

マイクロ波伝播試験について

斎藤成文・黒川兼行

近年わが国においても通信にマイクロ波が次第に用いられるようになり、それに従ってルートの選定・周波数の選定等のために多くの資料を必要とするようになったが、その要求に答えるための伝播試験を昨年夏頃から電波監理局周波数課・東京電力・本学の協同で行って来た。マイクロ波の伝播試験関係のことを書いた書物は少く、またあっても高級な理論ばかりで、野外実験をしながら納得するにはあまりに複雑に過ぎるようになる。本解説は勿論厳密性を欠くけれどもこんな風に考えたらいいのではないかと双子・赤城の山を登りながら空想したこと等を纏めたものである。

1. アンテナ利得、開口面積

マイクロ波で例えば東京と赤城山の間で通話をしようと思えば、とにかく自分の話をマイクロ波のエネルギーに乗せてこれを東京から送り出し、赤城の上で受けることが必要である。このエネルギーは普通にアンテナと呼ばれる装置で空間に発射され、これが空間を伝わって赤城に至り、一部がそこにある別のアンテナに入射して、初めて通話が可能になるのである。そこでまずこのアンテナの性質等を考察してみる。放送周波帯におけるアンテナ（昆虫の触角の意）と違って、マイクロ波においては通常、電磁ラップ、電波レンズ、拋物鏡のように大体ある開口面積をもったもので、例えば、エネルギーをとり入れるという感じになってくる。これはちょうど、むかし飛行機を探知するために使った聴音機を考えてみればよいと思う。エネルギーを発射する場合も同じ型式のものをを用いるが、これは駅のホーン型スピーカーやメガホンのことを考えてみればよい。今エネルギーを受けとる場合を考えてみると開口面積が大きい程沢山エネルギーを受けとれそうだということは想像に難くない。次にエネルギーを発射する場合を考えると、これは開口面積が大きい程よいとは簡単には納得できない。しかし、遠くの人に呼びかけるときに大きなメガホンを使う人のあることを考えればこれも自明の理であるかもしれない。以上のことを少しく立ち入って考察するのがこの項の目的である。

さて受信点において単位面積当りに入射してくる電力を p 、アンテナが受取ってフィーダーに渡しうる電力を P_R とすれば、アンテナの実効開口面積 A_0 は次式で与

えられる。

$$A_0 = \frac{P_R}{p} \dots\dots\dots (1)$$

単位面積当りに p だけ電力が入射して、これを A_0 なる面積で受けた全電力は pA_0 。この両辺を p でわったもので至極当然な定義の仕方であるように思われる。送信点においてアンテナに P_0 なる電力を入れ、これを四方に同じ割合で発射した場合（こんなことは不可能なことであるが頭の中で仮想して頂く）受信点において単位面積当りに電力 p_0 だけ入射してくるものとすれば、

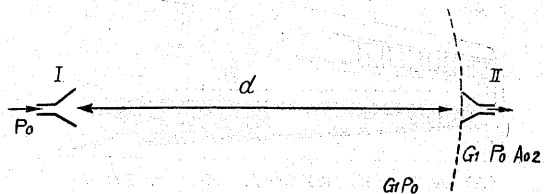
$$p_0 = \frac{P_0}{4\pi d^2} \dots\dots\dots (2)$$

ここに d は送信受信両地点間の距離で、 $4\pi d^2$ は送信点を中心として d なる半径を有する球を考えた場合の球の表面積で、 P_0 がこの面積に一樣にばらまかれているわけだから、これでわったものは送信点から d だけ離れた場所。すなわち、受信点の電力密度 p_0 になる。実際のアンテナに P_0 なる電力を入れた場合、受信点に生ずる電力密度を p とすると、アンテナの利得は次式で定義される

$$G = \frac{p}{p_0} \dots\dots\dots (3)$$

今、おのおの整合のとれたアンテナを2ヶ考える。1なるアンテナに P_0 入れた場合の受信点2における電力密度は(3)式から

$$p_2 = G_1 p_0$$



第1図

これを A_{02} なる面積でうけた受信電力は

$$P_{R2} = G_1 p_0 A_{02} \dots\dots\dots (4)$$

逆に2なるアンテナに P_0 なる電力を入れて1で受ける場合を考えると全く同様にして

$$P_{R1} = G_2 p_0 A_{01} \dots\dots\dots (5)$$

しかるに整合のとれた2つのアンテナでその1つに P_0 を入れて他方で P_R なる電力を得た場合、逆に後者に P_0 が入れば前者に P_R なる電力を得るという相反定理（附

録1)が成立するので、

$$P_{R1} = P_{R2} \dots\dots\dots (6)$$

(6)に(4)(5)式を代入して両辺を P_0 で割れば、

$$G_1 A_{02} = G_2 A_{01}$$

$$\text{従って、} \quad \frac{G_1}{A_{01}} = \frac{G_2}{A_{02}} \dots\dots\dots (7)$$

さて、1なるアンテナをそのままにして、2なるアンテナの代りにどんなアンテナを持ってきた場合でも整合がとれていれば(7)式が成立つわけであるから、一般に整合のとれたアンテナの G/A_0 は一定の常数であることがわかる。この常数は波長に関係する量で

$$\frac{G}{A_0} = \frac{4\pi}{\lambda^2}$$

となる。(附録2)両辺 A_0 倍して

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_0 \dots\dots\dots (8)$$

と書くのが普通である。さて、実際のアンテナでは色々事情があって実際の開口面積 A と(1)式で定義した実効開口面積 A_0 が一致しないのが普通であるので効率なる量を導入して

$$A_0 = \eta A \dots\dots\dots (9)$$

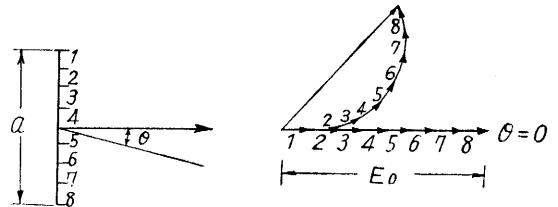
とし、(8)式を

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_0 = \frac{4\pi}{\lambda^2} \eta A \dots\dots\dots (10)$$

と書いている。 η はもし同じ型式のアンテナであれば殆んど波長によって変化しないのが普通である。(10)式は同じ利得を得るためには波長が長い程大きな開口面積を有するアンテナを必要とし、例えば2000MCと7000MCの円形開口のアンテナをくらべた場合、同じ利得をうるためには2000MCの方が7000MCのものの $\frac{7}{2}$ 倍の半径を有しなければならないことを物語っている。

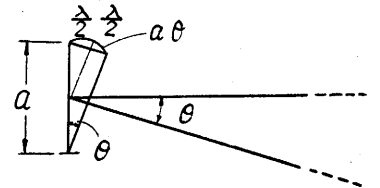
$\{A \propto (\text{半径})^2, \lambda \propto \frac{1}{f} \text{ なる故}\}$ (7)式の常数が $\frac{4\pi}{\lambda^2}$ になること、もしくは(8)式の関係を導くためには多少数式が厄介になるので附録2にまわし、ここではアンテナの開口面積が利得に関係し、しかも A/λ^2 なる形で入ってくることを納得するために次のように考えてみる。

一辺 a なる正方形のアンテナを考え、どの部分も一様に同位相で輻射するものとする。今 $a \gg \lambda$ としてアンテナから輻射されるエネルギーの分布を一辺に平行で、アンテナ中心を通りアンテナ面に垂直な面でアンテナから充分距った所の電界によって考えてみよう。アンテナの真正面では電界 E は、アンテナ各部分からの寄与が同位相であるので、各部からの寄与の算術的和になって一番大きく、それからはずれるに従って各部からの寄与の位相が異なるためにベクトル和として考慮しなければならず、電界 E が小さくなる。 $\theta = \frac{\lambda}{a}$ になると第3図から解るように各部分1と5、2と6、3と7、4と8、からの寄与がちやうど逆位相になって電界 $E=0$ になってしまう。さらに θ が大きい所は、 $a\theta$ を λ ずつ



第2図

に区切って行ってそのおのおのは前の議論によって寄与0で、最後に残った部分のみの影響しか受信点には表



第3図

われない。さらにこの残余部分の寄与も位相差のためにその面積比によって考えられるものより小さいから、大雑把に考えて、このアンテナはエネルギーを k を定数として、 $\theta_0 = k \frac{\lambda}{a}$ の中に大体集中して発射すると考えてよからう。そう考えれば受信点では $\pi(d\theta_0)^2$ の面積の中に P_0 が入射するので、電力密度は $P_0/\pi(d\theta_0)^2$ 。それ故このアンテナの利得は定義(3)式に従って

$$G = \frac{P_0/\pi(d\theta_0)^2}{P_0/4\pi d^2} = \frac{4}{\theta_0^2} = \frac{4}{k^2} \frac{a^2}{\lambda^2} = \frac{4}{k^2} \frac{A}{\lambda^2} \dots\dots\dots (11)$$

となって、アンテナ利得が開口面積に比例し、波長の2乗に逆比例するだろうという想像がつく。以上の議論をもう少し厳密にやれば、 $k^2=1/\pi$ で(8)式と同じものが得られることを附加しておく。

(9)式の η の大きさはマイクロ波におけるアンテナでは大体位30~60%と思ってよい。しかし、 η が常に1より小さい量だというようなことはいえない。ダイポールアンテナのように開口面積 A の不明瞭なアンテナでも A_0 は(1)式によってはっきり定義できるからである。

2. レベルダイアグラム

今 $G=1$ すなわち、供給された電力を全方向に一様に輻射するようなアンテナで送信し、また受信も $G=1$ なるアンテナによってなすものとするれば、 $G=1$ なるアンテナの実効面積は(1-8)式からわかるように

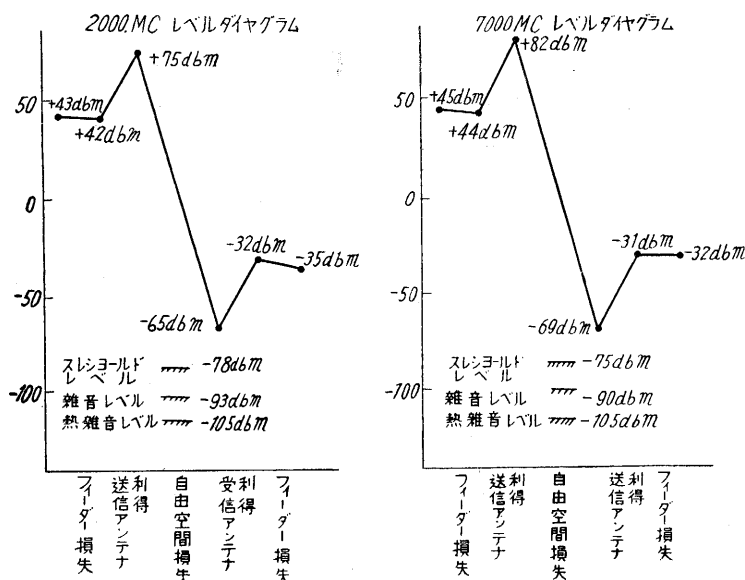
$$A_0 = \frac{\lambda^2}{4\pi} \dots\dots\dots (1)$$

であるから、受信電力は送信電力を P_0 とすれば、

$$P_R = \frac{P_0}{4\pi d^2} \times A_0 = \frac{P_0}{4\pi d^2} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi}$$

$$\text{従って} \quad \frac{P_0}{P_R} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 = L_s \dots\dots\dots (2)$$

(2)式は、 P_R 受取るためには P_0 も送らなければならないという損失を表わしているから、自由空間損失という名で呼んでいる。さて実際のアンテナでは G のた



第4図

めに受信電力はもう少し多くなる筈である。受信点の入射電力密度は G_T 倍になり、実効面積は利得 G_R に比例するから

$$P_R \frac{P_0 G_R}{4\pi d^2} \times A_{0R} = \frac{P_0 G_T G_R}{4\pi d^2} A_0$$

$$= \left(\frac{\lambda}{4\pi d^2} \right)^2 P_0 G_T G_R = \frac{P_0 G_T G_R}{L_S} \dots (3)$$

として受信電力が表わされる。

電力 1mW を 0dbm と書いて、 G_T , G_R , L_S をそれぞれ db で表わしておけば、(3) 式は

$$P_R(\text{dbm}) = P_0(\text{dbm}) + G_T(\text{db}) - L_S(\text{db}) + G_R(\text{db}) \dots (4)$$

となる。実際の送信機の電力を P_T 、受信機への入力を P_i とすれば、 P_0 は P_T からフィーダー等による損失を差引いたものであるし、 P_i は P_R からやはり同様にフィーダー等の損失を差引いたものであるから、受信機入力力は

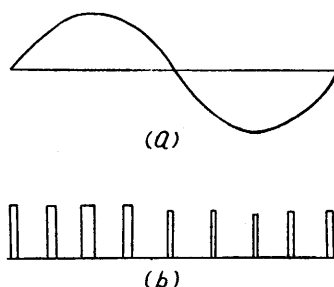
$$P_i = P_T - L_{f1} + G_T - L_S + G_R - L_{f2} (\text{db m}) \dots (5)$$

L_{f1} , L_{f2} はそれぞれ、送信受信部のフィーダー等による損失 (db) を表わしている。(5) 式を図にて表示すれば第4図のようになる。この図を有線の場合と同じようにレベルダイアグラムといっている。しかし、有線の場合と甚だ異なるのは、例えば、送信機出力よりもアンテナ出口の方が電力が大きいうように書かれている等。実際の電力を表わしているのではなく、どこまでも(5)式を図示したにすぎないということである。さらに、この図には便宜のために、熱雑音レベル、受信機雑音レベルスレショールドレベル (threshold level) 等を書入れて受信機入力 P_i とどういう関係にあるか一目瞭然たらしめるのが普通である。熱雑音レベルというのは、どんな

により受信機を用いたとしても、入力側に換算して、これだけの雑音はどうしても減少させることができないという極限のレベルで、それが熱力学的な考察と実験的に確かめられたために熱雑音とよばれているのである。これより大抵の受信機雑音は大きいので、その大きい程度を NF (Noise Figure) なる量で表わし、従って熱雑音レベルより NF だけ高い所が受信機雑音レベルになる。信号が受信機に入ってきた場合、この雑音が信号に対してある程度以上になると、信号を雑音から区別することが困難になる。そこで受信機雑音レベルは低ければ低い程よいのであるが、熱雑音レベルより低くすることはできないし、実際のマイクロ波領域の受信機ではそれより 12~15db も

高いのが普通である。さて次にスレショールドレベルの説明をしなければならないのであるが、ここではわれわれの使用した 2000 MC のセットが、PWM なる変調方式を用いているので、それについて説明をなし、スレショールドレベルなるものを理解し、他のものは類推して頂こうと思う。

PWM は Pulse Width Modulation (パルス幅変調)



第5図

の略で、第5図 (a) のような音声信号を (b) のような幅の異なった幾つかのパルスで代表してこれを先方に送り、受信側ではこれを増幅後ならして再び (a) のような音声信号を得る

やり方である。

増幅、検波した後を考えると、受信機入力側から入っ

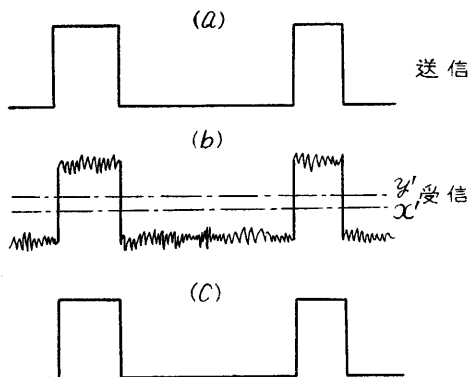
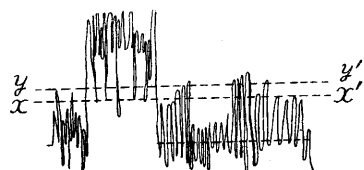


図6図

た雑音も信号と同様に増幅され検波されるので、その出力波形は第 6 図 (b) のようになる。これを上下 $x-x'$, $y-y'$ で切りおとしこの中間のみを増幅すれば、(c) のように殆んど雑音の入らない送信信号 (a) と同じものがえられる。信号の頭尾が全然傾いていない時はこのように殆んど雑音の影響がない筈であるが、実際にはある周波数帯しか用いることができないためにわずかに傾いており、(垂直に波形が立上るためには、フーリエ級数に分解してみればわかるように無限の周波数帯を要する。) その雑音が残ってくる。周波数幅が狭い程この傾斜がゆるやかで多くの雑音が残る、周波数幅が広い程この傾斜が急になり従って僅かの雑音しか残らなくなる。この事実は第 7 図のような図を書

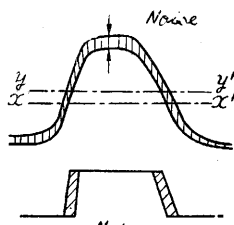
いてみれば定性的には納得できと思う。上記のようにパルスの頭尾の立ち上り下りが急な程、すなわち、使用する周波数帯が広い程、信号に対する雑音が小さくなる。こうして周波数帯を広く使うこと

によって信号対雑音比をかせいでいるが、この利得を、広帯域という価格を払って求めた利得という意味で広帯域利得とよんでいる。しかし、広帯域利得もある限度があるので、もし入ってくる信号が小さくて、雑音尖頭値の 2 倍以下になったとしてみると、第 6 図は第 8 図のよ



第 8 図

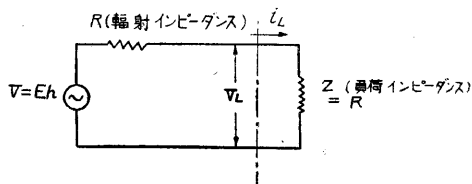
うになって、 $x-x'$, $y-y'$ に相当する線をどこにもってきても雑音が沢山入ってきてしまい、信号対雑音比が改善されないばかりかこれをもとにして第 5 図 (a) の音声出力を得ようとすると、雑音の影響が通常の振幅変調によるよりもはるかに大きくなってしまふ。このような訳でパルス通信では、ある程度以上信号の大きいときは信号対雑音比が良好であるが、信号があるレベル以下になると急に雑音が増す。このレベルをスレッシュホールドレベル (threshold level) 閾値とよんで良好な通話の行いうる下限としている。他の広帯域通信方式にも全く同様な性質があって、スレッシュホールドレベルなる言葉は広くそれらの場合にも用いられている。こうしてレベルダイアグラムにこれらのレベル値を書き入れると、受信機入力とスレッシュホールドレベルとの差は、空中の状態その他の原因で、受信機入力がそれだけ減少したとしてもなお良好な通信を継続できるので、いわゆる余裕 Margin がそれだけあることになる。通常これはフェージングに対する余裕であるので、フェージングマージンがそれだけあるというような言葉使いをする。



第 7 図

すなわち、フェージングによって入力レベルが低下してもフェージングの大きさがその値を越えないならば通信にはなんら差支えないことを示している。それ故、レベルダイアグラムにこれらのレベルを記入することは充分意味があるのである。

さて上記のようにレベル計算をやる場合に、さらに受信アンテナの再輻射損なる量を導入し、ダイポールを用いたアンテナの場合には、3db 受信機入力を下に置く必要があると、東芝の今井氏が「マイクロウェーブ回線の建設のために」東芝レビュー昭和 28 年 6 月で述べていられるし、また他の一部メーカーの方もこの考えを支持していただけるが、第 1 節で説明したように A_0 はどこまでも入射電力密度とアンテナがフィーダーに渡りうる電力の比であり、入射電力密度と入射電力の比ではないこと従来からの起電力法の考えからいうと、アンテナの実効長 h , 電界強度 E , 輻射インピーダンス R として第 8 図のような等価回路をえがけば、負荷インピーダンス Z



第 9 図

が R に等しいとき最大負荷入力を得られるわけであるが、 A_0 は入射電力密度と負荷 R に入る電力との比で、入射電力密度と、輻射インピーダンス R と負荷 R の和に入る電力との比を表わしているのではないことから、輻射インピーダンス R にくわれる仮想電力を表わす再輻射損なるものはすでに差引き済みであるといってもよいわけである。また A_0 と G との関係 (1-8) がアンテナの型式に全く無関係であることから考えても、ダイポール付きのアンテナの場合のみ 3 db 差引くということは納得できないと思う。

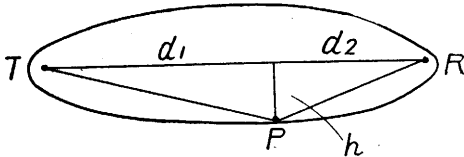
2. フレネル領域

電波の波長が次第に短くなってマイクロ波領域になると、その性質が次第に光に似かよってくる。短波では東京で発射したものが、電離層で反射されて遠く地球の裏側リオネジャネイロまで達することができるが、マイクロ波ではこういった短波にみられるような反射はなく、光と同じように大体見通し距離でなければ達しない。地球のかげになる所、山や建物のかげになる所では殆んどエネルギーがやってこないで安定な通信が困難になる。第 1, 第 2 節でのべたことはこういった影響のない場合のことである。

送受信点見通し線上に山等がある場合は、上記のように好ましくないが、では絶対に通信ができないかという

とそうでもない。また見通し線上すれすれでも、ひっかかっていなければよいのかというやっぱり好ましくない。それでは一体見通し線上からどの位の妨害物が離れていけばよいのか。これに答えるのがフレネル領域の考え方である。

送信点 T ，受信点 R ，この間の距離 d ，一点 P から



第10図

両地点 T, R への距離の和が $d + \frac{n\lambda}{2}$ より小さく、 $d + \frac{n-1}{2}\lambda$ より大きいような P 点がしめる領域を第 n フレネル領域とよぶことにする。フレネル領域の境界面が廻転楕円体になることはその定義から明瞭であるが後の便利のために切口の方程式を求めれば、第 10 図を参照して

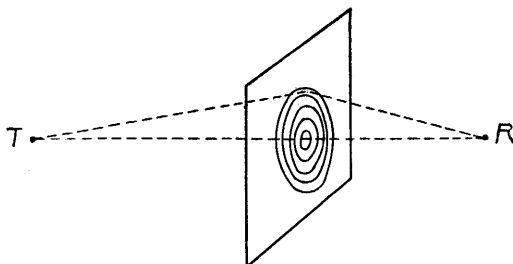
$$\sqrt{d_1^2 + h^2} + \sqrt{d_2^2 + h^2} = d_1 + d_2 + \frac{n\lambda}{2} \quad \dots (1)$$

$d_1 \gg h, d_2 \gg h$ と仮定して 2 項定理により

$$\begin{aligned} d_1 \left(1 + \frac{h^2}{2d_1^2} \right) + d_2 \left(1 + \frac{h^2}{2d_2^2} \right) &= d_1 + d_2 + \frac{n\lambda}{2} \\ \therefore h^2 \left(\frac{1}{2d_1} + \frac{1}{2d_2} \right) &= \frac{n\lambda}{2} \\ h &= \sqrt{n\lambda} / \sqrt{\left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)} \quad \dots (2) \end{aligned}$$

となる。そしてこの第 1 フレネル領域内に妨害物が入らなければ大体よいので、これを一応の目安にしようというのであるではどうしてこういうことになるのかを考えてみよう。

T からエネルギーが発射されて R に達するのに、決してボールが一直線にとんで行くようなわけには行かずエネルギーは波動にとまなれ空間を伝わって行くので R に達したエネルギーは波動独特なやり方で集り作り上げられたものなのである。 T, R 間の適当な場所に TR に垂直に一つの平面を考え、この上で上記のフレネル領域を考えると、境界面は多数の同心円になる。この各円環の内側と外側では TR へ至る距離の和がそれぞ



第11図

れ $\frac{\lambda}{2}$ ずつ異っている。

T から出た波は次第にひろがりながらこの平面に到達し、さらに広がって行くのを、この平面に着目して、この各部分がそれに応じた副波を出し、この副波の合成によるのだと考えてもよいのである。(Huygens の原理) そこで R に達する波は最初の円内からの副波 A_1 ，次の円環からの副波 A_2 ，その次の円環 $A_3 \dots$ のベクトル和であると考えられる。 A_1 と A_2 とではその通り道の距離が平均 $\frac{\lambda}{2}$ だけ異なるから位相が逆、 A_2, A_3 ではまた逆であるから、 R における波は

$$A = A_1 - A_2 + A_3 - A_4 + \dots \quad \dots (3)$$

となる。各円環の面積はほぼ同じであるが、 T から遠くなるのでその波は少しずつ弱くなっているし、また遠方の円環程 R に達する波と T から入射してくる波との角度が急である。また R までに至る距離も長くなる。これらの理由で $A_1 > A_2 > A_3 > \dots$ であるが、 T, R からの距離のふえ方や角度のふえ方が、 A_n と A_{n-1} をくらべた場合ごくわずかであるから A_n はごく少しずつしか変らない量である。したがって 1 つの値、例えば A_{2n} は両隣の平均値に殆んど等しいと思ってよい。すなわち

$$\frac{A_{2n-1} + A_{2n+1}}{2} \approx A_{2n} \quad \dots (4)$$

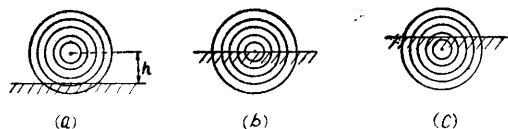
と考えてよい。それ故 (3) 式を書きなおして

$$\begin{aligned} A &= \frac{A_1}{2} + \left(\frac{A_1}{2} - A_2 + \frac{A_3}{2} \right) \\ &\quad + \left(\frac{A_3}{2} - A_4 + \frac{A_5}{2} \right) \quad \dots (5) \end{aligned}$$

とすれば、右辺第 2 項以下はそれぞれ消し合って 0 となり第 1 項のみが残るので

$$A \approx \frac{A_1}{2} \quad \dots (6)$$

すなわち、自由空間の R における波の強さは第 1 フレネル領域による寄与の半分である。そうして R に達するエネルギーはこの波に伴われているもので、波の強さの 2 乗に比例する。エネルギーは上に考えた平面を通して来たものには間違いなからうが、どの部分を通して来たものかそれは全くわからないといった性質のものである。次に山または他の妨害物によってこの面の一部が遮ぎられていると考えてみよう。第 12 図 (a) のような場合 n がある程度以上大きい A_n' は、もとの A_n と異なるが、なお A_n' の変化はごくゆっくりで単調減少数列であるので (5) 式と同じようにして



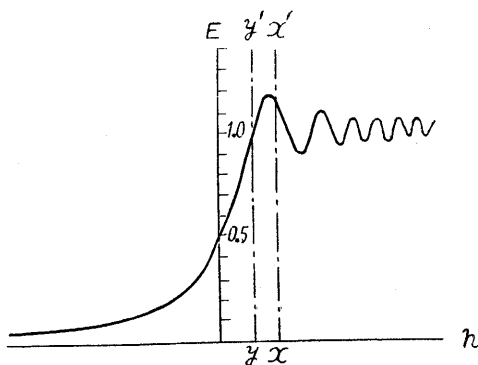
第12図

$$A' = \frac{A_1}{2}$$

となり、 R 点の波の強さは自由空間のそれと殆んど変わらない。したがってそれに伴われているエネルギーも同じである。(a) から次第に (b) のように妨害物が見通し線上に近づくとき R の波の強さは、 n 奇数の部分がより余計にかくされるか、偶数の部分がより余計にかくされるかに従って、減ったりふえたりして (b) では

$$\begin{aligned} A' &= \frac{A_1}{2} - \frac{A_2}{2} + \frac{A_3}{2} + \dots \\ &= \frac{A_1}{4} + \left(\frac{A_1}{4} - \frac{A_2}{2} + \frac{A_3}{4} \right) + \dots \\ &= \frac{A_1}{4} \end{aligned}$$

となって、自由空間の半分になってしまう。さらに妨害物が見通し線を完全に覆うようになると、波の強さは (5) 式の最初の方の項が全部なくなってしまうので次第に小さくなって遂には 0 になってしまう。こうして第 12 図 (a) に書き込んだ h を横軸に、受信点における波の強さを縦軸に書くと第 13 図のような曲線がえられる。こ



第13図

の曲線は妨害物を次第に上昇させてかいたわけであるが妨害物を例えば山とすると、その山の高さは一定のまま受信点を下げたと考えても同じで、受信高に対する受信電界強度を表わしているのだから、Height Gain Pattern ともよぶことができる。もっとも実際に受信点でアンテナの高さを変化して電界強度を測定すると、第 13 図とは大部変った変化を示すのが普通で、それは大地によって反射された波と直接波との干渉等によるものである。

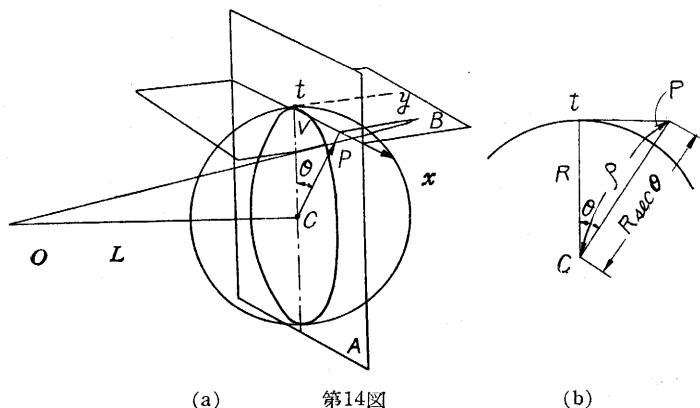
さて、それらの影響を考慮しないとすれば、第 13 図の $x-x'$ でしめた所より右、即ち第 1 フレネル領域に妨害物がかかってこない所では、大体受信電界強度が自由空間のそれと等しいと考えてよいので、これを一応の目安にしたのである。しかし第 1 フレネル領域に妨害物が多少入ってきても第 13 図からわかるように別に差支えな

いので、例えば $y-y'$ で示した所、第 1 フレネル領域の $d + \frac{\lambda}{2}$ の代りに $d + \frac{\lambda}{6}$ をとる所まで妨害物が入ることを許すやり方 (J. J. EGLI, UHF Radio Relay System Engineering, I. R. E. Jan '53) もある。いずれにしても上のような考えによってフレネル領域なるものが妨害物の近づく許容限界にとられているということをよくのみこんでおけば、フレネル領域なるものにそれ程神経質になる必要はないのである。

4. プロフィール作製

第 3 節で述べたように、山その他の妨害物が大体第 1 フレネル領域に入らないことが必要であるが、実際に送受 2 つの地点を定める場合にはあらかじめこのことを確かめておくのが普通である。それには 2 地点を結ぶ地球の断面図を書いて見通し線を引き、さらにフレネル領域を (3-2) 式で計算して、第 10 図の如く楕円をかいてこの中に山、建物等が入らないことを確かめるのである。地球の断面図を書く場合いずれにしても縮尺をする必要があることは当然であるが、距離の方向も高さの方向も同じ割合に縮尺したのでは、殆んど直線に近くなってしまっで見通し等の検討が全くできなくなってしまふ。そこで高さの方向の縮尺の割合は小さくして高低の影響を顕著に出したいのであるが、見通し直線がやはり直線になるような縮尺でないかと後で見通しの検討をするのに厄介である。高さの方向を顕著に表わし、しかも直線が直線になるような縮尺のやり方は第 14 図に示すような射影による方法である。

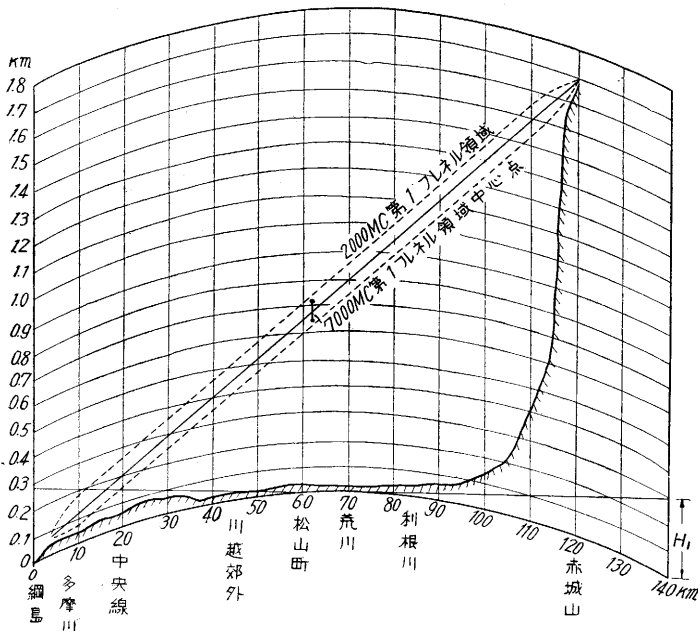
両地点を通る大円をふくむ面 A に垂直に、地球の中心 C を通る直線上に適当な点 O をとり、 $OC=L$ とする。大円上の一点で球に接する平面を B とし、この上に t 点を原点として x, y 座標を図に示すようにとる。両地点を結ぶ断面図は A 面上にかかっているわけであるが、これを O を光源として B 面上に投射すれば、 A 面上の直線はやはり B 面上で直線になり、高さの方向は著しく拡大された図がかけられる。これを普通のや



(a)

第14図

(b)



第 15 図

り方で縮尺すれば、求める断面図がえられる。

A 面上の一点を P とし、 $\angle tcp = \theta$, $\overline{CP} = P$, とすれば、 P 点の B 面への射影 P' の座標は第 14 図 (a) (b) から

$$x = R \tan \theta \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$y = L \frac{R \sec \theta - \rho}{\rho} \quad \dots\dots\dots (2)$$

となる。

$\rho - R = H$ が P 点の標高であるから、(1) (2) 式から標高 H の点は常に

$$(y/L + 1)^2 (H + R)^2 - x^2 = R^2 \quad \dots\dots\dots (3)$$

なる双曲線上に射影される。また地表上の点からの距離 d なる地点で高さが変化する場合、 $d = R\theta$ で d が一定、すなわち

$$x = R \tan \frac{d}{R} \quad \dots\dots\dots (4)$$

なる y 軸に平行な直線上をうごく。そこであらかじめ H , d を変化して沢山の双曲線と直線を第 15 図のように書いておけば、地上高 H と距離 d を知ってその点が記入できるわけで、このようにして山や建物をプロットして行けばよいのである。 L を変化すると高さの方向は如何様にも伸縮できることは、(2) 式または (3) 式から容易に理解できる。 L を 2 倍にすれば同じ高さが倍に拡大されてみえるわけである。なお実用上では

$H \ll R$ で $\frac{R}{L} \ll 1$ であるから (3) 式は

$$y = \frac{L}{2R^2} (x^2 - 2RH) \quad \dots\dots\dots (3')$$

で近似でき、また $d \ll R$ であるから (4) 式は

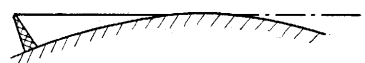
$$x = d \quad \dots\dots\dots (4')$$

で近似できる。(3') 式は全く同じ形の拋物線を表わし、(4') 式は距離に対して等間隔な直線群を表わしているので、実際に図を書く場合は (3) (4) 式を用いるより簡単で実用的である。また (3') (4') は d 方向の縮尺を変化したとき、 H 方向の縮尺をその 2 乗にすれば全く同じ拋物線直線群がそのまま用いられることをも示している。

こうしてできた射影による横断面図は直線を常に直線に射影するから、見通し直線上に妨害物があるかないか、またフレネル領域を (3-2) 式によって計算し、見通し線上から h を計って記入してそれに山等がひっかかるかを確かめたりするばかりでなく、陸海上の反射点等の検討にも便利なものである。

次に (3) または (3') 式に用いるべき地球半径 R の大きさについて考えてみよう。

電波が大気中を伝播する場合、正常の大気では地表に近い所の方が空気の圧力が高く、また水蒸気含有が多いために誘電率が大きく、上空に行く程誘電率が小さいために、地表近くの電波の速度はおそく、上空は早く、全体として地球面に沿うように進むので、第 16 図のような道をたどる。もし電波の道を直線とすれば、地球の



第 16 図

半径が少しく増したとするとちょうど電波の道と地球表面との距離が実際とほぼ等しいようにすることができる。そういう理由で R としては地球の実際の半径 6370 km の $\frac{4}{3}$ 倍、8500 km を取ることが一般に行われている。第 15 図は半径 R としてこの値をとって書いたものである。しかし、この $\frac{4}{3}$ 倍なる値は場所により、気候によって異っている筈の値で、実際の半径の大きさをとつた方がよいという意見 (Dr. A. T. Starr, Mr. T. H. Walker, Microwave Radio Links, P. I. E. E. Vol 99 Part III Sep '52) もあることを指摘しておこう。

なお横断面作製の山等の高さは地図によるのが普通であるが、地図の種類、例えばメルカトル法によって異なるが、円錐図法によって異なるかによって、それぞれ実際の見通し線が地図上の直線からずれてくるので、正確に言えば、経度、緯度による大円の軌跡をもって定める必

要がある筈であるが、日本の緯度で100軒そこそこの間隔の場合メルカトル法でも円錐図法の場合でも、地図の精度から考えてもまた電波の道がそれ程はっきり定まったものでないことを考えても、そこまで厳密にする必要はないように思われる。

5. フェージング

第2節でちょっとフェージングのことにふれた以外今迄は大体伝播試験を行う前に考慮しておくべきことを述べてきたが、伝播試験の最大目的は実はフェージングの観測にあるのである。

送信点で電波を発射していても、受信点でこれを受けていると強くなったり弱くなったりする現象が昔から短波の場合によく知られているが、見通し距離内で行うマイクロ波の場合も、全く同じように、受信電力は絶えず変動している。ちょうど水平線に近い星がまばたいているのと全く同じである。この受信電力の変動の現象を Fading (フェージング) とよんでいる。

フェージングの原因は大気中の電波に対する性質が、場所と時刻によって、絶えまなく変化しているということである。その変化によつて例えば、受信点への直接波と大地で反射されてやってくる反射波の位相関係が変化して打ち消し合ったり助け合ったり、また大地による回折効果に変化するために生ずる電界強度の変化、 k 型フェージングとよばれている変化が生じたり、大気中の電波に対して異なる性質をもつた塊りみたいなものによって電波が散乱、反射屈折し、これらの波が干渉し合つて生ずる電界変化 Duct 型フェージングとよばれている変化が生じたり、その塊りがきれぎれになつて細かい電界変化を生ずる Scintillation フェージングが生じたりするものと思われる。この異性質の塊りみたいなものが大気中に存在するということは、真夏の青空に浮ぶ白雲を思ふかべれば、そんなに不思議なことでもないように思われるが、ではそういった塊りが何時どこに生じて、どんな具合にしてどの程度のフェージングを起すかということになると何一つとして解っていないといつても過言ではない。しかし、こういった解らない一見全く不規則な現象も、ある統計的な規則性を持っていると思われるのでその規則性を観測によつて見出して通信回線を設計する資料にしたいのである。例えば、何 db のフェージングマージンをとった場合、長い期間を通じて通信の杜絶する時間が何%位とみておけばよいか。周波数が異なった場合フェージングはどんな変化を示すか。アンテナの位置を変化した場合フェージングの有様はどんな風に変わるか。等々の問題である。

われわれはこれ等の問題に対して一つの回答を得るために

送信点 神奈川県箱根双子山上頂

受信点 東京都青山電波監理局屋上

とし、8月10日から一ヶ月間 2000MC と 7000MC で

送信点 群馬県赤城山地蔵岳山頂

受信点 横浜市渡北区日吉町

慶応義塾普通部屋上

とし、10月20日から一ヶ月間 2000MC と 7000MC で試験を行い、さらに装置の関係で 2000MC では行うことができなかったが、7000MC では受信点に副アンテナを置いて主アンテナと同時にフェージングの観測を行い、場所によるフェージングの変化を観察した。双子東京間の時には、アンテナが小さかったために大きなフェージングの観測には充分でなかったうらみもあるが、赤城一日吉間の場合は、その時用いることができる一番大きなアンテナを用いたために、35db に及ぶフェージングも完全に記録できた。

受信電力の記録から直ちにわかることは 2000MC における変化の方が 7000MC における変化よりずっとゆっくりであるということである。これは電波の通り道が 2000MC で1波長変化するとき 7000MC では波長以上変化する筈であることから考えても容易に納得できることである。

7000MC で2のアンテナで同時に受信して記録したものをみると、水平に 16.5m、47m 離して受信した場合は殆んど受信電力の変化が同時に同じような形で生ずるのに反し、垂直に 12m 離れた場合は2つが相当異つた変化をし、30秒から数分ずれたような形をとる。垂直6m離れた場合の実験も行ったが、深いフェージングをとらせることはできなかった。

垂直には 12m 離れただけで相当異なる変化をするのに、水平では 40m 離しても同じような変化をすることから、前に述べた大気の異性質の塊りみたいなものは水平に拡がった扁平な形をしているのが普通であるように思われる。このことは通常雲が横に拡がっていることや、もや等がたなびくことから考えても当然であろう。

さて垂直に離れた場合、2つの受信電力がもし全く独立に変化するものとすれば(相関係数0)、1つのアンテナでスレシヨールドレベルを割る時間が1%あるとしても2つのアンテナで同時にスレシヨールドレベルを割る時間は0.01%なるから、どちらが大きい方の入力を通信に用いるような工夫をすれば、通信が杜絶する割合を非常に小さくすること(1つのアンテナの場合の2乗)ができる。こういう工夫をした受信方式をダイバーシテイ (diversity) 受信と名付けている。実際には垂直12m離れたわれわれの実験で、1時間づつに区切つての2つの相関係数は0.05~0.82の間の値をとった。(相関係数1ということは全く同じ変化をしていることを表わしている)。しかし、フェージングの大きい場合は、この中0.18位以下の値をとっており、フェージ

ングの小さい場合に大きな値になっているので、通信杜絶を救うという意味では比較的有望であると思われる。水平 16.5 m 離れた場合は、0.77~0.87、47 m 離れた場合は 0.82~1.00 の相関係数が得られた。40 m 離れた場合の方が相関係数が大きいということはちょっと変であるが、測定時間が異なっているためと思われる。

日吉一赤城間の 1 ケ月間の総計で、受信電力が -50 dbm, -55 dbm, …… -70 dbm をそれぞれ割る総時間数の % は次表に示す通りである。

	-50	-55	-60	-65	-70 dbm	
2000 MC	0.31	0.124	0.029	0.008	0.0027	%
7000 MC	1.05	0.306	0.096	0.035	0.019	%

フェージングのない場合のレベルは 2000 MC, 7000 MC 共に -35 dbm~-37 dbm であった。1 ケ月間の中、-70 dbm を切った日数は 2000 MC では 4 日、7000 MC では 9 日記録されている。

大きなフェージングは、日のよく当たった暑い日の夕方 6 時頃から 8 時頃にかけて風のやんだような時、また朝方 3 時頃から 5 時頃にかけてよく起るので、雨の日や風の強い日は殆んど起らないのが普通であった。雨の日は天気の日のように空気にむらが生じないために前に述べた塊りができないのでフェージングが起らないのだし、風の日も塊りができてもすぐ風のためちぎれちぎれになって大きなフェージングを起す筈にならないためと考えられる。天気のおよかつた日には、ちょうど入道雲が発生するように空気のむらができるのではなからうか。またよくいわれていることは、天気のよい日の夕方、暖かだった地表が先きに冷えて、温度の高度に対する変化が逆になり、そこに一つの層ができて、この層に電波がとらえられて伝わったり、またこの層を横切る仕方によって通路差ができて干渉してフェージングを起すということである。たしかに温度の変化が逆になることは観測されるし、天気のよい夕方、高い山から里の方を見ると、里のかまどの煙りがある所まで静かに立ち昇り以後は横にたなびいてしまうのをよくみかけることから、こういった層の生じることは本当のように思われる。このような広い意味での塊りが天気のよい日の夕方、または明方、風のない時には大きなフェージングを起す筈に至るのであろう。

取ったフェージングの記録の整理は電波監理局で行って他に発表の機会があると思うが大体の結論としていえることは

1. 2000 MC より 7000 MC の方がフェージングが多い。
2. 7000 MC の変化の方が 2000 MC の変化より早い。

3. 垂直ダイバーシテイの効果は有望である。

4. 120 km は、異例の長距離、スパンであるが 2000, 7000 MC いずれの周波数を用いて通信回線を設定しても 99.9 % の信頼度を確保しえないということはない。

というようなことである。

2. の 7000 MC の変化の方が 2000 MC の変化より早いということは、もう一つ言葉を換えていうと 7000 MC の方が、例えば、スレショールドレベルを割る回数が多いが、一回のスレショールドレベル以下に落ちている時間は 2000 MC よりも小さいだろうということになる。実際 2000 MC で -70 dbm を切っていた最大継続時間は 2 分位に達するものがあつたが、7000 MC では 30 秒位どまりであつたということである。

7. 結 言

以上伝播試験をやる場合の考え方として、アンテナ利得、レベルダイアグラムの書き方、フネル領域、プロフィル等についてできるだけやさしく述べ、次にフェージングについて説明し、われわれの記録の結果の一部を挙げた。いい足りない所やいい残した所、また意見としていいたいこと等いろいろあるが、これ等はまたの機会にゆずってここで終らせて頂く。

最後に伝播試験中いろいろ御指導頂いた電波監理局周波数課、襄妻課長代理、近藤技官、榎本技官、その他の皆様、この試験を可能ならしめて下さった東京電力 山崎部長、舟山係長、大石氏その他の皆様、終始御指導御鞭撻頂いている本学高木教授に深甚なる感謝の意を表す。

附録 1. 相互定理の説明

2 つの整合のとれたアンテナのフィード部分を考えて電圧電流を規定すれば、いわゆる 4 端子であるから

$$\begin{aligned} V_1 &= Z_{11}I_1 - Z_{12}I_2 \\ V_2 &= Z_{12}I_1 - Z_{22}I_2 \end{aligned} \quad (1)$$

1 のアンテナのフィードの特性インピーダンスを Z_{01} 、2 のアンテナのフィード特性インピーダンスを Z_{02} とする。

$$(1) \text{式から } V_2 = Z_{02}I_2 = Z_{12}I_1 - Z_{22}I_2 \\ \therefore I_2 = \frac{Z_{12}}{Z_{02} + Z_{22}} I_1 \quad (2)$$

(2) 式を (1) 式の初めの式に代入して

$$V_1 = Z_{01}I_1 = Z_{11}I_1 - Z_{12}I_2 = \left(Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{02} + Z_{22}} \right) I_1$$

$$\text{従つて } Z_{01} = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{02} + Z_{22}} \quad (3)$$

$$\text{同様にして } Z_{02} = Z_{22} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{01} + Z_{11}} \quad (4)$$

$$(3) \text{式から } Z_{01}Z_{02} + Z_{01}Z_{22} = Z_{11}Z_{02} + Z_{11}Z_{22} - Z_{12}^2$$

(4)式から $Z_{02}Z_{01} + Z_{02}Z_{11} = Z_{22}Z_{01} + Z_{22}Z_{11} - Z_{12}^2$

両式の差をとつて移項して2で割れば

$$Z_{01}Z_{22} = Z_{02}Z_{11} \quad (5)$$

さて次に1のアンテナに P_0 入れて2のアンテナで P_R 受けたとして P_1/P_0 を計算すれば(2)式から

$$\frac{P_R}{P_0} = \frac{Z_{02}I_2^2}{Z_{01}I_1^2} = \frac{Z_{02}}{Z_{01}} \left| \frac{Z_{12}}{Z_{02} + Z_{22}} \right|^2 \quad (6)$$

逆に2のアンテナに P_0 入れて1のアンテナで P_R' 受けたとすれば

$$\frac{P_R'}{P_0} = \frac{Z_{01}}{Z_{02}} \left| \frac{Z_{12}}{Z_{01} + Z_{11}} \right|^2 \quad (7)$$

(6)式と(7)式が等しい事を証明するためにそれぞれの右辺を比較して

$$Z_{01}|Z_{02} + Z_{22}| = Z_{02}|Z_{01} + Z_{11}|$$

Z_{01}, Z_{02} が純抵抗ならば絶対値の中に入れることができ

$$|Z_{01}Z_{02} + Z_{01}Z_{22}| = |Z_{02}Z_{01} + Z_{02}Z_{11}|$$

ならばよいことになる。しかるに(5)式を使えば直ちにこの式の成立する事がわかるから(6)(7)式の左辺が等しい事が証明できたことになり、相反定理になるのである。

附録 2. $G/A_0 = \frac{4\pi}{\lambda^2}$ の説明

G/A_0 は本文で詳しく説明したようにアンテナの種類に無関係であるので、どんなアンテナで計算してもよい。そこで一番簡単なダイポールで、モーメント M なる場合を計算してみる。このアンテナによる電磁界は

$$Er = \frac{Mk^3}{4\pi\epsilon_0} e^{j(\omega t - kr)} \cos\theta \left[\frac{2j}{(kr)^2} + \frac{2}{(kr)^3} \right]$$

$$E\theta = \frac{Mk^3}{4\pi\epsilon_0} e^{j(\omega t - kr)} \sin\theta \left[-\frac{1}{kr} + \frac{j}{(kr)^2} - \frac{1}{(kr)^3} \right]$$

$$H\varphi = \frac{j\omega M k^2}{4\pi} e^{j(\omega t - kr)} \sin\theta \left[\frac{j}{kr} - \frac{1}{(kr)^2} \right]$$

遠方における単位面積当りの電力は

$$S_r = \frac{1}{2} R_e E\theta H\varphi = \frac{1}{2} R_e \frac{\omega M^2 k^5}{16\pi^2 \epsilon_0} \sin^2\theta \left[-\frac{1}{(kr)^2} - \frac{j}{(kr)^5} \right]$$

$$= \frac{\mu_0 \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \omega^4 M^2 \sin^2\theta}{32\pi^2 r^2}$$

全電力は

$$W = \int S_r da = \frac{\mu_0 \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \omega^4 M^2}{32\pi^2} 2\pi \int_0^\pi \sin^3\theta d\theta$$

$$= \frac{\mu_0 \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \omega^4 M^2}{12\pi}$$

したがって利得 ($\sin\theta=1$ の方向) は

$$G = \frac{S_{r1}}{W} = \frac{3}{4\pi r^2} \quad (1)$$

次に輻射抵抗を計算するに、これによる消費電力が全電力に等しい筈であるから

$$W = \frac{1}{2} i^2 R_r = \frac{1}{2} (\omega q) R_r = \frac{1}{2} \omega^2 \frac{M^2}{d^2} R_r$$

$$= \frac{\mu_0 \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \omega^4 M^2}{12\pi}$$

$$\therefore R_r = \frac{1}{6\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} (kd)^2 = \frac{2\pi}{3} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \left(\frac{d}{\lambda} \right)^2$$

一方 E_0 なる電界によつて R_r に等しい負荷抵抗にくわ

れる電力は (第図参照)

$$\frac{1}{2} i_L V_L = \frac{1}{2} \left(\frac{V}{R_r + R_r} \right) \left(\frac{V}{2} \right) = \frac{1}{4} \frac{V^2}{2R_r}$$

$$= \frac{(E_0 d)^2}{8R_r}$$

これが他方、実効開口面積 A_0 と単位面積当りの電力 $\frac{1}{2} E_0 H_0$ の積に等しいと A_0 を定義しているから

$$\frac{1}{2} i_L V = \frac{1}{2} E_0 H_0 A_0 = \frac{1}{2} E_0^2 \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} A_0$$

$$\therefore A_0 = \frac{d^2}{4R_r} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = \frac{3}{8\pi} \lambda^2 \quad (2)$$

(1)(2)式の比をとれば

$$\frac{G}{A_0} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \quad (3)$$

となる。途中の計算過程から第2節で言及した再輻射損なる考えが間違っている事がはつきりするものと思つて簡単に記した。

附録 3. プロファイルの計算例

適当な拋物線をかいて第4節(3)'(4)'から $d=70$ km の時 $y=0$ になるような H_1 を計算すれば

$$H_1 = \frac{d^2}{2R} = \frac{4900}{2 \times 8500} = 0.288 \text{ km}$$

あとはこの H_1 を 0.288 km として高さ 0.1 km に相当する長さをきめて、同じ拋物線をこの間隔に書いて行けば第15図の昇紙ができる。

第1フレネル領域は (3-2) から

$$h = \sqrt{\lambda} / \sqrt{\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2}}$$

例えば 120 km の中心点では

$$h = \sqrt{\lambda} / \sqrt{\frac{1}{60} + \frac{1}{60}} = \sqrt{30\lambda}$$

$$= 0.67 \text{ km} \dots\dots 2000 \text{ MC}$$

$$= 0.36 \text{ km} \dots\dots 7000 \text{ MC}$$

以下同様に h をもとめて記入する。

(1954・4・13)