

488

フェーシングによる電界強度分布の 諸特性と回線設計への応用

1955年11月

電気通信研究所

池上文夫

DOC

1956

7

電気系

目 次

§ 1.	緒言	
§ 2.	序論	
2・2	回線設計における電界強度 分布の役割	2
2・2	フェージングの分類と機構	4
§ 3.	フェージングの電界強度分布型	8
3・1	干渉性 k 型フェージングの電界分布	8
3・2	廻折性 k 型フェージングの電界分布	11
3・3	k の分布	12
3・4	ダクト型フェージングの電界強度分布型	13
§ 4.	回線設計への応用	17
4・1	回線設計の過程	17
4・2	各区間のフェージングの推定方法	20
4・3	中継回線の綜合伝ぱん特性	23
	(1) 各区間の雑音が独立で同一の Gauss 分布に従う 場合	25
	(2) 各区間の雑音が独立で同一の Gamma 分布に従う 場合	27
	(3) 各区間の雑音が独立で異なる Gauss 分布に従う場 合	28
4・4	回線の信頼度への応用	30
4・5	東名阪マイクロ波超多重電話中継回線設計における 計算例	32
§ 5	結言	35
	謝辞	

[附録]

[文献]

以 上

DOC
1956
7
電気系

フェージングによる電界強度分布 の諸特性と回線設計への応用

§ 1 緒言

電波伝ぱん研究室 池上文夫

無線回線を設計する場合に、通信の障害の原因となる伝ぱん上の要素の重要なものはフェージングである。最近の様に無線回線に対する要求が多くなり高度に進んだ通信方式を用いて、而も有線通信と同等の通信品質と安定度が要求される様になると、フェージングが通信に与える影響を定量的に而も充分高い精度で評価出来なければ充分実用に耐える無線回線を設計することは不可能である。

無線回線が有線回線と本質的に異なるところはフェージングにある。即ち有線では短時間内に線路の伝送特性が変化することがないが、無線回線では周波数及び距離によつて量的な差異はあつても本質的にフェージングのない回線は絶対はないと言ふことが出来る。周波数が低く距離の短い回線でも大きなフェージングが起る確率は0ではなく非常に小さくはあるが必ず起り得る可能性を持つている。高い周波数或は遠距離ではこの確率は次第に増加して実用上の障害の原因とさへなり得るのである。この様に回線の安定度は確率的に起るフェージングによつて左右されるのでフェージングの大きさとその起る確率によつて規定されねばならない。

今我々が問題の対象としている通信への障害とはフェージングによつて電界強度が低下しそれによつて回線のS/Nが低下することである。従つてS/Nの面から見た回線の安定度を規定するためには電界強度の変動分布を知ることによつて充分その目的が達せられる。本論文はフェージングによる電界分布がどの様な法則に従うか、そしてその分布に関する知識が回線設計の實際にどの様に應用されるかについて主としてマイクロ波の見透し内回線について論ずる。しかし対流圏内でのフェージング現象はすべての周波数に対して同様の物理的機構を持つので、この概念はより低い周波数に対しても適用出来る場合も多いので、VHF帯までの波長領域に対しても関連して言及する。

又実際に無線回線を利用する際にはいくつかの中継局を通して中継される場合が多く、この時に生ずる設計上の問題、例えば多中継によるフェージングの相加の問題等、回線の総合特性の評価に必要な問題についても述べることにする。之等一連の諸問題の解決によつて回線設計を定量的に行い、実用に十分な通信の品質と安定度が保証されるので、本論文の最後にはこの研究の成果によつて中継局の置局位置が決定された東京一名古屋一大阪間の日本電信電話公社マイクロ波超多重中継回線の伝ぱん特性を述べる。

§ 2 序論

2・1 回線設計における電界強度分布の役割

回線設計の際に電界強度分布を知ることが必要であることは既に緒言でも述べたが、こゝでは両者の関係について更に詳細に説明することにする。

通信回線の品質を決定する主要なものは歪率とS/Nであるが、フェージングはその両者に影響を与える。本論文では歪に関しては触れないこととし、S/Nのみについて考える。回線のS/Nは通信の用途によつて定められた規格値があり、この規格値以上のS/Nを保持することが要求されるが、通信方式が決定されるとこのS/Nを得るに必要なC/N (Carrier to Noise Ratio) が決定される。C/Nは無中継の無線回線では、受信機の入力電力と受信機の内部雑音(外部雑音が存在する場合には内部雑音と外部雑音の電力和)の比である。

$$C/N = \frac{P_r}{P_n} = \frac{P_r}{P_{ni} + P_{ne}} \quad (7)$$

茲に P_n は雑音電力, P_r は受信電力で P_{ni} は次の値である。

$$P_r = \frac{P_t \cdot G_t \cdot G_r}{L_t \cdot L_r \cdot L_p} \quad (2)$$

但し P_t : 送信電力、 G_t, G_r : 送受信アンテナの利得、 L_t, L_r : 送受信アンテナのフィーダ損失、 L_p : 回線の伝はん損失、である。既定の通信装置に対しては P_t, G_t, G_r, L_t, L_r はいづれも一定で L_p がフェージングによつて変動する。与えられた P_r の下において規格 S/N を得るに、必要な C/N が決定すれば(1)式から必要な受信電力 $(P_r)_{req.}$ が規定され、更に(2)式によつて伝はん損失の最大の限界値 $(L_p)_{lim.}$ が決まる。これを dB 値で表すと (dB 値は大文字で表す)

$$(L_p)_{lim} = P_t + G_t + G_r - (P_r)_{req.} - L_t - L_r \quad (dB) \quad (3)$$

となりこの値以上の伝はん損失は許されないことになる。ところが L_p はフェージングによつて変動し例えば第1図の確率分布で示される様に、一般に見透し内回線では L_p の大きい値でより長い裾を引く。この分布の最頻値は普通標準大気における値である。無線回線ではこの L_p が常に必ず $(L_p)_{lim}$ より小さい様に選ぶことは経済的に不利であるので $(L_p)_{lim}$ の値を確率的に満足する様に選定する必要がある。この確率は回線に要求される安定度によつて異なるが例えば L_p の値が1%とが0.1%とかの確率で $(L_p)_{lim}$ を越えてもよいという様に規定するのが普通である。この時規定された S/N は 99% 或は 99.9% の安定度で満足される。第1図の斜線の部分はこの規格を割る確率を示す。こゝで我々の問題は L_p の分布を求めることに集約されるわけである。 L_p の値はその代りに受信電力で表してもよく、又 VHF 帯で従来用いられている慣例に従つて受信電界強度で表してもよい。これ等は dB 値で表す限りすべて同じ形によつて表現される。

こゝでもう一度回線設計の実際にもどつて考えると、回線設計の際に必要なことは機器の特性が与えられた時、 L_p が規定された確率で規格値 $(L_p)_{lim}$ を割る様な L_p の分布を持つ伝はん路を選定することであるが、実際上の方法としては種々の伝はん路を選定しその中から規格を満足ししかも経済的に有利な伝はん路を選び出すのである。そこで必要なことは任意の伝はん路に対して L_p の分布を評価するという事、そのためには標準大気中の

$\angle p$ の値とフェージングによる $\angle p$ の変動分布を知らねばならない。前者は純粹に静的なものでこれは伝ぱん路の地形を与えれば決まるものであり、この計算方法は本論文の目的でないので省略する。分布を定量的に表現するためには分布の形、即ち変動現象を支配する法則とその変動の幅の表示方法が確立されねばならない。

もし回線に要求される信頼度が常に一定の値であればこの確率に対応するフェージングの深さ、即ち Fading Depth とそれと同様に屢々用いられる Fading Range の概念は普通変動現象の一般的な解析や、特定の回線設計の問題に応用して非常に簡便で好都合なものである。例えば第2図に示す様な累積確率曲線をもつ電界分布の変動を表す時、Fading Range は最頻値の両側の変動の幅を、Fading Depth は最頻値から低下する変動の幅を表す。例えば我々の場合には、1%と99%の比を以て99%の Fading Range、最頻値と99%の値の比を以て99%の Fading Depth と呼ぶことにする。この表示方法によると例えば99%の信頼度に対する回線の余裕値として見込むべきものは99%の Fading Depth の値であつて、回線設計は甚だ簡単になる。

しかしながら通信回線に要求される信頼度は回線の用途によつて異り、又任意の S/N に対する信頼度を知る必要が屢々起るので、この目的のためには単なる Fading Depth のみでは応用が極めて限定される。又後に述べる様に多中継の回線では各区間の変動分布を知る必要があるので、これらの理由から変動分布型を決定することは回線設計に欠くべからざる条件である。

2・2 フェージングの分類と機構

フェージングによる電界変動分布について考えるに先立つてフェージングの起る原因とその特性について述べておく必要がある。

VHF から SHF に亘る周波数帯ではその両端の周波数でのフェージング特性は非常に異なるが、その原因や機構は本質的に差がないと考えられフェー

ジングは機構によつて次の三種に分類される。

シンチレーション フェージング

k型 フェージング

ダクト型 フェージング

このうち回線設計に直接関係あるものは後の二つである。(この他に雨滴、霧或は大気中のガスによる吸収現象が原因となるフェージングがあるが、今我々の考えている周波数領域では殆んど問題にならない。)この二つの型のフェージングを次の様に定義する。即ち

・k型フェージングとは大地の存在と大気中のkの等価な値の変化によつて生ずるフェージングである。そして又

・ダクト型フェージングとは大気中の屈折率の不規則な分布による異常な反射又は屈折によつて生ずるフェージングである。

こゝに云うkとは所謂地球の等価半径と真の半径の比で比較的古くから用いられている概念である。⁽¹⁾即ち大気の屈折率は一般に高さと共に減少するので電波は大地へ向つて屈折される。超短波の伝はん理論においてこの屈折の効果を導入するには地球の半径aを等価半径 a_e で置きかえればよい。この a_e/a の値をkと名づけ、従つてkの値が大きい程電波の屈折が強いことを表している。k型フェージングはこのkの値が気象状態の変化によつて変動することによるもので、これを物理的に説明すると大地面による反射波と直接波との干渉によつて起る干渉性のものと、大地の廻折による廻折性のものがある。第3図(a)は干渉性フェージングの機構を示す。受信電界は直接波と大地反射波の合成として与えられ反射波の強さと両波の位相差によつて決定される。kが変動すると二波の位相差が変化し受信点ではフェージングとして観測されるのである。この型のフェージングの特徴としては、空間ダイバーシティ効果、周波数ダイバーシティ効果など顕著なものがある。第3図(b)は廻折性のフェージングの機構を示したもので、大地と電波通路のクリアランスが小さい場合に電波は大地の廻折によつて減衰を受ける。この減衰量はkによつて変動してフェージングを生ずる。この様にk型フェージングはその原因の物理的機構も比較的明かで、理論的にもその特性を知ることが可能

である。第4図に示したのは k の変化による受信電力の変化曲線でこれを「 k パターン」と名づけることにする。図中 $k > 1.1$ の部分は干渉領域であり $k < 1.1$ の部分は廻折領域である。この k パターンと k の変動特性が明かになれば干渉性及び廻折性の k 型フェージングの特性は完全に明かとなる。たゞこの場合 k の値は元来大気屈折率の高さに対して直線的に変化することを前提としているが、実際の大気ではこの様な条件はむしろ稀で、いくつかの不規則な曲線の集合であることが多い。しかしこの時にも屈折率の不規則な分布が電波の異常な反射や屈折を起さない限り等価的な k の値を規定することによつて k の意義を直線でない屈折率分布にまで拡張して定義づけることが出来るのでこの k の等価値の変化によつて k 型フェージングが起ると考えてよい。

上に述べた原因から明かな様に干渉性 k 型フェージングは大地の反射係数の大きな回線で顕著に起り反射点が水面又は平坦な雪面上にある様な場合には20dB以上のフェージングを生ずるのは普通である。又廻折性 k 型フェージングは電波通路が大地に接近した回線で起り易く、両者のクリアランスが電波の第1フレネル帯の幅より小さい時には k が標準大気中の値 $4/3$ 以下になると減衰を受け、この減衰量は周波数の高い程大きい。

ダクト型フェージングの原因となる大気屈折率の不規則な分布は大気の温度、湿度の異なる二つの気団が接する場合、或は大地の夜間冷却等によつて大気の温度、湿度が急激に変化する成層状態を形成した場合等に生ずるものであるが、その代表的なものは所謂Radio Ductと呼ばれるものである。これは屈折率が高さに対して急激に減少する層で、この様な層が存在すると電波は異常な反射や屈折を起してフェージングを生ずる。ダクト型フェージングはRadio Ductを含めた大気中の屈折率の異常分布にもとづくフェージングを指して総括的に言うことにするがその物理的機構は k 型の場合程明らかでなく、今後の研究にまつ分野が多い。しかし現在の段階では次の二種類に分類されることが明かとなつている。その1はRadio Ductからの反射或はRadio Duct中における異常屈折による多重路電波相互間の干渉による干渉性のもの、その2はRadio Duct或は屈折率の急激に変化する面によ

る反射或は Trapping のために起る減衰性のものである。第5図(a)は干渉性、(b)、(c)は減衰性のフェージングの生ずる機構を示したものである。(a)は大気の屈折率の不連続或は急激な変化のある層で準光学的な反射を起すものであり、(b)は送受信点の中間に Radio Duct がある場合に電波のエネルギーの大部分が反射され一部のエネルギーのみが透過して受信点に達するために減衰を受けるもの、(c)は送受信点のいづれか一方が Duct 中にあり電波はこの中で trap されて主なエネルギーは Duct 中を伝はんし、洩漏したエネルギーが受信電界となつて減衰するものである。Duct は気象状態によつてその発生の高さは区々であるがこの高さ^とと送受信アンテナ高との関係によつて上の様な種々の型のダクト型フェージングが発生する。しかしダクトの構造も非常に複雑であり又二つ以上のダクトが異なる高さに発生することも多いので、実際にはこれ等の型が複雑に組合されてフェージングを形成するのである。

以上のフェージングの機構から分る様にフェージングはk型でもダクト型でも大気の屈折率の分布構造の変化に支配され、大気の屈折率は気象状態によつて極めて複雑な変化をするのでフェージングの特性は統計的に表示されねばならないのである。こゝで今電界強度の分布型について考えるにはこの様なフェージングの機構の上に立つて、その中に原因の統計量を導入しなければならぬ。次に各々の型のフェージングに対して電界分布の表現方法を述べることにする。

§3. フェージングの電界強度分布型

3・1 干渉性k型フェージングの電界分布

この型のフェージングの特性は先にも述べた様にkパターンとkの変動特性によつて決定される。従つて電界強度分布はkの変動分布によつて規定される筈である。ところが実際にはそれだけの簡単な考え方では不十分であることが分つた。それはマイクロ波で実験的に確認された様に、大地の反射係数が時間的に変動することである。即ちkパターンの深さが変動するので当然この現象を電界分布に考慮する必要がある。もう一つは一般にkパターンは完全な週期函数でなくkの変化と共にその振幅も週期も変化し、その変化の仕方は伝ぱん路が決定されれば知り得るものであるが極めて複雑な函数で表現されることである。この二つの理由によつて電界分布の理論的計算は非常に困難となりこれを一般的に取扱うことが出来ないので若干の仮定を設けて二つの特殊な場合について扱うことにする。又kの変化はこれを直接波と反射波の位相差 φ に置換えるのが便利であるので以下 φ の変化として表すことにする。

(1)位相差 φ は $0 \sim \pi$ の間を一樣な確率で変動し、反射係数 ρ がある分布法則に従う場合。

(2)反射係数 ρ は一定で位相差 φ がある分布に従う場合。

(1)の場合に φ が $0 \sim \pi$ で一樣な確率を持つという仮定はkパターンの半週期 Δk に比べてkの変動範囲が充分大きい場合、即ち通路差の大きい回線では充分成立する。 Δk がこの条件を満足しない場合には(2)の場合に該当するが、この場合には ρ の変動が考慮に入れられない。

先づ(1)の場合について考える。

E : 自由空間値 E_0 に対する相対電界強度 (dB)

ρ : 大地の反射係数

φ : 直接波と反射波の位相差

P(E) : 電界強度がE以下である確率

$f(\rho)$: ρ の分布函数

とすると $P(E)$ は

$$P(E) = \int_0^1 f(\rho) \cdot \cos^{-1} \left(\frac{1 + \rho^2 - 10 \frac{E}{\rho}}{2\rho} \right) \cdot d\rho \quad (4)$$

となる。(附録参照) $f(\rho)$ については系統的な実験結果もないので正確なものとは分らないが、比較的変動の小さい場合には Gauss 分布で近似されると考えられるので

$$f(\rho) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\rho} e^{-\frac{(\rho - \rho_m)^2}{2\sigma_\rho^2}} \quad (5)$$

を用いることにする。但し

ρ_m : ρ の平均値

σ_ρ : ρ の標準偏差

である。従つて求める累積確率分布曲線は次式で与えられる。

$$P(E) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\rho} \int_0^1 e^{-\frac{(\rho - \rho_m)^2}{2\sigma_\rho^2}} \cdot \cos^{-1} \left(\frac{1 + \rho^2 - 10 \frac{E}{\rho}}{2\rho} \right) \cdot d\rho \quad (6)$$

この式によつて ρ_m 及び σ_ρ を与えれば電界強度分布が計算出来るが、この積分解が求められないので ρ_m 及び σ_ρ の種々の値に対して数値積分を行つた結果が第6図の曲線群である。この結果によると ρ_m が大きくなるにつれてフェージングも大きくなるのは勿論であるが、同じ ρ_m に対して σ_ρ が大きくなるとフェージングが大きくなり、同時に分布の形が変化することが明かである。

次に(2)の場合即ち ρ が一定で位相差 φ がある分布に従う場合を考える。今

$$\theta = \varphi / \pi \quad (7)$$

が Gauss 分布に従うと仮定し θ の平均値を θ_m 標準偏差を σ_θ とすれば累積確率分布は(1)の場合と同様の考え方で次の式によつて計算することが出来る。(附録参照)

$$P(E) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\theta} \cdot \cos^{-1} \left(\frac{1 + \rho^2 - \rho^{\frac{E}{\sigma_\theta}}}{2\rho} \right) \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{(\theta - \theta_m)^2}{2\sigma_\theta^2}} \cdot d\theta \quad (8)$$

この場合にはEは θ の多価函数であるから θ を $-\infty \rightarrow +\infty$ の範囲で積分するには $\dots, \theta = -2 \sim -1, \theta = -1 \sim 0, \theta = 0 \sim +1, \theta = +1 \sim +2, \dots$ の各領域内で積分を行いその和を求める。こうして θ_m 及び σ_θ の各種の値について数値計算した結果第7図の分布曲線群を得た。 $\theta_m = 0$ は直接波と反射波が同位相にある時、 $\theta_m = 1$ は両者が逆位相にある時で、 θ の変動の中心が0に近い程フェージングは小さく1に近い程フェージングは大きくなる。又 σ_θ の値が大きい程即ち位相差の変化が大きい程フェージングは大きく分布の形は第6図(a)の場合即ち $\sigma_\theta = 0$ で θ が $0 \sim \pi$ の間で一様の確率を持つ場合の分布に近づいているのが分る。

(1)の場合に θ が $0 \sim \pi$ の範囲内で一様の確率を持つと仮定したが、このことは(8)式の積分で $\sigma_\theta \rightarrow \infty$ の場合に相当する。この積分を計算した結果によると $\sigma_\theta \geq 1$ の場合には $\sigma_\theta \rightarrow \infty$ と殆ど近似されるので(1)の仮定は厳密に言えば $\sigma_\theta \geq 1$ ということになり、既に述べた様にkの変動が Δk に比べて大きい場合には(1)の仮定が充分成立することが証明されたわけである。

次に実際に観測された干渉性k型フェージングの電界分布と理論曲線とを比較して見る。この型のフェージングの起つた代表的回線は青山(海拔756m)——大山(海拔328m)(距離8.9Km)である。この回線の大部分は海上にあり、反射点も完全に海上にあるため4000 Mcで測定された反射係数は0.8以上で極めて顕著なk型フェージングが観測された。この伝ばん試験の結果から1日毎及び1時間毎の電界分布(累積確率曲線)を求め理論曲線と比較した。第8図は1日毎の分布の代表例と理論曲線を示したものである。1日毎及び1時間毎の分布に対して ρ 分布に適合するもの、 θ 分布に適合するもの、いずれにも適合するもの、いずれにも適合しないものの四種類に分類し各々に属する資料の数と%を第1表に示した。この結果1日の分布の殆ど大部分が ρ 分布であるに反して、1時間の分布では ρ 分布が少く θ 分布が多いのが注目される。これは短時間では ρ の変動より θ の変動によつ

て分布が決定されるが、1日の分布に対しては $\sigma_\theta > 1$ となり θ は一様の確率をもち ρ 分布を示すことを意味している。従つてこの結果から見ても可成り長い期間の干渉性 k 型フェージングは殆ど近似的に ρ 分布で表されるから ρ の変動特性を知ることによつて回線設計に必要な電界強度分布は第6図の曲線で与えられることになる。

3・2 廻折性 k 型フェージングの電界分布

廻折性の k 型フェージングも k 型パターンと k の変動特性によつて決定されるから、電界分布は k の分布によつて規定せられる。この場合には廻折領域における k パターンは回線の性質によつて異り、これを数式によつて表すのは困難であり図式的に求める方が簡単である。例えばある回線の k パターンを第9図の様に仮定する。廻折領域の k パターンは一価函数であるから、もし k の累積確率曲線が第10図の様に与えられれば求める電界強度の累積曲線は第11図の様に与えられる。図中の実線は廻折領域のみの場合であつて干渉領域での反射係数が比較大きい時には分布曲線は点線の様に変形される。しかしこの二つの領域を含めた分布曲線を正確に求めることは困難なので反射係数が大きく k が廻折領域から干渉領域に亘つて大きく変動する時の電界分布を求めることは出来ない。しかし反射係数が小さい時には回線の安定度として問題になる1%附近の分布干渉領域の影響によつて変形されることがないから充分の精度でこの方法が実用される。

この様に廻折性 k 型フェージングの電界分布を求めることは回線の k パターンを計算すること（これは回線の伝はん路が与えられれば容易に計算出来る）と k の分布を求めることに帰着する。この中 k の分布についてはこれを一義的に規定することは困難で、いろいろの問題を含んでいるので次節で詳細に述べることにする。

3・3 kの分布

前二節で述べた様にk型フェージングの電界分布を求める際に最も重要な因子はkの分布である。干渉性の場合でkの変動幅が Δk に比べて大きい時にはkの分布は余り問題とする必要はないが、廻折性の場合にはこれが決定的な因子となる。

そもそもkの概念はその定義から明かな様に大気屈折率が高さに対して直線的に減少すると仮定している。我々は大地を平面と置換えるために大気の屈折率nの代りに Modified Refractive Index M ($M=n-1+h/a$, a:地球の半径、h:高さ)を用いるのが便利なが多いが、屈折率の垂直分布が直線の場合にはMの垂直分布即ちM曲線は直線である。しかし実際のM曲線は直線の場合には少く複雑な形をしていることが多いので普通の概念でのkの値を定義することは出来ない。そこで直線でないM曲線に対して等価的なkの値 k_e を定義しなければならない。この k_e の値は同じM曲線に対しても伝はん路が異れば異なることがあるので k_e の分布は^{はん路}はん路の特性を考慮して決定する必要がある。しかし現在の段階では k_e を理論的に決定する方法が確立していないので、ある限定された条件における k_e の分布を実験的に決定する。

k_e の分布を測定する方法に二つある。その第一は電波気象測定によるもので、これは直接大気の温度、湿度を測定して屈折率を計算しM曲線を求めその平均の傾斜から k_e を求める方法であり、その第二はk型フェージングとkの関係をj利用して電波の伝はん試験結果から間接的に k_e の分布を求める方法である。

第一の方法では同一のM曲線に対しても伝はん路の高さによつて k_e の値が異なるので一般的に表すことは出来ないが地上からある高さまでの平均傾斜によつて求めた k_e の値の分布の教例を第12図に示した。(2)(a)は8月~9月における静岡県舞坂附近での資料、(b)は12月における三重県松坂市附近での資料でいづれも地上200~300m以下の値である。(c)は館野高層気象台における地上1000m以下のkの分布を冬季及び夏季に対して示した。

いづれも k の最頻値は標準大気における値 $4/3$ 附近にあり、その上下に変動するが一般に k の大きい値へより長い裾を引く分布を示している。これ等の資料は測定の子節、測定した高さの範囲がそれぞれ異なるので直接比較することは出来ないが、夏季には冬季よりも変動が大きいこと、又高さの低い程 k の変動が大きい傾向を見ることが出来る。

第二の間接的方法には k 型フェージングの電界分布（特に VHF 帯における廻折性フェージングの資料が好都合である）から k パターンを用いて k の分布を出す方法と、アンテナ高パターンの最小値の高さの変化から求める方法がある。前者の方法によつて 200 Mc の電界分布から求めた k の分布の一例を第 13 図に示した。後者の方法による例としては夏季に米沢盆地で行つた 4000 Mc のアンテナ高パターンの測定から求めたものがあり第 14 図に示す。⁽³⁾ いづれの場合にも k の分布の様様は上に示した他の資料と同様の傾向を持つてゐるが、これらの方法によつて求めた k_e の値はその伝はん路に対する値であつて他の伝はん路に対しては必ずしもそのまま適用出来ないが、しかし k の変動の大体的様子を知ることが出来る。従つてこれらの資料を綜合して与えられた回線に最も近いものから k の分布を想定して k 型フェージングの電界分布を推定することが出来る。

3・4 ダクト型フェージングの電界分布型

ダクト型フェージングの場合には k 型フェージングと大分事情が異なる。それはダクト型フェージングの機構そのものに未解決の部分が多いこと、フェージングを支配するダクトの発生頻度、強さ、高さ等が k に比べて測定が困難で資料が少く、又ダクトの資料そのものからフェージングを推定することが出来ない等の理由による。このためにこの型のフェージングでは電界分布の資料から統計的に求める以外に現在のところ方法が見出されない。

さてそこでフェージングの資料にもとづいて電界分布型を見出さうとするのであるが、こゝで問題となるのは資料の選び方である。ダクト型フェージ

ングにはいくつかの顕著な特性があり、日変化、季節変化等は極めて明瞭であることは先にも述べた。これ等の特性のために資料の選び方によつて分布型は非常に異つた形になり得る。例えばフェージングの機構を電界分布型から推察しようとする場合には資料としてはフェージングが定常的に起つている時間のみを選び出すのがよい。しかし今の我々の目的は長期間の回線の安定度を求めるためのものであるから、フェージングの起つている時間も起つていない時間も同じ重みで資料の中に選ばなければならない。ではこの目的のためには一体どの程度の期間の電界強度を母集団と考えればよいであらうか。即ち1日の分布型をとるべきか、1ヶ月間か或は1ケ年間か。この問題に対する解答は極めて困難であらうと予想される。それは1日間の電界分布はその日の気象状態によつて著しく左右されるので各日の分布型は恐らくそれぞれ異つた複雑な形を持つであらうと考えられるからである。ではその期間を長く選んだ場合にはどうであらうか。この時には日毎の気象状態は可成りランダムに選ばれていると思はれるからこの意味では母集団が存在する筈である。しかし余りに長い期間を選ぶときには季節変化の特性が入つて来るので完全に定常な状態の資料から遠去つてゆく。従つて理想的には季節変化の周期に比べて充分長い期間即ち少くとも1年以上の資料を必要とする。これは今我々の持つてゐる資料によつては及びもつかないことである。従つて我々の見出すべきことは、日毎の気象状態をランダムに含み（即ち天氣の周期性に比べて充分に長く）しかも季節変化に対して定常的な（即ち季節変化の周期に比べて充分短い）資料の母集団が果して存在するかどうかということである。

そこで実測された電界分布についていろいろの考察を行つてみた。資料としては^{東名阪}帯名候補回線で実施された4000 Mc帯の各伝ばん試験資料を用いた。その結果次の様な傾向が見られる。

- (1)すべての資料に対して1日の分布型は区々であるがその中のあるものについては数学的表現が可能と思はれる様な或る型を持つてゐる。
- (2)期間を長く選ぶ程分布はある一定の形に収斂してゆく傾向がみられる。
- (3)測定的全期間（短いものは約1週間、長いものでも約20日間）の分布

型は実験回線の伝はん路、測定の手節には無関係にある共通な分布型に近似させることが出来る様である。

この事実からダクト型フェージングによる電界分布はどんな回線でも、又どんな手節でも約1ヶ月以内の期間を選べば或る一定の法則に従うと言うことが出来やう。この母集団の分布型としては次の分布函数を用いれば略々近似されることが明かとなつた。

$$y(x) = \frac{\nu^{\nu+1}}{\Gamma(\nu+1)} x^\nu e^{-\nu x} \quad (9)$$

但し x : 受信電力 (watt) の最頻値に対する比 (最頻値の x を 1 とする)

ν : 変動の大きさを決定する助変数 ($\nu > 0$)

$\Gamma(\nu)$: Gamma 函数

この函数は一般に Gamma 分布と呼ばれる分布函数の特殊な場合に相当する。

又我々が普通に分布曲線として求めるものは受信電力の値に対するものではなくて dB 値である。(9)式を dB に変換すれば

$$Y(X) = \frac{\nu^\nu}{M \Gamma(\nu)} \exp\left\{\nu\left(\frac{X}{M} - e^{\frac{X}{M}}\right)\right\} \quad (10)$$

茲に X : 最頻値を 0 dB とした相対受信電力或は相対電界強度 (dB)

$M = 10 \log_{10} e$ (e : 自然対数の底)

で与えられる。又この時最頻値の位置は変換後移動し、 x の点は dB - scale では

$$X = 10 \log_{10} x - 10 \log_{10} \frac{\nu+1}{\nu} \quad (\text{dB}) \quad (11)$$

の点に対応する。(9)式或は(10)式をそのまま用いて頻度分布を求めることは極めて煩雑でもあり、又我々の目的には累積確率を用いるのが便利なので(9)式を積分して累積確率 $P(x)$ を求める。

$$P(x) = \frac{\nu^{\nu+1}}{\Gamma(\nu+1)} \int_0^x x^\nu e^{-\nu x} dx \quad (12)$$

この式は所謂不完全 Gamma 函数に外ならないので Pearson の Table ⁽⁴⁾ によつて積分値を求めることが出来る。この方法で求めた累積確率の変数を dB 値に変換して dB に対する累積確率を求められるから、種々の ν の値に対して第 15 図に示す様な Gamma 分布の理論曲線を得る。

次に東京-大阪間のマイクロ波超多重中継回線設計のために 1951 年から 1952 年の間にこの区間を中心として行つた 4000 Mc 帯の伝ぱん試験の資料の中から k 型フェージングの無視出来る回線の全期間 (最小 6 日間、最大 20 日間) の電界分布と理論曲線とを比較すると第 16 図に示す様に可成りよい近似が見られる。この近似度は電界強度の小さい部分で良く、電界の高い部分はやゝ悪い。しかし回線設計上の問題では電界の低い場合が特に重要であるからこの部分での近似度が可成り良いこの分布函数は実用上充分であらうと考えられる。

§ 4 回線設計への応用

4.1 回線設計の過程

以上でフェージングによる電界強度或は受信電力の分布型について説明したが、この特性を回線設計にどの様に应用するかについて述べるに先立つて回線設計のやり方について一言する。普通無線回線の回線設計を行う場合には次の様な過程を経ねばならない。

- (1) 無線によつて結ぼうとする二つの地点A、Bが与えられる。このAB間を直接結んで回線が設計出来る場合には問題がないが、回線のS/N規格を満足出来ない場合、或はそのために極端に高いアンテナ高、送信電力或はアンテナ利得を必要として経済的に不利である場合にはAB間に中継局を設置しなければならない。
- (2) 中継局の数はAB間の距離とその途中の地形によつて決定されるが、この時回線の総合伝送特性が回線規格を満足する様に選ばねばならない。
- (3) このため第一の段階として各区間を距離、地形ともに同一であると仮定して、総合特性が規格を満足する様な中継区間の平均距離を算出する。
- (4) この平均区間距離を基準として、この距離を余り超えない地点で伝ばん基準を満足し、而も建設保守等経済的に有利な中継局の候補地点をいくつか選定する。
- (5) 第二の段階としてこれらの候補回線の各中継区間について、それぞれのフェージングの大きさを評価し、これに基づいて回線全体の総合フェージングを含めた伝ばん特性を評価する。
- (6) かうして評価した各候補回線の総合伝ばん特性と経済的条件を勘案して最も特性のすぐれ且つ最も経済的な中継回線を決定する。

この回線設計の過程の中には二つの重要な技術的課題が含まれている。それは

- (1) 任意の伝ばん路における任意の季節の伝ばん特性を推定すること。
- (2) 各区間の伝ばん特性を知つて全中継回線の総合伝ばん特性を評価すること

と。

である。前者におけるフェージングは一般にk型フェージングとダクト型フェージングとを含むものであるが、VHF帯の特に低い回線では主としてk型フェージングが多く、SHF帯では両者いづれをも含む場合がある。しかし普通マイクロ波帯ではその使用目的からk型フェージングを含まないことを要求される場合が多い。それは干渉性k型フェージングが大い回線ではフェージングの発生は昼夜、季節に余り関係なく常に大きいフェージングを生じ極めて不安定な回線であり、又別の意味からも（例えば伝ぱん歪等により）回線の特性が著しく低下するためである。又廻折性k型フェージングが起る回線では長時間に互つて著しい電界低下が起り、これにダクト型フェージングが重畳した時には著しく深いフェージングとなりこれも回線の安定度を低くめる。そこでマイクロ波の回線ではk型フェージングが起らない様に置局位置を決める必要がある。このためには回線の伝ぱん路が次の条件を満足する様に選ばばよい。

(1) 大地の反射係数が小さいこと。

(2) 電波通路の大地に対するクリアランスを充分大きくすること。

第一の条件は干渉性k型フェージングを小さくするための条件で、実用上反射係数を0.1以下にすれば充分である。そのためには反射点として反射係数の大きい水面、平野を避けて山岳地帯或は成可く凹凸の大きい地形を選ぶことが必要である。又空中線の指向性を鋭くして指向性によつて反射係数を軽減したり、Shielding Ridgeによつて反射波を切る方法は極めて有効である。

第二の条件は廻折性k型フェージングを小さくするための条件でこれを完全に無くするためにはkの最小値に対して電波の第1フレネル帯が大地によつて妨げられない程度に空中線の高さを高くすればよい。先に述べたkの資料によつて普通 $k=0.8$ の条件で第1フレネル帯以上のクリアランスを保持出来る様に選ばば充分である。

この様に選定した回線ではk型フェージングが殆ど無視出来るのでフェージングはダクト型フェージングのみと考へて差支えなく、この場合のマイク

ロ波のフェージングの推定はダクト性のみ限定してよい。

次に全回線の総合伝ぱん特性を評価するということは各区間のフェージングの電界分布から全回線を通した後の電界或は S/N の分布を知るということである。例えばマイクロ波のFM超多重中継方式の各中継機にはAGCが附属してフェージングによる電界の低下を自動的に補償して信号出力を一定に保つが、この時雑音電力は利得の増加と共に増大する。従つてフェージングによつて電界が変動すると雑音はこれと逆の変動をする。この雑音は各中継機毎に加わるので S/N は中継の度毎に低下し、又その変動の仕方は各々の区間の変動が加わり合つて複雑な形となる。この総合雑音の変化が全回線の S/N を決定するのでこの分布を知ることが回線設計の重要な課題の一つである。

以上述べた回線設計上の諸問題が解決されればその結果から回線設計の基準が得られて良質の通信回線が設計されるのであるが、こゝに最後に残された大きな問題は回線の信頼度である。これは与えられた通信の目的に対して信頼度を何%に規定するかということであるが、これは勿論通信回線の運用の立場から決定される場合が多い。しかしたゞ単に運用上の立場のみから言えば信頼度は高い程よい筈であるが、高度の信頼度を要求される回線は伝ぱん上の理由から非常に高価なものとなる。そこで信頼度の決定は伝ぱん特性の十分な理解の上に立つてなされねばならない。そのため回線の選定上伝ぱん特性が信頼度にどの様な影響を与え、どの様な基準に基づいて信頼度を規定すべきかを明かにすることが肝要である。現在のところこれに対する完全な解答はまだ与えられていないが電界強度分布型についての知識はこの問題に対しても或る資料を提供することが出来る。

以下これら回線設計の過程中にあらわれる諸問題について述べてゆくことにする。

4・2 各区間のフェージングの推定方法

マイクロ波の中継回線ではk型フェージングは殆ど無視出来る様に置局選定を行うので、回線の安定度の対象としてはダクト型フェージングのみについて考えればよい。フェージングの大きさは伝ぱん路の特性（距離、アンテナ高、地理的条件等）、季節及びその時の気象条件によつて決定されるが、前述の様にマイクロ波帯では約1ヶ月以内の電界分布が或る分布函数に従うことが分つているのでフェージングの大きさもこの期間内に対して考えることが好都合である。この時には日毎の気象条件による影響は特別の場合を除いて考える必要がなくなる。これまでに東京-大阪間の種々の伝ぱん路でいろいろの季節に実施した4000 Mc の伝ぱん試験の結果に各種の電波気象の資料を考慮に入れて解析した結果、99%の Fading Range が次の式でえられるという結果が得られている。⁽²⁾

$$F_r = 0.0119 \cdot D^{1.29} \cdot P^{0.456} \cdot M^{0.447} \quad (13)$$

但し F_r : 99%の Fading Range (dB)

D : 距離 (km)

P : Path Height Factor

$$P = 1 + 300/\bar{h} \quad (\text{陸上})$$

$$= 1 + 600/\bar{h} \quad (\text{海上})$$

$$\bar{h} = \frac{1}{2}(h_1 + h_2)$$

h_1, h_2 : 送受信アンテナ高 (m)

M : 平均水蒸気圧 (mb)

この推定式は前にも述べた様に東京-大阪間の各種の伝ぱん路と関東平野における若干の伝ぱん路の資料に基いて得られたものであるが、試験の大部分は主として東海道の海岸地方が多く又試験の性格上から距離が50 km附近に集中しているのので、すべての距離に対して又全国の地方に対して一般的に妥当であるかどうかは明かでない。即ち完全な内陸地方や遠距離ではこの推定の精度は不明であり今後の研究によらねばならないが、一般に海岸地方は

内陸地方に比べてフェージングが大きいと考えられることから内陸地方に適用しても推定値は安全側にあり、又この種の中継回線としては一般に50km前後の区間距離が多いことからこの推定式はこの限定された条件の下でも実用の価値があると考えられる。そこで上式を計算に便利な様にノモグラフに表したものが第17図⁽⁵⁾であり、これによつて伝ばん路と季節を与えれば直ちに Fading Range を推定することが出来る。

さて我々が実際に回線設計に必要なのは上に求めた Fading Range ではなくてむしろ Fading Depth である。そこで伝ばん試験の結果について Fading Range と Fading Depth の関係を調べて見ると第18図の黒点で示す結果を得た。⁽⁵⁾ この結果に対して最小二乗法を適用すると両者の関係は次式で与えられる。

$$F_d = 0.588 F_r + 0.1758 \quad (14)$$

但し F_d : Fading Depth (dB)

F_r : Fading Range (dB)

即ち実用的には次の様に簡略化して差支えない。

$$F_d = 0.6 F_r \quad (15)$$

即ち(13)式及び(15)式を用いて任意の伝ばん路の Fading Depth が推定出来るわけである。

上の方法では Fading Depth を求めるために先づ Fading Range を求めたが、もし直接に Fading Depth が算出出来れば更に便利である。そこで次に(13)式を求めたと同様の方法で Fading Depth の推定式を求めた結果は次の通りである。⁽⁵⁾

$$F_d = 0.0431 \cdot D^{0.664} \cdot P^{0.552} \cdot M^{0.725} \quad (16)$$

但し F_d : 99% の Fading Depth (dB)

D : 距離 (km)

P : Path Height Factor

$$P = 1 + \frac{300}{\bar{h}}, \quad \bar{h} = \frac{1}{2} (h_1 + h_2)$$

M : 平均水蒸気圧 (mb)

この場合には Path Height Factor P は (13) 式の様に海上陸上の別を用いていない。それは次の理由による。(13) 式の推定式を求めるために用いた資料は海岸地方か或は海岸からせいぜい20~30 km程度内陸に入った資料が大部分である。この程度の内陸地方では海の気象的影響から完全に隔離されているとは考えられず、資料の解析の過程においても海岸と内陸の間にそれ程明かな差は認められていない様である。しかし気象測定その他の資料によつて海岸のダクトが特に低い高さで陸上よりも顕著であることから P の値に陸上、海上の区別をつけたのであつた。しかしこの (13) 式を実際に適用する場合に、 P として海上、陸上いづれの値を用うべきかを決定し難いことが多い。そこで実用上からは若干の精度の低下を許してもこの様な区別を用いずに出来るならばより便利である。そこでここでは P の値に区別を設けずに適用してみたのである。(16) 式をノモグラフに表したものが第19図であり、これによつて直接 Fading Depth を求めることが出来る。

以上の推定方法はいづれも Fading Range 或は Fading Depth の 99 % 値に対して統計的に最小二乗法を用いて推定式を作つたのであるが、この方法では異つた信頼度例えば 99.9 % 或は 95 % 等の値を求めることが出来ない。もしそれを求めようとすれば種々の % に対してそれぞれ別の推定式を求めなければならないが、これは實際上煩雑に過ぎて実用に堪えない。そこでフェージングによる電界分布型が必要となる。即ち上の方法で求めた 99 % の Fading Range 或は Fading Depth から電界分布型を用いて他の % 値のそれを求めるのである。ダクト型フェージングによる電界分布は先に述べた様に Gamma 分布で近似され、理論的には第15図で示される。この曲線群の近似度は電界の低い部分では充分に良いからこれを用いて任意の % の Fading Depth を求められる。実際の操作としては (13) 式及び (15) 式或は (16) 式で求めた Fading Depth から第20図の曲線により分布のパラメータ ν を求めこの ν に対応する曲線を第15図で求めれば任意の % 値に対する Fading Depth を知ることが出来る。

しかし最も理想的な方法は直接分布型を決定するパラメータを推定する

ことで、Fading Range や Fading Depth について行つたと同様に各測定結果の分布の ν の値に基いて ν の推定式として次式を得た。⁽⁶⁾

$$\nu = 10^{6.7615} \cdot D^{-2.477} \cdot P^{-1.455} \cdot M^{-1.184} \quad (17)$$

この式によつて任意の伝はん路の任意の季節における分布型を決定することが出来、これに第15図を組合せて任意の信頼度に対する Fading Depth を求めることが出来る。この方法は理論的には先の二つの方法に比べてより一般化された点ですぐれているが、しかし現段階ではまだ若干の問題が残されている。それは実測された各分布曲線からパラメータ ν を決定する場合に視察によつているために誤差が含まれる可能性があることである。これが統計的に厳密な検定によつて決定されれば充分高い精度が期待されると思われるが、数学的に難しいため達成されなかつた。従つてこの式の精度についてはまだ若干の疑義があり実用に用いてよいかどうかは決定されない。しかしともかく今後の推定の方向としてはこの様に分布のパラメータを決定する方向に進むべきであると考えられ、それに対する最初の試みとして (17) 式を求めて見たのである。

4・3 中継回線の総合伝はん特性

上に述べて来たのは中継回線の各区間でのフェーディングであるが中継回線全体を通した後には S/N の変動は各区間のフェーディングの相加したものとして複雑な形になる。回線の通信品質はこの総合の特性に対してその規格が定められるので各区間のフェーディングを知つて総合のフェーディング特性を知ることが必要である。マイクロ波超多重電話回線では各中継機は AGC を備えて信号レベルを常に一定に保持する様に設計されており、フェーディングによつて信号の出力レベルは変化がない。しかし AGC による受信機利得の変化に伴つて雑音レベルはフェーディングに対応した変化を示し、この雑音電力

が中継毎に加わつて S/N が低下するのである。

今 n 区間の中継回線を考える。各区間のある瞬間における伝ぱん損失を $1/l_{pi}$ とするとこの時 n 区間を通つた後の C/N (Carrier to Noise Ratio) は

$$(C/N)_n = \frac{P_t \cdot g_t \cdot g_r}{l_t \cdot l_r} / P_n (l_{p1} + l_{p2} + \dots + l_{pn}) \quad (18)$$

又は

$$\frac{(C/N)_1}{(C/N)_n} = \sum_{i=1}^n l_{pi} / l_{pi} \quad (19)$$

で与えられる。(6) 茲に

$(C/N)_1$: 第一番目の区間の C/N

$(C/N)_n$: n 区間後の総合の C/N

P_t : 送信電力

g_t, g_r : 送受信アンテナ利得

l_{lt}, l_{lr} : 送受信饋電線損失

P_n : 受信機の内部雑音電力

$1/l_{pi}$: 各区間の伝ぱん損失

但し各中継局のアンテナ、導波管、送受信機の特性はすべて同一であると仮定している。

もし各区間の距離が同一で自由空間伝ぱんの時には

$$l_{p1} = l_{p2} = \dots = l_{pn}$$

であるから

$$\frac{(C/N)_1}{(C/N)_n} = n$$

となり n 区間の C/N の低下は 1 区間に比べて $10 \log_{10} n$ (dB) である。

次に各区間でフェージングがある場合には各区間の伝ぱん損失が夫々変動し (18) 式に従つて $(C/N)_n$ が変動する。即ち伝ぱん損失の逆数の和

$\sum_{i=1}^n l_{pi}$ の変動特性を知れば $(C/N)_n$ の変動特性を知ることが出来

る。伝ぱん損失の逆数は受信機の雑音量に比例するからこれを雑音の和と言

うことも出来る。そこで問題は各区間の雑音の変動による総合雑音の変動分布を求めることに帰着する。

この問題を解くには、従つて先づ各区間の雑音の変動分布を知らねばならない。先に述べた様にダクト型フェージングによる受信電力の分布は(9)式で与えられる様な Gamma 分布に従うということが分つているから、雑音の分布はその逆数の分布、即ち

$$f(x) = \frac{\nu^{\nu+1}}{\Gamma(\nu+1)} x^{-(\nu+2)} e^{-\frac{\nu}{x}} \quad (20)$$

に従うことが分る。これは Pearson の第5型分布であり、それぞれこの分布型に従つて変動する n 個の変数の和の分布を求めればよいことになる。しかしこの分布函数の和の分布を求めることが出来ないので計算の便宜上分布型を Gauss 分布と Gamma 分布に仮定した場合について扱うことにする。

(1) 各区間の雑音が独立で同一の Gauss 分布に従う場合

各区間の雑音 x が平均値 N_0 、標準偏差 σ_0 の Gauss 分布に従う時、 n 区間の総合雑音は平均値 $n N_0$ 、標準偏差 $\sqrt{n} \sigma_0$ の Gauss 分布となることはよく知られている。いま各区間の分布について

$$\int_{-\infty}^{N\alpha} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_0} e^{-\frac{(x-N_0)^2}{2\sigma_0^2}} dx = \alpha \quad (\alpha \leq 1) \quad (21)$$

となる $N\alpha$ をとり

$$N\alpha = N_0 + a\sigma_0 \quad (22)$$

と選べば $N\alpha$ は雑音がこの値以下の値をとる確率が α (≤ 1) である様な雑な雑音の値である。こゝに a は α に対して一義的に決まる常数で次の様な値である。

α	0.9999	0.999	0.99	0.9
a	3.71	3.10	2.33	1.28

従つて 100α (%) の信頼度で回線の S/N 規格を保証するためには自由空間値に対する Fading Depth として

$$F_1 = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{a\sigma_0}{N_0} \right) \quad (\text{dB}) \quad (23)$$

だけのフェーディングを許さねばならない。

次に n 区間の場合には和の分布の平均値は N_0 から nN_0 に増加し、この増加量を dB で表すと

$$10 \log_{10} \frac{nN_0}{N_0} = 10 \log_{10} n \quad (\text{dB}) \quad (24)$$

となり自由空間での雑音の増加量と同じである。雑音が $N_{n\alpha}$ 以下の値をとる確率が α である様な $N_{n\alpha}$ の値は

$$N_{n\alpha} = nN_0 + a\sqrt{n}\sigma_0$$

となり、Fading Depth は

$$F_n = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{a\sigma_0}{\sqrt{n}N_0} \right) \quad (\text{dB}) \quad (25)$$

となる。(23), (25) 式から各区間の Fading Depth と n 区間の総合 Fading Depth の関係式

$$10 \log_{10} \frac{F}{F_n} = \sqrt{n} \cdot 10 \log_{10} \frac{F_n}{F_n} - (\sqrt{n} - 1) \quad (26)$$

を得る。第 21 図は (26) 式を図示したもので各区間の Fading Depth から n 区間の総合 Fading Depth を求めることが出来る。

全回線の S/N の劣化量は

$$F_{\text{tot}} = 10 \log_{10} n + F_n \quad (\text{dB}) \quad (27)$$

で与えられ第 22 図によつて求められる。従つて全回線の総合 C/N の信頼度 α に対する値 $(C/N)_{n\alpha}$ は

$$(C/N)_{n\alpha} = (C/N)_{F.S.} - 10 \log_{10} n - F_{n\alpha} \quad (\text{dB})$$

によつて与えられる。但し $(C/N)_{FS}$ は一区間の自由空間における C/N 、 $F_{n\alpha}$ は信頼度 α に対応する総合 Fading Depth である。

(2) 各区間の雑音が独立で同一の Gamma 分布に従う場合。

雑音が Gauss 分布に従うと仮定することの根本的な欠陥は雑音が負の値をもとることである。そこでここでは雑音が正の値のみをとる分布として Gamma 分布を比較のために扱うことにする。

各区間の雑音が Gamma 分布

$$y(x) = \frac{\nu^{\nu+1}}{\Gamma(\nu+1)} x^{\nu} e^{-\nu x} \quad (28)$$

に従う時、 n 区間の総合雑音分布は自由度が $n\nu$ の Gamma 分布

$$y(x) = \frac{\nu^{n\nu+1}}{\Gamma(n\nu+1)} x^{n\nu} e^{-\nu x} \quad (29)$$

となり最頻値の位置は n 、その累積確率 P_1 及び P_n は夫々

$$\begin{aligned} P_1 &= \frac{\nu^{\nu+1}}{\Gamma(\nu+1)} \int_0^x x^{\nu} e^{-\nu x} dx \\ &= I\left(\frac{\nu x}{\nu+1}, \nu\right) \end{aligned} \quad (30)$$

$$\begin{aligned} P_n &= \frac{\nu^{n\nu+1}}{\Gamma(n\nu+1)} \int_0^x x^{n\nu} e^{-\nu x} dx \\ &= I\left(\frac{\nu x}{n\nu+1}, n\nu\right) \end{aligned} \quad (31)$$

となる。今信頼度 99% について考えると、Pearson の Table ⁽⁴⁾ によつて $P=0.99$ となる様な $\nu x / \nu + 1$ 及び $\nu x / n\nu + 1$ の値が求まる。これを $(U_1)_{99}$ 及び $(U_n)_{99}$ とすれば 99% の信頼度に対応する雑音量

は夫々 $\sqrt{\nu+1} (U_1)_{99} / \nu$ 及び $\sqrt{n\nu+1} (U_n)_{99} / \nu$ となり一
 間及び n 区間の Fading Depth は

$$\left. \begin{aligned} F_1 &= 10 \log_{10} (x_1)_{99} = 10 \log_{10} \frac{\sqrt{\nu+1}}{\nu} (U_1)_{99} \\ F_n &= 10 \log_{10} \frac{(x_n)_{99}}{n} = 10 \log_{10} \frac{\sqrt{n\nu+1}}{n\nu} (U_n)_{99} \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

となり n 区間全回線の自由空間に対するマージンとしては

$$F_{tot} = 10 \log_{10} n + 10 \log_{10} \frac{\sqrt{n\nu+1}}{n\nu} (U_n)_{99} \quad (33)$$

となる。(32)式及び(33)式を Gauss 分布の時と同様に図示したのが第 2
 3 図及び第 2 4 図である。

(3) 各区間の雑音が独立で異なる Gauss 分布に従う場合

以上の二つの場合には各区間の雑音分布がすべて同一であると仮定したが
 実際の回線設計に当つては各区間の距離及びフェージングの大きさはそれぞれ
 異なるので、上述の結論は全回線の概略の評価には適用出来ても具体的な候補
 回線の全体の S/N とその信頼度を評価することは出来ない。そこで各区間
 の雑音が独立で平均値及び標準偏差が異なる場合の総合の C/N と信頼度を求
 める方法を述べる。

各回線の雑音分布を $N_i (m_i, \sigma_i^2)$ とすれば全回線の総合雑音分布は

$$N(m, \sigma^2) = \sum_{i=1}^N N_i(m_i, \sigma_i^2) = N\left(\sum_{i=1}^N m_i, \sqrt{\sum_{i=1}^N \sigma_i^2}\right) \quad (34)$$

又各区間の Fading Depth は (23) 式により

$$F_i = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{\alpha \sigma_i^2}{m_i}\right) \quad (35)$$

或は

$$\sigma_i^2 = \frac{m_i}{\alpha} \left(10^{\frac{F_i}{10}} - 1\right) \quad (36)$$

同様に全回線の Fading Depth に対しては

$$\begin{aligned}
 F &= 10 \log_{10} \left(1 + \frac{a\sigma}{m} \right) \\
 &= 10 \log_{10} \left(1 + \frac{a\sqrt{\sum_{i=1}^n \sigma_i^2}}{\sum_{i=1}^n m_i} \right) \quad (37)
 \end{aligned}$$

或は

$$\sigma = \frac{\sum_{i=1}^n m_i}{a} \left(10^{\frac{F}{10}} - 1 \right) \quad (38)$$

回線設計を行う場合に与えられる要素は各区間の距離 d_i 及び Fading Depth F_i である。各区間の自由空間伝ぱん損失は距離 d_i 及び波長 λ で与えられるから各区間の伝ぱん損失は

$$m_i = \left(\frac{4\pi d_i}{\lambda} \right)^2 \quad (39)$$

によつて求められる。又 F_i は 4・2 で述べた方法によつて算出されるからこゝに m_i と F_i が与えられる。次に (36) 式によつて各区間の σ_i を計算し $\sqrt{\sum \sigma_i^2}$ を求めればこれと $\sum m_i$ とを (37) 式に代入して全回線に対する Fading Depth F を計算出来る。

かうして $\sum N_i$ の分布特性から Fading Depth を知ることが出来たので全回線の $(C/N)_n$ を計算することは容易である。例えば各区間の F_i の信頼度を 100α (%) と規定し $F_{i\alpha}$ で表わすと、上の方法で求めた全区間の Fading Depth も信頼度 100α (%) に対応する値であり、これを F_α とする。この時 (18) 式から 100α (%) の信頼度に対する回線の総合 C/N は dB 値で次式で計算される。

$$(C/N)_n = P_t + G_t + G_r - L_t - L_r - P_n - 10 \log_{10} m - F_\alpha \quad (\text{dB}) \quad (40)$$

茲に $(C/N)_n$: 全回線の C/N (dB)

P_t : 送信電力 (dB, $0\text{dB} = 1 \text{ watt}$)

G_t, G_r : アンテナ利得 (dB)

L_t, L_r : 導波管損失 (dB)

P_n : 受信機の内部雑音 (dB, $0\text{dB} = 1 \text{ watt}$)

$$m = \sum_{i=1}^n m_i$$

F_{α} : 100 α (%) の信頼度に対する全回線の総合
Fading Depth (dB)

F_{α} の計算方法は先に述べたが、この計算の便利のためノモグラフを作成した。第25図は各区間の m を周波数 f と距離 d から求めるもの、第26図は各区間の F_i , m_i から σ_i^2 を求めるものでこれは同時に $\sum \sigma_i^2$ と $\sum m_i$ から逆に m を求めるにも用いられる。信頼度としては9.9%と99.9%の二種で第26図で F_i の Scale の右側は9.9%、左側は99.9%に対して用いるのである。

4・4 回線の信頼度への応用

無線回線の S/N はフェージングによつて変動するため通信の質の要求度は確率的に規定されねばならない。この時に規定される S/N とその S/N を確保する確率即ち信頼度はサービスの基準と回線の経済性によつて決められるべきものであるが、この二つの要素は互に相反する性質のものである。即ちサービスの向上は当然経済的な負担の増大を意味するのである。従つて回線の S/N とその信頼度の規格はこの二つの相反する要素を合理的に調和させて決定しなければならないが、このためには伝ばん特性がこの二つの要素にどのような影響を与えるかを十分に検討することが肝要である。然らば回線の信頼度は伝ばん特性とどのような関係があるであらうか。これについて考えるためにはそれに先立つて一体フェージングのある回線の信頼度というものをどのように規定すべきかを考えなければならない。

マイクロ波のダクト性フェージングの特性としてフェージング発生は気象条件に左右されて複雑な様相を呈するが、その中に季節変化や日変化の様な比較的規則正しい特性がある。即ち回線の信頼度は季節によつても又昼夜の別によつても著しく異なるから、信頼度を一義的に決めることは出来ず、或る特定の季節における信頼度という様に限定した意味でしか規定することが出来ない。そこで我々は8月における1ヶ月間の信頼度を以て規定すること

を提案した。8月を選んだのはこの期間にフェージングが最悪の状態における信頼度を直接的に知ることが出来、又フェージングの推定の精度も比較的高いという理由による。又1ヶ月間としたのはこの程度の期間内では季節変化の傾向の影響が比較的小く、又その季節における種々の気象条件が代表的な割合で組合はされて、受信電力の分布が特定の形即ち Gamma 分布に従うということが分つているのに基いている。そこで8月の信頼度によつて回線の信頼度を代表するとした時、一体この信頼度は他の季節に対してどの程度の信頼度を保証するであらうか。又この様に規定された無線回線の通信品質は有線回線と如何に比較されるべきであらうか。有線回線ではフェージングの様子に顕著な季節変化を示す要素がないからどの季節に対しても同一規格を規定してよいので、これを無線回線の8月の規格と直接比較することは不合理である。従つて無線回線の信頼度は先に述べた理由にも拘らず年間の信頼度で表現するのがより合理的であると考えられる。然らば8月の信頼度は年間の信頼度としてはどの程度の値になるのか。これらの問題の解答を与えるのは、電界強度分布型について得られた諸特性の知識である。我々は不幸にして年間の電界分布の資料を持たないので、1ヶ月間の電界分布の知識からこの解答を導き出さうとするのである。さてフェージングの季節変化である。これは先に得られたフェージングの推定式 (13) 式或は (16) 式によつて示されるが、米国における年間のフェージングの資料を用いて季節変化を想定した。これは第27図⁽⁸⁾に示すもので、特定の伝ぱん路に対する資料であるがどのような伝ぱん路についても同図の縦軸に示す比例関係を保つものであると仮定する。

先づ各月の電界強度の分布が dB - normal 分布であると仮定した時の年間のフェージングを求める。但し種々の Fading Depth に対して一般的に求めることは出来ないので8月における Fading Depth が14dB及び18dBの場合について計算した各月及び年間の電界分布は第28図及び第29図の如くである。この結果によつて8月の99%の信頼度は年間に換算すると約99.8%となることが分る。次に各月の電界強度が Gamma 分布に従い、8月の Fading Depth が10dB である時の年間の電界強度の分布は第

30図の様になり、8月の99%の信頼度は年間の99.9%に相当することが分る。以上のことから8月の99%の信頼度は年間の信頼度99.8~99.9%程度に相当するものと考えてよいであらう。

以上のことを実際の電話回線の場合に適用して見ると次の如くなる。我が無線回線の規格として年間の信頼度を決定するには有線通信における市外電話中継線の規格に準じるのが妥当である。勿論有線においてもこの問題は解決していないが、例えば米国における規格として99.99%という数値が挙げられている。しかしこれも一つの目標であつて実際の運用においてはこれよりも下廻つている様であり、これに準拠していると思はれる。Bell SystemのTD-2方式の運用結果によれば年間の信頼度は99.9%程度であると報せられており、この値は我々が仮に設定した8月における99%という信頼度と略々同程度であるので、この種の回線の規格としては或程度妥当なものであることを裏書きしていると考えられる。

いづれにしても回線の信頼度の規格決定については更に根本的に研究すべきものであつて今直ちに決定することは出来ない性質のものであるが、その前提としては以上述べた様な伝はん特性の影響の仕方が更に正確に把握されることが肝要であり、この時に電界強度分布型の特性に関する十分な理解が大きな役割を演ずるものである。

4・5 東名阪マイクロ波超多重電話中継回線設計における計算例

以上の研究は主として日本電信電話公社が計画した東名阪のマイクロ波中継回線の設計に際して行われたものであるが、本論文に述べて来た電界強度分布型の諸特性がどの様に利用されたかを応用例として略述する。

先づ回線のS/N規格が設定された。即ち市外線端におけるS/Nを54dB以上に確保する信頼度が99%であること。但し480chのBase Band Frequency 2 Mc の中心周波数における値である。使用される中継機の特性は次の様に与えられる。

送信電力	800mw
アンテナ利得	38dB
導波管損失	1 dB
受信機の Noise Figure	15 dB
受信機の等価帯域幅	25Mc
最大周波数偏移	±8Mc
ch. 当りの位相偏移	0.4 radian

この通信方式に対しては

$$\text{Threshold Level} = -106 \text{ dBW}$$

$$\text{Noise Level} = -115 \text{ dBW}$$

$$S/N = 54\text{dB} \text{ を得るための受信機入力} = -89 \text{ dBW}$$

である。今1000Kmの両端局を n ケの中継区間によつて結びつづれも同一の区間距離であるとする。 n の値を変えた場合の区間距離及び各区間の Fading Depth, 伝ばん損失は第2表に示す様になる。但し Fading Depth の推定には (13) 式、(15) 式の方法と (16) 式の方法による二つの値の平均値を用い、夏季の水蒸気圧として $M = 28 \text{ mb}$ 、平均電波通路高としては $\bar{h} = 300\text{m}$ とした。全回線の自由空間における雑音増加量 $10 \log_{10} n$ 及び全回線の総合 Fading Depth (第21図によつて算出される) 及び F_{tot} を同表に示した。この結果99%の信頼度で確保出来る受信機入力電力は最右欄の値となる。

第 2 表

n	d (km)	F_d (dB)	m (dB)	$10 \log_{10} n$ (dB)	F_n (dB)	F_{tot} (dB)	99%の p_r (dBw)
40	25	4.7	132.5	16	1.0	17.0	-78.5
20	50	8.8	138.5	13	4.2	17.2	-84.7
15	70	12.3	141.5	11.5	8.0	19.5	-90.0
10	100	17.5	144.5	10	13.5	23.5	-97.0

従つて区間距離に対する99%の受信電力は第31図の様になり、99%の

信頼度で必要な $S/N=54$ dB を保証するためには区間距離の最大の限界は約 65 km である。実際には安全のため 1~2 dB の余裕を見込んで区間距離として 55~60 km 程度を限度に選ぶのがよい。

かうして決定された平均区間距離に基づいて実際の中継局候補地点を選び、これらの地点を結ぶいくつかの候補回線を選定する。この選定に当つては k 型フェージングが無視される条件を満足されることは勿論であるが、その他伝はん歪、飛越し伝はんによる干渉、近傍反射による干渉等を規格以下とする様な考慮が必要である。これらの候補回線についてその総合伝はん特性を計算すると同時に、建設保守等の経済的条件をも考慮して最後に回線を決定するのである。東名阪の中継回線はこの様な検討の結果決定されたものであるが、この場合の候補回線の総合伝はん特性の計算例として東名阪の最終決定回線について述べることにする。

第 3 表にこの回線の各区間の距離及び送受信点の高さを示した。この各区間の 8 月における 99% の Fading Depth Fdi は (13) 式、(15) 式の方法 (第 17 図) と (16) 式の方法 (第 19 図) によつて推定した値の平均値を用いた。又各区間の距離から 4000 Mc に対する伝はん損失 m_i の値は第 25 図のノモグラフによつて求められ、この m_i と上に求めた Fdi とから第 26 図によつて σ_f^2 が算出される。第 3 表にこれ等の値を記した。

第 3 表

区 間	d (km)	h_1 (m)	h_2 (m)	F_{dz} (dB)	m_i ($\times 10^3$)	σ_f^2 ($\times 10^{28}$)
東 京-円海山	37.4	20	153	11.2	4.2	5.8
円海山-双子山	52.5	153	1090	8.4	7.7	3.8
双子山-山 原	56.5	1090	440	8.8	8.9	9.0
山 原-粟ヶ岳	42.3	440	514	7.1	5.0	0.78
粟ヶ岳-作 手	60.7	514	724	9.8	10.3	14.5
作 手-名古屋	46.9	724	107	7.7	6.3	1.9
名古屋-大野木	56.6	107	374	11.3	9.0	25.0
大野木-比叡山	62.4	374	848	9.9	11.0	16.8
比叡山-大 阪	51.3	848	20	8.8	7.2	4.4

従つて全回線の自由空間における総合伝ぱん損失は

$$\sum m_i = 6.96 \times 10^{14} \quad (= 148.43 \text{ dB})$$

$$\text{又} \quad \sum \sigma_i^2 = 8.18 \times 10^{29}$$

そこで第26図を逆に用いて99%の全回線の総合 Fading Depth F_d は

$$F_d = 6.1 \text{ dB}$$

となる。この結果から全回線の総合 C/N は (40) 式によつて

$$(C/N) = 30.47 \text{ dB}$$

或は99%の信頼度で保証される受信機の入力電力は

$$(P_r)_{99\%} = -84.5 \text{ dBW}$$

となりこの時の S/N は

$$(C/N)_{99\%} = 59 \text{ dB}$$

で回線の規格を充分満足している。即ちこの東名阪回線は240 ch.の多重電話に対して充分規格を満足した伝送を確保出来る特性を持ち、又480 ch.に対しては $(S/N)_{99\%} = 53 \text{ dB}$ となるから若干規格を下廻るが略々実用出来る可能性があると認められる。

§ 5 結 言

マイクロ波におけるフェージングの機構と電界強度の分布型について理論的及び実験的にその特性を述べ、これを実用回線の設計に応用する方法を明かにした。しかし本論文に取扱つた問題はまだその一つの試みの域を脱してないもので、電波伝ぱんの研究の成果を如何に回線設計に反映させるかという問題について或る方向を指摘したということが出来よう。従つて今後は之等の問題の総合的な考え方においても、又個々の内容の詳細な点についても、開拓さるべき多くの問題が残されている。しかしこゝでは東名阪マイク

マイクロ波超多重電話中継回線の設計のためにその実用化が急がれたので、不十分ながら回線設計に応用して実用的な形にまとめてみた。その結果は現用回線の保守状況についての詳細な報告が明かにならねば断定することは出来ないが、若干の細い点を除けば略々実用に用いて大きな誤りはない程度の精度を持つと考えられる。そしてこの方法は、その後引続いて進められている大阪-福岡、東京-仙臺-札幌のマイクロ波回線網設計に応用されている。之等の回線の設計に当つてはこゝに述べた諸問題以外の新しい問題が重要な役割を演じて来ており、之等の問題の解決に努力が集中されねばならない情勢になつて来ているが、しかし回線設計の基本的問題として、こゝに述べて来た電界分布型の問題は、困難ではあるが今後も絶えず発展させる必要を痛感するものである。

謝 辞

この研究は、主として電気通信研究所電波課におけるマイクロ波超多重電話中継回線設計のための電波伝ばん実用化研究の一環として行われたものでこの研究のためには電波課の総力が集中されて来た。従つてこの研究はこれに関連したすべての人々の総合された研究成果を基盤としていることを強調して深い謝意を表し度い。

就中、この研究に終始深い理解を以て御指導を賜つた通研所長石川武二氏前基礎研究部長前田憲一氏、次長岡田実氏及びこの研究の完成に直接有益な御指導と御鞭達を頂いた前電波課長松尾三郎氏、電波伝ばん研究室長横山浩氏、標準課長斎所正夫氏電波伝ばん研究主任鷺飼重孝氏、無線課無線方式係長柿田潔氏に深甚なる感謝の意を表す。又この論文中に引用させて頂いた龍大な伝ばん試験の資料は旧電波課の全員によつて測定され、整理解析された極めて貴重な資料であつて、この資料の作成に当られた旧電波課員の各位に衷心より感謝する次第である。

[附 録]

干渉性 k 型フェージングの電界強度累積確率の表現式〔(4)式及び(8)式〕の誘導。

- E : 自由空間値に対する相対電界強度
 (自由空間値を 0 dB とおく dB 値)
 ρ : 反射係数 (直接波と反射波の振幅比)
 φ : 直接波と反射波の位相差

とすれば受信電界強度は

$$E = 20 \log_{10} \sqrt{1 + \rho^2 - 2\rho \cos \varphi}$$

$$\therefore \varphi = \cos^{-1} \left(\frac{1 + \rho^2 - 10^{\frac{E}{20}}}{2\rho} \right)$$

この曲線は図に示した曲線で、φ が 0 ~ π の間で一様の確率を持てば任意の電界強度 E の確率密度 p (E)

$$p(E) = \frac{d\varphi}{dE}$$

これは ρ が一定の場合であるが、ρ がある分布に従う時この分布函数を q (ρ) とすれば電界強度が E である確率は

$$p(E) = \int_0^1 \frac{d\varphi}{dE} \cdot q(\rho) \cdot d\rho$$

従つて電界強度が E 以下である確率 P (E) は次の様になる。

$$\begin{aligned} P(E) &= \int_{-\infty}^E \int_0^1 \frac{d\varphi}{dE} \cdot q(\rho) \cdot d\rho \cdot dE \\ &= \int_0^1 \int_0^{\varphi} q(\rho) \cdot d\rho \cdot d\varphi \\ &= \int_0^1 \varphi \cdot q(\rho) \cdot d\rho \\ &= \int_0^1 q(\rho) \cdot \cos^{-1} \left(\frac{1 + \rho^2 - 10^{\frac{E}{20}}}{2\rho} \right) \cdot d\rho \end{aligned}$$

即ち(4)式が導かれた。

次に ρ が一定で φ がある分布に従うときには次の様になる。今 φ の分布関数を $r(\varphi)$ とすると電界強度が E である確率は前の場合と同様の考え方から

$$p(E) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{d\varphi}{dE} \cdot r(\varphi) \cdot d\varphi$$

電界強度が E 以下である確率 $P(E)$ の様になる。

$$\begin{aligned} P(E) &= \int_{-\infty}^E \int_{-\infty}^{\infty} \frac{d\varphi}{dE} \cdot r(\varphi) \cdot d\varphi \cdot dE \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\varphi} d\varphi \cdot r(\varphi) \cdot d\varphi \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \cos^{-1} \left(\frac{1 + \rho^2 - 10 \frac{E}{\rho}}{2\rho} \right) \cdot r(\varphi) \cdot d\varphi \\ &= \cos^{-1} \left(\frac{1 + \rho^2 - 10 \frac{E}{\rho}}{2\rho} \right) \int_{-\infty}^{\infty} r(\varphi) \cdot d\varphi \end{aligned}$$

もし $\theta = \varphi / \pi$ とおけば

$$P(E) = \cos^{-1} \left(\frac{1 + \rho^2 - 10 \frac{E}{\rho}}{2\rho} \right) \int_{-\infty}^{\infty} r(\theta) \cdot d\theta$$

θ が Gauss 分布をする時、その平均値を θ_m 、標準偏差を σ_θ とすれば

$$r(\theta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_\theta} e^{-\frac{(\theta - \theta_m)^2}{2\sigma_\theta^2}}$$

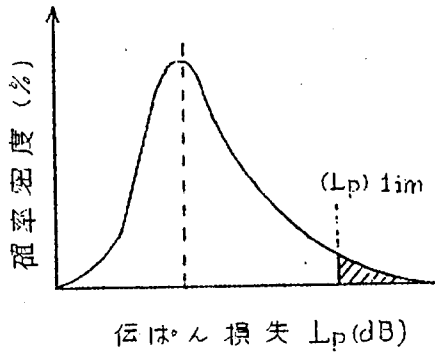
であるから

$$P(E) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_\theta} \cos^{-1} \left(\frac{1 + \rho^2 - 10 \frac{E}{\rho}}{2\rho} \right) \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{(\theta - \theta_m)^2}{2\sigma_\theta^2}} \cdot d\theta$$

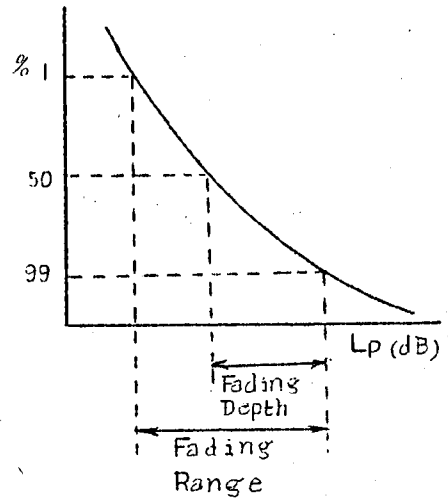
となり(8)式を得る。

〔文 献〕

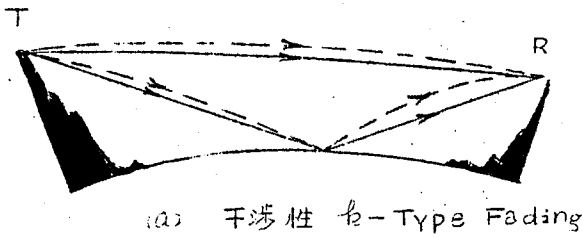
- (1) J.C.Schelleng, C.R.Burrows and E.B.Ferrel "Ultra-Short
-Wave Propagation" Proc. I.R.E. 21 (1933)
- (2) 松尾、鶴銅、柿田、池上、河野
"マイクロ波のフェージング"
通研、研究実用化報告 vol.2, 号2, 1953
- (3) 横山、鶴銅、池上、大高、長谷川、鈴木
"米沢盆地における4000Mc 伝播試験報告" 通研、成果報告 第473
号(1954)
- (4) K.Pearson
"The Tables of Incomplete Gamma Function"
- (5) 池上、奥村
"Fading の推定方法"
通研成果報告 第580号(1954)
- (6) 竹内、染谷他
"200Mc 周波数変調無線中継方式"
通研研究実用化報告 Vol.1, 号2 1952
- (7) N.E.Kerr "Propagation of Short Radio Waves"
M.I.T.Rad.Lab.Series 号13
- (8) J.Z.Miller and L.A.Byam
"A Micro Wave Propagation Test"
Proc. I.R.E. June, 1950.



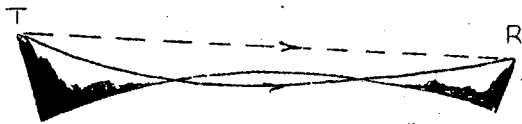
才 1 図



才 2 図

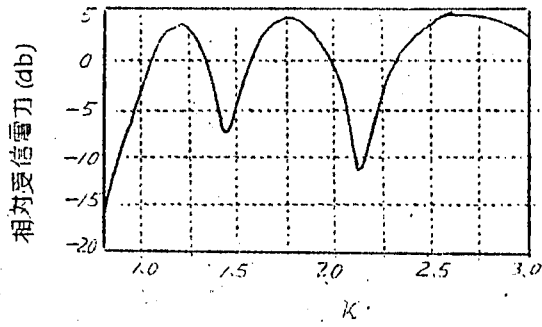


(a) 干渉性 g -Type Fading



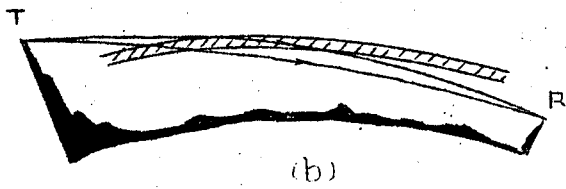
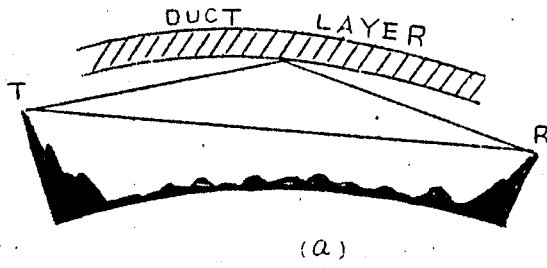
(b) 廻折性 g -Type Fading

才 3 図

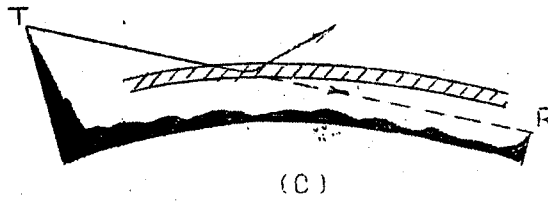


$h_1 = 280\text{m}$
 $h_2 = 50\text{m}$
 $d = 77\text{km}$

图 4



(a, b) 干涉性 Duct Type Fading

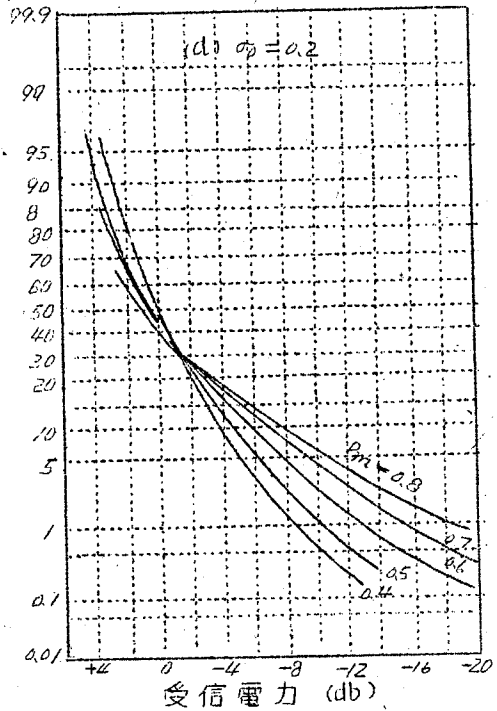
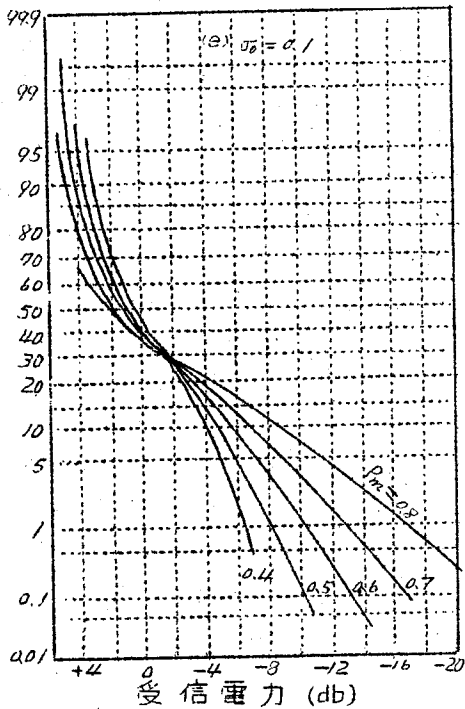
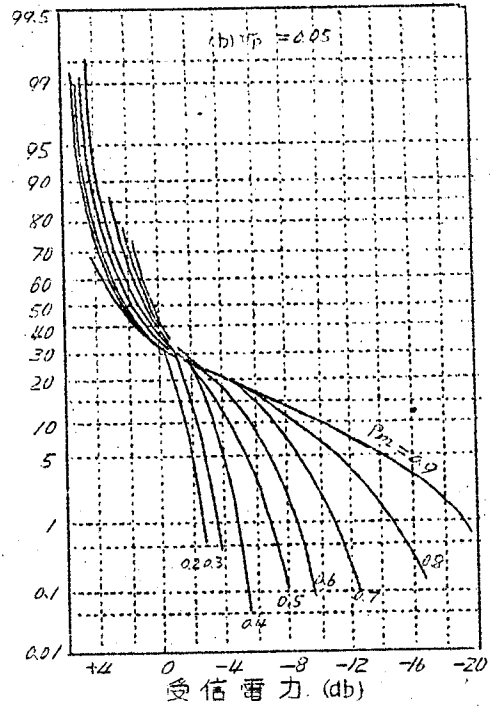
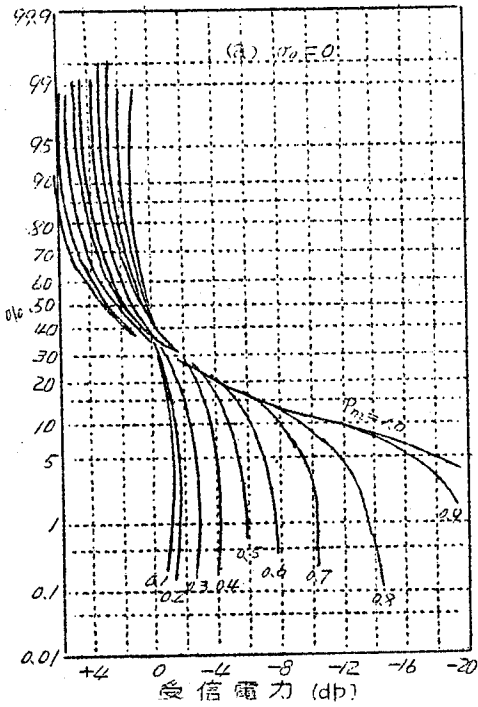




(d)

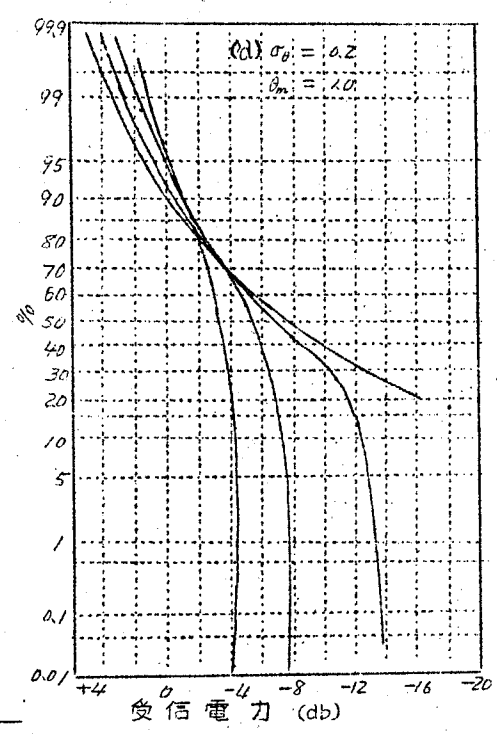
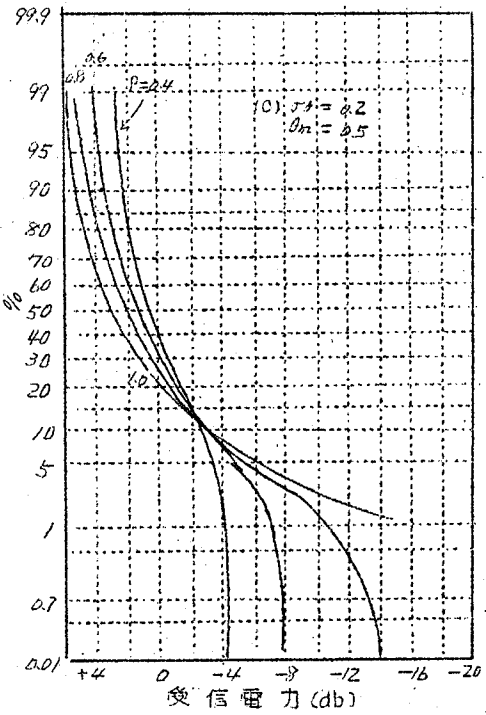
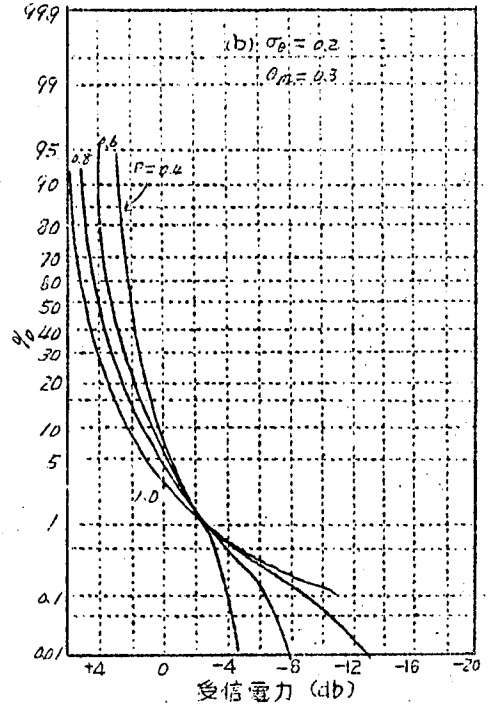
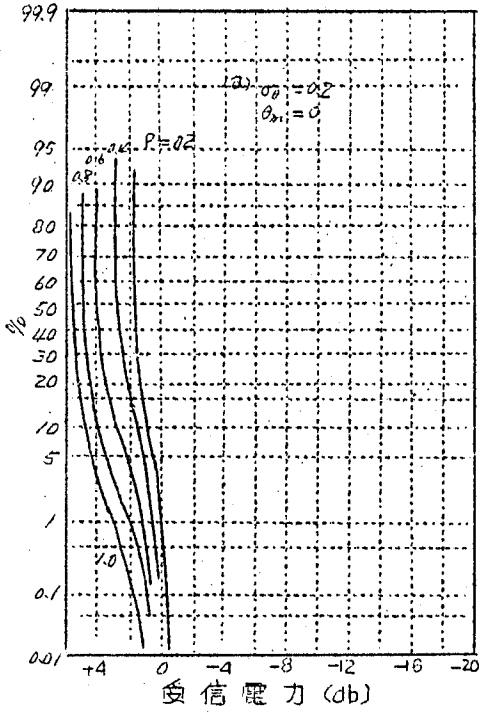
(c.d) 減衰性 Duct Type Fading

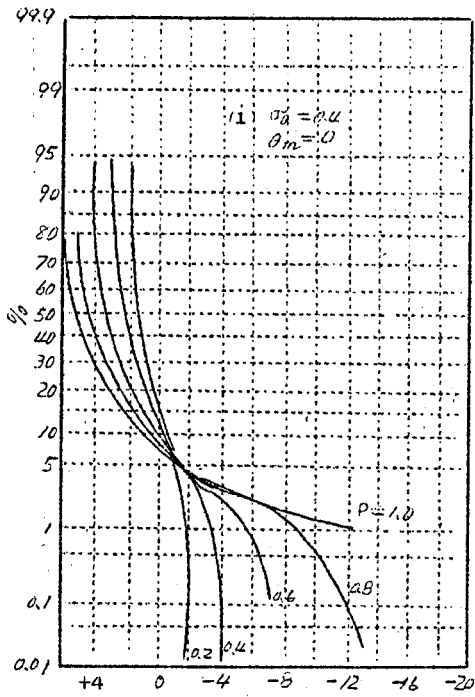
才 5 図



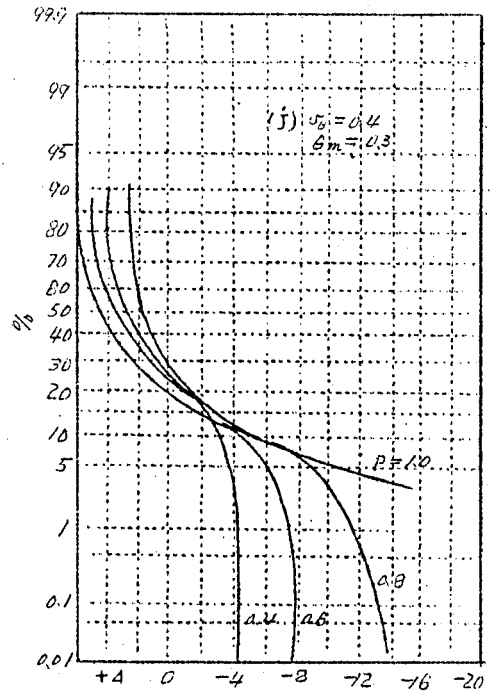
ホ6 図 (a~d) 反射係数が正規分布に従う時の受信電力の累積確率曲線

図7 (a)~(d) の正規分布に在る時の受信電力累積確率曲線

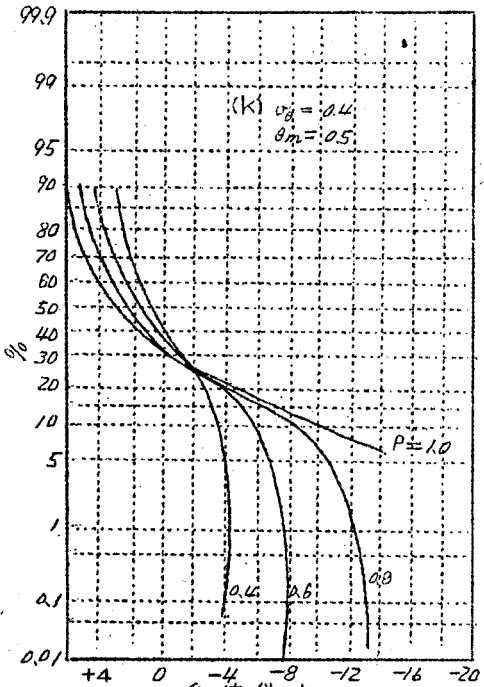




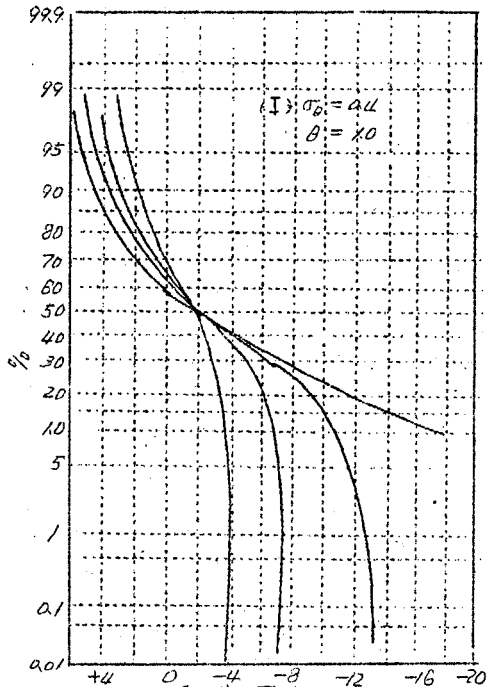
受信電力 (db)



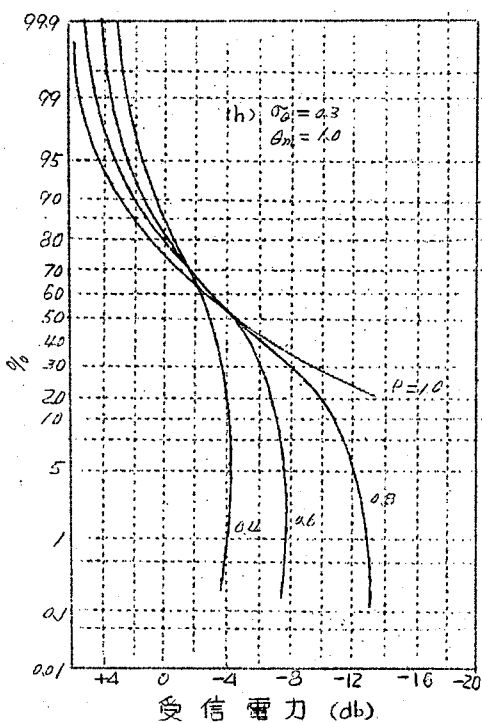
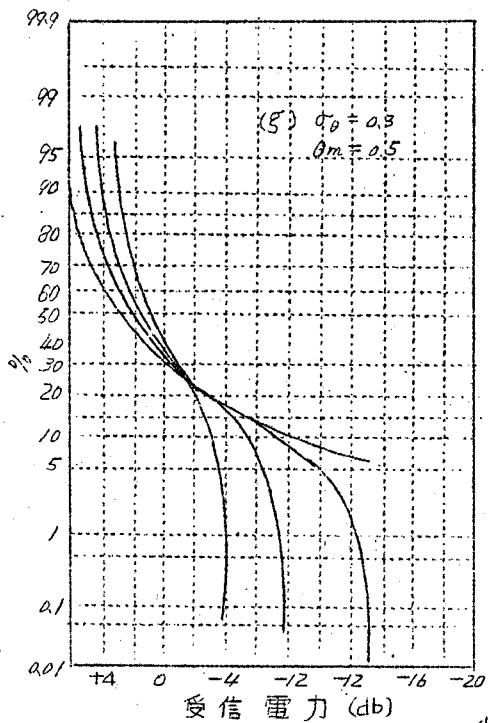
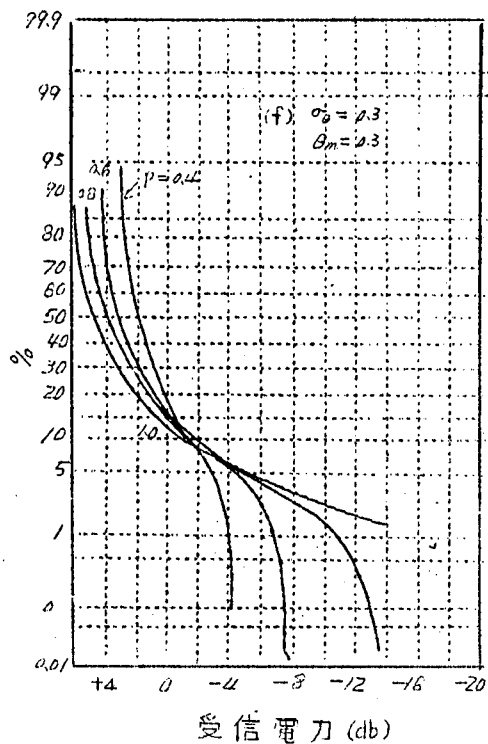
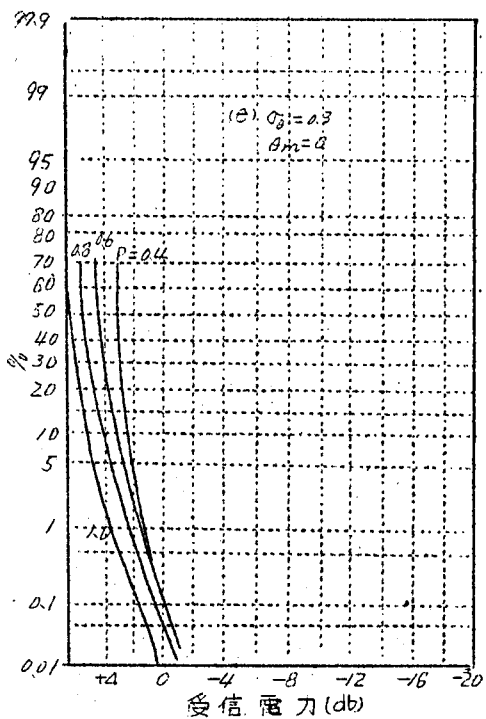
受信電力 (db)

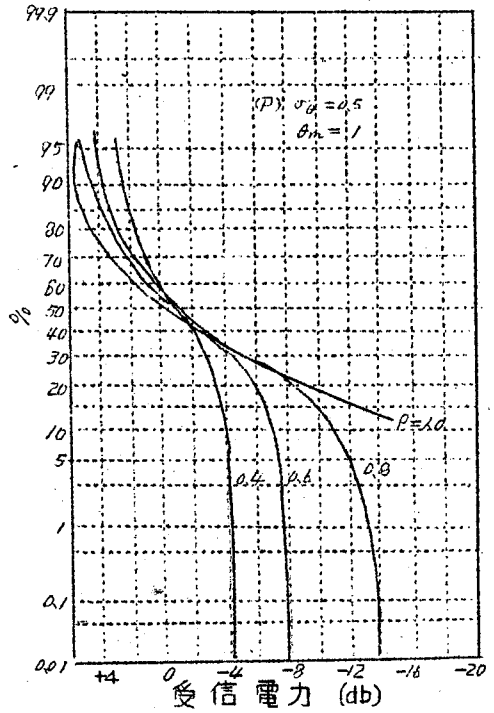
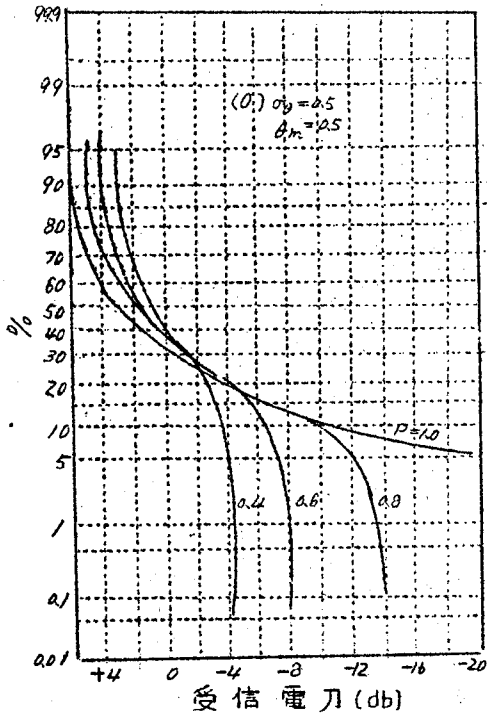
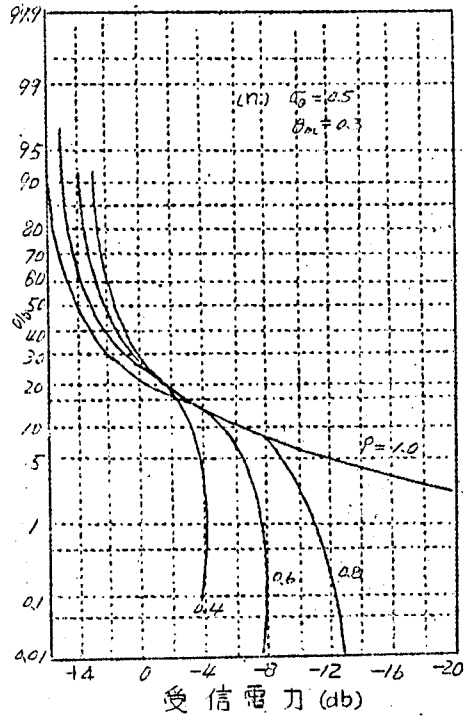
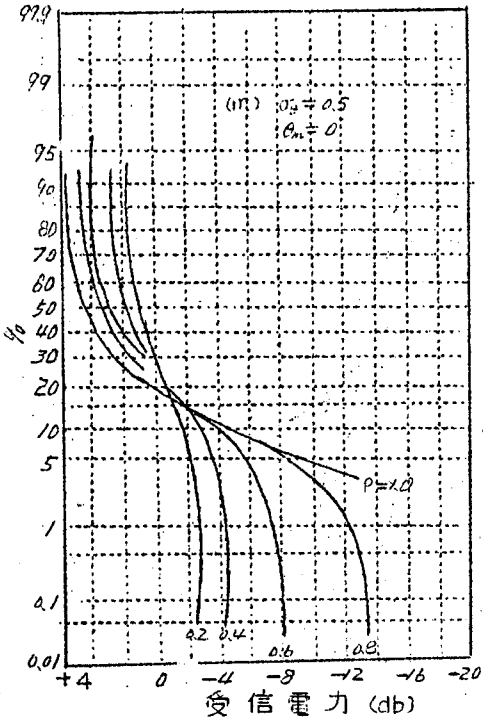


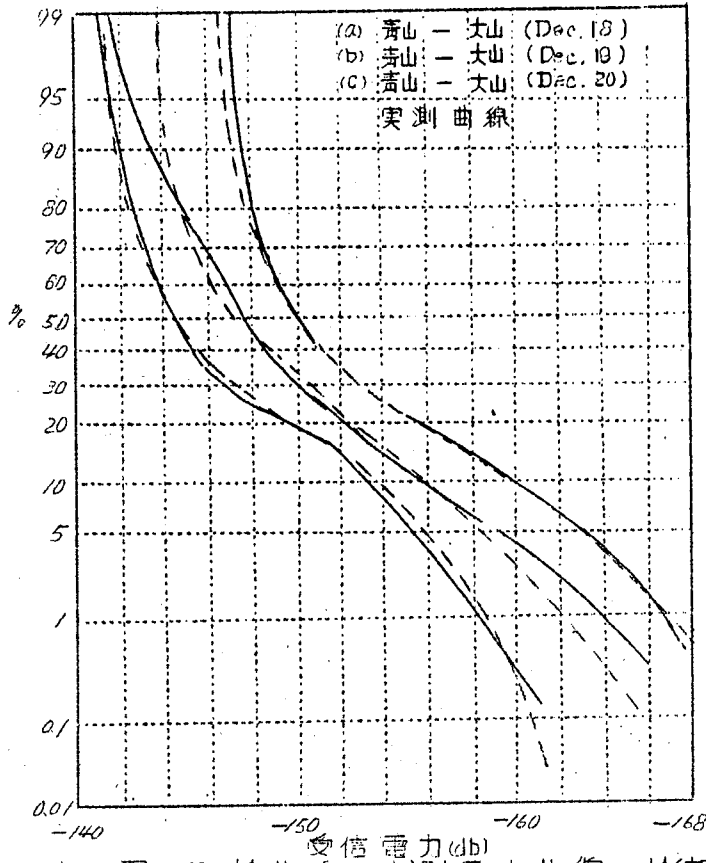
受信能力 (db)



受信電力 (db)







第8図 理論曲線と実測分布曲線比較

一日の分布

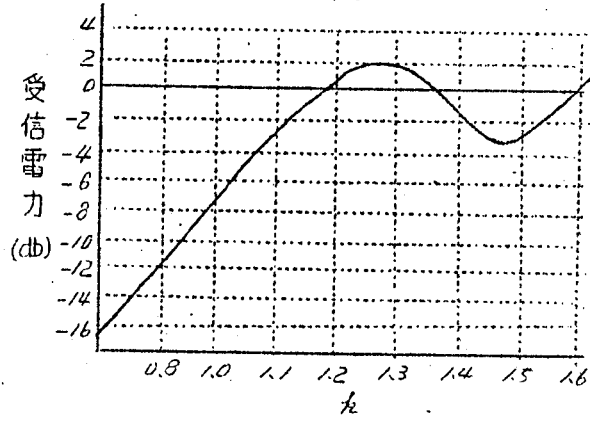
分布の型	N	%
ρ 分布	12	80
θ 分布	2	13
ρ 及び θ 分布	1	7
不 適	0	0

一時間の分布

分布の型	N	%
ρ 分布	32	18
θ 分布	70	40
ρ 及び θ 分布	36	21
不 適	36	21

第 1 表

才 9 图



才 10 图

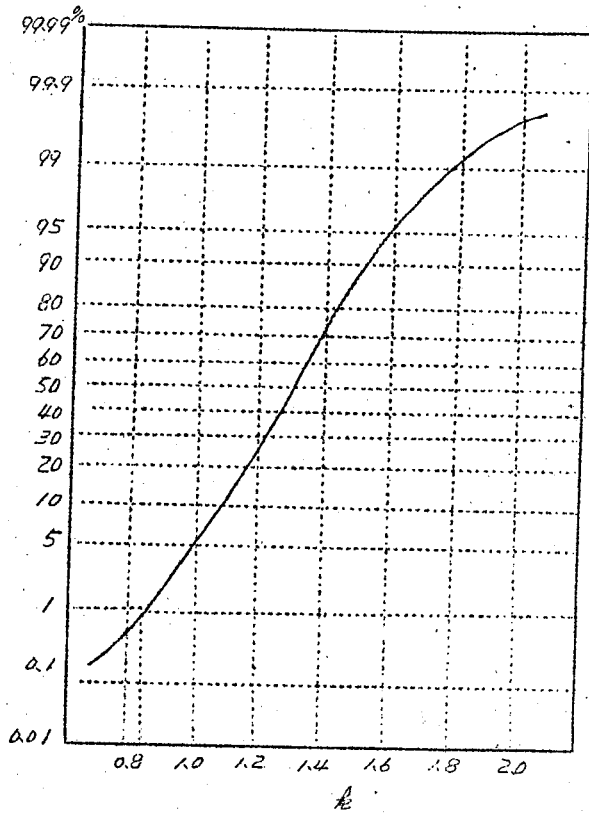
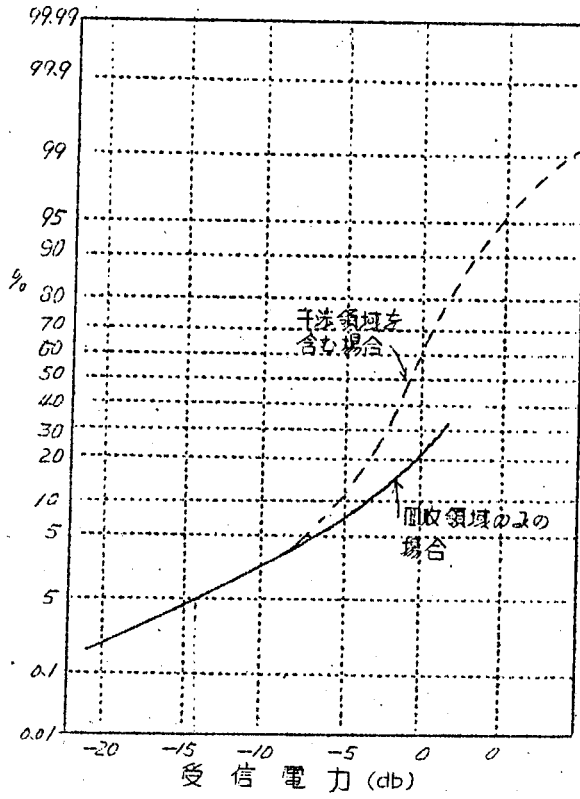
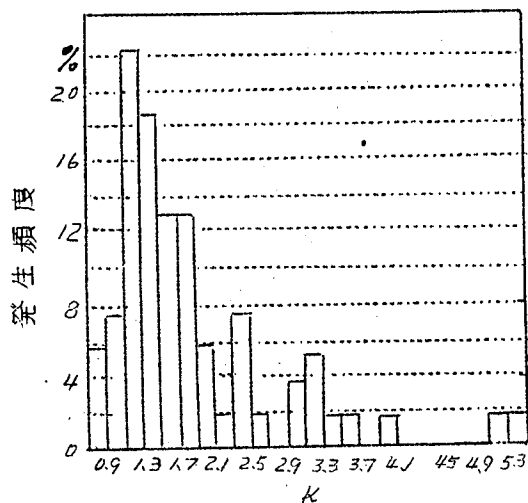


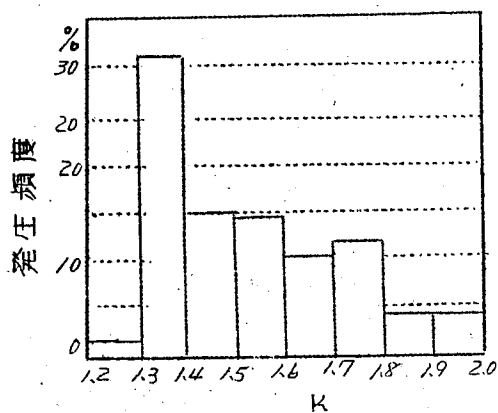
図 111



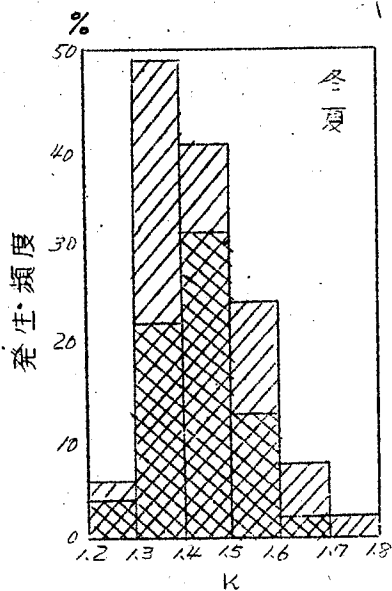
a 舞坂



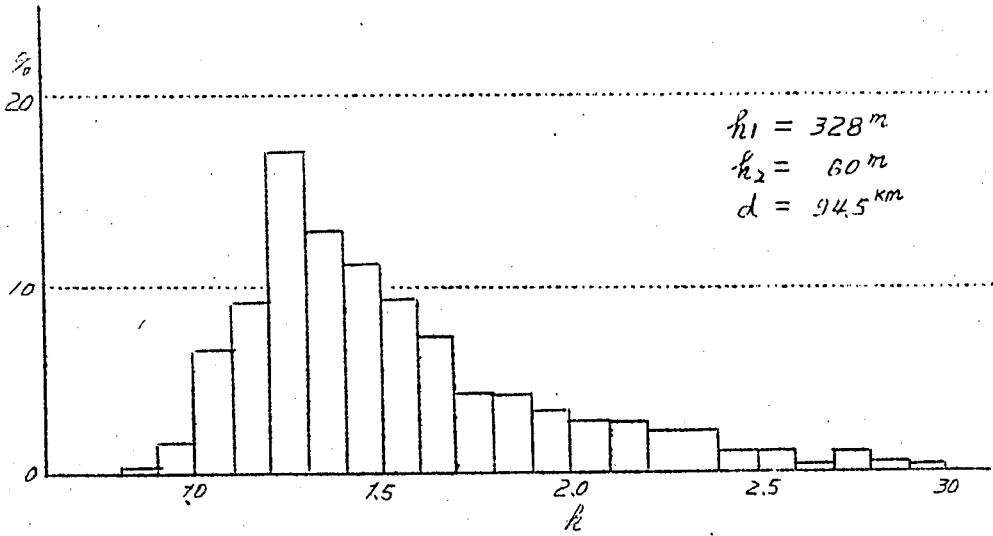
b 松坂



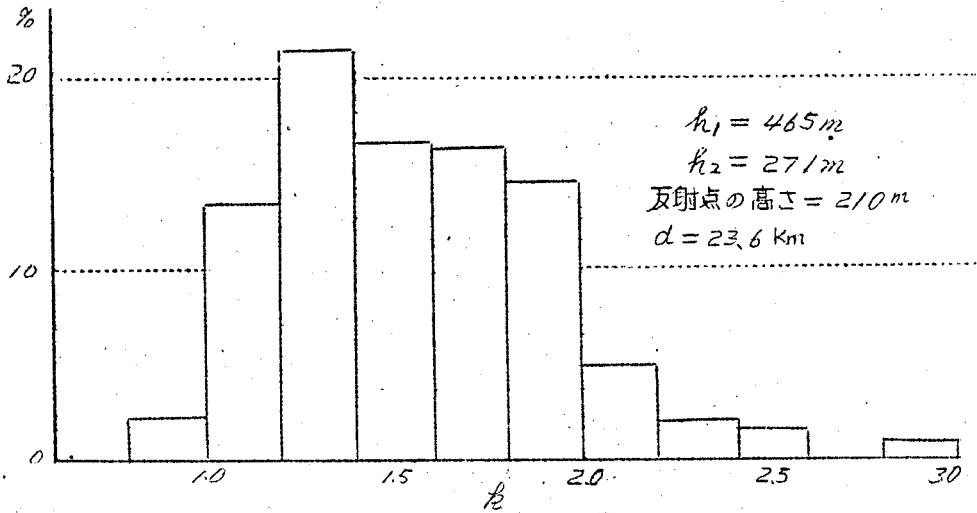
(c) 館野高層気象台 (1943)



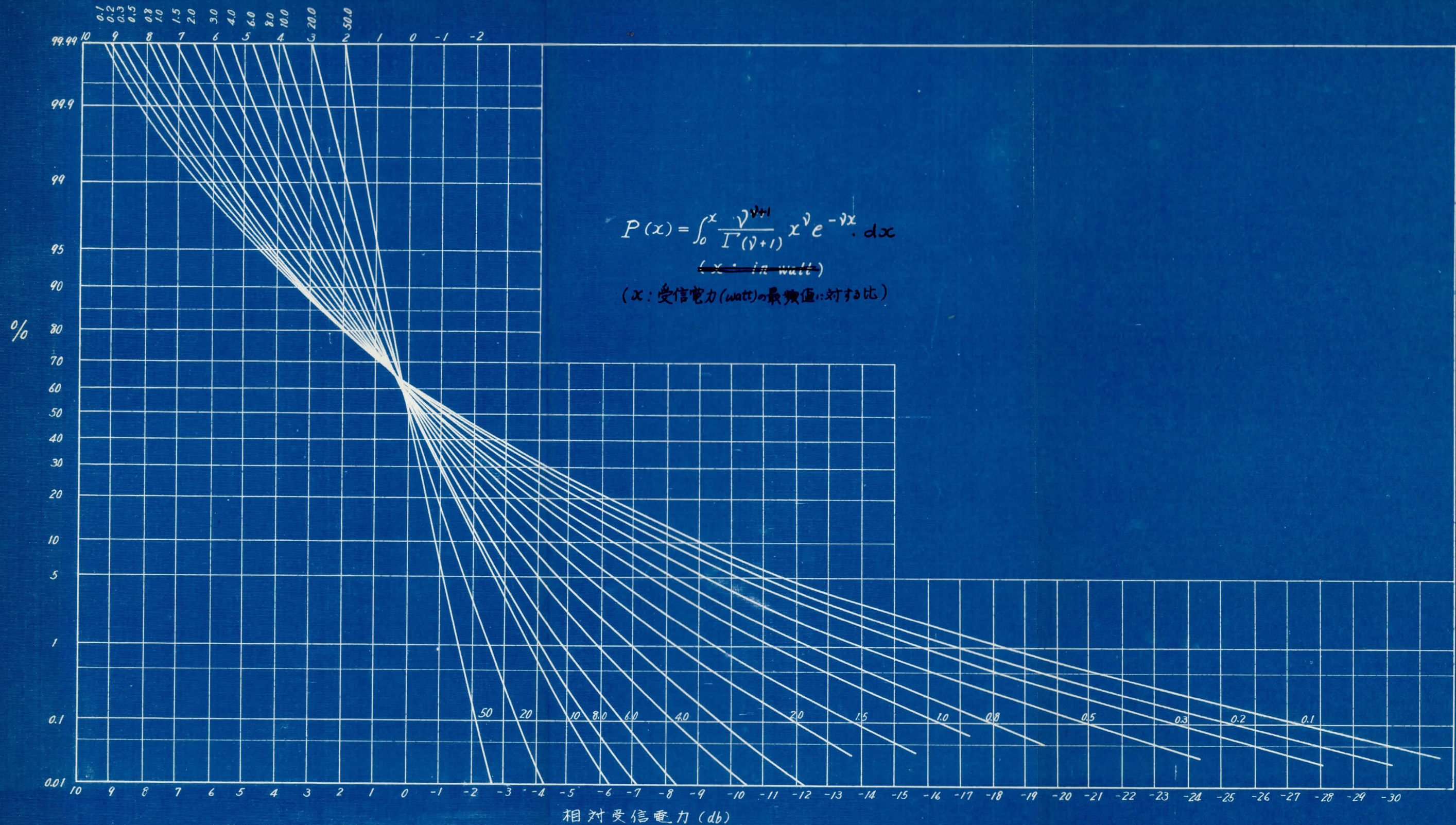
才12図 f₂ の分布の実測値



才13図 大山～白羽回線の k の分布
 (8～9月)

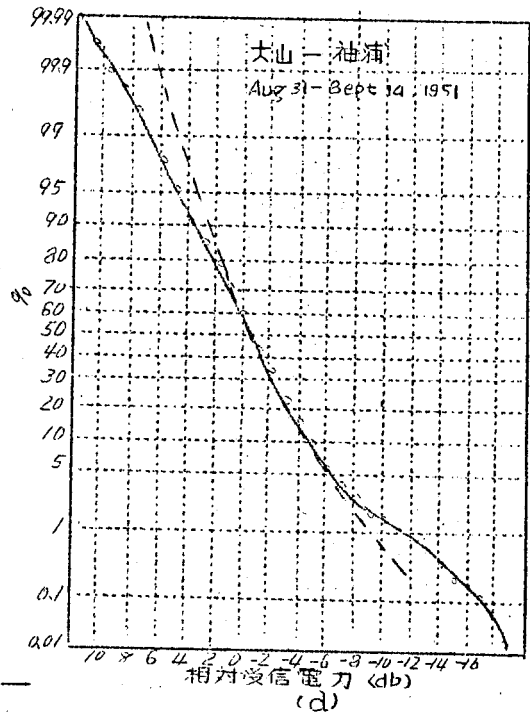
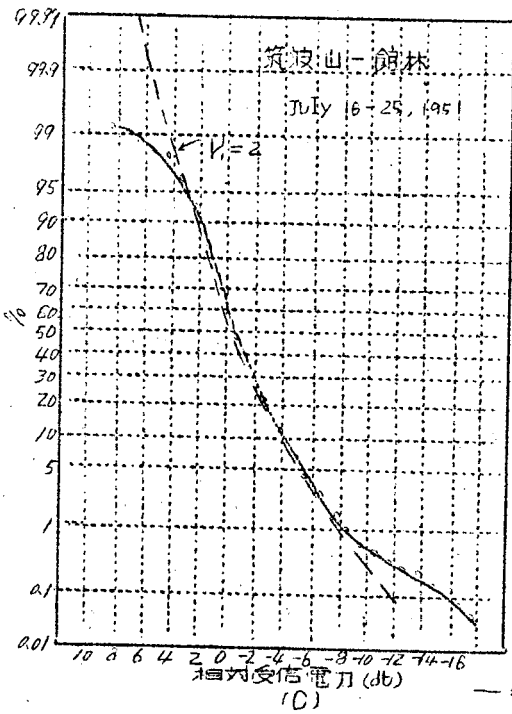
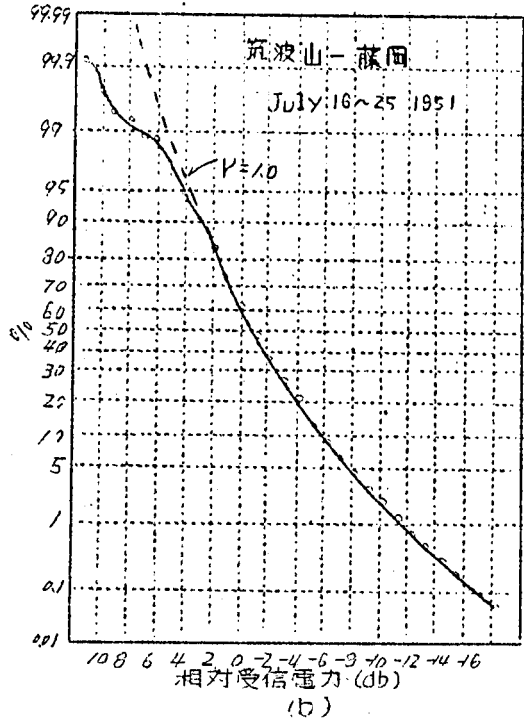
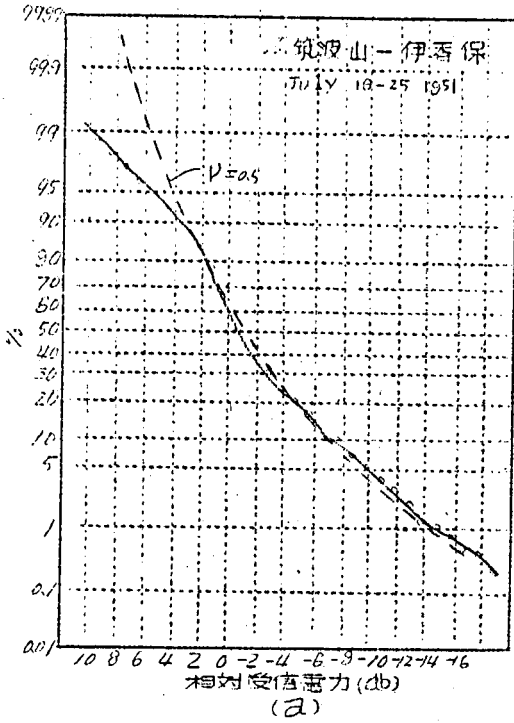


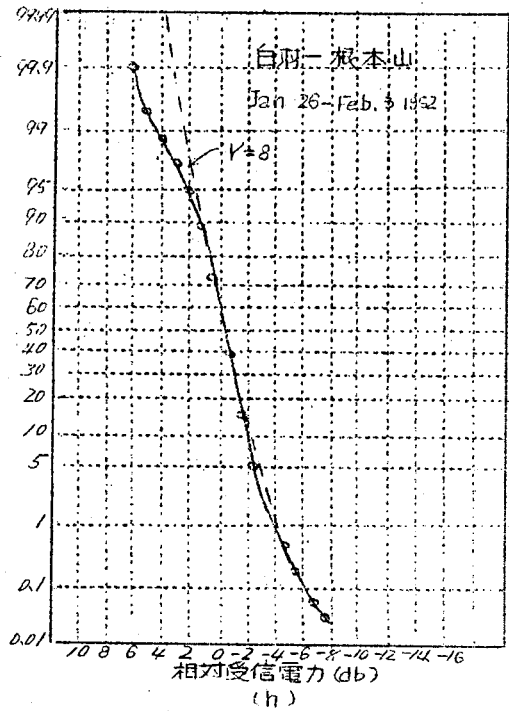
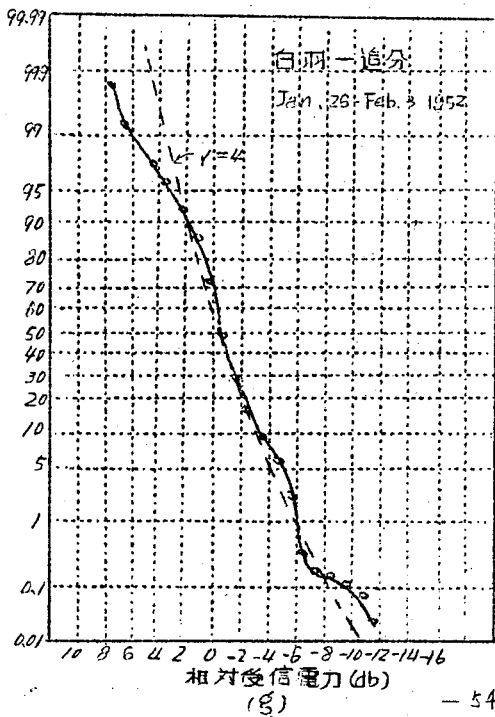
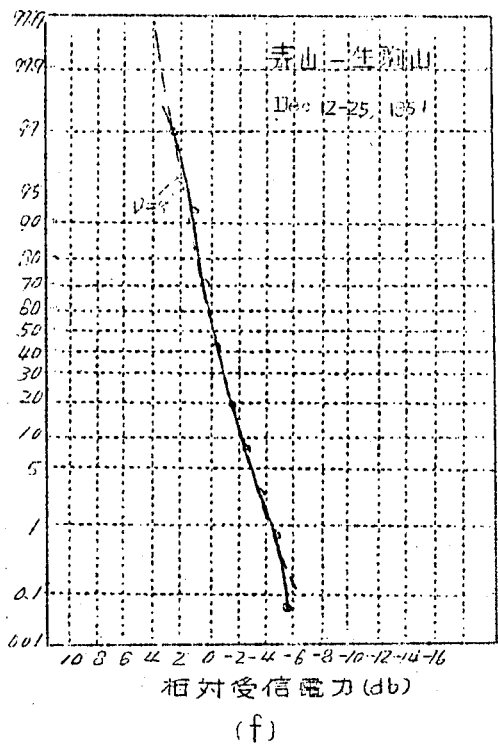
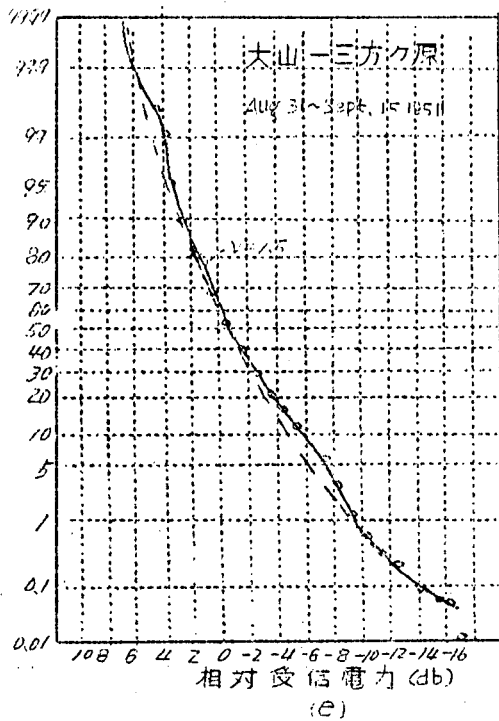
才14図 船坂峠～赤湯回線の k の分布 (8月)

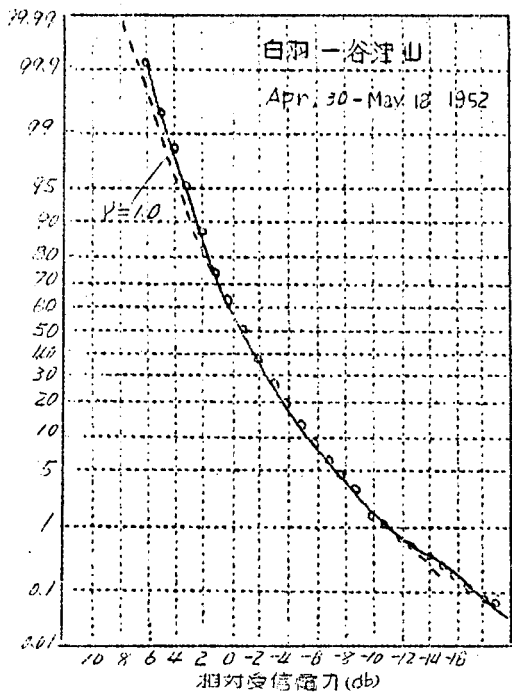


第15図 Gamma分布の累積確率曲線

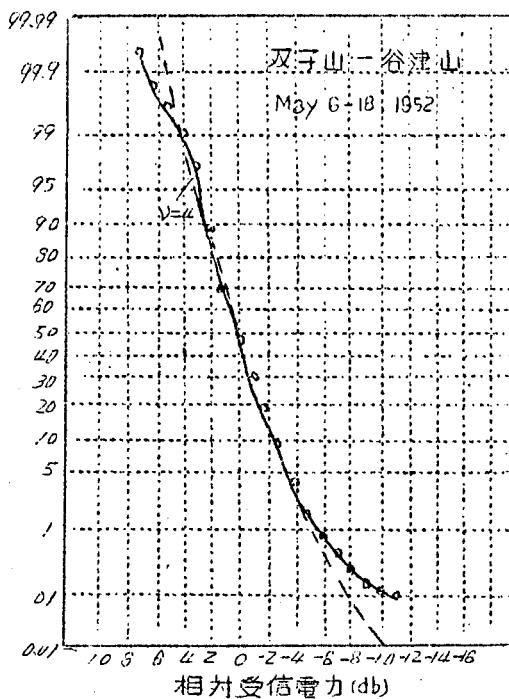
才16圖 (a)~(d)受信電力分布の実測曲線とGamma分布の比較



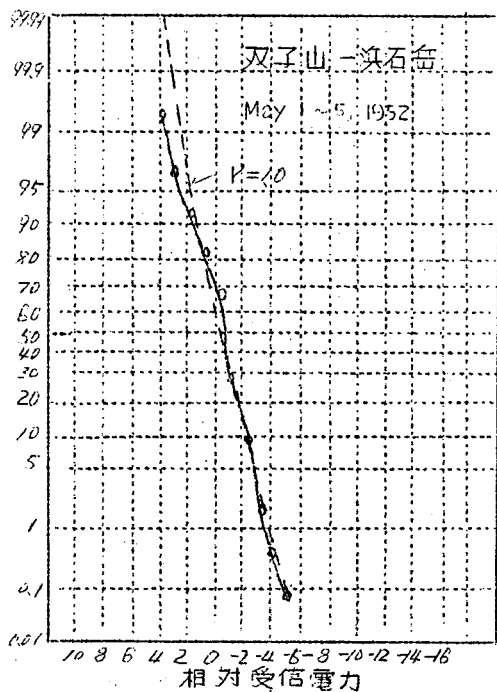




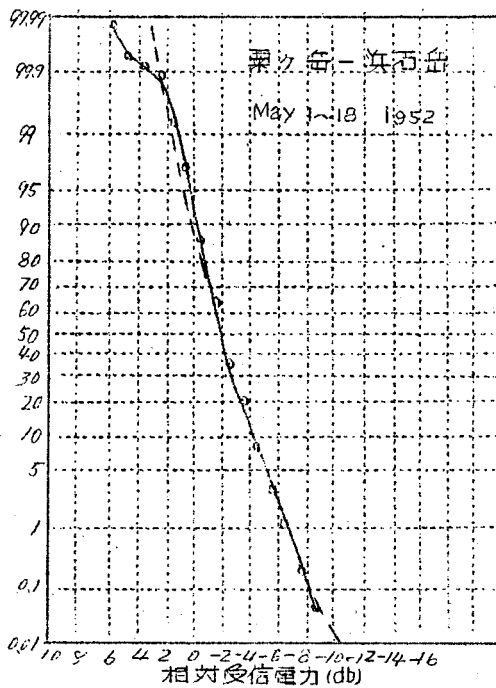
(I)



(J)

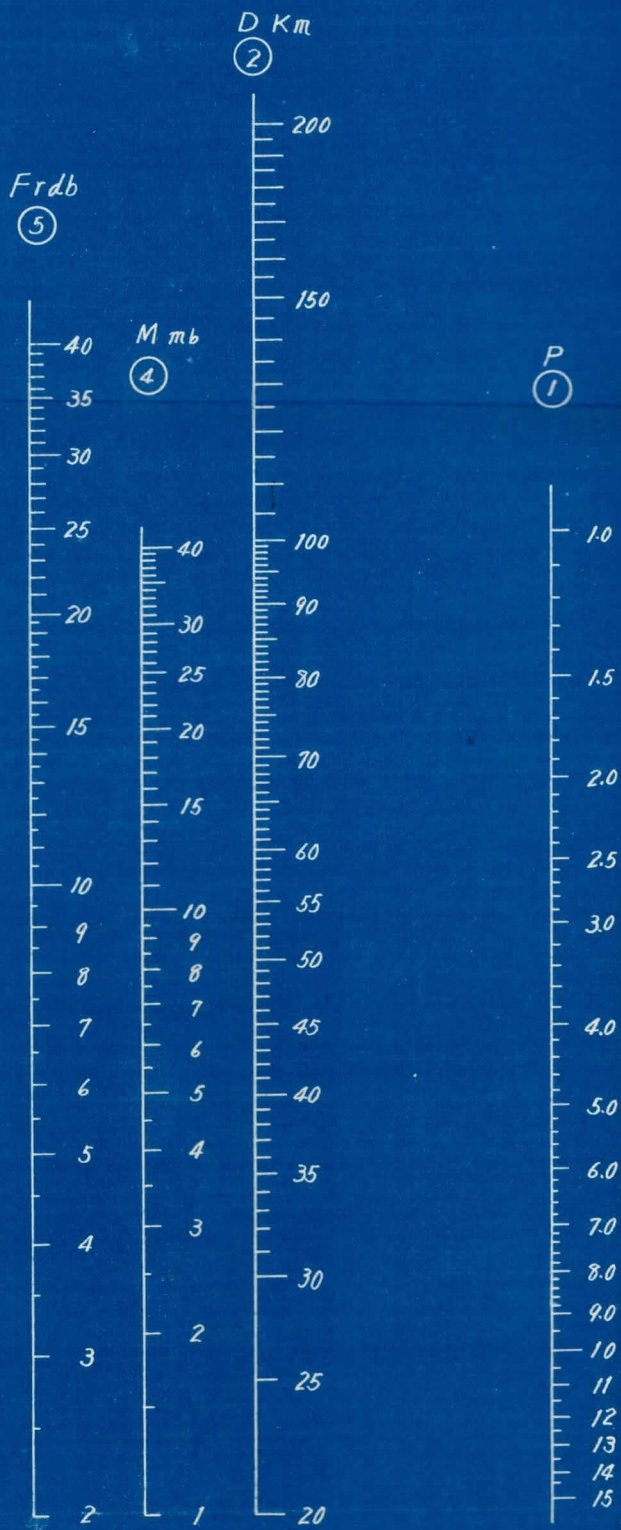


(K)



(L)

3

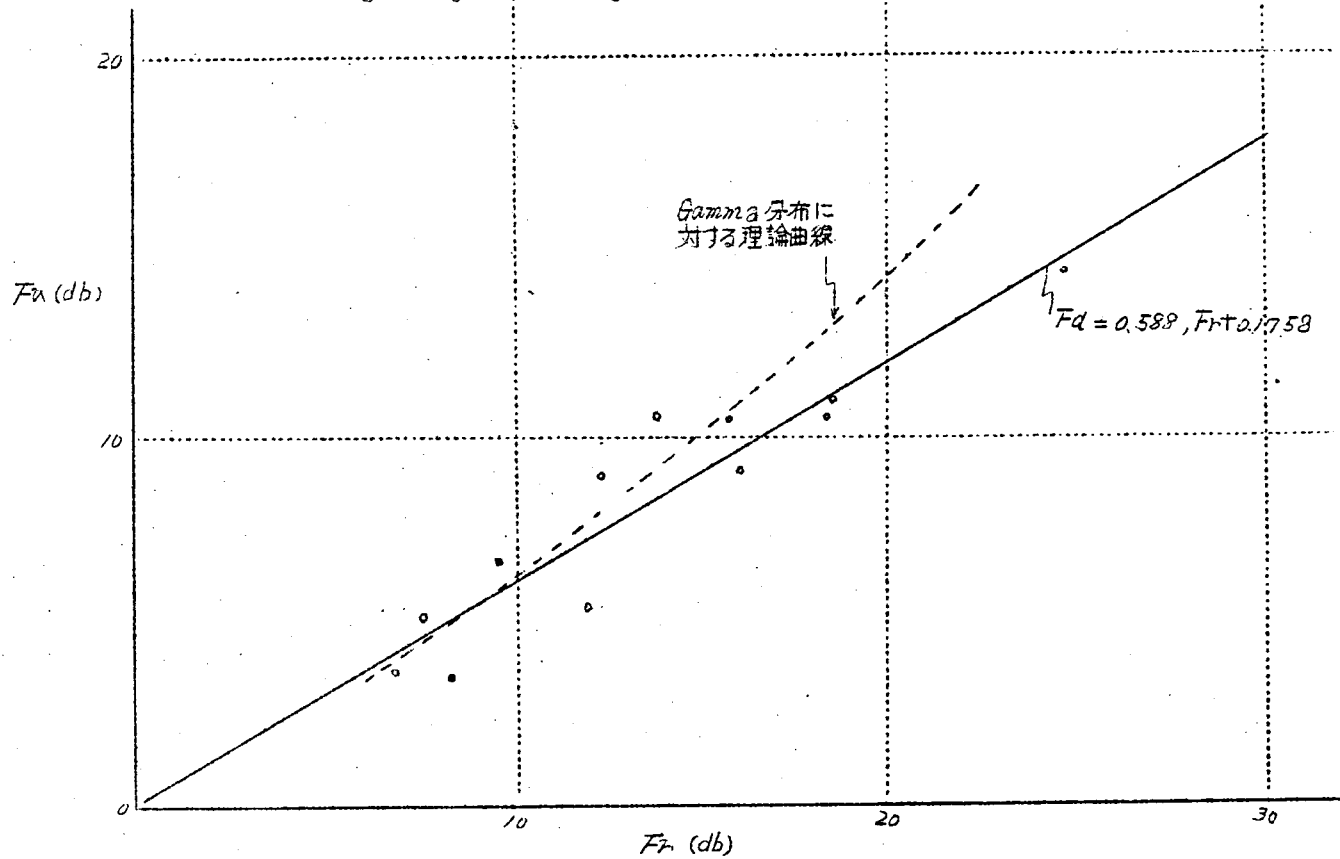


$$Fr = 0.0119 D^{1.29} P^{0.456} M^{0.447}$$

Fr = Fading range (db) (1% / 99%)
 D = 距離 (Km)
 M = 平均水蒸気圧
 $P = 1 + \frac{600}{h_1 + h_2}$ (陸上)
 $1 + \frac{1200}{h_1 + h_2}$ (海岸)

第17図 Fading Range 推定の1モグラフ

Fading Range と Fading Depth の関係



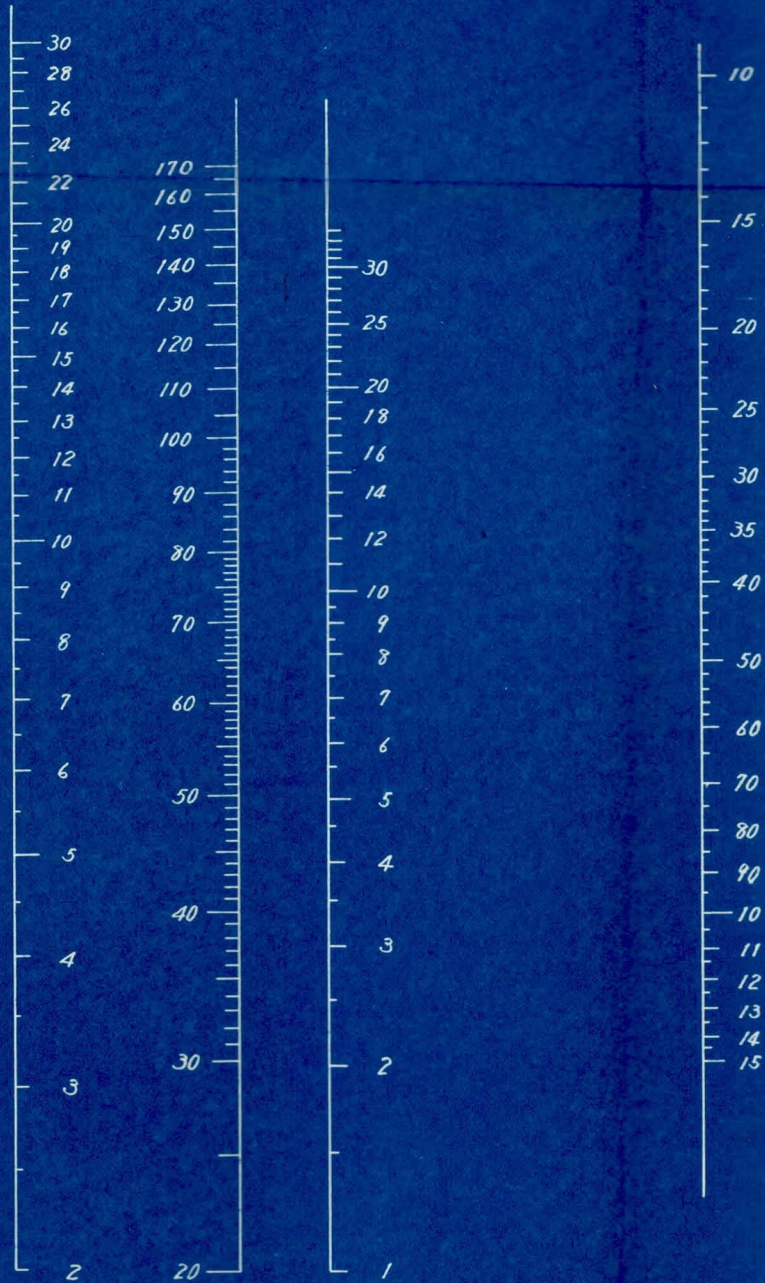
オ 18 図

③

Fd db
⑤

D Km M mb
④ ②

P
①



$$F_d = 0.0431 D^{0.664} P^{0.562} M^{0.725}$$

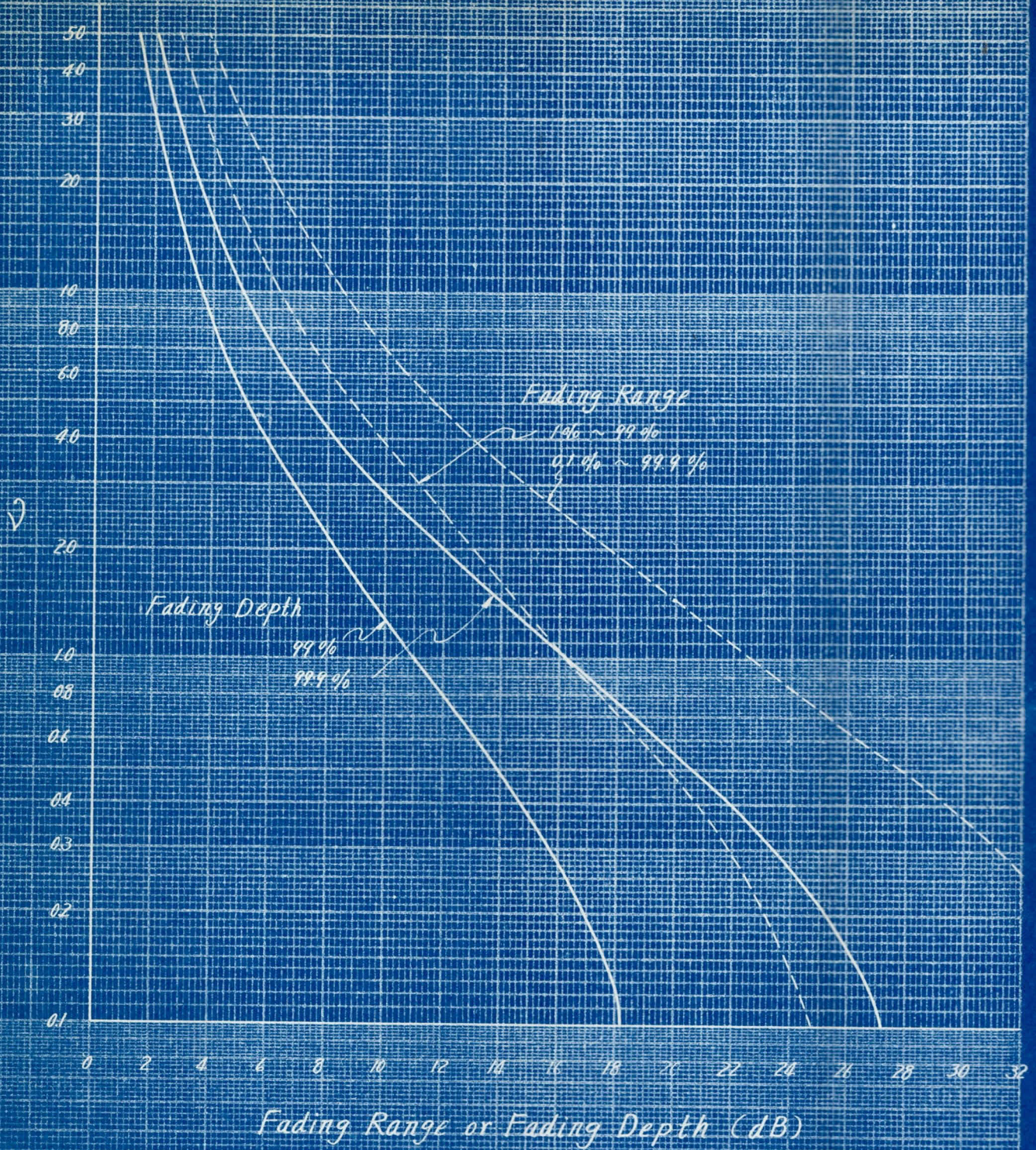
Fd = Fading depth (db) (mode / 99%)

D = 距離 (Km)

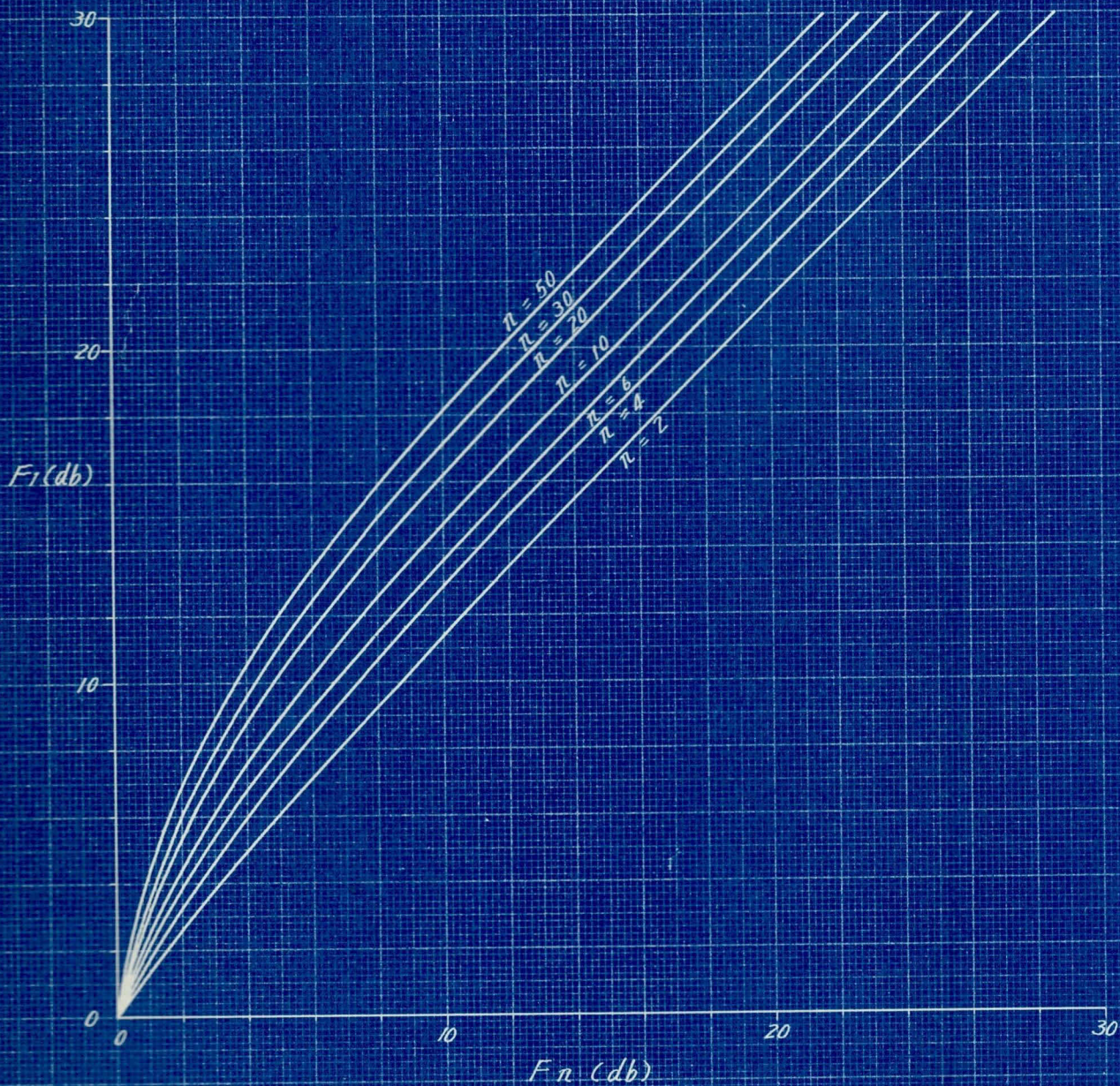
$$P = 1 + \frac{600}{h_1 + h_2}$$

M = 平均水蒸気圧

第19図 Fading Depth 推定のノモグラフ



第20圖 D 及 Fading Range 及 Fading Depth の關係



第21図 中継回線の総合 Fading Depth

(各区間の雑音が同じ Gauss 分布に従う場合)

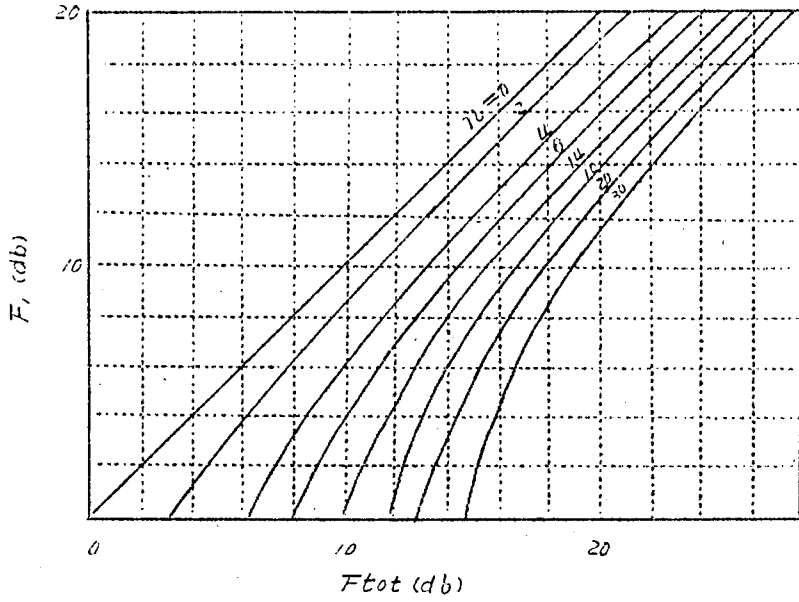


図22 n 区間の中継回線の Total Fading Margin
(雑音が Gauss 分布する時)

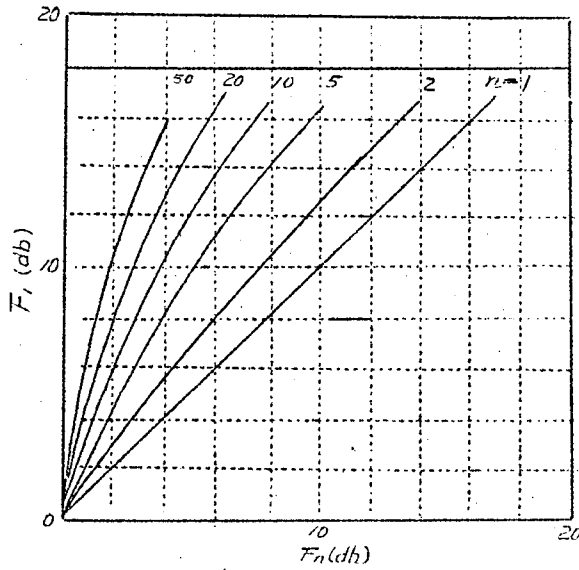


図23 n 区間の中継回線の Fading Margin
(雑音が Gamma 分布する時)

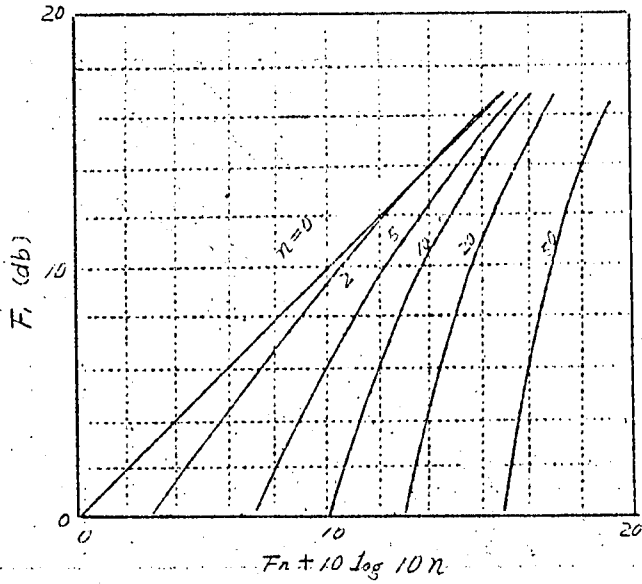
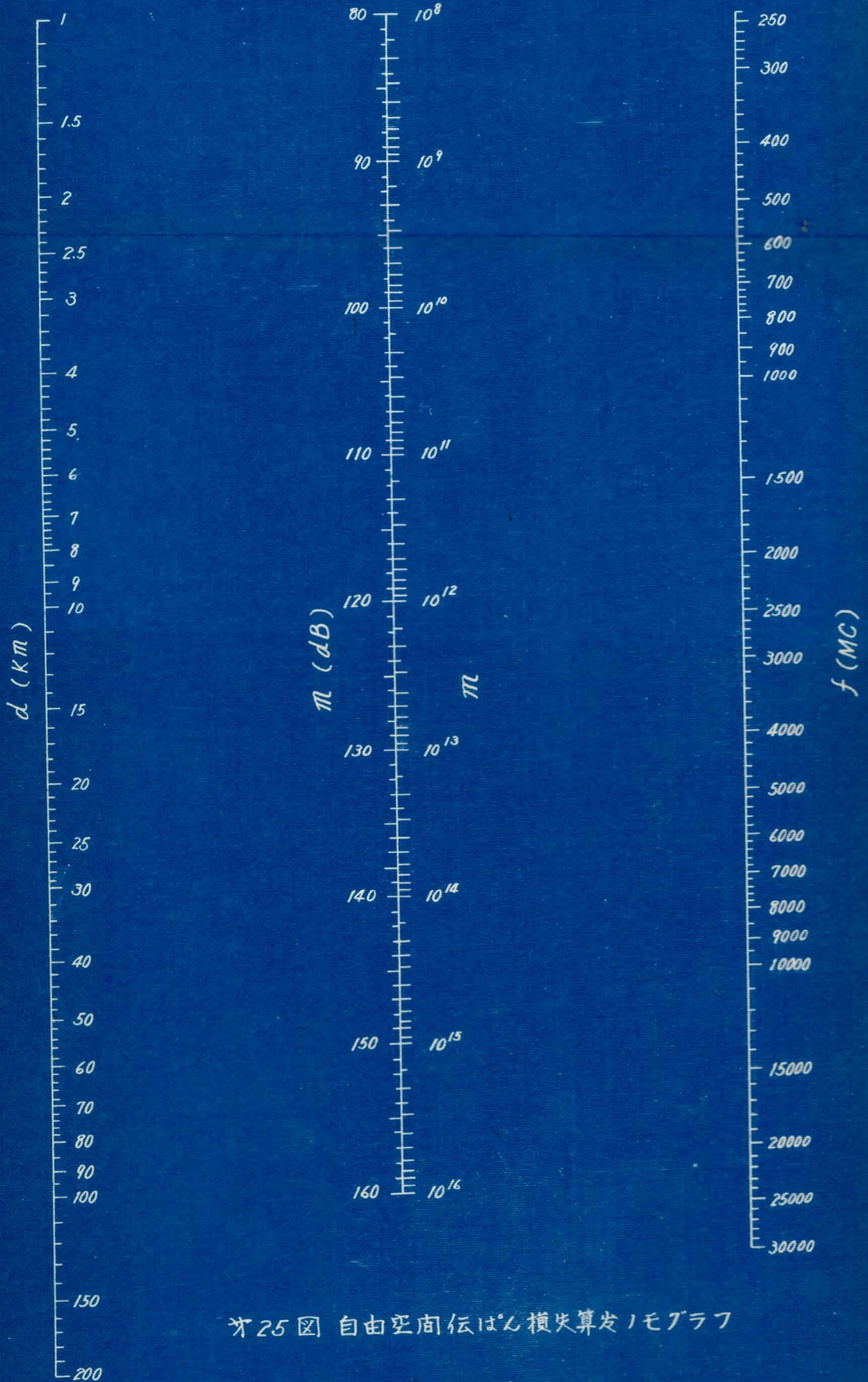


図 24 n 区間の中継回線の Total Fading

Margin

(雑音が Gamma 分布する時)



才25図 自由空間伝はん損失算发ノモグラフ

$$m = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2$$

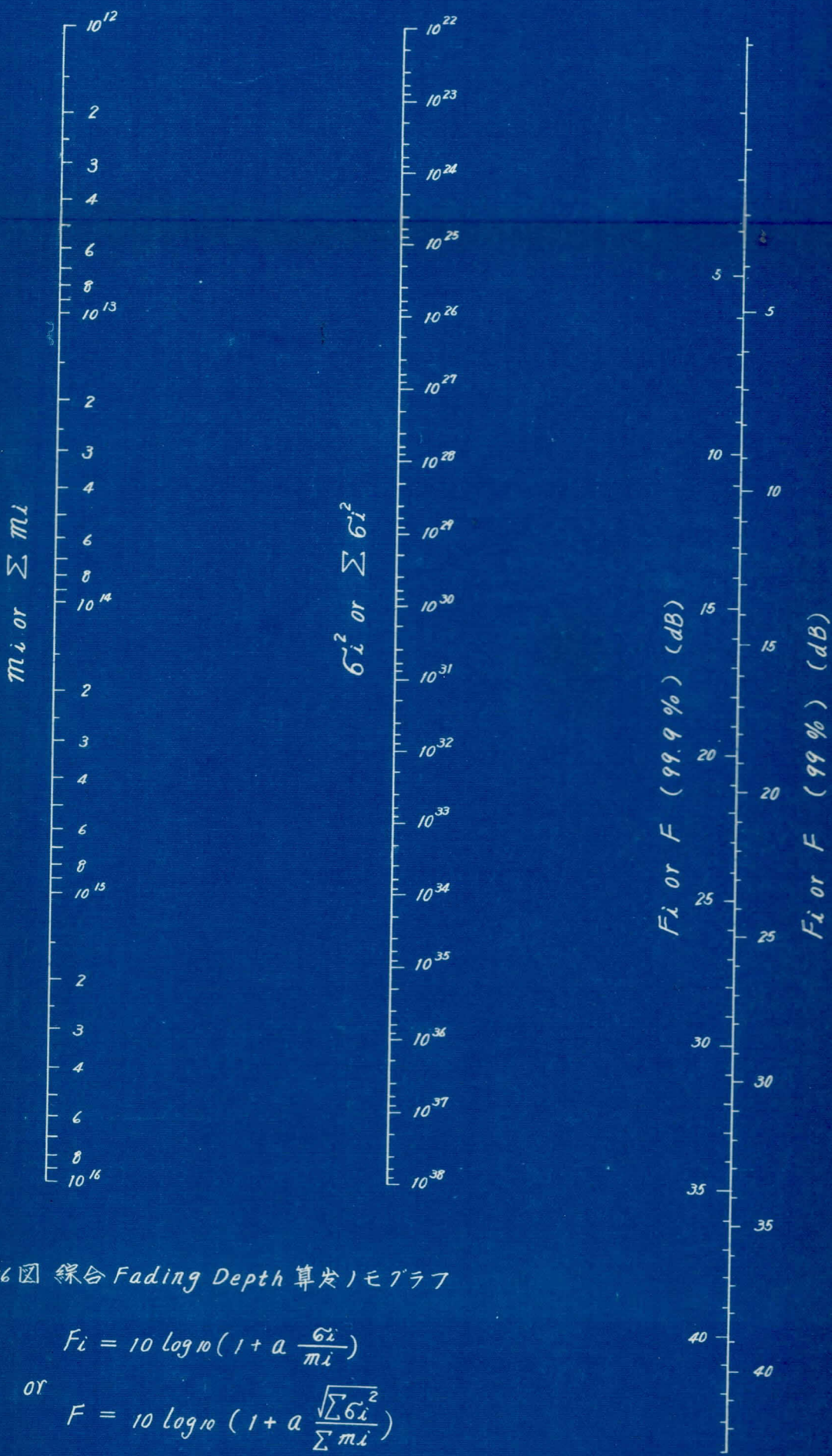
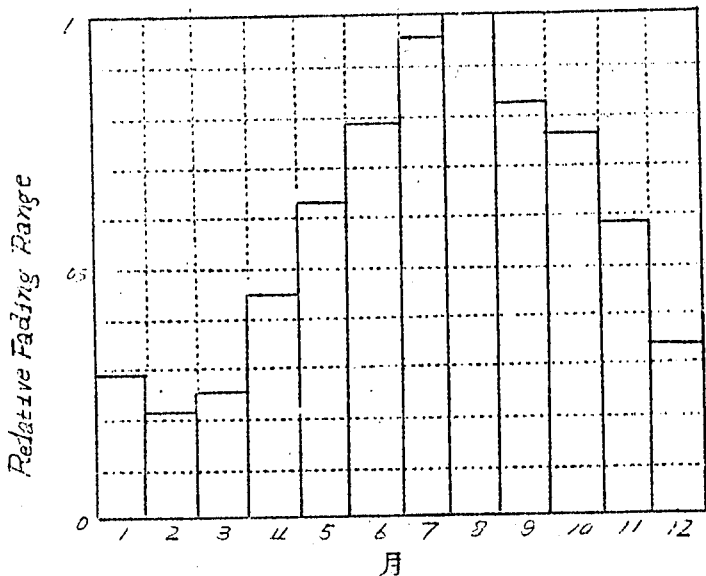


図26 総合 Fading Depth 算定ノグラフ

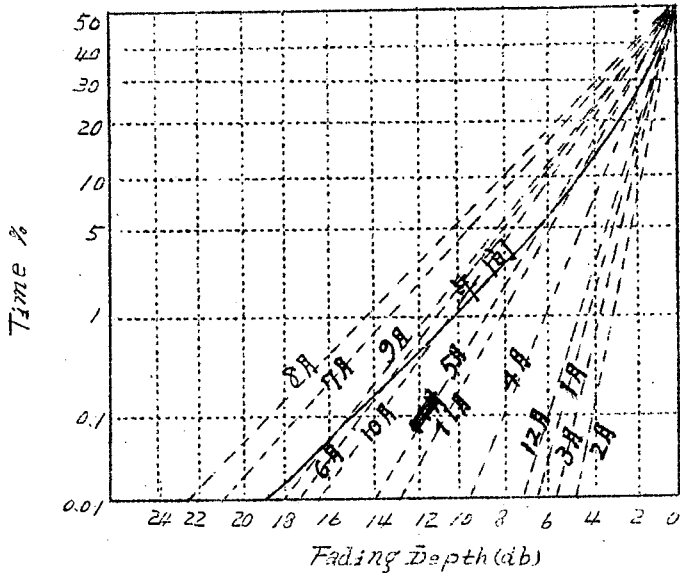
$$F_i = 10 \log_{10} \left(1 + a \frac{\sigma_i^2}{m_i} \right)$$

or

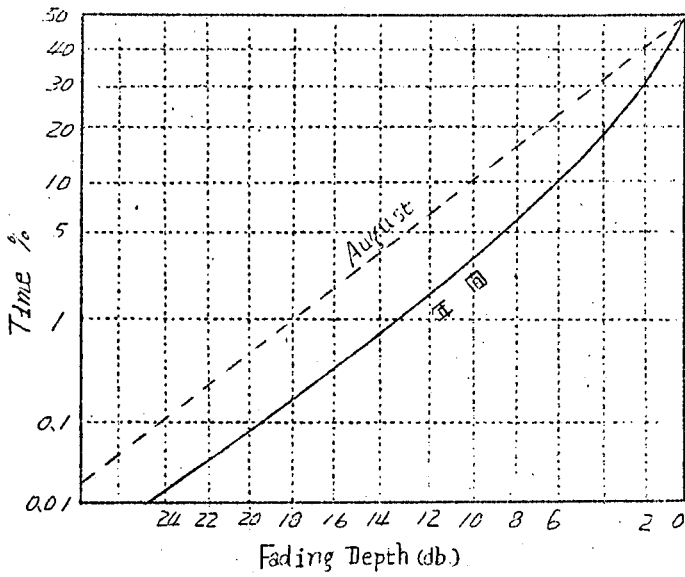
$$F = 10 \log_{10} \left(1 + a \frac{\sqrt{\sum \sigma_i^2}}{\sum m_i} \right)$$



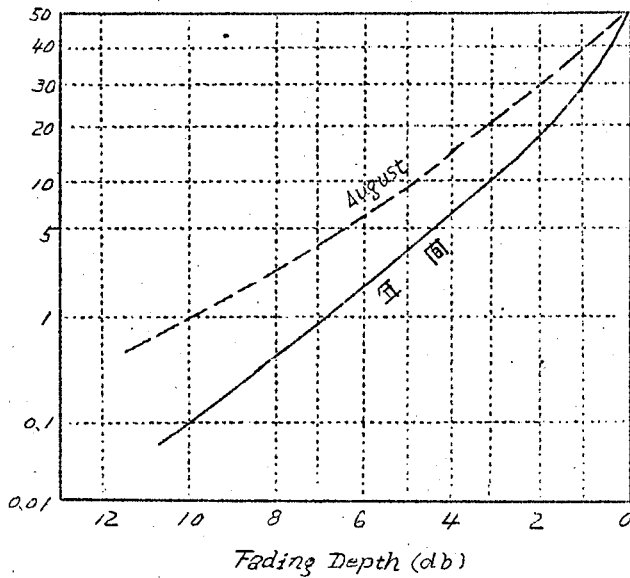
カ27 図 Fading の季節変化



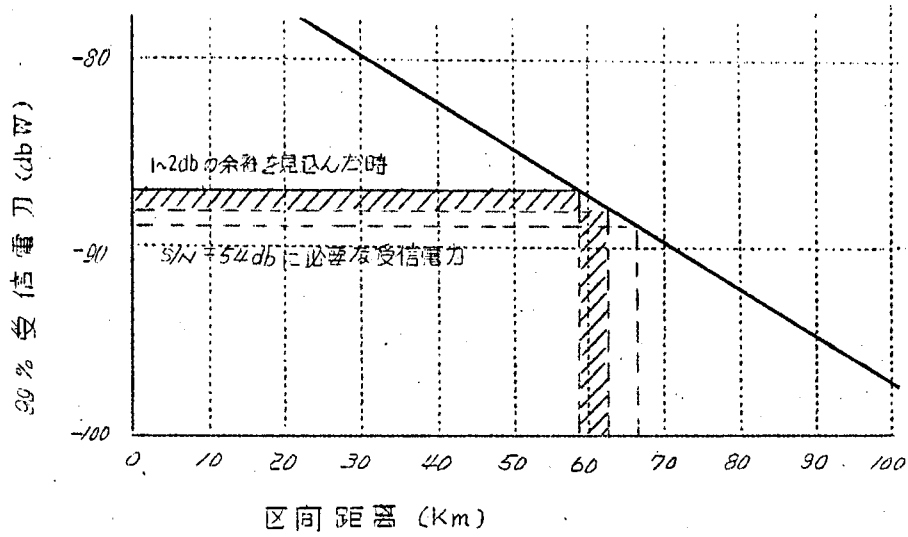
カ28 図 8月のFading Depthを14DBとした時の各月及び方向の受信電力分布曲線
(各月の受信電力が正規分布に従う時)



オ29図 8月のFading Depthを18dbとした時の年間分布
(各月の受信電力が正規分布に従う時)



オ30図 8月のFadingを10dbとしたときの年間分布
(各月の受信電力がGamma分布に従う時)



才 31 図