

第6章 時間的変動に関する性質

6.1 まえがき

情報伝送方式がアナログ方式の場合には主に信号レベルの低下がS/N比（信号対雑音比）の低下となって通信品質の劣化をもたらすのでフェージング深さの把握が重要であるが、デジタル伝送方式では時間変動に関する諸特性の定量的把握も必要となる。これは、例えば、デジタル伝送方式の場合、フェージングの変動の周期は情報の1ビット（あるいは1シンボル）の伝送時間に比較してかなり長く、発生する誤りパターンはバースト状となるが、このバースト状誤りの持続時間、発生間隔、あるいはその対策の1つとしてインターリーブ方式の適用等を検討する際には、時間的変動の性質の把握がシステム設計に重要な知見を与えるためである。

変動の時間的性質である周波数スペクトラム（以下単にスペクトラムと呼ぶ）については、これまでいくつかの実測結果が報告されているが^{(1) - (4)}、波高、仰角あるいは船舶の航行速度・動揺等に対する一般的な性質について論じられたものはなく、又理論的検討も十分にはなされていない。

本章ではLバンド電波による海面反射フェージングのスペクトラムを定量的に明らかにするため、先ず、第2章で述べた理論モデルに基づき海面状態、船舶の速度、動揺等を考慮してスペクトラムの定式化を行う。次にこれに基づく理論推定値と海岸実験及び海洋実験を通じて得られた実測値との比較検討を通じて、フェージングのスペクトラム特性を明らかにする。

又、スペクトルと関連して、より実用的な量である減衰持続時間（fade duration）とその発生間隔（occurrence interval）について、実験結果、スペクトラムの解析結果を踏まえて解析を行い、その性質を明らかにする。

6. 2 周波数パワースペクトラム^{(5)、(6)}

6. 2. 1 理論モデル

6. 2. 1. 1 対象とする海面状態

受信強度の変動、いわゆるフェージングの時間的变化は、海の波による反射波の変動や受信アンテナの位置の変化等動くものが存在することによって生じる。この変動のうちコヒーレント成分によるものは、アンテナの上下動に伴うハイトパターン (vertical lobing interference pattern) 上の位置の変化によって、又インコヒーレント成分は、波の動き、船舶の動き等によってもたらされる。

第3章で述べたように海の波は種々の大きさの波がその大きさに応じた速度で複雑に動くため、厳密な取り扱いは困難であるが、ここでは実用的観点から妥当と思われるいくつかの仮定、近似を用いて、発生確率が高くフェージングも大きい [状態R] すなわちインコヒーレント成分が主体となる海面状態で発生するフェージングに着目しスペクトラムの定式化を行う。そして [状態C]、[状態M] に相当する海面状態でのフェージングに関しては、最後に若干の考察を加えるに留める。なお、本章で求める理論スペクトラムは直接波の位相を基準とした反射波のスペクトラムであり、後に実測値として示す直接波と反射波の合成信号強度 (包絡線) の変動スペクトラムとは厳密な意味では異なる。しかし付録2. 3で示したように包絡線変動 (E_T の変動) には、反射波の変動成分である振幅、位相双方の変動がかなり正確に反映されているため、反射波スペクトラムと包絡線スペクトラムとは近似的に一致するものとみなすことができる。(これに関しては文献(7)でシミュレーションによる確認がなされている)。

6. 2. 1. 2 スペクトラムの一般式

ここでは海面を定常不規則過程とみなし、スペクトラムの一般式を導く。[状態R] に分類される海面では、反射波は1つ1つの波の上に生じる局所的鏡面反射点 (glittering facets) からの寄与によるものとして取り扱えるため、波の動き V は局所的鏡面反射点の動きで代表できる (以下ベクトルは全て太字表記とする)。ところでこの V は定常成分 V_0 と不規則成分 V_f にわけて考えることができる。ここで V_0 の向きは、風の進む方向 w (単位ベクトル: y 軸からの角度 ϕ_w) とする。すなわち

$$\begin{aligned}
V &= V_0 + V_f \\
V_0 &= V_0 w \\
V_f &= V_{fw} w + V_{ft} t + V_{fz} z
\end{aligned}
\tag{6-1}$$

ここで w 、 t は図 6. 1 の座標系における x y 面上の単位ベクトルで互いに直交しており、 z は z 軸方向の単位ベクトルである。又不規則成分 V_f の w 、 t 、 z 各方向の速度成分 V_{fw} 、 V_{ft} 、 V_{fz} は次式の性質を有する。

$$\begin{aligned}
\langle V_{fi} \rangle &= 0 \\
\langle V_{fi} \cdot V_{fj} \rangle &= \sigma_{vi}^2 \quad (i = j) \\
&= 0 \quad (i \neq j)
\end{aligned}
\tag{6-2}$$

i 、 j は w 、 t 、 z のいずれかに対応 ; $\langle \rangle$: 時間平均

直接波が図 6. 1 の y z 面内を z 軸から θ_i の角度で入射し、受信点から見て (θ_s, ϕ_s) にある局所的鏡面反射点が速度 V で動きかつ船舶（すなわち受信アンテナ）が速度 V_s (y 軸からの角度 ϕ_{sh}) で動く場合、ある時刻での直接波と反射波の位相関係を基準とすると、時刻が微小量 τ 秒経過することによって新たに生じる位相差 $\psi(\tau)$ は、

$$\psi(\tau) = k_s \cdot (V - V_s) \tau
\tag{6-3}$$

$$\begin{aligned}
k_s &= k(i - s) \\
&= k \{ \sin \theta_s \sin \phi_s x + (\sin \theta_s \cos \phi_s - \sin \theta_i) y \\
&\quad - (\cos \theta_i + \cos \theta_s) z \}
\end{aligned}$$

で与えられる。ここで i 、 s は直接波および反射波の到来方向を表す単位ベクトル、 x 、 y は基準とする座標系の x 、 y 方向の単位ベクトルである。又、 k は電波の自由空間における波数である。式 (6-1)、(6-2) で与えられる性質に従って動く多数の局所的鏡面反射点が存在する場合、反射波の共分散 $C(\tau)$ は次式となる。

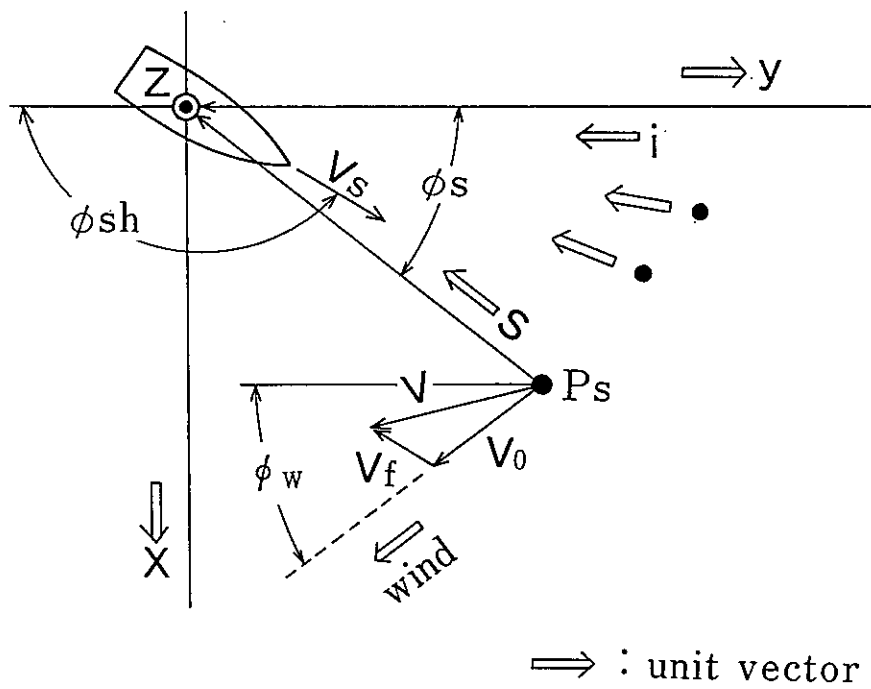
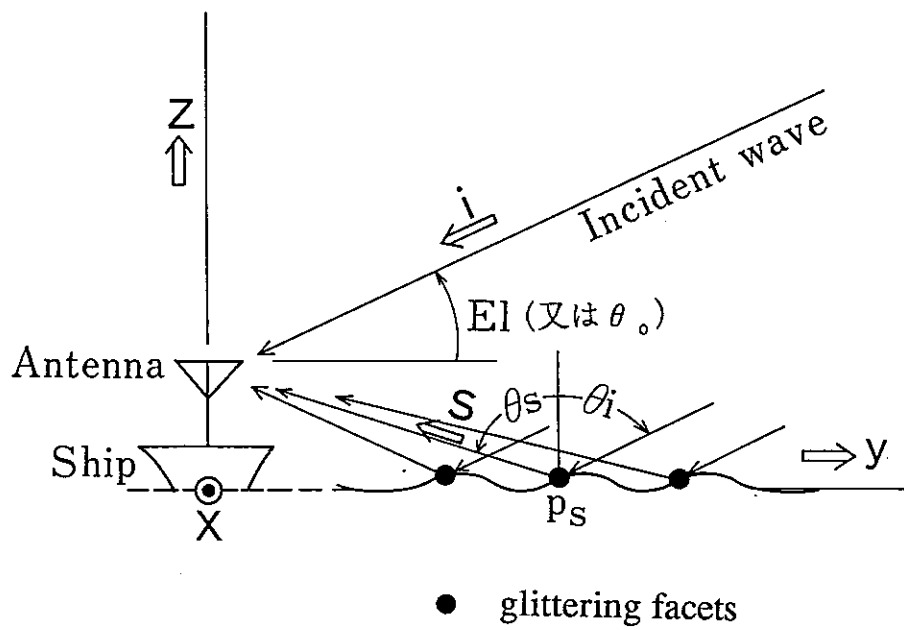


図 6. 1 スペクトラム解析のための座標系

$$C(\tau) = \frac{1}{4\pi} \iint_{\text{全海面}} \sigma(i, s, \tau) g_s^2(\theta_s, \phi_s) \tan \theta_s d\theta_s d\phi_s \quad (6-4)$$

ここで σ_t は時間領域の相関散乱断面積 (time-correlated scattering cross section) と呼ばれるもので⁽⁸⁾、この場合

$$\begin{aligned} \sigma_t(i, s, \tau) &= \sigma(i, s) \langle \exp(j\phi(\tau)) \rangle \\ &= \sigma \exp\{jk_s \cdot (V_0 - V_s)\tau - \sigma_{vf}^2 \tau^2 / 2\} \end{aligned} \quad (6-5)$$

$$\sigma_{vf}^2 = \sigma_{vw}^2 (k_s \cdot w)^2 + \sigma_{vt}^2 (k_s \cdot t)^2 + \sigma_{vz}^2 (k_s \cdot z)^2$$

となる。式中の σ は単位面積あたりのインコヒーレント成分に関する平均散乱断面積で式 (2-21) に与えられている。結局反射波のパワースペクトラム $F(\omega)$ は式 (6-4) を Wiener-Khintchine の関係式を用いて変換することにより次式となる。

$$\begin{aligned} F(\omega) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} C(\tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau \\ &= \frac{1}{8\pi^2} \iint_{\text{全海面}} \sigma \cdot g_s^2 \cdot p_0(i, s, \omega) \tan \theta_s d\theta_s d\phi_s \end{aligned} \quad (6-6)$$

ここで

$$\begin{aligned} p_0(i, s, \omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left\{jk_s \cdot (V_0 - V_s)\tau - \frac{1}{2}\sigma_{vf}^2 \tau^2 - j\omega\tau\right\} d\tau \\ &= \sqrt{2\pi} \sigma_{vf} \exp\left[-\{\omega - k_s \cdot (V_0 - V_s)\}^2 / 2\sigma_{vf}^2\right] \end{aligned} \quad (6-7)$$

式 (6-6) のパワースペクトラムは直接波の位相を基準とする反射波のパワースペクトラムであり搬送波を中心周波数 (この場合 $\omega = 0$) とする正負の両周波数に対して求められる。これらの各周波数成分間の位相関係は、一般に無関係と考えられるので、実際の計算にあたっては、変動の周波数 f (≥ 0) に対する理論スペクトラムは式 (6-6) の $\omega = 2\pi f$ と $\omega = -2\pi f$ の両成分 (電力密度) の和で与えられる。

上述のように、ここで定式化したスペクトラムは直接波の位相で正規化した反射波のスペクトラムであり、直接波そのものに変動がある場合には別途これを考慮する必要がある。典型的な例として船舶の航行に伴うドップラーシフトがあり、その大きさ f_d は次式で与えられる。

$$f_d = -V_0 \cdot i / \lambda \quad (\text{Hz}) \quad (6-8)$$

結局、受信信号は搬送波周波数より f_d だけずれ、これを中心に式 (6-6) で与えられるスペクトラムを持つものとなる。なお、受信強度 (E_T) の変動を問題にするような場合には式 (6-8) で与えられるドップラーシフトの影響は見えないことになる。

6. 2. 1. 3 波の動きに関する性質

第3章で海面の統計的性質を述べたが、ここでは式 (6-6) によりスペクトラムを求める場合に具体的な値が必要な V_0 、 V_{fw} 、 V_{ft} 、 V_{fz} に関する考察を行う。

重力波の性質より波の平均速度 V_{r0} と波の平均周期 T_0 は次式の関係をもつ。

$$V_{r0} = (g / 2\pi) T_0 \quad (g: \text{地上の重力加速度}) \quad (6-9)$$

風によって生起する波、すなわち風浪の平均周期 T_0 は式 (3-3) で与えられる Pierson-Moskowitz のパワースペクトラムより求めることができ、

$$T_0 = 2\pi \left\{ \frac{\int_0^\infty S_w(\Omega) d\Omega}{\int_0^\infty \Omega^2 S_w(\Omega) d\Omega} \right\}^{\frac{1}{2}} = \frac{2\pi W}{g} \left(\frac{1}{\pi b} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (6-10)$$

となる。式 (3-4) より、風速 W が波高 H の関数として

$$W = \left(\frac{g^2 b H^2}{4a} \right)^{\frac{1}{4}} = 6.84 \sqrt{H} \quad (6-11)$$

で与えられるので、式 (6-9) は結局

$$V_{ro} = \sqrt{\frac{gH}{2}} \left(\frac{1}{\pi a} \right)^{\frac{1}{4}} = 5.54 \sqrt{H} \quad (6-12)$$

となる。

これらの波は必ずしも同一方向に動くわけではなく、実際には風の向き w を中心に $\pm 90^\circ$ の範囲にほぼ正規分布することが知られており、この角度分布の rms 値は約 30° である⁽⁹⁾。このため風の向きである w 方向成分の平均速度 V_0 は

$$V_0 = V_{ro} \exp \left\{ - \left(\frac{\pi}{6} \right)^2 / 2 \right\} = 0.87 V_{ro} \quad (6-13)$$

となる。次に動きの不規則成分 V_f に関して水平面内で等方性を仮定し、かつ z 方向の動きを無視する。さらに V の角度分布の rms 値が 30° 程度になるよう w 、 t 、 z 方向の動きの分散値 σ_{vw}^2 、 σ_{vt}^2 、 σ_{vz}^2 を決めると、それぞれ近似的に

$$\begin{aligned} \sigma_{vt}^2 &= V_{ro}^2 - V_0^2 = 0.24 V_{ro}^2 \\ \sigma_{vw}^2 &= \sigma_{vt}^2, \quad \sigma_{vz}^2 = 0 \end{aligned} \quad (6-14)$$

で与えられる。

6. 2. 1. 4 船舶の動揺による影響

スペクトラムに影響を及ぼすもう一つの重要な要素として船舶の動揺がある。受信アンテナは、船舶の動揺や上下動によって上下左右に揺れ動き、これによって直接波と反射波の位相関係が変わるため信号強度が変動する。次章で述べるようにフェージングの空間相関長が y 軸及び x 軸方向が 10 m のオーダーであるのに対して z 軸方向は数十 cm と極めて短いので、動揺による信号強度に与える影響は z 軸方向の動きに対して顕著であり、水平面の動きに対しては無視できる。そのため、ここでは船体の横揺れ（ローリング）および縦揺れ（ピッチング）の際のアンテナの上下動の影響について調べる。

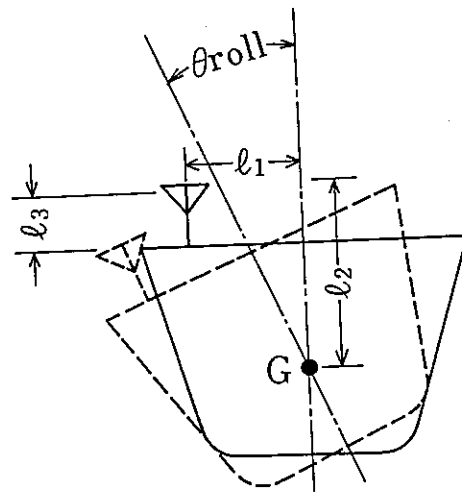
図 6. 2 に示すように、アンテナが船体の重心からずれた位置に設置され、船体が重心を回転中心として基本周波数 F_{roll} （ローリング）、 F_{pitch} （ピッチング）で正弦波的に θ_{roll} 、 θ_{pitch} まで動くものとする。この場合の動揺による z 方向

の変位量 l_3 、 l_6 は

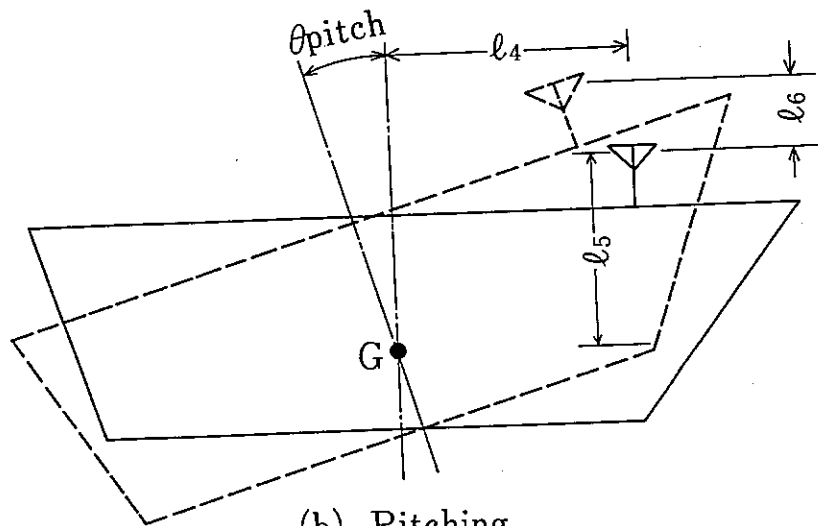
$$l_3 \simeq \sqrt{l_1^2 + l_2^2} \theta_{\text{roll}} \sin\left(\tan^{-1} \frac{l_1}{l_2}\right) \quad (6-15a)$$

$$l_6 \simeq \sqrt{l_4^2 + l_5^2} \theta_{\text{pitch}} \sin\left(\tan^{-1} \frac{l_4}{l_5}\right) \quad (6-15b)$$

となる。



(a) Rolling



(b) Pitching

図 6. 2 船体の動揺によるアンテナの上下動

アンテナのハイトパターンの1周期長を l_H とすると、動揺が小さく $2l_3, 2l_6 < l_H$ の場合、スペクトラムに対する影響は、ハイトパターン性のフェージングが主体である[状態C]、[状態M]では大きい[状態R]では小さい。一方 $l_3, l_6 \gg l_H$ となるような大きな上下動のある場合、上下動による直接波に対する反射波の位相まわりが大きくなるので、この動揺の影響がスペクトラムに大きく反映するようになる。この場合のz軸方向の速度分散を $\sigma^2_{roll/pitch}$ とするとその大きさは近似的に

$$\sigma^2_{roll/pitch} = \sigma^2_{roll} + \sigma^2_{pitch} \quad (6-16)$$

$$\sigma^2_{roll} = 2\pi^2(\ell_1^2 + \ell_2^2)\theta_{roll}^2 \sin^2\left\{\tan^{-1}\frac{\ell_1}{\ell_2}\right\} F_{roll}^2$$

$$\sigma^2_{pitch} = 2\pi^2(\ell_4^2 + \ell_5^2)\theta_{pitch}^2 \sin^2\left\{\tan^{-1}\frac{\ell_4}{\ell_5}\right\} F_{pitch}^2$$

で与えることができる。この $\sigma^2_{roll/pitch}$ を式(6-2)のz軸成分の項に加えることによって動揺に対する補正を行うことができる。

6. 2. 2 解析結果

6. 2. 2. 1 スペクトラムに寄与するパラメータ

第5章での解析により、アンテナ利得が比較的低い(すなわち利得15 dBi程度かそれ以下の)アンテナでは、インコヒーレント成分が主体となる[状態R]において、仰角 $10^\circ \sim 5^\circ$ で5~10 dB程度の深いフェージングの発生が明らかにされている。ここでは、1.5 GHzの円偏波電波に限定し通常フェージングが問題となる仰角 $10^\circ \sim 5^\circ$ のフェージングのパワースペクトラムを求める。

6. 2. 1節で示したように、フェージングのスペクトラムを決めるパラメータとして衛星仰角 θ_0 、波高 H 、波の進行方向 ϕ_w 、船舶の速度 V_s 、船舶の進行方向 ϕ_{sh} 、船舶の動揺 $\sigma_{roll/pitch}$ 、アンテナの利得 G_0 等がある。又このほかに式(6-5)中の平均散乱断面積 σ に含まれるパラメータとして海面の傾度偏差 β_0 がある。これらパラメータのうち、 β_0 、 G_0 に関しては $\beta_0 = 0.04 \sim 0.07$ 、 $G_0 \leq 16$ dBiの範囲で計算スペクトラムの差異が小さいため、以下の計算では、

すべて $\beta_0 = 0.055$ 、 $G_0 = 13 \text{ dBi}$ としている。

又以下に示すパワースペクトラムの電力密度は、すべて相対目盛によって表示し、ピーク又は、 0.1 Hz 成分のいずれかの電力密度を 0 dB として正規化してある。

6. 2. 2. 2 アンテナが静止した状態で受信する場合

まず、海面反射波の変動によるフェージングスペクトラムを求めるため、受信アンテナが静止しているプラットホーム上（例えばオイルリグ、海岸等）に設置されている場合を考える。

図 6. 3 は波高 3 m の場合の仰角とスペクトラムの関係を、図 6. 4 は仰角 10° における波高とスペクトラムの関係を示している [筆者らの文献 (5) では波高として式 (3-2) の定義における平均波高 H_0 を採用しているため、そこで提示されている同様の図面は、波高を有義波高で定義する本論文とは波高の値が異なっている]。同図より他の条件が同じならば仰角が高い程、又波高が高い程スペクトラムの広がりが大きくなること、すなわち変動の速度が速くなることがわかる。

なお、6. 2. 1. 2 節で述べたように本解析は [状態 R] に分類される海面状態に適用できるもので [状態 C]、[状態 M] に相当する海面状態でのスペクトラムは、図 6. 4 の波高特性からは予測し得ない。この状態でのスペクトラムに関しては 6. 2. 2. 4 節で考察する。

図 6. 4 には海岸実験 (4. 2. 2 節) によって測定した波高 $70 \sim 80 \text{ cm}$ 、 $1.5 \sim 2.0 \text{ m}$ の場合の実測スペクトラムも合わせて示してある。同図より理論値と実測値は比較的良く一致していることがわかる。

上述の例では、衛星電波の到来方向と波の進行方向が一致する場合を取り扱っているが、両者の角度の相対関係が変わるとスペクトラムも異なるものと考えられる。図 6. 5 は両者の角度が等しい（あるいは 180° 違う）場合と 90° の差がある場合のスペクトラムを示したもので、同図より、この場合スペクトラムの形状は若干異なるもののスペクトラムの -10 dB 幅の比較では、両者にあまり差のないことがわかる。

6. 2. 2. 3 航行する船舶上で受信する場合

6. 2. 1. 4 節で述べたように船舶に搭載されたアンテナで受信する場合には、船舶の航行、動揺によるアンテナの動きの影響がスペクトラムに反映される。ここでは、アンテナの船舶搭載を想定した場合の理論計算値と海洋実験による実測値を

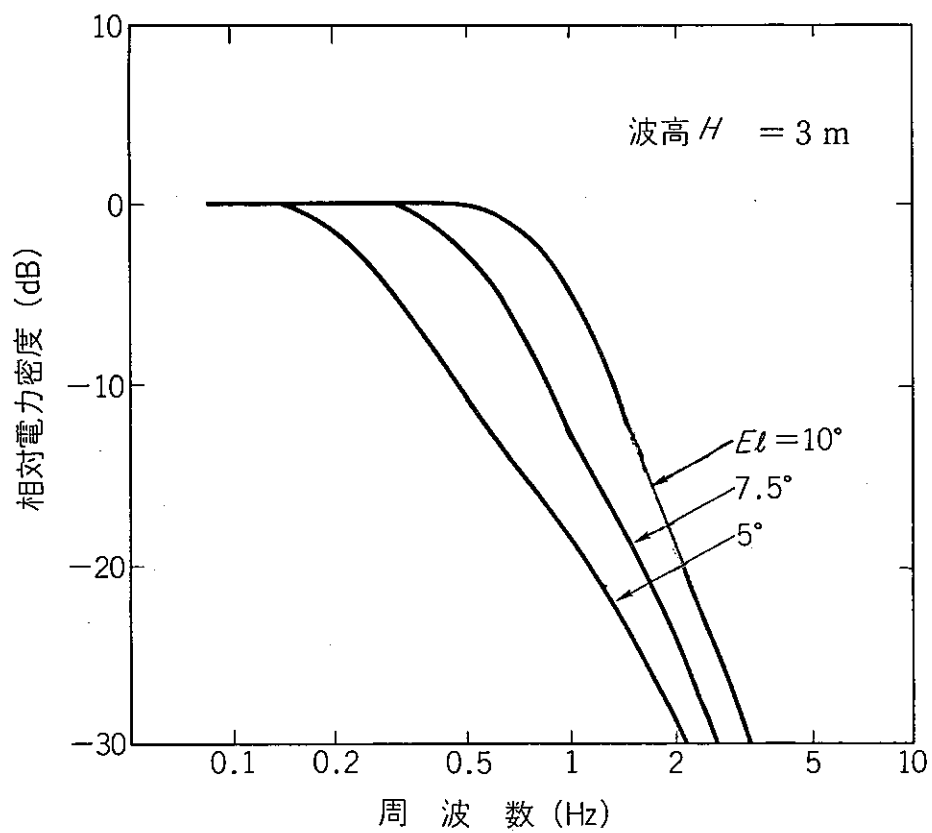


図 6. 3 スペクトラムの仰角特性

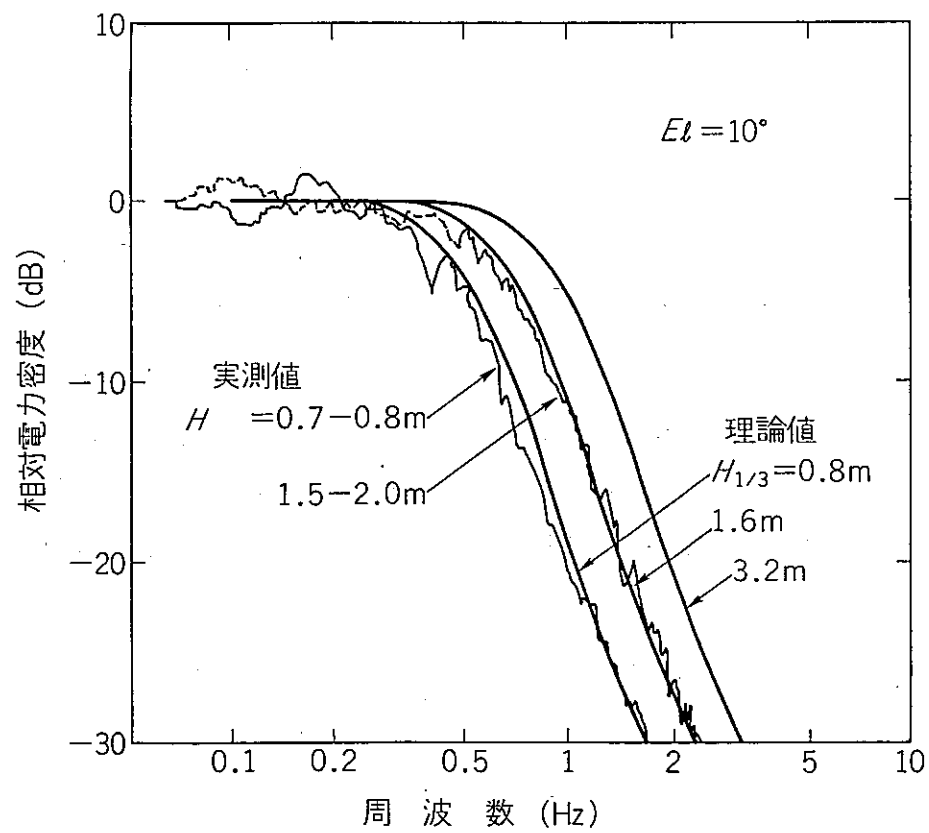


図 6. 4 スペクトラムの波高特性

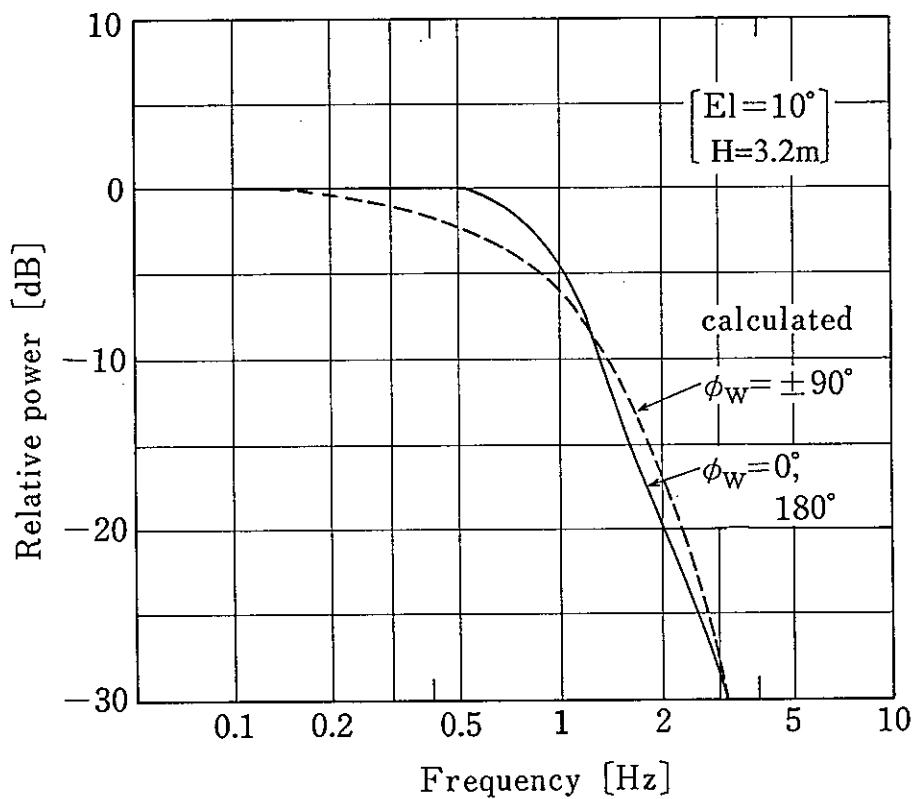


図6. 5 波の向きとスペクトラムの関係

比較して示す。

船舶の航行に際して船が波を追いかけて進む場合と対向して進む場合では、スペクトラムがかなり異なることは実測によって知られている⁽⁴⁾。図6. 6は仰角 8.5° 、波高 1.6 m 、 $\phi_w = 0^\circ$ とした時の ϕ_{sh} とスペクトラムの関係を示している。同図より波と船の航行方向が同じ場合($\phi_w = \phi_{sh}$)と、その逆の場合($\phi_w - \phi_{sh} = 180^\circ$)ではスペクトラムの幅は前者の方が狭い。この違いは、船の向きと波の方向との相対的な位置関係によって、船から見た波の速度が等価的に変わることによって起因するものである。同図には海洋実験(4. 3. 1節)によって得られた $\phi_w - \phi_{sh} = 60^\circ$ および 240° に対応する実測値も示している。同図より 2 Hz 以上の高い周波数成分では実測値の方がやや大きめになっているものの、低い周波数成分でのスペクトラムの形状、 -10 dB 幅に関しては理論スペクトラムと良く一致していることがわかる。

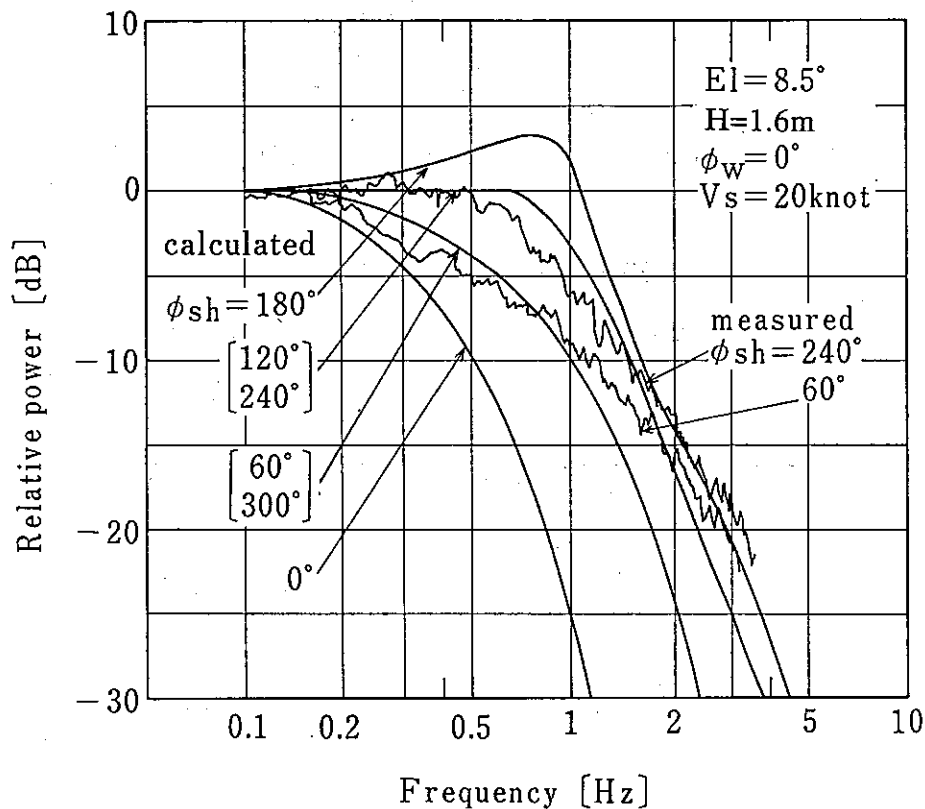


図6. 6 船舶の進行方向とスペクトラムの関係

以上は、船舶の動揺が無視できる場合を取り扱ったが、大きな動揺が存在する場合には、動揺がない場合に比較してスペクトラムの幅が広がる。図6. 7は仰角 6.5° 、波高 3.2 m の場合で動揺がない場合($\sigma^2_{\text{roll/pitch}} = 0$)とある場合($\sigma^2_{\text{roll/pitch}} = 0.4, 0.8\text{ m}^2/\text{sec}^2$)のスペクトラムを示している。この $\sigma_{\text{roll/pitch}}$ は動揺の大きさ θ_{roll} 、 θ_{pitch} に依存するのみならず、アンテナの取り付け場所にも大きく左右される。図中の実測例の場合ローリングに関して $\theta_{\text{roll}} = 5^\circ$ 、 $F_{\text{roll}} = 0.15\text{ Hz}$ (平均周期 6.7 秒)、 $l_1 = l_2 = 10\text{ m}$ 、ピッチングに関して $\theta_{\text{pitch}} = 2^\circ$ 、 $F_{\text{pitch}} = 0.16\text{ Hz}$ (平均周期 6.3 秒)、 $l_4 = l_5 = 10\text{ m}$ 程度で $\sigma^2_{\text{roll/pitch}}$ の値は $0.4\text{ m}^2/\text{s}^2$ である。図より実測例は、動揺を考慮することによって良く説明づけることができる。

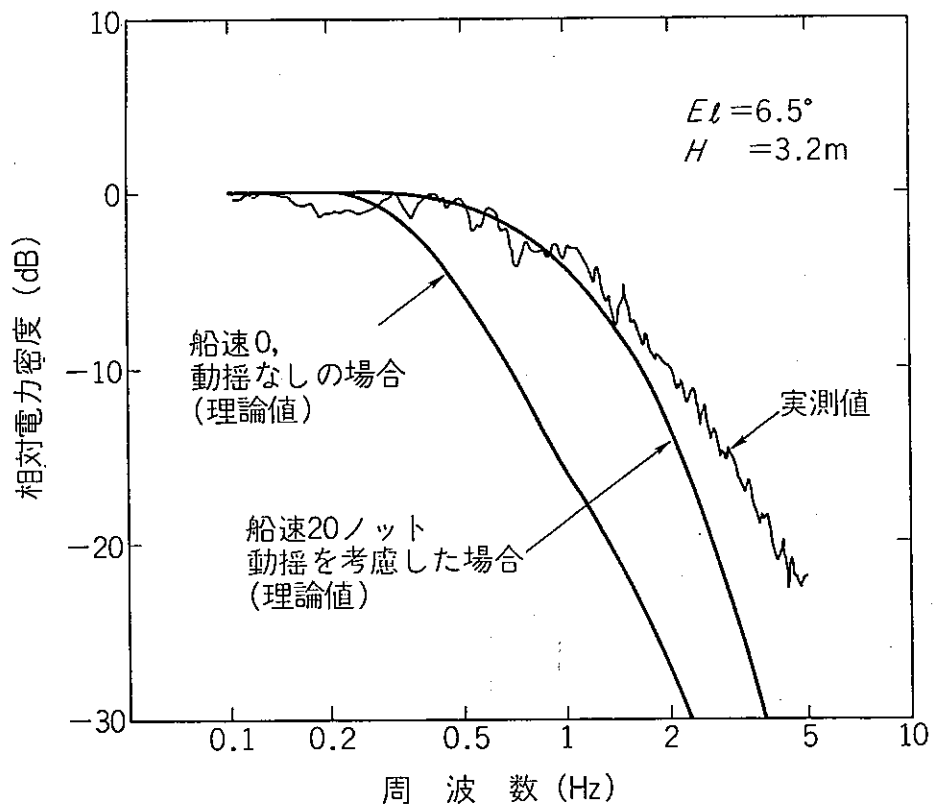
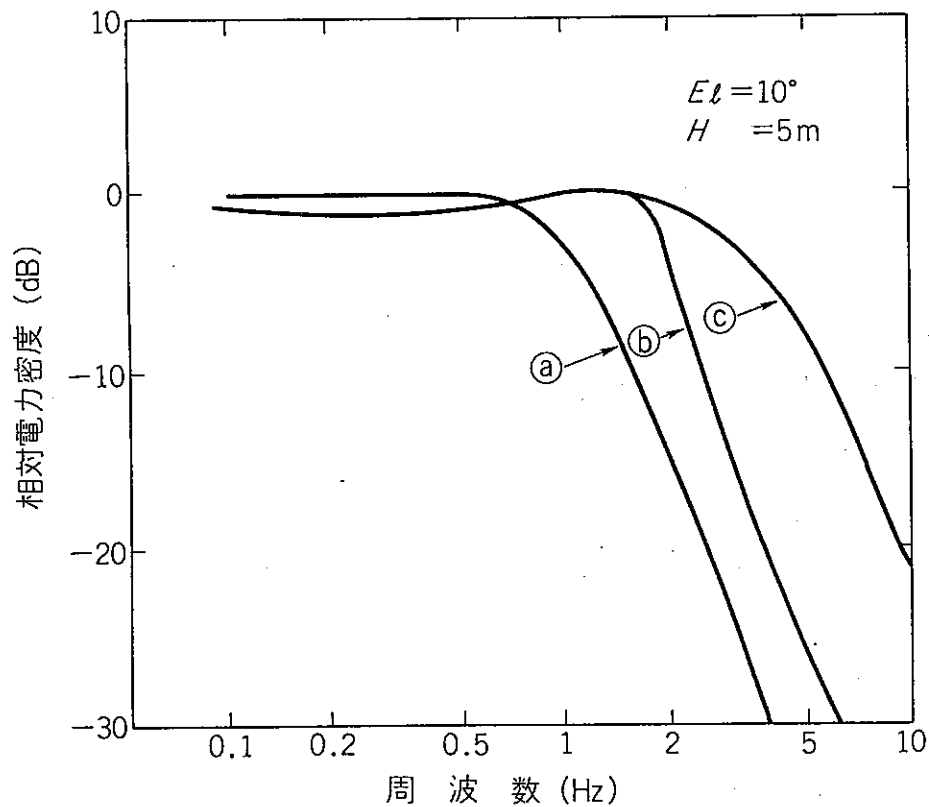


図 6. 7 船舶の動揺を考慮したスペクトラム



- ①: アンテナが静止プラットフォーム上にある場合
- ②: 船舶が波の流れに対抗して20ノットで進む場合
- ③: ②の状態で更に大きな動揺が加わった場合

図 6. 8 スペクトラムの広がり大きい例

6. 2. 2. 4 考察

上述の検討結果より、フェージングスペクトラムの帯域幅は、仰角及び波高が高く、かつ大きな動揺を伴いながら波の進行方向と反対方向に船舶が航行する場合に最も広いものとなる。速い変動の生じる一例として、仰角 10° 、波高5 mを考え、①アンテナが静止した状態での受信、②船舶上にあつて、船舶が波の進行方向と反対方向に20ノット (10.3 m/s) で進む場合、③かなり大きな動揺を伴う場合 ($\sigma^2_{\text{roll/pitch}} = 1.0$) のスペクトラムを図6. 8に示す。同図よりスペクトラムの -10 dB 幅に着目すると、アンテナが静止している場合で2 Hz以内、船舶の動きを考慮しても3 Hz以内であるが、大きな動揺を伴う場合には、5 Hzあるいはそれ以上になり得ることがわかる。

逆にスペクトラムの幅が狭くなる（すなわち変動の周期が長くなる）場合は、上述と反対の場合を考えれば良いことになる。ただし非常にゆるやかな周期の変動は、ここで解析を行ったインコヒーレント成分によるフェージングよりもむしろコヒーレント成分が卓越する波高の低い海面状態で、船の上下動に起因するハイトパターンのフェージングが存在する時に見られる。海洋実験の実測例では、仰角 5.5° 、波高30 cmの鏡面状態に近い海面上を船がわずかに動揺しながら進んだ際に生じたフェージングの場合で -10 dB 幅0.3 Hzが得られている。以上の解析からスペクトラムの -10 dB 幅は、仰角 $5^\circ \sim 10^\circ$ では0.3～5 Hz程度に広く分布することがわかる。

上述の検討によって[状態R]の海面状態では、フェージングのスペクトラムは、波の速度Vに依存しこの速度が大きい程、すなわち波高が大きくなる程スペクトラムの広がりが大きくなるという結果を得た。

一方コヒーレント成分を含む[状態C]、[状態M]でのフェージングはコヒーレント成分とインコヒーレント成分の変動が相互に影響するのでこの状態での波高とスペクトラムの関係は複雑である。コヒーレント成分の変動が大きい場合には上述のように受信強度の変動は非常に低い周波数成分が主体となる。

アンテナが静止していてコヒーレント成分に変動がない場合には、インコヒーレント成分のみの変動によるフェージングとなり、[状態C]、[状態M]では海の波の動きによる反射波の位相変動は1（ラジアン）より小さいためフェージングの変動周期は海の波の変動周期にほぼ等しくなる。海の波の変動周期そのものは波高が小さい程短かいので[状態C]、[状態M]でのインコヒーレント成分による変動のスペクトラムは[状態R]とは逆に波高の低下に対してむしろスペクトラムは

広がり、かつ仰角依存性は小さいと予想される⁽⁵⁾。

以上フェージングの周波数スペクトラムに関する理論推定を行ったが、結果は実測値と良く一致しており、本解析は、ほぼ妥当なものと考えられる。ここでは、風浪を想定してスペクトラムを求めたが、うねりの場合にも、うねりの進行方向を本解析における風向に一致させることによってほぼ同様の性質が見い出されるものと考えられる。

6. 3 減衰持続時間特性⁽¹⁰⁾

6. 3. 1 減衰持続時間特性とパワースペクトラム

減衰持続時間 (fade duration) T_D と減衰発生間隔 (fade occurrence interval) T_I を図 6. 9 のように定義する。すなわち、受信強度が与えられた時間率に対するレベル以下になり、再びこのレベルを越えるまでの時間を T_D 、レベル以下になる事象が発生してから次に再びレベル以下となる事象が発生するまでの間隔を T_I とする。図でレベル R_p は累積時間率の p % に対応するレベルである。このため、 T_D 、 T_I は信号強度変化の速さそのものはもちろん、レベル R_p の関数でもある。

信号強度の変動が中央値のまわりに正規分布する性質のものに対しては、中央値をしきい値とする減衰発生間隔の平均値 $\langle T_I \rangle$ は変動のパワースペクトラム $F(f)$ を用いて次式で与えられる⁽¹¹⁾。

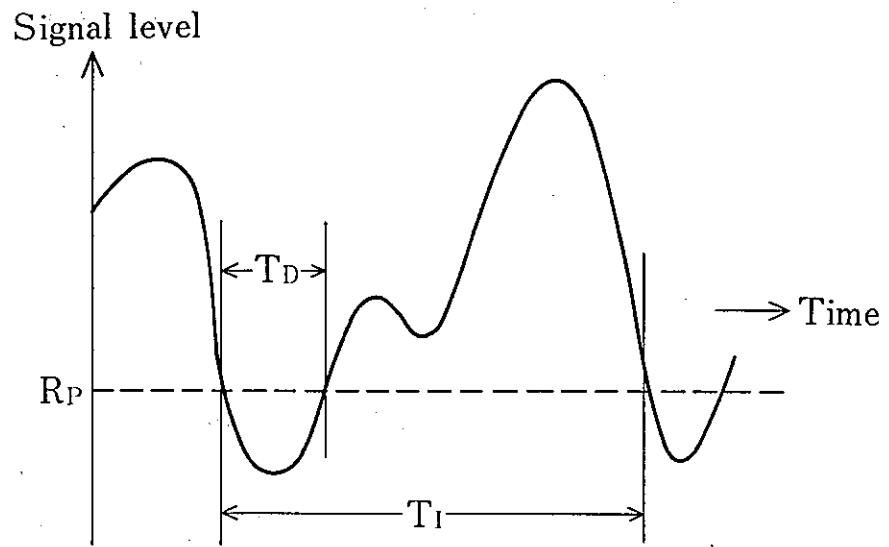
$$\langle T_I(p=50\%) \rangle = \left\{ \frac{\int_0^\infty F(f) df}{\int_0^\infty f^2 F(f) df} \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (6-17)$$

さらに、任意の時間率 p % に対応するレベルをしきい値とした平均減衰持続時間 $\langle T_D \rangle$ 、および平均発生間隔 $\langle T_I \rangle$ は以下で与えられる⁽¹¹⁾。

$$\langle T_I(p) \rangle = \langle T_I(50\%) \rangle \exp \{m(p)^2 / 2\} \quad (6-18a)$$

$$\langle T_D(p) \rangle = \langle T_I(p) \rangle (1 - p/100) \quad (6-18b)$$

ここで、 m は時間率 p % に対応する強度と、分布の標準偏差値との比で、 p と m には図 6. 10 の対応がある。



R_P : signal level for a given % of the time

図6. 9 減衰持続時間 (fade duration) T_D と減衰発生間隔 (fade occurrence interval) T_I

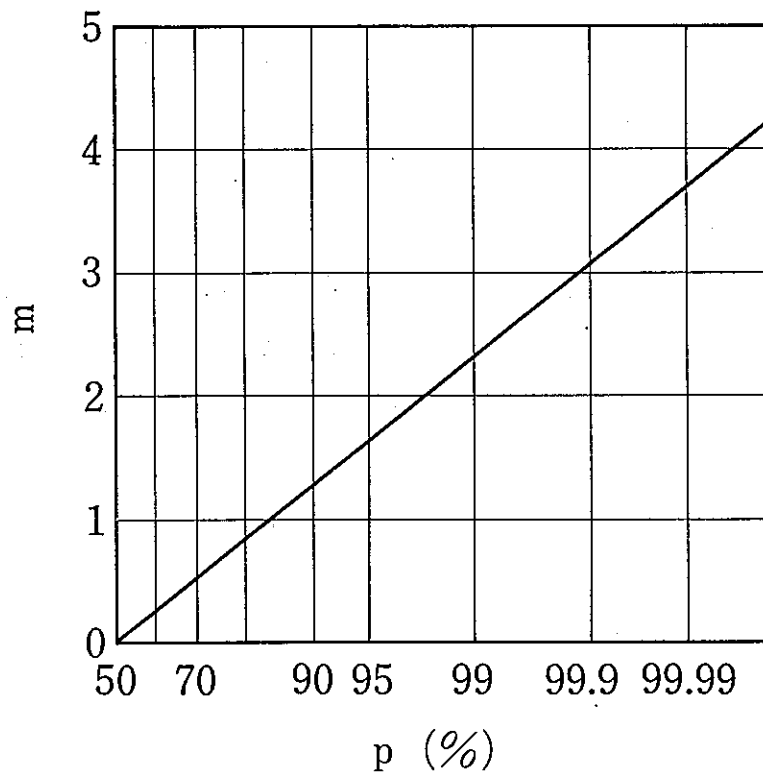


図6. 10 時間率 p と変数 m の関係

海面反射フェージングでは、信号強度の確率分布は、仲上-ライス分布 (I_0 分布) であり、式 (6-17), (6-18) が適用される正規分布とは若干異なる。しかしながら、50% - 99% 値が 10 dB 程度かそれ以下のフェージングの場合には、分布形状が正規分布に近いので、上記手法によってスペクトラムから $\langle T_D \rangle$ 、 $\langle T_I \rangle$ を求めることは可能と考えられる。

6. 3. 2 解析結果

6. 3. 2. 1 平均減衰持続時間と平均発生間隔

海面反射フェージングによる信号強度変動のスペクトラムの広がり、一般に波高が高い程、又仰角が高い程大きなものとなる。このため、仰角が低く、波高が小さい時に発生するフェージング (ケース a) と、仰角が高く、波高が大きいときに発生するフェージング (ケース b) の 2 つの場合の性質を把握しておけば、通常発生するフェージングに対しては、ほぼ両者の中間的な値と見なすことができる。図 6. 11 は衛星からの 1. 54 GHz 右旋円偏波を船舶上で 40 cm ショートバックファイアアンテナ (利得約 15 dBi) により受信して測定したデータ (4. 3. 2 節) の中で、上記ケース a、ケース b に対応する信号強度の変動の様子を示したものであり、表 6. 1 はその際の環境状況をまとめたものである。図より、信号強度の変化の性質に対する仰角および波高の依存性が極めて大きいことがわかる。表 6. 1 のケース c は、参考として、波高 5 m の海を船が 20 ノットで大きな動揺を伴いながら、波の向きと反対方向に進む場合を想定したもので、仰角 10° 以下で発生するフェージングの中でもスペクトラムの広がりが非常に広い場合の例である。

図 6. 12 は、ケース a ~ c におけるパワースペクトラムで、a, b は各 20 分間の実測データ (サンプリング間隔 50 msec) を FFT 解析によって、又 c は 6. 2 節で提示した理論モデルによって求めている。図から明らかなように電力密度が、ピーク値から -10 dB となる周波数幅 (-10 dB 幅: f_{-10}) は通常 0. 5 Hz ~ 5 Hz 程度の値をとることがわかる。図に示してある f^{-4} の傾きは、スペクトラムの傾斜部が f^{-4} の指数則 (power-law) で良く近似されることを示すもので、この性質は後述 6. 3. 3 節で利用する。

表 6. 2 は、ケース a, b における T_D と T_I の平均値とその標準偏差値を時間率 50%、80%、90%、95%、99% の各レベルをしきい値として求めたものをまとめている。又各時間率に対応するしきい値レベルもあわせて示している。表

表6. 1 検討を行う3つのケースの諸元

ケース	衛星仰角	有義波高	船速	動揺
①	5°	0.5m	11ノット	1°
②	10°	3m	11ノット	5°
③	10°	5m	20ノット	30°

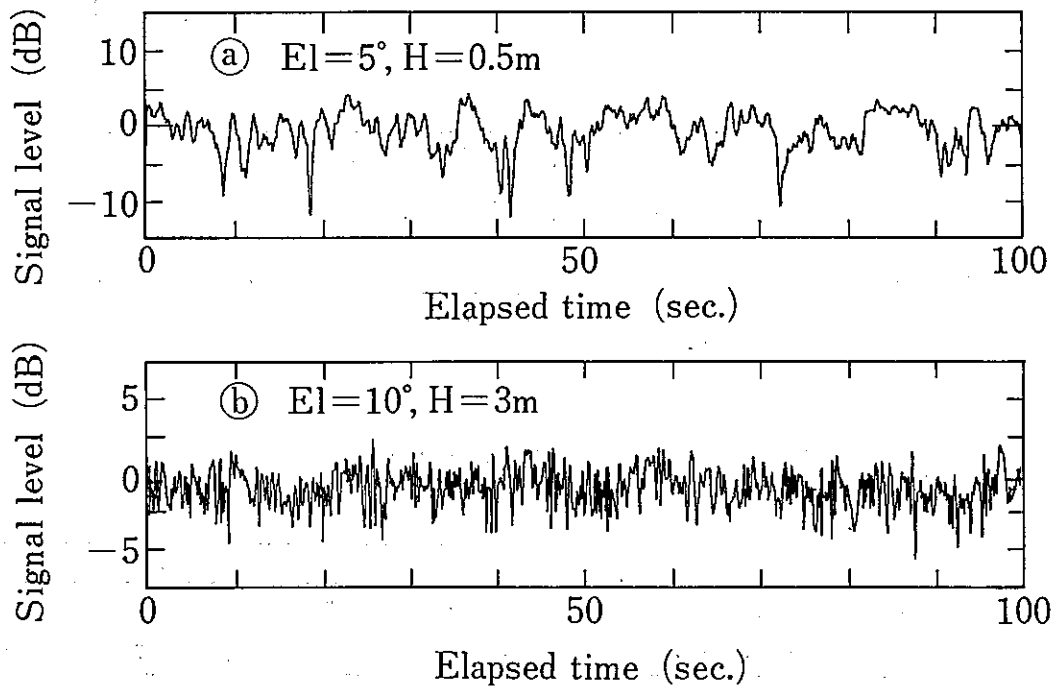


図6. 1.1 変動の遅い例（上段：ケースa）と速い例（下段：ケースb）

に見られるように、変動が遅い場合を代表するケースaの $\langle T_D \rangle$ と $\langle T_I \rangle$ は、変動が速い場合のケースbの値に対して4～5倍の大きさである。これは2つのスペクトラムの-10dB幅の比の逆数（約5.0）に近い値となっている。また、表より、 T_D 、 T_I に関して、その平均値と標準偏差値はほぼ等しい大きさであることがわかる。平均値と標準偏差値が等しくなる性質は、指数分布の性質であるため、海面反射フェージングの場合の T_D 、 T_I の分布は、かなり指数分布的であることが予想できる。この分布形については次節で詳しく述べる。

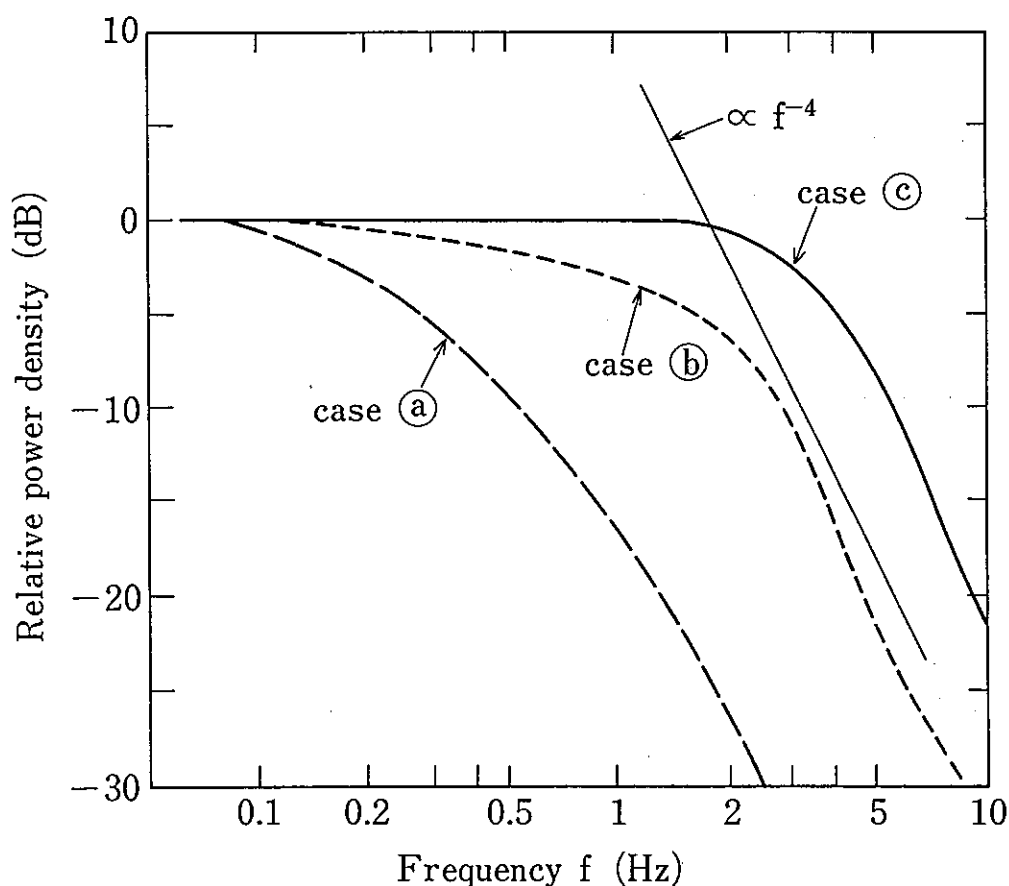


図6. 12 ケース a, b, c におけるフェージングのパワースペクトラム
(a, b: 実測値、c: 理論値)

表6. 2 ケース a と b における T_D 、 T_I の平均値と標準偏差

累積時間率 (%)	ケース (a)					ケース (b)				
	フェージング深さ (dB)	T_D (sec)		T_I (sec)		フェージング深さ (dB)	T_D (sec)		T_I (sec)	
		平均	標準偏差	平均	標準偏差		平均	標準偏差	平均	標準偏差
50	0	1.29	1.53	2.56	2.16	0	0.26	0.32	0.52	0.47
80	2.5	0.70	0.78	3.54	3.41	1.2	0.16	0.17	0.77	0.83
90	4.0	0.55	0.54	5.61	5.41	2.0	0.13	0.13	1.29	1.61
95	5.6	0.46	0.42	9.34	9.15	2.7	0.11	0.11	2.18	3.13
99	9.3	0.30	0.24	29.0	28.5	4.0	0.078	0.072	7.29	10.8

図6. 13 は $\langle T_D \rangle$ と $\langle T_I \rangle$ の実測値 (○: ケース a、●: ケース b) と、図6. 12 のパワースペクトラムから式 (6-17), (6-18) によって、 $\langle T_D \rangle$ 、 $\langle T_I \rangle$ を求めた結果 (破線および点線; 実線はケース c) を比較したものである。図より、パワースペクトルより推定した値は、生データから直接求めた値と比べて、時間率 50% ~ 99% といった広い範囲にわたりかなり良く一致することがわかる。

また最も、変動が速いケース c の場合には、時間率 99% 値に対して $\langle T_D \rangle$ で 0.053 秒、 $\langle T_I \rangle$ で 5.3 秒となり、かなり小さい値である。

実際の海面反射フェージングでは、 $\langle T_D \rangle$ と $\langle T_I \rangle$ は、実線（ケース c）と破線（ケース a）の範囲内で、広く分布するものとなる。

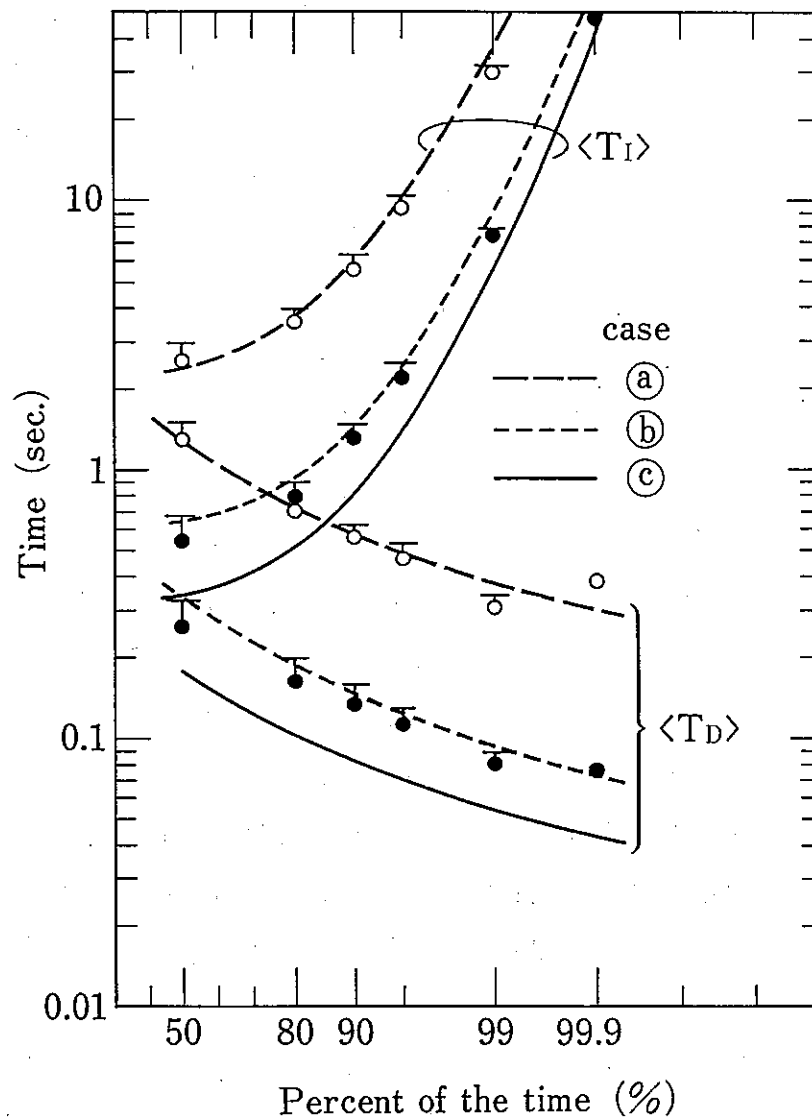


図 6. 13 各時間率に対するレベルをしきい値とするフェージングの平均減衰持続時間 $\langle T_D \rangle$ と平均発生間隔 $\langle T_I \rangle$

(○、●：実測値、3 種類のカーブ：パワースペクトラムからの推定、—：しきい値に 0.2 dB のヒステリシスを持たせた場合の $\langle T_D \rangle$ と $\langle T_I \rangle$)

なお、受信信号のSN比が悪い場合には、雑音による小さな変動が重畳されて、しきい値付近でチャタリングが起きる場合が生じ、データ解析に注意が必要である。このような場合には、チャタリングによってしきい値を短時間に交差する回数が増えるので、 $\langle T_D \rangle$ 、 $\langle T_I \rangle$ は雑音がない場合の真値より小さな値になる。これを避けるために、データ解析に際して、一旦しきい値以下となった場合には、その状態から脱するレベルを微小量上げてしきい値にヒステリシスを持たせる方法が提案されている⁽¹²⁾。この方法に従って、0.2 dBのヒステリシスを持たせ、ケースa、bを解析した結果が、図中に示す○、●印から偏移した横線(—)の値である。図から明らかなように本ケースでは、このような補正による差は小さく、しきい値付近でのチャタリングの影響は免れているとみなし得る。(図で、それぞれの値が少しずつ大きくなっているのは真のしきい値より0.2 dB余分に上昇するのに必要な時間も含まれているので、実質的差は図よりさらに小さい。)

6. 3. 2. 2 減衰持続時間と発生間隔の分布形

表6. 2より、 T_D 、 T_I の双方に対して、それぞれの平均値と標準偏差値がかなり等しい値となっていることから、 T_D 、 T_I の分布形が指数分布に近いだろうことは、ある程度予想される。

図6. 14はケースaの T_D 、 T_I についてしきい値に対応する各時間率をパラメータとして分布のヒストグラムを示したもので、図には、平均値が実測値の $\langle T_D \rangle$ 、 $\langle T_I \rangle$ に等しくなるような指数分布曲線もあわせて示している。また図6. 15はケースbに対するものである。ケースa、b共20分間のデータ(サンプリング間隔; ケースa: 0.1秒、ケースb: 0.02秒)を解析しているため、ケースaにおける時間率99%のように若干のデータ不足は見られるものの、いずれの場合も、指数分布にかなり良く一致していることがわかる。このように、 T_D 、 T_I によらず、また(99%以下の)如何なる時間率にもよらずすべての分布が指数分布となることは興味ある結果である。

一般に、ある事象が生起する時間間隔の分布が指数分布となる過程は、ポアソン過程と呼ばれている。この場合、ある事象が発生するタイミングは、過去の発生の履歴に無相関であることを意味しており、例えば、電話のベルがなる(呼出しがある)間隔が良くこの過程を代表するものとして知られている⁽¹³⁾。本解析の結果から、しきい値の上下2つの状態の遷移の時間的な性質に関する限り、海面反射フェージングもまた、1つのポアソン過程であると言えることができる。

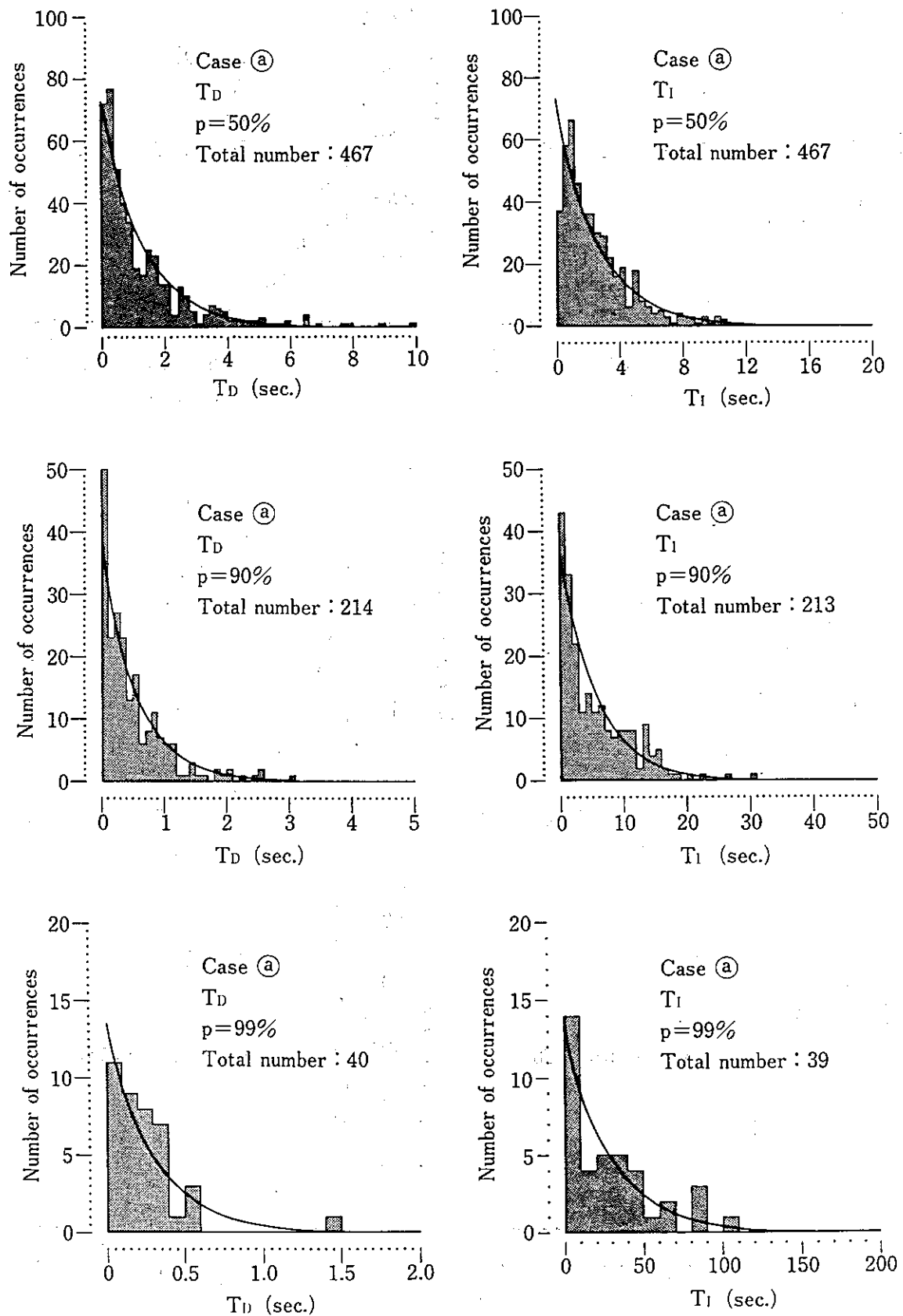


図6. 14 ケースaにおける時間率をパラメータとした T_D と T_I のヒストグラム
(データ長: 20分間、サンプリング周期: 0.1秒)

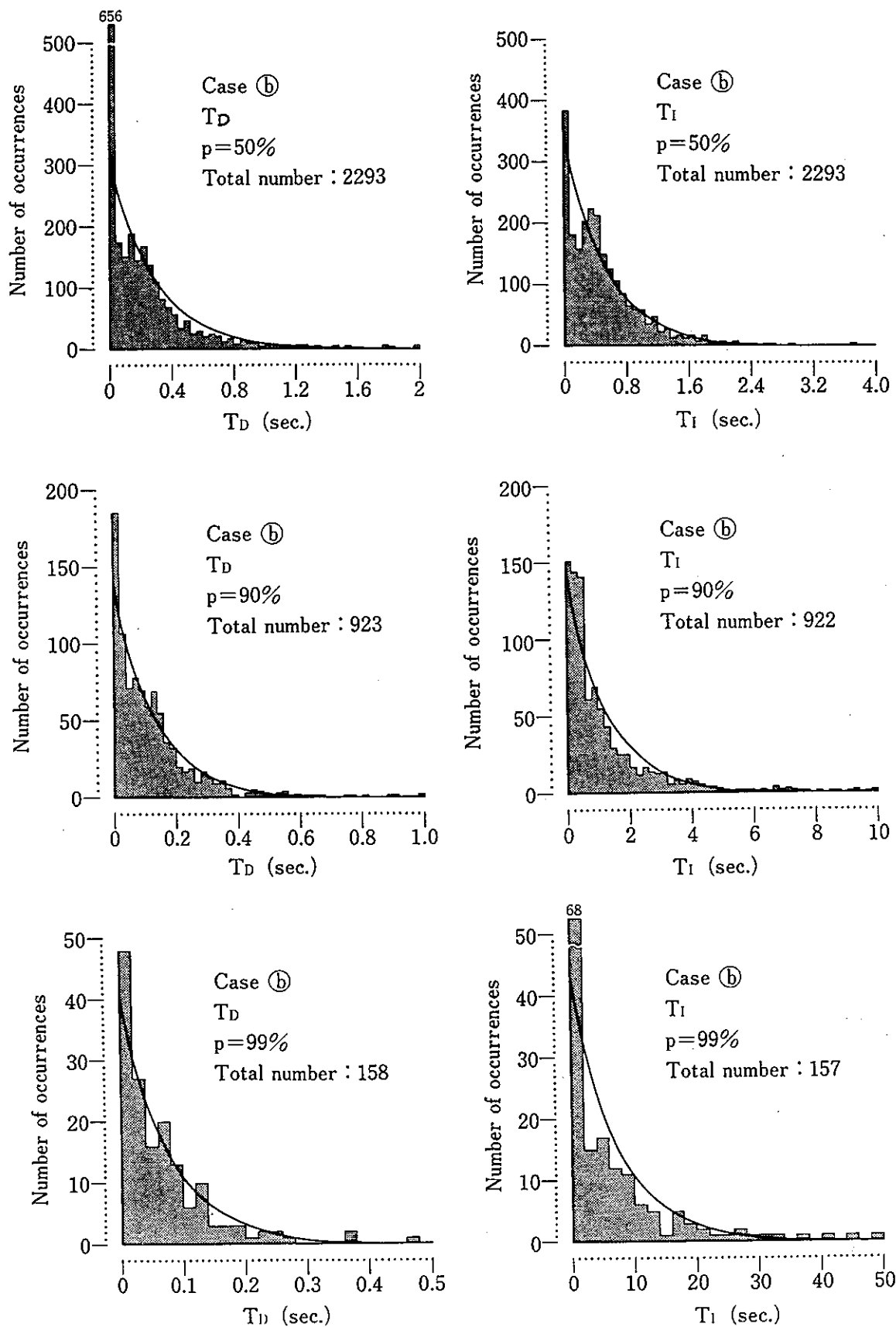


図6. 15 ケースbにおける時間率をパラメータとした T_D と T_I のヒストグラム
(データ長: 20分間、サンプリング周期: 0.02秒)

6. 3. 3 平均持続時間と平均発生間隔の簡易推定法

前節では、フェージングの周波数パワースペクトラムから $\langle T_D \rangle$ 、 $\langle T_I \rangle$ が、かなり精度良く推定できることを示した。本節では、式(6-17)の積分を実行することなく、スペクトルの -10 dB 幅(f_{-10})から簡易的に $\langle T_D \rangle$ 、 $\langle T_I \rangle$ を推定する方法について考える。

図6. 12が示すように、あるいは6. 2節での解析結果に見られるように、海面反射フェージングのパワースペクトラムの形は、低周波数部がフラットで、かつある周波数以上で指数関数的に減少する、いわゆる power-law型のスペクトラムに近い。この形状は次式で代表できる。

$$F(f) \propto (1 + a f^b)^{-1} \quad (6-19)$$

ここで、 a 、 b はスペクトラムの変曲点、傾斜の大きさを決めるパラメータである。これを式(6-17)に代入し、整理すると $p = 50\%$ に対応する $\langle T_I \rangle$ は

$$\langle T_I(50\%) \rangle = a^{\frac{1}{b}} \left(\frac{\sin \frac{3\pi}{b}}{\sin \frac{\pi}{b}} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (6-20)$$

となる。ここで、スペクトラムの -10 dB 幅を f_{-10} 、指数部の傾斜を f^{-4} とすると、 $a = 9 / (f_{-10})^4$ 、 $b = 4$ となるので式(6-20)は簡略化され、

$$\langle T_I(50\%) \rangle = \sqrt{3} / f_{-10} \quad (6-21)$$

となる。上記の表現式は、パワースペクトラムの形状が理想的な矩形($0 < f \leq f_0$ で $F(f) = 1$ ； $f > f_0$ で $F(f) = 0$)の場合に導かれる $\langle T_I \rangle = \sqrt{3} / f_0$ と形の上では一致している。以上から、パワースペクトラムの -10 dB 帯域幅 f_{-10} が求められれば、式(6-21)、(6-18)と図6. 10によって、任意の時間率値をしきい値とする $\langle T_D \rangle$ と $\langle T_I \rangle$ が容易に求められる。

この簡易推定法を3つのケースに適用して $p = 50\%$ に対する $\langle T_D \rangle$ 、 $\langle T_I \rangle$ を求めるとそれぞれ表6. 3のようになる。表6. 3では比較のためケース a 、 b については表6. 2の実測値を、またケース c については図6. 13に示した実線

表 6. 3 簡易推定法により求めた $\langle T_D \rangle$ 、 $\langle T_I \rangle$

(表中の括弧内の値は、ケース a、b は表 6. 2 に示した実測値、ケース c はパワースペクトラムから式 (6-17) によって求めた値)

p	case (a)		case (b)		case (c)	
	$\langle T_D \rangle$ (sec)	$\langle T_I \rangle$ (sec)	$\langle T_D \rangle$	$\langle T_I \rangle$	$\langle T_D \rangle$	$\langle T_I \rangle$
90 (%)	0.71 (0.55)	7.1 (5.6)	0.13 (0.13)	1.3 (1.3)	0.076 (0.080)	0.76 (0.80)
99 (%)	0.42 (0.30)	42 (29)	0.085 (0.078)	8.5 (7.3)	0.046 (0.053)	4.6 (5.3)

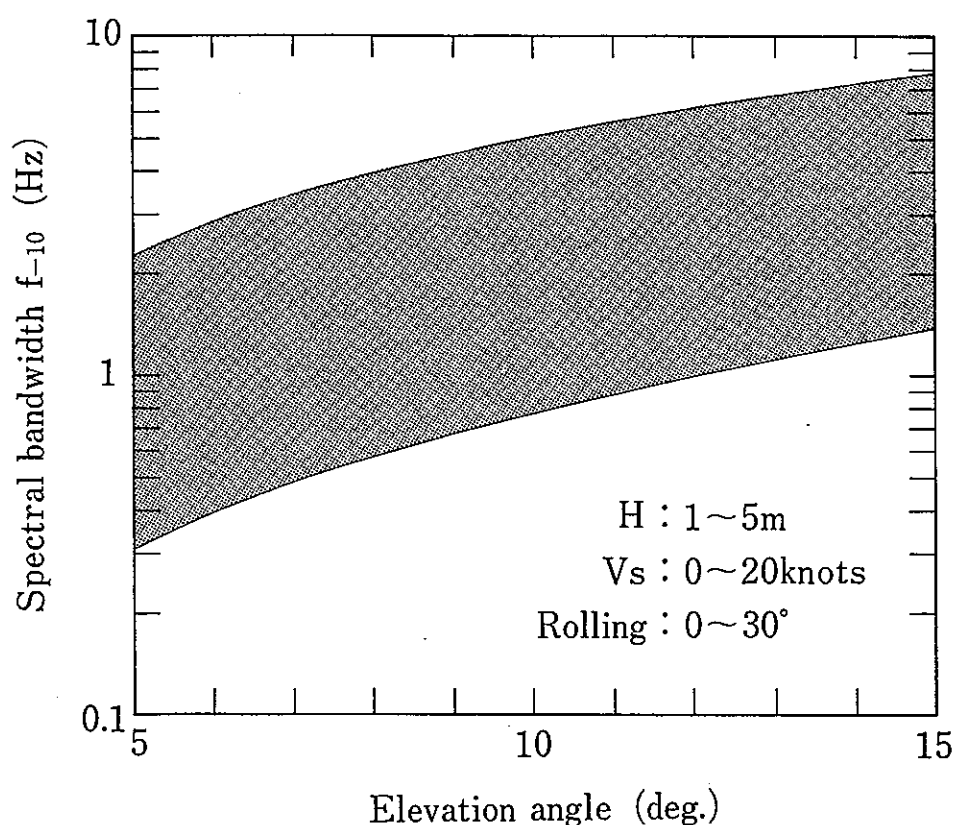


図 6. 16 1. 5 GHz 帯海面反射フェージングのパワースペクトラムの -10 dB 幅 (理論値)

のカーブの値を参考として示している。ケース a のスペクトラムが power-law 型とやや異なっているので、実測値との間に若干誤差が目立つが、ケース b、c では実測値 (c は参考値) にかなり近い値を得ている。

図 6. 16 は通常の海事衛星通信の環境条件下 (波高 1 ~ 5 m、船速 0 ~ 20 ノット、動揺 0 ~ 30°) で発生するフェージングのパワースペクトルの -10 dB 幅 (f_{-10}) を仰角を変数として、6. 2 節で提示した理論モデルより求めたもの

である。各仰角に対する $\langle T_D \rangle$ 、 $\langle T_I \rangle$ を求める場合には、図6. 16を目安として、計算を行えば良いことになる。

航空衛星通信の場合の海面反射フェージングのように、 f が100 Hz近くまで広がるもの⁽¹⁴⁾、⁽¹⁵⁾に対しては、 T_D 、 T_I 共にかなり小さな値となることが予測できるが、スペクトラム形状が本節で述べたような f^{-4} に従うpower-law型には必ずしもならないので⁽¹⁴⁾、航空衛星通信の場合については、別途の検討が必要となろう。

以上の解析では、インコヒーレント成分によって発生するフェージングか、あるいはケースaのようにコヒーレント成分があっても、その位相が直接波成分の位相と平均値に一定な関係であるような場合を取り扱った。しかしながら、例えば、仰角の低い場合の穏やかな海面状態で見られるような、強いコヒーレント成分があって、かつ、船舶の航行による衛星仰角の変化に伴ってコヒーレント成分と直接波との位相関係が徐々に変化するような場合（ハイトパターン性フェージングが主体：図5. 9参照）では、 T_D 、 T_I は本解析結果とは全く異なったものとなる。そのような場合でも、図9の(a)部あるいは、(b)部の比較的短時間の現象に着目して解析を進める場合には、本稿で述べた方法や結果がそのまま適用できると思われる。

6. 4 むすび

Lバンド電波の海面反射波によるフェージングについてその周波数スペクトラムの理論解析を行い実測値と比較検討した。その結果、

- (1) スペクトラムを決定する要因として衛星仰角、波高、傾度偏差、波の方向、船の速度、船の航行方向、動揺、アンテナ利得等があり、このうち衛星仰角、波高、船の速度、船と波の進行方向の相対関係、船の動揺に対する依存性が強いこと、
- (2) スペクトラムの広がりには仰角、波高が高い程、又船舶の航行速度が速く、動揺がはげしい程大きくなること、
- (3) 波の進行方向に船が航行する場合は、両者が対向する場合に比べてスペクトラムが狭くなり、その形状も異なること、
- (4) 静止したプラットフォーム上で受信する場合には、仰角 10° 以下でのスペクトラムの広がりには -10 dB幅で2 Hz以内であること、
- (5) 船舶が動揺を伴いつつ航行する場合には、スペクトラムの -10 dB幅が最大5 Hz程度まで広がり得ること、

(6) 非常に周期の遅いゆるやかな変動は、穏やかな海面状態において、ハイトパターンフェージングの際に生じ、この場合スペクトラム -10 dB 幅で 0.3 Hz 程度であること、

(7) 本論文の理論モデルによって、実測スペクトラムを良く説明付け得ること、

が明らかとなった。

また、海面反射フェージングの時間的性質の1つである減衰持続時間特性について、 1.5 GHz 帯電波による実験データをベースとした解析を行った。結果を要約すると以下のとおりである。

(8) 減衰持続時間 T_D と減衰発生間隔 T_I のそれぞれの平均値 $\langle T_D \rangle$ 、 $\langle T_I \rangle$ は、フェージングのパワースペクトルから十分な精度で求められる。

(9) 時間率 99% をしきい値とした $\langle T_D \rangle$ 、 $\langle T_I \rangle$ は、仰角 $5^\circ \sim 10^\circ$ でのフェージングに対して、 $\langle T_D \rangle$ で $0.05 \sim 0.4$ 秒、 $\langle T_I \rangle$ で $5 \sim 40$ 秒程度である。

(10) T_D 、 T_I の分布形は任意の時間率（ただし 99% 以下の）に対して、すべて指数分布形で近似できる。すなわち、その確率過程はポアソン過程とみなすことができる。

(11) パワースペクトラムから $\langle T_D \rangle$ 、 $\langle T_I \rangle$ を推定する場合、厳密な積分によらなくても、スペクトラムの -10 dB 幅を用いて容易に推定できる。

ここで求めたフェージングの時間的変動に関する諸特性は、デジタル通信における通信方式、符号誤りパターン等の検討の際の裏付けを与えるものである。

なお、本文中では若干の考察にとどめた[状態C]、[状態M]でのフェージングのスペクトラムおよび実測値が不足している波高 3 m 以上の海面状態でのスペクトラムに関しては、さらに多くの実測データの取得等を通じて明らかにして行く必要がある。

第6章の参考文献

- (1) CCIR: Signal level variation due to multipath effects and blockage by ship's superstructure in maritime mobile-satellite service links, Report 763-2 (SG-8), ITU, (1986)
- (2) 小園、吉川、細矢: 船舶衛星回線における海面反射特性、信学論 (B)、J65-B, 6, pp.761-768, (1982)
- (3) Fang, D.J., Tseng, F. and Calbit, T.O.: A low elevation angle propagation measurement of 1.5GHz satellite signals in the Gulf of Mexico, IEEE Trans. Antennas Propagation, vol. AP-30, 1, pp.10-15, (1982)
- (4) 吉川、小園、細矢: 海上移動衛星通信における受信電力スペクトラム、昭55信学光・電波全大、31、(1980)
- (5) 唐沢、塩川: 海面反射フェージングの周波数スペクトラム、信学論 (B)、J67-B、2、pp. 171-178, (1984)
- (6) 唐沢、塩川: 海事衛星通信における海面反射フェージングの相関特性、国際通信の研究、no. 126, pp.49-56, (1985)
- (7) 岩井、安永、唐沢: 移動体衛星通信における海面反射フェージングのシミュレーションアルゴリズム、信学技報、A.P90-21, pp.15-22, (1990)
- (8) Ishimaru, A.: Wave propagation and scattering in random media, Academic Press, (1978)
- (9) 光易: 海の波 —特性と推算—、イルカブックス、海洋出版 (株)、(1977)
- (10) Karasawa, Y. and Shikawa, T.: Fade duration statistics of L-band multipath fading due to sea surface reflection, IEEE Trans. Antennas Propagation, vol. AP-35, 8, pp.956-961, (1987)
- (11) Papoulis, A.: Probability, random variables and stochastic processes, sec. 14-4, McGrawhill, New York, (1965)
- (12) Arnold, H.W., Cox, D.C. and Hoffman, H.H.: Fade duration and interfade interval statistics measured on a 19-GHz earth-space path, IEEE trans. Comm., vol. COM-30, 1, (1982)
- (13) Lindley, D.V.: Introduction to probability and statistics from a bayesian viewpoint, Cambridge Univ. Press, England, (1985)
- (14) 安永、唐沢、松戸、塩川: 航空衛星通信における海面反射フェージング特性、信学論 (B II), vol. J72-B-II, 7, pp.297-303, (1989)
- (15) Karasawa, Y., Yasunaga, M., Shikawa, T. and Yamada, M.: Propagation characteristics for aeronautical mobile-satellite systems, 13th AIAA Int. Comm. Sat. Sys. Conf., no. 90-0897, pp.575-582, Los Angeles, (1990)

第7章 空間及び周波数相関特性

7. 1 まえがき

フェージングを軽減する方式の一つとしてダイバーシチ技術の適用がある。例えば、複数アンテナを異なる位置に配して、受信強度が強いアンテナからの出力を選択して信号劣化を小さくする方法はスペースダイバーシチ、又、異なる周波数に同一情報をのせ、これを伝送し、受信側で信号劣化が小さい方の周波数を選択して受信する方法は周波数ダイバーシチと呼ばれている。このようなダイバーシチ技術の適用を検討する際には、フェージングの空間及び周波数に関する相関特性の把握が必要となる。

さらに、周波数相関特性は、反射波の伝搬遅延が問題となる周波数選択性フェージングの伝送路モデルを検討する際に重要な役割を果たす。又、受信信号の変動情報から、これと周波数の異なる送信信号の変動を予測することへの知見を与えるため、オープンループによる送信電力制御法の検討にも有用な情報を有している。

第2章において理論的取扱いの基礎的な部分を述べたので、ここでは、具体的に空間及び周波数相関特性を求めるための定式化とその数値解析結果を示す。また、この結果に基づく各種ダイバーシチ方式の適用性、フェージングの伝送路モデル的取扱いについても言及する。

7. 2 空間相関特性⁽¹⁾

7. 2. 1 理論モデル

図7. 1で基準となるアンテナの位置ベクトルを r とし、 r と微少量 Δr だけ離れた $r + \Delta r$ の間での直接波で正規化された反射波($\dot{E}_R$)のパラメータ r に対する相関係数 $\rho_r(\Delta r)$ を式(2-30)で与えられる複素量の実数部で定義する(相関係数の添字 r は実数部を意味するものであることに注意)。

一般に、インコヒーレント成分が主体となるフェージングでは、ある位置 r_0 と Δr だけ離れた $r_0 + \Delta r$ の2地点でのフェージングの相関は2地点間の距離 Δr が大きくなるに従って小さくなるが、それには大別して3つの要因が挙げられる。すなわち、i) 直接波と反射波の相対位相が変わること、ii) 種々の方向から反射

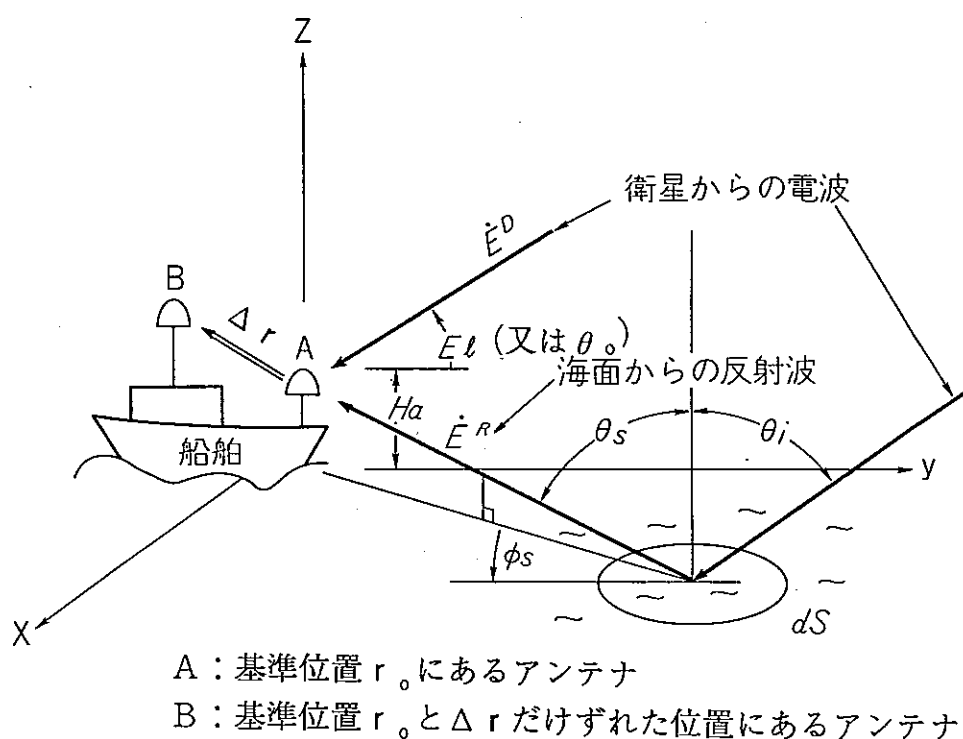


図7. 1 海面からの反射波とその座標系

波が到来しているため反射波相互の位相関係が変わること、iii) 距離が大きくなるに従ってフェージングに寄与する反射波の到来領域そのものが異なるようになること、である。i) に関しては z 軸の相関特性に強く影響し、例えばアンテナを z 軸にそって上げて行くと直接波の位相が進み反射波の位相が遅れるので位相関係の変化が大きく、 z 軸方向の相関長が x 、 y 軸方向に比べて短いことは容易に推定できる。ii) に関しては、相関長は反射波の到来方向の広がり依存し、この角度的広がり大きいほど相関長は小さくなる。iii) に関しては、例えば x 軸方向に十分大きな距離を取れば、2点では全く別の海面を見ることになるので、i)、ii) の理由とは別にインコヒーレント成分に関する相関関数 $\rho_{r, I}$ は0になる。第5章での解析結果からも明らかなように、低仰角におけるフェージングでは、インコヒーレント成分の大部分は十分遠方にある広い領域から到来するので、要因 iii) の影響が現れる距離は、i) 及び ii) の影響が現れる距離に比較して十分長い。そのため、ここでは、比較的短い距離の相関特性に対して支配的な要因である上記 i) と ii) のみを考慮する。

コヒーレント成分の相関関数 $\rho_{r,c}$ はすでに式 (2-32b) に与えられているが、これを書き改めると次式となる。

$$\rho_{r,c}(\Delta r) = \cos |k_s(\theta_i, \theta_r, 0) \cdot \Delta r| \quad (7.1)$$

ここで $k_s(\theta_i, \theta_s, \phi_s) = k \cdot (i - s)$

上式において k は電波の自由空間での波数、 i 、 s は入射波および反射波の到来方向を表す単位ベクトルである。ベクトル Δr の向きを z 軸方向に取った場合には式 (7.1) はアンテナハイトパターンとピッチ間隔が一致する。

インコヒーレント成分の相関関数 $\rho_{r,i}$ は式 (2-34) で求められる。式中の σ_r はインコヒーレント成分に関する海面の単位面積あたりの相関散乱断面積 (Space-correlated scattering cross section) で式 (2-33) より、

$$\sigma_r = \sigma \exp \{-j k_s(\theta_i, \theta_s, \phi_s) \cdot \Delta r\} \quad (7.2)$$

で与えられるものである。

7. 2. 2 解析結果

ここでは、インマルサットシステムによる海事衛星通信への適用を念頭に置いているため、周波数は 1.5 GHz (右旋円偏波)、受信アンテナは小型船舶に搭載可能な低 G/T システムを想定し、アンテナ利得 G_0 : 16 dBi 以下を、また運用に際してフェージングが問題となる仰角 $5^\circ \sim 10^\circ$ を検討の対象とする。既に表示したように、波高が仰角 10° で 70 cm、仰角 5° で 1.4 m 以上では u の値が 2 以上となり、海面反射は理論上インコヒーレント成分のみとなる ([状態 R])。ここでは、この状態におけるインコヒーレント成分の相関特性と、波高が低いときに卓越するコヒーレント成分の相関特性について、それぞれ計算結果を示す。

図 7.1 の座標系において、コヒーレント成分に関する x 、 y 軸方向の相関係数は、式 (7.1) から両軸方向の変位に対して直接波と反射波の位相関係が変化しないため、共に 1 のまま変化しないのは自明である。一方、 z 軸方向に対しては $\rho_{r,c}(\Delta z) = \cos(2kz \cos \theta_i)$ となり、 z に対して正弦的な変化がある。 z 軸相関係数が最初に負の値になる距離は仰角 5° と 10° に対して、それぞれ 57

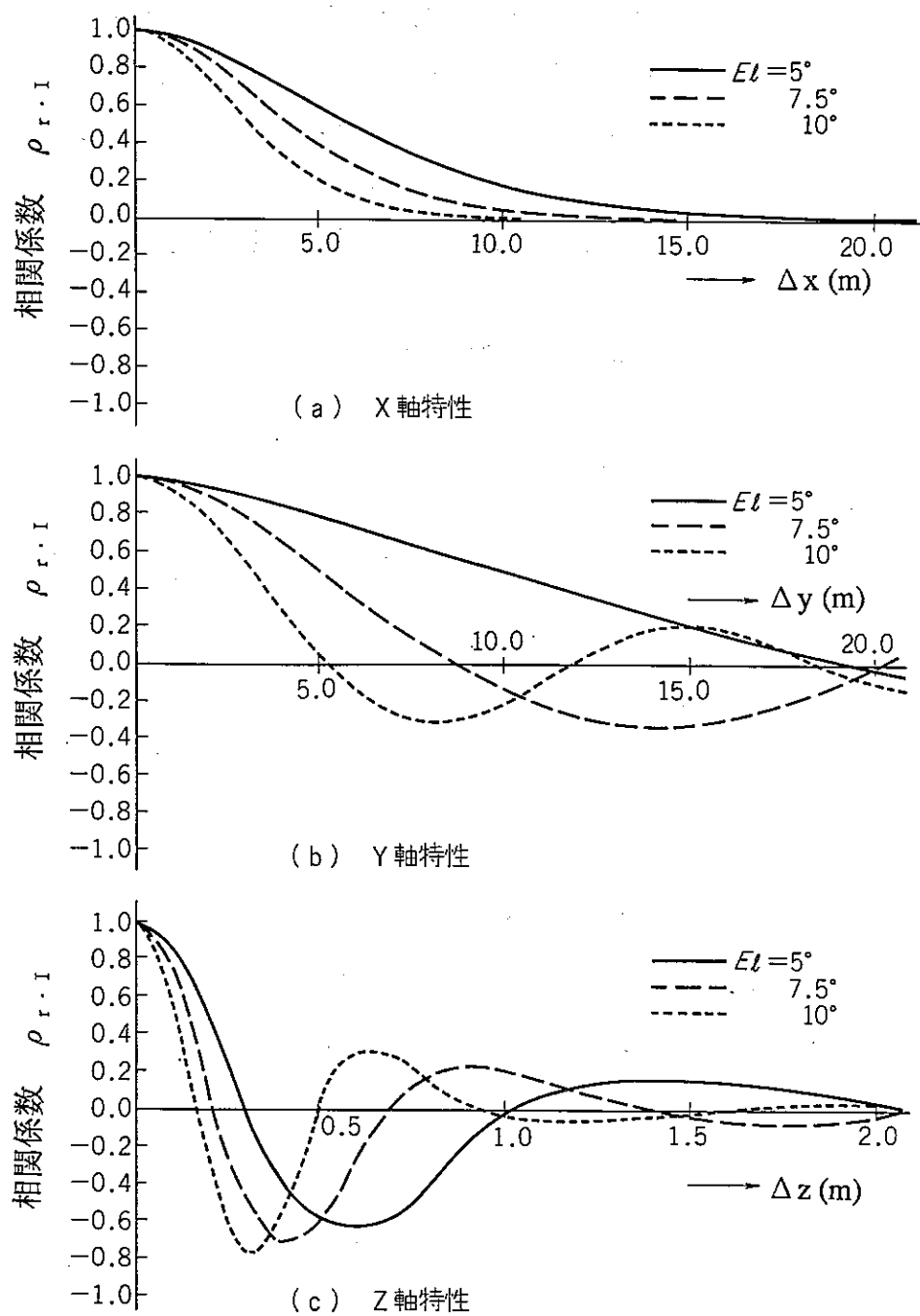


図 7. 2 インコヒーレント成分の空間相関特性

cm、29 cmである。既に述べたように、この正弦変動の1波長（仰角 5° で1.15 m）はアンテナのハイトパターンのピッチに対応している。

図7.2はインコヒーレント成分が主体となる海面状態における同成分の空間相関係数で、(a)～(c)はそれぞれx、y、z軸方向の変位に対するものである。同図においてz軸相関特性にハイトパターン性の変動が比較的強く見られるのは、7.2節で述べた要因i)の影響が、要因ii)の影響に比較して強く働いていることによるもので、インコヒーレント成分といえども、その到来領域の広がり角度的にあまり大きくないことを意味している。また、5.3節で述べたようにインコヒーレント成分が主体となる荒れた海面状態での反射波の主な到来領域が海面の正規反射点より、やや遠方（即ち水平線方向）にずれていることから、y軸相関特性に対しても、要因i)の影響による長いピッチの周期変動がわずかに重畳している。一方、x軸相関特性は専ら要因ii)によるため、正規分布形の相関特性となっている。

相関長を相関が最初に $1/e$ ($=0.37$) となる距離で定義すると、インコヒーレント成分に対する相関長は、x、y、z軸方向に対して仰角 5° でそれぞれ7.5 m、14 m、0.2 m、仰角 10° で4 m、3.6 m、0.1 m程度となり、7.2節で述べたとおり、z軸方向に対して相関長が極めて短くなっている。更に、各軸方向に対して十分に無相関 ($|\rho_I| < 0.2$) として取り扱える長さは、それぞれ10 m (x軸)、18 m (y軸)、1 m (z軸) 以上となっている。

Lバンド電波の空間相関特性を測定した例として、仰角 9° でz軸方向に60 cm離れた場合の報告がある⁽²⁾。それによると波高1～1.5 m、すなわちインコヒーレント成分が主体となる状態で相関係数0.3が得られており、図7.2(c)の $\theta_0 = 10^\circ$ 、 $z = 60$ cmの値と良く一致している。

7.2.3 考 察

低仰角における波高が1 m以下の海面状態では、コヒーレント成分とインコヒーレント成分が混在するので、現象は複雑になる。しかしながらこの程度の波高領域では、コヒーレント成分とインコヒーレント成分の両エネルギーの和は、ほぼ一定とみなすことができ（5.3節）、その場合式(2-31)は近似的に次式のように表すことができる。

$$\rho_r(\Delta r, u) = \eta_c^2(u) \{ \rho_{r,c}(\Delta r) - \rho_{r,i}(\Delta r) \} + \rho_{r,i}(\Delta r) \quad (7-3)$$

ここで、 η_c は式(2-13)で与えられている。上式より、両成分が混在する海面状態での相関係数を求めることができる。図7.3は式(7-3)による計算結果の一例で、アンテナ高をz軸方向に40cmの差をつけて配置した場合の相関係数の波高特性を仰角 5° 、 7.5° 、 10° について示したものである。いずれの場合も、両成分が混在する状態での相関係数 ρ_r は $\rho_{r,c}$ と $\rho_{r,i}$ の中間的な値となることがわかる。

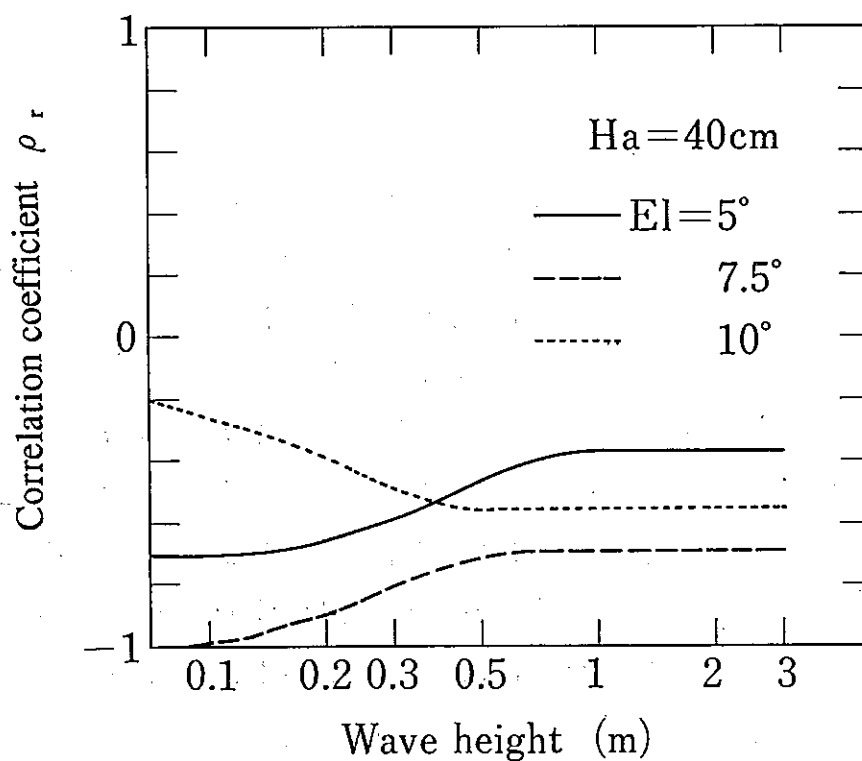


図7.3 フェージングの空間相関係数の波高特性

次に、空間相関の解析結果に基づき、空間ダイバーシチ方式に関する若干の検討を行う。空間ダイバーシチでは、二つのアンテナをフェージングによる受信レベル変動が空間的に相関が小さい、あるいは負の相関を有する地点に配置できれば良好なフェージング軽減効果を得ることが期待できる。7.2.2節で示した結果を見るとアンテナを近接して配置する場合には、 z 軸方向（上下方向）に並べるとよいことがわかる。一例として z 軸方向に40cm程度は離すと仰角 $5^\circ \sim 10^\circ$ のすべての海面状態に対してコヒーレント、インコヒーレント両成分とも負の相関が得られることから、この程度の間隔が望ましいことが分かる。またインコヒーレント成分に着目すれば、 z 軸方向に対して1m、水平方向（ $x-y$ 面上）に対して20m以上の距離をとれば、お互いに無相関な二つの信号を得ることができ、この場合にもダイバーシチ効果が期待できる。

7.3 周波数相関特性^{(1)、(3)}

7.3.1 理論モデル

先ず周波数領域でのフェージングの相関特性を求めるための理論モデルについて述べる。海面の反射係数そのものの周波数依存性は小さく、ここで考えているLバンド内の1周波数を中心とする $\pm 100\text{MHz}$ 程度の範囲では水平及び垂直偏波に対するそれぞれの反射係数の周波数による違いは無視できる。また、アンテナ主ビーム内での放射パターン及び位相特性も上記周波数帯では、ほぼ同一と見なし得るため、周波数の違いによるフェージングパターンの違いは、専ら直接波と反射波の通路長差に起因する位相関係のずれによって生じるものとなる。この場合には7.2節で行った空間相関と同様の議論により、周波数相関特性を求めることができる。

$z=0$ 面上にある任意の反射点（ θ_s, ϕ_s ）で反射されて到来する反射波と直接波との間の通路長差 ΔL は

$$\Delta L(\theta_i, \theta_s, \phi_s) = H_a \{ \sec \theta_s + \sec \theta_i - \sin \theta_i (\tan \theta_i + \tan \theta_s \cos \phi_s) \} \quad (7-4)$$

となる。ここで H_a はアンテナの平均水面（ $z=0$ ）からの高さである。

コヒーレント成分は、海面上の第一フレネル領域の中心にある鏡面反射点からの反射波と見なし得るため、周波数差が Δf である2つの電波についてみた場合の直接波と反射波の位相関係は、 $2\pi \Delta f \Delta L(\theta_i, \theta_i, 0)/c$ （ c ：光速）だけ異なる。

このためコヒーレント成分の周波数領域における相関関数 $\rho_{r.c}(\Delta f)$ は、式 (2-32c) の再掲であるが、

$$\rho_{r.c}(\Delta f) = \cos\left(\frac{4\pi H_a \Delta f}{c} \cos\theta_i\right) \quad (7-5)$$

となる。

次に、インコヒーレント成分の周波数相関を考える。空間相関の場合と同様の議論により、基準周波数 f から Δf だけ離れた f と $f + \Delta f$ の2つの電波についてみた直接波と反射波の間の位相差の変化量 $\Delta\phi$ を、海面の一部 dS からの反射波に着目して考えると、 $\Delta\phi$ は次式で近似される。

$$\Delta\phi \simeq \frac{2\pi}{c} \Delta f \Delta L(\theta_i, \theta_s, \phi_s) \frac{H_a - h}{H_a} \quad (7-6)$$

式中の h はインコヒーレント成分の発生の源となる波の上に局所的に発生する小さな鏡面反射点の平均水面からの高さを表わし、ここでは、海面高の分布と同じrms値 h_0 を有し正規分布するものと仮定する。この場合の (θ_s, ϕ_s) 方向の単位面積あたりのインコヒーレント成分に関する相関散乱断面積 (frequency-correlated scattering cross section) σ_s は、

$$\begin{aligned} \sigma_s(\theta_i, \theta_s, \phi_s, \Delta f, h_0) \\ = \sigma \exp\left\{j \frac{2\pi}{c} \Delta f \Delta L(\theta_i, \theta_s, \phi_s)\right\} \delta(\theta_i, \theta_s, \Delta f, h_0) \end{aligned} \quad (7-7)$$

で与えられる。ここで δ は局所的鏡面反射点が $z = 0$ の平均水上面でなく、 z 方向に確率的に分布して存在することに起因する補正係数で次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \delta(\theta_i, \theta_s, \Delta f, h_0) \\ = \exp\left[-\frac{1}{2} \left\{ \frac{2\pi}{c} (\cos\theta_i + \cos\theta_s) h_0 \Delta f \right\}^2\right] \end{aligned} \quad (7-8)$$

7. 3. 2 解析結果

7. 3. 2. 1 実数としての相関特性⁽¹⁾

図7. 4は仰角 5° におけるアンテナ高をパラメータとした周波数相関係数で (a) はコヒーレント成分を、(b) はインコヒーレント成分を示している。図7. 5は仰角 10° の場合である。これらの図からインコヒーレント成分の相関特性もかなりはっきりした周期性が見られること、相関係数が最初に $1/e$ になる周波数 (相関周波数) はコヒーレント成分に比較してインコヒーレント成分の方がやや小さいこと、相関係数はアンテナ高に対する依存性が強いことが分かる。一例としてアンテナ高15mの場合では、相関周波数は仰角 5° でコヒーレント成分に対して

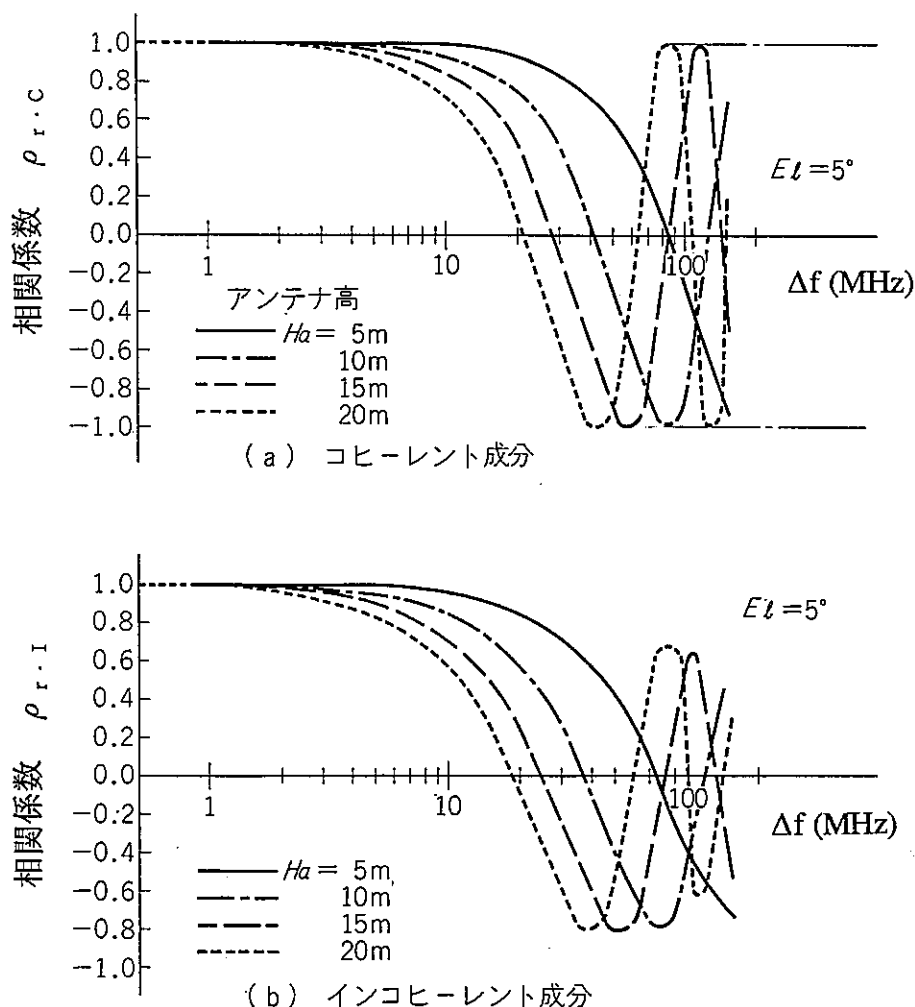


図7. 4 仰角 5° での周波数相関係数

22 MHz、インコヒーレント成分に対して18 MHz、また仰角10°でコヒーレント成分に対して11 MHz、インコヒーレント成分に対して9.2 MHzとなっている。

なお、周波数差20 MHz以上では、相関係数のアンテナ高依存性が非常に顕著になり、例えば100 MHz付近をみると、アンテナの1 m程度の上下動でも相関が大きく変わっており、海事衛星通信の船舶地球局のように、常に船舶の上下動が伴うようなフェージングについては、實際上無相関とみなすことができる。

以下周波数相関特性の解析結果について考察する。図7.6は、コヒーレント成分およびインコヒーレント成分の相関周波数をアンテナ高に対して示したもので、インマルサットシステムにおける通信波1波の帯域幅(約30 kHz)、受信(ま

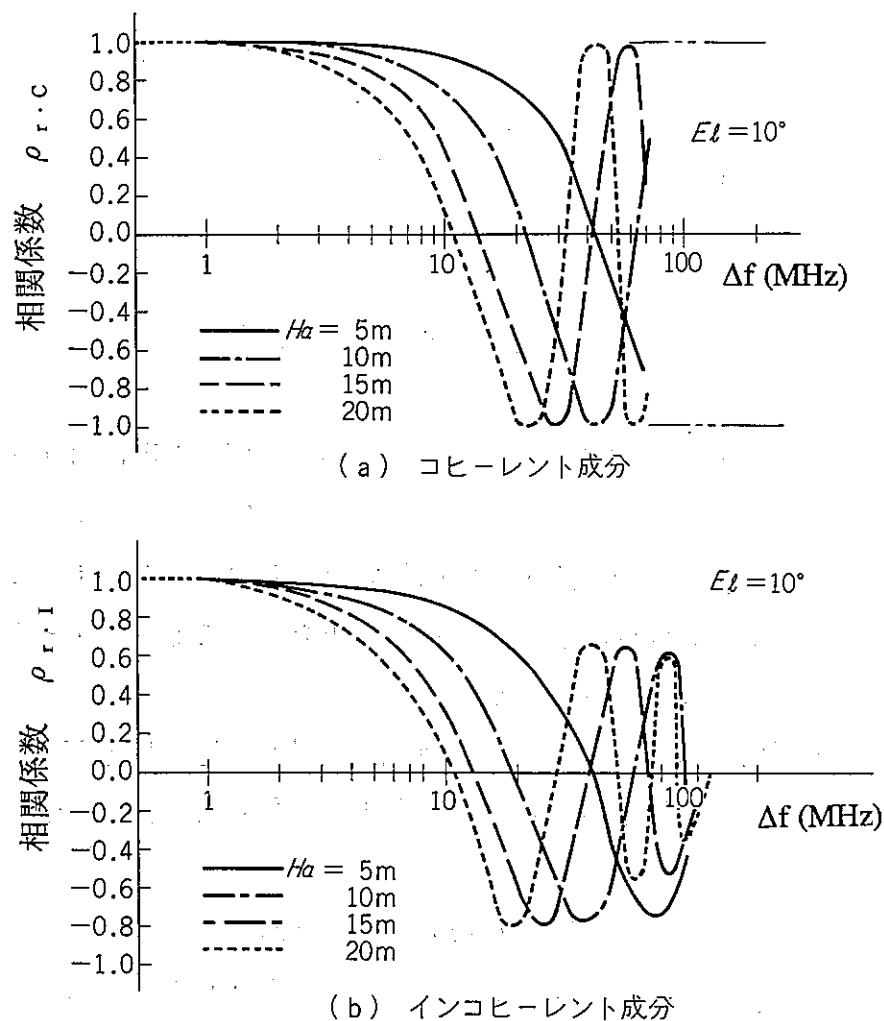


図7.5 仰角10°での周波数相関係数

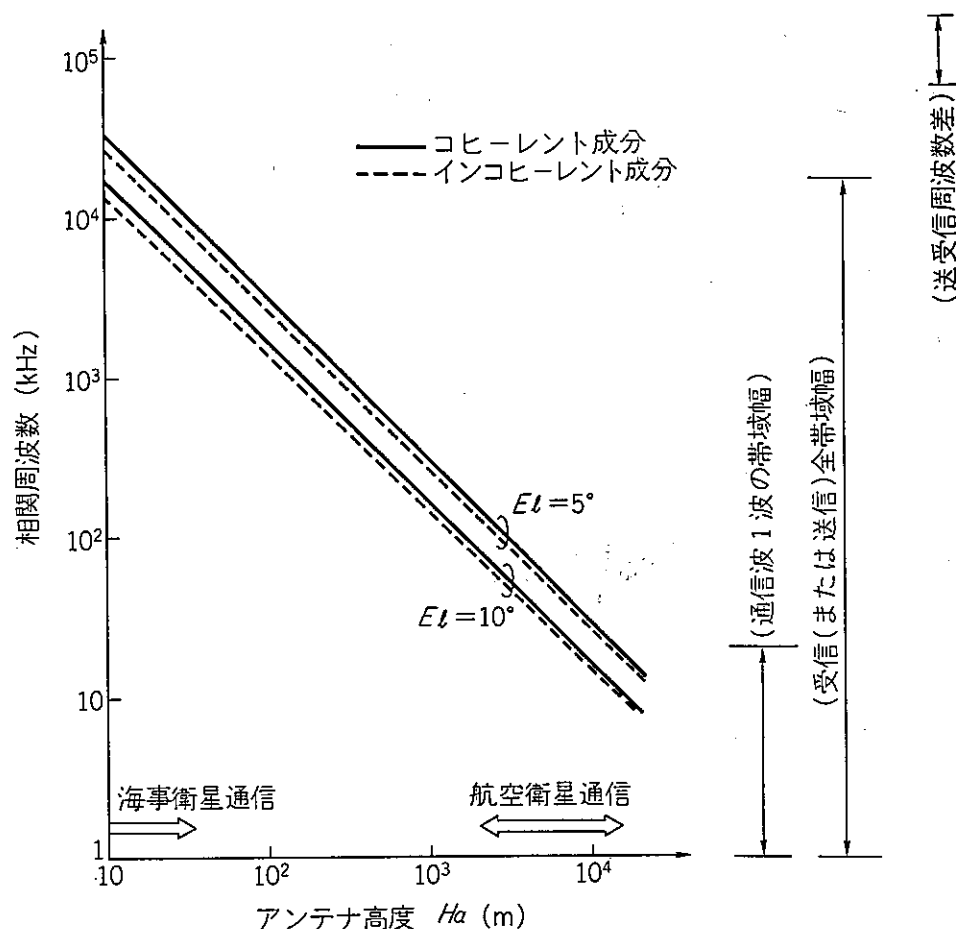


図 7. 6 相関周波数のアンテナ高依存性

たは送信) 総合帯域幅 (15 MHz)、および、送受の周波数間隔 (100 MHz) も併せて示している。図から海事衛星通信 (H_a : 5 ~ 30 m) の場合、受信帯域全域にわたってフェージングの相関が比較的強い (いわゆるフラットフェージングである) ことがわかる。これは周波数ダイバーシチを行っても、フェージングの軽減があまり期待できないことを意味する。

一方、航空機・衛星間通信の場合には直接波と反射波の通路長差が大きくなるので、通信波 1 波に相当する帯域内でも相関の劣化が大きくなり、周波数選択性フェージングとなる可能性が生じている。

最後に、各種フェージング軽減方式の送信側 (上り回線) に対するフェージング軽減について考察する。電波伝搬の可逆性の原理から下り回線に発生するフェージングと統計的にはほぼ同じ大きさのフェージングが上り回線に対しても発生すると考えられるが、上述の議論により、100 MHz 程度離れた二つの電波に対する信号強度の変動の瞬時値は無相関である。このため、受信信号強度のリアルタイムの情

報を基に、アンテナ特性（放射パターン、偏波特性等）をアダプティブに制御することによってフェージングを軽減する方法では、送信に対しては、フェージング軽減が図れないことが分かる。一方、アンテナ特性を、反射波を受けにくいように、あらかじめ整形して受信する方法では、100MHz程度の周波数差に対してほぼ等しいアンテナ特性、海面の反射特性が得られるので、送信電波に対しても受信電波と同じような効果が期待できる。今までに報告されている各種フェージング軽減方式⁽²⁾、⁽⁴⁾、⁽⁵⁾は、上記いずれかのタイプに分類でき、かつそれぞれ固有の特徴を有している。そのような場合、フェージング軽減方式の選択には、その通信が送信電波に対してもフェージング軽減を必要とするか否かが重点となろう。

7. 3. 2. 2 複素数としての相関特性⁽³⁾

7. 3. 2. 2. 1 複素周波数相関の物理的意味

式(2-30)の定義からわかるように、ここで求められる相関係数はもともと複素数であるが、受信強度の変動の相関的性質が相関係数の実数部を求めることで明らかになるため、7. 3. 2. 1節では、実数としての相関係数を論じてきた。ここでは、複素数としての周波数相関（以下、複素周波数相関と呼ぶ）について述べる。この、相関係数 $\dot{\rho}$ を式(2-30)で定義し以下のように表記する。

$$\begin{aligned}\dot{\rho}(\Delta f) &= \rho(\Delta f) \exp \{j\phi(\Delta f)\} \\ &= \rho_r(\Delta f) + j\rho_i(\Delta f)\end{aligned}\quad (7-9)$$

なお、コヒーレント成分及びインコヒーレント成分を区別して論じる際には式(7-9)中の表記($\dot{\rho}$ 、 ρ 、 ρ_r 、 ρ_i 、 ρ_ϕ)は前者に対して $\dot{\rho}_c$ 、 ρ_c 、 $\rho_{r,c}$ 、 $\rho_{i,c}$ 、 $\rho_{\phi,c}$ 、後者に対して $\dot{\rho}_I$ 、 ρ_I 、 $\rho_{r,I}$ 、 $\rho_{i,I}$ 、 $\rho_{\phi,I}$ とする。

コヒーレント成分に対しては式(7-5)を複素数に拡張した次式

$$\dot{\rho}_c = \exp\left(j\frac{4\pi H_a \Delta f}{c} \cos\theta_i\right) \quad (7-10)$$

より、 Δf の増加に対して ϕ のみが比例して増加するため、複素面での $\dot{\rho}_c$ の軌跡は $\rho_c = 1$ を保った原点中心の円を描く。

一方、インコヒーレント成分 $\dot{\rho}_I$ に対しては、アンテナ高、仰角等のパラメータの値により、様々の軌跡を有するものとなるが、一般的には、 Δf の増加に対し ϕ

が増加しつつ ρ_r が減少する軌跡をとるものと予想される。(この予想の正しさは、後述の理論解析結果(図7. 8および図7. 9)で示される)

この物理的意味は図7-7のベクトル図(実際は複素面であるが、ベクトルの表示するのでベクトル図と呼ぶ)により説明づけられる。図7. 7は、ある時刻 t における直接波 ($\dot{E}_D$: 自らの位相で正規化してあるので値は1)、海面反射波 ($\dot{E}_R$)、およびこれら2成分の合成信号 ($\dot{E}_T$) を複素面にベクトルの示したものである。式(2-30)で求められる複素周波数相関は周波数 f における反射波 ($\overline{DA}$) と周波数 $f + \Delta f$ における反射波 ($\overline{DB}$) との相関である。

図7. 7で、周波数 f における受信強度 $OA (= |\dot{E}_T(f)|)$ は時刻 t の変化と共に変化するが、これと同様に、周波数 $f + \Delta f$ における受信強度 $OB (= |\dot{E}_T(f + \Delta f)|)$ も時々刻々変化する。付録2. 3に示したとおり、式(7-9)の ρ_r は直接波が反射波に比べて十分大きい(すなわち $OD \gg DA$) の条件のもとで二つの周波数に対する受信強度 (OA と OB) の相互相関を近似したものとなっている。

今、反射波ベクトル $\overline{DA}$ を強度一定のまま式(7-9)中の位相差 ϕ だけ時計回り (ϕ が負の値ではその逆) に回転させた新たなベクトル $\overline{DC}$ を考える。A点は時

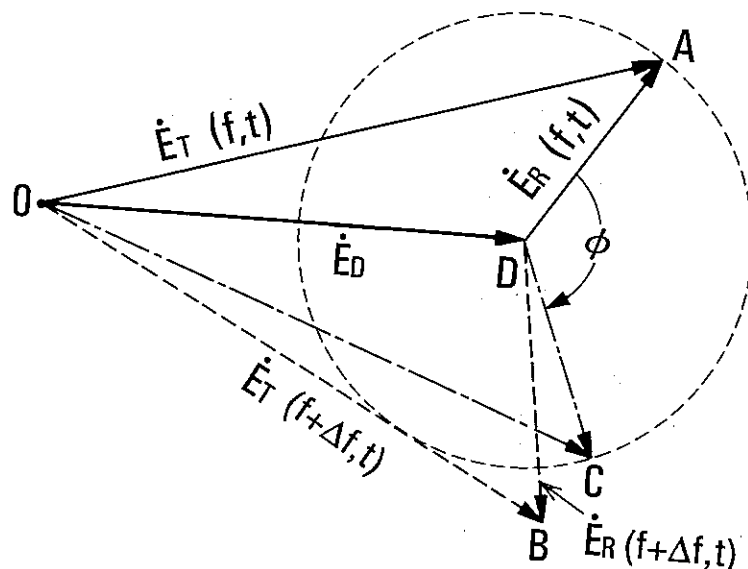


図7. 7 海面反射波のベクトルの表示

々刻々と変化するが $DA = DC$ 、角度差一定 (ϕ) を保ったまま、C 点も A 点の動きに追従するものとする。この場合、式 (7-9) の定義により $\overline{DB}$ と $\overline{DC}$ の相関は実数となり、その値は式 (7-9) における ρ ($= |\rho|$) となる。結局この式 (7-9) の ρ は二つの信号が有している情報を最大限利用した場合に得られる相関すなわち、「究極の相関」と理解することができる。

7. 3. 2. 2. 2 複素周波数相関特性

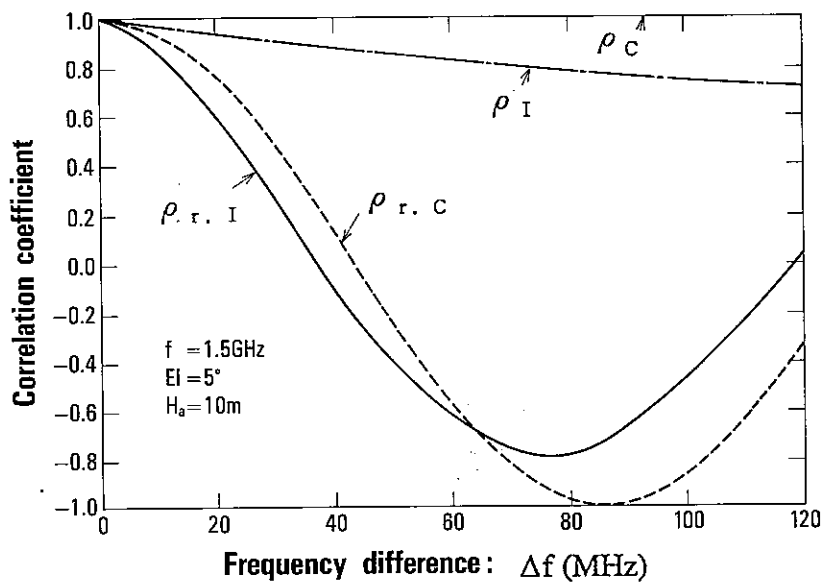
図 7. 8 は仰角 5° および 10° における周波数相関特性の計算例であり、 ρ_c (値 1 のまま変化せず) $\rho_{r.c}$ (点線)、 ρ_I (1 点鎖線)、 $\rho_{r.I}$ (実線) を示している。図より複素相関の絶対値、 ρ_c 、 ρ_I については、その実数値である $\rho_{r.c}$ 、 $\rho_{r.I}$ の周波数に対する変化に比較して極めて緩やかで、かなり離れた周波数 (例えば 100 MHz 程度) に対しても比較的高い相関を有していることが分かる。

図 7. 9 は、図 7. 8 の場合と同じ条件における位相差 ϕ_c 、 ϕ_I を示している。図より、 ϕ_I の方が ϕ_c に比較して周波数に対する変化が若干大きくなっているが、これは図 7. 8 の結果 ($\rho_{r.I}$ の方が $\rho_{r.c}$ に比較して少し低い周波数で相関劣化が始まる) から当然予測されるものである。

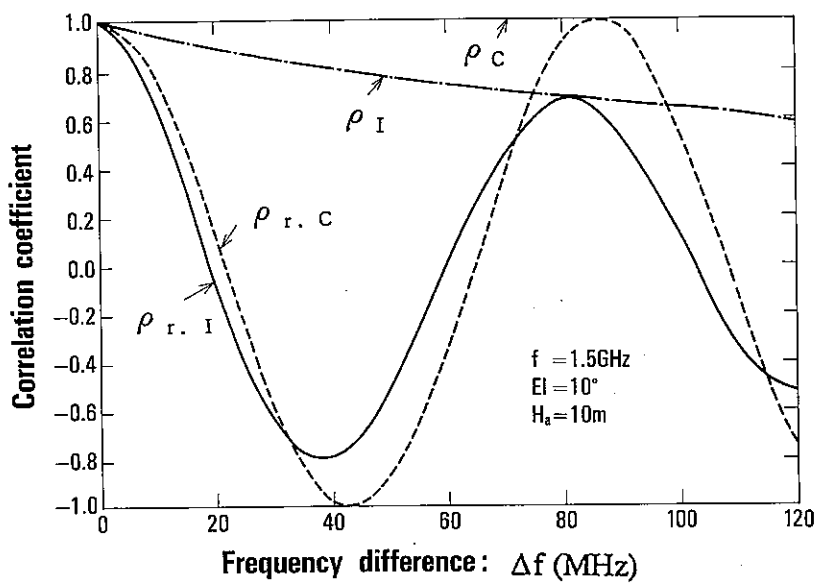
式 (7-10) およびその計算結果である図 7. 8 より明らかなように、相関特性はアンテナ高 (H_a) と仰角 (θ_0) に対して極めて敏感であり、相関周波数 (相関係数が最初に $1/e$ ($= 0.37$) になる周波数で定義) は、両パラメータ値の増加と共に逆比例して小さくなる。更に、 $\rho_{r.c}$ 、 $\rho_{r.I}$ 、 ρ_I の関係を調べるために、図 7. 8 を得たと同様の計算を仰角 $5^\circ \sim 10^\circ$ 、アンテナ高 $5 \sim 20\text{ m}$ について行った。その結果、以下の一般的性質を得た。

- (i) $\rho_{r.c}$ 、 $\rho_{r.I}$ に関する相関周波数を各々 $f_{r.c}$ 、 $f_{r.I}$ とすると、 $f_{r.c}/f_{r.I}$ の値は $1.15 \sim 1.20$ 程度となり、仰角およびアンテナ高依存性は小さい。
- (ii) ρ_I は Δf の増加と共に単調に減少する。また $\rho_{r.I}$ が極値となる周波数では $|\rho_{r.I}| = \rho_I$ となる。
- (iii) $\rho_{r.I}$ が最初の正の極値となる周波数での ρ_I は精度 5% 内で値 0.7 となる。

上記 (i) $\sim$ (iii) の性質は次節において、フェージングを伝送路モデル的に取り扱う際利用する。



(a) 仰角 5°



(b) 仰角 10°

図 7. 8 複素周波数相関特性の計算例

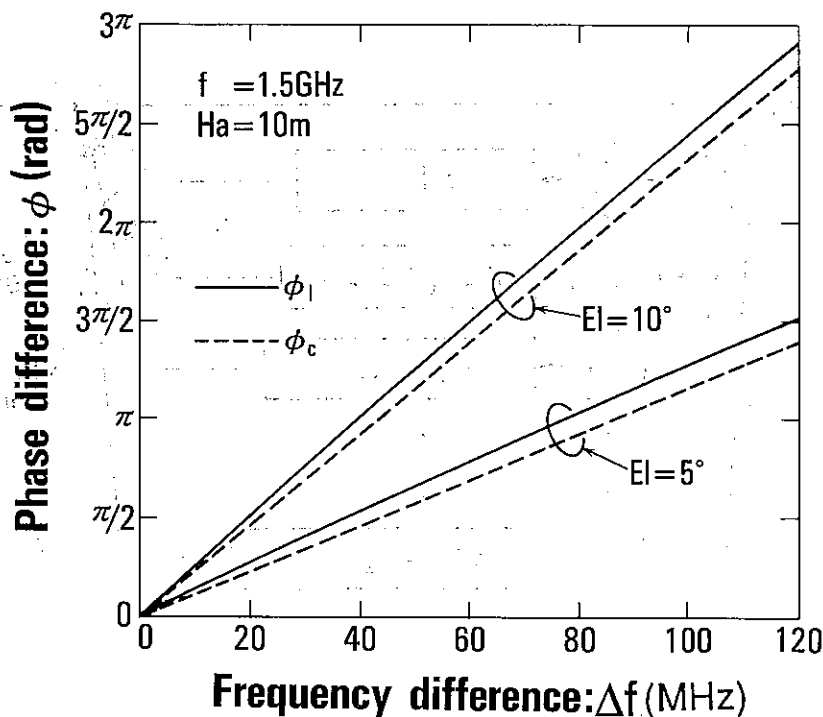


図 7. 9 複素周波数相関の位相特性

7. 3. 3 反射波遅延特性と伝送路モデル

海面反射フェージングによる信号の振舞いを伝送路モデルとして取り扱うことはフェージング環境下での信号伝送特性をシミュレーションによって評価するような際に重要となる。

海面反射フェージングを伝送路モデルとして正確に表現するためには、(a) 反射波の振幅（および位相）変動の大きさに関する統計的性質、(b) 時間軸上での相関的性質（自己相関特性又は周波数パワースペクトラム）、および(c) 周波数軸上での相関的性質の把握が必要条件である。(a) については第5章で、また(b) については第6章でそれぞれ解析を行っているので、ここでは、(c) の周波数相関を考慮した伝送路のモデル化を行う。

海面反射フェージングの一般的な伝送路モデルは図7. 10に示す構成となろう。図7. 10で $\dot{\gamma}_c$ はコヒーレント成分の振幅・位相変動を、 $\dot{\gamma}_i$ は海面上の任意の領域*i*（この領域は、他の領域からの反射波に対しては無相関となる程度には大きく

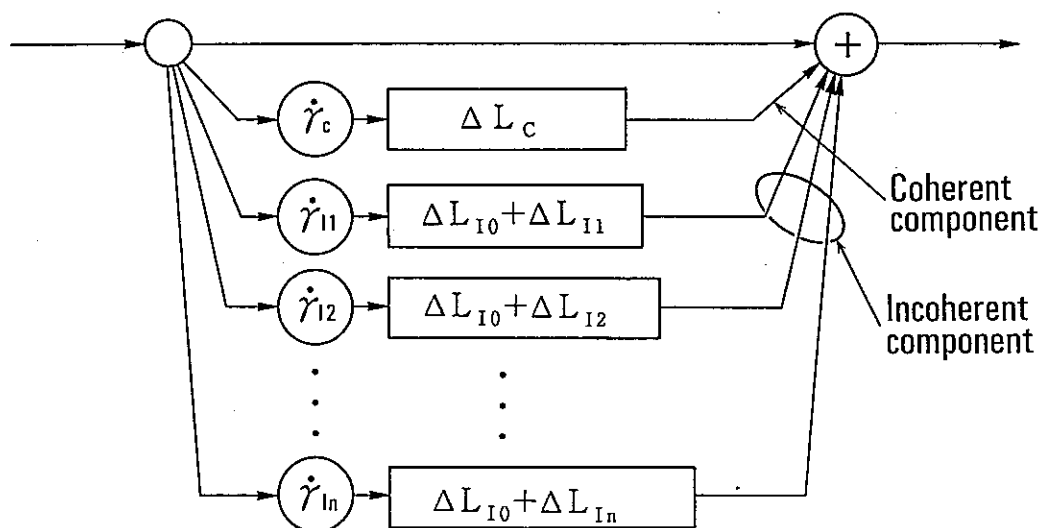


図 7. 1 0 海面反射フェージングの伝送路モデル

かつ巨視的立場からは十分小さいとみなし得る程度のもの：いわゆる巨視的微小領域）から発生するインコヒーレント成分の振幅・位相変動を表す。このとき、コヒーレント、インコヒーレント両成分の平均電力 P_c 、 P_I とは

$$P_c = \dot{\gamma}_c \dot{\gamma}_c^* \quad (7-11a)$$

$$P_I = \sum_{i=1}^n \langle \dot{\gamma}_{Ii} \dot{\gamma}_{Ii}^* \rangle \quad (7-11b)$$

の関係を有する。

また、直接波と反射波との通路長差 ΔL (ΔL_c 、 ΔL_{I0} 、 ΔL_{Ii} 等) と遅延量 τ とは $\tau = \Delta L / c$ (c : 光速) の関係があるので、図 7. 1 0 の通路長差 ΔL は遅延量 τ に読み換えることができる。図 7. 1 0 のインコヒーレント成分に関する伝送路の周波数相関 $\dot{\rho}_I$ は

$$\rho_I(\Delta f) = \frac{\exp\left(j \frac{2\pi\Delta f \Delta L_{I0}}{c}\right) \sum_{i=1}^n \left\{ \langle \dot{\gamma}_{II} \dot{\gamma}_{II}^* \rangle \exp\left(j \frac{2\pi\Delta f \Delta L_{II}}{c}\right) \right\}}{\sum_{i=1}^n \langle \gamma_{II} \gamma_{II}^* \rangle} \quad (7-12)$$

となる（導出は付録 7. 1 参照）。

$\dot{\gamma}_c$ と $\dot{\gamma}_I$ の時系列変動が上記 (a) の振幅・位相特性及び (b) の自己相関特性（またはスペクトル）を満たし、かつ図 7. 10 の伝送路モデルが (c) の周波数相関特性を満たすならば、海面反射フェージングによる信号変動のふるまいは図 7. 10 のモデルによって正しく表現されたことになる。しかし実用的な取扱いに際しては、着目する周波数帯域幅 B と相関帯域幅 ($f_{r.c}$ 、 $f_{r.I}$) の関係により、簡略化されたモデルで十分となる場合が多い。以下、いくつかのケースについて、簡略化された伝送路モデルを述べる。

〔 $B \ll f_{r.c}$ の場合：3 波モデル (1) 〕

本ケースでは、フェージングは帯域内での周波数特性の差が無視できるので、いわゆるフラットフェージングとなる。この場合、伝送路モデルにおける伝搬遅延の効果は見えてこないので、図 7. 11 (a) の 3 波モデルで取り扱うことができる。海事衛星通信の場合通信信号の帯域幅は通常 50 kHz 以下であり、この伝送特性を評価したい場合が本ケースにあたる。

〔 $B \simeq f_{r.c}$ の場合：3 波モデル (2) 〕

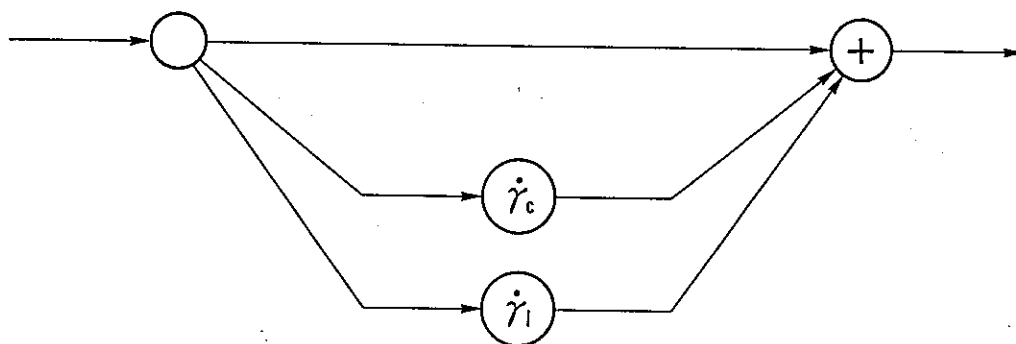
図 7. 11 (b) の構成で現象を取り扱うことができる。7. 3. 2. 2 節で述べた (i) の性質を利用すると

$$\Delta L_c = 2 H_a \cos \theta_i \quad (7-13a)$$

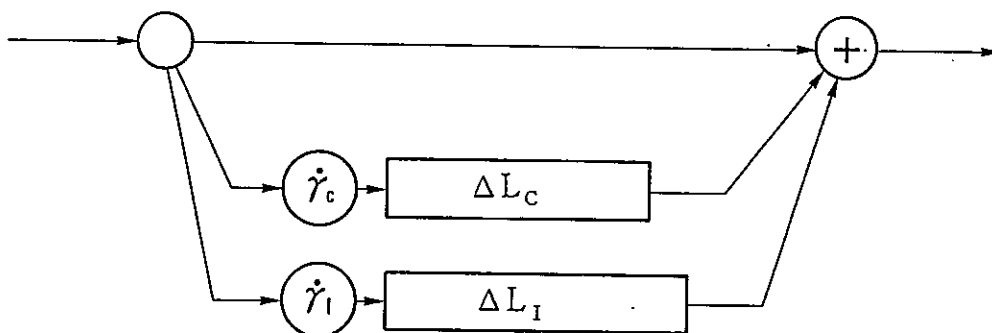
$$\Delta L_{I0} = 1.15 \Delta L_c \quad (7-13b)$$

で与えられる。

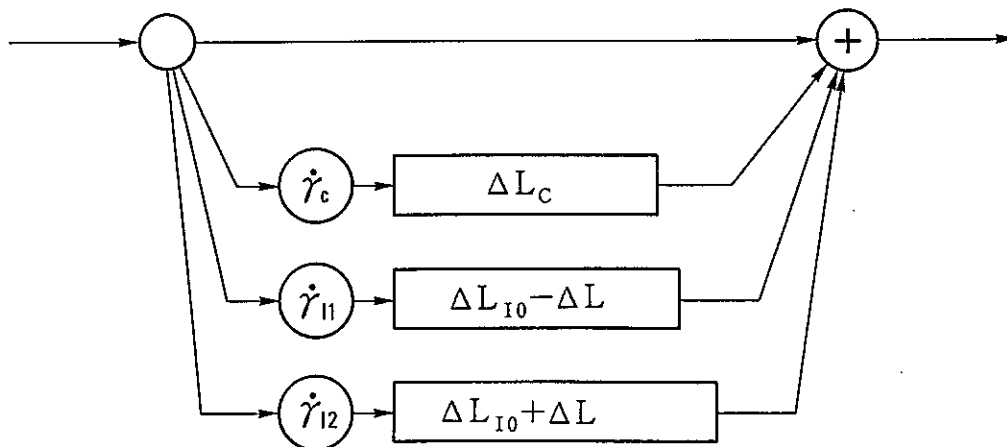
現在のインマルサットの海事衛星通信では、受信（又は送信）帯への割当て幅はおよそ 15 MHz であり、この程度の帯域を対象とする場合が本ケースとなる。このモデルが有用となるケースは、スプレッドスペクトラム通信、周波数ダイバシチ



(a) $B \ll f_{r.c}$ の場合：3波モデル (1)



(b) $B \simeq f_{r.c}$ の場合：3波モデル (2)



(c) $f_{r.c} < B < 6 f_{r.c}$ の場合：4波モデル

図7. 11 簡易伝送路モデル

によるフェージング軽減の効果の検討、更には、フェージング軽減を目的として、アンテナ特性等を帯域内の1波に着目してアダプティブに制御する方式における帯域全体にわたる効果を把握する場合等が挙げられる。

[$f_{r,c} < B < 6 f_{r,c}$ の場合：4波モデル]

図7. 11 (b) の構成では、周波数 Δf の増加に対して ρ_I が変化しない。このため、これを考慮したものとして図7. 11 (c) の構成がある。式(7-12)において $n=2$ 、 $\langle \dot{\gamma}_{I1} \cdot \dot{\gamma}_{I1}^* \rangle = \langle \dot{\gamma}_{I2} \cdot \dot{\gamma}_{I2}^* \rangle$ かつ $\Delta L_{I1} = -\Delta L$ 、 $\Delta L_{I2} = \Delta L$ とすると、インコヒーレント成分に関する周波数相関 $\dot{\rho}_I$ は

$$\dot{\rho}_I = \exp(j 2\pi \Delta f \Delta L_{I0}/c) \cos(2\pi \Delta f \Delta L/c) \quad (7-14)$$

となる。7. 3. 2. 2. 2節(iii)の性質を満たすためには、 $\Delta f \Delta L_{I0} = c$ のとき、 $\Delta f \Delta L = c/8$ であるため、 $\Delta L = \Delta L_{I0}/8$ となる。 $\cos(2\pi \Delta f \Delta L/c) > 0.5$ (すなわち $B < 6 f_{r,c}$ 程度)では、この4波モデルが伝送路を比較的良く近似している。

本構成は、受信帯と送信帯での海面反射フェージングの関係を調べるような場合、例えば、オープンループによる上り回線送信電力制御方式を検討するような際有用なものとなる。

ここでは、海事衛星通信の場合について述べたが、航空衛星通信の海面反射フェージングをモデル化する場合には、 $f_{r,c}$ や $f_{r,I}$ が海事衛星通信の場合のそれぞれの値に比べて3けたほど小さくなるので、通信波1波に対しても、図7. 11 (c) のような構成のモデル化が必要となろう。

7. 4 むすび

散乱理論に基づく海面反射フェージングモデルにより、海事衛星通信における
1. 5 GHz 帯フェージングの空間及び周波数相関特性を明らかにした。

その結果

空間相関特性に関しては

- (1) 仰角 $5^{\circ} \sim 10^{\circ}$ で衛星電波が入射する状況において z 軸方向に 40 cm 程度離すと、コヒーレント、インコヒーレント両成分とも負の相関になること、また、インコヒーレント成分が空間的に無相関として扱える距離は、垂直方向で 1 m 以上、水平方向で 20 m 以上となること。
- (2) そのため、空間ダイバーシチ方式を適用してフェージング軽減を図る際には、垂直方向に 40 cm 程度、又は 1 m 以上の距離を取ると良い効果が期待できること。

周波数相関特性に関しては

- (3) 10 MHz 程度の幅を有する受信帯域内の任意の二つの周波数でのフェージングパターンは、ほぼ同一とみなし得ること（すなわち、通信波単位ではもちろんであるが、受信（又は送信）帯域全体で見てもフラットフェージングであること）。
- (4) 上記（3）の理由によって周波数ダイバーシチ方式ではフェージングの軽減は困難なこと。
- (5) 100 MHz 程度、周波数が異なる上り下り回線間（送受信信号間）でのフェージングパターンは無相関（あるいは不定）であること。
- (6) そのような場合でも、複素領域まで拡張した相関係数の絶対値を見ると 100 MHz 程度までは 0.7 以上の相関がある。
- (7) 一般に、受信レベルの変動に応じてアンテナ特性をアダプティブに制御するフェージング軽減方式では送信側（上り回線）に対するフェージング軽減が難しい。
- (8) 海面反射フェージングは、3 波モデル、4 波モデル等の伝送路モデルで表現することができる。

ここで述べた相関特性は、今後のデジタル海事衛星通信時代の到来に向け、周波数や電力資源の有効利用関連諸技術の開発に役立つものと期待できる。

付録 7. 1 式 (7-12) の導出 [通路長が異なる複数波が合成された反射波インコヒーレント成分の複素周波数相関特性]

本文の図 7. 10 において、

$$\gamma_{ii} = \gamma_i(t) \exp \{ j \phi_i(t) \} \quad (i=1, 2, \dots, n) \quad (A7-1)$$

また ϕ_i は $0 \sim 2\pi$ の範囲で一様に分布するとし、

$$\begin{aligned} \langle \gamma_i \gamma_i^* \rangle &= \langle \gamma_i^2 \rangle & (i=j) \\ &= 0 & (i \neq j) \end{aligned} \quad (A7-2)$$

であるとする。反射波 $\dot{E}_I$ は

$$\dot{E}_I(f) = \sum_{i=1}^n \gamma_i \exp \left[j \left\{ \phi_i - \frac{2\pi f}{c} (\Delta L_{I0} + \Delta L_{II}) \right\} \right] \quad (A7-3)$$

となる。このとき、

$$\langle \dot{E}_I(f) \dot{E}_I^*(f) \rangle = \sum_{i=1}^n \langle \gamma_i^2 \rangle \quad (A7-4 a)$$

$$\begin{aligned} &\langle \dot{E}_I(f) \dot{E}_I^*(f + \Delta f) \rangle \\ &= \exp \left(j \frac{2\pi \Delta f}{c} \Delta L_{I0} \right) \sum_{i=1}^n \left\{ \langle \gamma_i^2 \rangle \exp \left(j \frac{2\pi \Delta f}{c} \Delta L_{II} \right) \right\} \end{aligned} \quad (A7-4 b)$$

となり、定義により

$$\begin{aligned} \dot{\rho}_I &= \exp \left(j \frac{2\pi \Delta f}{c} \Delta L_{I0} \right) \\ &\cdot \sum_{i=1}^n \left\{ \langle \gamma_i^2 \rangle \exp \left(j \frac{2\pi \Delta f}{c} \Delta L_{II} \right) \right\} \left(\sum_{i=1}^n \langle \gamma_i^2 \rangle \right)^{-1} \end{aligned} \quad (A7-5)$$

となり、本文の式 (7-12) が得られる。

第7章の参考文献

- (1) 唐沢、塩川：Lバンドにおける海面反射フェージングの空間及び周波数相関特性、信学論（B）、vol. J67-B, 12, pp.1347-1354, (1984)
- (2) 小園、吉川：船舶衛星通信における Switch and Stay ダイバーシチ効果、信学論（B）、vol. J64-B, 5, pp. 461-462, (1981)
- (3) 唐沢：Lバンド海面反射フェージングの複素周波数相関特性、信学論（B-II）、vol. J72-B-II, 12, pp. 633-639, (1989)
- (4) Shiokawa, T. and Karasawa, Y.: Shipborne antenna suppressing multipath fading in maritime satellite communication, IEEE AP-S Symp., New Mexico, (1982)
- (5) Ohmori, S. and Miura, S.: A fading reduction method for maritime satellite communications, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-31, 1, pp. 184-188, (1983)

第8章 フェージングの対策技術

8.1 まえがき

前章まではフェージングの諸特性を明らかにする観点から、主に現象面について述べた。そこで明らかになった諸特性は実際の回線設計にそのまま役立たせることができ、例えば、フェージングの深さを知ることによって規定の稼働率を確保するために必要な電力マージン（フェージングがない時を基準とする信号強度の許容劣化量）を精度よく決定することができる。

しかしながら、第5章での解析結果からも明らかなように、低仰角運用時には10 dBといった大きなフェージングが発生し、この値をそのまま電力マージンとして受け入れるには衛星や船舶局の送信機の高電力化が必要となる。これは経済的なシステムを実現する観点からは望ましくなく（すなわち、実用的なシステム設計ができなくなり）低利得の小型アンテナによる海事衛星通信実現の大きな問題点となっている。このため、フェージングによる信号劣化を可能な限り軽減するフェージング対策が将来の必須な技術として確立が急がれている。

さらに、将来の海事衛星通信においてマルチスポットビームによる周波数の再利用が行われる場合には、海面反射フェージングの存在は衛星側の受信において各船舶局からの電波の強度差を大きなものとするため、等価的にビーム間のアイソレーション劣化を引き起こし、システム間干渉の原因となる。このため、各船舶局からの電波の衛星受信時の強度が一定になるような船舶局側送信電力制御技術も将来重要な課題になるものと予想される。

本章では構成や制御が簡単でかつ良好なフェージング抑圧効果が期待できる新しいフェージング軽減方式「偏波制御法」の原理と効果を述べる。また、干渉対策用としての船舶局側送信電力制御法の一案を示す。

8.2 偏波制御によるフェージング軽減方式⁽¹⁾

8.2.1 従来技術

一般に、フェージング軽減対策としては、成形ビームアンテナ方式⁽²⁾、ダイバーシチ受信方式⁽³⁾等が上げられる。しかしながら、前者はパターン成形のためア

アンテナ開口能率が低下し、アンテナの大型化、給電系の複雑化の点で問題があること、後者の内、周波数ダイバーシチ方式では、反射波と直接波の通路長差が小さく、帯域内の信号では十分に無相関の信号を取り出し得ず大きな軽減効果を期待できないこと、またスペースダイバーシチ方式では効果は期待できるが2つ以上のアンテナシステムを必要とし構成や制御が複雑になること、周波数が異なる送・受信両回線への適用は難しいこと等の欠点がある。

ここではフェージング軽減対策の一つとして筆者らが考案した偏波制御法（Polarization Shaping Method）⁽¹⁾について、衛星を介して行なった海洋実験の結果もふまえ、その原理と効果について述べる。ここで述べる偏波制御法は、アンテナ開口能率の低下も小さく、かつ1つのアンテナのみで、送・受信両回線に対してフェージングの軽減効果を期待することができる。

8. 2. 2 偏波制御法の原理

第2章の図2. 2では1. 5 GHzにおける海面の反射係数を海面への入射角（水平面から測った角度：grazing angle）に対して示している。図において、 R_H 、 R_V は水平、垂直両直線偏波の入射に対する反射係数をそれぞれ示し、実線は振幅、破線は入射波に対する位相角を示している。図からも明らかなように、水平偏波成分の振幅は海面への入射角にかかわらずほぼ一定であり、かつ、位相角も入射波のそれに対してほぼ逆相（位相差： 180° ）のまま変化しないことがわかる。これに対して垂直偏波成分の振幅は、入射角 $5^\circ \sim 10^\circ$ 位のとき特に減衰が大きく、位相は入射角が 6° 付近（ブリュースター角(Brewster angle)に相当）で反転する。従って、このような性質を有する海面に対して図8. 1（左）に示すような右旋の円偏波が入射したとすると、その海面反射波の偏波特性は図8. 1（右）に示すように、水平方向にかなり偏平（楕円偏波の長軸方向が水平線に対してほぼ平行）な左旋の楕円偏波（ただし、1. 5 GHz帯における海面のブリュースター角は約 5.9° であるため入射角がそれ以下の場合には右旋の楕円偏波）となる。なお、若干の傾きは反射係数の性質による。

したがって、海面反射波が到来する方向のアンテナの偏波特性をこれと直交する楕円偏波にすることができれば、海面反射波に対しては偏波損失が大きくなり反射波を抑圧することができる。ここで直交する楕円偏波とは、（a）偏波の旋回方向が逆で、（b）軸比が等しく、（c）楕円偏波の長軸が互いに直交している、等の

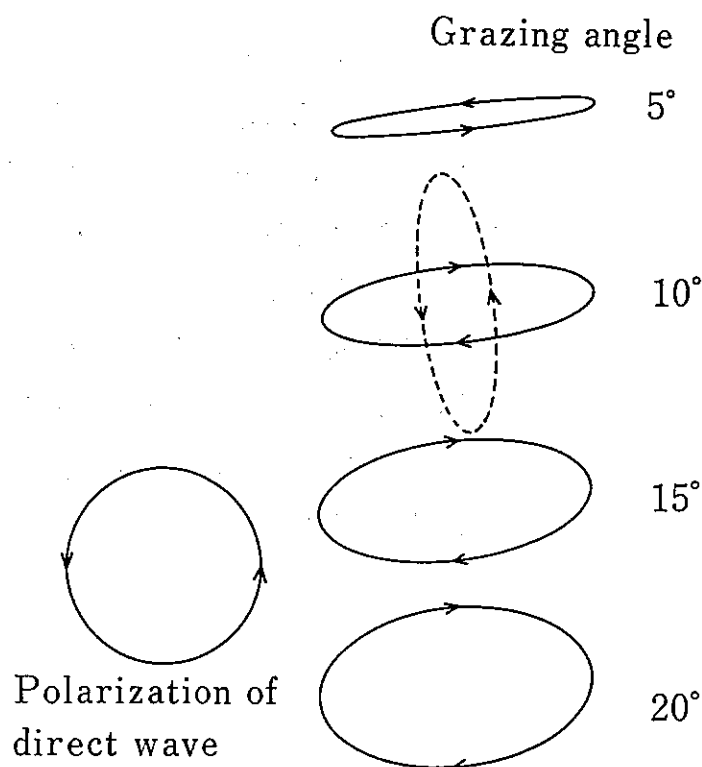


図 8. 1 海面反射波の偏波特性

性質を有するもので、例えば、図 8. 1 の衛星仰角が 10° の場合には破線の楕円偏波がこれに相当している。先にも述べたように、衛星仰角が $5^\circ \sim 10^\circ$ 位では、海面反射波の偏波特性はほぼ偏平な左旋の楕円偏波が主体となるため、これに直交する偏波とは右旋で縦長の楕円偏波である。海事衛星通信に用いられる船舶地球局アンテナの偏波特性は右旋円偏波であるため、海面反射波を抑圧するためには楕円偏波の楕円が常に縦長の状態で、アンテナの軸比を仰角に応じて適当に制御すれば良い。

原理的には反射波の到来方向の偏波特性のみを制御することができれば良いが、小型アンテナのようにアンテナビーム幅が広い場合にはこのような制御は難しく、直接波到来方向（ビーム方向）の偏波特性も、反射波方向の偏波の変化に応じて変化し、ほぼ類似の特性を有することになる。従って、直接波に対しては偏波不整合による偏波損失が存在する。しかしながら、先に述べたような深いフェージングが発生する場合には、仮にある程度の偏波損失が存在しても海面反射波がかなり抑圧され、この分の信号劣化が小さくなるため全体としてみれば大きなフェージング軽減効果が期待できる。

船舶地球局アンテナの偏波特性を常に縦長の状態で、衛星仰角に応じて軸比を制

御することは、例えば、パラボラアンテナ、ショートバックファイヤアンテナ（S B F）のようなクロスダイポール給電の円偏波アンテナの場合比較的容易に実現することができる。図 8. 2 にこの場合の回路構成例を示す。通常の円偏波アンテナの場合の回路構成にたいして 1 つの可変移相器（variable phase shifter）を付加すれば良いことがわかる。ここで、図 8. 2 に示される回路構成の場合には、クロスダイポールを水平垂直軸に対して 45° 回転した状態に配置し（厳密には図 8. 1 の様に楕円はやや傾いているが垂直とみなしても問題がない程度なので）、可変移相器の付加位相量 δ を制御すれば、このアンテナの偏波特性は図 8. 3 に示されるように常に縦長で、任意の軸比の楕円偏波となる。このとき軸比 r (dB) 及び直接波に対する偏波損失 L_D (dB) は次式で与えられる。

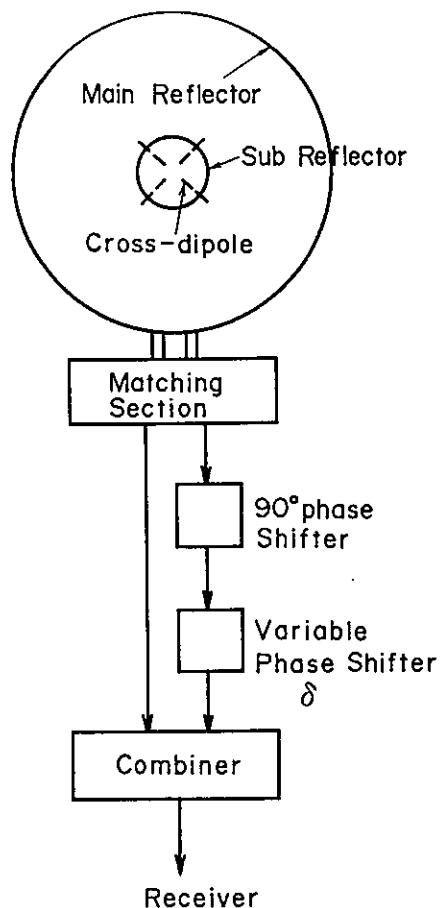


図 8. 2 偏波制御法の回路構成例

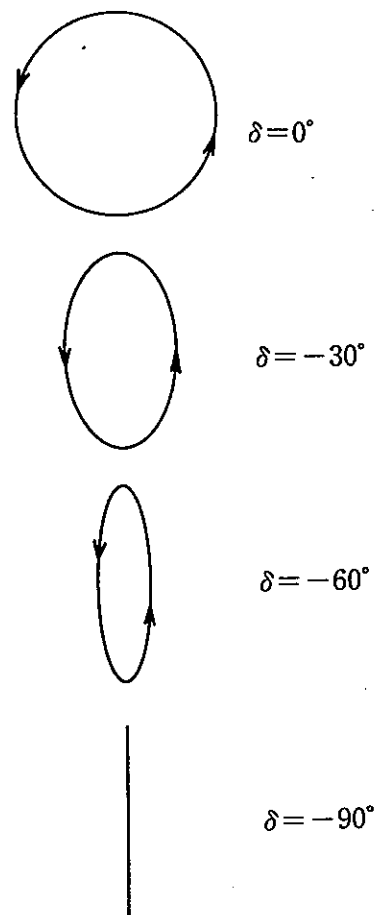


図 8. 3 船舶地球局アンテナの偏波特性

$$r=10 \log \{ (1+\sin \delta) / (1-\sin \delta) \} \quad (\text{dB}) \quad (8-1a)$$

$$L_D=10 \log \{ 2 / (1+\cos \delta) \} \quad (\text{dB}) \quad (8-1b)$$

したがって、衛星仰角に応じて δ を制御すれば、アンテナの偏波を海面反射波の偏波に対してほぼ直交させることができ反射波を受けにくくすることができる。結果として海面反射波によるフェージングを抑圧することができる。

図2. 2の反射係数は海面が平坦な場合のものであり、原理の説明はこれに基づいて行ってきた。しなしながら、海面が荒れている場合には海面反射波は広範な領域から到来するため、反射係数は反射点の場所によって少しずつ異なり、海面反射波を一つの偏波で代表させるには若干の無理がある。このため反射波成分を完全に除去することはできず自ずと限界もある。従って、各衛星仰角に対して最も望ましい船舶地球局アンテナの楕円偏波特性（最も望ましい付加位相量）は、最良点を見いだして決める必要がある。

8. 2. 3 軽減効果

8. 2. 3. 1 理論検討

ここでは、偏波制御法をショートバックファイヤアンテナに適用した場合のフェージング軽減効果について理論的検討を行う。回路構成は図8. 2を適用する。

図8. 4は図8. 2における可変移相器の付加位相量 δ に対するフェージングの深さ（理論値）の一例を示す。図はアンテナ利得が15 dBi、 β_0 が0.055の場合（[状態R]）のものである。同図で、 $\delta=0^\circ$ の時のフェージングの深さは偏波制御法を適用しない場合の値（通常の円偏波アンテナの場合のフェージングの深さ）を表している。図よりも明らかなように、 δ を適当に変化させることによりフェージングの深さは小さくなり、各衛星仰角ごとに、フェージング軽減の点から最適の付加位相量（以下、最適付加位相量と呼ぶ）が存在することがわかる。なお同図の計算においては、先に述べた直接波に対する偏波損失も含めている。すなわち、

$$F_d(99\%) = L_D + F_d'(99\%) \quad (\text{dB}) \quad (8-2)$$

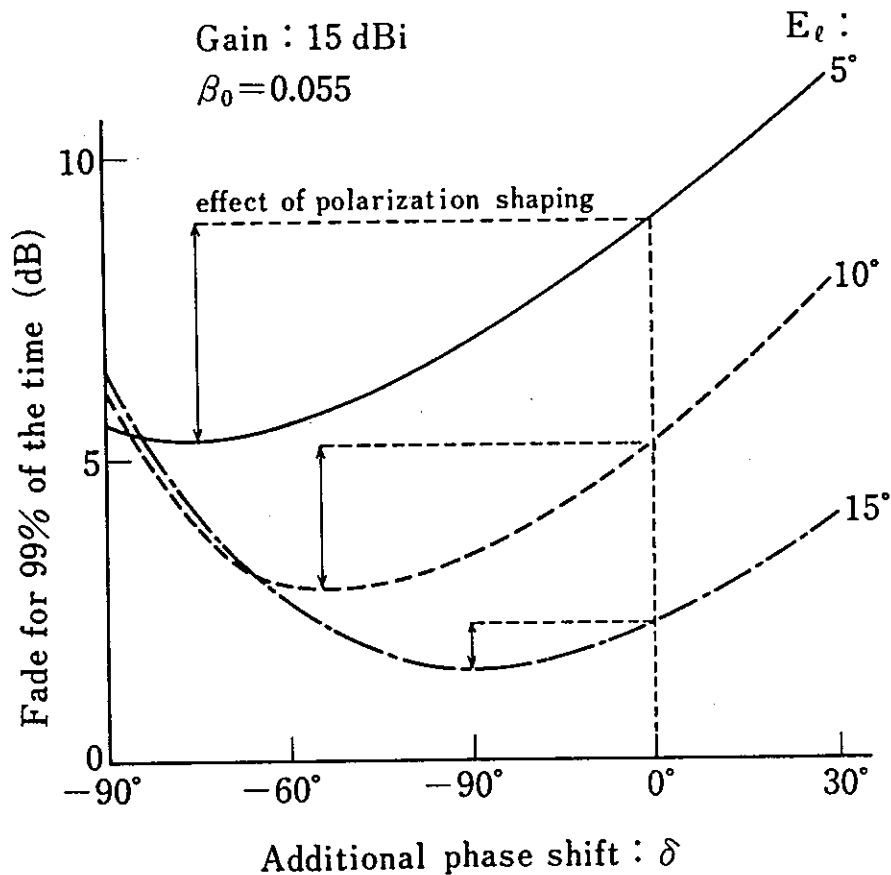


図8. 4 付加位相量に対するフェージングの深さ (理論値)

ここに F_d' (p%) は時間率 50% 値と p% 値の差 (直接波の偏波損失を考慮したレベルを中央値とするフェージングの深さ) である。同図より、例えば、衛星仰角が 5° で、8.1 dB のフェージングの深さ ($\delta = 0^\circ$ の場合) が 5.3 dB 程度に改善され、そのときの最適付加位相量は、ほぼ 70° であることがわかる。なお、衛星仰角にかかわらず、 δ が最適付加位相量より大きくなる (すなわち 90° に近づく) に従いフェージングが深くなっているが、これは直接波の偏波損失の増加に伴うものである。最適付加位相量は、図 8. 4 から明らかなように、衛星仰角に依存する。

次に、図 8. 5 にこの最適付加位相量の衛星仰角に対する理論値の一例をアンテナ利得が 15 dBi、9 dBi の場合について示す。同図より、衛星仰角の変化に対する最適付加位相量の変化は緩やかであること、 β_0 の違いによる影響は比較的小さいこと、そして、アンテナ利得が小さい方 (dBi) が若干、最適付加位相量は大きいことがわかる。

図 8. 6 は偏波制御法の適用 (図 8. 2 の回路構成で付加位相量として上記の最適付加位相量を用いた場合) の有無 (ON、OFF) によるフェージングの深さを

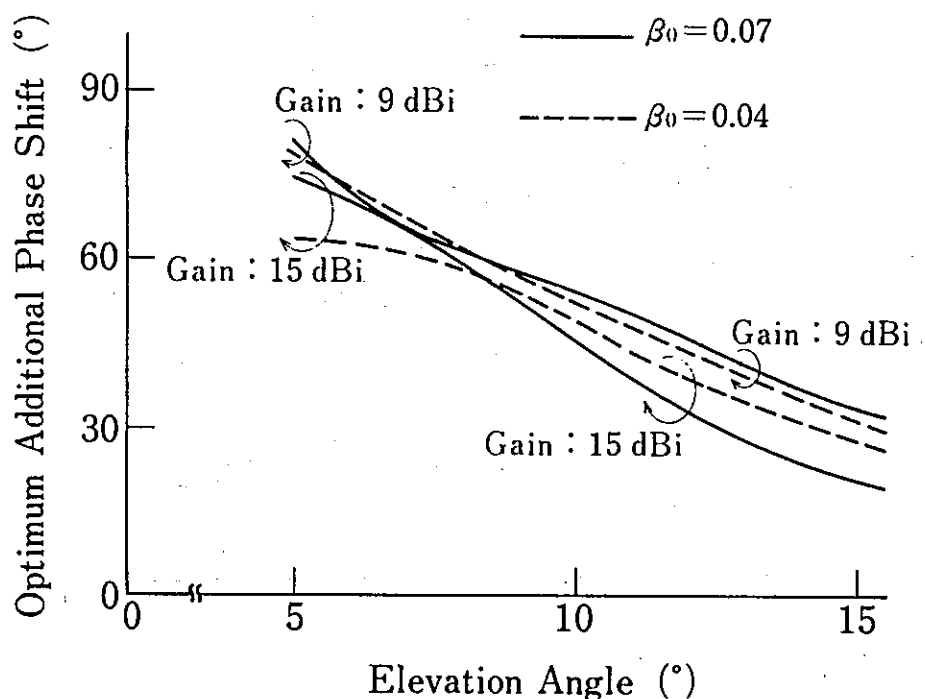
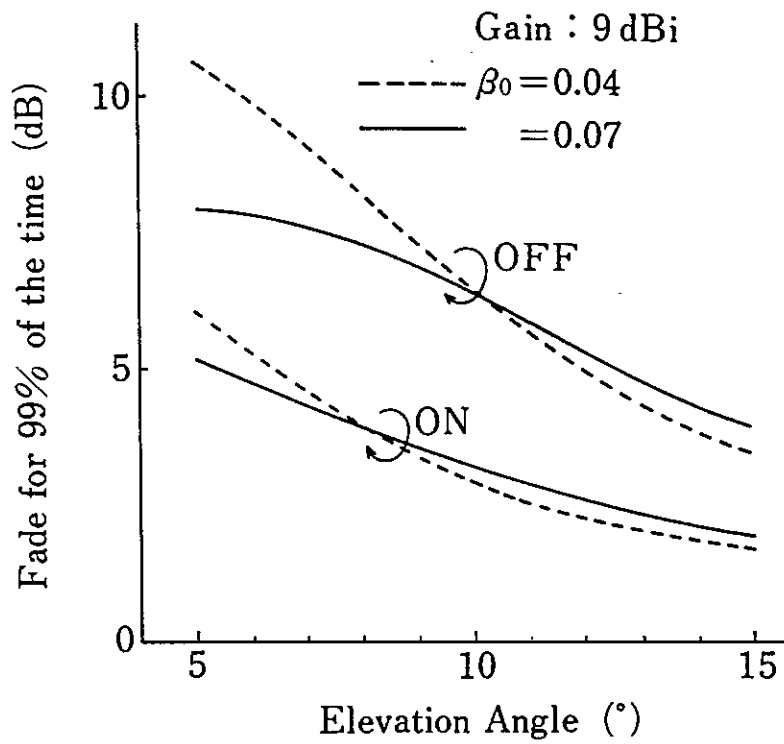


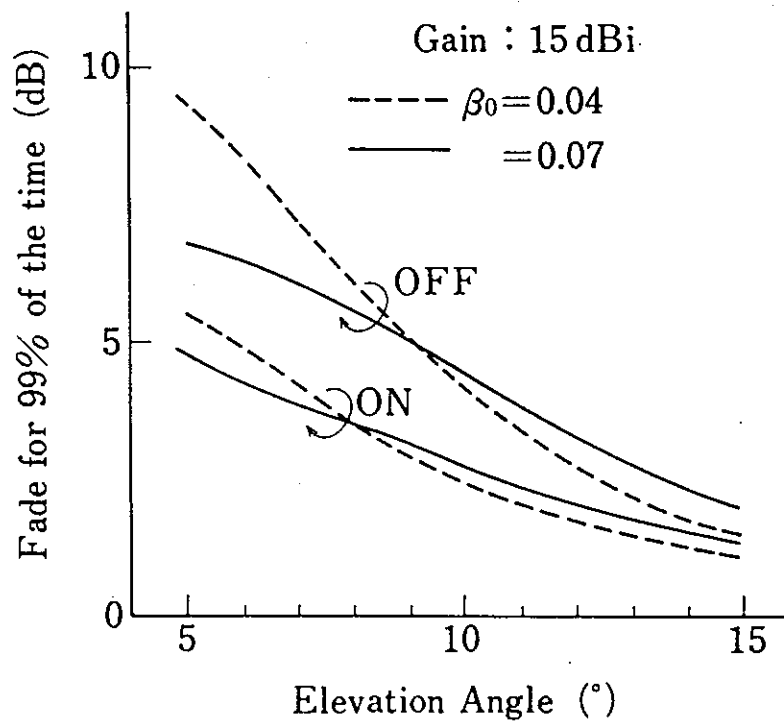
図 8. 5 衛星仰角に対する最適付加位相量（理論値）

示す。同図において、(a)、(b) はアンテナ利得が、9 dBi、15 dBi の場合で、海面状態は [状態 R] (β_0 は 0.04 ~ 0.07 の間) である。また図 8. 7 は衛星仰角が $5^\circ \sim 10^\circ$ の場合に着目し、ON、OFF の場合のフェージングの深さをアンテナ利得に対して示している。図 8. 6 及び 8. 7 より次のことがわかる。

- (i) アンテナ利得が 15 dBi の場合、衛星仰角が 5° 、 10° におけるフェージングの軽減量はそれぞれ 2 ~ 5 dB、1.5 ~ 2 dB 程度である。
- (ii) 偏波制御法によるフェージング軽減効果は、衛星仰角が 10° 以下、アンテナ利得が 18 dBi 程度以下の場合に大きい。
- (iii) アンテナ利得にかかわらず、軽減方式が ON の場合のフェージングの深さは、OFF の場合にくらべて、 β_0 依存性は小さい。(ただし、衛星仰角が 10° の場合には、OFF の場合でもそのばらつきは少ない。)
- (iv) 軽減方式が ON の場合のフェージングの深さは、OFF の場合に比し、アンテナ利得の違いによる差異は小さい。特に、アンテナ利得が 15 dBi 以下ではその傾向が強く、フェージングの深さは衛星仰角が 5° で 5 ~ 6 dB 程度、また衛星仰角が 10° で 2.5 ~ 3 dB 程度である。

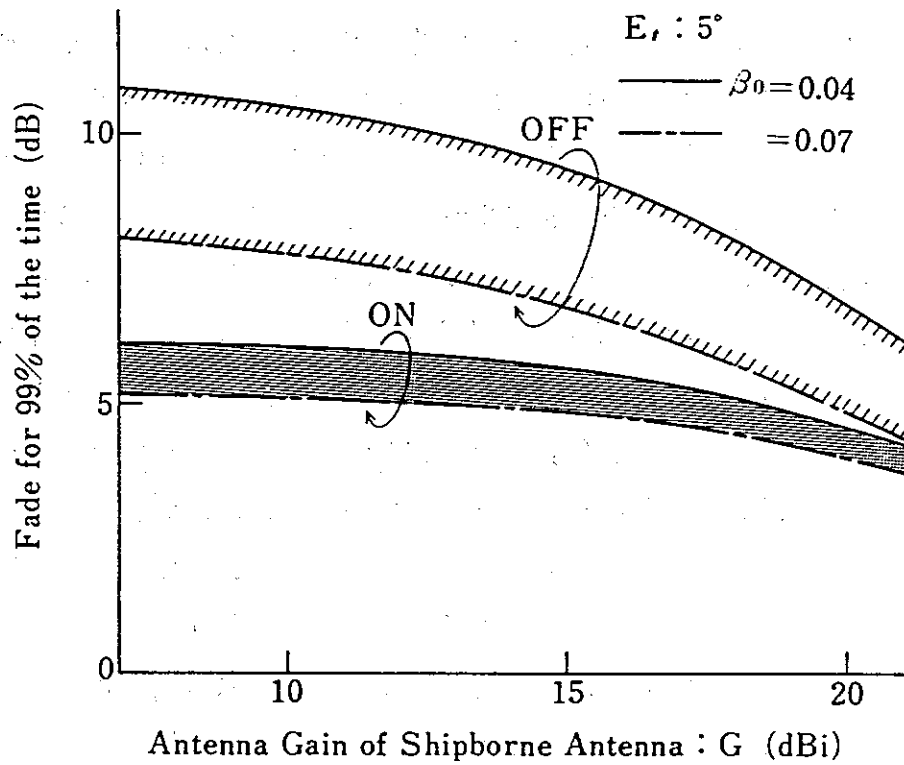


(a) Gain = 9 dBi

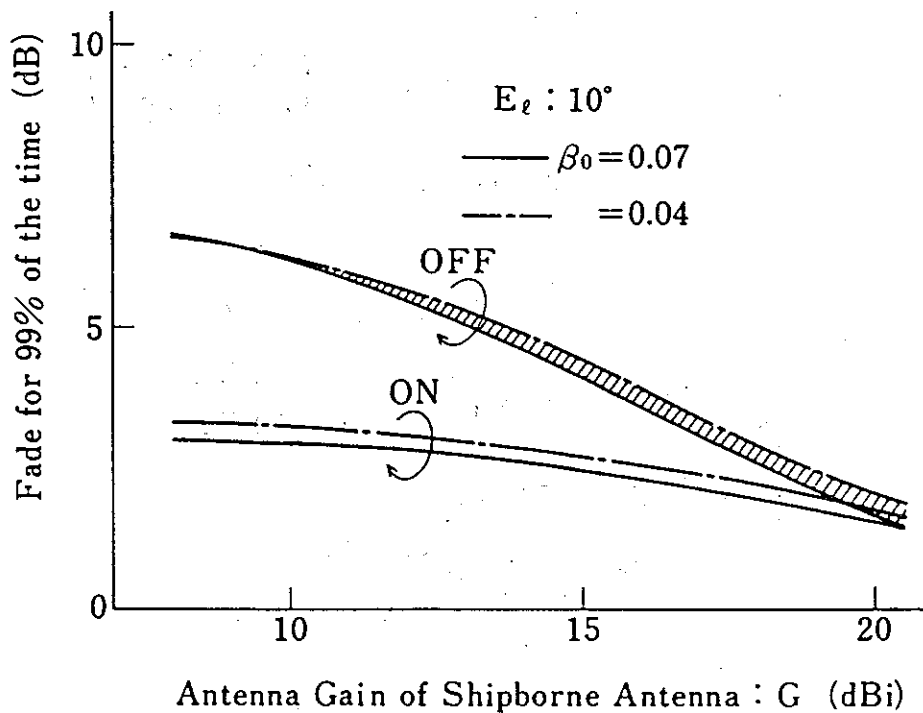


(b) Gain = 15 dBi

図 8. 6 偏波制御法の有無によるフェージングの深さ (理論値)



(a) $E_l : 5^\circ$



(b) $E_l : 10^\circ$

図 8. 7 アンテナ利得に対するフェージングの深さ (理論値)

8. 2. 3. 2 実験結果

上述の偏波制御法の効果（理論値）を実験的に確認するため、第4章で述べたフィールド実験（船舶実験）を実施した。以下、この結果について述べる。

図8. 8は衛星仰角が 5° 、下り回線（衛星→船舶；1.54 GHz）の場合について、図8. 2の可変位相器の付加位相量 δ に対するフェージングの深さの測定値（直接波の偏波損失も含む）を示している。○印は、うねりが主体で比較的穏やかな場合、●印は、うねりも風浪も比較的大きく発生している場合の測定値である。同図より、通常の間偏波アンテナ（ $\delta = 0^\circ$ の場合）で受信したフェージングの深さは海面状態によって異なる値を有するが、 δ を変化させフェージングが最小となるように偏波特性を制御した場合のフェージングの深さは、海面状態に対する依存性が少ないことがわかる。この傾向は、8. 2. 3. 1節で示した理論値の傾向と良く一致している。なお、参考までに衛星仰角が 5° 、 β_0 が0.055の場合の理論値を同図中に示す。最適付加位相量の実験値は、海面状態の違いにより若干異なるが、この場合、ほぼ $65^\circ \sim 70^\circ$ であり、理論値と良く一致していることがわかる。

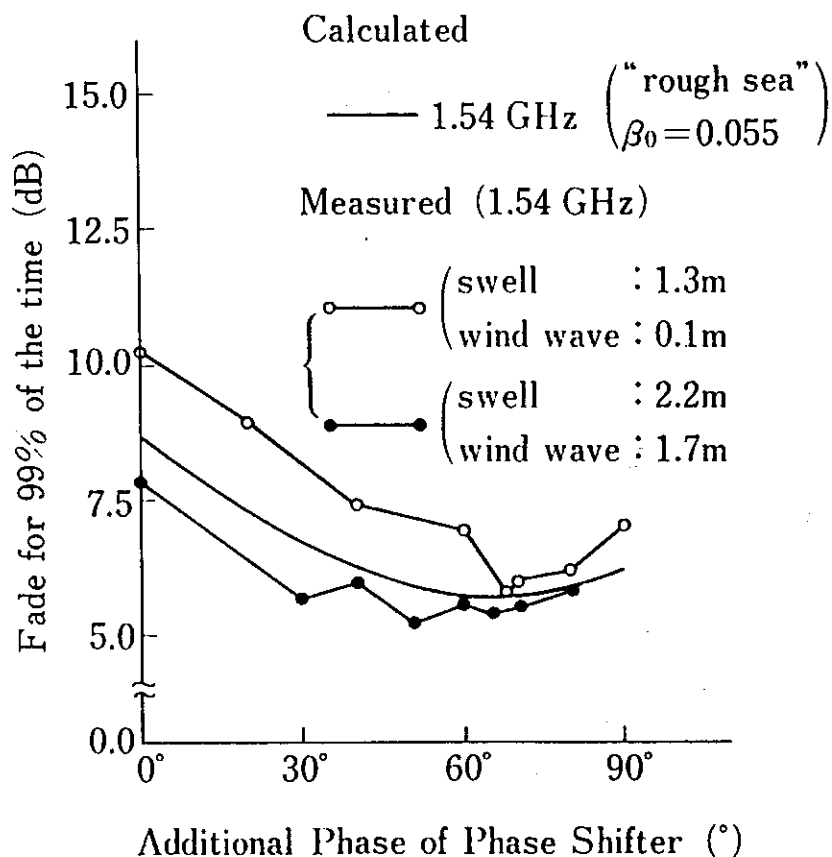


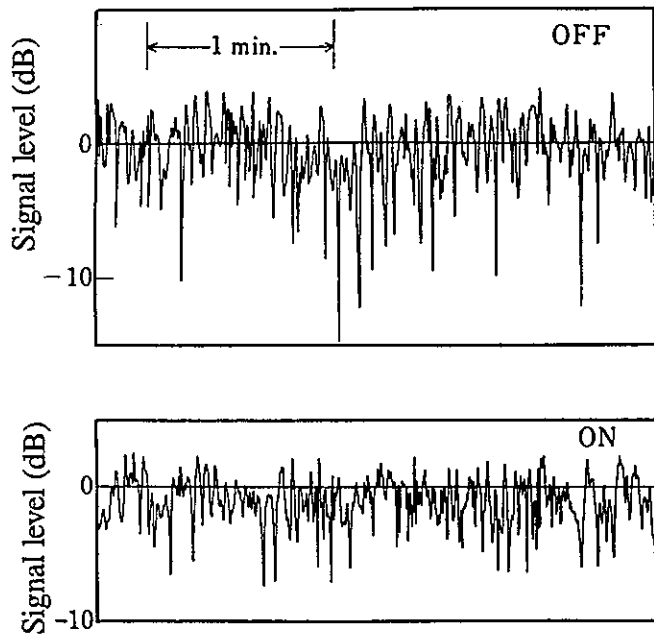
図8. 8 付加位相量に対するフェージングの深さ（測定値と理論値）

図8. 9は衛星仰角が 5° におけるフェージングを伴う信号強度の測定例（直接波の信号強度で規格化）で、OFFは偏波制御法を適用しない場合（ $\delta = 0^{\circ}$ の場合）、ONは偏波制御法を適用した場合（ δ は各衛星仰角における最適付加位相量）のものである。同図で（a）は下り回線（down-link: 1. 54 GHz、船舶アンテナ受信）、（b）は上り回線（up-link: 1. 64 GHz、衛星側受信）におけるフェージングを伴う信号強度の一例である。また図8. 10にそれぞれの信号強度の累積時間分布を示す。図8. 10より偏波制御法を適用することで反射波の抑圧がなされ、信号強度の変動幅が小さくなることがわかる。同図の累積時間分布で、海事衛星通信の回線設計に用いられる時間率99%値（フェージングの深さ）に着目すると、（a）の場合（down-link）、約10. 5 dBのフェージングの深さが、約5. 5 dB程度に軽減されていることがわかる。また（b）の場合（up-link）も、約11 dBのフェージングの深さが約5. 2 dBに改善されている。従って、原理のところで述べたように、同方式はup-link、down-linkの両回線にフェージング軽減効果があることが実験的にも確認された。

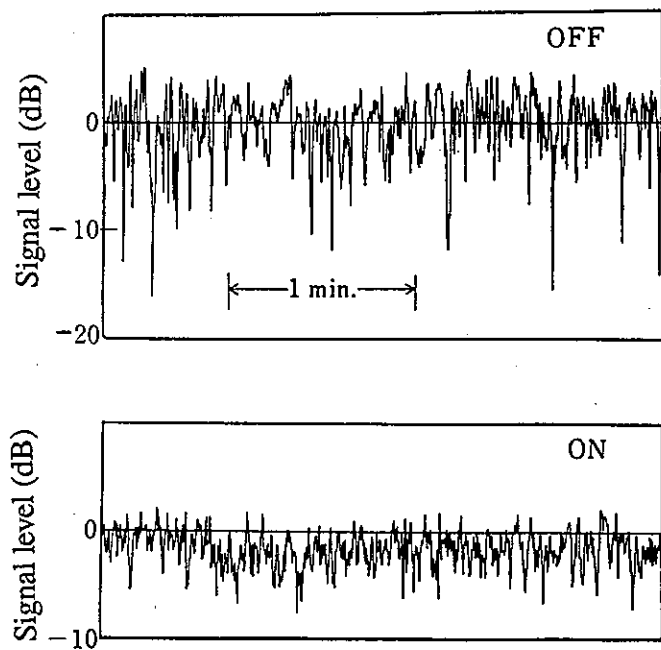
図8. 11は衛星仰角に対するフェージング軽減の測定結果を理論値と比較したものである。同図より、衛星仰角が $7. 5^{\circ}$ 付近で、偏波制御法を適用した場合（ON）のフェージングの深さは若干、理論値に比べ大きめであるが、全体としては、ほぼ理論値の傾向と一致していることがわかる。

ここで提案した方式では、最適付加位相は衛星仰角に対してのみ変えればよいので、移相器は応答スピードは遅くてよく挿入損の少ない電動モータにより制御される機械的可変位相器⁽⁴⁾を用いることができる。

さらに、本方式の構成をより簡単にする観点から、仰角 10° 以下の適用に際しても付加位相量を仰角 10° のときの最適付加位相量（ $\delta = 48^{\circ}$ ）に固定し、かつ、アンテナ向きも同一方位の仰角 10° に固定したまま運用する方式が提案されている⁽⁵⁾。この方式において例えば仰角 5° での運用を考えると、 5° のビームオフセット効果と不完全な反射波抑圧効果の相乗効果で、結果的には、 5° の最適付加位相で偏波制御する場合とほぼ同等の効果が得られることが理論的に明らかにされている⁽⁵⁾。実用的には、このような簡易な方式が適したものとなろう。

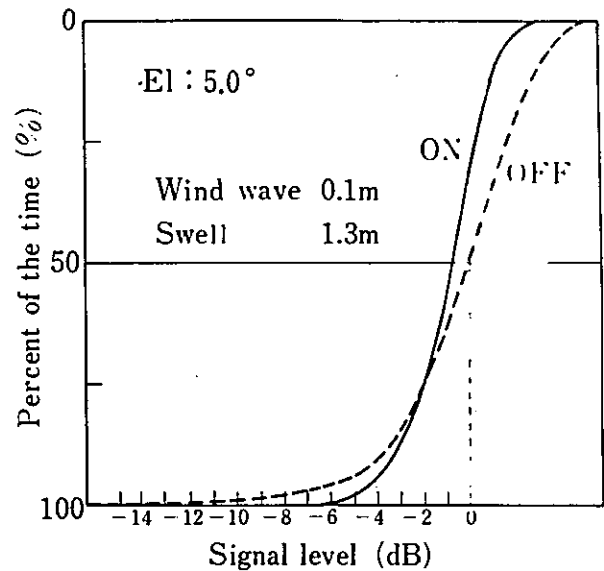


(a) Down-link

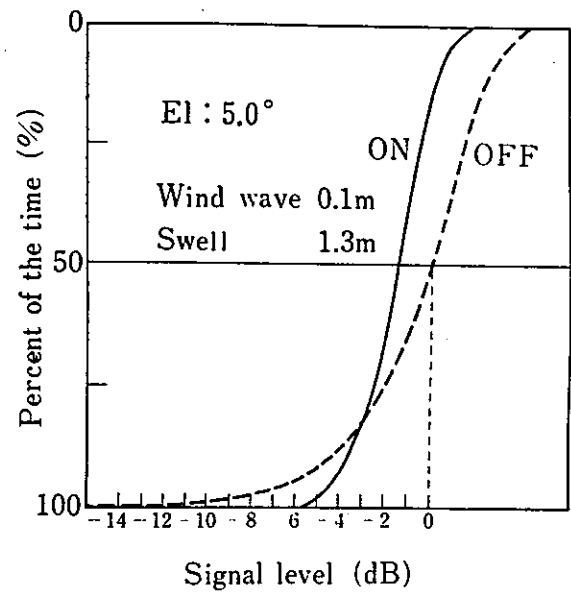


(b) Up-link

図8.9 フェージングによる信号強度の変動
とその抑圧 (実測値)



(a) Down-link



(b) Up-link

図8.10 フェージング深さの
累積時間分布 (測定値)

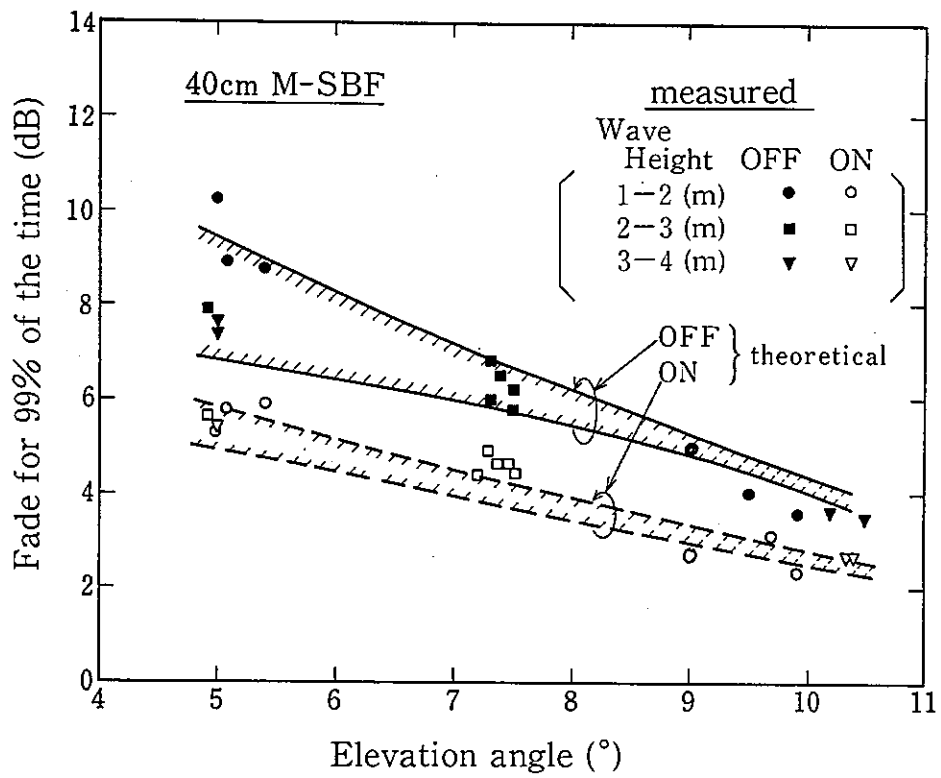


図8. 1 1 偏波制御法の有無によるフェージング深さの仰角依存性
(実測値と理論値)

8. 3 上り回線送信電力制御アルゴリズム^{(6)、(7)}

8. 3. 1 問題提起

将来の海事衛星通信においてマルチスポットビームによる周波数の再利用が行われる場合、各船舶局から発射される電波が衛星到達時点で均一レベルであることがビーム間干渉を小さくする観点から強く望まれる。このため、送信電力制御（特に船舶地球局側での制御）は将来重要な技術課題になるものと予想される。

図8. 12はマルチスポットビーム運用において、領域AとBに2つの衛星ビーム1と2が対応している様子を示している。図でアンテナパターン1に対しては領域Aからの電波が所望波、領域Bからの電波が干渉波となる。アンテナパターン2では所望波と干渉波の関係は逆になる。船舶局から発射される電波の強度が衛星到達時点で同じ強度であるならば直接波と干渉波の比（C/I）はアンテナのサイドローブ特性によって決まる。この場合、C/Iのよい信号を得るためには、それに見合ったサイドローブ特性のよいアンテナが必要になる。

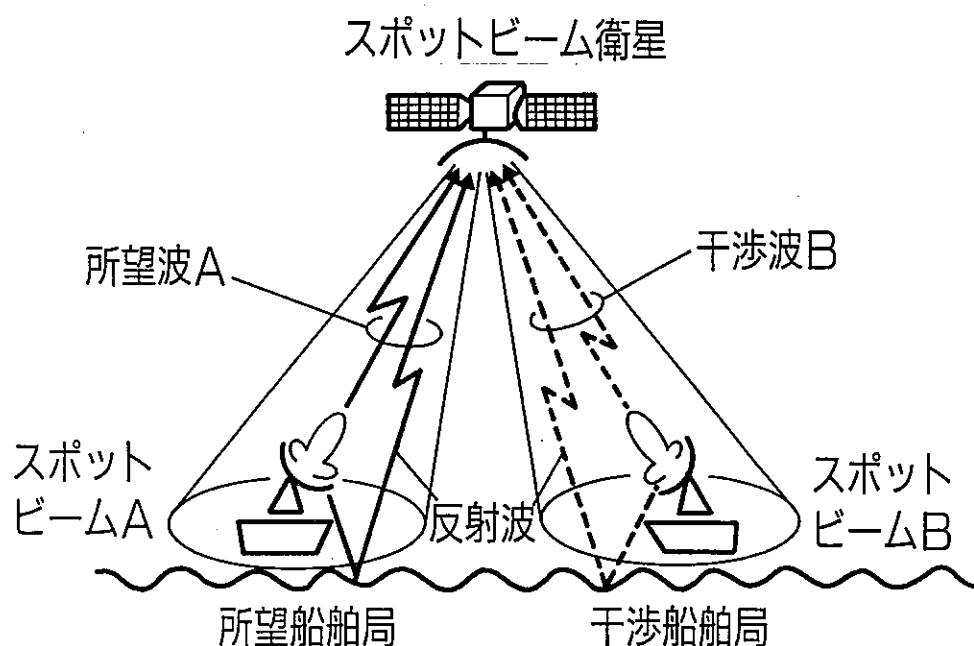


図8. 12 マルチスポット運用の例

一方、衛星に到達する電波は海面反射フェージングにより信号強度の変動をともなっている。このフェージングは船舶地球局が衛星に対して低仰角になるほど大きな量となる。第5章での検討によって仰角 5° では低G/T船舶地球局（アンテナ利得 15 dB 以下）からの電波は 10 dB 近い信号劣化となることが知られている。又、海面反射波は信号強度を強くする働きもある。信号強度の劣化を 10 dB もたらすような反射波は同時に信号を 5 dB 程度増加させる。領域AとBの船舶が共に低仰角であるような場合、仮に所望波が 10 dB 低下しかつ干渉波が 5 dB 増加した場合、レベル変動がない場合に比較してC/Iが等価的に 15 dB も劣化する。図8.13はこの様子を概念的に示したものである。このように、所望波や干渉波にレベル変動がある場合には、その分衛星アンテナのサイドローブ特性を劣化させることと等価になる。このような観点から、信号の衛星到達レベルを一定にする船舶局側上り回線送信電力制御技術が重要なものとなる。

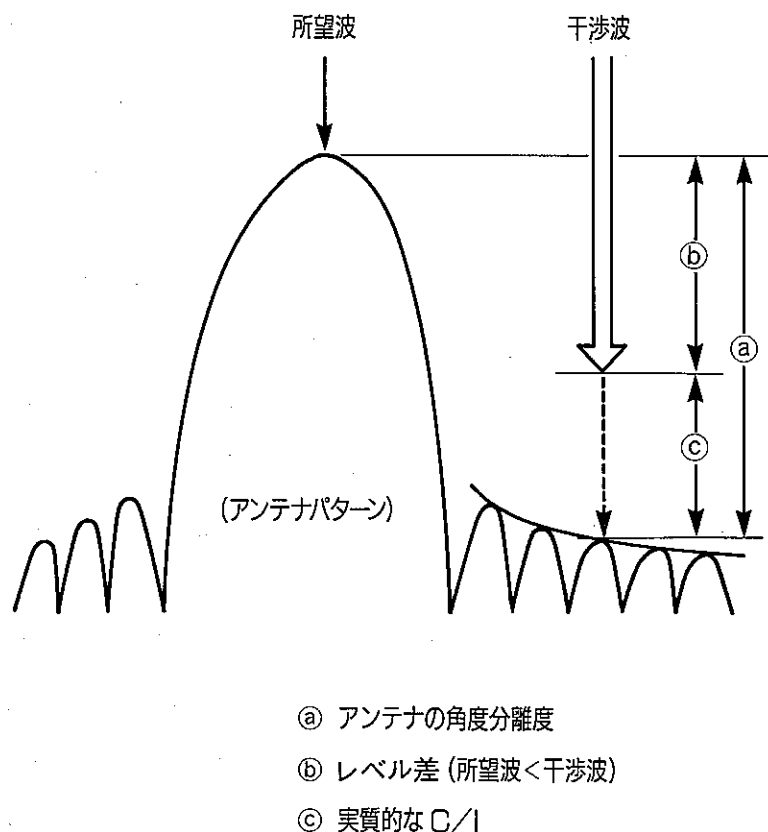


図8.13 海面反射フェージングによるC/I（所望波干渉波比）の劣化

8. 3. 2 オープンループ制御アルゴリズム

送信電力制御方式には船舶局側でパイロット波を送信しこの衛星折り返し波から上り回線でのフェージング情報を得て制御するクローズドループ方式と下り回線の受信信号のみから上り回線の変動を推定して制御するオープンループ方式がある。もし精度的に十分な制御ができるのであれば、構成が簡単でシステムインパクトが小さい後者が望ましい。

通常のオープンループ制御では、送信電力を制御する情報源として、受信強度の変動情報と現象の周波数依存性を利用する。ところが、海事衛星通信の場合、海面反射フェージングの相関帯域幅 ($\rho_{r,c}$ 、 $\rho_{r,l}$ に着目した) は最大でも 30 MHz 程度であり、100 MHz も離れた送受信帯 2 つの信号強度の変動パターンの相関は著しく劣化するため、通常の意味でのオープンループの送信電力制御では満足する効果は期待できない。

一方、第 7 章の 7. 3. 2. 2 節において図 7. 7 のベクトル図で説明したとおり、何らかの手段により受信信号中の反射波の振幅と位相の情報を得ることができれば、反射波の位相をある値 ϕ だけずらして直接波と合成した新しい複素量 (図 7. 7 における $\overline{OC}$) の振幅は送信周波数帯における信号強度変動を予測するものとなる。そしてこの予測値と、実際の送信周波数帯で生じるフェージングによる信号強度の変動との相関が ρ (ρ_c 、 ρ_l) となり、比較的高い相関 (図 7. 8 の例では、コヒーレント成分では相関係数 1、インコヒーレント成分では相関係数 0. 7~0. 8 程度) となることがわかる。ここで ϕ は式 (7-9) の計算結果として求まるものであるが、図 7-9 に示すようにインコヒーレント成分の場合 (実線) でもコヒーレント成分の値 (点線) に近く、これを等しいとみなしても、問題となる誤差は生じない。この ϕ は送受信周波数差、アンテナ高、および仰角によって決定でき、これらの情報はすべて外部より与え得るものであるため、容易に計算できる。

以上の例のように、アンテナ高および仰角が低い場合には、複素領域で見た周波数相関係数は 100 MHz 程度離れていても比較的高い 1 に近いので受信局側に反射波 (または、受信波) の振幅・位相を知る機能と若干の演算機能があれば、送信周波数帯に発生するフェージングも比較的良好な精度で予測することが可能となる。このため、実用化までには種々の検討課題は多いとしても、海面反射フェージングに対してもオープンループによる送信電力制御も可能性を有していると結論づけられる。

8. 4 むすび

海面反射フェージングを克服する技術として、フェージング軽減方式と船舶局側送信電力制御技術を述べた。

フェージング軽減方式については、海面反射波が特有の偏波特性を有していることに着目した新しい方式として偏波制御法（Polarization Shaping Method）を提案し、その原理の説明と効果の定量的評価を行った。効果の検討では、発生頻度が高く、かつ大きなフェージングが予想されるインコヒーレント成分が卓越する海面状態に対して行ったが、送・受信両回線に十分な効果を有していること、最大の軽減効果を有する最適付加位相量の衛星仰角に対する関係はその変化に対して比較的穏やかで制御が容易であることが明らかになった。又、効果に関する理論的検討結果は実験的にも確認された。

送信電力制御については、将来のマルチスポットビーム運用の際のシステム間干渉の軽減のために必要な技術であることを述べ、オープンループ制御アルゴリズムの一案を提示した。そこでは、海面反射波の振幅及び位相情報を得ることができればこの情報から異なる周波数（すなわち受信周波数と送信周波数の関係）に対する信号強度の変動を推測することができ、このアルゴリズムを利用することによりオープンループの送信電力制御も原理的には可能であることを示した。

第 8 章の参考文献

- (1) 塩川、唐沢：海事衛星通信用海面反射フェージング軽減方式、信学論 (B)、
vol. J68-B, 12, pp. 1482-1492, (1985)
- (2) 大森、三浦、宮野、鈴木、千葉：フェージング軽減用成形ビームアンテナ、信
学技法、A・P 81-69, (1981)
- (3) 小園、吉川：船舶衛星通信における switch and stay ダイバーシチ効果、信学論
(B)、vol. J64-B, 5, pp.461-462, (1981)
- (4) Shiokawa, T., Karasawa, Y. and Yamada, M.: A compact shipborne antenna for maritime
satellite communications, IECE of Japan, Int. Symp. Antennas Propagat. (ISAP'85),
Kyoto, (1985)
- (5) Yasunaga, M., Karasawa, Y. and Shiokawa, T.: A simplified fading reduction technique
in maritime satellite communications, Trans. IECE of Japan, vol. E69, 2, pp. 83-85,
(1986)
- (6) 唐沢：L バンド海面反射フェージングの複素周波数相関特性、信学論 (B-II),
vol. J72-B-II, 12, pp.633-639, (1989)
- (7) 唐沢、松戸：海面反射フェージングの複素周波数相関特性、昭 6 2 信学総合全
大、598, (1987)

第9章 結 論

本論文では海事衛星通信の低仰角運用時に問題となる海面反射フェージングについて、その解析のための理論モデルを構築し（第2章、第3章）、このモデルに基づきフェージングの大きさ（第5章）や時間・空間・周波数領域での相関特性（第6章、第7章）を理論的に明らかにした。

また、実測データ取得のため、海岸や船舶を利用したフィールド実験を実施し（第4章）、このデータにより理論解析結果の妥当性を明らかにした。

さらに、フェージングを克服する技術として、構成と制御が簡易であることを特長とする新しいフェージング軽減方式「偏波制御法」を提案し、その効果を定量的に示した（第8章）。また、将来のマルチスポットビーム運用時の干渉軽減に有用な技術と期待される船舶局側送信電力制御方式についてアルゴリズムの一案を示した（第8章）。

得られた結論を要約すると以下のとおりである。

第2章のまとめ

海面反射フェージングの原因となる海面反射波の強度特性および時間・空間・周波数領域での相関特性を導くための理論モデルを構築した。理論モデルは前方散乱の解析に適した物理光学散乱理論（キルヒホッフ近似法）をベースに低仰角での散乱波に対して影響が大きいしゃへい効果を考慮した。インコヒーレント成分強度の定式化に際しては、海面状態を規定するパラメータとして（有義）波高と傾度偏差を用いた。

第3章のまとめ

第5章以降の具体的な解析の際に必要な海面の統計的性質、特に海面の傾度偏差と波高の関係を明らかにした。波浪の統計データを独自に解析し、発生する大部分の海面状態が含まれる波高1 m～3 mの海では、有義波に着目した傾度偏差の波高依存性は小さくその値として0.04～0.07を得た。傾度偏差がこの範囲の波高に余り依存しない性質は、結果としてインコヒーレント成分が十分発達した

海面状態でのフェージングの大きさを推定する際（第5章）の高精度化に寄与することとなった。

第4章のまとめ

第5章以下で提示する理論解析結果を実証するために実施した3種類のフィールド実験（地上対向実験、海岸での衛星電波受信実験、衛星を利用した船舶実験）の概要と実験データの根拠を示した。

第5章のまとめ

海事衛星通信システム設計上最も重要な特性であるフェージングの大きさに関連する各種諸量の解析（主に1.5GHz帯）を行い、以下の点を明らかにした。

- (1) インコヒーレント成分の海面上の主なる到来領域は方位角方向には狭く俯角方向には広い細長い領域に集中しており、最大強度となる領域は正規反射点より遠方（水平線方向）にある。
- (2) コヒーレント成分とインコヒーレント成分との間でエネルギー保存の関係がかなりよく満たされる。
- (3) 信号強度の確率密度分布は仲上ライス分布である。
- (4) フェージングの深さ（時間率99%値）に主として寄与するパラメータは衛星仰角とアンテナ利得（放射パターン）と波高（および傾度偏差）であり、これらのパラメータとフェージング深さの関係を明らかにした。
- (5) 周波数1GHz～10GHzでのフェージングの大きさの周波数依存性は大きく、発生頻度が高い波高1～3m程度の海面状態に限ってみるとフェージングの深さは周波数の増加とともに減少する。

また、上記（2）の性質を利用したフェージングの深さの簡易推定法を提案した。この章で明らかにした結果は直接システム設計に反映できるものであり、通信の高信頼性化に寄与するものである。

第6章のまとめ

フェージングの時間的変動に関する性質として周波数スペクトラムと減衰持続時間特性を解析し以下の点を明らかにした。

- (1) スペクトラムの広がり（すなわち変動の速さ）は仰角、波高、傾度偏差、波の方向、船の速度と方向、船の動揺に依存し、一般的傾向として、仰角、波高、

船舶速度、動揺が大きいほどスペクトラムの広がりが大きくなる。

- (2) フェージングが問題となる仰角 $5^{\circ} \sim 10^{\circ}$ では、パワースペクトラムの -10 dB幅（ピークから 10 dB低下する周波数）は、上述のパラメータの現実的な範囲の中で 0.3 Hz ~ 5 Hz程度である。
- (3) 減衰持続時間と減衰発生間隔のそれぞれの平均値はフェージングのパワースペクトラムから十分な精度で求められる。低仰角で時間率 99% をしきい値とした平均持続時間は $0.05 \sim 0.4$ 秒、平均発生間隔は $5 \sim 40$ 秒程度である。
- (4) 減衰持続時間および減衰発生間隔の分布形は時間率 99% 以下の任意の時間率に対して、すべて指数分布型で近似できる。すなわち、その確率過程はポアソン過程である。

ここで求めたフェージングの時間的変動に関する諸特性は、デジタル通信における通信方式（変調方式や誤り訂正方式）を検討する際の基礎的知見を与えるものである。

第7章のまとめ

フェージングの空間および周波数領域での相関特性を解析し以下の点を明らかにした。

- (1) インコヒーレント成分が空間的に無相関として取り扱える距離は、垂直方向で 1 m以上、水平方向で 20 m以上である。
- (2) 垂直方向 40 cm付近に、仰角 $5^{\circ} \sim 10^{\circ}$ にわたって受信強度の変動の相関係数が負となるところがあり、最も小さいアンテナ間隔でスペースダイバーシチによるフェージング軽減を行おうとする場合にはこの程度のアンテナ間隔が適している。
- (3) 信号帯域幅が数十KHz以内の海事衛星通信で発生する海面反射フェージングは、帯域全体にわたって一様に信号強度が変動するフラットフェージングである。
- (4) 受信（または送信）総合帯域幅が 10 MHz程度の通信では、この帯域内の任意の2つの周波数でのフェージングパターンはほぼ同一である。このことによって周波数ダイバーシチではフェージングの軽減が困難である。
- (5) 100 MHz程度周波数差がある上り下り回線間（送受信信号間）でのフェージングパターンは無相関（あるいは不定）である。
- (6) 複素数に拡張した周波数相関特性（複素周波数相関特性）から、海面反射フェ

ージングを3波モデル、4波モデル等の伝送路モデルで表現することができる。

ここで述べた相関特性は今後のデジタル海事衛星通信時代の到来に向け、周波数や電力資源の有効利用関連諸技術の開発に役立つものと期待できる。

第8章のまとめ

海面反射フェージングを克服する技術として、フェージング軽減方式と船舶局側送信電力制御技術を述べた。

フェージング軽減方式については、海面反射波が特有の偏波特性を有していることに着目した新しい方式として偏波制御法 (Polarization Shaping Method) を提案し、その原理の説明と効果の定量的評価を行った。評価の結果、この方式は送・受信両回線に対して十分なフェージング抑圧効果を有していることが明らかになった。又、効果に関する理論的検討結果は実験的にも確認された。

送信電力制御については、将来のマルチスポットビーム運用の際のシステム間干渉の軽減のために必要な技術であることを述べ、オープンループ制御アルゴリズムの一案を提示した。

筆者が本テーマに関する最初の論文として文献(1)の原稿をIEEEの「アンテナ・伝搬」の論文誌 (Transaction on Antennas & Propagation) に投稿したとき、査読者の一人からのコメントとして「このような環境下でインコヒーレント成分がコヒーレント成分と同等にまで発達するのは驚き (surprising) であり、本当に正しいのか？」という疑問が呈せられていた。これは、それまでこの種の実験 (grazing angle の小さい forward scattering) では、Beard等の測定⁽²⁾があるのみで、その結果からはインコヒーレント成分はどんなに発達しても電力的にコヒーレント成分の最大値の半分以下というものでこれが常識のようになっていたからである。その後さらに解析を進め、またデータを取得するに従って筆者等の結果の正しさが確認され、今ではこれが常識になりつつある。(Beard等の測定が間違っていたわけではなく、環境条件の違いによってであり、Beard等の実験結果は本論文のモデルでも説明づけることができる)

第1章でも述べたように本テーマに取り組んだ初期の段階ではフェージングの諸特性が皆目不明で回線設計にも支障をきたしたが、本論文で述べた内容を含めたここ数年の多くの研究者の努力によって、回線設計の際の伝搬劣化量の推定等におい

ては実用的に十分な精度で諸特性が把握できるようになってきている。

又、ここで述べた理論モデルは海事衛星通信の伝搬劣化量を推定する手法として C C I R（国際無線通信諮問委員会）の勧告手法⁽³⁾にも採用され、移動体衛星通信の発展に寄与するものとなっている。

さらに、ここでの成果は同様の環境条件にある航空衛星通信の海面反射フェージングの解析⁽⁴⁾に活かされ、発展的に研究が進められている。

また、フェージング環境下でのデジタル伝送特性評価等においては実環境下でのフェージングを計算機内部や実験室の装置で発生できるようなシミュレーションアルゴリズムの確立が重要になっており、この研究にはここで取り扱った統計的な性質が活用されている⁽⁵⁾、⁽⁶⁾。

さらに、本論文の成果はフェージング環境下での所望波対干渉波比（C/I）の評価モデル⁽⁷⁾、⁽⁸⁾や、反射波のより積極的な利用あるいはアンテナ・伝搬・通信方式の三身一体でフェージングを克服する等新しいフェージング軽減方式⁽⁹⁾、⁽¹⁰⁾の研究にも寄与している。

本論文で述べた海面反射フェージングモデルの基盤となるところは各種のフェージング現象に対して共通であり、狭く移動体衛星通信への適用のみならず、同様にフェージングがシステム設計に大きな影響を与えている地上系移動通信に対しても寄与できるものと期待できる。

第9章の参考文献

- (1) Karasawa, Y. and Shiokawa, T.: Characteristics of L-band multipath fading due to sea surface reflection, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-32, 6, pp.618-623, (1984)
- (2) Beard, C.I.: Coherent and incoherent scattering of microwaves from the ocean, IRE, Trans. Antennas Propagat., vol. AP-4, pp.162-167, (1956)
- (3) CCIR: Propagation data required for the design of earth-space maritime mobile telecommunication systems, Doc. 5/364, SG-5 Final Meeting, Geneva, (1989)
- (4) 安永、唐沢、松戸、塩川：航空衛星通信における海面反射フェージング特性、信学論 (B-II), vol. J72-B-II, 7, pp.297-303, (1989)
- (5) 岩井、安永、唐沢：移動体衛星通信における海面反射フェージングのシミュレーションアルゴリズム、信学技報、A.P90-21, pp.15-22, (1990)
- (6) 岩井、唐沢：移動体衛星通信における海面反射フェージングのシミュレーションアルゴリズム [II]、信学技報、A.P90-72, pp.13-18, (1990)
- (7) 安永、唐沢、塩川：海面反射フェージング下での低G/T船舶地球局の干渉に関する一考察、信学技報、A.P89-32, pp.15-21, (1989)
- (8) 唐沢、安永：仲上ライスフェージング環境下での移動体衛星通信システム干渉評価法、信学技報、SAT90-58, (1991)
- (9) 安永、岩井、唐沢：インマルサット標準C船舶局用海面反射フェージング軽減方式、信学技報、A.P90-10, pp.13-20, (1990)
- (10) 岩井、唐沢：偏波ダイバーシチとインターリーブを組み合わせた海面反射フェージング軽減方式、信学春期全大、(1991)

謝 辞

本論文は筆者が国際電信電話株式会社（KDD）に入社以来、研究所において行った海事衛星通信の海面反射フェージングに関する研究成果をまとめたものである。この間本研究の遂行を暖かく見守り、御指導御鞭撻いただいたKDD研究所歴代所長中込雪男博士、鍛冶弘博士、野坂邦史博士、村谷拓郎博士、小室圭五氏、小野欽司博士に謹んで感謝の意を表する。

筆者の大学院在学中の研究を御指導くださり、かつ本論文をまとめるにあたり、終始懇切なる御教示と御尽力をいただいた京都大学教授・超高層電波研究センター長加藤進博士に深甚なる謝意を表する。また、京都大学教授木村磐根博士ならびに深尾昌一郎博士には論文とりまとめに際して有益な御指導・御助言をいただいた。ここに厚く御礼申し上げる。

京都大学名誉教授池上文夫博士には海面反射フェージング研究の初期の段階から、筆者らの研究に対して深い御理解と暖かい励ましをいただいた。その励ましが研究推進の力になっており、大変ありがたく衷心より謝意を表する。

研究遂行のそれぞれの過程において、横井寛博士（現防衛大学校教授）、小川明博士（現名古屋大学教授）、栗原弘博士（現KDDクリエイティブ（株）社長）、平田康夫博士（現事業開発本部審議役）、研究所次長高橋行俊博士には、卓越した見通しをもってご指導を賜り、心から感謝する。

研究所次長山田松一博士には、本研究の遂行の全過程において適切なご指導をいただき、また、早い段階から本論文のとりまとめに御尽力を賜った。ここに謹んで感謝する。無線応用グループリーダー塩川孝泰博士には、直属の上司として本研究の端緒を開いていただき、かつ研究遂行の各過程において適切なご指導・助言・叱咤激励をいただいた。本研究の骨子となる多くの学会論文は塩川博士との共著であり、塩川博士に負うところは非常に大きい。衷心より謝意を表する。

本研究はその性質上多くの方々の御援助を得た。とりわけフィールド実験を共に進めた結城浩徳氏（現KDDシンガポール事務所長）、安永正幸氏（現ネットワーク開発本部開発部）、野本真一氏、松戸孝氏他旧無線伝送研究室（現無線応用グループ）関係各位、また、安田豊博士（現事業開発本部移動体通信グループリーダー）を初めとする旧伝送信号処理研究室関係各位の御協力に対して厚く御礼申し上げる。