

Title	最小振幅偏差スペースダイバーシチ受信方式の設計と特性
Author(s)	田島, 浩二郎; 小牧, 省三; 岡本, 栄晴
Citation	電子通信学会論文誌. B. 1983, J66-B(3), p. 367-374
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/2930
rights	copyright©2008 IEICE
Note	

Osaka University Knowledge Archive : OUKA

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

Osaka University

最小振幅偏差スペースダイバーシチ受信方式 の設計と特性

正 員 田島浩二郎[†] 正 員 小牧 省三[†] 正 員 岡本 栄晴[†]

Performance Evaluation of Minimum Dispersion Combiner

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

あらまし 本論文は、最小振幅偏差合成による周波数選択性フェージングに対する瞬断率の改善効果について述べたものである。本合成法は周波数特性の改善に効果が高く、16 QAM等、多値デジタル無線方式の符号誤り率特性の改善に有効である。ここでは、2つのアンテナに受信される干渉波の振幅が異なるフェージングに対しても有効な合成法について動作原理を述べ、その制御法の最適化について検討する。次に干渉等雑音が大きき場合には、周波数特性とともに合成後のレベルをも改善する必要があり、そのどちらを改善するかを決定するレベルの設定は重要である。そのため、ここでは雑音量、干渉波の振幅相関係数について計算・実験により最適値を求めた。その結果、実際の伝搬区間でスペースダイバーシチなしに比べ瞬断率1/30、同相合成に比べ1/6の効果が確認できた。

1. ま え が き

大容量デジタル網を迅速かつ経済的に構築するため、マイクロ波帯を用いた高効率デジタル無線方式の実用化が進められている⁽¹⁾。本方式では、従来の2 PSK, 4PSK変調に代わり、位相のみならず振幅にも情報を乗せる多値変調(16 QAM)を採用し、高い周波数利用効率、大容量伝送を可能にしている⁽²⁾。

一方、マイクロ波帯では多重通路波(干渉波)により周波数選択性フェージングが発生する。多値変調を使用した場合は、この周波数選択性フェージングにより符号誤り率特性が著しく劣化し、これを克服する技術の開発が必要となっている。その一つの解決策として、複数のアンテナで受信された信号を合成あるいは切替えてフェージングの影響を軽減するスペースダイバーシチ(SD)⁽³⁾が考えられる。従来のSDには同相合成⁽⁴⁾が広く用いられている。この合成法は、フェージングによる受信レベルの低下を軽減することに主たる目的をおいたものであるため、デジタル方式に求め

られる周波数特性の改善には十分な効果を有していない。そこで筆者らは、周波数特性の改善に対して効果の高い合成法、すなわち2つのアンテナの受信信号を周波数特性が最も平坦になる位相で合成する最小振幅偏差合成(MID Combiner: Minimum Dispersion Combiner)を提案した^{(5),(6)}。これら文献においては、2つのアンテナで受信される干渉波の振幅が等しいことが前提条件となっており、この場合には干渉波相互が逆位相となるように合成すれば、帯域内の振幅偏差を最小化できた。しかし、実際のフェージングにおいては必ずしも干渉波相互の振幅が等しいとは限らないため、干渉波を逆相となるように合成することでは帯域内の振幅偏差は最小とはならなかった。

そこで本論文では、2つのアンテナで受信される干渉波振幅が互いに相関をもってランダムに変化するようなフェージングモデルを設定し、このような条件下での動作ならびに特性の解析を行なう。また、最小振幅偏差合成は合成後の信号レベルを必ずしも最大にしていないため、従来の同相合成に比べて受信電力が低下し、既存FM回線または直交偏波からの干渉に対して弱くなる。これを防止するため、合成後の信号レベルが予め定められた値(以後これを切替レベルと呼ぶ)以下になった場合には、レベルを最大にするような合

[†]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119[B-43]

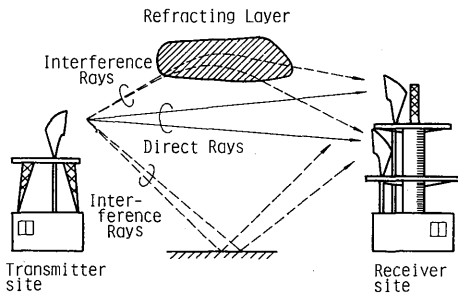


図1 マルチパスフェージングモデル
Fig.1-Multipath fading model.

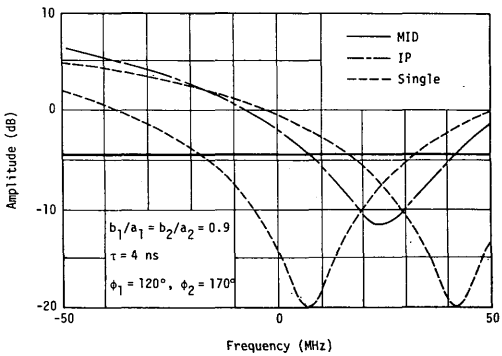
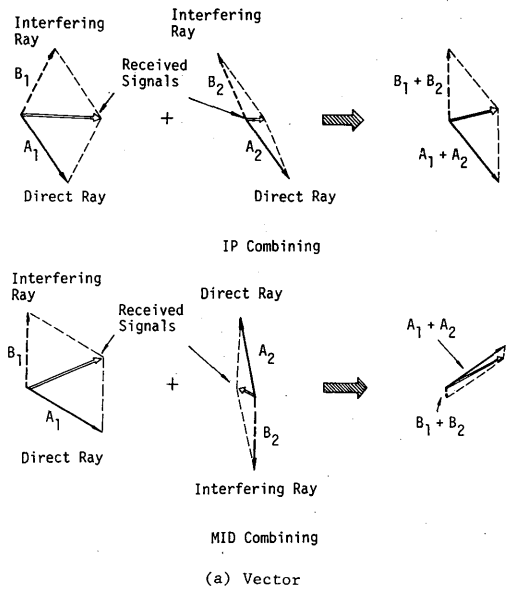
成法を使用する必要がある。しかし、これまで切替レベルの最適化については明らかにされていなかった。そこで、切替レベルを変化させて諸特性の解析を行ない、最適な切替レベルを明らかにする。さらに 200 Mb/s の伝送速度を有する 16 QAM 信号を用いて行なった室内実験ならびに実際の伝搬路を用いた実験結果を示し、最小振幅偏差合成が実際に効果を有することを明らかにする。最後にこれらの結果から、任意の伝搬区間に最小振幅偏差合成を適用した場合の帯域内振幅偏差の発生確率を、周波数相関係数の変換により推定することを試みる。

2. 原理と構成

2.1 原理

マイクロ波の伝搬路に図1のように大気密度の逆転層(ダクト)や海面あるいは地表等の反射面が存在すると、多重波伝搬路が形成される。伝搬路が直接波パスとひとつの干渉波パスの場合、2波フェージングと呼ばれる。さらに多くの干渉波パスが存在する場合は、遅延時間差の大きく異なる2波に代表させることが可能となり、擬似2波モデルと呼んでいる。この場合、直接波および干渉波は複数の波の合成波であるため、2つの受信アンテナ間で各々、異った振幅を持つ。このようなフェージング時には、直接波と干渉波が同時に受信されるため、波形ひずみが生じ、符号誤りの原因となる。特に16QAM等多値変調によるデジタル方式は、4PSK等に比べ高いC/Nが必要なため、多重波伝搬路がもたらす波形ひずみの影響が顕著である。

この対策のひとつとして、従来からマイクロ波FM方式に用いられてきた同相合成(IP Combiner :



(b) Frequency Characteristics

図2 同相合成と最小振幅偏差合成
Fig.2-IP combiner and MID combiner.

In-Phase Combiner)がある。これは合成後の電力が最大となるように、2つの受信波を同一位相とし、合成する方法である。そのため、干渉雑音、熱雑音の軽減に効果が大きく、信号帯域が比較的狭く、雑音による影響が大きい方式に有効である。しかし復調後の波形ひずみの原因となる帯域内の振幅・遅延偏差の改善は十分でなく、さらに効果の大きい合成法が必要である。そのため、帯域内振幅偏差の改善を目的とした最小振幅偏差合成を考案した。

最小振幅偏差合成の原理を同相合成と比較しながら説明する。図2に、2つの受信波の干渉波振幅が等し

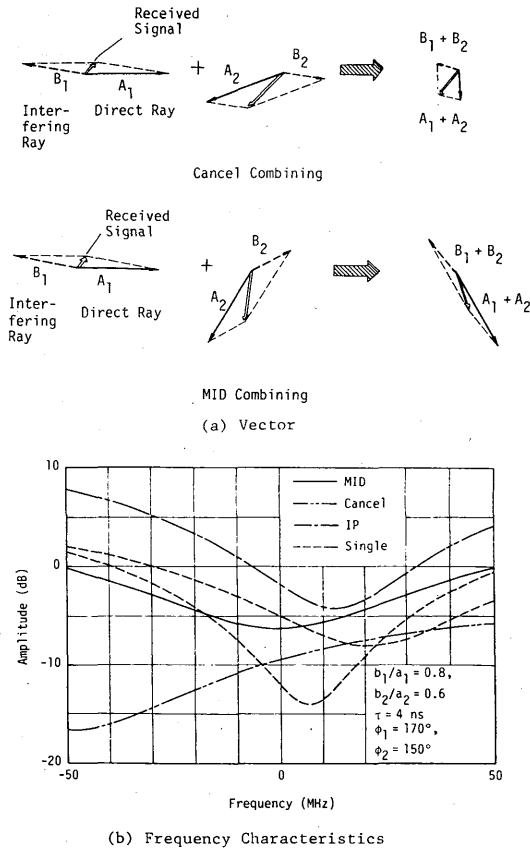


図3 干渉波消去合成と最小振幅偏差合成
Fig.3—Cancel combiner and MID combiner.

い2波フェージングモデルの一例について両者の違いを示す。同相合成では、各々の受信信号すなわち直接波と干渉波のベクトル和の位相を同一にし、合成する。そのため、合成後のレベルは大きくなるが、干渉波成分が残留するため、同図(b)のように周波数特性は平坦にならない。一方、最小振幅偏差合成は、各々の受信信号の干渉波成分を互いに逆相となる位相で合成する。そのため、合成後のレベルは同相合成に比べ低下するが、干渉波成分が残留しないため、周波数特性は平坦となる。

一方、擬似2波モデルの場合は、2つのアンテナ間の干渉波振幅が異なるため、単に干渉波を逆相で合成する方法(Cancel Combining)では、干渉波成分が残留するため、帯域内振幅特性を平坦にできない。この様子を図3に示す。ここでは直接波成分の振幅を2つの受信信号間で同一としている。図からわかるよう

に、干渉波を逆相で合成した場合は、干渉波成分が残留するとともに直接波成分の振幅が必ずしも大きくなるため、振幅の周波数特性は、同図(b)に示すように大きくなる。そこで、干渉波を単に逆相にするのではなく、直接波成分を干渉波成分に比べ相対的に大きくなるようにすれば、合成後の周波数特性が平坦に近く、またレベルも向上するため、より望ましい合成法といえる。

2.2 構成

最小振幅偏差合成の回路構成を図4に示す。2つのアンテナで受信された信号の合成位相を制御するため、一方の経路に移相器を挿入する。次にこれらの信号を合成した後、3周波数(中心周波数140MHz, 140 ± 25MHz)の振幅検出器により帯域内の振幅特性を測定する。これにより、帯域内振幅特性が最も平坦になるように移相器を制御する。ここで移相器は、制御方向判定のための摂動に適する応答特性の良好な電気式移相器⁽⁷⁾(移相ステップ2.8°)を用いた。また制御回路は8ビットマイクロコンピュータにより構成した。

3. 制御法

最小振幅偏差合成は帯域内振幅偏差の抑圧には有効であるが、実際の制御は以下の欠点を補う考慮が必要である。

- (1) 帯域内の振幅偏差が最小になるように合成した結果、合成後の電力レベルが低下した場合、他回線からの干渉や偏波間干渉等の雑音により符号誤り特性が劣化する。
- (2) 軽いフェージングが発生している場合、わずかな帯域内振幅特性まで平坦化する制御を行うと、逆相付近まで制御され、直接波を消去する位相に引込む場合がある。

このため、合成後の帯域内振幅偏差と電力レベルにより、図5に示す制御モードの切替えを行った。各制御

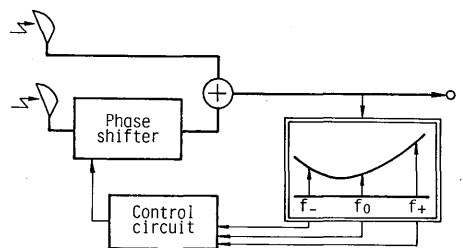


図4 構成
Fig.4—Block diagram.

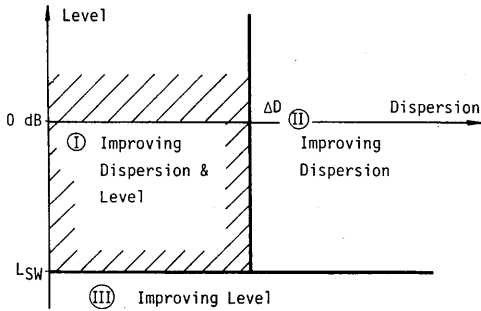


図5 制御モード
Fig. 5 - Control mode.

モードについて説明する。

①定常時(合成電力が雑音の影響を受け始める切替レベル L_{SW} 以上であり、また帯域内振幅偏差が符号誤りを生じない値 ΔD 以内)の制御を安定化するため、偏差と電力レベルの両者の改善方向が一致した場合のみ、移相を行う。

②合成電力が L_{SW} 以上で帯域内振幅偏差が ΔD 以上の場合、合成電力の改善より帯域内振幅偏差の改善を優先する。

③合成電力が L_{SW} 以下となった場合は、雑音の影響を軽減するため、合成電力の改善を優先する。

このように、受信の状態により制御モードを変えているため、例えば、合成電力が L_{SW} 付近で帯域内振幅偏差と合成電力の改善方向が異なる場合には、制御モード①と②の境界で移相量は収束する。そのため、その受信状態では合成電力を L_{SW} に保ちつつ、その条件下で実現できる最良の帯域内振幅特性が得られる。

4. 計算機シミュレーションによる改善効果の評価

最小振幅偏差合成の符号誤り率特性に対する改善効果を調べるため、符号伝送速度 50 Mbaud の 16QAM 信号を想定し、計算機シミュレーションを行った。フェージングの条件は、干渉波の直接波に対する遅延時間差 τ 、2つのアンテナ間の干渉波振幅相関係数 K_p を選んだ。また他回線、他偏波よりの干渉雑音および熱雑音をあわせ、その大きさを定常時 C/N で表わした。その他、シミュレーション条件は以下のとおりである。

(1) 干渉波の遅延時間差 τ は、平均値を固定時間差 τ とし、変動分は位相変化に置換し、その位相分布を一様とした。

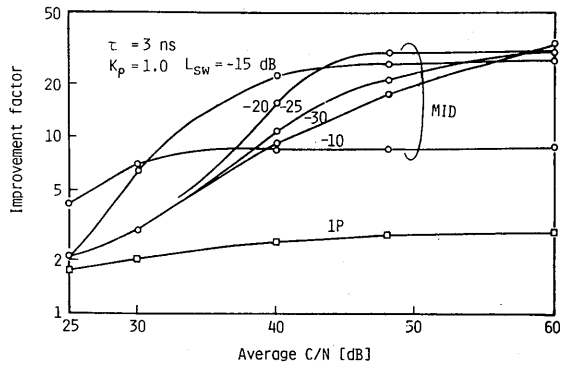


図6 定常時 C/N に対する改善効果(計算)
Fig. 6-Performance to average C/N (calculation).

- (2) 干渉波の振幅分布は、指数分布、ガウス分布等が考えられるが、スペースダイバーシティの改善効果は干渉波の振幅分布に強く依存しないため、直接波との振幅比 $0 \sim 1$ の区間で一様分布とした。
- (3) 最小振幅偏差合成のシミュレーション上の制御は、実際の構成に準じ、中心周波数 f_0 および $f_0 \pm 2.5$ MHz の 3 周波数により行った。ただし、帯域内振幅偏差は帯域内振幅の p-p 値とした。

符号誤り率特性の評価は、2波モデルフェージングの場合、波形ひずみから再生符号の誤り率を求める方法⁽⁸⁾がある。しかし、デジタル信号の帯域内振幅偏差と符号誤りの相関が非常に大きいことが報告されており⁽⁹⁾、計算時間を短縮するため、後者の方法を用いた。

4.1 定常時 C/N に対する効果

干渉等の雑音が存在する場合は、波形ひずみ以外に雑音による符号誤りが発生するため、改善効果は切替レベルに依存すると考えられる。ここでは雑音量を定常時 C/N で規定し、受信電力が低下した分だけ C/N が劣化すると仮定した。

この計算結果を切替レベル L_{SW} をパラメータとし、図6に示す。図からわかるように、定常時 C/N が大きい場合は、 L_{SW} を小さく設定し、帯域内振幅特性を改善することが得策である。一方、定常時 C/N が小さい場合は、 L_{SW} を大きくし、雑音による符号誤りを抑える必要がある。この場合は、同相合成の動作に近くなるため、最小振幅偏差合成と同相合成との改善効果の差は小さくなる。この計算から定常時 C/N に対する L_{SW} の最適値を求めた結果を図7に示す。定常時 C/N が小さい 35 dB 以下の場合、定常時 C/N の増大に従い、最適切替レベルは急激に減少する。一方、定

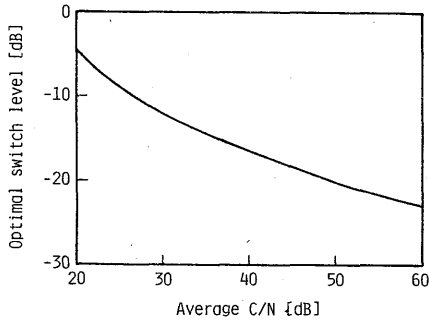


図7 最適切替レベル
Fig.7—Optimal switch level.

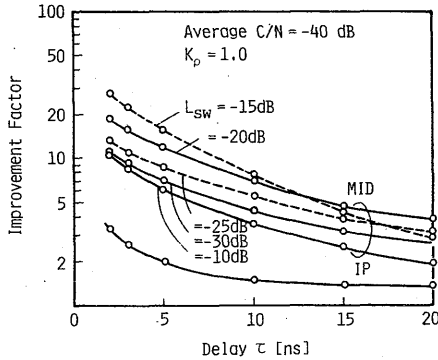


図8 遅延時間差に対する改善効果(計算)
Fig.8—Performance to delay(calculation).

常時 C/N が 35 dB 以上では比較的緩やかな傾斜になる。これは切替レベルを小さく設定しても、帯域内振幅偏差を改善できない場合があるためである。

4.2 遅延時間差 τ に対する効果

図8に遅延時間差 τ に対する改善効果を、切替レベル L_{sw} をパラメータとし、同相合成の場合と併せ示す。遅延時間差 τ が増大すると、残留する干渉波の振幅が同等であっても、 τ が小さい場合と比較し、波形ひずみが大きくなるため、改善効果は低下する。最小振幅偏差合成と同相合成とを比較すると、最小振幅偏差合成では、 τ が増大してもかなり大きい改善効果が得られ、例えば切替レベル $L_{sw} = -15$ dB とした場合、 $\tau = 10$ ns でも改善効果は8倍である。一方、同相合成では、 τ の増大とともに改善効果は急激に減少し、 $\tau > 10$ ns では1.6以下となる。これは、中心周波数で同相合成を行っても、 τ が大きい場合は帯域内で干渉波と直接波との位相差の変化が大きく、他の周波数でデ

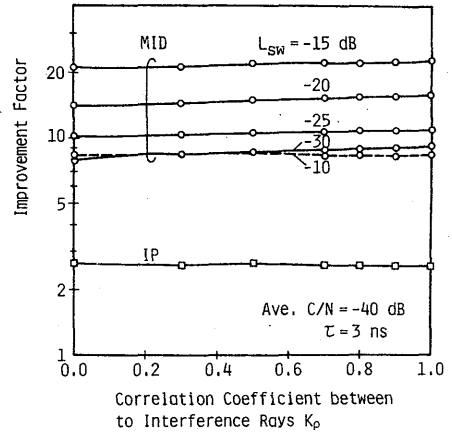


図9 干渉波振幅相関に対する改善効果(計算)
Fig.9—Performance to K_p (calculation).

ィップが生ずる等、帯域内振幅偏差の改善が期待できなくなるためである。

4.3 干渉波振幅相関係数 K_p に対する効果

図9に、2つのアンテナに受信される干渉波相互の振幅相関係数 K_p に対する改善効果を、切替レベル L_{sw} をパラメータとし表わす。図からわかるように、最小振幅偏差合成、同相合成ともに K_p に対し、大きく依存しない。この原因とし、次が考えられる。すなわち干渉波相互の振幅が似かよっている K_p が1に近い場合干渉波同志を逆相で合成し、干渉波成分を消去できるが、2つのアンテナ間が同一の入射条件となる確率が大きいため、合成により波形ひずみの軽減が難しくなることがある。一方、 K_p が小さい場合は、干渉波振幅が異なる確率が大きいため、干渉波の消去は難しいが、同一入射条件になる確率が小さいため、合成により波形ひずみの改善を図ることができる。

また、同相合成においては、帯域内振幅偏差を改善するような合成をしていないため、 K_p による変化は見られない。

5. 実験

最小振幅偏差合成の改善効果を確認するため、フェーシングシミュレータを用いた室内実験と、実際の伝搬路による現場試験を行った。シミュレーション実験は、2波フェーシングモデルに基づくIF帯のシミュレータを用いた。このシミュレータは、前章の計算の場合と同様に、遅延時間差 τ を固定とし、干渉波振幅分布は0～1で同様、直接波と干渉波の位相差分布も

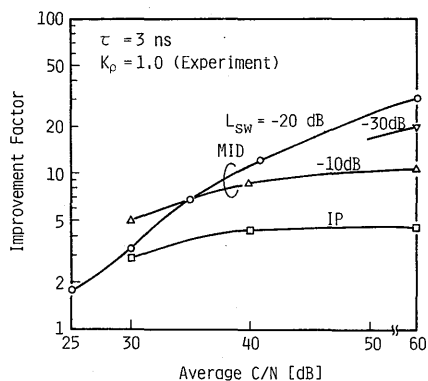


図10 定常時C/Nに対する改善効果(実験)
Fig.10-Performance to C/N ratio(experiment).

一様とした。これらの制御にはマイクロコンピュータを用い、任意のフェーシングパラメータを与えることができる。また、信号は15段擬似ランダム信号を用い、符号伝送速度、変調方式は計算の場合と同一にした。ただし、計算と比べ実験では、フェーシングに対する応答おくれにより改善効果は小さくなっている。

5.1 C/Nに対する効果

図10に切替レベルL_{sw}をパラメータとし、同相合成の場合も併せ、改善効果を示す。図からわかるようにC/Nと最適切替レベルの関係は、計算機シミュレーションと同様の傾向が得られる。ただし計算結果と比較し、切替レベルL_{sw} = -30 dBの改善効果が小さい。この原因とし、実験に用いた移相器の移相ステップが十分に小さくないため、わずかな移相で帯域特性の変動が大きいレベルの低い領域で制御が十分に行なわれなかったことが考えられる。また同相合成の場合は、定常時C/Nが40 dB以上では、改善効果は定常時C/Nに依存しない、このことから、同相合成は波形ひずみの改善が不十分なことがわかる。

5.2 遅延時間差τに対する効果

遅延時間差τに対する改善効果を図11に示す。同相合成はτ = 2 nsで改善効果4が得られるが、τ = 7 nsでは2、τ = 15 nsでは1.8に低下し、改善効果は大きく減少する。それに対し最小振幅偏差合成では、τが2 nsから15 nsに増加しても改善効果は30から6となるのみである。このように最小振幅偏差合成は、遅延時間差が増大しても改善効果が極度に低下しない特性を持つため、遅延時間差の大きい区間に有効な合成法といえる。

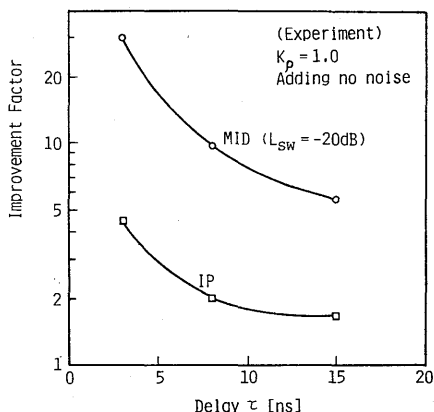


図11 干渉波遅延時間差に対する改善効果(実験)
Fig.11-Performance to delay(experiment).

5.3 干渉波振幅相関係数Kpに対する特性

干渉波相互の振幅相関係数Kpに対する改善効果を図12に示す。切替レベルL_{sw}が-20 dBの条件では、最小振幅偏差合成は、Kpが1に近い程、改善効果は大きい値を示す。測定系の不完全さのため、改善効果は計算と比較し、若干小さくなっているが、同様の傾向である。また、同相合成はKpに対し、大きな変化は示さない。

5.4 現場試験

実際の伝搬路での最小振幅偏差合成の改善効果を測定するため、現場試験を行った⁶⁰。試験区間は北海道

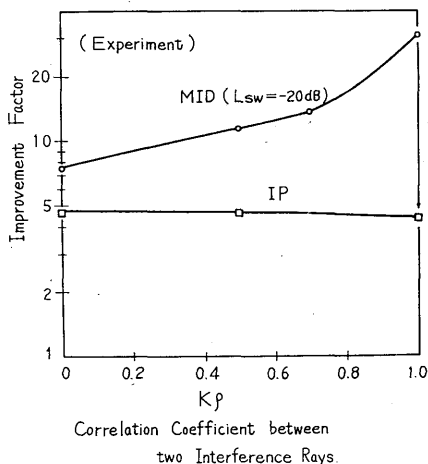


図12 干渉波振幅相関に対する改善効果(実験)
Fig.12-Performance to Kp(experiment).

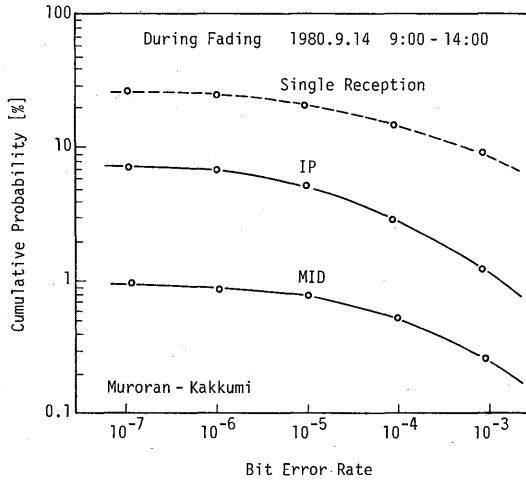


図 13 符号誤り率分布(現場試験)

Fig.13-Cumulative BER distribution observed in the field experiment.

の噴火湾を渡る室蘭~川波峠間53kmである。本区間は海面よりの反射波が常時存在し、その直接波に対する振幅比-6 dB, 遅延時間差4.3 nsであり、最も伝搬条件の厳しい区間のひとつである。図12に、1980年夏のフェージング時の符号誤り率分布を示す。図からわかるように、SDなしに対する改善効果は、同相合成で5.5倍、最小振幅偏差合成で30倍が得られており、最小振幅偏差合成が優れていることが示された。

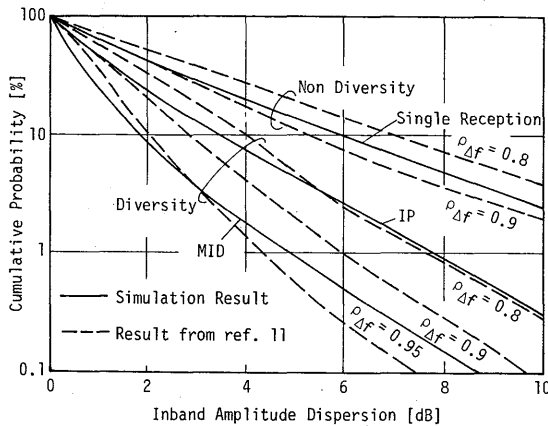


図 14 帯域内振幅偏差と周波数相関係数
Fig.14-Inband amplitude dispersion and frequency coefficient.

6. 最小振幅偏差合成の帯域内振幅偏差発生確率の推定

実際の伝搬路では、干渉波の振幅分布、相関係数、遅延時間差が帯域内振幅偏差の発生確率に複合して関わる。そのため、前章までの検討により最小振幅偏差を用いた場合の帯域内振幅偏差の発生確率を求めることは難しい。

一方、SDなし、および同相合成の場合は、伝搬路プロフィールから求め得る干渉波の遅延時間差、干渉波振幅等を用い、周波数相関係数 $\rho_{\Delta f}$ (周波数が Δf だけ異なる振幅の相関係数)により、帯域内振幅偏差の発生確率を推定できる¹¹⁾。そこで、同一のフェージング条件に対する同相合成と最小振幅偏差合成の帯域内振幅偏差の発生確率を比較し、最小振幅偏差合成による改善を周波数相関係数により表わすことを試みた。

最小振幅偏差合成による周波数相関係数の変換の一例を図14に示す。図から、SDなし、同相合成の場合は、 $\rho_{\Delta f} = 0.8 \sim 0.9$ の帯域内振幅偏差の分布に近く、帯域内振幅偏差の分布を周波数相関係数により表わすことの妥当性がわかる。一方、最小振幅偏差合成では $\rho_{\Delta f} = 0.95$ に近く、最小振幅偏差合成を適用することにより、周波数相関係数を大きくできる。

図15は、このような変換を干渉波の種々の振幅分布、その相互相関係数 ρ_0 、遅延時間差 τ に対し計算機シミュレーションにより求めたものである。この変換は種々の条件に対し、1本の曲線で表わすことができ、

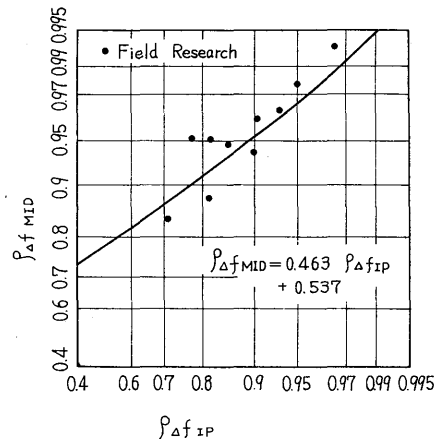


図 15 周波数相関係数の変換
 $\rho_{\Delta f IP}$ は同相合成の周波数相関係数
Fig.15-Translation of frequency coefficient.

$$\rho_{dfMID} = 0.463 \rho_{dfID} + 0.537$$

ただし ρ_{dfID} , ρ_{dfMID} は各々同相合成, 最小振幅偏差合成の周波数相関係数

の関係を持っている。これは, 同図に点で示す現場試験結果と同様の傾向を持っている。

7. む す び

最小振幅偏差合成を高能率デジタルマイクロ波方式に適用する場合の制御法の最適化, 改善効果について検討した。その結果, 以下が明らかになった。

(i) 帯域内振幅偏差の改善とレベルの改善とを切替えるレベルは, 定常時 C/N の値により変える必要がある。たとえば定常時 C/N が大きい場合は, 切替レベルを低く設定する必要がある。

(ii) 干渉波遅延時間差 τ の大きさによらず, 最小振幅偏差合成は同相合成に比べ優れている。また同相合成が τ の増大に対し急激に改善効果が減少するのに対し, 最小振幅偏差合成では τ の大きい場合でも改善効果が得られる。

(iii) 干渉波振幅相関係数 K_p に対して, 最小振幅偏差合成, 同相合成ともに改善効果への影響は小さい。

(iv) 最小振幅偏差合成を適用した場合の改善効果は, 周波数相関係数の変換により推定できる。

今後は, 他のフェージング補償技術である可変共振形自動等化器, トランスバーサル形自動等化器と併用した場合の改善効果の検討, また最小振幅偏差合成の改善効果に対する理論的解析を行う必要がある。

謝辞 日頃御指導戴く横須賀電気通信研究所大容量衛星通信研究室山本室長(前無線伝送研究室長), 無線伝送研究室小椋山室長, 森田調査役に感謝いたします。また実験に協力していただいた伊藤社員はじめ, 無線伝送研究室室員各位に感謝いたします。

文 献

- (1) Yamamoto, H.: "Advanced 16-QAM Techniques for digital microwave radio", IEEE Commun. Magazine, CM-19, 3 (May 1981).
- (2) Horikawa, I., Murase, T. and Saito, Y.: "Design and Performance of 200Mbit/s 16 QAM Digital Radio System", IEEE Trans. Commun., COM-27, 12, p. 1953 (Dec. 1979).
- (3) Vigants, A.: "The Number of Fades in Space-Diversity Reception", B.S.T.J., 49, 7, pp. 1513-1530 (Sept. 1970).
- (4) 牧野, 諸墨, 森田, 沼田: "見通し内マイクロ波回線におけるスペースダイバーシティ方式", 研究実用化報告, 13, 8, p. 1127 (1964).
- (5) Komaki, S., Okamoto, Y. and Tajima, K.: "Performance of 16-QAM Digital Radio System using New Spacediversity", 1980 IEEE Int. Conv. Rec., 52.2.
- (6) 田島, 小牧, 岡本: "帯域特性を最適化するスペースダイバーシティ合成法の検討", 昭56信学総全大, 2016.
- (7) 市川, 小牧: "デュアルゲートFETを用いたマイクロ波無限移相器", 信学論(B), J65-B, 6, pp. 715-722 (昭57-06).
- (8) 村瀬, 小牧, 森田: "多重波伝搬路における狭帯域デジタル信号の波形歪の評価", 昭54信学総全大, 2048.
- (9) Komaki, S., Horikawa, I., Morita, K. and Okamoto, Y.: "Characteristics of a High Capacity 16 QAM Digital Radio System in Multipath Fading", IEEE Trans. Commun., COM-27, 12, p. 1854 (Dec. 1979).
- (10) 栗原, 村瀬, 小林, 伊藤: "デジタルマイクロ波方式現場試験結果", 昭57信学総全大, 2011.
- (11) 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). (昭和57年8月13日受付, 10月12日再受付)