1953 年 2 月 18.4 db

** 1952 年 8 月 17.4 db
1953 年 2 月 17.5 db