

スペースダイバーシチおよび自動等化器併用時の瞬断率改善効果

正員 田島 浩二郎[†] 正員 小牧 省三[†] 正員 岡本 栄晴[†]

Outage Probability of a Digital Microwave Radio Equipped with Space Diversity and Adaptive Equalizer

Kojiro TAJIMA[†], Shozo KOMAKI[†] and Yoshiharu OKAMOTO[†],
Regular Members

あらまし 本論文は、スペースダイバーシチならびに自動等化器を併用した場合の瞬断率改善効果を明らかにしたものである。デジタルマイクロ波方式においては、マルチパスフェージングの影響を補償するために種々のフェージング補償装置を併用している。これ等の装置を併用した場合には、それぞれ単独に使用した場合に比べ、余分の改善効果(相乗効果)が得られる。しかし、この相乗効果については理論的にその存在が確認されておらず、また定量的な検討も行われていなかった。本論文では、帯域内振幅偏差の発生確率を用いて回線断となる時間率を推定できることに着目し、まず各種のフェージング補償技術を適用した場合の瞬断時間率を求め、さらにこれ等からSDならびに自動等化器を併用した場合の瞬断時間率改善効果に相乗効果が存在することを理論的に明らかにし、その値を定量的に示した。この結果、同相合成SDの場合は自動等化器による改善効果とほぼ同程度の相乗効果が得られることを明らかにした。また、この値を室内シミュレーションによる実測値と比較し、ほぼ妥当な値であることを確認した。

1. ま え が き

近年、デジタル需要の増大に対処するため、各国において伝送路のデジタル化が盛んに進められている。デジタルマイクロ波方式は、既存のマイクロ波ルートを用いてデジタル伝送路の建設が可能であるため、迅速かつ経済的な伝送路建設が可能であり、今後のデジタル伝送路の基幹となるものと思われる⁽¹⁾。

この方式は、伝送路で発生するマルチパスフェージングによる影響を受け易く、これを補償するためにスペースダイバーシチ(SD)ならびに自動等化器が広く導入されるものと思われる。従って、これ等の装置による改善量を定量的に把握することは極めて重要な課題である。特にSDと自動等化器を併用した場合の改善効果はそれぞれを単独に使用した場合の改善効果から類推される値(改善効果の積)に比べ非常に大きくなるという実測結果があり、両者を併用することに

よる余分の効果が期待できる^{(2),(3)}(以下これを相乗効果と呼び、併用時の改善効果と前述の改善効果積との比で定義する)。

しかし、相乗効果に対しては、実験的にその存在が予想されることが報告されているだけであり、理論的にその存在が確認されておらず、また定量的な検討も行われていなかった。

本論文では、両者を併用した場合の相乗効果に対する理論的検討を加え、その発生過程を理論的に明らかにし、その値に対し定量的な解析を加える。相乗効果を明らかにする場合は、回線が断となる確率(瞬断率)を知る必要があるが、ここでは瞬断率と高い相関を有する帯域内振幅偏差(In-band Amplitude Dispersion)を用いる方法⁽⁴⁾と、その帯域内振幅偏差を発生する原因である2波モデルフェージングの性質(Signature)を用いる方法⁽⁵⁾との2種類を用い、いずれの方法を用いても相乗効果が存在することを示す⁽⁶⁾。

2. 帯域内振幅偏差を用いた相乗効果の算出法

2.1 帯域内偏差と瞬断の関係

マルチパスフェージング下で発生する瞬断と帯域内

[†] 電電公社横須賀電気通信研究所, 横須賀市
Yokosuka Electrical Communication Laboratory, N.T.T.,
Yokosuka-shi, 238 Japan

論文番号: 昭58-論209[B-67]

振幅偏差とが高い相関を有することが明らかにされている⁽⁴⁾。図1はマルチパスフェージング下における16 QAM方式の符号誤り率とナイキスト帯域内の振幅偏差の瞬時相関を示したものであり、高い相関があることが分かる。この相関関係は図に示すように、マルチパスの直接波と干渉波の遅延時間差 τ の変化またはSDの有無にかかわらず同様に成立する。このことは、 τ が変化した場合でも周波数特性（振幅特性ならびに遅延特性）が同一であれば、同一の符号誤り率となること、ならびに2波モデルフェージングを仮定した場合には振幅特性と遅延特性には深い相関関係が存在することに原因している。

従って、瞬断率は帯域内偏差がある値を越える確率を用いて推定することが可能である。この瞬断に相当する帯域内振幅偏差は変調方式および復調器（自動等化器を含む）のフェージングに対する強さに依存し、自動等化器のない16 QAM方式の場合はナイキスト帯域における振幅偏差は5 dB程度となる。またこの値は4 PSK波では10 dB、64 QAM波では2 dB程度となる⁽¹⁾。さらに自動等化器の使用によりこの値は増加し、16 QAM波でも9 dB程度の偏差まで瞬断が発生しない。図2に16 QAM波に対する瞬断に相当する帯域内振幅偏差を実測した結果をまとめて示した。

2.2 帯域内振幅偏差の分布

帯域内振幅偏差の確率分布は、3つの周波数で受信される電力の分布から算出できる。しかし、フェージングで発生する周波数特性劣化は二次ひずみよりも一次ひずみの方が発生率が高い。特に干渉波の遅延時間差が符号周期の1/2に比べて十分小さい場合には一次振幅ひず

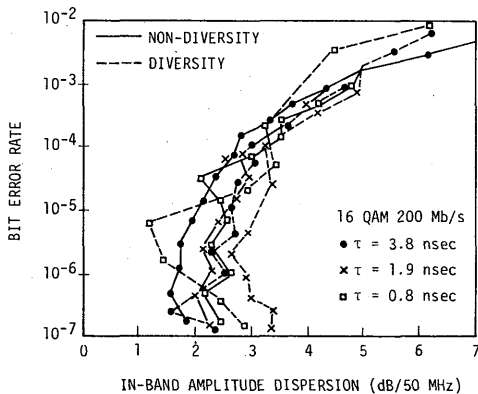


図1 符号誤り率と帯域内振幅偏差の相関
Fig.1 - Correlation between BER and in-band dispersion.

みがほとんどである⁽⁴⁾。このため、帯域内振幅偏差の確率分布は帯域内の一次傾斜の確率分布で近似できる。この場合は、周波数間隔が $4f$ 離れた周波数で受信される信号電力 R_1, R_2 の比 $z = R_1/R_2$ の分布を算出すれば良い。種々の受信電力分布を有する信号に対してその比の分布が明らかにされている^{(7),(8)}。マイクロ波帯フェージング時の受信電力分布は、ガンマ分布の比を用いて算出された帯域内振幅偏差 z の累積分布を使用する。この分布は次式で示される。

$$P(z) = \frac{1}{A} \int_0^{\sin^2 \frac{\theta}{2}} x^{\lambda-1} (1-x)^{\lambda-1} dx \quad (1)$$

但し

$$A = \Gamma(\lambda)^2 / \Gamma(2\lambda) \quad (2)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left[\sqrt{\frac{4(1-\rho_f)z}{(1-z)^2}} \right] \quad (3)$$

$$\Gamma(\lambda) = \int_0^\infty t^{\lambda-1} e^{-t} dt \quad (4)$$

また ρ_f は $4f$ だけ離れた周波数で受信される信号電力の相互相関係数、 λ はフェージングの深さを示す変数であり、レイリーフェージングの場合は $\lambda = 1$ 、同相合成SDの場合は $\lambda = 2$ となる。この場合の帯域内振幅偏差の分布は次式で表現できる。

$$P_S(z) = 2\alpha \quad ; \text{単一受信} (\lambda = 1) \quad (5)$$

$$P_{SD}(z) = 6\alpha^2 - 4\alpha^3 \quad ; \text{2重ダイバーシチ} \quad (6)$$

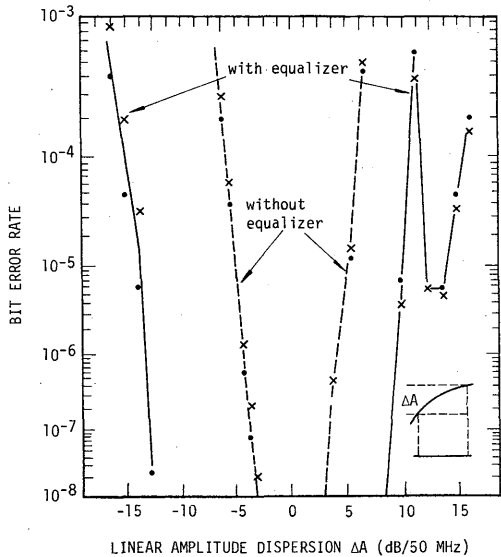


図2 符号誤り率と帯域内振幅偏差の関係
Fig.2 - Relationship between BER and in-band dispersion.

$$(\lambda = 2)$$

但し

$$\alpha = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \frac{1-z}{\sqrt{(1+z)^2 - 4\rho_f z}} \right\} \quad (7)$$

2.3 同相合成SDによる改善効果

同相合成SD (MAP-SD) による改善効果は、瞬断時間率が改善される量をもとに定義される。

$$I_{SD} \equiv P_0 / P_{SD} \quad (8)$$

ただし、 P_0 は単一受信時の瞬断率、 P_{SD} はMAP-SD受信時の瞬断率である。一方、以上述べたように、瞬断時間率は、帯域内振幅偏差の分布を用いて推定できるので、以下の値となる。

$$P_0 = P_S(z=z_0) = 2\alpha_0 \quad (9)$$

$$P_{SD} = P_{SD}(z=z_0) = 6\alpha_0^2 - 4\alpha_0^3 \quad (10)$$

ただし、 α_0 は瞬断に相当する帯域内偏差 z_0 を用いて次式で与えられる。

$$\alpha_0 = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \frac{1-z_0}{\sqrt{(1+z_0)^2 - 4\rho_f z_0}} \right\} \quad (11)$$

これよりMAP-SDによる改善量 I_{SD} は次式となる。

$$I_{SD} = 1 / (3\alpha_0 - 2\alpha_0^2) \quad (12)$$

改善効果 I_{SD} を算出した結果を図3に示す。例えば16 QAM波 ($z_0 = 5$ dB) では $\rho_f = 0.9$ に対し、 $I_{SD} = 6$ 程度の改善量が得られる。また、4 PSK波に対しては15 QAM波よりも大きな改善量を期待できることも分かる。

2.4 自動等化器による改善効果

自動等化器を使用した場合の改善効果は次式のように定義される。

$$I_{EQ} \equiv P_0 / P_{EQ} \quad (13)$$

ここで、 P_{EQ} は自動等化器のみを使用した場合の瞬断率であり、自動等化器使用時の瞬断に相当する帯域内偏差 z_{EQ} を用いて次式で表わされる。

$$P_{EQ} = P_S(z=z_{EQ}) = 2\alpha_{EQ} \quad (14)$$

ここで、 α_{EQ} は z_{EQ} を用いて次式で示される。

$$\alpha_{EQ} = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \frac{1-z_{EQ}}{\sqrt{(1+z_{EQ})^2 - 4\rho_f z_{EQ}}} \right\} \quad (15)$$

従って、改善量 I_{EQ} は次式となる。

$$I_{EQ} = \alpha_0 / \alpha_{EQ} \quad (16)$$

I_{EQ} の計算結果を図4に示す。例えば $z_{EQ} = 10$ dB の能力を有する等化器で $\rho_f = 0.9$ の場合は、16 QAM波に対して $I_{EQ} = 3.7$ 程度、4 PSK波に対して $I_{EQ} = 2$ 程度の改善効果が得られることが分かる。自動等化器の z_{EQ} は、等化器の種別、形式によって異なるが、 z_{EQ} が判明すれば各種の自動等化器に対して同様の算

出が可能である。

2.5 SDと自動等化器併用時の改善効果

SDと自動等化器を同時に使用した場合の瞬断率 P_{SD+EQ} は次式となる。

$$P_{SD+EQ} = P_{SD}(z=z_{EQ}) = 6\alpha_{EQ}^2 - 4\alpha_{EQ}^3 \quad (17)$$

従って改善効果 I_{SD+EQ} は次式となる。

$$I_{SD+EQ} = P_0 / P_{SD+EQ} = 2\alpha_0 / (6\alpha_{EQ}^2 - 4\alpha_{EQ}^3) \quad (18)$$

この瞬断率改善効果の計算例を図5に示す。例えば $z_0 = 5$ dB、 $z_{EQ} = 10$ dB、 $\rho_f = 0.9$ の場合、 $I_{SD+EQ} = 83$ となり、SDと自動等化器を併用した場合はそれぞれを単独に使用した場合の改善効果 $I_{SD} = 6$ 、 $I_{EQ} = 3.7$ の積よりも大きくなる事が分かる。

2.6 相乗効果

SDと自動等化器を同時に使用した場合の相乗効果を示す係数 ξ を次式で定義する。

$$\xi \equiv I_{SD+EQ} / (I_{SD} \cdot I_{EQ}) \quad (19)$$

この様に定義すれば、併用時の改善効果 I_{SD+EQ} は、

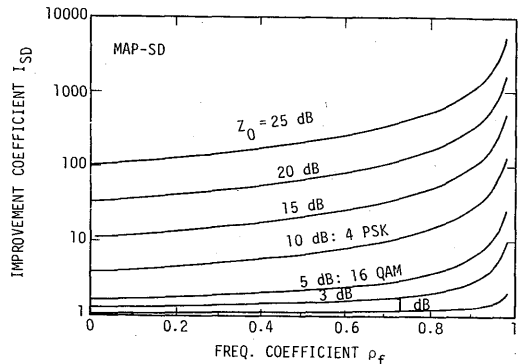


図3 SDによる改善効果
Fig.3 - Space diversity improvement factor.

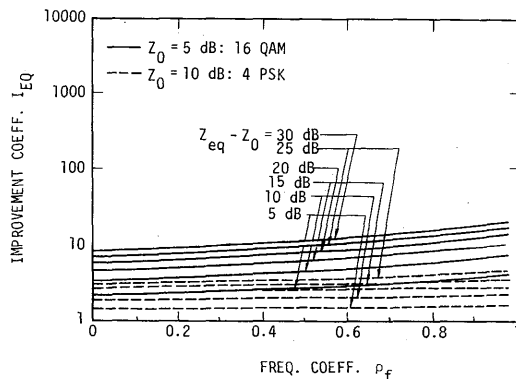


図4 等化器による改善効果
Fig.4 - Adaptive equalizer improvement factor.

$\xi \cdot I_{SD} \cdot I_{EQ}$ で推定することができ、それぞれを単独に使用した場合の改善効果のみを用いて併用時の改善効果を推定できるため、計算が容易となる。式(12), (16), (18)より ξ は次式となる。

$$\xi = (3\alpha_0 - 2\alpha_0^2) / (3\alpha_{EQ} - 2\alpha_{EQ}^2) \quad (20)$$

また、式(12), (16)の I_{SD} , I_{EQ} のみを用いると式(20)は次式で表わすことができる。

$$\xi = I_{EQ} \left/ \left\{ 1 + \frac{1}{8} \frac{I_{SD}}{I_{EQ}} (I_{EQ} - 1) \left(3 - \sqrt{9 - \frac{8}{I_{SD}}} \right)^2 \right\} \right. \quad (21)$$

この計算結果を図6に示す。図より明らかなように、 $\xi \approx I_{EQ}$ となり、自動等化器で改善された量だけ相乗効果が期待できることが分かる。例えば、 $z_0 = 5$ dB

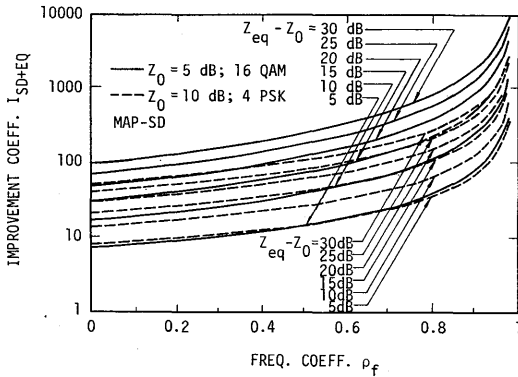


図5 SD, 等化器併用時の改善効果
Fig.5 - Improvement factor with SD and EQ.

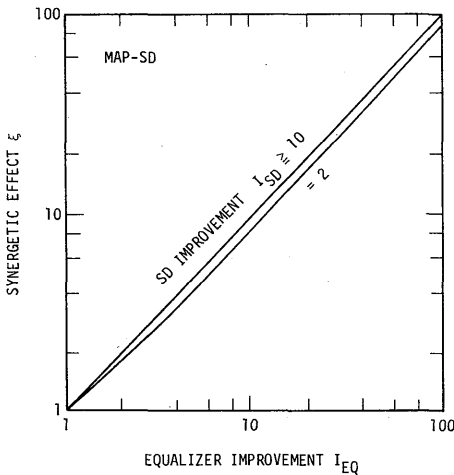


図6 MAP-SDと自動等化器併用時の相乗効果
Fig.6 - Synergetic effect of MAP-SD and EQ.

$z_{EQ} = 10$ dB, $\rho_f = 0.9$ の場合は $I_{SD} = 6$, $I_{EQ} = 3.7$ で明らかに $I_{SD+EQ} > I_{SD} \cdot I_{EQ}$ となっており $\xi = 83/6 \times 3.7 = 3.7$ の相乗効果が存在し、 I_{EQ} とほぼ等しくなることが分かる。

以上の結果から以下のことが明らかになった。

- (i) 相乗効果は、SD適用時の帯域内振幅偏差累積分布と、SDを適用しない場合の分布の傾斜の差が存在することによって発生し、傾斜の差が大きい程大きくなる。
- (ii) 相乗効果は、自動等化器の能力を示す z_{EQ} (瞬断に相当する帯域内振幅偏差) に依存し、これが大きい程望ましい。
- (iii) 同相合成SDの場合、相乗効果は自動等化器の改善効果と等しい値となるため、併用時の改善効果は $I_{SD+EQ} \approx I_{SD} \cdot I_{EQ}^2$ となる。

3. 最小振幅偏差SDの相乗効果

帯域内周波数特性劣化を改善するSDとして、最小振幅偏差SD (MID-SD: Minimum Dispersion SD) が提案されている⁽⁹⁾。このSDを用いた場合の相乗効果を示す。このSDは、帯域内周波数特性の改善を目的としており、その結果として周波数相関係数を大きくする効果がある。最小振幅偏差SDを用いた場合の周波数相関係数 ρ_{fMID} は次式となることが分かっている。

$$\rho_{fMID} = 0.463 \rho_f + 0.537 \quad (22)$$

これより、最小振幅偏差SDを使用した場合の瞬断率は

$$P_{MID} = P_{SD}(\alpha_{MID}) = 6\alpha_{MID}^2 - 4\alpha_{MID}^3 \quad (23)$$

ここで α_{MID} は ρ_{fMID} ならびに z_0 を用いて次式で与えられる。

$$\alpha_{MID} = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \frac{1 - z_0}{\sqrt{(1 + z_0)^2 - 4\rho_{fMID} z_0}} \right\} \quad (24)$$

さらに、自動等化器と併用した場合の瞬断率は次式となる。

$$P_{MID+EQ} = P_{SD}(\alpha_{MID+EQ}) = 6\alpha_{MID+EQ}^2 - 4\alpha_{MID+EQ}^3 \quad (25)$$

但し

$$\alpha_{MID+EQ} = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \frac{1 - z_{EQ}}{\sqrt{(1 + z_{EQ})^2 - 4\rho_{fMID} z_{EQ}}} \right\} \quad (26)$$

従って、それぞれの場合の改善効果係数は次式となる。

$$I_{MID} = \frac{\alpha_0}{(3\alpha_{MID}^2 - 2\alpha_{MID}^3)} \quad (27)$$

$$I_{EQ} = \alpha_0 / \alpha_{EQ} \quad (28)$$

$$I_{MID+EQ} = \frac{\alpha_0}{(3\alpha_{MID+EQ}^2 - 2\alpha_{MID+EQ}^3)} \quad (29)$$

これより相乗効果係数は次式となる。

$$\xi_{MID} = I_{MID+EQ} / (I_{MID} \cdot I_{EQ}) \\ = \frac{(3\alpha_{MID}^2 - 2\alpha_{MID}^3)}{(3\alpha_{MID+EQ}^2 - 2\alpha_{MID+EQ}^3)} \cdot \frac{\alpha_{EQ}}{\alpha_0} \quad (30)$$

図7は式(30)の数値計算例である。図より以下のことが分かる。

- (i) 最小振幅偏差SDは帯域内振幅偏差の傾斜を同相合成SDよりも大きく改善できるので相乗効果も同相合成SDに比べて大きくできる。
- (ii) z_0 が小さい場合、またはSDによる改善効果が小さい程、相乗効果が大きくなる。

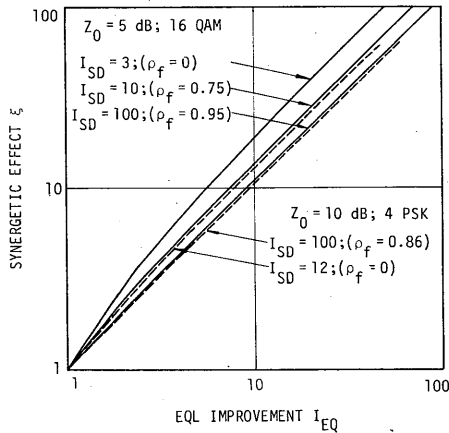


図7 MID-SDと自動等化器併用時の相乗効果
Fig.7- Synergetic effect of MID-SD and EQ.

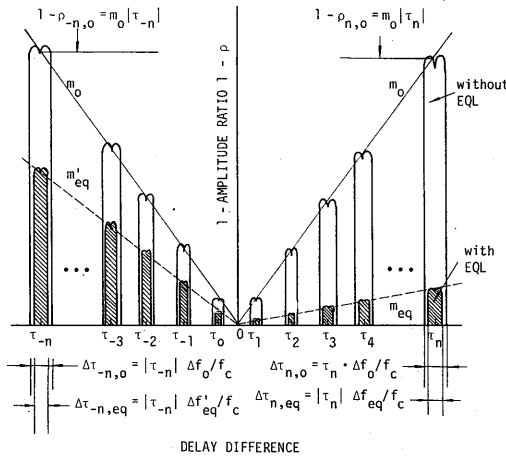


図8 シグナチャの概念図
Fig.8- Concept of signature.

4. シグナチャを用いた相乗効果の算出法

4.1 シグナチャ

帯域内振幅偏差を用いた瞬断率推定法以外に、直接波と干渉波の振幅比の分布を用いた推定法が存在する¹⁰。この方法では、変復調器ならびに自動等化器の強さを示すために、シグナチャ (Signature) という概念を使用する⁶⁾。図8は、この方法の概念を示したものであり、図の曲線をシグナチャと呼び曲線の内側の領域は、符号誤り率が 10^{-4} を越える領域を示している。従って、伝搬路の特性 (直接波に対する干渉波の振幅比 ρ 、ならびに遅延時間差 τ) が曲線の内側に落ち込む確率を算出することによって瞬断率を計算することができる。シグナチャを方形で近似した場合、この瞬断率は次式で与えられる (付録参照)。

$$P_{out} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} P(\rho_n) \cdot p_r(\tau_n) \cdot \Delta\tau_n \quad (31)$$

ここで、 $P(\rho_n)$ は振幅比 ρ の $\rho_n < \rho < 1$ までの累積確率を示し、 $p_r(\tau_n)$ は τ の密度関数を示す。また τ_n は直接波と干渉波が逆位相となる遅延時間差であり、式(A.2)で与えられる。

4.2 振幅比分布

振幅比 ρ の分布については単一受信時のものが実測されている^{11), 12)}。しかし、反射波の有無等の伝搬区間が異なった場合の分布が明らかにされておらず、またSD適用時の振幅比分布もまた明らかにされていない。このため、ここでは一様分布を含む次式のように一般性の高い累計分布を仮定する。

$$P_0(\rho) = (1-\rho)^a \quad ; \text{単一受信} \quad (32)$$

$$P_{SD}(\rho) = (1-\rho)^b \quad ; \text{SD受信} \quad (33)$$

ここで $a < b$ である。

4.3 SDによる改善効果

単一受信時の瞬断率 P_0 は式(31)および(32)より次式となる。

$$P_0 = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (1-\rho_{n,0})^a p_r(\tau_n) \Delta\tau_{n,0} \quad (34)$$

さらに、式(A.4)ならびに(A.5)を用いると、

$$P_0 = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (m_0, \tau_n)^a p_r(\tau_n) \tau_n \frac{df_0}{f_c} \\ = m_0^a \frac{df_0}{f_c} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \tau_n^{a+1} p_r(\tau_n) \\ = m_0^a \frac{df_0}{f_c} \langle \tau^{a+1} \rangle \quad (35)$$

ここで、 $\langle x^n \rangle$ は x の n 次モーメントを示す。同様に

SD受信時の瞬断率は、

$$P_{SD} = m_0^\beta \frac{df_0}{f_c} \langle \tau^{\beta+1} \rangle \quad (36)$$

従ってSDによる改善効果は次式となる。

$$I_{SD} = P_0 / P_{SD} = m_0^{\alpha-\beta} \frac{\langle \tau^{\alpha+1} \rangle}{\langle \tau^{\beta+1} \rangle} \quad (37)$$

4.4 自動等化器による改善効果

自動等化器を使用した場合の瞬断率は、次式となる。

$$\begin{aligned} P_{EQ} &= \sum_{n=-\infty}^n (1-\rho_{n,eq})^\alpha p(\tau_n) \Delta \tau_{n,eq} \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} m_{eq}^\alpha \cdot \frac{df_{eq}}{f_c} \tau_n^{\alpha+1} p(\tau_n) \\ &\quad + \sum_{n=0}^{-\infty} m_{eq}'^\alpha \frac{df_{eq}'}{f_c} \tau_n^{\alpha+1} p(\tau_n) \\ &= m_{eq}^\alpha \frac{df}{f_c} \langle \tau_n^{\alpha+1} \rangle_+ + m_{eq}'^\alpha \frac{df'}{f_c} \langle \tau_n^{\alpha+1} \rangle_- \\ &\doteq m_{eq}'^\alpha \frac{df_{eq}'}{f_c} k \langle \tau_n^{\alpha+1} \rangle \end{aligned} \quad (38)$$

ただし、 k は τ の分布の正負の非対称性を示す係数であり、対称に生起する場合は $k=1/2$ となる。これより、自動等化器使用時の改善係数 I_{EQ} は次式となる。

$$I_{EQ} = P_0 / P_{EQ} = (m_0 / m_{eq}')^\alpha \cdot \frac{1}{k} \frac{df_0}{df_{eq}'} \quad (39)$$

4.5 SDと自動等化器併用時の改善効果

SDと自動等化器を併用した場合の瞬断率は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} P_{SD+EQ} &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} (1-\rho_{n,eq})^\beta p(\tau_n) \Delta \tau_{n,eq} \\ &\doteq \frac{1}{2} m_{eq}'^\beta \frac{df_{eq}'}{f_c} \langle \tau_n^{\beta+1} \rangle \end{aligned} \quad (40)$$

従って、改善効果は次式となる。

$$\begin{aligned} I_{SD+EQ} &= P_0 / P_{SD+EQ} \\ &= \frac{m_0^\alpha}{m_{eq}'^\beta} \frac{1}{k} \frac{df_0 \langle \tau_n^{\alpha+1} \rangle}{df_{eq}' \langle \tau_n^{\beta+1} \rangle} \end{aligned} \quad (41)$$

4.6 相乗効果

式(37), (39), (41)より相乗効果は次式となる。

$$\begin{aligned} \xi &= I_{SD+EQ} / (I_{SD} \cdot I_{EQ}) = \left(\frac{m_0}{m_{eq}'} \right)^{\beta-\alpha} \\ &= (I_{EQ,\rho})^{\frac{\beta}{\alpha}-1} \end{aligned} \quad (42)$$

ここで、 $I_{EQ,\rho}$ は

$$I_{EQ,\rho} = (m_0 / m_{eq}')^\alpha \quad (43)$$

であり、自動等化器による改善効果のうち、 df の改善効果 df_0/df_{eq}' ならびに τ の正負の分布が非対称になる

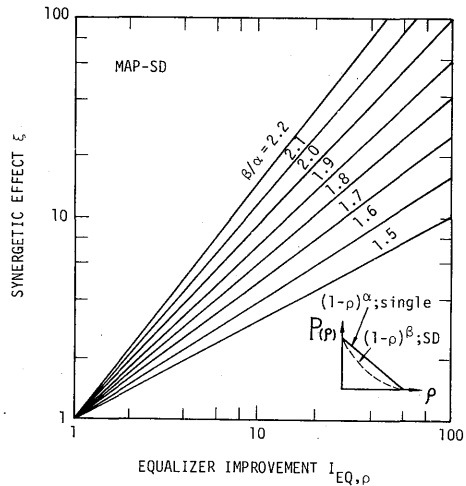


図9 SDと自動等化器併用時の相乗効果
Fig.9 - Synergetic effect of SD and EQ.

ことによる改善係数 $1/k$ を除いた項である。

これを図示すると、図9のようになる。これより以下のことが分かる。

- (i) 相乗効果成分は、自動等化器によるシグナチャの振幅比方向の改善量ならびにSDによる振幅比分布の改善に依存し、自動等化器の df 方向の改善には依存しない。
- (ii) SDによる振幅比分布の改善が大きい程、相乗効果は大きい。
- (iii) 同相合成SDの場合は、 $\beta/\alpha=2$ 程度となっていると推定される。

5. 実験結果

以上述べたように、理論的に相乗効果が存在することが明らかになった。理論的な解析の妥当性を確認するために実験を行った。実験に用いた信号は50%ロールオフ成形された200 Mb/sの16 QAM信号であり、帯域内振幅偏差は中心周波数 f_0 ならびに $f_0 \pm 25$ MHzの3点での偏差を測定した。また、フェージングシミュレータとしては、振幅比 ρ が0~1までの一様分布、遅延時間差は3 nsに固定した。

実測結果を図10に示す。図より、瞬断率が帯域内偏差分布を用いて推測できることがよく分かる。図では瞬断に相当する偏差は、自動等化器の有無に対してそれぞれ4.5 dB, 8.5 dBとなっている。

同相合成SDと自動等化器をそれぞれ単独に使用した場合の改善効果は $I_{SD}=2.5$, $I_{EQ}=3.8$ 程度であり、

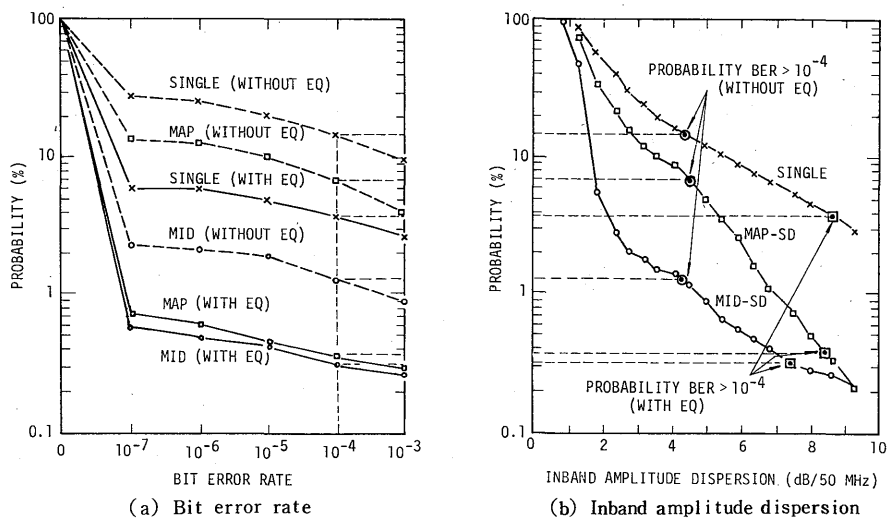


図10 実測結果
Fig.10- Experimental results.

これ等を併用した場合は $I_{SD+EQ} = 38$ 程度の改善効果が得られている。これより、相乗効果 $\xi = 4$ となり、理論的に予想される値 3.8 とほぼ同一の値となり、理論的解析が妥当であることが確認された。

一方、最小振幅偏差 SD を使用した場合は、 $I_{SD} = 11$ である。また、自動等化器を併用した場合の改善効果は、 $I_{SD+EQ} = 50$ となる。従って、相乗効果は $\xi = 1.2$ となる。この値は、理論的に予想される値 3.8 と大きく異なる。これは、最小振幅偏差 SD の場合、大きな帯域内偏差の発生確率が極端に高くなっており、5 dB を越えた点からの分布が改善されていないためである。この原因として、最小振幅偏差 SD の場合、合成後の信号レベルが予め定められた値以下になった場合に信号レベルを増加させる制御を採用していることが考えられる。従って、最小振幅偏差合成の相乗効果については、今後詳細な検討が必要であると思われる。

6. むすび

SD ならびに自動等化器を併用した場合の相乗効果に対する検討を行い、瞬断と関連の高い帯域内振幅偏差を用いて考察を行った場合、ならびにシグナチャを用いて考察を行った場合のいずれにおいても相乗効果が存在することを理論的に明らかにした。また SD ならびに自動等化器それぞれを単独に使用した場合の改

善効果のみを用いて、両者を併用した場合の改善効果を推定可能にした。さらに解析により以下のことを明らかにした。

- (i) 相乗効果は、SD 合成後の帯域内振幅偏差分布の改善、または直接波と干渉波の振幅比の分布の改善によって発生し、SD 後の偏差分布と単一受信時の偏差分布との傾斜の差が大きい程大きくなる。このため、相乗効果を大きくするには、偏差分布の傾斜の改善が大きい SD が望ましい。
- (ii) 相乗効果は、自動等化器の帯域内偏差に対する耐性が高い程大きくなる。また、シグナチャにおいては振幅比方向に対する改善効果が大きい程、相乗効果は大きくなる。一方、自動等化器によるシグナチャの周波数方向の改善は相乗効果に寄与しない。
- (iii) 同相合成 SD の場合、相乗効果は自動等化器による改善効果とほぼ等しくなる。従って SD による改善効果を I_{SD} 、自動等化器による改善効果を I_{EQ} とすると、SD と自動等化器を併用した場合の改善効果は、 $I_{SD+EQ} = I_{SD} \cdot I_{EQ}^2$ で近似できる。
- (iv) 実験的検討を加えた結果、同相合成 SD に対しては理論と等しい相乗効果を得た。ただし、最小振幅偏差 SD については今後の検討が必要であることが明らかになった。

謝辞 日頃御指導を頂く電電公社横須賀電気通信研

究所大容量衛星通信研究室山本室長，無線伝送研究室
小檜山室長ならびに室員の方々に感謝致します。

文 献

- (1) Yamamoto, H. : "Advanced 16QAM Techniques for Digital Microwave Radio", IEEE Commun. Magazine, CM-19, 3 (May 1981).
- (2) 岡本, 小牧, 村瀬: "デジタルマイクロ波方式の伝搬歪補償技術", 昭55 信学通信全大, S6-8.
- (3) Giuffrida, T. S. : "Measurements of the Effects of Propagation on Digital Radio Systems Equipped with Spacediversity and Adaptive Equalization", ICC'79, 48-1 (1979).
- (4) Komaki, S., Horikawa, I., Morita, K. and Okamoto, H. : "Characteristics of a High Capacity 16QAM Digital Radio System in Multipath Fading", IEEE Trans. Commun., COM-27, 12, p.1854 (Dec.1979).
- (5) Emschwiller, M. : "Characterization on the Performance of PSK Digital Radio Transmission in the Presence of Multipath Fading", ICC 78, 47-3 (1979).
- (6) 小牧, 岡本, 森田, 村瀬: "スペースダイバーシティ方式と自動等化器の併用による瞬断率改善効果", 昭56 信学総全大, 2015.
- (7) 奥川, 森永, 滑川: "フェージング信号包絡線の比の確率分布とその一般化について", 信学論(B), J64-B, 11, p.1228-1235 (昭56-11).
- (8) 森田, 樋口: "フェージング時帯域内振幅偏差の推定", 信学技報, AP79-78 (1979).
- (9) 田島, 小牧: "最小振幅偏差スペースダイバーシティ方式の特性", 昭57 信学総全大, 2008.
- (10) 中村, 山本: "フェージングによる波形ひずみとチャネル間干渉増加量", 通研実報, 17, 7, p.1181 (1968).
- (11) 野村, 森本: "超多重FM方式における多重波伝ばんひずみの研究", 通研実報, 19, 3, p.651 (1970).
- (12) Rumlmer, W.D. : "Extension on the Multipath Fading Channel Model", ICC'79, 32-2 (1979).

付 録

シグナチャを用いた瞬断率の推定

図8より瞬断率は次式で与えられる.

$$P_{out} = \sum_{n=1}^{\infty} \int_{\tau_n - \Delta\tau_n/2}^{\tau_n + \Delta\tau_n/2} \int_{\rho_{s,n}}^1 p(\rho, \tau) d\rho d\tau + \sum_{n=0}^{\infty} \int_{\tau_n - \Delta\tau_n/2}^{\tau_n + \Delta\tau_n/2} \int_{\rho_{s,n}}^1 p(\rho, \tau) d\rho d\tau \quad (A\cdot 1)$$

ここで, τ_n は搬送波角周波数 $\omega_c = 2\pi f_c$ を用いて次式のように与えられる.

$$\tau_n = 2\pi(n-1/2)/\omega_c \quad (A\cdot 2)$$

また, $\Delta\tau_n, \rho_{s,n}(\tau)$ は図8に示す瞬断となる領域を示す. 図8のシグナチャを方形で近似し, ρ と τ が独立であると仮定すると, 瞬断率は次式で近似できる.

$$P_{out} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{\rho_n}^1 p_\rho(\rho) d\rho \cdot \int_{\tau_n - \Delta\tau_n/2}^{\tau_n + \Delta\tau_n/2} p_\tau(\tau) d\tau = \sum_{n=-\infty}^{\infty} P(\rho_n) \cdot p(\tau_n) \cdot \Delta\tau_n \quad (A\cdot 3)$$

ここで, $p_\rho(\rho), p_\tau(\tau)$ は, 振幅比 ρ および遅延時間差 τ の密度分布である. また, $P(\rho_n)$ は $p_\rho(\rho)$ の ρ_n から1までの累積分布である. さらに, $\rho_n, \Delta\tau_n$ は, 瞬断領域を示すパラメータであり, 自動等化器の有無で異なり次式で与えられる.

自動等化器なしの場合

$$\rho_{n,0} = 1 - m_0 \tau_n \quad (A\cdot 4)$$

$$\Delta\tau_n = \tau_n \Delta f_0 / f_c \quad (A\cdot 5)$$

自動等化器付の場合

$$\rho_{n,eq} = \begin{cases} 1 - m_{eq} \tau_n & ; n \geq 1 \\ 1 - m'_{eq} \tau_n & ; n \leq 0 \end{cases} \quad (A\cdot 6)$$

$$\Delta\tau_n = \begin{cases} \tau_n \Delta f_{eq} / f_c & ; n \geq 1 \\ \tau_n \Delta f'_{eq} / f_c & ; n \leq 0 \end{cases} \quad (A\cdot 7)$$

(昭和57年11月11日受付)