

博士論文

耐マルチパス性を有する変調方式
PSK-VP に関する研究

高井 均

2008 年 8 月 8 日

奈良先端科学技術大学院大学
情報科学研究科 情報システム学専攻

本論文は奈良先端科学技術大学院大学情報科学研究科に
博士（工学）授与の要件として提出した博士論文である。

高井 均

審査委員： 岡田 実 教授

関 浩之 教授

原 孝雄 准教授

耐マルチパス性を有する変調方式 PSK-VP に関する研究*

高井 均

内容梗概

デジタル移動体通信においては、雑音や干渉以外に、マルチパス波が互いに干渉することで通信品質が劣化する。移動と共に各パスの到来位相関係が変化することで著しい振幅と位相の変化を伴うフェージングを生じ、そのドップラ広がりや伝送速度に比して無視できないくらい的高速フェージングになると、位相・振幅擾乱により著しく通信品質が劣化する。一方、高速伝送で情報シンボルが短くなり、相対的にマルチパス波の遅延広がりが無視できない周波数選択性フェージングとなると、信号帯域内の周波数特性の荒れによる波形歪に伴うシンボル間干渉 (ISI: Inter-Symbol Interference) が急速に増大し、この場合も著しく通信品質が劣化する。

上記遅延広がりへの対策として、まずスペクトル拡散方式系技術が、そして更なる高速化へ、伝送情報を多数のサブキャリアに振り分けシンボル速度を劇的に落とすことで遅延広がりの影響を本質的に低減できる直交周波数多重方式 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplex) が登場した。今後は、数 GHz 以上のマイクロ波帯や準ミリ・ミリ波帯も活用し、また、安全運転支援等の高速移動車両への迅速確実な通信に向けて一段と低誤り率が要求され、ドップラ広がりでの劣化も無視できない場合が予想される。OFDM 方式は、低シンボル速度やサブキャリア間干渉 (ICI: Inter-Carrier Interference) で不利になりやすく、遅延広がりやドップラ広がりへの耐性はトレードオフとなる。加えて、伝送路への推定適応処理を必要とし、パイロット構造によっては、高速に変動する伝送路への追従ができなくなり、その結果、通信品質の著しい劣化を生じうる。

本研究では、ドップラ広がりやフェージングに本質的に強い、新たな耐マルチパス性変調方式として、差動 PSK 方式を基本に、そのシンボルに位相冗長を加えたものを PSK-VP (PSK with Varied Phase) 方式と総称し提案する。基本原理は、付加冗長によって、伝送路の変動に対して異なる変化をする複数種類の有効な検波出力が得られ、検波後フィルタで合成することで、マルチパス環境下でダイバーシ

*奈良先端科学技術大学院大学 情報科学研究科 情報システム学専攻 博士論文
2008年8月8日

チ効果による積極的な改善が得られるものである。このような動作原理から、変動伝送路への推定適応処理が不要で、高速フェージングに本質的に強い。情報の載せ方と冗長の入れ方で他にも色々なバリエーションが存在し提案されているが、概して、遅延広がりに対し、改善が得られる上限が存在し比較的小さい。これら耐マルチパス変調方式群にとって、許容遅延時間差を大きくすることは、冗長による所要帯域幅の広がりを抑えることと並んで適用範囲を広げる上で重要な課題となる。

本研究では、耐マルチパス性を有する変調方式として新たに提案する PSK-VP 方式に関し、まず、その特性改善機構を明らかにし、冗長位相波形と誤り率特性の関係を解明して、最適な位相波形形状が凸状波形であることを示した。そして、2波を中心に離散的な多波マルチパス環境にて、最適方式パラメタを特定、種々の基本特性を明らかにし、許容遅延時間差と所要帯域幅の点で、同範疇方式群の中で優位であることを確認した。離散的でない実際のマルチパス環境の代表として、まずは室内環境にて、伝搬路解析と併せて、PSK-VP 方式が発揮する特性を実機評価および伝送実験を通して検証した。さらには、上記実環境評価も通して方式特性を見定め、方式特性に向けた応用展開に関して検討した。具体的には、分散アンテナによる複局同時送信と組み合わせて、高速移動車両等への路車間通信 (RVC: Road-to-Vehicle Communication) において、ピコセルを繋ぎ合わせて任意の無線エリア成形を行うシステムを提案、そのシステム特性を計算機シミュレーションおよび実機評価にて明らかにし、さらに、フィールド試験にて検証確認し、PSK-VP 方式を用いた当該分散アンテナ RVC システムの特長・優位性を明らかにした。

本研究により、高速フェージングに強く、同範疇方式群の中では許容遅延時間差と所要帯域幅の点で優位な、新たな耐マルチパス変調方式 PSK-VP の方式技術を確立した。さらに、当該方式の特長を活かして高速移動車両等への迅速確実な通信を実現できる、意図的な無線エリア成形を行うシステムおよび技術を確立し、実応用展開への可能性を示した。

キーワード： マルチパス、フェージング、ドップラ広がり、遅延広がり、PSK、位相波形、冗長、分散アンテナ、複局同時送信、路車間通信

Studies on Anti-Multipath Modulation Scheme PSK-VP

Hitoshi Takai

Abstract

In digital mobile communication, mutual interference amongst multipath waves as well as noises/jammings from other stations may degrade communication quality. According to movement, the change in the arrival phase relationship of each path causes fading accompanying significant amplitude/phase variation. When the Doppler spread due to rapid fading becomes nonnegligible as compared with transmission rate, amplitude/phase fluctuation greatly degrades communication quality. On the other hand, when the delay spread of multipath waves relatively becomes nonnegligible for the shorter information symbol in the higher transmission rate, the signal distortion due to frequency selective fading causes severe intersymbol interference (ISI), and degrades communication quality.

As the countermeasures for the delay spread, first, spread spectrum techniques became popular. Then, for the higher data rate, orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) techniques have been developed, where transmitted data are distributed to multiple subcarriers and the delay spread problem resolves by means of remarkable symbol-rate reduction. For the future, as micro- or millimeter-wave bands will be further utilized and the lower error rates under rapid fading are required for quick and certain communications such as safe drive assist applications to high-speed vehicles, then, Doppler spread also will become nonnegligible. OFDM is disadvantageous because of low symbol rate and intercarrier interference (ICI) and vulnerability against delay spread and Doppler spread is a tradeoff. In addition, depending on the pilot structure, the error in the channel estimation/adaptive process tends to cause severe degradation.

In this research, I propose an anti-multipath modulation scheme PSK-VP (PSK with Varied Phase), which is generally defined as differential PSK (DPSK) with phase redundancy in its symbol, as a new candidate with Doppler spread robust feature. By means of imposed redundancy, multiple kinds of effective detector outputs varying differently with fading are produced, and are combined with post-detection filter, then, a diversity effect is obtained. From such improvement principle, it is inherently robust against rapid fading because of no requirement for channel estimation or adaptive process. Although there are other proposals according to the way in bearing information and in introducing redundancy, in general, these schemes have an upper limit in

*Doctor's Thesis, Department of Information Systems, Graduate School of Information Science, Nara Institute of Science and Technology, 2008.8.8.

tolerable delay difference of multipath, and the upper limits are relatively small. In extending the applications, increase of tolerable delay difference, as well as bandwidth suppression against imposed redundancy, is an important problem.

In this research, about newly proposed anti-multipath modulation scheme PSK-VP, first, by revealing the improve mechanism and the relationships between phase waveforms and error rates, it has been shown that the optimum phase waveform shape is convex. Then, by specifying optimum modulation parameters and revealing various fundamental performances in discrete multipath environments such as two-ray model, for both tolerable delay difference and spectrum compactness, superiority of PSK-VP in the modulation family has been confirmed. In conjunction with propagation analysis, the performances of PSK-VP in indoor transmission as a representative of non-discrete practical multipath environments have been evaluated through hardware experiments and field tests. Furthermore, considering the characteristics also through the above practical environment evaluation, an appropriate application and system have been proposed. Concretely, in road-to-vehicular communication (RVC), by means of the combination of PSK-VP and simultaneous transmission from distributed base antennas, the proposed system can arbitrarily form a radio area by uniting picocells. The proposed system performances have been revealed through software simulations and hardware evaluations, and have been confirmed through field tests. The merits and superiority of the distribution antenna RVC system using PSK-VP have been shown.

By this research, the practical techniques of newly proposed anti-multipath modulation scheme PSK-VP, which has Doppler spread robust feature and superiority in tolerable delay difference and spectrum compactness amongst the modulation family, have been established. In addition, the arbitrary radio area formation system and its practical techniques, which enable quick and certain communications with high speed vehicles by utilizing the modulation feature, have been established and shown as a practical application development.

Keywords: multipath, fading, Doppler spread, delay spread, PSK, phase waveform, redundancy, distributed antenna, simultaneous transmission, RVC

目次

I.	緒論	3
A.	研究の背景	3
B.	研究の目的と本論文の概要	7
本論第一部：方式提案と基礎理論の構築		
II.	PSK-VP 方式	12
A.	PSK-VP 信号	12
B.	PSK-VP 方式の復調過程	13
III.	解析的アプローチ	15
A.	2波モデル下での検波出力	15
B.	PSK-VP 方式のダイバーシチモデル	17
C.	ダイバーシチ効果の条件	20
D.	2波 Rayleigh フェージング下の PSK-VP の BER 特性	22
E.	理想限界と位相波形への最大ダイバーシチ効果の条件	23
F.	典型的な位相波形例	24
G.	L波モデルへの拡張	27
本論第二部：方式基礎特性の解明		
IV.	数値解析による評価	32
A.	計算過程の概要	32
B.	計算の条件	33
C.	計算結果	34
V.	帯域制限を受けた PSK-VP の特性	39
A.	帯域制限されていない PSK-VP の電力スペクトル	39
B.	帯域制限の影響	40
C.	帯域制限された PSK-VP の特性	42
本論第三部：実環境での方式特性の検証		
VI.	室内環境における伝送特性	46
A.	2波 Rayleigh フェージングでの基本特性の確認	46
B.	試験環境と測定システム	49
C.	伝送実験結果	52

VII.	室内環境のチャンネルモデル	55
A.	遅延プロファイル測定	55
B.	測定結果と室内伝送チャンネルの特徴	55
C.	室内環境での伝送チャンネルのモデル化	58
VIII.	室内伝送チャンネルモデルに基づいたビット誤り率特性の推定	61
A.	ビット誤り率計算過程	61
B.	計算結果と実験結果の比較	61
C.	伝送速度とビット誤り率の関係	63
本論第四部：応用展開		
IX.	分散アンテナとの組み合わせによる任意無線エリア構築への応用	66
A.	スポット通信の高速移動車両への応用における課題	66
B.	RVCにおける分散アンテナの一般的特徴	69
C.	PSK-VPを応用した典型的なシステム構成	71
X.	シミュレーションによる性能評価	73
A.	チャンネルモデルと評価過程概要	73
B.	2波Riceモデルを用いた基本性能評価	77
C.	高速フェージング下の特性解析	80
D.	伝搬チャンネルにおける遅延分散の影響	84
E.	第3のアンテナからの輻射混入の影響	86
F.	帯域制限を緩和することによる特性改善	87
XI.	フィールド試験による評価	91
A.	フィールド試験コースと試験機	91
B.	フィールド試験結果	94
XII.	結論	99
	謝辞	103
	参考文献	105
	付録	109
	業績リスト	117

I. 緒論

A. 研究の背景

デジタル移動体通信においては、雑音や干渉といった第三者からの影響に加えて、伝送信号が反射や回折などで構成された複数経路（マルチパス）で受信側に到来し互いに干渉しあうことで、通信品質が劣化する[1][2]。各マルチパス波は、受信側には異なる伝搬遅延時間差を有して到来するので、そのキャリア位相は各経路の伝搬遅延時間に伴い種々異なり、互いの位相差によっては強めあったり弱めあったりすることになる。マルチパス波の受信側への到来方向は一般には異なるので、移動と共に、それら遅延時間および付随して位相関係が変化することで、フェージングと呼ばれる、振幅と位相に著しい変化が生じ、通信品質の劣化が起こる。特に、移動体が高速に移動する場合、フェージングによる振幅および位相の変化も高速になるため、より劣化が著しくなる。一般に、フェージング速度は移動速度をキャリア周波数帯波長で除したドップラ周波数（最大ドップラ周波数）で表す。フェージング時間変動のスペクトルは最大ドップラ周波数だけ広がる。高速フェージングにおけるこのスペクトルの広がりにはドップラ広がりと呼ばれている。伝送情報速度に比して無視できない高速フェージングになると、伝送路で乗積的に加わった位相・振幅擾乱により、元情報の復元が難しくなり、著しく通信品質が劣化する[3]。

加えて、伝送速度が高くなり伝送情報のシンボル周期が短くなり、相対的にマルチパス波間の遅延時間差（遅延広がり）が無視できなくなると、もはや信号帯域内での周波数特性はフラット（周波数非選択性）でなくなり、伝送帯域内の周波数特性の乱れによる波形歪も加わった周波数選択性フェージングとなる。周波数選択性フェージング下では、シンボル間干渉（ISI）が急速に増大し、元情報の復元が難しくなり、高速フェージングと同様に、著しく通信品質が劣化する[4]。高速フェージングや周波数選択性フェージングに起因する誤りは、送信電力を大きくし、受信機でのCNR (Carrier-to-Noise power Ratio)を向上させても改善することができないことからirreducible errorと呼ばれる。

デジタル移動体通信に必然的に伴うマルチパスフェージングに起因するirreducible errorに対し、従来、色々な改善方法が検討されてきた。音声通信を主として登場したPDC (Personal Digital Cellular) 方式デジタル携帯電話では、伝

送速度は 50kbps と比較的遅く、遅延広がりには相対的に無視でき、複数アンテナを用いた種々の空間ダイバーシチ系の改善技術[5]が専ら活躍した。その後登場した i モードサービスは、同時期登場した無線 LAN (Local Area Network) と共に、マルチメディア通信への発展の端緒となり、数百 kbps～数 Mbps 以上のより高速伝送を求めることとなり、携帯電話に関しては IMT2000 等の第 3 世代セルラー方式へ移行することとなった。高速伝送に伴って遅延広がりには無視できなくなり、周波数選択性フェージングへの対策が必須となるが、当初は、スペクトル拡散方式系の改善技術が活用された。特に、直接スペクトル拡散方式(DSSS)と組み合わせて用いられる RAKE 受信技術は、マルチパス波をダイバーシチブランチとするパスダイバーシチ効果により、逆に、誤り率特性の積極的な改善効果が得られる[6]。その後更なる高速化手法として、直交周波数多重方式 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplex) [7]が実用化され、高速無線 LAN の標準方式として IEEE802.11a の規格化[8]、WiMAX や第 4 世代セルラー方式に向けても OFDM 方式が主力基本方式として規格検討が進められている。OFDM 方式は、シンボル速度を劇的に落とすことができ、ガードインターバルの併用で、遅延広がりによるシンボル間干渉がそもそも生じないようにして、遅延広がりへの影響を軽減改善する。

今後は、周波数資源の逼迫から、数 GHz 以上のマイクロ波帯や準ミリ・ミリ波帯も活用され、同時に、車両等の高速移動環境下にて、安全運転支援等セーフティ系アプリケーションのように迅速で確実な通信のために一段と低い伝送誤り率が要求される。しかし、最大ドップラ周波数は搬送波周波数に比例して高くなることから、高速フェージングによるドップラ広がりにより起因する通信品質の劣化がより大きな問題となってくる。特に、OFDM 方式は、各サブチャネル毎の伝送シンボル速度が単一搬送波を用いる通常のシングルキャリア変調に比べて低く、さらに、サブキャリア間の周波数間隔が非常に狭くなっているため、ドップラ広がりによってサブキャリア間干渉 (ICI: Inter-Channel Interference) が生じて、伝送特性が劣化するという問題がある。加えて、伝送路推定や伝送路変動への適応処理を必要とするので、パイロット構造によっては伝送路変動への追従不良が著しい劣化を生じさせることになる[9]。

本研究では、ドップラ広がりには本質的に強い、新たな耐マルチパス性変調方式として、差動 PSK 方式を基本に、そのシンボルに位相冗長を加えたものを

PSK-VP (PSK with Varied Phase) 方式と総称し提案する[10][11]。基本原理は、付加位相冗長によって、伝送路の変動に対して異なる変化をする複数種類の有効な検波出力が得られ、検波後フィルタで合成することで、マルチパス環境下でダイバーシチ効果による積極的な改善が得られるものである。このような動作原理から、変動伝送路への推定適応処理が不要で、高速フェージングに本質的に強い。

情報の載せ方と冗長の入れ方で、耐マルチパス（多重波）変調方式群として他にも色々なバリエーションが存在し提案されているが、これらに共通する考え方は、冗長な位相あるいは振幅を通常の基本的な変調方式に付加することである [12]–[16]。DSK (Double Shift Keying) 方式[12]は、位相のジャンプ方向（進相 or 遅相）に 2 値情報をマッピングしており、この位相ジャンプを 1 ビットの情報毎に 2 回繰り返すものである。筆者が提案した SPSK (Stepped PSK) 方式[13]は、差動 PSK (DPSK) の情報シンボル毎に、冗長な位相ジャンプを導入したものである。同時期に提案された、MC-PSK (Manchester-Coded PSK) [14]方式は、DPSK の情報シンボルの中央部に位相反転 (π の位相ジャンプ) を導入するもので、丁度 SPSK 方式の特定の場合に相当する。PSK-RZ (PSK-Return to Zero) [15][16]方式は、DPSK の各情報シンボルの後半の振幅を零にする、冗長な振幅変動を導入したものである。

これらの耐マルチパス変調方式群においては、詳細は異なるがいずれも共通しているのは、付加した位相あるいは振幅冗長によって、マルチパスフェージング下にて遅延検波器の出力に、1 つの伝送シンボルに対して異なるフェージング変動を受けた複数の検波出力が得られることである。検波器出力のフェージング変動のそれぞれはある瞬間に小さくなったり消滅したりすることがある。しかし、検波器出力で得られた複数のフェージング変動の相関が小さければ、複数の検波出力が同時に消滅する確率は小さくなるので、これら複数種類の有効検波出力を検波後フィルタで合成することでダイバーシチ効果が期待される。このような動作原理から、これらの変調方式群は、簡易なハード構成で、伝送路推定や伝送路変動への適応処理を必要とせずダイバーシチ効果による積極的な通信品質改善が得られ、高速フェージングに本質的に強い特長を有する。反面、遅延広がりに対しては、各方式により異なるが、改善が得られる上限が存在し（以下、許容遅延時間差と呼ぶことにする）、シンボル長に対して比較的

小さい値となる（例えば、DSK方式の場合、高々0.5bit長となる）。

許容遅延時間差を大きくすることは、逆に言えば、同じ環境・通信品質に対し伝送速度の向上を意味するが、これら耐マルチパス変調方式群にとって、冗長による所要帯域幅の広がりを抑えることと並んで、応用展開範囲を広げる上で重要な課題となる。基本となる変調方式の選択と、どのように冗長を入れるかで、許容遅延時間差の値は大きく異なってくる。FSK (Frequency Shift Keying) と同様に位相回転方向に情報を持たせる DSK 方式では、情報シンボルの多値化に従い、情報を担う位相回転量が少なくなり劣化を伴いやすいが、一方、DPSK 方式をベースとする、SPSK 方式、MC-PSK 方式、PSK-RZ 方式では、情報シンボルの多値化に従い、所要帯域幅の削減とともに、ビット長に対する許容遅延時間差を飛躍的に改善できる。所要信号ダイナミックレンジを大きくする恐れのある振幅冗長の PSK-RZ 方式より、位相冗長の SPSK 方式、MC-PSK 方式に注目すると、これらの許容遅延時間差は、位相ジャンプが中央にある MC-PSK 方式で高々0.5 シンボル長、SPSK 方式では位相ジャンプを中央からずらすことで幾分改善はされるものの[13]、極端にずらすことは所要帯域幅の大幅な増大を招いてしまう。

次章に詳述するように、DPSK 方式をベースとして位相冗長を加える場合、位相ジャンプ（階段状）と限らず、隣り合うシンボルで同一の位相波形である限りにおいて、任意の位相波形が可能であることを見出し、筆者は PSK-VP 方式と総称し提案した[10]。階段状では無い任意の波形が可能ではあるが、位相波形と特性にはどのような関係があるか、どんな波形が最適なのか、最適な位相波形を有する PSK-VP 方式はどんな特性を発揮するのか、また、どのような応用展開の可能性のあるのか等の新たな変調方式の提案に伴う未解明の基本課題が湧出する。

比較的小さい許容遅延時間差から、一般に屋内での応用や、屋外であっても近距離・ピコセルへの応用に向くと考えられるが、方式の原理を鑑みるに、遅延分散等のマクロパラメタだけでなく、遅延プロファイルの形状にも伝送特性が敏感な可能性があり検証を要する。例えば、屋内環境の場合、比較的早期から、遅延プロファイル測定が行われ[17]–[19]、統計的モデル[20][21]が導出されているが、実際の特定の遅延プロファイルに対してどのような特性を示すか、計算機解析とともに、伝搬路解析と併せて実機での伝送実験でも確認検証して

おく必要がある。屋外での応用に関しては、前述のように、車両に対する安全運転支援等アプリケーションへの近距離通信（路車間・車車間通信）が1つの候補であるが、同様、具体的なシステムを想定し、対応する遅延プロファイルを特定してシステム特性を検討する必要がある。PSK-RZ方式に関しては、屋外での基礎的な伝送特性評価の例はあるものの[25][26]、耐マルチパス変調方式群の実フィールドでの伝送特性検証例は少なく、しかも特定のシステム構成・特徴的な遅延プロファイルを有する伝送路となると、フィールド試験でも確認検証することが望ましい。

B. 研究の目的と本論文の概要

本研究では、耐マルチパス性を有する変調方式として新たに提案する PSK-VP 方式に関し、まず、その特性改善機構を明らかにし、冗長位相波形と誤り率特性の関係を解明して最適な位相波形形状を求める。加えて、最適方式パラメータを特定し種々の基本特性を明らかにし、許容遅延時間差と所要帯域幅の点で、同範疇方式群の中で優位であることを確認する。さらに、実環境評価も通して方式特性を見定め、相応しい応用展開を提案することを目的とする。

具体的には、本論文では、PSK-VP 方式のマルチパスフェージング下の特性改善機構を明らかにし、冗長位相波形と誤り率特性の関係を解明して最適な位相波形を求め、種々の基本特性を明らかにする。伝搬路解析と併せて、実際の環境での PSK-VP 方式が発揮する特性を実機評価および伝送実験を通して検証する。さらには、方式特性に向けた応用展開に関して、具体的なシステムを提案想定、そのシステム特性を計算機シミュレーションおよび実機評価にて明らかにし、さらに、フィールド試験にて検証確認する。具体的な章構成は以下の通りである。

まず、本論第一部として第II章および第III章では、方式提案と基礎理論の構築を行う。具体的には、第II章では、PSK-VP 方式の定義を行い、典型的な変復調過程を定式化する。そして、第III章では、解析的なアプローチとして、まずは、2波モデル下での PSK-VP 方式の復調過程を表現する、連続的に変化するブランチを有する特殊なダイバーシチモデルを考える。これに基づいて、誤り率の近似解を示す解析的な式を導出する。この過程で、このダイバーシチがパスダイバーシチの変形であることを示し、さらには位相波形と誤り率特性の関係を示

す式と誤り率の下限となる理想限界を導出する。理想限界に漸近しえて、かつ、帯域幅のコンパクトさを保ちうる条件から最適な位相波形形状を導く。そして、 L 波モデルに拡張、2波モデルでの解析と結果がそのまま踏襲拡張されることを確認する。

次に、本論第二部として第IV章および第V章では、方式基礎特性の解明を行う。具体的には、第IV章では、特性関数[22]を用いて、誤り率の厳密解を表す式を導出する。これに基づいて数値解析を行い、まずは、2波モデルにて、冗長位相波形を色々に変えて、前章の近似モデル解の結果を検証確認するとともに、検波後フィルタの形状やパラメタで特性がどう変わるか検討する。加えて、3波モデルでの特性、高速フェージング下での基本特性の検証確認を行う。第V章では、引き続き数値解析により、冗長位相波形のパラメタと帯域制限のパラメタを色々変えて誤り率特性を評価、誤り率と所要帯域の両立から、最適なパラメタの組み合わせを見出し、基本諸特性を明らかにする。なお、振幅冗長のPSK-RZ方式とも比較し、許容遅延時間差と所要帯域幅の両方の点で優位であることを確認する。

そして、本論第三部として第VI章から第VIII章では、実環境での方式特性の検証を行う。具体的には、第VI章では、まず、2波モデルにて、先の数値解析結果と擬似伝送路を用いた実機評価結果を比較して、実際に改善効果が発揮されることを確認する。そして、2種類の部屋（オフィスルーム、シールドルーム）、2種類の伝送速度（3.156Mbps、6.312Mbps）で、 $\pi/4$ -QPSK-VP との比較として通常の $\pi/4$ -QPSK とで行った伝送実験とその結果を示す。第VII章では、伝送実験と併せて行った遅延プロファイル測定実験とその結果を示し、適切な伝送路モデル化を検討する。第VIII章では、導出された伝送路モデルに基づいて誤り率の数値解析を行い、第VI章の伝送実験結果と符合することを比較確認する。加えて、この伝送路モデルの場合において、伝送速度と誤り率との関係を数値解析により明らかにする。

さらに、本論第四部として第IX章から第XI章では、応用展開について検討する。具体的には、方式特長を活かせる有力な応用展開例として、分散アンテナによる複局同時送信と組み合わせて、高速移動車両等への路車間通信（RVC: Road-to-Vehicle Communication）において、ピコセルを繋ぎ合わせて意図的な無線エリア成形を行うシステムを想定する。まず、第IX章では、当該応用分野

での背景、分散アンテナシステムの特長位置付けおよび課題を明確にした後、道路沿い等線状の置局展開を意識、PSK-VP方式と組み合わせた具体的なシステム構成を検討する。第X章では、当該システムでの伝送チャネルモデルを検討した後、主に計算機シミュレーションで、擬似伝送路による実機評価検証を併せ、システム特性を評価検討する。具体的には、隣接ピコセル間の境界に着目し、基本的な誤り率特性を明らかにする。ピコセル間の干渉で強調される高速フェージング環境での評価に関しては、日米欧での5.8~5.9GHz帯での検討現況に鑑みて、同システムでPSK-VP方式の代わりにIEEE802.11a型OFDM物理層[8]のハーフレート版を用いた場合を比較として検証、優位性を確認する。加えて適切な遅延挿入を用いた好ましい置局方法に関する議論も行う。第XI章では、プロトシステムを用いたフィールド実験にて、ハンドオーバー無しでシームレスな結合エリアが実際に構築されることを検証確認する。

最後に、第XII章では、本論文の総括として、本論第一部から第四部（第II章から第XI章）までの研究結果に関してまとめを行う。

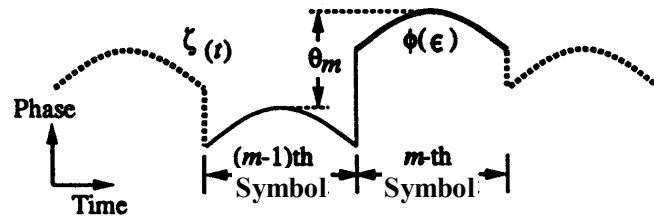
本論第一部

方式提案と基礎理論の構築

II. PSK-VP 方式

A. PSK-VP信号

PSK-VP 方式では、時間変動する冗長な位相波形 $\zeta(t)$ が差動 PSK (DPSK)のシンボルに付加される (図 II-1)。



図II-1 PSK-VP 信号の位相ダイアグラム (凸状位相波形の例)

Fig. II-1 PSK-VP signal phase (an example for convex phase-waveform).

PSK-VP 信号の位相 $\zeta(t)$ は、次式で表すことができる。

$$\begin{aligned} \zeta(t) = \zeta(\epsilon + mT) &= \phi(\epsilon) + \vartheta_m, \\ m &= \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (1)$$

ここで $\epsilon = t - mT$ ($0 \leq \epsilon < T$, T : シンボル長)である。 $m-1$ 番目と m 番目のシンボル間の位相差

$$\theta_m = \vartheta_m - \vartheta_{m-1} \quad (2)$$

に m 番目の 2 値あるいは多値の伝送情報がある。情報データの θ_m へのマッピングに関しては様々に考えられる。通常の DPSK と同様に、多値化も、 M 相の位相を θ_m に割り当てることで、 M 相伝送が可能である。例として、 θ_m に 0 と 2π を割り当てれば、2-ary PSK-VP (BPSK-VP)となり、 $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ を割り当てれば、4-ary PSK-VP (QPSK-VP)となる。対称シンボル配置[23, ch.8.5]、すなわち、BPSK-VP に対して $\pm\pi/2$ ($\pi/2$ -BPSK-VP) あるいは QPSK-VP に対して $\pm\pi/2, \pi \pm\pi/4$ ($\pi/4$ -QPSK-VP) も可能である。

以降、まずは、通常の (非対称) シンボル配置でグレイ符号化した BPSK-VP、QPSK-VP について検討する。BPSK-VP では、 θ_m は 0 (*mark*) または π (*space*)

をとる。QPSK-VP では、 0 (*mark - mark*)、 $\pi/2$ (*space - mark*)、 π (*space-space*)、 $3\pi/2$ (*mark-space*) をとる。ただし、帯域制限によるシンボル間干渉が無視できる場合においては、通常の非対称なシンボル配置の場合と対称シンボル配置の場合とは、同じ解析および結果になることになる。このことを踏まえて、まずは、帯域制限の無い場合について議論を進め、最後に、4相の場合で代表して、帯域制限下 QPSK-VP と $\pi/4$ -QPSK-VP の特性の比較検証を行う。帯域制限が無視できる条件においては、PSK-VP 信号は、

$$v(t) = e^{j\zeta(t)} \quad (3)$$

と表せる。なお、以降、 j は $\sqrt{-1}$ を表す。

B. PSK-VP 方式の復調過程

PSK-VP 方式の復調は図 II-2 に示すような遅延検波で行われる。受信信号の複素包絡線を $z_1(t)$ とすれば、遅延された信号の複素包絡線 $z_2(t)$ は

$$z_2(t) = z_1(t - T) \cdot e^{-j\psi} \quad (4)$$

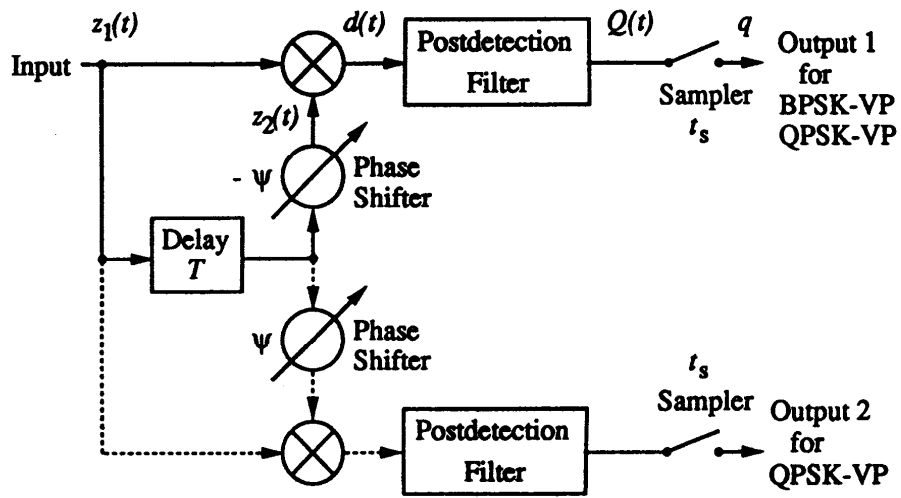
と表される。ここで、 ψ は検波位相を表し、BPSK-VP の場合は 0 を、QPSK-VP 場合は I/Q 軸で ± 1 をとる。検波後信号 $d(t)$ は、複素包絡線 $z_2(t)$ および $z_1(t)$ の積のベースバンド成分で以下に表される。

$$d(t) = \frac{1}{4}(z_1 z_2^* + z_1^* z_2) \quad (5)$$

ここで、 $*$ は複素共役を表す。検波後フィルタ通過後の信号 $Q(t)$ は、検波後フィルタのインパルス応答を $h(t)$ として、

$$Q(t) = h(t) \otimes d(t) \quad (6)$$

と表せる。ここで、 \otimes は畳み込み演算を表す。 $Q(t)$ を識別タイミング t_s でサンプルした信号 q をその極性で判定して *mark / space* に復号される。



図II-2 PSK-VP 方式における検波過程 (遅延検波のブロックダイアグラム)

Fig. II-2 Detection process for PSK-VP (block diagram of differential detector).

III. 解析的アプローチ

A. 2波モデル下での検波出力

まず、Rayleigh フェージングを伴い、到来遅延時間差が τ である2波 (D-wave および U-wave) が受信機に到来する場合の検波出力を考えることとする (到来遅延時間差を以降、単に遅延時間差と呼ぶことにする)。各々のフェージングを、遅延 τ による位相回転も含めて、零平均複素ガウス過程に従う乗積的雑音 $s_1(t)$ および $s_2(t)$ で表すと、

$$z_1(t) = s_1(t)v(t) + s_2(t)v(t - \tau) \quad (7)$$

となる。なお、ここでは、さらなる相加的な雑音は無いものとしている。さらに、 t を ε に $\varepsilon = t - mT - \tau$ に従って置き換えて、また、 μ を

$$\mu = \begin{cases} 1, & \text{for BPSK-VP} \\ \frac{1}{\sqrt{2}}, & \text{for QPSK-VP} \end{cases} \quad (8)$$

と定義、また、 $a_m (= \pm 1)$ を m 番目のI軸あるいはQ軸の送信されたバイナリデータとすると、Appendix A から、 m 番目のタイムスロット($0 \leq \tau < T$)における、検波後フィルタを通過前の検波信号のベースバンド成分 $d_m(\varepsilon)$ ($\equiv d(\varepsilon + mT + \tau)$; $-\tau \leq \varepsilon < T - \tau$)は、以下の2つの領域に分けて表すことができる。

1) Region: a

$$\begin{aligned} & 0 \leq \varepsilon < T - \tau \quad (\text{will vanish for } \tau \geq T) \\ d_m(\varepsilon) &= \frac{1}{2} \mu a_m |s_1 e^{j\phi(\varepsilon + \tau)} + s_2 e^{j\phi(\varepsilon)}|^2 \end{aligned} \quad (9)$$

この領域では、検波信号の極性は送られたデータに沿って必ず正しいものとなる。以降、この領域の正しい検波信号を有効検波出力と呼ぶことにする。

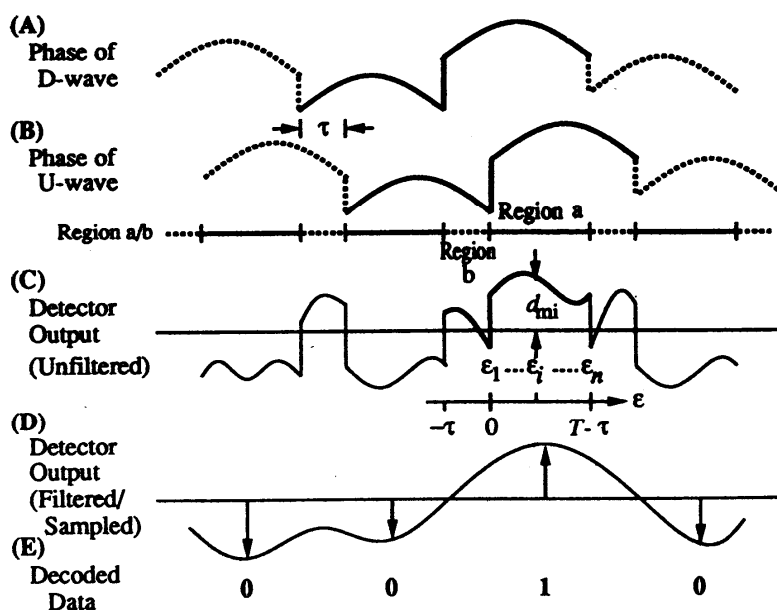
2) Region: b

$$\begin{aligned}
 & -\tau \leq \varepsilon < 0 \quad (\text{will vanish for } \tau = 0) \\
 d_m(\varepsilon) = & \frac{\mu}{2}(a_m|s_1|^2 + a_{m-1}|s_2|^2) + \cos\left(\frac{\theta_m + \theta_{m-1}}{2} + \psi\right) \\
 & \cdot \mathcal{R}\left[s_1 s_2^* \exp j\left(\phi(\varepsilon + \tau) - \phi(\varepsilon + T)\right.\right. \\
 & \left.\left. + \frac{\theta_m + \theta_{m-1}}{2}\right)\right] \tag{10}
 \end{aligned}$$

$\mathcal{R}[\cdot]$ は実数部を表す。この領域では、検波信号の極性は必ずしも正しいものでなく、先と同様、この領域の検波信号を無効検波出力と呼ぶことにする。

図 III-1は、検波後フィルタ通過前の検波信号の波形例を、遅延時間差 τ を有する D-wave および U-wave の各々の位相変化と併せて描いたものである。図 III-1には、Region: a あるいは Region: b、 ε 軸、検波後フィルタ通過後の復調信号、および、その後のバイナリデータへの復号過程も併せて描き込まれている。

留意すべきは、Region: a の有効検波出力を生じうる領域は、遅延時間差 τ の増大とともに、狭まることである。自明なように、遅延時間差 τ が1シンボル長を超えてしまうと、Region: a が消滅するため、正しい検波ができなくなる。



図III-1 2波モデルにおける検波出力

Fig. III-1 Detection output for two-ray model.

B. PSK-VP方式のダイバーシチモデル

式(9)に示すように、ある任意のタイミング ε での有効検波出力 $d_m(\varepsilon)$ は、線形結合された乗積的雑音 $s_1 e^{j\phi(\varepsilon+\tau)} + s_2 e^{j\phi(\varepsilon)}$ で表される非選択性フェージング下での通常のDPSKの検波信号に一致する。従って、Region: aでのPSK-VP検波信号は、等価的に異なる種類の非選択性フェージング下のDPSK信号が並んでいるものと見なすことができる。しかも、それらの信号は、線形結合された乗積的雑音が ε に応じて変わるので、図III-1(C)に示すように、 ε 軸のタイミングに応じて、連続的に変化する。

図III-1(D)(E)に示すように、異なるフェージングを受けた時に相当する並んだ検波信号は、検波後フィルタを通過し、サンプリングされて、その極性によってバイナリデータに復号される。従って、並んだ様々な検波信号は、検波後フィルタのインパルス応答との畳み込みによって合成されるので、ダイバーシチ効果が期待される。連続的に変化するブランチを有する特殊なダイバーシチと言える。

この種のダイバーシチを解析するために、まず、Region: aを十分に小さな n 個の素辺に分割する。しかる後に、 n を無限大にした場合を考える。図III-1に示すように、 i 番目の素辺の位置 ε_i

$$\begin{aligned} \varepsilon_i &= (T - \tau)(i - 1)/n, \\ i &= 1, 2, \dots, n \end{aligned} \quad (11)$$

において、有効検波出力 d_{mi} は

$$\begin{aligned} d_{mi} &\equiv d_m(\varepsilon_i) \\ &= \frac{1}{2} \mu a_m |s_1 e^{j\phi_{1i}} + s_2 e^{j\phi_{2i}}|^2 \\ i &= 1, 2, \dots, n \end{aligned} \quad (12)$$

ただし、

$$\begin{cases} \phi_1(\varepsilon) = \phi(\varepsilon + \tau) \\ \phi_2(\varepsilon) = \phi(\varepsilon) \end{cases} \quad (13)$$

と定義し、 $\phi_l(\varepsilon_i)$ を ϕ_{li} ($l=1,2, i=1,2,3,\dots,n$)と略記している。

DPSKにおいて、式(12)における d_{mi} と同じ検波出力を生じさせる周波数非選択性フェージングを表す、等価的な乗積的雑音 v_i は、以下のように、 s_1 と s_2 の

線形結合で表される。

$$\begin{aligned} \nu_i &= s_1 e^{j\phi_{1i}} + s_2 e^{j\phi_{2i}} \\ i &= 1, 2, 3, \dots, n \end{aligned} \quad (14)$$

従って、 ν_i もまた、零平均複素ガウス過程となる。加えて、DPSK は、等価的に PSK-VP において冗長な変化位相を持たない場合に相当する、すなわち、式(1)において $\phi(\epsilon) \equiv 0$ を意味するので、DPSK の複素包絡線 $\hat{v}(t)$ は、式(1)と式(3)から、

$$\hat{v}(t) = e^{j\vartheta_m} \quad (15)$$

と表される。図 III-2(a)に示すように、マルチパスフェージング下の PSK-VP は、検波後フィルタによって有効検波出力 d_{mi} が合成されるので、DPSK において式(14)に示す ν_i で表される周波数非選択性フェージングを伴う n ブランチの検波後合成ダイバーシチとみなし得る。

解析的アプローチでは、誤り率の解析的な表式を得るために、次の仮定と近似を用いる。

仮定 1) 各々のブランチは等しく合成される。

仮定 2) 各々のブランチの平均雑音電力は対応する区間長に比例する。

合成係数は検波後フィルタと識別タイミングに依る。上記の仮定は、積分放電型の検波後フィルタと正確な識別タイミングを意味する。これらの仮定から、DSK に対する解析[12]と同様に、式(11)の等間隔に並んだ微小区間に対して、各々の平均信号電力および平均雑音電力は等しい。

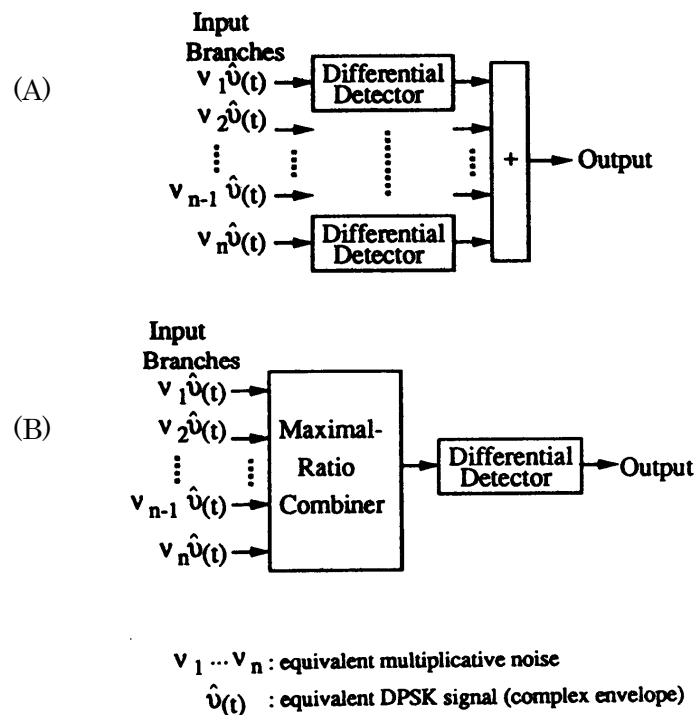
近似 1) 図 III-2(A)に示す検波後合成ダイバーシチを図 III-2(B)の理想的な最大比合成ダイバーシチに近似する。

DPSK 信号に対する差動検波信号の等利得検波後合成ダイバーシチは、機能的には、各ブランチの瞬時の CNR の情報が無い時の最適なダイバーシチとなる、二乗則合成ダイバーシチ[23, p.522]と見なしうる。各ブランチの平均 CNR が同じ限りにおいて、両ダイバーシチ手法は低誤り率の領域において、ほぼ同等の特性を示す[23, ch.11.2]。CNR に僅かな差があっても、相対的特性や主要な BER 特性を調べることに於いて、この近似解析は有効と考えうる。

近似 2) 無効検波出力の影響を無視する。

遅延時間差 τ が大きくなるにつれて、無効検波出力成分が検波器出力に干渉として混入し、一方では、有効検波出力が得られる Region:a の区間が短くなるので、BER の劣化が生じる。従って、この近似による解析は誤差を生じるが、それは τ の増加につれて増大しうる。しかし、許容遅延時間差を増大させるには、結局、有効検波出力を大きな τ に対しても強く保つことに尽きる。従って、より大きな τ に対しても有効検波出力を強く保ちうる最も有力な位相波形 ϕ の候補を見出すために、また、BER の主要特性を明らかにするために、まずは、有効検波出力に着目することにする。

この近似解析および性能評価の確からしさに関しては、IV章にて、厳密な数値解析の結果と比較することで議論する。なお、近似 2 に起因する誤差要因から、 τ が 0.7~0.8 シンボル以内であれば、数値解析との比較から、十分な精度のあることが確認されている。加えて、無効検波出力の影響を減じる方法についても、数値解析での検波後フィルタの影響評価にて議論する。



図III-2 PSK-VP 方式のダイバーシチモデル

Fig. III-2 Diversity models for PSK-VP

C. ダイバーシチ効果の条件

上記の2つの仮定から、各々のブランチの CNR は、 $(1 - \tau/T)/n$ に比例する。従って、式(14)から、実効雑音電力で正規化された各ブランチの複素乗積過程 γ_i は、 N を雑音電力として、

$$\begin{aligned}\gamma_i &= \sqrt{\frac{1 - \tau/T}{n}} \frac{\nu_i}{\sqrt{N}} \\ &= \frac{\sqrt{\frac{1 - \tau/T}{n}} (s_1 e^{j\phi_{1i}} + s_2 e^{j\phi_{2i}})}{\sqrt{N}} \\ & \quad i = 1, 2, 3, \dots, n\end{aligned}\tag{16}$$

と表される。従って、図 III-2(B) のダイバーシチの平均 BER \hat{P}_e は、遅いフェージング条件において、

$$\hat{P}_e = \frac{1}{2 \det(\mathbf{I} + \mathbf{X})}\tag{17}$$

と導出される。ただし、 \mathbf{I} は $n \times n$ の単位行列、 \mathbf{X} は、 γ_i の $n \times n$ の共分散行列を示す。さらに、 \mathbf{X} は、D 波と U 波のフェージングに互いに相関が無いとして、要素 X_{0ik} の ik 要素が下記に定義される

$$\begin{aligned}X_{0ik} &= \frac{\rho}{1 + \rho} e^{j(\phi_{1i} - \phi_{1k})} \\ & \quad + \frac{1}{1 + \rho} e^{j(\phi_{2i} - \phi_{2k})}, \quad i, k = 1, 2, \dots, n\end{aligned}\tag{18}$$

行列 \mathbf{X}_0 を用いて、

$$\mathbf{X} = \frac{\left(1 - \frac{\tau}{T}\right) \Gamma}{n} \mathbf{X}_0\tag{19}$$

と表せる。ここで $\rho (\equiv \langle |s_1|^2 \rangle / \langle |s_2|^2 \rangle)$ は平均 DUR (D 波の U 波に対するレベル比)、 Γ は $(\equiv (\langle |s_1|^2 \rangle + \langle |s_2|^2 \rangle) / N)$ ビット当りの平均 CNR、 $\langle \cdot \rangle$ はアンサンブル平均を表す。なお、式(17)は、本来、2相 DPSK のダイバーシチに対して導かれたものであるが、 Γ をビット当りの平均 CNR とすれば (すなわち、4相 DPSK は、2

相 DPSK に比べ、同じ BER を得るのに 3dB 高い CNR を要する[6, ch.7.6])、グレイ符号マッピングされた 4 相 DPSK のダイバーシチに対しても有効である。

式(18)より、行列 \mathbf{X}_0 の二次および三次の小行列式 r_2 、 r_3 は

$$\begin{cases} r_2 = \frac{\rho}{(1+\rho)^2} \\ \quad \cdot (e^{-j\Phi_{k+1}} - e^{-j\Phi_k}) \\ \quad \cdot (e^{j\Phi_{i+1}} - e^{j\Phi_i}) \\ r_3 = 0 \end{cases} \quad (20)$$

と計算される。ただし、

$$\begin{aligned} \Phi(\varepsilon, \tau) &\equiv \phi_1(\varepsilon) - \phi_2(\varepsilon) \\ &= \phi(\varepsilon + \tau) - \phi(\varepsilon) \end{aligned} \quad (21)$$

と定義し、 $\Phi(\varepsilon, \tau)$ を Φ_i ($i = 1, 2, \dots, n$) と略記した。式(20)の結果は、 $\text{rank}\mathbf{X} = \text{rank}\mathbf{X}_0 \leq 2$ を意味するので、見かけ上 n ブランチのダイバーシチだが、実効的には、二次 (2 ブランチ) のダイバーシチとしてしか機能しないことが分かる。この次元の「2」は、2 つの独立なフェージング伝搬路の線形結合によって、 n ブランチのダイバーシチが得られていることに由来する。

さて、式(20)において $r_2 \neq 0$ であることから、ダイバーシチ効果が得られる条件は、ある正の実数 ε および δ に対して、

$$\begin{aligned} \exists \varepsilon, \delta \in \{(\varepsilon, \delta) \mid 0 \leq \varepsilon < \varepsilon \\ \quad + \delta < T - \tau\} \\ \Phi(\varepsilon + \delta, \tau) \neq \Phi(\varepsilon, \tau) : \text{mod } 2\pi \end{aligned} \quad (22)$$

となることである。ある τ に対して、例えば、冗長な位相のジャンプあるいは変化を位相波形 ϕ に導入することで、上記ダイバーシチ効果発揮の条件を満たすことは比較的容易である。しかしながら、シンボル長に近く、より大きな許容遅延時間差を得るように、 $0 < \tau < T$ のすべての τ に対して、上記条件を満たすことができるかどうかは慎重に吟味検証する必要がある。

D. 2波Rayleighフェージング下のPSK-VPのBER特性

最終的に、 n ブランチのダイバーシチの BER \hat{P}_e の $n \rightarrow \infty$ の極限を考えることで、以下の P_e の BER 表現

$$P_e = \lim_{n \rightarrow \infty} \hat{P}_e = \frac{1}{2 \left\{ \Gamma^2 \left(1 - \frac{\tau}{T} \right)^2 \frac{\rho}{(1+\rho)^2} (1 - |F(\tau)|^2) + \Gamma \left(1 - \frac{\tau}{T} \right) + 1 \right\}} \quad (23)$$

$$F(\tau) \equiv \frac{1}{T - \tau} \int_0^{T-\tau} e^{j\Phi(\varepsilon, \tau)} d\varepsilon; \quad 0 \leq |F(\tau)| \leq 1. \quad (24)$$

が得られる (Appendix B および C)。これらから、以下の PSK-VP の BER 特性の特徴が分かる。

1) 周波数選択性フェージング ($0 < \tau < T, 0 < \rho < \infty$)

$|F(\tau)| < 1$ が満足される時 (この条件は式(22)のダイバーシチ条件に等価である)、CNR が高い領域においては、CNR の二乗に比例して、BER が改善される。

2) 周波数非選択性フェージング ($\tau=0$ or $\rho=0$ or $\rho=\infty$)

$F(0)=1$ ($\tau=0$ ならば式(21)において $\Phi \equiv 0$ となる) あるいは $\rho/(1+\rho)^2=0$ ($\rho=0$ or ∞) となるので、 Γ^2 を含む項は消滅する。従って、式(23)は、

$$P_e = \frac{1}{2(\Gamma + 1)} \quad (25)$$

となり、これは通常 of DPSK の BER に一致する [6, ch.7.3] ($\phi = \text{const.}$ はまた $\Phi \equiv 0$ となるので、DPSK の BER は、式(23)自身からも得られる)。

3) QPSK-VP 対 BPSK-VP

僅かな BER の劣化 (CNR で 3dB) を除けば、シンボル長で表された同じ τ に対して、両者はほぼ同じ特性を示す。しかしながら、ビット長で考えるならば、QPSK-VP は、BPSK-VP に比べ、2 倍の許容遅延時間差が期待できることになる。

E. 理想限界と位相波形への最大ダイバーシチ効果の条件

式(23)を変形することで、

$$P_e \geq \frac{1}{2 \left\{ \frac{(1 - \tau/T)\Gamma}{2} + 1 \right\}^2} \quad (26)$$

となることを見出せる。この右辺が示す下限は、ダイバーシチ効果によって最大限に改善されうる理想限界を示している。図 III-4および図 III-5には、この BER の理想限界を点線で示している。この理想限界を表す式は、 $0 < \tau < T$ の全域に渡ってダイバーシチ効果が得られる可能性を示している。

式(26)の等号の条件は以下のようになる。

$$|F(\tau)| \equiv \left| \frac{1}{T - \tau} \int_0^{T - \tau} e^{j\Phi(\epsilon, \tau)} d\epsilon \right| = 0 \quad (27)$$

and

$$\rho = 1 \quad (\text{D波とU波の平均電力が等しい場合}) \quad (28)$$

特に、式(27)は、 Φ を介して位相波形 ϕ に関する最大ダイバーシチ条件、すなわち、 $0 < \tau < T$ の全域に渡って最大限のダイバーシチ効果を得ることのできる条件を示していることになる。

$0 < \tau < T$ のすべての τ に対して、式(27)の最大ダイバーシチ位相波形条件を厳密に満たす関数 Φ は無い。しかしながら、式(27)の中項は Φ の角度を有し回転する単位ベクトルをベクトル平均し絶対値を取ったものを示しているので、任意の τ に対して十分に広い範囲で定義される、 Φ のある種の関数は $0 < \tau < T$ において上記条件に漸近しうる。近似的に最大ダイバーシチ条件を満足する関数 Φ の候補は多い。しかし、信号スペクトルの狭小化を考慮に入れるならば、限られてくることになる。

まず、位相波形 ϕ に階段状の波形を選択することにより、 Φ に不連続点を持ち込むことは、次の理由から不利と考えられる。次節で詳述するように、階段状の位相波形は許容遅延時間差の上限を引き下げることになる。加えて、付加された位相ジャンプは信号スペクトルを著しく広げることになる。もし、帯域制限を併用したとすると、シンボル区間内の付加された位相ジャンプのタイミン

グの場所でのアイパターンが潰れ易くなる。

もし、 Φ および ϕ が連続関数ならば（微分可能あるいは区間微分可能）、式(21)を ε について微分することで、

$$\frac{\partial \Phi(\varepsilon, \tau)}{\partial \varepsilon} = \phi'(\varepsilon + \tau) - \phi'(\varepsilon) \quad (29)$$

が得られる。 $\phi'(\varepsilon + \tau)$ と $\phi'(\varepsilon)$ は、シンボル区間内の $\varepsilon + \tau$ と ε のタイミングにおける、搬送波周波数からの瞬時角周波数シフト量を表しているので、 $\partial \Phi / \partial \varepsilon$ が小さければ小さいほど、コンパクトな信号スペクトルを得るのに有利となる。

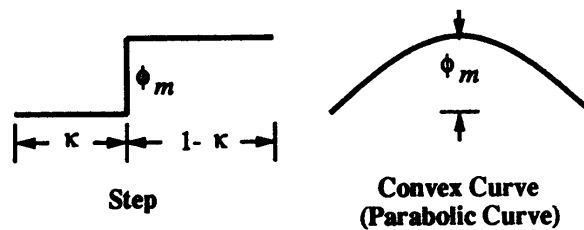
従って、 $\partial \Phi / \partial \varepsilon$ を小さく保ち、同時に、式(27)の中項を零に近づけるために、関数Fの範囲を広げるには、 Φ の最良の選択は、 ε に対して、単調増加（or 減少）関数とすることである。この条件を式に表せば、以下のようなになる。

$$\begin{aligned} \forall \varepsilon, \delta, \tau \in \{(\varepsilon, \delta, \tau) | 0 \leq \varepsilon < \varepsilon + \delta < T - \tau, 0 < \tau < T\} \\ \Phi(\varepsilon + \delta, \tau) - \Phi(\varepsilon, \tau) = \{\phi(\tau + \varepsilon + \delta) - \phi(\tau + \varepsilon)\} - \{\phi(\varepsilon + \delta) - \phi(\varepsilon)\} \quad (30) \\ \left\{ \begin{array}{l} > 0, \quad \text{for strictly monotone increasing} \\ < 0, \quad \text{for strictly monotone decreasing} \end{array} \right. \end{aligned}$$

式(30)における ϕ に対する条件は、位相波形 ϕ が凸状（or 凹状）の関数であることを示している。なお、この条件は、式(22)のダイバーシチ条件を τ が $0 < \tau < T$ の全域で満足させうることを同時に保障している。

F. 典型的な位相波形例

典型的な位相波形例として、図 III-3に示すような階段状の波形と放物線波形（凸状波形の一例）の場合について、そのBER特性を比較してみる。



図III-3 階段状および凸状（放物線）の位相波形

Fig. III-3 Stepped and convex (parabolic) phase-waveform.

1) 階段状の位相波形の場合

この場合は、SPSK 方式[13]に一致する。特に、中央に段差がある ($\kappa=0.5$) の場合は、MC-PSK 方式[14]と一致する。 ϕ および Φ は、

$$\phi(\epsilon) = \begin{cases} 0 & , 0 \leq \epsilon < \kappa T \\ \phi_m & , \kappa T \leq \epsilon < T \end{cases} \quad , 0 < \kappa < 1 \quad (31)$$

$$\Phi(\epsilon, \tau) = \begin{cases} 0 & , 0 \leq \epsilon < \kappa T - \tau \\ \phi_m & , \text{or } \kappa T \leq \epsilon < T - \tau \\ \phi_m & , \kappa T - \tau \leq \epsilon < \kappa T \end{cases} \quad (32)$$

と表せる。 $\tau \geq \tau_m = \max(\kappa T, T - \kappa T)$ の場合には、 $0 \leq \epsilon < T - \tau$ に対して $\Phi \equiv \phi_m$ となるので、式(22)は満足されず、ダイバーシチによる改善効果は消滅する。つまり、図 III-4に示すように、許容遅延時間差は $\tau_m (< T)$ に低減してしまう。

2) 放物線状の位相波形の場合

ϕ および Φ は、

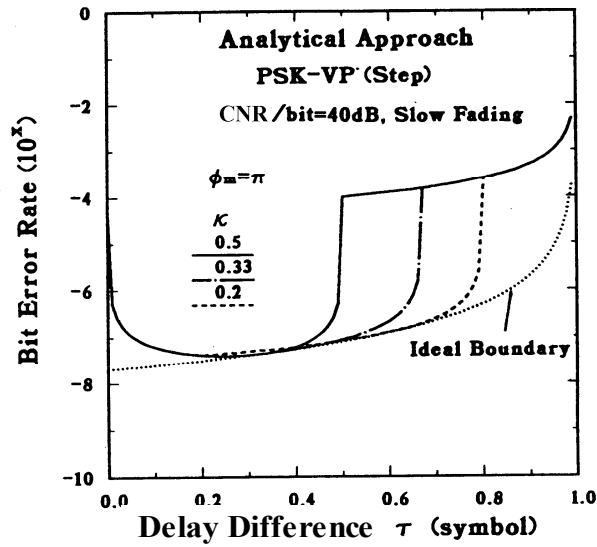
$$\phi(\epsilon) = -4 \cdot \frac{\phi_m}{T^2} \cdot \epsilon(\epsilon - T) \quad (33)$$

$$\Phi(\epsilon, \tau) = -\frac{8\phi_m\tau}{T^2}\epsilon + \phi(\tau) \quad (34)$$

と表せる。式(24)の計算を実行することで、 $|F(\tau)|$ は、

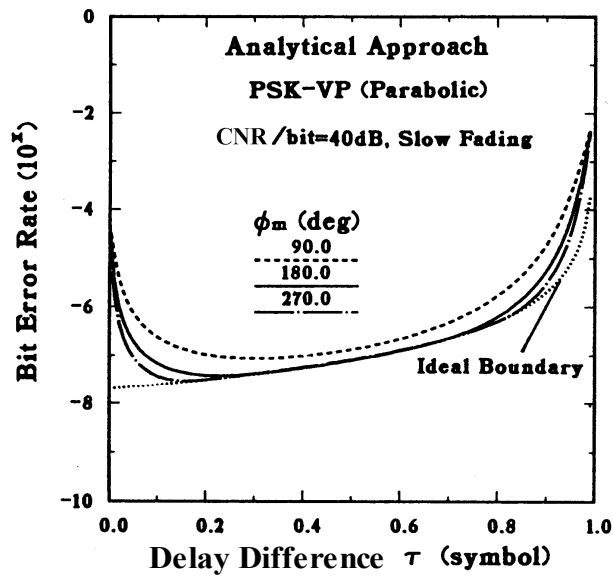
$$|F(\tau)| = \frac{|\sin \phi(\tau)|}{\phi(\tau)} \quad (35)$$

と表せる。 $0 < \tau < T$ の τ すべてに対して、 $|F(\tau)|$ は零に漸近する。図 III-5に示すように、また、式(35)の右辺の分子は有界なので、BER は、最大位相シフト量 ϕ_m の増加とともに理想限界に漸近する。



図III-4 2波 Rayleigh フェージング下における、階段状位相波形の場合の、2相あるいは4相 PSK-VP の解析的アプローチの結果と理想限界

Fig. III-4 Analytical approach results for 2- or 4-ary PSK-VP with stepped phase-waveforms compared with the ideal boundary in two-ray Rayleigh fading.



図III-5 2波 Rayleigh フェージング下における、放物線状 (凸状) 位相波形の場合の、2相あるいは4相 PSK-VP の解析的アプローチの結果と理想限界

Fig. III-5 Analytical approach results for 2- or 4-ary PSK-VP with parabolic (convex) phase-waveforms compared with the ideal boundary in two-ray Rayleigh fading.

G. L 波モデルへの拡張

この解析的アプローチは、一般に L 波モデルに拡張でき、2 波モデルの場合を一般化した結果が得られる。式(27)の最大ダイバーシチ・位相波形条件は、本質的に、 L 波モデルの場合も同じであり、凸状 (or 凹状) の位相波形が最良の選択と考えられる。以下、導出の概要を述べる。

まず、式(7)の受信信号 $z_1(t)$ は、

$$z_1(t) = \sum_{l=1}^L s_l(t)v(t - \tau_l) \quad (36)$$

のように拡張して書き換えることができる。ここで、 $s_l(t)$ は l 番目のパスのフェージングを表す複素乗積雑音、 τ_l は l 番目のパスの初到来波からの遅延時間を表す。さて、ここで改めて、 τ を L 波モデルでの最大遅延時間差、つまり、最小は 0 なので τ_l の中での最大値と定義し直すと、 t を ε に $\varepsilon = t - mT - \tau$ と置き換えて、式(8)の μ を用いて、 $0 \leq \tau < T$ の場合、 m 番目のシンボル内の式(9)における検波出力 $d_m(\varepsilon)$ は、その Region: a に相当する領域 $0 \leq \varepsilon < T - \tau$ において、導出過程を Appendix A に示すように、

$$d_m(\varepsilon) = \frac{1}{4} \mu a_m \left| \sum_{l=1}^L s_l e^{j\phi(\varepsilon + \tau - \tau_l)} \right|^2 \quad (37)$$

と書き換えられる。この領域では、2 波モデルの場合と同様に、 L 波モデルにおいても検波出力の極性は常に正しい、つまり、有効検波出力が得られる。

有効検波出力の領域を n 個の小片に分割し、式(11)に示すその i 番目の小片の位置 ε_i における、式(12)に示す有効検波出力 d_{mi} は、

$$\begin{aligned} d_{mi} &\equiv d_m(\varepsilon_i) \\ &= \frac{1}{4} \mu a_m \left| \sum_{l=1}^L s_l e^{j\phi_l} \right|^2, \end{aligned} \quad (38)$$

$i = 1, 2, \dots, n$

と書き換えられる。ここで、式(13)の定義は、

$$\begin{aligned} \phi(\varepsilon + \tau - \tau_l) &= \phi_l(\varepsilon), \\ l &= 1, 2, \dots, L \end{aligned} \quad (39)$$

と拡張し、 $\phi(\varepsilon_i + \tau - \tau)$ は、 ϕ_{li} ($l = 1, 2, \dots, L$ and $i = 1, 2, \dots, n$)と略記している。従って、 d_{mi} に対する複素乗積雑音 ν_i は $\nu_i = \sum_{l=1}^L s_l e^{j\phi_{li}}$ と書き換えられるので、式(16)の正規化複素乗積雑音 γ_i は、

$$\begin{aligned} \gamma_i &= \sqrt{\frac{1 - \tau/T}{n}} \frac{\nu_i}{\sqrt{N}} \\ &= \frac{\sqrt{\frac{1 - \tau/T}{n}} \sum_{l=1}^L s_l e^{j\phi_{li}}}{\sqrt{N}}, \\ & \quad i = 1, 2, 3, \dots, n \end{aligned} \quad (40)$$

と書き換えられる。もし、 L 波の各々のフェージングに互いに相関が無ければ、行列 \mathbf{X} は、同様に、式(19)の行列 \mathbf{X}_0 で表せる。ただし、その ik 要素である X_{0ik} は

$$X_{0ik} = \sum_{l=1}^L \xi_l e^{(\phi_{li} - \phi_{lk})}, \quad i, k = 1, 2, \dots, n \quad (41)$$

$$\xi_l = \frac{\langle |s_l|^2 \rangle}{\sum_{k=1}^L \langle |s_k|^2 \rangle}, \quad l = 1, 2, \dots, L \quad (42)$$

$$\Gamma = \sum_{k=1}^L \langle |s_k|^2 \rangle / N$$

となる。なお、 ξ_l は l 番目のパスの全体信号電力からの電力比、 Γ は平均 CNR を表している。

2波の場合と同様にこの場合も、Appendix Cにあるように、 $\text{rank}\mathbf{X} = \text{rank}\mathbf{X}_0 \leq L$ となるので、このダイバーシチは、高々 L 次のダイバーシチとしてしか機能しない。このことは、このダイバーシチが L 個の独立なフェージングパスを有する一種のパスダイバーシチと考えれば、容易に理解できる。

凸状 (or 凹状) の位相波形 ϕ の選択は、一般化された L 波モデルの場合でも、最大次元のダイバーシチ効果 (すなわち $\text{rank}\mathbf{X} = \text{rank}\mathbf{X}_0 = L$) が得られる条件として有効である。Appendix Dに示すように、凸状の位相波形 ϕ は $\text{rank}\mathbf{X} = \text{rank}\mathbf{X}_0 = L$ を保証することが確認されている。

Appendix B に示すように、 $\text{rank}\mathbf{X}=\text{rank}\mathbf{X}_0=L$ であれば、CNR Γ が十分に高い時、近似的な BER P_e は、

$$P_e = \lim_{n \rightarrow \infty} \hat{P}_e \approx \frac{1}{2\Gamma^L \left(1 - \frac{\tau}{T}\right)^L \prod_{k=1}^L \xi_k \det \mathbf{F}} \quad (43)$$

と、 $\alpha\beta$ 要素 $F_{\alpha\beta}$ を以下に示す $L \times L$ 行列 \mathbf{F} を用いて

$$F_{\alpha\beta}(\tau) = \frac{1}{T - \tau} \int_0^{T-\tau} e^{j\Phi_{\alpha\beta}(\varepsilon, \tau)} d\varepsilon \quad (44)$$

$$\alpha, \beta = 1, 2, \dots, L$$

表せる。ただし、式(21)の定義は、

$$\begin{aligned} \Phi_{\alpha\beta}(\varepsilon, \tau) &\equiv \phi_\beta(\varepsilon) - \phi_\alpha(\varepsilon) \\ &= \phi(\varepsilon + \tau - \tau_\beta) - \phi(\varepsilon + \tau - \tau_\alpha), \end{aligned} \quad (45)$$

$$\alpha, \beta = 1, 2, \dots, L$$

のように、拡張定義し直している。分母の Γ^L 項によって、BER は、CNR Γ の L 乗に比例して改善されることが分かる。

Appendix E に示すように、式(43)の L 波 Rayleigh フェージングに対して改善された BER は、次式右辺の下限を有することが示される。

$$P_e \geq \frac{1}{2\Gamma^L \left(1 - \frac{\tau}{T}\right)^L \frac{1}{L^L}} \quad (46)$$

この下限は、 L 波 Rayleigh フェージングに対するダイバーシチによる改善の理想限界を示している。式(46)の等号条件は

$$|F_{\alpha\beta}(\tau)| \equiv \left| \frac{1}{T - \tau} \int_0^{T-\tau} e^{j\Phi_{\alpha\beta}(\varepsilon, \tau)} d\varepsilon \right| = 0, \quad (47)$$

$$\alpha \neq \beta, \alpha, \beta = 1, 2, \dots, L$$

and

$$\forall \xi_k = \frac{1}{L} \quad (\text{各々の到来波の平均レベルが同じ}) \quad (48)$$

となる。この条件は、式(27)および(28)の2波モデルの場合の最大ダイバーシチ条件を一般化したものになっている。特に、式(47)は、 L 波モデルに対する、一般化された最大ダイバーシチ効果への位相波形条件となっており、本質的に、2波の場合と意味する所は同じである。

2波モデルの場合と同様に、凸状 (or 凹状) の位相波形が L 波モデルの場合においても最適な選択と考えられる。つまり、信号スペクトルのコンパクト化へ $\partial\Phi_{\alpha\beta}/\partial\varepsilon$ を小さく保つのと同時に、式(47)の中項を零に近づけるために関数 $\Phi_{\alpha\beta}$ の範囲を広げるためには、 $\Phi_{\alpha\beta}$ は ε に関して単調増加 or 単調減少関数であることが最適の選択になる。式(30)に示すように、各々の Φ を単調増加 or 単調減少関数に選ぶということは、位相波形 ϕ を凸状 (or 凹状) 関数にすることを意味する。

本論第二部

方式基礎特性の解明

IV. 数値解析による評価

A. 計算過程の概要

等価低域系において零平均複素ガウス過程である帯域雑音 $n(t)$ を含む、受信信号の複素包絡線 $z_1(t)$ は

$$z_1(t) = \sum_{l=1}^L s_l(t)v(t - \tau_l) + n(t) \quad (49)$$

と表せる。一方、式(5)は、

$$\begin{aligned} d(t) &= \frac{1}{4}(z_1 z_2^* + z_1^* z_2) \\ &= \frac{1}{8}(u_1 u_1^* - u_2 u_2^*) \end{aligned} \quad (50)$$

と書き換えることができる。ただし、

$$\begin{aligned} u_1(t) &= z_1(t) + z_2(t) \\ u_2(t) &= z_1(t) - z_2(t) \end{aligned} \quad (51)$$

と定義している。さらに、 h_i 、 $u_{1,i}$ 、 $u_{2,i}$ 、ベクトル \mathbf{u} 、対角行列 \mathbf{H} を

$$\begin{cases} h_i = h(i \cdot t_\Delta) \\ u_{1,i} = u_1(t_s + i \cdot t_\Delta); \quad i = -K, \dots, 0, \dots, K \\ u_{2,i} = u_2(t_s + i \cdot t_\Delta) \end{cases} \quad (52)$$

$$\begin{cases} \mathbf{u} = [u_{1,-K}, u_{2,-K}, u_{1,-K+1}, u_{2,-K+1}, \dots, u_{1,K}, u_{2,K}]^t \\ \mathbf{H} = \text{diag}[h_K, -h_K, h_{K-1}, -h_{K-1}, \dots, h_{-K}, -h_{-K}] \end{cases} \quad (53)$$

と定義する。なお、 t_Δ は十分に短い区間、 $'$ は転置を表している。さらに、 † は複素転置を表すとして、識別サンプルされた検波出力 q は、

$$\begin{aligned} q = Q(t_s) &= \sum_{i=-K}^K \frac{h_{-i}}{8} (u_{1,i} u_{1,i}^* - u_{2,i} u_{2,i}^*) \\ &= \frac{1}{8} \mathbf{u}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{u} \end{aligned} \quad (54)$$

と表される。上記の総和の時間範囲、すなわち、 $-K \cdot t_\Delta$ から $K \cdot t_\Delta$ は、検波後

フィルタのインパルス応答の収束時間で決まるが、以降の計算評価では、近似的に $-T$ から T と置いている。

識別サンプルされた検波出力の確率密度関数 $p(q)$ は、式(54)に示すように零平均のガウス変数の二次形式で表されている場合は、特性関数を用いて簡単に求められる[22]。すなわち、 $p(q)$ の結果は、行列 $\mathbf{R}^* \mathbf{H}$ の固有値 λ_k を用いて表される。ここで、 \mathbf{R} は共分散行列で、 $\langle \mathbf{u} \rangle = \mathbf{0}$ （零ベクトル）であるので、

$$\mathbf{R} = \langle (\mathbf{u} - \langle \mathbf{u} \rangle)(\mathbf{u} - \langle \mathbf{u} \rangle)^\dagger \rangle = \langle \mathbf{u} \mathbf{u}^\dagger \rangle \quad (55)$$

と表され、その要素は、文献[12]と同様な手順で計算される。

文献[12]と同様、積分を行うことによって、*mark* および *space* 各々に対する判定誤り率は、

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{e(\text{mark})} = \int_{-\infty}^0 p(q) dq \\ \quad = \sum_{\lambda_m < 0} \frac{1}{\prod_{\substack{n \\ n \neq m}} \left(1 - \frac{\lambda_n}{\lambda_m}\right)} \\ P_{e(\text{space})} = \int_0^{\infty} p(q) dq \\ \quad = \sum_{\lambda_m > 0} \frac{1}{\prod_{\substack{n \\ n \neq m}} \left(1 - \frac{\lambda_n}{\lambda_m}\right)} \end{array} \right. \quad (56)$$

と導かれる。グレイ符号化マッピングにおいては、1つの判定誤りは1つのビット誤りを招くので、BER は、*mark* および *space* の発生確率および注目シンボルの前後の種々のシンボルパターンに応じて、単純に $P_{e(\text{mark})}$ と $P_{e(\text{space})}$ の平均を取ることによって計算される。

B. 計算の条件

位相波形に関しては、式(31)の階段状波形、式(33)の放物線（凸状）波形、さらに、 $\phi = \text{const.}$ すなわち通常の DPSK に一致する場合をここでは選択、比較評価してみることにする。検波後フィルタには、インパルス応答が次式で表される、

$$h(t)_{\text{I\&D}} = \begin{cases} 0, & t < -\frac{\eta T}{2} \text{ or } t > \frac{\eta T}{2} \\ \frac{1}{\eta T}, & -\frac{\eta T}{2} \leq t \leq \frac{\eta T}{2} \end{cases} \quad (57)$$

$$h(t)_{\text{Gaussian}} = \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} B \exp\left(-\frac{2\pi^2 B^2 t^2}{\ln 2}\right) \quad (58)$$

積分放電型あるいはガウス型を用いた。なお、上式で、 η は積分放電フィルタにおけるシンボルで表した積分期間長、 B はガウスフィルタにおける 3dB 帯域幅である。

伝搬モデルに関しては、主に 2 波 Rayleigh フェージングモデル (2 波の平均電力は等しいものとする。すなわち $\rho=1$) を用いるが、加えて、1 波 Rayleigh フェージング (周波数非選択性) および 3 波 Rayleigh フェージング (各波の平均電力は等しいものとする。すなわち $\xi_1 = \xi_2 = \xi_3$) を用いて比較検証する。近似解析では扱えなかったが、数値解析では、新たに、最大ドップラ周波数 f_D が伝搬パラメタとして加わる。

C. 計算結果

図 IV-1 および図 IV-2 の数値解析結果と、対応する近似解析の結果である図 III-4 および図 III-5 を各々比べると、近似解析の結果を数値解析の結果が良く裏付けていることが分かる。近似解析に比べると許容遅延時間差は実際には少し目減りするが、凸状の位相波形を有する PSK-VP 方式は優れた BER 特性を有することが確認できる。許容遅延時間差の目減りは、 τ の増加に伴い Region:a が短くなり、近似解析では無視されていた無効検波出力が検波後フィルタの積分区間に混入することによると考えられる。過度に収束が早すぎるとタイミングジッターに対して不利になりうるが、この目減りは、インパルス応答の収束が早い検波後フィルタを用いることで緩和することができる。図 IV-3 から、短い η を有する積分放電フィルタ、ないしは、インパルス応答の収束性の良いガウスフィルタを用いることで、短い τ の領域の BER は逆に僅かに劣化するものの、許容遅延時間差の目減りは改善されることが確認できる。

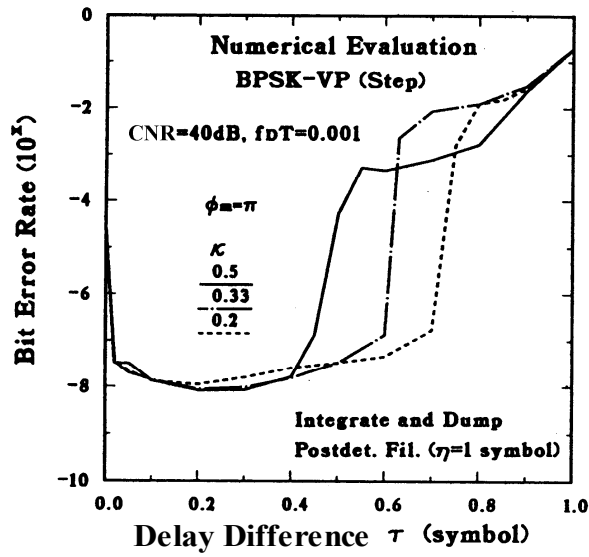
図 IV-4 に示すように、許容遅延時間差の目減りは、4 相の場合 (QPSK-VP)、

とりわけ長い積分期間を有する積分放電型検波後フィルタを用いる場合に、より顕著になる傾向がある。QPSK-VP については、ガウス型検波後フィルタを用いる方がより良好な特性が得られる。QPSK-VP の場合の目減り傾向の増大は、BPSK-VP に比べより大きな無効検波出力を生じるシンボルパターンが加わるためと考えられる。無効検波出力を無視していた先述の近似解析であるが、図 IV-2～図 IV-4より、QPSK-VP の場合 0.7 シンボル以下、BPSK-VP の場合 0.8 シンボル以下のそれぞれ τ の領域においては、十分に正確であったことが分かる。

ただし、留意すべきは、4相化 (QPSK-VP) することで、ビット長で見れば、許容遅延時間差を概ね倍にできることである。凸状位相波形およびガウス型検波後フィルタの場合、BPSK-VP では図 IV-3から約 0.9 ビット長に対し、QPSK-VP では図 IV-4から約 1.7 ビット長 (0.85 シンボル長) に改善される。

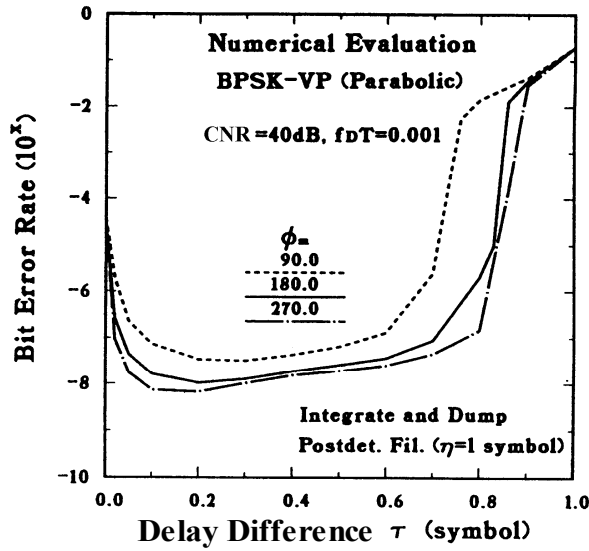
近似解析にて予測されたとおり、周波数非選択性 (1 波) Rayleigh フェージング下の通常の DPSK の BER が CNR に単純に比例してしか改善されないのに対し、2 波あるいは 3 波の周波数選択性 Rayleigh フェージング下の PSK-VP の BER は、ダイバーシチ効果により、CNR の各々 2 乗あるいは 3 乗に比例して著しく改善される (図 IV-5の実線)。図 IV-4と図 IV-5から分かるように、最大の遅延時間差が許容遅延時間差以下であれば、周波数非選択性フェージング下の DPSK より、逆に、周波数選択性フェージング下の PSK-VP の方が格段に優れた特性を有することが分かる。

さらに、PSK-VP は、高速フェージング下においても、その優れた特性を維持する。図 IV-5の点線のように、ダイバーシチ効果は、いわゆるランダム FM による軽減不能誤り (irreducible error) [5]にも有効に機能し、格段に BER を改善できる。フロア誤り率は、相当に早いフェージング $f_b T=0.02$ においても、 10^{-4} 以下となることが分かる。



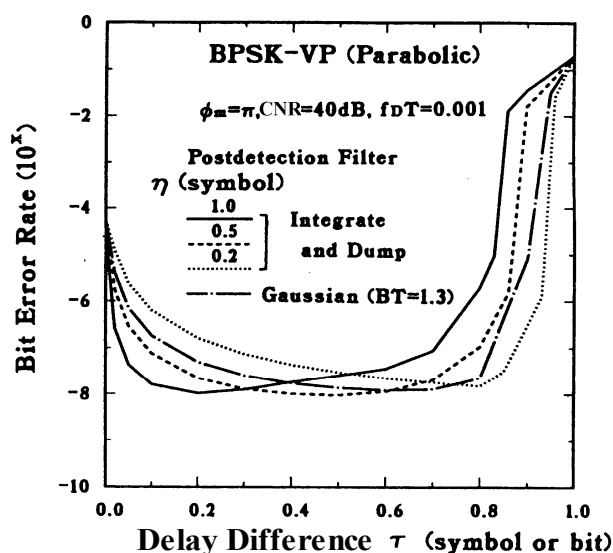
図IV-1 階段状位相波形を有する BPSK-VP の数値解析結果

Fig. IV-1 Numerical evaluation results for BPSK-VP with stepped phase-waveforms.

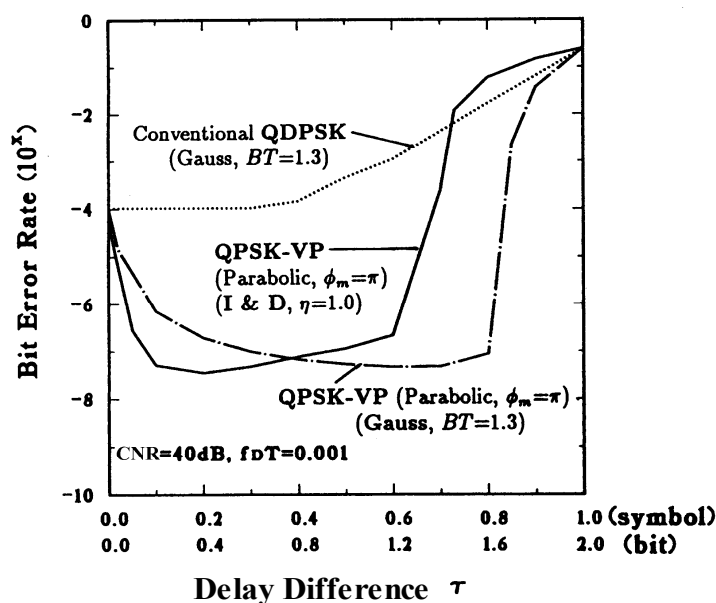


図IV-2 放物線状（凸状）位相波形を有する BPSK-VP の数値解析結果

Fig. IV-2 Numerical evaluation results for BPSK-VP with parabolic (convex) phase-waveforms.

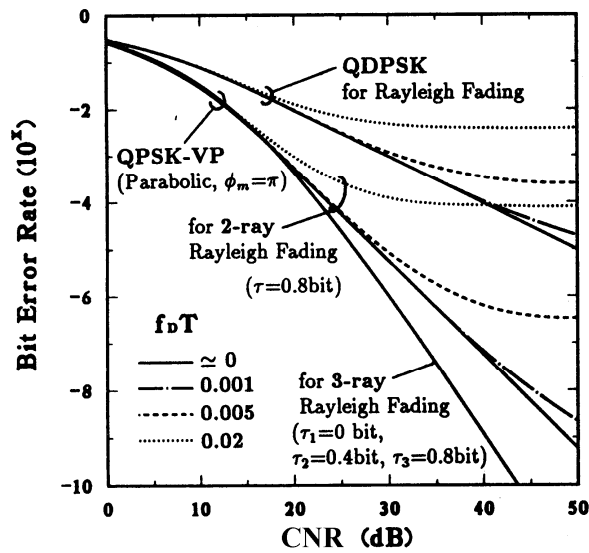


図IV-3 2波 Rayleigh フェージング下、種々の検波後フィルタの場合の、放物線状（凸状）位相波形を有する BPSK-VP 方式の τ に対する BER 特性
 Fig. IV-3 BER vs. τ performances of BPSK-VP with parabolic (convex) phase-waveform for various post detection filters in two-ray Rayleigh fading.



図IV-4 2波 Rayleigh フェージング下、ガウス型および積分放電型の検波後フィルタを用いた放物線状（凸状）位相波形を有する QPSK-VP 方式と、通常の QDPSK 方式の、 τ に対する BER 特性

Fig. IV-4 BER vs. τ performances of QPSK-VP with parabolic (convex) phase-waveform using Gaussian postdetection filter compared with QPSK-VP using integrate-and-dump (abbreviated to I&D) and conventional QDPSK in two-ray Rayleigh fading.



図IV-5 2波および3波 Rayleigh フェージング下でガウス型検波後フィルタ ($BT=1.3$) を用いた放物線状 (凸状) 位相波形を有する QPSK-VP 方式と、非周波数選択性 Rayleigh フェージング下の通常の QDPSK 方式の、CNR に対する BER 特性

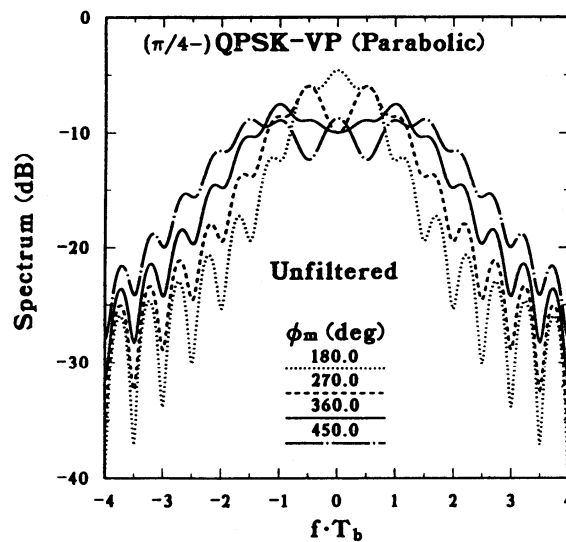
Fig. IV-5 BER vs. CNR of QPSK-VP with parabolic (convex) phase-waveform using Gaussian postdetection filter ($BT=1.3$) in 2- and 3-ray Rayleigh fading for various fD compared with conventional QDPSK in Rayleigh (frequency non-selective) fading.

V. 帯域制限を受けた PSK-VP の特性

A. 帯域制限されていない PSK-VP の電力スペクトル

図 V-1に、放物線型位相波形を有する QPSK-VP ($\pi/4$ -QPSK-VP も同等) に関して、様々な最大位相シフト量 ϕ_m に対して、その信号スペクトルの計算結果をビット速度 $1/T_b$ で正規化した周波数 fT_b の横軸で示した。最大位相シフト量 ϕ_m の増大につれて信号スペクトルが拡大する様子が分かる。加えて、主にシンボル間の位相ジャンプに起因すると考えられるが、どの ϕ_m に対しても、信号スペクトルの端部は、脈動的に広い範囲に及ぶことが分かる。

実際の応用においては、何らかの帯域制限が必要となる。もし帯域制限が無ければ、前章で述べたように、より大きな ϕ_m ほどより良い BER が期待できるので、別の視点から言えば、帯域制限は最大位相シフト量 ϕ_m を決める上での重要境界条件として捉えられる。同時に留意すべきは、帯域制限を受けた信号の包絡線はもはや一定でないので、帯域制限した PSK-VP の信号スペクトルを狭く維持するには、後段に線形性の良い増幅器を用いねばならないことを意味する。



図V-1 種々の最大位相シフト量 ϕ_m 場合の放物線状位相波形を有する QPSK-VP 方式の信号電力スペクトル (周波数はビット速度 $1/T_b$ で正規化。帯域制限なし。

$\pi/4$ -QPSK-VP と QPSK-VP は同スペクトルに留意)

Fig. V-1 QPSK-VP power spectra for a parabolic phase-waveform for various phase-shift peak ϕ_m . The frequency is normalized by bit rate $1/T_b$. No band-limitation is considered. $\pi/4$ -QPSK-VP power spectra are the same as those of QPSK-VP.

B. 帯域制限の影響

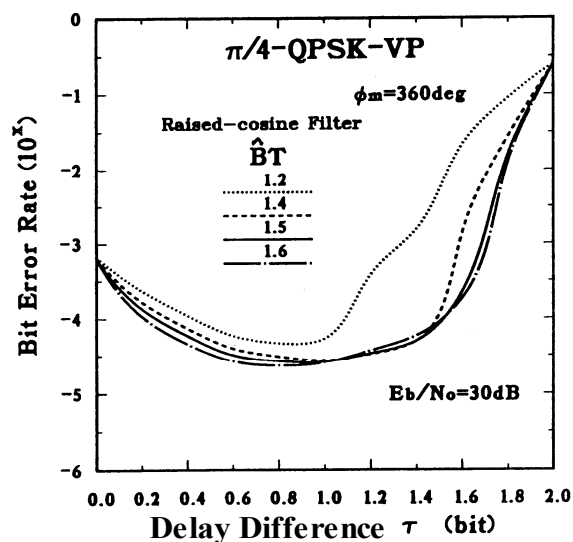
帯域制限に影響を調べるために、ここでは典型例として、周波数応答が以下の $G(f)$ で示される、レイズドコサインフィルタによる帯域制限の場合を検討してみる。

$$G(f) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left\{ 1 - \sin \frac{2\pi(|f - f_c| - \hat{B}/4)}{\hat{B}} \right\} & |f - f_c| \leq \hat{B}/2 \\ 0, & |f - f_c| > \hat{B}/2 \end{cases} \quad (59)$$

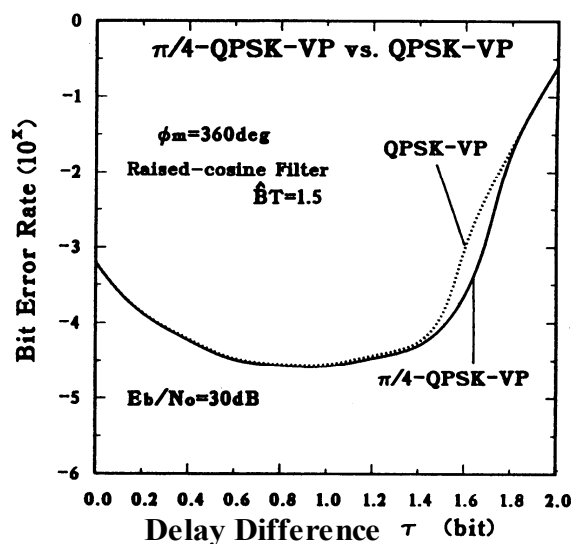
なお、上式において、 f_c は搬送波周波数、 \hat{B} は 6dB 帯域幅を示す。最大位相シフト量 ϕ_m とフィルタ帯域幅の最適化においては、信号スペクトルの狭域性と BER 特性の最良トレードオフを考えることになる。BER の計算過程は、式(3)の $v(t)$ を帯域制限された PSK-VP 信号に置き換える以外は、前章の数値解析過程と全く同じである。

図 V-2 は、 τ に対する BER 特性の変化の様子を様々な正規化帯域幅 $\hat{B}T$ に対して示したもので、ここでは、放物線型位相波形 ($\phi_m = 2\pi$) を有する $\pi/4$ -QPSK-VP の場合を示している。この場合もそうだが、一般に、帯域制限を掛けていくとある値から急に、 τ の長い領域において BER の劣化が始まる様子が見える。

図 V-2 のように $\hat{B}T$ が 1.5 辺りになるが、帯域制限の限界近くでは、通常 of 非対称なシンボル配置の QPSK-VP より対称なシンボル配置の $\pi/4$ -QPSK-VP の方が僅かだが特性が優れる。特に、図 V-3 に比較を示すように、許容遅延時間差の辺りで差が現れる。 $\pi/4$ -QPSK-VP における改善は、通常の DPSK においても非対称シンボル配置と対称シンボル配置の帯域制限下での比較に見えるように[24]、対称シンボル配置では、現在と前後のシンボルパターン各々に対応するそれぞれ BER のばらつきが少なく、結果として、平均の BER が小さくなるものと推測される。



図V-2 種々の正規化 6dB 帯域幅 $\hat{B}T$ のレイズドコサインフィルタ帯域制限下の放物線状位相波形 ($\phi_m=2\pi$) を有する $\pi/4$ -QPSK-VP の τ に対する BER 特性
 Fig. V-2 BER vs. τ performances of $\pi/4$ -QPSK-VP with parabolic phase-waveform ($\phi_m=2\pi$) in raised-cosine filter band-limitation for various 6-dB band-limitation normalized bandwidths $\hat{B}T$.



図V-3 $\hat{B}T=1.5$ のレイズドコサインフィルタ帯域制限下の放物線状位相波形 ($\phi_m=2\pi$) を有する $\pi/4$ -QPSK-VP と QPSK-VP の τ に対する BER 特性の比較
 Fig. V-3 BER vs. τ performance comparison between $\pi/4$ -QPSK-VP and QPSK-VP for parabolic phase-waveform ($\phi_m=2\pi$) and raised-cosine filter limitation ($\hat{B}T=1.5$).

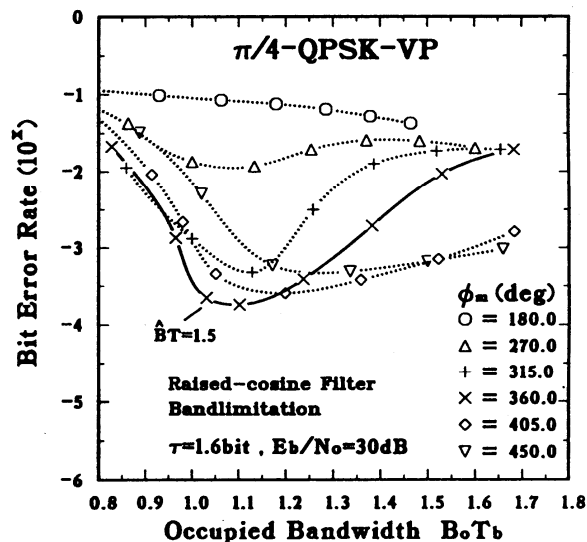
C. 帯域制限されたPSK-VPの特性

BER と狭帯域のトレードオフを考えるには、評価パラメタを決める必要がある。ここでは、BER に関しては、許容遅延時間差に近い、 τ が 1.6 ビットの時の BER を評価することにする。一方、狭帯域性に関しては、帯域制限された PSK-VP 信号の 99%が含まれる、正規化された占有帯域幅 B_oT_b を評価することにする。

図 V-4は、 $\pi/4$ -QPSK-VP の場合について、様々な帯域制限幅 $\hat{B}T$ と最大位相シフト量 ϕ_m に対して上記評価パラメタを算出しプロットしたものである。この図において、左下方の隅に一番近いものが最良のトレードオフということになる。従って、最良の組み合わせは、 $\hat{B}T = 1.5$ かつ $\phi_m = 2\pi$ ということになる。この時、正規化された占有帯域幅 B_oT_b は 1.0、図 V-2および図 V-3から、許容遅延時間差は依然 1.7 ビット程度と維持されている。ちなみに、コサインロールオフフィルタで帯域制限された QPSK-RZ と比較すると、許容遅延時間差は 1.6 ビット長程度と報告されており [16, Fig.7(b)]、レイズドコサインロールオフフィルタで帯域制限された $\pi/4$ -QPSK-VP の許容遅延時間差の方が僅かだが上回る。

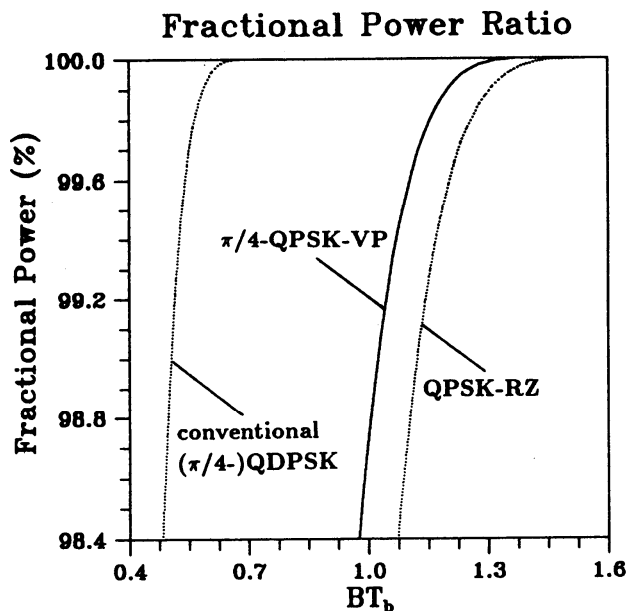
図 V-5は、上記最適パラメタを有するレイズドコサインロールオフフィルタで帯域制限された $\pi/4$ -QPSK-VP と、[16]に示されたパラメタを有するコサインロールオフフィルタで帯域制限された QPSK-RZ、および、ロールオフ率 50%のコサインロールオフフィルタで帯域制限された通常の ($\pi/4$ -) DQPSK の帯域外漏洩電力を比較したものである。先述の許容遅延時間差における優位性に加えて、スペクトルの狭小性の面でも、 $\pi/4$ -QPSK-VP は QPSK-RZ より優位に回ることが分かる。しかしながら、($\pi/4$ -) DQPSK と比較するなら、 $\pi/4$ -QPSK-VP は約 2 倍の周波数幅を要することが分かる。

図 V-6は、帯域制限を送信側と受信側に均等に割り振った場合、つまり、ルート型のコサインロールオフあるいはレイズドコサインフィルタを適用した場合について、隣接チャネル干渉特性をビット速度で正規化したチャネル周波数間隔 f_sT_b で表したものである。この図では具体的には、上記最適パラメタを有するレイズドコサインロールオフフィルタで帯域制限された $\pi/4$ -QPSK-VP と、ロールオフ率 50%のコサインロールオフフィルタで帯域制限された通常の ($\pi/4$ -) DQPSK を比較している。($\pi/4$ -) DQPSK と比較して、 $\pi/4$ -QPSK-VP は約 2 倍のチャネル間隔を要することが再度確認できる。

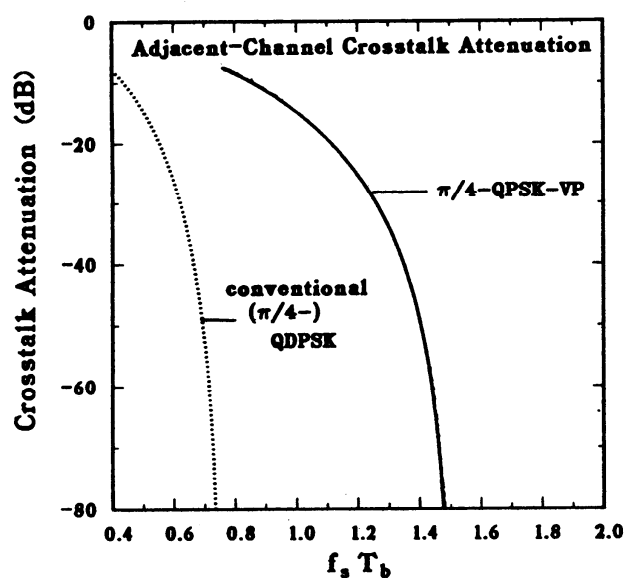


図V-4 レイズドコサインフィルタ帯域幅 $\hat{B}T$ と最大位相シフト量 ϕ_m の種々組合せでの放物線型位相波形 $\pi/4$ -QPSK-VP の 99%正規化占有帯幅 B_0T_b と BER の関係

Fig. V-4 BER vs. 99% normalized occupied bandwidth B_0T_b of $\pi/4$ -QPSK-VP with parabolic phase-waveform for various combinations of raised-cosine band-limitation $\hat{B}T$ and phase-shift peak ϕ_m .



図V-5 ($\pi/4$ -)QPSK-VP (放物線型 $\phi_m=2\pi$ 、レイズドコサイン $\hat{B}T=1.5$)、QPSK-RZ (コサインロールオフ $\hat{B}T=2.26$ 、50%ロールオフファクタ)、($\pi/4$ -)QDPSK (コサインロールオフ、50%ロールオフファクタ) の帯域幅 BT_b 内の電力比率特性比較
Fig. V-5 Fractional power ratio vs. normalized bandwidth BT_b performance comparison among ($\pi/4$ -)QPSK-VP (parabolic phase-waveform $\phi_m=2\pi$, raised-cosine $\hat{B}T=1.5$), QPSK-RZ (cosine-roll-off $\hat{B}T=2.26$, roll factor 50%), and conventional ($\pi/4$ -)QDPSK (cosine-roll-off, roll factor 50%)



図V-6 $\pi/4$ -QPSK-VP (放物線状位相波形 $\phi_m = 2\pi$ 、レイズドコサイン帯域制限 $\hat{B}T=1.5$) と通常の $(\pi/4-)$ QDPSK (コサインロールオフ帯域制限、50%ロールオフファクタ) において、帯域制限を送受信に均等に割り振った場合の、正規化チャンネル間隔 $f_s T_b$ に対する隣接チャンネル漏洩電力減衰率特性

Fig. V-6 Adjacent-channel crosstalk attenuation vs. normalized channel separation $f_s T_b$ performance comparison between $\pi/4$ -QPSK-VP (parabolic phase-waveform $\phi_m = 2\pi$, raised-cosine filter $\hat{B}T=1.5$) and conventional $(\pi/4-)$ QDPSK (cosine-roll-off, 50%) when band-limitation is equally assigned to transmitter and receiver.

本論第三部

実環境での方式特性の検証

VI. 室内環境における伝送特性

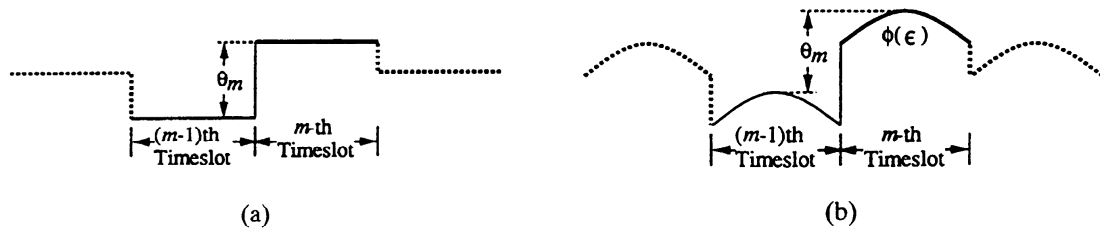
A. 2波Rayleighフェージングでの基本特性の確認

本章では、グレイ符号化された対称シンボル配置[23, ch.8.5]の4相の差動PSK ($\pi/4$ -QPSK) および PSK-VP ($\pi/4$ -QPSK-VP) に関して、実機による擬似伝送路実験と数値解析にて、その BER 特性を比較する。これらの変調方式では、図 VI-1 に示すように、隣接シンボルの位相差 θ_m に伝送される4値情報がある。 θ_m へのマッピングに関しては色々な方法がありうるが、ここでは、グレイ符号によって $\pm\pi/4$ および $\pi \pm \pi/4$ に2ビットの情報がマッピングされる場合を考える。

図 VI-1 に示すように、 $\pi/4$ -QPSK-VP では、位相波形 $\phi(\epsilon)$ が $\pi/4$ -QPSK のシンボルに重畳される。 $\phi(\epsilon)$ には、式(33)の2次の凸状関数を用いた。式(33)の ϕ_m は最大位相シフト量を示すが、ここでは $3\pi/2$ とし、帯域制限はガウスフィルタ $BT=2.0$ (-3dB) を用いた。 $\pi/4$ -QPSK に対してはロールオフ率 50%を有するコサインロールオフフィルタでの帯域制限とした。検波は、両変調方式ともに通常の遅延検波によるもので、同一のビット速度では共用できるので共通のものを用いた。

伝送実験を行う前に、基礎的な BER 特性を明らかにし実機の基本性能を確認するために、上記の二つの変調方式の2波 Rayleigh フェージング下での BER 特性の比較を各々数値解析と実機実験で行う。ここでの2波フェージングでは、互いに独立で、等しい平均電力を有し、遅延時間差を τ とする。数値解析は、前章での特性関数を用いて導出した過程と同じ方法による。

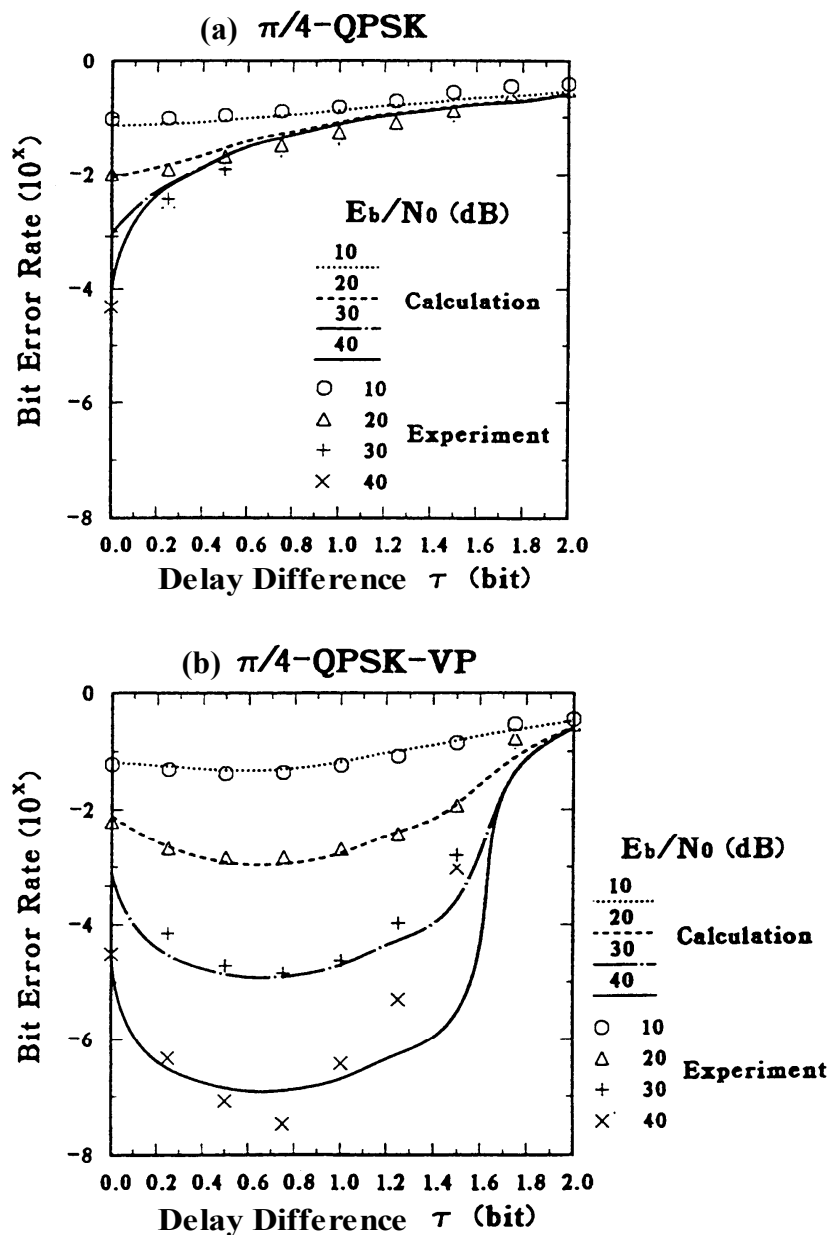
図 VI-2 は、遅延時間差 τ に対する BER 特性を、数値解析結果は曲線で、実機実験結果はマーカで示したものである。図 VI-2(a) の $\pi/4$ -QPSK と図 VI-2(b) の $\pi/4$ -QPSK-VP との比較から、遅延時間差 τ が許容遅延時間差より小さい値ならば、



図VI-1 (a) $\pi/4$ -QPSK および (b) $\pi/4$ -QPSK-VP の位相ダイアグラム

Fig. VI-1 (a) $\pi/4$ -QPSK and (b) $\pi/4$ -QPSK-VP signal phase diagram.

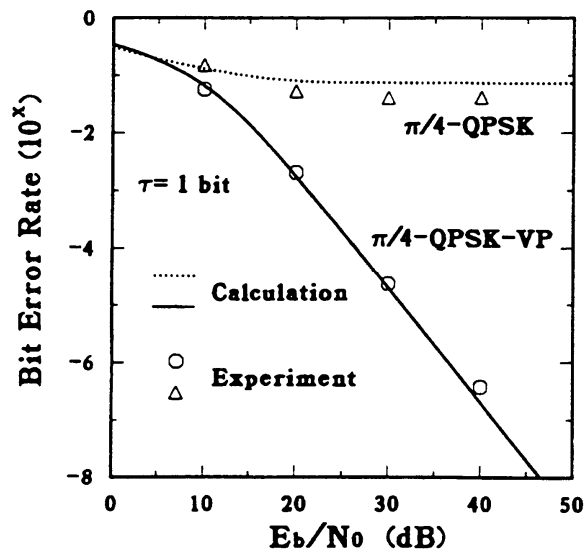
後者は前者より優れた BER 特性を有することが確認できる。 $\pi/4$ -QPSK-VP における許容遅延時間差の減少を除けば、室内実験結果と数値解析結果は良い一致を示していることがわかる。実測された許容遅延時間差は約 1.5bit 長程度である。



図VI-2 様々な E_b/N_0 における遅延広がり τ に対する BER 特性。
 $\pi/4$ -QPSK および $\pi/4$ -QPSK-VP に対する 2 波 Rayleigh フェージング下での
 計算および室内実験 (6.312Mbps) 評価結果

Fig. VI-2 BER vs. τ for various E_b/N_0 through calculation and laboratory experiment
 (at 6.312Mbps) in 2-ray Rayleigh fading for $\pi/4$ -QPSK and $\pi/4$ -QPSK-VP.

図 VI-3は、遅延時間差 τ が 1 bit の時の、CNR (E_b/N_0) に対する BER の特性を示したものである。 $\pi/4$ -QPSK の BER は、 10^{-1} 辺りでフロアを示し、CNR の上昇に対しそれ以上改善されないのに対し、 $\pi/4$ -QPSK-VP の BER は、10dB の CNR 上昇に対して 2 桁改善され、 10^{-6} 以下にまで改善されることがわかる。図 VI-3 のマーカに示すように、実機においても、この BER 改善が実際に得られることが確認できる。



図VI-3 2波 Rayleigh フェージング下、 τ が 1bit の場合の $\pi/4$ -QPSK および $\pi/4$ -QPSK-VP の CNR に対する BER 特性の計算および室内実験評価結果。

Fig. VI-3 BER vs. CNR performances of $\pi/4$ -QPSK and $\pi/4$ -QPSK-VP through calculation and laboratory experiment in 2-ray Rayleigh fading with τ of 1 bit.

B. 試験環境と測定システム

伝送実験は、オフィスルームとシールドルームの 2 種の環境、および、3.156Mbps と 6.312Mbps の 2 種の伝送速度で行った。周波数帯に関しては、オフィスルームの実験については 240MHz、シールドルームの実験については 2.38GHz を用いた。両実験環境および送受信アンテナの配置の見取り図を図 VI-4 に示した。さらに、測定系の構成を図 VI-5 に、主要諸元を表 VI-1 に示した。

両実験環境においては、垂直偏波のダイポールアンテナを送信側および受信側の双方に用いた。送信アンテナは固定であるが、受信アンテナは 0.93m 長のポール先端に取り付け回転させた。1 回転における総送信ビット数と総誤りビット数から BER を求める。なお、1 回転には約 90 秒を要する（アンテナの移動速度 V は約 6.5cm/s）。

オフィスルームは、2.7m の天井高を有し、床面は金属のバックプレートを有するフリーアクセスで構成されている。図 VI-4 に示すように、図中の右側の壁は、窓の無い鉄筋コンクリート外壁、上側は窓付きの鉄筋コンクリート外壁、左側と下側は鉄製のパーティション壁で、その他室内には、机やラック、冷暖房機等がある。送受信アンテナの高さは、各々 2.1m および 1.2m とした。図 VI-4 に示すように、受信アンテナの設置場所に関しては、その回転中心で示して、A から D の 4 箇所を用いた。

シールドルームは、鉄製の外殻に覆われており、木および石膏ボードで内装されている。内部からは、天井高 2.3m の窓の無い部屋に見える。シールドルームも同様に、床面は金属のバックプレートを有するフリーアクセスで構成されており、その他室内には、机やラック、パソコン等がある。送受信アンテナの高さは、各々 1.2m および 1.8m とした。シールドルームでの受信アンテナの設置場所に関しては 1 箇所のみとした。

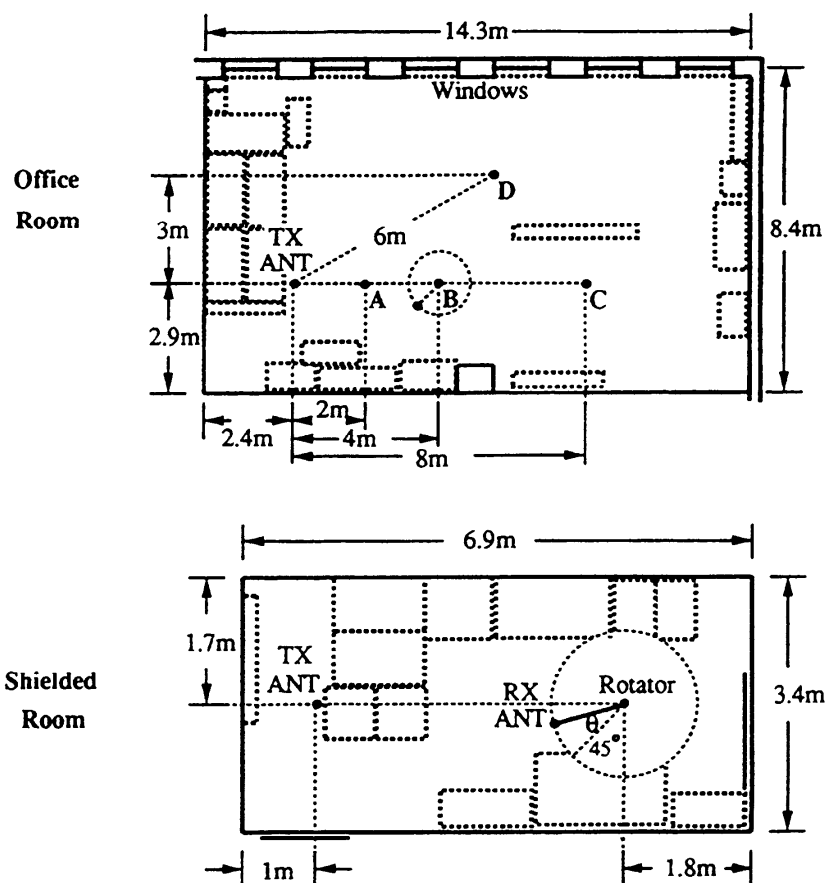
送信機では、図 VI-5 にあるコントローラ（パソコン）で計算し予め書き込んだ波形 RAM メモリから、対応する変調波形を読み出し繋ぎ合わせていくことで、デジタル的に送信変調信号を生成する。送信伝送速度は、読み出しクロック速度を変えることで、切り替えることができる。加えて、変調方式は、RAM メモリを書き換えることで切り替えることができる。

受信機では、遅延検波器が両変調方式の検波に共用使用される。帯域制限に関しては、主に送信側で実行されるため、受信側では、十分に広い IF 帯域幅

(9MHz) が各々の変調方式および伝送速度に対して共通して用いた。受信信号強度は同時に測定され、実測した受信機の雑音指数 (NF) を用いて、平均の CNR を計算した。

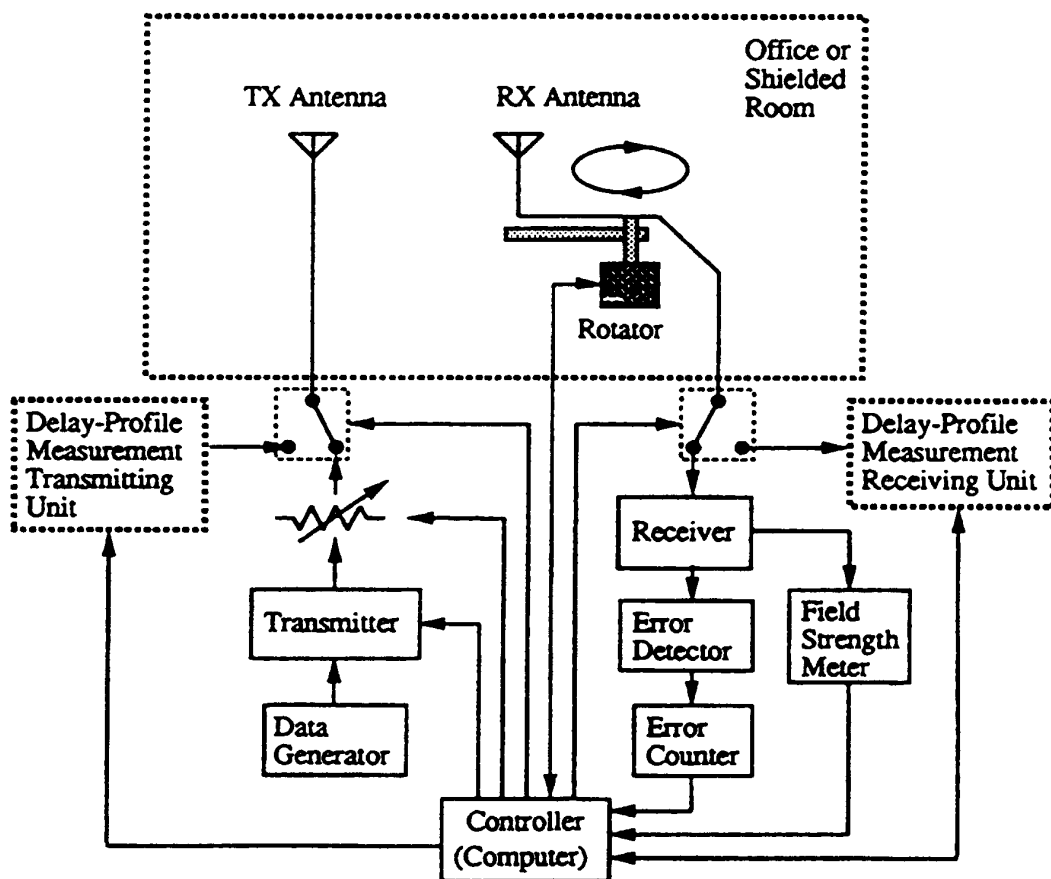
送信データには、15 段の m 系列を用いた。受信側では、同じ系列を発生させ、受信データ列とビット単位で比較し、ビット誤りを検出する。誤り検出器の出力パルスは、エラーカウンタで受信アンテナ 1 回転にわたって積算され、そのビット誤り総数から平均 BER を算出する。BER の測定に加えて、次章で議論する遅延プロファイルの測定に関しても、同一の設置環境、および、同様の測定系の構成で切り替えることで行った。

測定中あるいは比較において、試験環境が変動することを避けるために、コントローラ (パソコン) を室外に設置し、試験環境内は無人数にして測定実験を行った。すべての実験において、送受信アンテナ間には見通しがある (LOS) 条件で行った。



図VI-4 伝送実験環境およびアンテナ設置構成の見取り図

Fig. VI-4 Sketch maps of transmission experiment test rooms and antenna setups.



図VI-5 伝送実験および遅延プロファイル観測の測定システム構成

Fig. VI-5 Measurement system configuration for transmission experiment and delay profile measurement.

表VI-1 実機試験・伝送実験で使用した送受信機の主要諸元

Table VI-1 Main specification of transmitter and receiver used in laboratory and transmission experiment.

搬送波周波数	240MHz, 2.38GHz
変調方式	$\pi/4$ -QPSK, $\pi/4$ -QPSK-VP
ビット伝送速度	3.156Mbps, 6.312Mbps
検波方式	遅延検波
IF 帯域幅	9MHz at -3dB

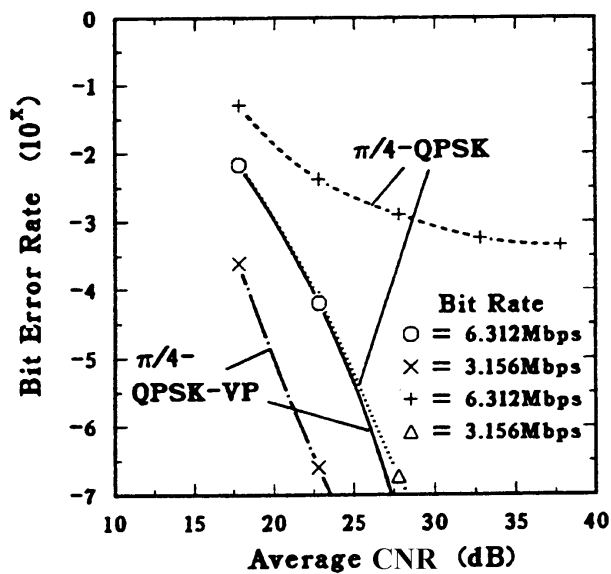
C. 伝送実験結果

図 VI-6(a)―(c)は、オフィスルームの B および C 地点、シールドルームでの実験結果を示したものである。各々の図は、両変調方式および両伝送速度に対して送信電力を変えて、検波器入力での実測された平均 CNR に対して実測された平均 BER を示したものである。

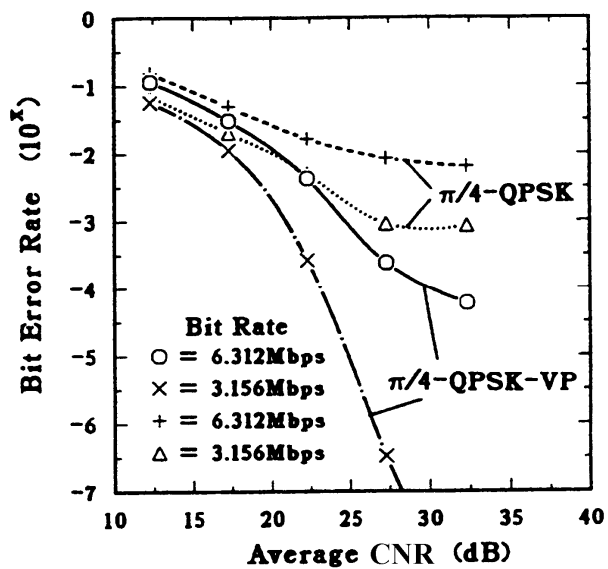
図 VI-6(a)は、約 4m の伝送距離になるが、 $\pi/4$ -QPSK・6Mbps 以外の条件では、CNR の増加に対して急速に BER が減少するが、 $\pi/4$ -QPSK・6Mbps では、ごく近距離にも関わらず、マルチパス波形歪に起因すると見られるフロア誤りが観測された。図 VI-6(b)では、約 8m の伝送距離になるが、全体に CNR の増加に対する BER の減少が緩やかになり、 $\pi/4$ -QPSK-VP・3Mbps 以外でフロア誤りが観測された。

伝送距離に対する BER 特性曲線の変化は、伝送距離の増大に伴う、直接見通し波のレベルの相対的な減少によると考えられる。シールドルーム内においては、図 VI-6 (c)に示すように、BER は CNR 増加に対してさらに緩やかにしか減少せず、フロア誤りを生じる傾向がさらに強まる。次章の遅延プロファイル測定の結果でより明確になるが、これは、取り囲む金属製の外殻からの強い反射散乱波に対して、相対的に見通し直接波が弱まるためと考えられる。

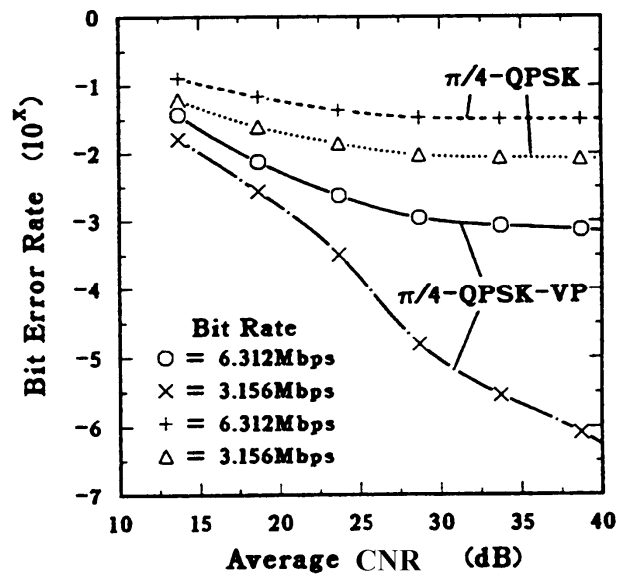
図 VI-6全般において、 $\pi/4$ -QPSK と $\pi/4$ -QPSK-VP を比較すると、 $\pi/4$ -QPSK-VP の BER は、CNR の増加(送信電力)につれて改善量が大きくなる様子がわかる。特に、図 VI-6(a)の短距離伝送の場合を除いて、フロア誤り率は、格段に改善されることが確認できる。例えば、図 VI-6(b)のオフィスルーム内約 8m 伝送距離の場合、6Mbps の伝送速度に対し、 $\pi/4$ -QPSK のフロア誤り率の 10^{-2} に対し、 $\pi/4$ -QPSK-VP のフロア誤り率は 10^{-4} と 2 桁の改善が見られ、3Mbps の伝送速度に対しては、4 桁 (10^{-3} から 10^{-7} へ) とより大きな改善が確認できる。電波の散乱反射が強いシールドルーム内の場合も、全体にフロア誤り率レベルは増大するものの、各伝送速度に関して、両変調方式間で相対的には同様の改善が観測される。



(a) At location B in office room via 240 MHz band
(about 4 m transmission)



(b) At location C in office room via 240 MHz band
(about 8 m transmission)



(c) In shielded room via 2.3 GHz band
(about 4.1 m transmission)

図VI-6 各変調方式各ビット速度における伝送実験結果

Fig. VI-6 Transmission experiment results for each modulation and each data rate.

VII. 室内環境のチャネルモデル

A. 遅延プロファイル測定

各々の実験環境の伝搬チャネル特性および次章で BER 評価のベースとなる適切なチャネルモデルを導出するために、遅延プロファイル測定を同時に行った。実際の測定は、PN 相関法[27]を用いて、前章に記述のように、同一の環境および同様の条件で行った。

主要諸元を表 VII-1に示す。遅延プロファイル測定システムは送信側の装置と受信側の装置からなる。送信装置では、送信搬送波は 10 段の m 系列、30Mchip/s のチップ速度で 2 相位相変調され送出される。受信装置では、僅かに遅いチップ速度を有する同一の m 系列と相関を取ることで、いわゆるスライディング相関法によって[27]、電力遅延プロファイルを得ることができる。遅延時間の時間分解能はチップ長相当の約 33ns であるが、これは空間分解能に換算して約 10m に相当する。

電力遅延プロファイルは、受信アンテナの回転の 1 度毎に測定した。平均電力遅延プロファイルは、約 1 度毎の測定結果を空間的に平均計算して求めた。具体的には、オフィスルームに関しては、地点 A~D の周り 1 周分、シールドルームに関しては、1 周を 90 度毎の区間に分けて、平均計算を行った。加えて、同一の平均区間に関して、遅延分散も計算した。

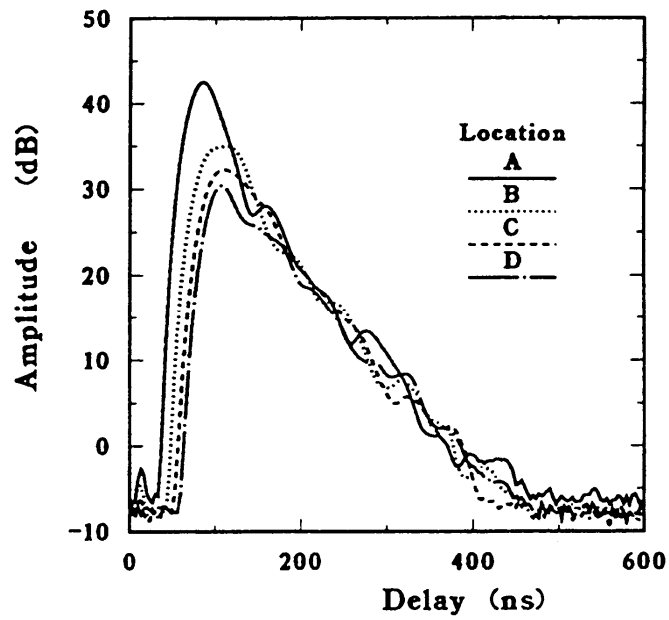
表VII-1 遅延プロファイルの測定系の主要諸元

表 VII-1 Main specifications of delay profile measurement system

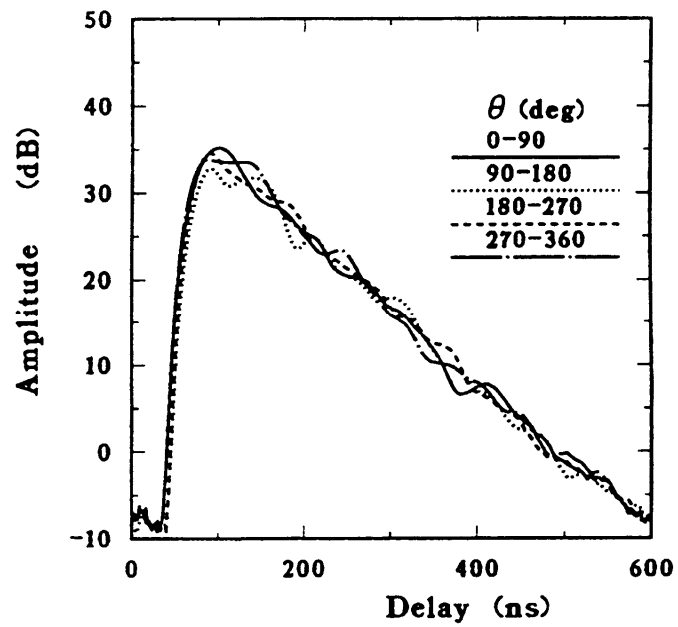
搬送波周波数	240MHz, 2.335GHz
PN 系列	10 段 m 系列
チップ速度	30 Mchip/s
変調方式	BPSK
帯域制限	±45 MHz

B. 測定結果と室内伝送チャネルの特徴

図 VII-1 (a)および(b)に、各々、オフィスルームおよびシールドルームでの、平均電力遅延プロファイルの測定計算結果を示す。また、遅延分散の結果は、表 VII-2(a)および(b)に各々示した。



(a) In office room at 240 MHz band



(b) In shielded room at 2.3 GHz band

図VII-1 平均電力遅延プロファイルの測定結果

Fig. VII-1 Average power delay profiles at various locations.

表VII-2 遅延分散の測定結果

Table VII-2 Delay Spread Measurement Results.

(a) In office room at 240 MHz band

測定地点	伝送距離	遅延分散
A	約 2 m	27.2 ns
B	約 4 m	31.0 ns
C	約 8 m	35.8 ns
D	約 6 m	39.7 ns

(b) In shielded room at 2.3 GHz band

測定地点	伝送距離	遅延分散
0—90 deg.	約 3.3 m	48.8 ns
90—180 deg.	約 4.1 m	52.3 ns
180—270 deg.	約 4.9 m	51.6 ns
270—360 deg.	約 4.1 m	47.8 ns

図 VII-1 (a)に示すように、短距離での伝送、具体的には、2m および 4m の伝送距離となる地点 A および B では、見通し直接波が実際に左側のピークとして観測される。同時に、より長い伝送距離の場合に比べて、これらの地点での遅延分散はより小さい値となっている。一方、図 VII-1 (b)に示すシールドルームの場合、鉄製の外殻での強い反射波に埋もれて、見通し直接波は相対的に弱く観測されている。この場合、表 VII-2(b)に示すように、遅延分散もより大きな値となっている。

すべての遅延プロファイルの測定結果において、右端においては、遅延時間の増大に対して直線的にレベルが低下しており、これは指数関数的な減衰を意味している。しかも、各々の部屋でそれぞれに、部屋内の地点に依らず、部屋固有の減衰係数を有していることがわかる。図 VII-1(a)および(b)の右端の減衰カーブの傾きから、実測された遅延減衰係数 Γ は、オフィスルームで 0.11dB/ns、シールドルームで 0.088dB/ns であった。

上記の結果は、ある瞬間に発せられた電磁波エネルギーが時間とともに指数関数的に減衰していくことを意味している。このことは、同一環境にて、高時間分解能遅延プロファイル測定手法[28]を用いた結果から直接観測された、対面する壁や床・天井間を多重反射し往復する伝搬形態から[29][30]、反射ごとに所定の比率でエネルギーを失っていくためと推測される。

C. 室内環境での伝送チャネルのモデル化

ここでは、前節の結果から、BER 計算の基とする適切なチャネルモデルとしては、電力遅延プロファイルが指数関数減衰するモデルを用いることとする。平均電力遅延プロファイル $P(\tau)$ は、

$$P(\tau) = A \exp\left(-\frac{\Gamma \ln 10}{10} \tau\right) \quad (60)$$

と表される。ただし、 A 、 Γ 、および、 τ は、各々、正の実数係数、dB/ns で表した減衰係数、ns で表した遅延時間を示している。直接的な演算を施すことにより、遅延分散 σ (ns) と減衰係数 Γ (dB/ns) の間には、

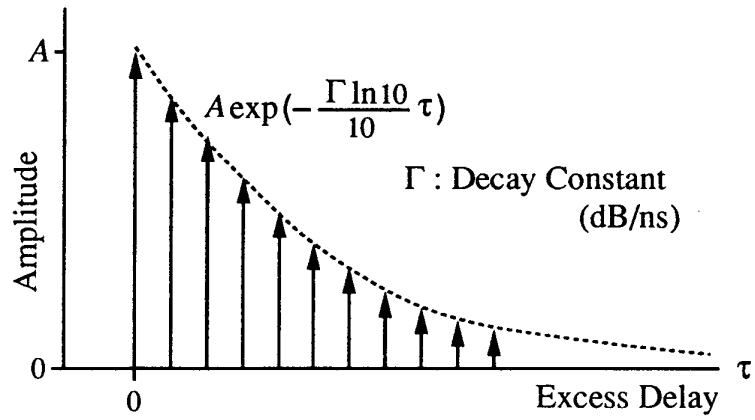
$$\sigma = \frac{10}{\Gamma \ln 10} \approx \frac{4.34}{\Gamma} \quad (61)$$

の関係があることが導かれる。加えて、BER 計算評価においては、図 VII-2 に示すように、遅延プロファイルに関しては、連続的な関数の代わりに、十分に狭い間隔で並ぶ離散的な遅延波で構成されるチャネルモデルを用いた。ただし、各々の遅延波は、独立な Rayleigh フェージングを伴うものとし、その平均電力は、減衰係数 Γ を有する指数減衰曲線を包絡線として遅延に対して減衰するものとした。

なお、上記のモデルにおいては、短距離の伝送時に実際に観測された、見通し直接波は無視することとした。見通し波が無視できないくらいに強い場合は、無視したモデルで計算評価した BER は、明らかに、実測した BER より悪くなることが予想される。上記モデルに基づく BER 評価は、見通し波が無く、強い散乱反射波が存在する、劣悪な伝搬環境での評価に対応するものと言える。

唯一の実測パラメタとなる減衰係数 Γ には、0.11dB/ns (オフィスルーム) あるいは 0.088dB/ns (シールドルーム) を以降の BER 計算評価に用いた。これら Γ を式(61)に入れて求めた遅延分散 σ は、各々、39.5ns (オフィスルーム) および 49.3ns (シールドルーム) となるが、これらは、各々の部屋で見通し波が無い場合の最大のとりうる遅延分散の値を示していると考えられる。表 VII-2(a) および (b) の実測された遅延分散の値と比べると、確かに、見通し波が確認できるオフ

イスルームの短距離伝送（2m あるいは 4m）の場合を除き、良く一致していることがわかる。



図VII-2 BER 計算で用いた室内チャネルモデルの遅延プロファイル
Fig. VII-2 Delay profile of in-room channel model used in BER calculation

VIII. 室内伝送チャンネルモデルに基づいたビット誤り率特性の推定

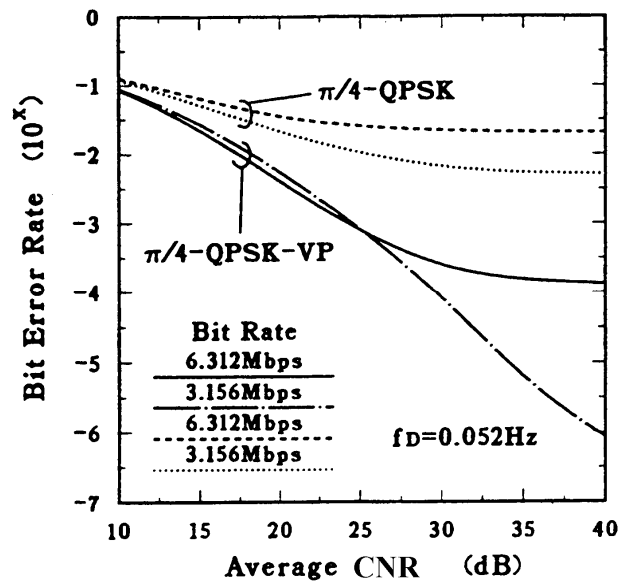
A. ビット誤り率計算過程

BER 計算は、前章で述べた、等間隔・指数関数減衰型多波 Rayleigh フェージングモデルを用いて行った。なお、計算方法は、第IV章の手法に則ったものである。図 VII-2に示すような等間隔に並ぶ遅延波の構造において、隣り合う遅延波の間隔は、信号帯域幅の逆数（100ns 程度）より十分に狭い 30ns とし、最初から 11 波までを計算上考慮した。

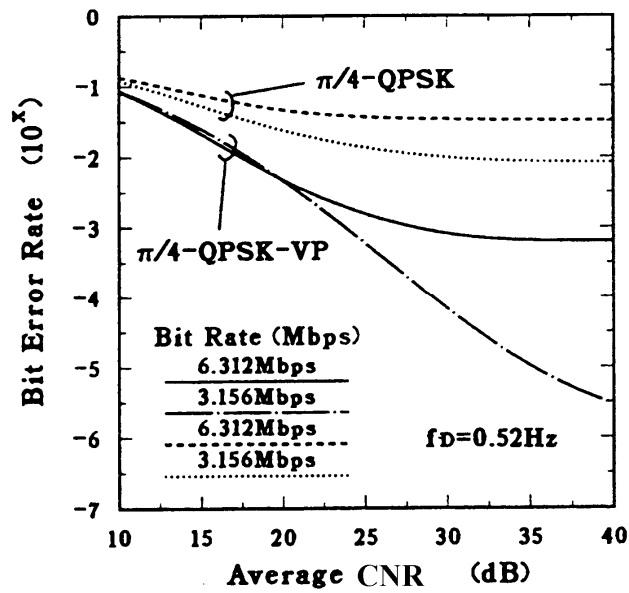
各々の波の最大ドップラ周波数 f_D は、受信アンテナの移送速度 V と波長 λ から $f_D = V/\lambda$ で決まるが、計算と実験の結果を比較するために、実験でのパラメタを計算においても採用した（2.3GHz 帯においては 0.52Hz、240MHz 帯においては 0.052Hz）。

B. 計算結果と実験結果の比較

図 VIII-1(a)および(b)は、各々オフィスルーム ($\Gamma=0.11\text{dB/ns}$ 、 $f_D=0.052\text{Hz}$) およびシールドルーム ($\Gamma=0.088\text{dB/ns}$ 、 $f_D=0.52\text{Hz}$) のパラメタとした場合の BER 計算結果である。オフィスルーム 8m 伝送に対応する図 VIII-1(a)の BER 計算結果を図 VI-6(b)の実験結果と比較すると、両者は比較的良く合っていることがわかる。特に、フロア誤り率に関しては、若干計算結果の方が悪いが、よく合っていると言える。計算結果の方が若干悪いのは、計算のベースとなっているチャンネルモデルが、フェージングを伴わない見通し直接波を無視していることによるものと思われる。



(a) Decay constant $\Gamma=0.11\text{dB/ns}$ (delay spread $\sigma=39.5\text{ns}$) corresponding to office room 8 m transmission.



(b) Decay constant $\Gamma=0.088\text{dB/ns}$ ($\sigma=49.3\text{ns}$) corresponding to shielded room.

図VIII-1 室内チャネルモデルでの BER 計算結果

Fig. VIII-1 BER calculation results based on in-room channel model.

オフィスルームでの 4m 伝送となる図 VI-6(a)の実験結果は、図 VIII-1(a)の計算結果と比較すると、はるかに良い値となっているが、これは、伝送距離が短くなってより強くなった、見通し直接波のためと考えられる。一方、反射散乱波が強く、相対的に直接波が弱くなるシールドルームに関して、その計算結果の図 VIII-1(b)と実験結果の図 VI-6(c)を比較すると、フロア誤り率を含めて、良く一致していることがわかる。

明らかに、短距離伝送等で見通し直接波が無視できない場合には、ここでの計算評価は不適切である。しかし、ここでの BER 評価方法は、唯一の実測のパラメタであり、その部屋固有のものである減衰係数だけで、見通し直接波が弱い場合や強い反射散乱環境でのフロア誤り率の上限を見積もる上では有用であると考えられる。

C. 伝送速度とビット誤り率の関係

これまでの議論の指数関数減衰多波 Rayleigh フェージングモデルが室内チャネルモデルとして妥当であるとするなら、これに基づく BER 評価結果から、伝送速度と BER の関係が示される。図 VIII-2は、 $\pi/4$ -QPSK-VP と通常の差動 $\pi/4$ -QPSK の比較を示したものである。この図では、フロア誤り率の上限を求めするために、CNR は十分に高い 50dB とし、減衰係数 Γ はオフィスルームの実測値である 0.11dB/ns (遅延分散 39.5ns) の場合を示している。

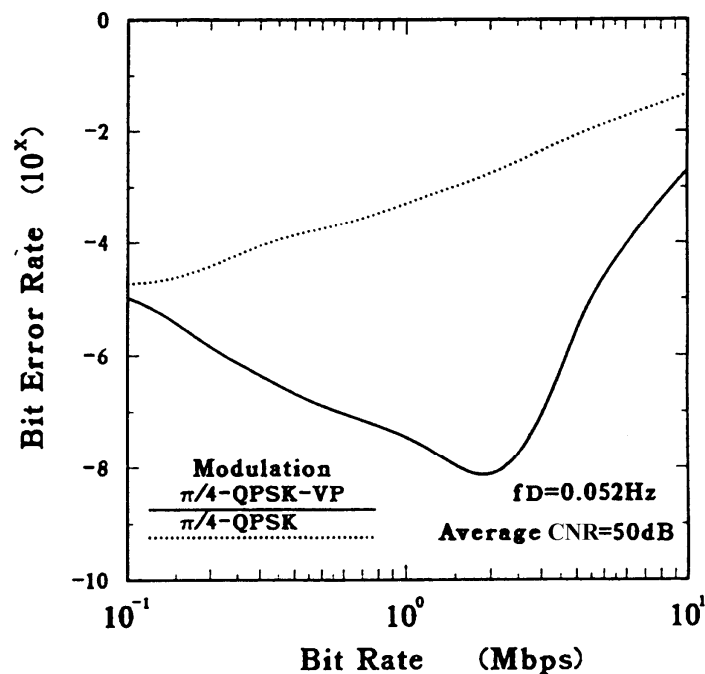
図 VIII-2から、十分に高い送信電力であれば、数百 kbps から数 Mbps の範囲において、 $\pi/4$ -QPSK に比べ、 $\pi/4$ -QPSK-VP の場合は顕著な BER 改善効果が確認できる。 $\pi/4$ -QPSK-VP には、フロア BER が最小となる最適な伝送速度が存在し、このパラメタの場合は、約 2Mbps であり、その時のフロア誤り率は、 10^{-8} 以下であることがわかる。今回の実験のオフィスルームの場合に相当する、40ns の遅延分散の場合、 10^{-4} の目標 BER 品質に対して、 $\pi/4$ -QPSK の場合は約 300kbps なのに対して、 $\pi/4$ -QPSK-VP の場合約 6Mbps の伝送が期待できることがわかる。

異なる減衰係数あるいは遅延分散に対しては、図 VIII-2の結果は、曲線の形状はそのままに、横にシフトする。例えば、シールドルーム (0.088dB/ns) では、オフィスルームより減衰係数が 20%小さいので、図 VIII-2の曲線は、ビット速度について 20%だけ左方にシフトする。従って、式(61)を併用して、最適ビット伝送速度 $f_b \text{ optimum}$ (Mbps) と、許容 BER を 10^{-4} とした場合の最大ビット伝送速度

$f_{b \text{ maximum}}$ (Mbps) は、減衰係数 Γ (dB/ns) と遅延分散 σ (ns) から

$$\begin{cases} f_{b \text{ optimum}} \approx 18 \cdot \Gamma & \text{or } \frac{78}{\sigma} \\ f_{b \text{ maximum}} \approx 54 \cdot \Gamma & \text{or } \frac{234}{\sigma} \end{cases} \quad (\text{at BER} \leq 10^{-4}) \quad (62)$$

と表される。なお、変調方式間の相対関係は、どんな減衰係数、遅延分散に対しても変わらないので、許容 BER を 10^{-4} とした場合、 $\pi/4$ -QPSK-VP は、 $\pi/4$ -QPSK に比べ、上限ビット伝送速度を約 20 倍に高めることができると言える。ただし、上記の結果は、見通し直接波が相対的に弱い劣悪な環境でのことであり、短距離伝送等で顕著な見通し直接波が存在する場合は、図 VI-6(a)の 4m 伝送時に実際に確認されるように、さらに高速の伝送が可能で、結果的に、両変調方式の差は縮まる。



図VIII-2 室内チャネルモデル (減衰係数 $\Gamma=0.11$ dB/ns、遅延分散 $\sigma=39.5$ ns、オフィスルーム約 8m 伝送相当) の場合のビット速度と BER の関係

Fig. VIII-2 Relationship between data rate and BER via calculation based on in-room channel model for $\Gamma=0.11$ dB/ns ($\sigma=39.5$ ns) at office room (8 m transmission).

本論第四部

応用展開

IX. 分散アンテナとの組み合わせによる任意無線エリア構築への応用

A. スポット通信の高速移動車両への応用における課題

下向きの指向性アンテナを用いて無線エリアを数十から百 m 程度の特定エリアに絞ることで、そのようなピコセルシステムは、短い周波数繰り返し距離による通信容量の増大、干渉低減による通信信頼性の増大、通信相手の場所特定を要するアプリケーションへの展開可能性の特徴を發揮させることができる。Dedicated Short-Range Communication (DSRC) [31]はそのような特徴を活かしたシステムの典型である。例えば、自動料金収受システム (ETC) は主に後 2 者の特徴を活かしたものである。VICS システム[32]における電波ビーコンは、走行方向も含め通過車両の位置を特定した上で、その車両の前方方向の所定エリアの交通情報を提供するものである。

個々の車両自身から交通情報を集めるプローブシステムの進化や、交通情報以外も種々の莫大な情報がインターネットに蓄積されることに従い、情報をより効率的に扱える、進化した統合情報提供システムが望まれる。一方では、近年、路車協調システム[33][34]としてプラットフォームの研究開発が盛んになってきた。安全運転支援の応用分野では、その路車間通信 (RVC) において、特定エリアを通過する車両に対し例えば 100ms 以内に 99%の通信成功率といった、一般に迅速で確実な通信が要求される[35]。なお、RVC に関しては、ミリ波を含み色々な周波数帯候補がある中で、日米欧での整合性がある 5.8GHz 帯 (欧米では隣接する 5.9GHz 帯) は有力な周波数帯の候補である。

しかしながら、上記スポットエリアの特徴は、車両のような高速移動体にとっては、スポットエリアをごく短時間で通り抜けてしまうので、次世代の種々アプリケーションに対しては本質的に必ずしもそぐわない。さらに、マイクロ波帯やミリ波帯での展開では、近傍の障害物や車両によるシャドウイングがこの折角の短時間の通信機会を阻害することも起こりうる。今後出てくるであろうアプリケーションは、エリア特定はしつつも、もっと長い通信エリアを必要とする場合も多いと予想される。単一の指向性アンテナでエリア長を延ばそうとすると、俯角を浅くせざるを得ず、エリア外への不要輻射を制御できなくなり、スポットエリアの長所を同時に失うことになる。エリア外への不要輻射は、都市部等の連続する交差点において、少ない限られたチャンネル数での置局を困難

にする。小さなスポット・ピコセルのまま、通常のハンドオーバにて結合して、通信エリアを延長する方法もありうるが、頻繁なハンドオーバとそれに伴う通信途絶は、迅速で確実な通信には向かない。

これらの課題に対し、基地側への複局同時送信を用いた分散アンテナシステムの適用は、個々にはエリア外への不要輻射を十分に制御できるぐらいに小さなピコセルを繋ぎ合わせて任意長のエリアを作れるので、魅力的な解決法となりうる。シャドウイングの問題もサイトダイバーシチ効果によって同時に解決されうる。さらには、このアプローチには、ハンドオーバのような上位層での制御等の追加部分が無く、しかも、経路切り替えに伴う複雑な付加機能や品質の劣化は無い。ただし、このアプローチは、同時に、ピコセルの間の境界では異なる基地アンテナからの信号が干渉する、複局システム特有に内包するマルチパス干渉の問題を生じる。この特有の内包マルチパスに対して、何らかの対策が不可避となる。

内包マルチパスへの対策は、隣接設置のアンテナでの送信ダイバーシチとは異なり、分散アンテナによる任意のエリア成形においては伝搬遅延時間差に敏感でないことが好ましいが、その典型的な候補には、RAKE 受信機と組み合わせた直接スペクトル拡散方式 (DSSS) や直交周波数多重方式 (OFDM) がある。これらの変調方式を用いた分散アンテナシステムに関しては、例えば、文献 [36][37]あるいは文献[38][39]にて議論されている。他の候補として、耐マルチパス変調方式群[10]–[16]も考えうるが、これらとの組み合わせに関しては、これまで議論されてこなかった。

5.8GHz 帯での DSRC 方式に関しては2つの流れがある。1つは、シングルキャリアの方式で、典型的には、ASK 方式と PSK 方式を用いるもので、5MHz 幅のマルチチャネルシステムである ARIB STD-T75 規格[40]がある。もう1つは、マルチキャリアの方式で、典型的には、OFDM 方式を用いるもので、10MHz 幅のマルチチャネルシステムである ASTM E2213 規格[41]がある。この OFDM 方式は、IEEE802.11a 無線 LAN 規格[8]のハーフレート版に相当し、IEEE802.11p として議論中である。PSK-VP 方式は、ARIB STD-T75 規格の PSK 方式とは、ごく僅かの差異しかなく、検波器を共有できるなど良好な親和性を有する[42]。

マイクロ波やミリ波などの高い周波数帯での高速移動アプリケーションでは、分散アンテナシステムに内包するマルチパスは、フェージングの変動を早く深

くし、著しい劣化を生じさせうる。このような高速フェージングに対し、OFDM方式は、一般に、複数サブキャリアに情報を振り分けることによってシンボル速度が低下していることやサブキャリア間の干渉 (ICI) のために不利になりやすい。加えて、パイロット構造にも依るが、伝送路変動への追従不良が著しい劣化を生じさせやすい。IEEE802.11a 型の OFDM 方式[8]においては、伝送路推定および等化はフレーム先頭の集中したプリアンブルに基づいて行われ、全体の周波数オフセットがその後特定4サブキャリアに時間軸上並ぶパイロット信号によって行われる。このパイロット構造は、伝送路の周波数特性が時間とともに変動する場合、つまり、周波数選択性フェージングの場合には不向きである[43]。例えば、5.8GHz 帯での 180km/h での移動は 1kHz のドップラシフトを生じる。200byte のペイロードに対し、ASTM2213 の QPSK-OFDM でのフレーム長は 300 μ s になる。これは 1kHz の逆数の 1/3 に相当し、フレーム内で伝送路の周波数特性が変化するため有意な伝送路推定誤差が生じ、劣化を生じる恐れがある。ミリ波等のより高い周波数帯での運用では、ドップラ広がりにより大きくなり、劣化が加速する。複局送信システムにおいて、ベースバンドでの信号分配は望ましいが、この場合、異なるキャリア周波数オフセットおよび位相雑音を有する局部発振器から各々変調信号を作り同時に送信することになり、劣化をさらに加速する。

耐マルチパス変調方式は、OFDM や RAKE 受信機とは異なり、伝送路推定や伝送路変動への適応処理を要せず、OFDM のようなシンボル速度の低下も招かないので本質的に高速フェージングに強い。一方では、耐マルチパス変調方式には、対象伝送路への許容遅延時間差が存在し、比較的小さい。前章までに議論してきたように、PSK-VP 方式の場合、0.8 シンボル程度になる。分散アンテナを用いた任意長の通信エリア実現への置局構成や実性能に対して、この許容遅延時間差がどのように影響を与えるかに関しては、議論の余地がある。

以降では、RVC の応用を前提に、耐マルチパス変調方式 PSK-VP での複局同時送信を用いた分散アンテナによる任意エリア成形に関し検討する。具体的には、線状のエリア成形を代表例として、特にピコセルの連結境界箇所に着目し、伝送路のモデル化を試み、この伝送路モデルに基づいて基本的な誤り率特性を主として計算機シミュレーションで評価するとともに、併せて擬似伝送路を用いた実機評価も加えて検証する。内包マルチパスで強調された高速フェージン

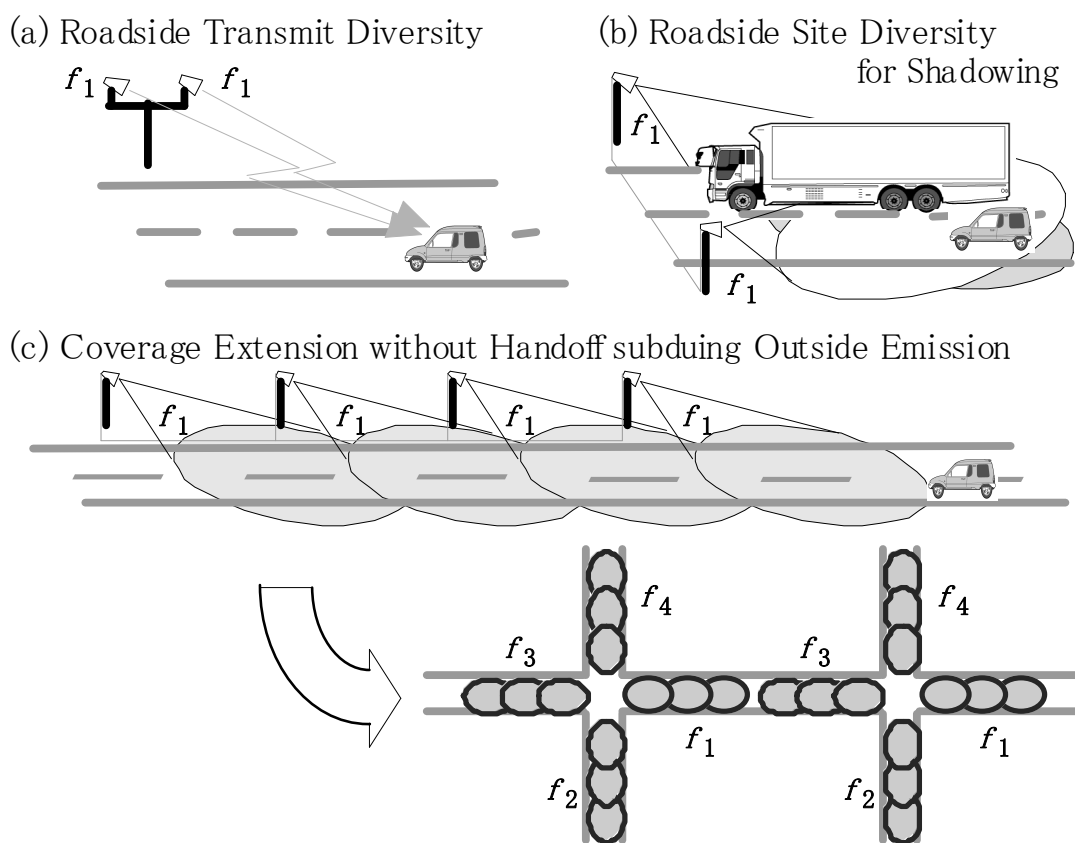
グ環境評価に関しては、5.8GHz 帯 DSRC の検討状況を鑑みて、PSK-VP 方式の代わりに、同システムで IEEE802.11p 型 OFDM 方式を用いた場合について、比較評価を行う。適切な遅延挿入を用いた好ましい置局方法を検討し、さらには、プロトシステムを用いたフィールド実験で実際にピコセルを結合して任意のエリア成形ができることを確認する。

B. RVCにおける分散アンテナの一般的特徴

RVC のアプリケーションにおいて、複数の分散アンテナからの同時送信は、一般に、色々な長所を有する。図 IX-1(a)に示すように、路側装置 (RSE) での隣接アンテナからの送信ダイバーシチは、反射伝搬等によって生じるフェージングでの劣化を効果的に改善できる。しかも、車載装置 (OBU) 側には追加アンテナを必要としないが、このことは、フロントガラスを通して良好な前方視界があるものの取り付け場所に強い制限が付く、ダッシュボード上への設置において好ましい。図 IX-1(b)に示すように、離れたアンテナからの同時送信では、高い周波数帯で障害となるシャドウイングに対しても改善効果を発揮し、スポットエリア通過の短時間においても確実な通信が期待できる。

VICS や安全運転支援のような車関連アプリケーションの多くは、場合によっては走行方向を含み、場所を特定した通信を必要とするので、通常は、下向きに設置した指向性アンテナが用いられる。アンテナ指向特性とアンテナ高に依るが、10m 程度のアンテナ高での単一の指向性アンテナからの送信では、無線エリアはせいぜい 100m 程度までしか制御できない。さらに、エリア長を長くしようとすると、アンテナの俯角が浅くなりすぎてエリア外への不要輻射を抑えきれず、隣接システム間の干渉や大型車両等でのシャドウイングの劣化要因が増大し、通信の信頼性が失われていく。図 IX-1(c)に示すように、線状に同時送信する複数アンテナを配置することにより、エリア外への輻射を抑えつつ、しかも、シームレスな通信の障害となりうる頻繁なハンドオーバー無しに、通信エリアを拡張しうる。拡張されたエリアは、通過時間の増大とともに、高速移動車両とより多くの情報のやり取りを可能にする。また、シームレスな通信は、安全運転支援のような高速応答を要するアプリケーションや、再送が不可能かあるいは用いない VICS のような単向の情報ダウンロードにとっては、大変好ましい。任意長のエリア成形の特長だけでなく、単一のアンテナでの置局と比べ

て、密集した置局をより少ない周波数チャンネル数で実現しうる。この特長は、都市部における、密集し複雑な交差点への置局に対し好都合である。図 IX-1には、各々4つの周波数チャンネルを用いて置局した2箇所の交差点が互いに近接する場合を示している。この置局例では、1つの道沿いで見れば、2つの周波数チャンネルが交互に使われている。単一アンテナ送信での置局では、信頼性が重視されるアプリケーションに対し、1つおきに現れる同一周波数チャンネルを用いるエリア間の干渉を十分に抑えることは難しい。



図IX-1 RVC 応用における分散アンテナ同時送信システムの一般的特長

Fig. IX-1 General merits of distributed antenna simultaneous transmission systems in RVC applications.

C. PSK-VPを応用した典型的なシステム構成

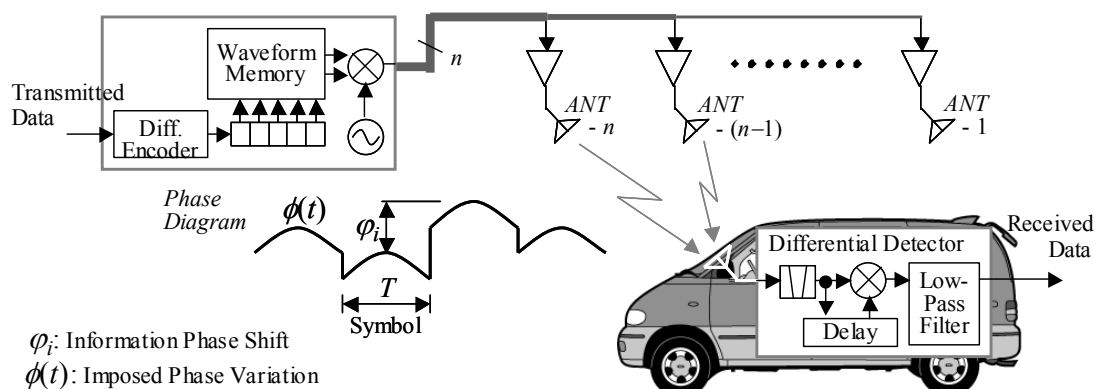
以降の検討での PSK-VP 方式は、4相の対称シンボル配置、すなわち、 $\pi/4$ -QPSK-VP の場合を典型例として検討する（以降、 $\pi/4$ - の表記はしばしば略する）。耐マルチパス特性と狭帯域性の両立から、最大位相シフト量 ϕ_m は 2π 、帯域制限はレイズドコサインフィルタ ($BT=1.5$) を基本として検討する。ただし、帯域制限に関しては、特性向上に関して異なる BT についても検討する。なお、帯域制限は、送受信に均等に振り分ける前提とするので、送信側での帯域制限は、ルートレイズドコサインフィルタとなる。実際の送信信号の生成は、シンボルに位相遷移を付加し帯域制限を与えた後の波形を予め計算し波形メモリに書き込んでおき、送信データに従って、対応する波形を読み出し繋ぎ合わせていくことで生成する。受信側は、通常の遅延検波となるので、送受信モジュールの構成は、通常の DPSK と全く同様の構成となる。

図 IX-2に、典型的なシステム構成を示した。PSK-VP 変調信号は、複数の基地アンテナから同時に送信される。複数基地アンテナへの分配を送信ベースバンド信号あるいは送信データ列で行う（以降、ベースバンド分配と略す）ことも可能でむしろ実用的であるが、ここでは単純に、RF 帯での分配の場合を示している。ベースバンド分配では、高い周波数帯での RF 分配の技術難度が大いに軽減されるが、その代わりに、基地アンテナ毎に、局部発振器を含む追加部分を要する。別々の局部発振器は、異なるキャリア周波数誤差と、異なる位相雑音を有するので、ベースバンド分配は、同時に、車両の移動が無くても高速フェージング環境を生じさせることになる。例えば、5.8GHz 帯での 1ppm のキャリア周波数誤差は 6kHz になり、この周波数誤差を直接ドップラシフトに換算するならば、1000km/h の移動速度に相当する。

OBU から RSE への上り回線に関しては、基本的には、下り回線を丁度逆にした同様の方法を採用することもできる。すなわち、OBU からの送信信号は、複数の基地アンテナで受信され、それらの信号をそのまま足し合わせて検波器に入力する。しかし、下り回線とは異なり、このような構成の場合は、流合雑音がリンクマージンの劣化を招いてしまう。代わりに、文献[42]では、各々基地アンテナで受信信号を検波し、ビット誤り情報に基づいてデータ列として合成する回避策を示している。このように、双方向のシステムも実現可能であるが[44]、ここでは、一般に通信の起動あるいは主導権が下り回線にあることと[40][41]、

VICS のように下り回線しかないシステムも存在することから、下り回線に着目して以降解析を行う。

図 IX-1には色々なアンテナ置局構成例が示されているが、ここでは、道路沿いへの置局を勘案して、線状の置局構成に着目して解析を進める。トラックやバスを含み種々の車両への良好な設置性や、いくつかのアプリケーションは走行方向を区別する必要性から、多くの RVC アプリケーションにおいては、OBU アンテナは、ダッシュボード上前方に向けて設置するのが実際的で好ましい。これは、前後から電波が到来するような置局構成を採るのに比べ、車両の移動に伴い、到来波の伝搬遅延時間差の変化が少ない特徴もある。



図IX-2 PSK-VP 方式を用いた分散アンテナに基づく提案システムの基本構成

Fig. IX-2 Basic configuration of the proposed system based on distributed antennas using PSK-VP.

X. シミュレーションによる性能評価

A. チャネルモデルと評価過程概要

図 X-1にシステム構成の配置詳細を示した。基地アンテナは等間隔 L_1 に配置され、そこを移動速度 V の車両が通過する。 L_0 は一番近い基地アンテナ $ANT-0$ からの車両の位置を表す。まずは、基地アンテナの高さは十分あり指向特性も鋭く、十分輻射を制御できるものとして、 $ANT-0$ と $ANT-1$ のように、車両は、高々2つの隣接する基地アンテナからの信号を受信するものとする。さらに、これらのピコセルのオーバーラップエリアでは、双方基地アンテナからの平均受信信号電力は等しいものとして解析する。しかる後に、3番目の基地アンテナ $ANT-2$ からの漏洩輻射の影響も検討する。

各々の基地アンテナから到来した受信波は、ドップラシフトした輝線スペクトルを有する主波と近傍物体での散乱波との2種類の成分で構成される、Riceモデルに従うものとする。ダッシュボード上のOBUアンテナの設置から、大地反射波もあるが、車両ボンネットでの正規反射波もOBUアンテナに届きうる。これらの比較的近傍での正規反射波は、直接波とほぼ同じ伝搬遅延とドップラシフトを有するので、直接波に相加されれば、それらの到来位相差によっては打ち消しあって、振幅のフェードを起こしうる。本解析においては、これら正規反射波と直接波はまとめて1つの主波と考えることとする。従って、Riceファクタ k は、散乱波のレベル変動もあるが、近傍反射波による主波の振幅フェードによっても大きく変化する。ピコセル境界での伝送品質の観点では、主波のフェードの瞬間、すなわち、比較的小さな k の場合がむしろ重要と考えられる。

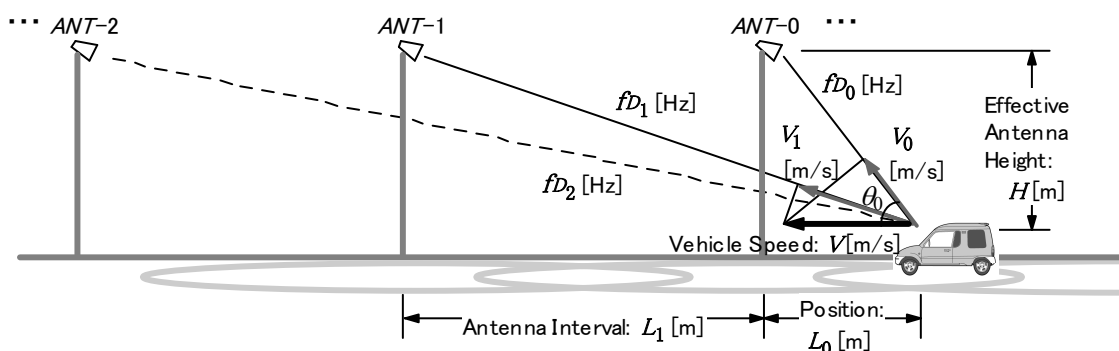
散乱波の遅延広がりに関しては、各ピコセルが十分に小さいことから、まずは無視して解析を進める。しかる後に、より長いエリアを簡単にカバーしたいケース等各ピコセルのサイズをより大きくし、もはやエリア外への漏洩輻射が十分制御できなくなった場合を想定して、散乱波に遅延広がりのある場合も検討することとする。なお、隣接基地アンテナからの到来遅延時間差 τ は、移動に伴い各基地アンテナへの仰角の変化によって僅かに変わりはするものの、等長ケーブルでの分配の場合、基地アンテナ間隔によって殆ど決まる。別の観点から言えば、前方通信型の置局構成では、分配ケーブル長を変えることで、遅延

時間差を任意に制御することができる。

図 X-2は上記 Rice モデルの各成分の詳細を模式的に示したものである。各基地アンテナからの主波は、各々、ドップラシフト fD_n ($n=0, 1, 2$) を伴うが、これらは各々仰角方向への投影速度成分 V_n ($n=0, 1, 2$) に比例する。十分に遠い基地アンテナに対して、 fD_n は fD ($= V/\lambda$; λ は波長) に漸近する。一方、散乱波成分については、ドップラシフトは伴わないが、 $\pm fD$ に渡り文献[3]に従うドップラ広がりをもつものとした。 $ANT-0$ への仰角を θ_0 、有効アンテナ高を H とすると、 fD_0 は、

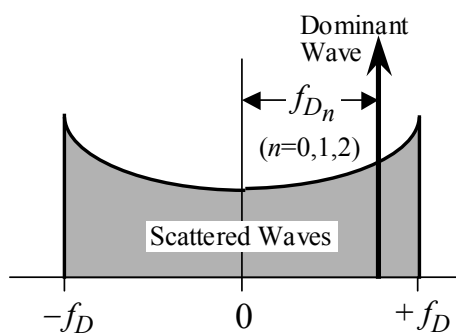
$$fD_0 = fD \cos \theta_0 = V L_0 / \lambda (L_0^2 + H^2)^{1/2} \quad (63)$$

と表される。基地アンテナ高を 12m、OBU アンテナ高を 1m ($H=11m$) とした時、正規化周波数オフセット fD_0/fD と車両位置 L_0 との関係を図 X-3に示した。基地アンテナ間隔 L_1 を 40m とした場合、 $ANT-0$ と $ANT-1$ の間のオーバーラップエリア内の車両位置 L_0 が 6m の時、 $ANT-n$ ($n=0, 1, 2$) からの各々主波の周波数オフセット fD_n ($n=0, 1, 2$) は、それぞれ $0.5fD$ 、 $0.97fD$ 、 $0.99fD$ になる。同様に、 $L_0 = 10, 15, 23$ m に対しては、周波数オフセット $[fD_0, fD_1]$ は、 $[0.7, 0.98]fD$ 、 $[0.8, 0.98]fD$ 、 $[0.9, 0.985]fD$ と変化する。これらの値は、以降の解析では典型的な値として取り扱う。



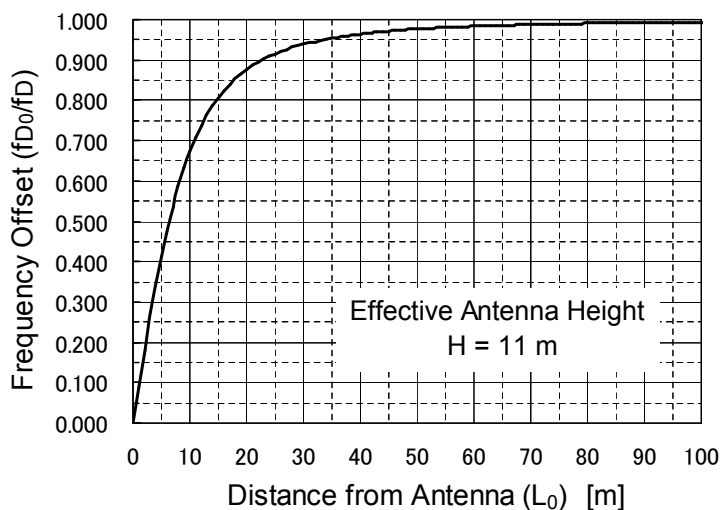
図X-1 線状置局の場合の配置

Fig. X-1 Geometry in linear deployment.



図X-2 各基地アンテナからの到来波の詳細成分

Fig. X-2 Detailed components of each wave from an individual base antenna.



図X-3 車両位置に対する主波の周波数オフセット量

Fig. X-3 Frequency offset of direct wave with vehicle position.

上記の伝送路モデルに基づき、さらに、相加的白色ガウス雑音 (AWGN) を加えて、誤り率特性を評価した。送信信号を $S(t)$ とすると、受信信号 $Z(t)$ はベースバンド (等価低域系) 表現にて、

$$\begin{aligned}
 Z(t) = & \left\{ S(t) \exp(j2\pi f D_0 t) + \sum_{l=0}^{m-1} \gamma_l S(t-l\delta) R_{0,l}(t) \right\} \\
 & + \left\{ S(t-\tau) \exp(j2\pi f D_1 t) + \sum_{l=0}^{m-1} \gamma_l S(t-\tau-l\delta) R_{1,l}(t) \right\} \\
 & + \rho \times \left\{ S(t-\tau_2) \exp(j2\pi f D_2 t) + \sum_{l=0}^{m-1} \gamma_l S(t-\tau_2-l\delta) R_{2,l}(t) \right\} \\
 & + N(t)
 \end{aligned} \tag{64}$$

と表される。式(64)の右辺は、それぞれ、*ANT-0*、*ANT-1*、*ANT-2*、および、相加的
白色ガウス雑音に対応する。なお、隣接する基地アンテナ *ANT-0* と *ANT-1* か
らの受信信号は、オーバラップエリア内において、等しい平均電力を有するも
のとしている。 ρ は *ANT-2* からの漏洩輻射電力のレベル係数であり、主解析で
は無視するが ($\rho=0$)、追解析では、より遠方にある *ANT-2* の自由空間損の追加
分のみを見込んで、 -5dB ($\rho=0.562$) を典型的な係数として用いた。エリア外
への漏洩輻射を考慮する場合は、比較的小さい PSK-VP 方式の許容遅延時間差
に鑑みて、第 3 の基地アンテナ *ANT-2* の到来遅延 τ_2 を主に変えて解析した。右
辺の始めから 3 項までで表される受信信号の総平均電力を算出あるいは計測し、
意図する E_b/N_0 に対し対応するレベルの雑音 $N(t)$ の電力を加えて解析した。

式(64)において、 $R_{n_i}(t)$ は、各々平均二乗電力を 1 に正規化した、互いに独立
な複素ガウス変数を表す。一方、主波成分 $\exp(j2\pi f D_{nt})$ の電力は $1/2$ であるので、
Rice ファクタ k は

$$k = \frac{1}{2 \times \sum_{l=0}^{m-1} \gamma_l^2} \quad (65)$$

と表される。主解析での散乱波の遅延広がりを考慮しない場合 ($m=1$)、式(65)は
 $k=1/2\gamma_0^2$ となるので、

$$\gamma_0 = \frac{1}{\sqrt{2k}} \quad (66)$$

となる。遅延広がりを考慮する追解析の場合 ($m>1$)、散乱波成分は指数関数減
衰型 m 波 Rayleigh フェージングモデルに従うものとした。指数関数減衰型の遅延
プロファイルは、遅延間隔 δ に対して、実係数 γ_l ($l=0, \dots, m-1$) で表されており、
これらは *ANT-0*、*ANT-1*、*ANT-2* からの送信信号に対応する各々散乱波に共通し
て用いられる。 δ は、信号帯域幅に相当する時間分解能に比して十分に小さな
値を選んだ。式(65)を併せ用いて、散乱波成分の r.m.s. 遅延分散 σ は以下のよう
に表される。

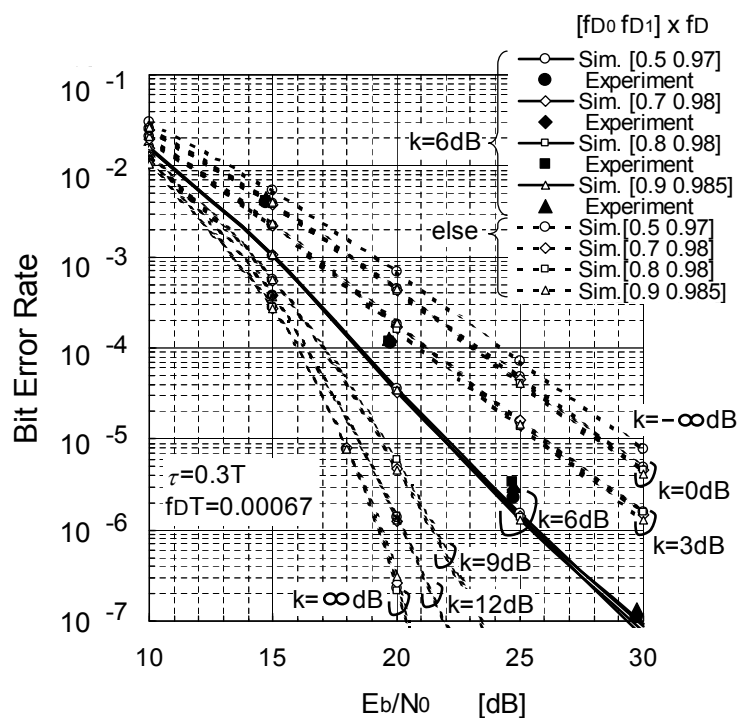
$$\sigma = \sqrt{\sum_{l=0}^{m-1} \{(l\delta)^2 \gamma_l^2\} / \sum_{l=0}^{m-1} \gamma_l^2 - \left(\sum_{l=0}^{m-1} l\delta \gamma_l^2 / \sum_{l=0}^{m-1} \gamma_l^2 \right)^2} = \sqrt{2k \sum_{l=0}^{m-1} \{(l\delta)^2 \gamma_l^2\} - \left(2k \sum_{l=0}^{m-1} l\delta \gamma_l^2 \right)^2} \quad (67)$$

σ は、 fD 、 fD_n や k と共に、伝送路を特徴付けるパラメタとして用いられる。

帯域制限に関して、基本的には受信側もルートレイズドコサインフィルタとすべき所ではあるが、ここでは、実際の実装性および計算機シミュレーションと実機との整合性の観点から、受信側に関しては、5次のベッセルフィルタを用いた。主解析では、最も狭帯域な条件として、送信側および受信側の帯域制限フィルタの正規化-3dB帯域幅 BT および $B_R T$ を各々1.5および1.8とした。追解析では、送信側フィルタの帯域幅 BT を2.0、2.5、3.0に緩めた場合も検討する。この場合、送信側帯域制限の緩和に合わせて、受信側フィルタの帯域幅 $B_R T$ も各々2.4、3.0、3.6に緩和した。なお、実機評価におけるビット速度は正確には3.072 Mbpsであるが、基本的に比較評価では、伝送路パラメタ fD 、 fD_n 、 τ 、 τ_2 、 σ は、シンボル長 T で正規化して行う。

B. 2波Riceモデルを用いた基本性能評価

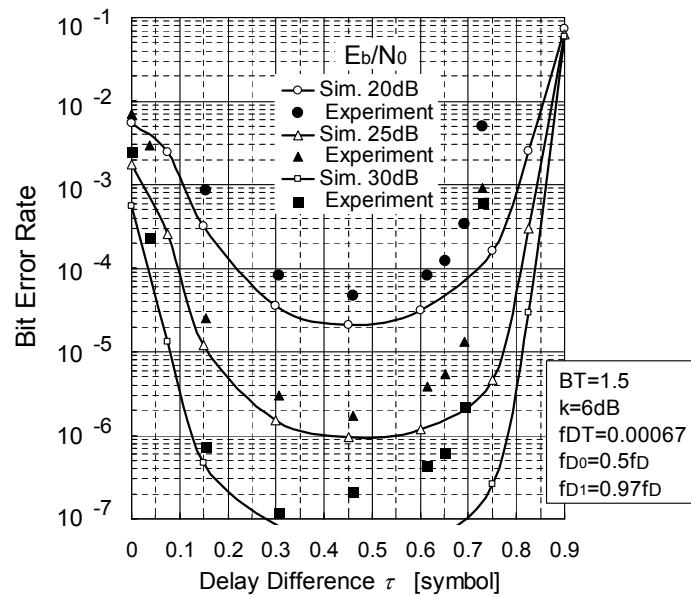
図 X-4は、 $\tau = 0.3T$ および $fDT = 0.00067$ の条件下、図 X-3に示したように車両位置 L_0 に応じて変化する fD_0 および fD_1 の色々な組み合わせに対して、 E_b/N_0 とビット誤り率 (BER) の関係を示したものである。図 X-4には、併せて、Rice ファクタ k を変えた時の特性変化、および、 $k=6\text{dB}$ の場合については計算機シミュレーション結果と実機評価結果の比較も示している（以降、計算機シミュレーションの結果を曲線で、実機評価の結果をマーカで示す）。実装損（固定劣化）を除けば、実機結果は、概ね計算機シミュレーションの結果に一致している。誤り率特性は、どんな k においても、 fD_0 や fD_1 には殆ど影響されないが、 k に対しては、 6dB の場合を中心に全体の傾きが大きく変わる。‘ $k=-\infty$ ’は Rayleigh フェージングを意味するが、この場合においても、BER は、 E_b/N_0 の 10dB の増加に対して、ダイバーシチ無しでは1桁づつの所が、パスダイバーシチ効果により2桁づつ減少する。 fD_0 および fD_1 で表されるドップラシフトの内部構造の違いに関しては影響が認められないが、これは、オーバーラップエリア内のどんな車両位置に対しても良好な特性が維持されることを意味する。



図X-4 種々の k および車両位置 L_0 によって変わる fd_0 と fd_1 の組み合わせに対する BER 特性の変化 ($\pi/4$ -QPSK-VP, $BT=1.5$).

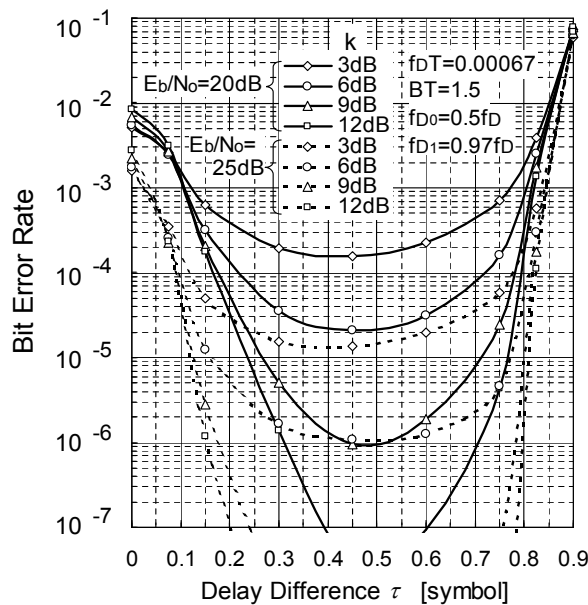
Fig. X-4 BER performance change for various k and combinations of fd_0 and fd_1 that vary according to vehicle position L_0 ($\pi/4$ -QPSK-VP, $BT=1.5$).

図 X-5は、 $fdT=0.00067$ および $fd_0=0.5fd$ 、 $fd_1=0.97fd$ の条件下、種々の E_b/N_0 に対して、遅延時間差 τ と BER の関係を示したものである。なお、 $fd_0=0.5fd$ と $fd_1=0.97fd$ の組み合わせは、図 X-4の結果から fd_0 と fd_1 の違う組み合わせでも特性への影響が認められないことから、以降、代表的パラメタとして用いることとする。パスダイバーシチ効果によって、十分な受信信号強度があれば、誤り率は、積極的に改善されて、 $0.2T \sim 0.7T$ の τ の範囲において 10^{-5} 以下となる。従属的に生じる fd_0 と fd_1 の変化に対して影響が認められないことを勘案すれば、この τ の範囲は、等長の分配ケーブルおよびビット速度 3Mbps ($T=667\text{ns}$) の場合、そのまま基地アンテナ間隔 L_1 にして 40~140m に相当する。実機評価結果は、特に τ の許容遅延時間差での劣化を除けば、概ね計算機シミュレーション結果に合致している。許容遅延時間差付近での実機での劣化は、大きなタイミング揺らぎにクロック再生がうまく追従できていないためと推測され、このように、実機においては、許容遅延時間差に幾分劣化が起こりうる。



図X-5 種々の E_b/N_0 に対する τ と BER の関係 ($\pi/4$ -QPSK-VP, $BT=1.5$).

Fig. X-5 Relationship between BER and delay difference τ for various E_b/N_0 ($\pi/4$ -QPSK-VP, $BT=1.5$).



図X-6 種々の k に対し、 E_b/N_0 が 20dB および 25dB 時の遅延時間差 τ と BER の関係 ($\pi/4$ -QPSK-VP, $BT=1.5$)

Fig. X-6 Relationship between BER and delay difference τ at 20 and 25dB of E_b/N_0 for various k ($\pi/4$ -QPSK-VP, $BT=1.5$).

図 X-6は、 $fDT=0.00067$ および $fD_0=0.5fD$ 、 $fD_1=0.97fD$ の条件下、 E_b/N_0 の 20dB と 25dB において、種々の k に対して、遅延時間差 τ と BER の関係を示したものである。深さは k によって変化するが、 E_b/N_0 の 20dB および 25dB のどちらに対しても、 τ に対する凹状の変化傾向は本質的に同じである。異なる fD_0 と fD_1 の組み合わせに対して影響が無いことを勘案すれば、分配ケーブル長を操作することで、どんな基地アンテナ間隔 L_1 でも、受信側での任意の遅延時間差 τ に対応させることが可能である。しかしながら、実装損だけでなく、他のアンテナからの漏れ込みや散乱波成分の遅延分散による遅延成分の累積への観点から、 τ は凹状底の中の小さめの値に設定するのが良いと考えられる。以降、 $\tau=0.3T$ のパラメタを好ましい候補として多用することとする。

C. 高速フェージング下の特性解析

図 X-7は、 $\tau=0.3T$ および $fD_0=0.5fD$ 、 $fD_1=0.97fD$ の条件下、種々の fD において、 E_b/N_0 に対する QPSK-VP の BER 特性を示したものである。 $fDT=0.026$ の場合を一例に、この場合について、 k を変えた時の特性変化を点線で示した。加えて、比較のために、同一システム構成で QPSK-VP の代わりに、ASTM2213 規格[41] すなわち IEEE802.11a [8] のハーフレート版物理層のパラメタを有する QPSK-OFDM ($r=1/2$) を用いた場合の BER 特性を併せ示した。OFDM 方式での計算機シミュレーション評価においては、フレーム先頭での集中したプリアンブルによる伝送路推定と等化の後、4つのサブキャリアに継続的に入っているパイロット信号を用いて単純に全体の周波数ドリフトを補償した。PSK-VP 方式については特別なプリアンブルやパイロットを必要とせず、フレーム構造を有しない連続的な伝送ができるが、OFDM の評価における試験伝送データは、図 X-8(b)のペイロードサイズが約 64byte あるいは約 197byte のフレームを基本に、これらの繰り返し構造としている。両者は、同一の指標で比較できるように、ビット速度で正規化した fDT_b にて比較議論する。

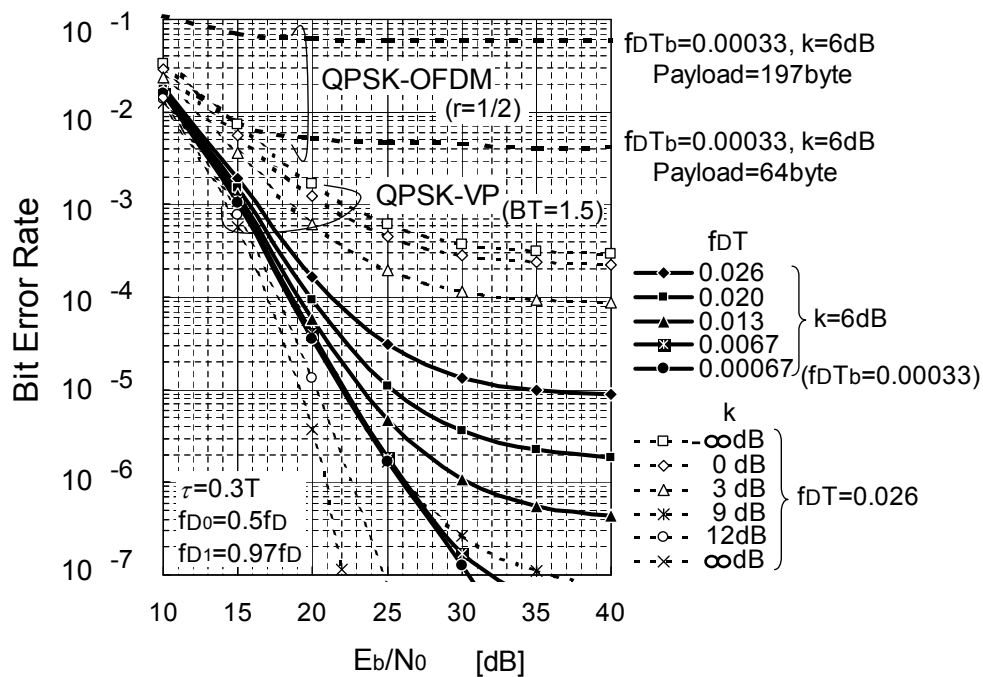
図 X-7において、QPSK-VP 方式の場合、誤り率特性は、より高い fD に対しても、殆ど影響されない。Rice ファクタ k が 6dB の場合 (図 X-4にて中間的な性能を示す値として、以降、相対比較を行う際の代表値として用いる)、 $fDT_b=0.00033$ では全くフロア誤りは観測されず、 fDT で 0.0067 まではフロアの傾向は現れてこない。より大きな fDT に対しては、フロア誤りが観測され始め

る。 k はフロアレベルに大きく影響するが、 $k=6\text{dB}$ の場合でフロア誤りは 10^{-5} 程度、 $fDT=0.026$ でも、どんな k であっても 10^{-3} を超えることはない。逆に、OFDM方式の場合の誤り率特性は、明確なフロアを示し、同じ $fDT_b=0.00033$ および $k=6\text{dB}$ の条件であっても、BERは 10^{-3} を超える。この劣化は、主に、周波数選択性の高速フェージング下、4サブキャリアに整列したパイロットだけでは伝送路推定誤差を生じるためと考えられる。 fDT_b で比較すると、QPSK-VP方式は、QPSK-OFDM方式に比べ、数十倍以上優れることが分かる。

図 X-9は、図 X-8に示す実際的なパラメータおよびフレームフォーマットの場合について、フレーム誤り率 (FER) の比較を示したものである。ARIB STD-T75規格[40]からの拡張では、QPSK-VP方式の場合 3Mbps のエア速度で誤り訂正無しにすれば、QPSK方式でのペイロードのサイズ・速度、スロット配置、5MHzのチャンネル間隔をそのまま踏襲できる[42][45]。PSK-VP方式は、通常のPSK方式より広い帯域を必要とするが、誤り訂正の冗長を省くことで同じペイロードレートを維持することができる。このビット速度の場合、 fDT_b の0.00033および0.00067は、5.8GHz帯においては、各々180km/hおよび360km/hに相当し、これらは自動車および高速鉄道の最高速度程度に対応する。一方、ASTM2213規格[41]では、10MHzのチャンネル間隔に対して、QPSK-OFDM方式 ($r=1/2$) で6Mbpsのエア速度が主に用いられる。このビット速度の場合、 fDT_b の0.00017および0.00033は、5.8GHz帯においては、各々180km/hおよび360km/hに相当する。なお、ここでの評価では、フレーム誤りとは、フレームが消失した場合か、フレーム内ペイロードに1ビット以上の誤りを含む場合とした。

図 X-9より、OFDM方式の場合はフロアを示すのに対して、QPSK-VP方式の場合は、十分な受信信号強度があれば、誤り率は急峻に減少し、フロアを引かないことが分かる。特に、OFDM方式での長い方のペイロードである197byteの場合は、著しく大きなフロア誤り率を示す。図 X-8(b)のOFDM方式のフォーマットでは、64byteのような短ペイロードの場合、フレームのオーバーヘッドは、30%近くに及び、有意な大きさとなる。ビット速度とチャンネル間隔から計算される周波数効率には両者同じだが、QPSK-VP方式は、高速移動条件では長ペイロード・フレームが使えないQPSK-OFDM方式に比べ、実際のスループットでは優ると期待される。OFDM方式の場合は、車両の移動性ですでにマージンを使い果たしているように見えるので、さらにベースバンド分配を用いるとなると、

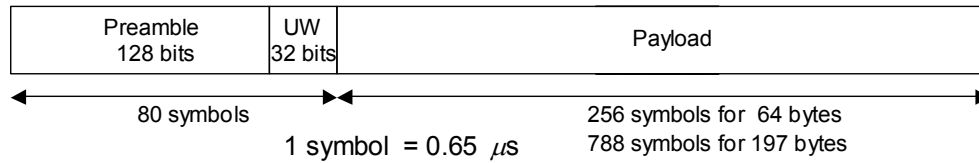
その差は決定的なものになると予想される。前章で述べたように、ベースバンド分配における基地アンテナ間のキャリア周波数誤差は、車両移動でのその10倍程度以上に相当するドップラ広がりを招きうる。他のパラメタを全くそのままに、60GHz帯のミリ波で運用すれば、この場合も5.8GHz帯での運用の場合の10倍のドップラ広がりを招く。 $fDT_b=0.0033$ (5.8GHz帯で1800km/hに相当)の場合の結果が示すように、QPSK-VP方式の場合は、そのような高速フェージング環境に対して十分なマージンを有し、実用的なベースバンド分配の構造を採用できるとともに、ミリ波での運用も可能な余裕を有することが分かる。



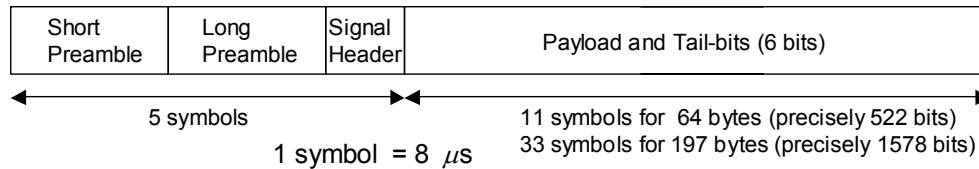
図X-7 $\pi/4$ -QPSK-VP(誤り訂正なし)および QPSK-OFDM($r=1/2$)の高速フェージング下の BER 特性

Fig. X-7 Effect of rapid fading on BERs of $\pi/4$ -QPSK-VP (no error correction) and QPSK-OFDM ($r=1/2$)

(a) Frame Format for $\pi/4$ -QPSK-VP, 3 Mbps in 5 MHz-Channel

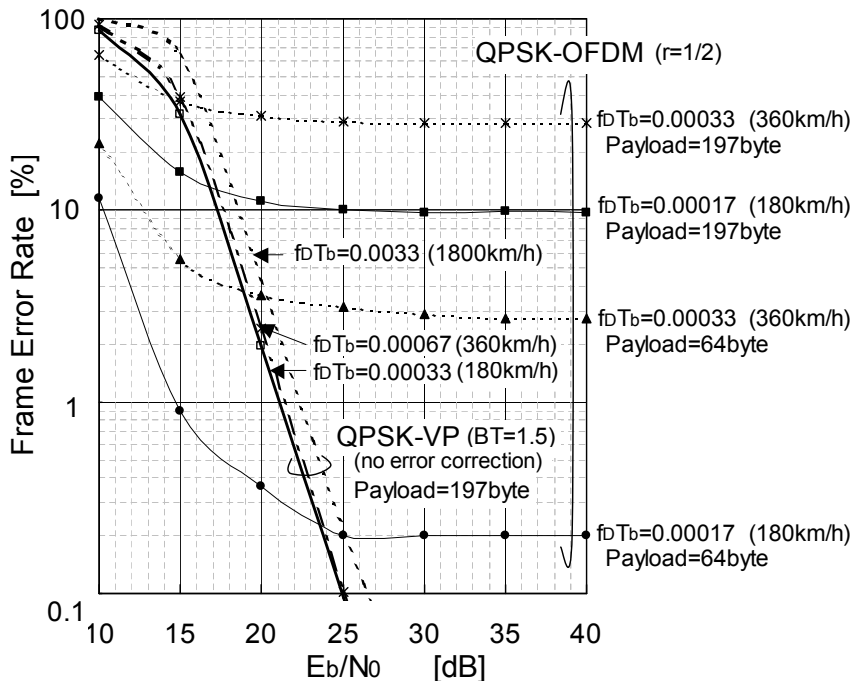


(b) Frame Format for QPSK-OFDM ($r=1/2$), 6 Mbps in 10 MHz-Channel



図X-8 評価における、 $\pi/4$ -QPSK-VP(誤り訂正なし)および QPSK-OFDM($r=1/2$)
のフレームフォーマット

Fig. X-8 Frame formats for $\pi/4$ -QPSK-VP (no error correction)
and QPSK-OFDM ($r=1/2$) in evaluation.



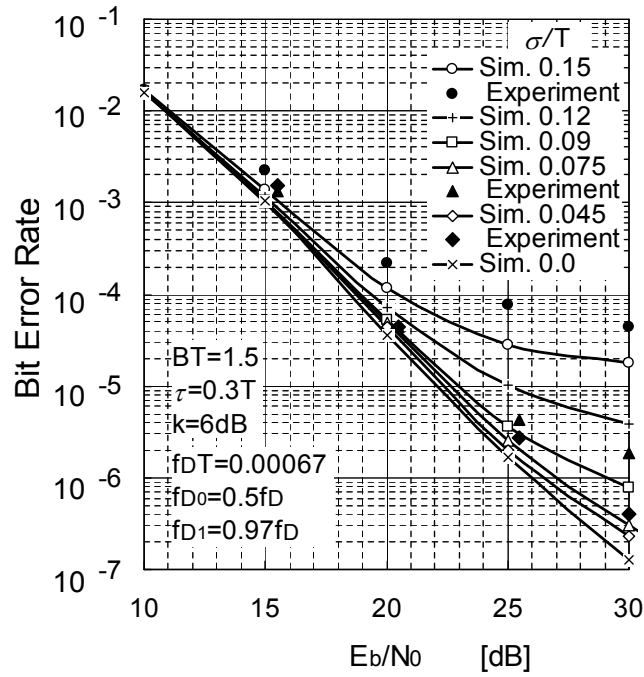
図X-9 $\tau=0.3T, k=6\text{dB}, fD_0=0.5fD, fD_1=0.97fD$ における実用的パラメタ &
フォーマットでの FER 特性の比較 (移動速度は 5.8GHz 帯の場合に相当)

Fig. X-9 FER comparison for practical parameters and frame formats in $\tau=0.3T, k=6\text{dB},$
 $fD_0=0.5fD, fD_1=0.97fD$. Appended running speed is for 5.8GHz-band operation.

D. 伝搬チャネルにおける遅延分散の影響

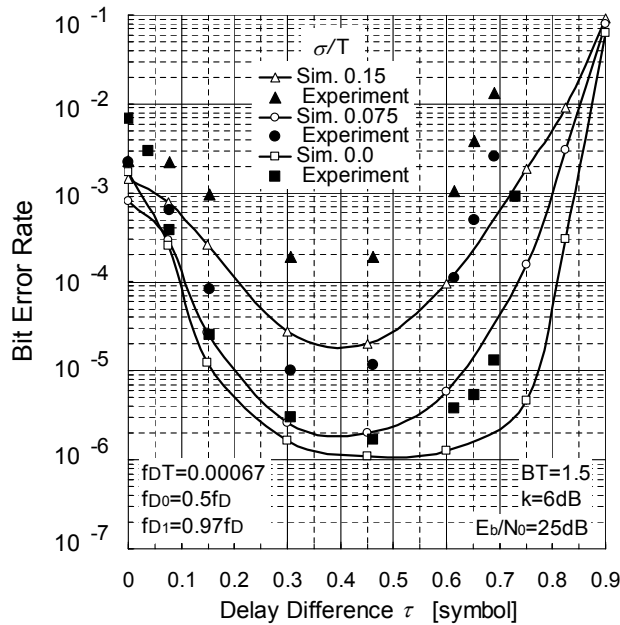
図 X-10は、図 X-4と同じ条件である $\tau=0.3T$ および $fDT=0.00067$ において、散乱波成分に遅延広がり を考慮した場合の BER への影響を示したものである。図 X-4では中間的特性を示したパラメタ値として、また、個々のピコセルサイズが大きくなる等でエリア外への輻射が強い前提なので大きい値はふさわしくないことに鑑みて、また、相対比較を目的に、以降、 $k=6\text{dB}$ を代表的なパラメタ値として用いる。個々のピコセルサイズがより大きくなるのに従い、基地アンテナ間隔も拡張するかもしれないが、ここでは配置条件はそのまま維持する、あるいは、これまでの評価での影響が認められなかったことに鑑みて、ここでも、 $fD_0=0.5fD$ および $fD_1=0.97fD$ の条件は踏襲することとする。 σ/T が 0.045 までは、誤り率特性の劣化は僅かである。なお、 $\sigma/T=0.045$ は、ビット速度 3Mbps ($T=667\text{ns}$) の場合、遅延分散 σ にして 30ns になる。より大きな σ/T に対しては、誤り率特性は次第に劣化し、 $\sigma/T=0.15$ (3Mbps 時 $\sigma=100\text{ns}$) になるとフロアが明瞭になる。なお、図 X-5で確認されたように実機では許容遅延時間差に劣化が生じるが、同様に、 σ/T の大きな値に対しては実機の結果の方が悪くなるが、このことを除けば、概ね傾向としては、実機評価の結果は計算機シミュレーションの結果に沿っていると言える。

図 X-11は、 σ/T が 0、0.075、0.15 および E_b/N_0 が 25 dB の条件下、他のパラメタはそのままに、遅延時間差 τ に対する BER 特性を示したものである。好ましい τ の範囲は遅延分散の増大とともに狭くなり、誤り率を最小にする τ の最適値は遅延広がりが増えることでより小さな値にずれる。許容遅延時間差に関する実装損をさらに考慮するならば、基地アンテナ間隔 L_1 から生じる伝搬遅延時間差に加えて、分配ケーブル長を操作して、受信側での遅延時間差 τ を好ましくは $0.2T$ から $0.5T$ の範囲に設定するのが良いと言える。



図X-10 BER 特性への散乱波成分の遅延分散の影響 ($\pi/4$ -QPSK-VP, $BT=1.5$).

Fig. X-10 Effect of delay dispersion in scattered waves on BER performance ($\pi/4$ -QPSK-VP, $BT=1.5$).

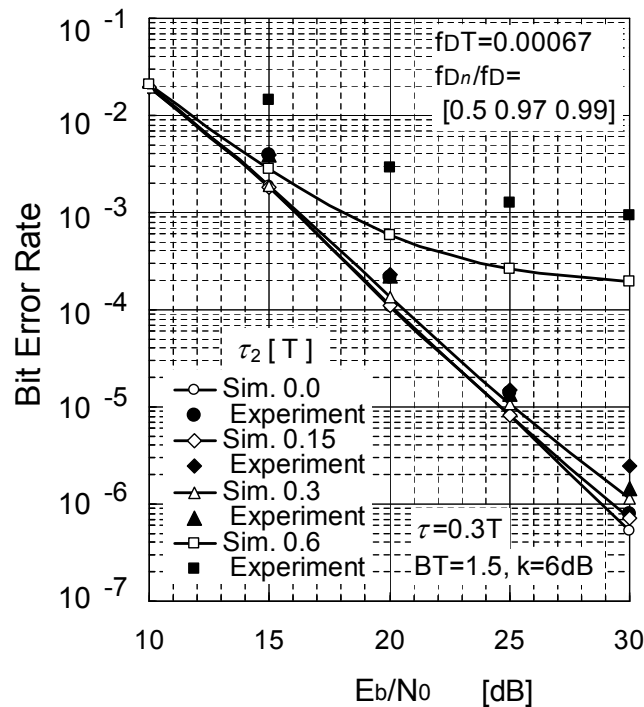


図X-11 好ましい遅延時間差への散乱波成分の遅延分散の影響 ($\pi/4$ -QPSK-VP, $BT=1.5$).

Fig. X-11 Effect of delay dispersion in scattered waves on preferable delay difference ($\pi/4$ -QPSK-VP, $BT=1.5$).

E. 第3のアンテナからの輻射混入の影響

図 X-12は、第3の基地アンテナからの漏洩混入の影響を調べるために、3波目の Rice 波を相対レベル $\rho=-5\text{dB}$ として加えた3波 Rice モデルにおける、 E_b/N_0 に対する BER 特性を示したものである。なお、3波目の遅延 τ_2 は $0, 0.15T, 0.3T, 0.6T$ とし、 fD_2 は $0.99fD$ として、2波 Rice モデルの条件 $fD_0=0.5fD, fD_1=0.97fD, \tau=0.3T, fDT=0.00067, k=6\text{dB}$ は踏襲し付け加えた。 τ_2 が $0.3T$ までは、誤り率特性は殆ど変わらず、実機評価結果も計算機シミュレーション評価結果に良く一致している。次節でも議論するが、これは、3波目の波をパスダイバーシチのブランチとして利用するには、信号帯域幅が狭すぎて十分な分解能が得られなかったためと考えられる。 τ_2 が $0.6T$ の場合、誤り率特性は明らかに劣化し、フロアを示すようになる。実機の場合、さらに劣化が顕著に現れるが、これは大きなタイミング揺らぎに対するクロック再生の追従不良によるものと予想される。2波以上の遅延波の分解能の欠如に加え、大きな遅延を有する3波目が加わることで遅延分散が累積し大きくなることで劣化を生じたものと考えられる。



図X-12 第3の基地アンテナからの漏洩輻射混入の BER 特性への影響
($\pi/4$ -QPSK-VP, $BT=1.5$)

Fig. X-12 Effect of spillover emissions from third base antenna on BER
($\pi/4$ -QPSK-VP, $BT=1.5$)

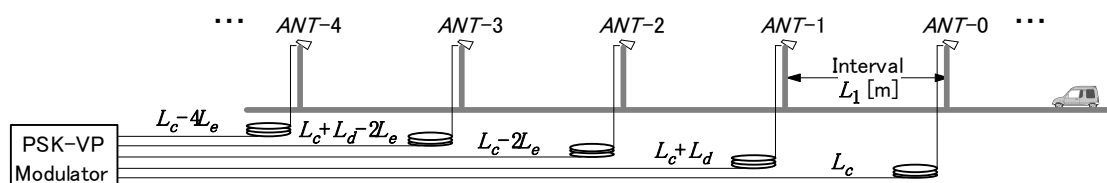
厳しい帯域制限下で、次隣接以上離れた基地アンテナからの漏洩輻射が無視できないレベルで混入する場合に対して、図 X-12の結果から好ましい置局方法が見出せるが、これを図 X-13に示した。この置局においては、 n 番目の基地アンテナ $ANT-n$ への分配ケーブル長 L_{Fn} は、十分に大きな基本長 L_c に、パラメタ L_e および L_d を操作することにより、

$$L_{Fn} = \begin{cases} L_c - nL_e & ; n = 0, 2, 4, \dots \\ L_c - (n-1)L_e + L_d & ; n = 1, 3, 5, \dots \end{cases} \quad (68)$$

と表せる。分配ケーブルの短縮率を η とすると、基地アンテナ間隔 L_1 に対し、 L_e を

$$L_e/\eta = L_1 \quad (69)$$

となるように設定する。隣接基地アンテナへの行路差は概ね L_1 となるので、上記条件下では、偶数番目の基地アンテナからの到来波は同タイミングで受信側に到着する。奇数番目の基地アンテナからの到来波も同タイミングで受信側に到着するが、偶数番目からの到来波群とは、行路差にして $L_1 + L_d/\eta$ だけの時間差をもって到達する。このように、漏洩干渉する基地アンテナの数が増えても、分配ケーブル長を操作することで、任意の隣接する基地アンテナからの到来波には好ましい遅延を持たせながら、他も含めての遅延時間差を所定の値を超えないようにすることができる。



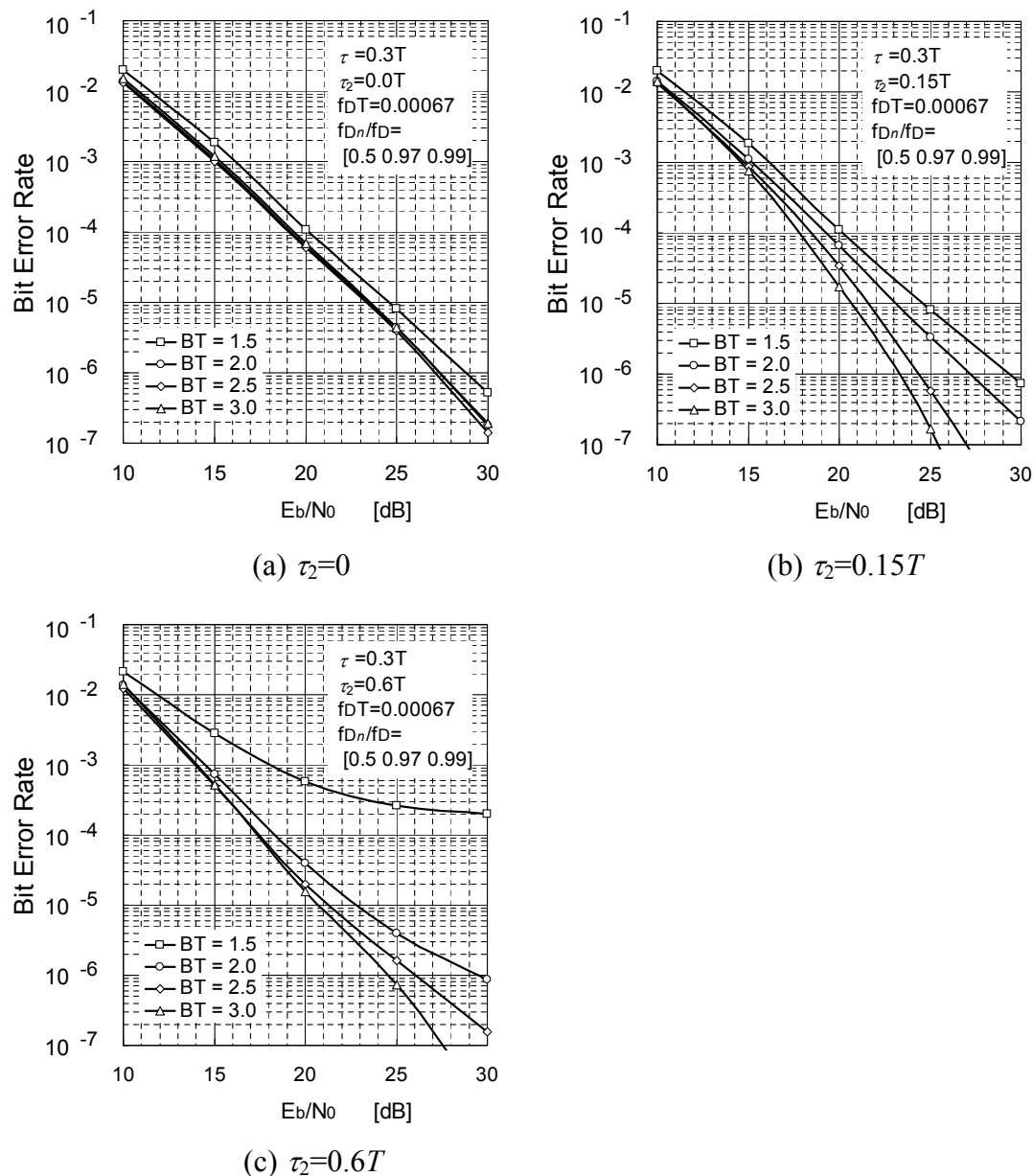
図X-13 エリア外漏洩を考慮した時の好ましい置局例

Fig. X-13 Preferred deployment example considering spillover emissions.

F. 帯域制限を緩和することによる特性改善

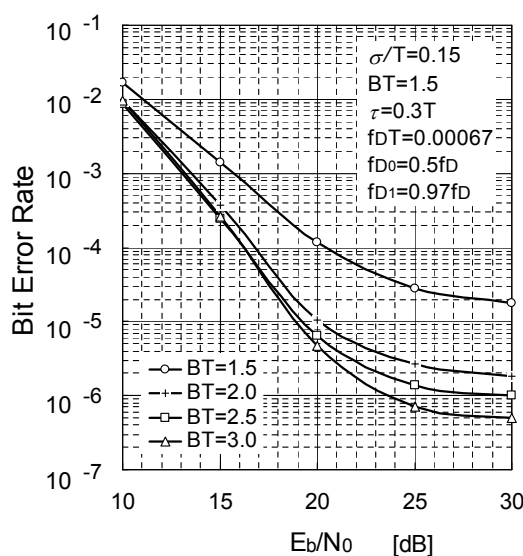
図 X-14(a)~(c)は、各々3 番目の波の遅延 τ_2 が $0, 0.15T, 0.6T$ の場合について、送信帯域制限フィルタ BT を 1.5、2.0、2.5、3.0（連動して受信側フィルタ B_{RT} も 1.8、2.4、3.0、3.6 に設定）に変えて、 E_b/N_0 に対する BER 特性の変化を示したものである。なお、その他の条件は図 X-12の場合と同一である。第 1 波と第

3波の遅延時間差が無くなり縮退する $\tau_2=0$ の場合を除き、帯域制限 BT の緩和と共に、第3波がパスダイバーシチのブランチとして機能し始めて、誤り率特性のカーブが急峻に落ちていくことが分かる。特に、 $\tau_2=0.6T$ の場合、 $BT=2.0$ にて、フロア誤りが消滅し誤り率が著しく改善される。帯域制限を緩和することで、複数遅延波に対する分解能が上がり、パスダイバーシチ効果が強化されて、誤り率特性が改善されることが確認できる。



図X-14 エリア外漏洩に対する帯域制限緩和による改善
(3波 Rice, $k=6\text{dB}$, $\pi/4$ -QPSK-VP, $BT=1.5, 2.0, 2.5, 3.0$)

Fig. X-14 Improvement by easing band-limitation in spillover cases from third base antenna (3-ray Rice, $k=6\text{dB}$, $\pi/4$ -QPSK-VP, $BT=1.5, 2.0, 2.5, 3.0$).

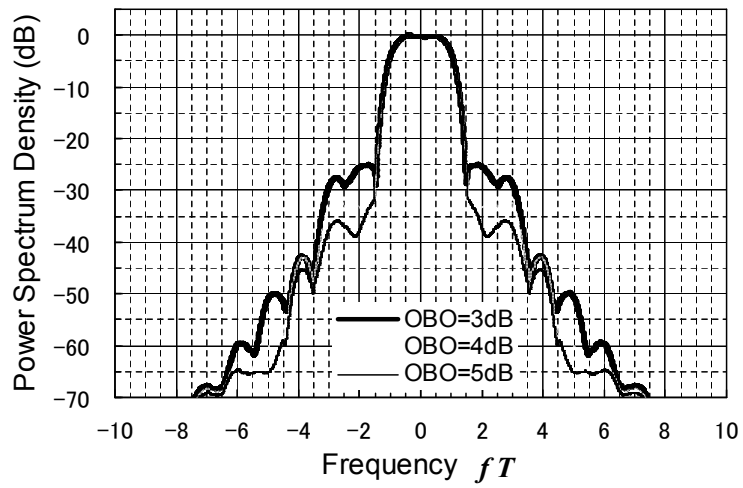


図X-15 散乱波成分の遅延分散に対する帯域制限緩和による改善
(遅延分散を有する 2 波 Rice, $k=6\text{dB}$, $\pi/4$ -QPSK-VP, $BT=1.5, 2.0, 2.5, 3.0$).

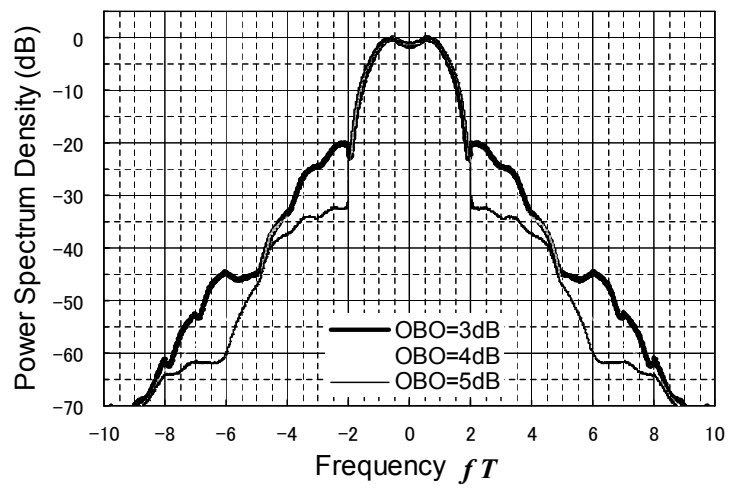
Fig. X-15 Improvement by easing band-limitation for delay dispersion in scattered waves (2-ray Rice with dispersion, $k=6\text{dB}$, $\pi/4$ -QPSK-VP, $BT=1.5, 2.0, 2.5, 3.0$).

同様に、図 X-15は、散乱波成分が遅延広がりを持つ場合について、送信帯域制限フィルタ BT を 1.5、2.0、2.5、3.0 に変えて、 E_b/N_0 に対する BER 特性を示したものである。なお、その他の条件は図 X-10の $\sigma/T=0.15$ の場合と同一である。より広い帯域幅、特に $BT=2.0$ まで緩和することで、フロアレベルは明確に改善される。ここでの改善も、複数遅延波に対する分解能の向上によるものと考えられる。

図 X-16(a)および(b)は、各々 BT が 1.5 および 2.0 に対し、ETSI BRAN の AB クラス非線形増幅器モデル[46]に基づいて、種々の出力バックオフ (OBO) レベルについて、送信信号スペクトルを計算した結果である。最大位相シフト量 ϕ_m が 2π の同じシンボル位相波形 $\phi(t)$ が使われているものの、帯域制限を緩和することで、信号スペクトルは広がる。もし、チャンネル間隔 f_{cs} をメインローブ幅 $2B$ に一致させるなら、4 相系では $2/T$ となるビット速度 f_b は、 BT が 1.5 および 2.0 に対して、各々 $2f_{cs}/3$ および $f_{cs}/2$ になる。例えば、5MHz のチャンネル間隔 f_{cs} に対して、ビット速度 f_b は、 $BT=1.5$ の場合 3.3Mbps、 $BT=2.0$ の場合 2.5Mbps になる。もし、ピコセルアプローチによる空間的な再利用率の向上で、30%ほどのチャンネル配置幅の余裕があれば、より良い誤り率あるいはより大きなフェージングマージンへの改善案があるということを意味する。



(a) $BT=1.5$



(b) $BT=2.0$

図X-16 種々のバックオフレベルに対する $\pi/4$ -QPSK-VPの送信信号スペクトル
 Fig. X-16 Transmission spectrum of $\pi/4$ -QPSK-VP for various output back-off levels.

XI. フィールド試験による評価

A. フィールド試験コースと試験機

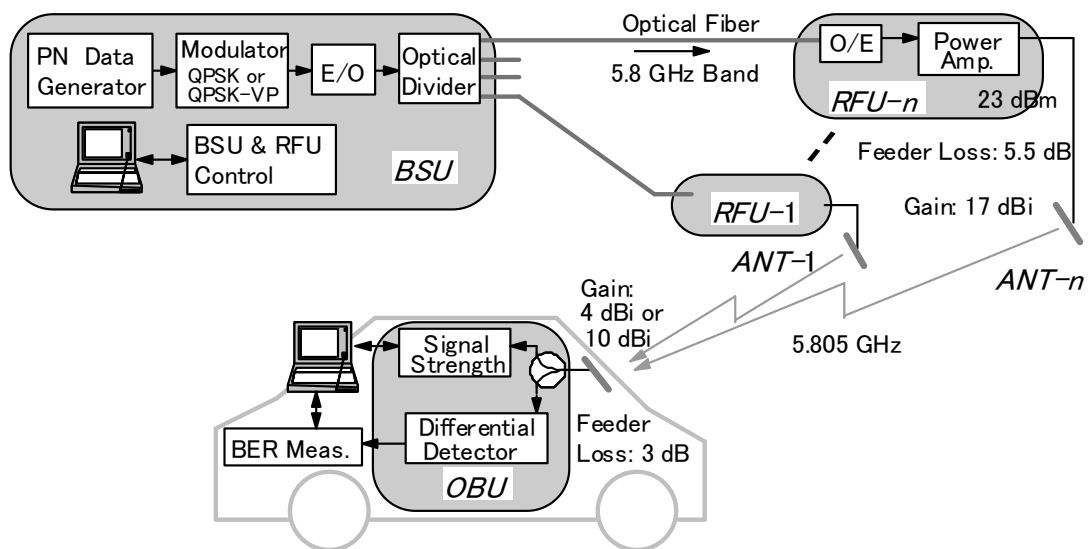
図 XI-1および表 XI-1は、複数基地アンテナを用いて結合無線エリアが実際に構築できるかの確認を目的とした、フィールド試験装置の主要な構成と諸元を示したものである。試験装置は、基地局ユニット (BSU)、RF ユニット (RFU)、路側基地アンテナ、試験車両上の OBU からなる。BSU では、擬似雑音 (PN) 系列データが生成され、これを送信データとして変調器に送られる。変調方式には、表 XI-1に示すパラメタを有する $\pi/4$ -QPSK-VP 方式あるいは $\pi/4$ -QPSK 方式からどちらかを選択設定することができる。変調器からの出力信号で、直接、レーザダイオードを光強度変調し、光学的に分配して光ファイバにて RFU に送る。RFU では、光信号は電気信号に変換され、送信出力レベルである 23dBm まで増幅され、路側基地アンテナから輻射される。

図 XI-2に示す 2 種類の試験コースを用いた。3 ないし 4 基の路側基地アンテナを 8m ないし 10m の高さに 40m 間隔でコース沿いに設置した。‘Field Test 1’では、QPSK-VP 方式と QPSK 方式の比較をしながら、主として、無線エリアの結合に関する基本確認を実施した。‘Field Test 2’では、主として、高速移動条件での確認を行った。試験車両は、‘Field Test 1’では約 20km/h で、‘Field Test 2’では約 120km/h で、コースに沿って走行させた。試験車両の走行パルスに基づいて、測定された BER と受信信号強度を約 40cm 間隔で記録した。図 XI-4に‘Field Test 2’の試験コースの様子を表す写真を示した。

両方のフィールド試験において、路側基地アンテナとしては、利得 17dBi を有する円偏波のアレイ化したパッチアンテナを用いた。図 XI-3は、水平面および垂直面での指向特性パターンを示している。水平面での指向特性に比べて、垂直面の指向特性はエリア外への輻射を抑えるために格段に狭いものとなっている。路側基地アンテナの俯角は、40m のアンテナ間隔に対して十分なオーバーラップエリアを生じるように設計し設定した。一方、車両上のアンテナは、利得 10dBi を有する円偏波アレイパッチアンテナと、利得 4dBi の単一の円偏波パッチアンテナを用い、両フィールド試験ともに車両内ダッシュボード中央の上面に仰角 10 度で前方に向けて設置した。車両上のアンテナは、比較的広い単向指向特性を有し、その半値角は、各々約 45 度および約 90 度である。ただし、実際に取

り付けた状態では、指向特性は、車両ボディーや車両内装によって相当に影響を受けているものと考えられる。

‘Field Test 1’では、BSU から RFU への各々の光分配ケーブルは、受信側での遅延時間差を増加させるように、隣接 RFU 間で 10m ずつ長さが異なるものを使用した。光ファイバの短縮率を考慮すると、実効的な行路差は約 55 m となる。隣接基地アンテナ間のこの行路差は、ビット速度 2.048Mbps の場合、約 0.2T に相当する。‘Field Test 2’では、BSU から RFU への各々の光分配ケーブルは等長としたが、行路差 40m は、ビット速度 3.072 Mbps に対して、やはり約 0.2T に相当する。このように、今回の両フィールド試験においては、図 X-13 のような工夫した置局方法は用いなかった。



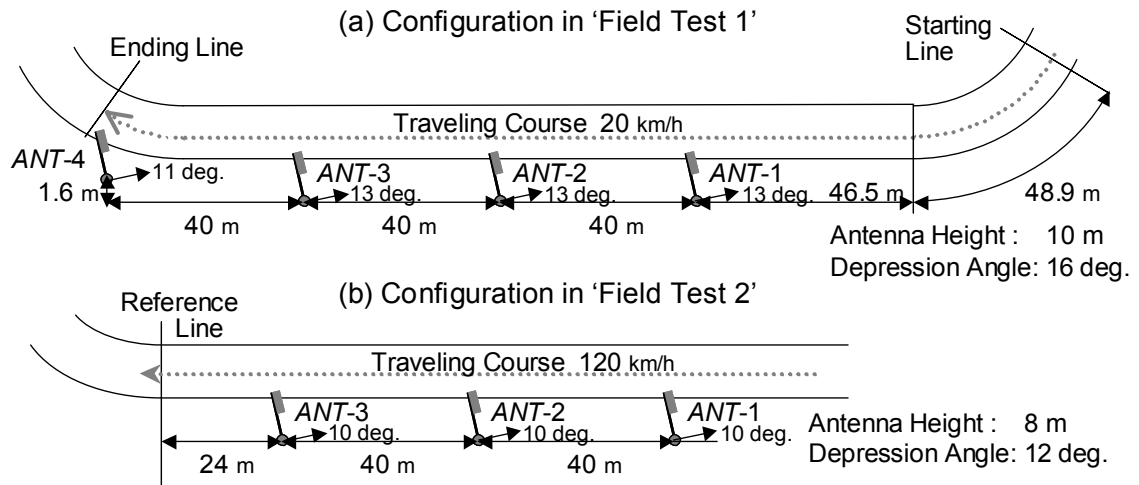
図XI-1 フィールド試験装置の構成

Fig. XI-1 Configuration of field test equipment.

表XI-1 フィールド試験装置の主要諸元

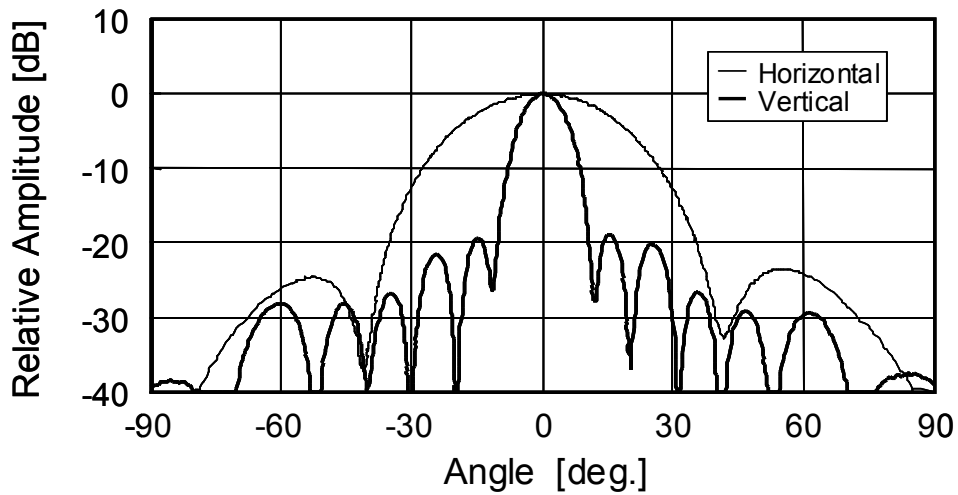
Table VI-1 Main Specifications of Field Test Equipment

	Field Test 1	Field Test 2
Modulation	$\pi/4$ -QPSK	$\pi/4$ -QPSK-VP
Band-Limitation	Root Cosine $\alpha=50\%$, $BT=1.0$	Root Raised Cosine $BT=1.5$
Bitrate	4.096 Mbps	2.048 Mbps
Base-ANT Num.	$n = 4$	$n = 3$
OBU ANT Gain	10 dBi	4 dBi



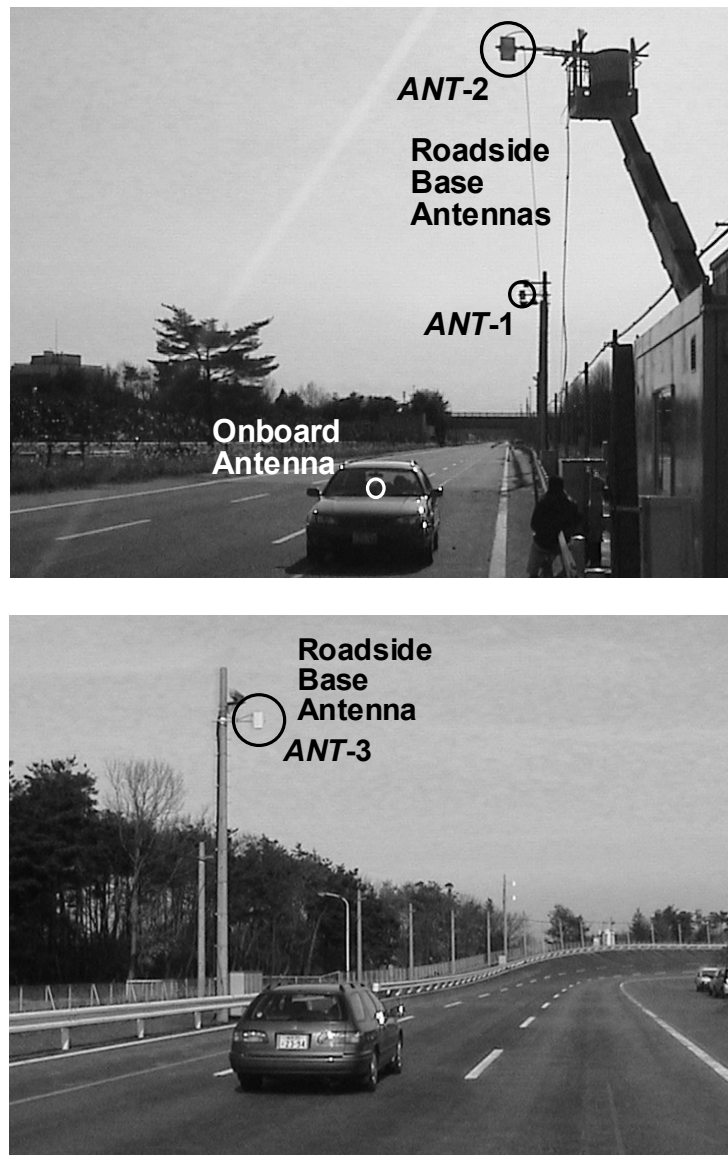
図XI-2 フィールド試験コースと試験システムの配置

Fig. XI-2 Field test course and test system setup.



図XI-3 基地アンテナの指向特性

Fig. XI-3 Directional pattern of base antenna.



図XI-4 ‘Field Test 2’における試験コースとアンテナ設置の様子.

Fig. XI-4 Overview of course and antenna setup in ‘Field Test 2’.

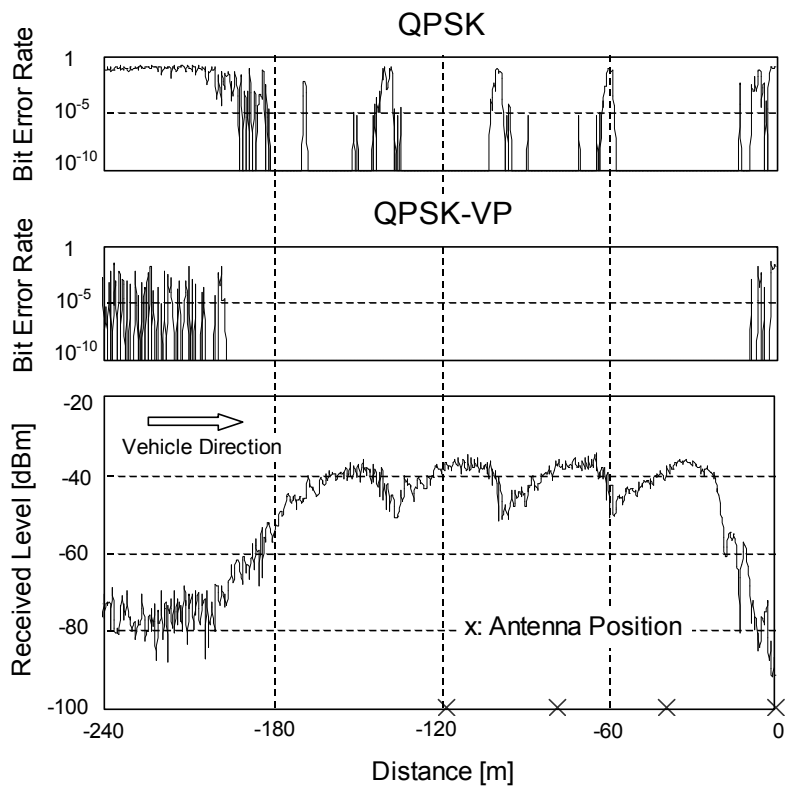
B. フィールド試験結果

‘Field Test 1’および‘Field Test 2’の試験結果を各々図 XI-5および図 XI-7に示した。実測された BER は、観測された受信信号強度とともに、試験車両の位置に沿って示している。‘x’のマークは、路側基地アンテナの位置を示し、 10^{-10} あるいは 10^{-6} の誤り率の値は、観測間隔区間において、エラーフリーであったことを示している。

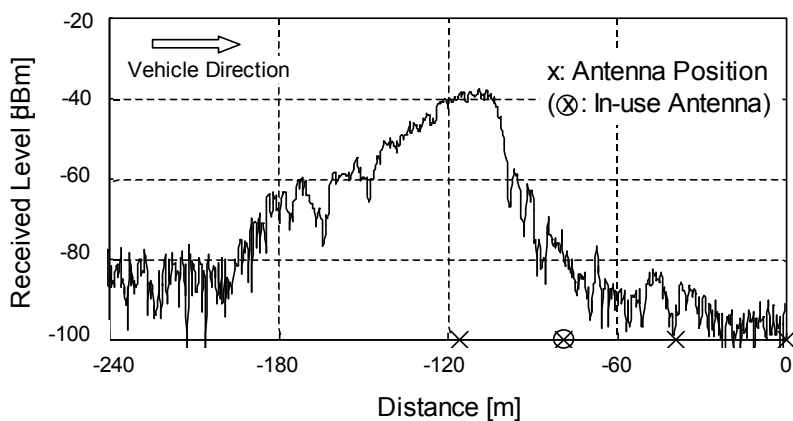
‘Field Test 1’においては、比較として、左方から 2 番目の単一の基地アンテナからだけ送信した場合の受信信号強度の観測結果を図 XI-6に示した。図 XI-5と図 XI-6との受信信号強度の比較から、左のエリア外の漏洩輻射のフロアレベルは 4 つの路側基地アンテナからの漏洩輻射と散乱波成分の累積から僅かに持ち上がる傾向があるものの、図 XI-5の結合エリアの両端の信号強度の落ち方は、図 XI-6の単一のピコセルの場合の落ち方とほぼ同じで急峻に落ちることが確認できる。結合してエリア長を拡張しても、エリア外への輻射は、端の一つの基地アンテナからの輻射に主に従うことが確認できる。図 XI-5の観測された受信信号強度の分布からは、2 周波数繰り返しでの線状置局の実現性があることも分かる。このことは、図 IX-1の置局例のように、密集する交差点での 4 つの周波数チャンネルでの置局の可能性を意味している。

図 XI-5において、QPSK 方式を代わりに用いた場合は、異なる基地アンテナからの到来波間の干渉で、ビット誤りを生じることが分かる。対照的に、QPSK-VP 方式を用いた場合は、分散アンテナによって、結合拡張された無線エリア全域において、エラーフリーの伝送が行えたことが確認できる。これらの結果から、少ない周波数チャンネル数での密置局の特長に加え、任意長の所定のエリアで迅速で確実な通信が実際に実現可能であることが分かる。

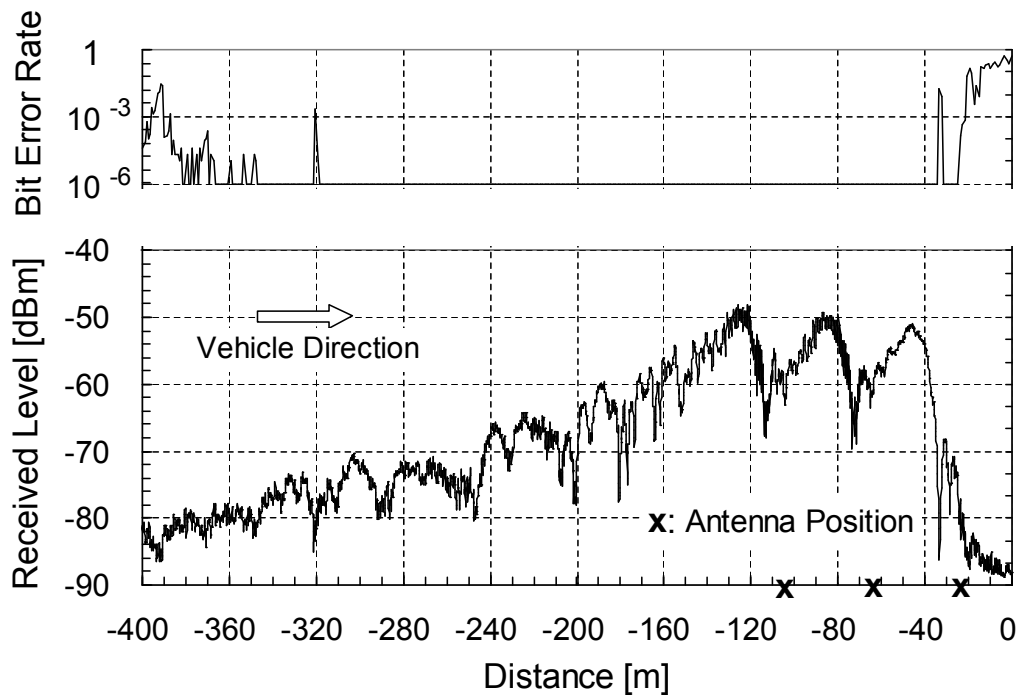
‘Field Test 2’においては、高速移動での確認に加えて、路側基地アンテナの俯角を意図的に 16 度から 12 度と浅くして、第 3 の路側基地アンテナからのエリア外漏洩輻射を増やし、エリア内への漏洩輻射の混入の影響を確認した。同時に、散乱波の増加の影響も確認するために、車両上のアンテナも単一のパッチアンテナを用い、散乱波を拾い易くした。5.8GHz 帯での走行速度 120km/h において生じる計算上のドップラシフト fD は 650Hz になる。すなわち、ビット速度 3.072Mbps に対して、 fDT は 0.00042 に相当する。RF 帯での分配なので、キャリア周波数のばらつきや異なる位相雑音等のその他劣化要因はない条件ではあるが、図 XI-7の結果からは、新たなビット誤りを生じることなく、結合拡張された無線エリア全域でのエラーフリー伝送が再度確認できる。



図XI-5 ‘Field Test 1’での車両位置に対する測定された BER と受信信号強度
 Fig. XI-5 Measured BER and receiving signal strength with vehicle position
 in ‘Field Test 1’.



図XI-6 ‘Field Test 1’での単一の基地アンテナからの輻射の場合の受信信号強度
 Fig. XI-6 Receiving signal strength for single base-antenna transmission
 in ‘Field Test 1’.



図XI-7 ‘Field Test 2’での車両位置に対する測定された BER と受信信号強度
 Fig. XI-7 Measured BER and receiving signal strength with vehicle position
 in ‘Field Test 2’.

XII. 結論

本研究では、耐マルチパス性を有する変調方式として新たに提案した PSK-VP 方式に関し、まず、その特性改善機構を明らかにし、冗長位相波形と誤り率特性の関係を解明して最適な位相波形形状を求めた。加えて、最適方式パラメータを特定し種々の基本特性を明らかにし、許容遅延時間差と所要帯域幅の点で、同範疇方式群の中で優位であることを確認した。さらに、実環境評価を通して方式特性を見定め、相応しい応用展開を提案した。

本研究の主な結果成果を総括すると以下の通りである。

1) 本論第一部（第II章および第III章）より

連続的に変化するブランチを有する特殊なダイバーシチモデルに基づく解析的アプローチにより、多波フェージング下での PSK-VP 方式の誤り率の近似解を示す解析的な式が導かれ基本特性が明らかになった。このダイバーシチの実効ブランチ数は伝送路構成する互いに独立なフェージングを伴う到来波の数に等しいことが示され、多波フェージング下での PSK-VP 方式はパスダイバーシチ効果を有し、積極的に誤り率が改善される機構が明確になった。誤り率を表す解析的な式は、同時に、誤り率の下限である理想限界と、その時冗長位相波形が満たすべき、最大ダイバーシチ位相波形条件を示している。信号帯域幅のコンパクトさも考慮に入れて、付加する位相波形としては、その最大位相シフト量の増大とともに、最大限に広い遅延時間差に亘って上記条件に漸近しうる、凸状 (or 凹状) の位相波形が最良の選択であることを見出した。

2) 本論第二部（第IV章および第V章）より

特性関数を用いて導出した誤り率の厳密解に基づく数値解析により、上記解析的アプローチで見出された結論は再確認された。凸状の位相波形を有する PSK-VP 方式は、1 シンボルに近いより広い遅延時間差を有する多波マルチパスフェージング下で優れた誤り率特性を発揮する。さらに、位相波形の最大位相シフト量、検波後フィルタの形状や帯域幅等を変えて、詳細な特性を検証し、これらパラメータの選択による特性変化を明らかにした。検波後フィルタに関しては、遅延時間差に対する誤り率特性に影響があり、そのインパルス応答を狭めると、短遅延時間差での特性劣化と引き換えに長遅延時間差での特性が向上し、僅かだが許容遅延時間差も増大する。併せて、ドップラ広がり・高速フェ

ージングへの耐性を確認した。等電力の2波 Rayleigh フェージング下の QPSK-VP 方式では、 $fDT=0.02$ にて、フロア誤り (irreducible error) はビット誤り率で 10^{-4} 以下になる。

数値解析により帯域制限の影響も調べ明らかにした。レイズドコサインフィルタで帯域制限した QPSK-VP 方式の場合、6dB 正規化帯域幅 \hat{BT} が 1.5 程度から狭まると急激に特性劣化が起こる。通常の非対称シンボル配置の QPSK-VP と対称シンボル配置の $\pi/4$ -QPSK-VP を比較すると、後者の方が僅かだが帯域制限に対し良好な特性を示すことが分かった。最大位相シフト量 ϕ_m の放物線位相波形を有する $\pi/4$ -QPSK-VP 方式に対し、様々な ϕ_m と \hat{BT} の組み合わせで、誤り率特性と帯域幅狭小性のトレードオフを検討した結果、最良の組み合わせとして、 $\phi_m=2\pi$ 、 $\hat{BT}=1.5$ が見出せた。この時、99%正規化占有帯幅 B_oT_b は 1.0、許容遅延時間差は約 1.7bit 長となる。同パラメタを有する $\pi/4$ -QPSK-VP は、QPSK-RZ よりやや狭帯域であり、許容遅延時間差も 1.6 から 1.7bit 長にやや改善されるが、通常の($\pi/4$ -)QPSK-VP に比べると約 2 倍の所要帯域幅となる。

3) 本論第三部 (第VI章～第VIII章) より

擬似伝送路を用いた $\pi/4$ -QPSK-VP 方式の実機評価において、許容遅延時間差が約 1.5bit 長と僅かな劣化が認められるものの、パスダイバーシチ効果による優れた誤り率特性が実際に確認された。この実機を用いた、オフィスルームとシールドルームでの伝送実験の結果、 $\pi/4$ -QPSK 方式の場合に比べ、 $\pi/4$ -QPSK-VP の場合は、短距離伝送で見通し直接波が強く遅延広がりによるフロア誤りが見えにくい場合を除き、フロア誤り率が格段に改善されることが確認できた。例えば、オフィスルーム内約 8m 伝送距離の場合(遅延分散 35.8ns)、伝送速度 6Mbps に対し 10^{-2} から 10^{-4} へ 2 桁の改善、伝送速度 3Mbps に対し 10^{-3} から 10^{-7} へ 4 桁、ビット誤り率が改善された。電波の散乱反射が強いシールドルーム内の場合(遅延分散 50ns) も、全体にフロアレベルは増大するものの、各伝送速度に対し、両変調方式間で相対的には同様の改善が観測された。

併せて行った遅延プロファイル測定実験の結果、伝送距離とともに弱くなり反射散乱波に埋もれていくフェージングを伴わない直接波を除けば、部屋内を行ったり来たり反射伝搬するマルチパス波が遅延時間とともに指数関数減衰する遅延プロファイルとして観測された。加えて、部屋内の場所に関わらず、減衰係数は部屋固有の値となることを見出せた。これらの知見から、指数関数減

衰・等間隔多波 Rayleigh フェージングモデルを適切な伝送路モデルとした。このモデルでの唯一実測されるモデルパラメタは減衰係数となる（遅延プロファイル形状を指数関数減衰とすれば遅延分散とは一義的關係となる）。フェージングを伴わない直接見通し波が無視されているので、この伝送路モデルに基づく誤り率評価は誤り率の上界を表すことになる。

上記伝送路モデルに基づいたビット誤り率特性の数値解析結果は、全般に実測値より悪目の値となるが、特性傾向は実測値と大変良く一致している。数値解析結果は、同時に、与えられた減衰係数（遅延分散）での伝送速度と誤り率の關係を示す。指数関数減衰型遅延プロファイルでは、 $\pi/4$ -QPSK 方式に比べ $\pi/4$ -QPSK-VP 方式は、すべての伝送速度で改善効果が得られが、室内の遅延分散 40ns 程度の環境では、数百 kbps～数 Mbps の範囲で格段な改善が得られる。許容フロアビット誤り率を 10^{-4} とするならば、 $\pi/4$ -QPSK 方式に比べ $\pi/4$ -QPSK-VP 方式は、相対的に約 20 倍の伝送速度が可能になることが示された。また、当該モデル下 PSK-VP 方式には、誤り率最小となる最適伝送速度が存在し、これは減衰係数（遅延分散）と一義的關係があること、最適伝送速度ではフロアビット誤り率は 10^{-8} 未満となることが分かった。

4) 本論第四部（第IX章～第XI章）より

PSK-VP 方式を用いることで、分散アンテナからの複局同時送信により各々ピコセルを繋ぎ合わせることで、任意無線エリア成形が簡単に実現できることが示された。線状の置局に対応する、多波 Rice モデルに基づき、隣接するピコセルの境界に着目して、基本的な誤り率特性を主に計算機シミュレーションにより明らかにした。PSK-VP 方式の許容遅延時間差は比較的小さいが、非隣接のピコセルからの漏洩輻射の混入がある場合を含め、副次的に分配ケーブル長を操作し適切な遅延挿入を行う置局方法によって、この問題はうまく解決されることを示した。下向き指向性の複数基地アンテナを用いることで、当該システムは、繋ぎ合わされ形成されたエリア全域で、ダイバーシチ効果による高信頼の通信を実現し、かつ、エリア外への輻射を抑えつつ無線エリアを任意長に拡大できる。加えて、フィールド実験の結果により、結合エリア全域でのシームレスな通信と、明確なエリアフリンジを利用して 2 周波数チャネルの繰り返しての線状置局ができることを実際に確認検証した。

結合無線エリアを構成する各ピコセル間の境界では、周波数選択性フェージ

ングが強調される。高い周波数帯での運用や異なるキャリア周波数誤差および位相雑音を有する別々の局部発振器を用いるベースバンド分配では、フェージング速度がより高くなる。高速フェージング特性に関しては、同システムで $\pi/4$ -QPSK-VP 方式の代わりに ASTM2213 規格[41]の QPSK-OFDM($r=1/2$)方式 (IEEE802.11a 型物理層[8]のハーフレート版) を用いた場合を比較として評価した結果、 $\pi/4$ -QPSK-VP 方式との組み合わせの方が格段に高速フェージング耐性に優り、実用的なベースバンド分配の適用やミリ波帯での運用の余裕も有することが確認できた。このような高速フェージング下でも当該システムはエリア全域でのシームレスな通信を実現できる。

上記のように得られたシステムの特長は、高速移動車両に対し、決められたエリアで、より大量の情報のやり取りや、迅速で確実な通信が求められる次世代の路車間通信での応用に好ましいものである。また、任意長のエリア成形とともに、より少ない周波数チャンネルでの密集した置局が可能な特長は、都市部の込み入った交差点への実際の置局において重要と期待される。

謝辞

本論文をまとめるにあたり、御親切丁寧なる御指導を賜りました奈良先端科学技術大学院大学情報科学研究科岡田実教授、関浩之教授、原孝雄准教授、ならびに、御鞭撻賜りました同大学山本平一学長特別顧問に深謝いたします。

また、本論文をまとめるにおいて、ご理解ご援助頂いた安本吉雄松下電器産業株式会社ネットワーク開発センター所長に深謝いたします。

本論文における耐マルチパス変調方式 **PSK-VP** の研究に関しては、始める機会、および、方式理論構築の場となった株式会社 **ATR** 光電波通信研究所への派遣出向の機会を与えて頂いた、当時の上司の三木弼一元松下電器産業株式取締役に深謝いたします。また、方式理論構築や室内評価に関しては、古濱洋二元 **ATR** 光電波通信研究所社長、貴重な助言や協力を頂いた森祐平氏、多賀登喜雄氏はじめ **ATR** 関係諸氏に深謝いたします。さらに、同方式の路車間通信への応用展開検討に関し、松下電器産業株式会社の中原秀樹氏、寺嶋正紀氏、山崎秀聡氏はじめ多くの関係諸氏のご協力に深く感謝いたします。

おわりに、本論文をまとめるにあたって、奈良先端科学技術大学院大学への留学の機会を与えて頂き、また、本研究の長きにあたって、ご指導ご鞭撻を賜りました森仁元松下電器産業株式会社技監に深くお礼を申し上げます。

参考文献

- [1] G. L. Turin, F. D. Clapp, T. L. Johnston, S. B. Fine, and D. Lavry, "A statistical model of urban multipath propagation," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-21, pp. 1—9, Feb. 1972.
- [2] D. C. Cox, "910 MHz urban mobile radio propagation: multipath characteristics in New York City," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-21, pp. 1188—1194, Nov. 1973.
- [3] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, New York: Wiley, 1974.
- [4] P. A. Bello and B. D. Nelin, "The effect of frequency selective fading on the binary error probabilities of incoherent and differentially coherent matched filter receivers," *IEEE Trans. Commun. Syst.*, vol. CS-11, pp. 170—186, June 1963.
- [5] W. C. Y. Lee, *Mobile Communication Engineering*, New York: McGraw Hill, 1982.
- [6] J. G. Proakis, *Digital Communications. 3rd. Ed.*, New York: McGraw Hill, 1995.
- [7] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, New York: Cambridge University Press, 2005.
- [8] "Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications — High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band," *IEEE Std.*, 802.11a-1999, 1999.
- [9] P. Alexander, D. Haley, and A. Grant, "Outdoor Mobile Broadband Access with 802.11," *Commun. Mag.*, pp. 108—114, Nov. 2007.
- [10] H. Takai, T. Harada, K. Tanaka, "Considerations on generalizing of anti-multipath modulation technique SPSK — A proposal of PSK-VP —," *信学技報*, RCS88-21, Sept. 1988.
- [11] H. Takai, "BER performance of anti-multipath modulation PSK-VP and its optimum phase-waveform," in *Proc. IEEE VTC'90*, pp.412—419, Orlando, FL, May 1990.
- [12] S. Ariyavisitakul, S. Yoshida, F. Ikegami and T. Takeuchi, "A novel anti-multipath modulation technique DSK," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 35, pp. 1252—1264, Dec. 1987.
- [13] H. Takai, "A proposal of an anti-multipath modulation technique," *信学技報*, CS86-48, Sept. 1986.

(略号) 信学技報：電子情報通信学会技術研究報告（あるいは、電子通信学会技術研究報告）

- [14] S. Yoshida and F. Ikegami, "Anti-multipath modulation technique --- Manchester-coded PSK (MC-PSK)," in *Proc. IEEE ICC'87*, pp. 1371—1375, Seattle, WA, June 1987.
- [15] S. Ariyavisitakul, S. Yoshida, F. Ikegami and T. Takeuchi, "A proposal of an anti-modulation technique PSK-RZ," *信学技報*, CS85-155, Jan. 1986.
- [16] S. Ariyavisitakul, S. Yoshida, F. Ikegami, K. Tanaka and T. Takeuchi, "A power-efficient linear digital modulator and its application to an anti-multipath modulation PSK-RZ scheme," in *Proc. IEEE VTC'87*, pp.66—71, Tampa, FL, June 1987.
- [17] D. M. J. Devasirvatham, "Time delay spread and signal level measurements of 850 MHz radio waves in building environments," *IEEE Trans. Antennas Propagate.*, vol. AP-34, pp. 1300—1305, Nov. 1986.
- [18] R. J. C. Bultitude, S. A. Mohmoud, and W. A. Sullivan, "Comparison of indoor radio propagation characteristics at 910 MHz and 1.75 GHz," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 7, pp.20—30, Jan. 1989.
- [19] T. S. Rappaport, "Characterization of UHF multipath radio channels in factory buildings," *IEEE Trans. Antennas Propagate.*, vol. AP-37, pp. 1058—1069, Aug. 1989.
- [20] A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 5, pp. 128—137, Feb. 1987.
- [21] T. S. Rappaport, S. Y. Seidel, and K. Takamizawa, "Statistical channel impulse response models for factory and open plan building radio communication system design," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-39, pp. 794—807, May 1991.
- [22] G. L. Turin, "The characteristic function of Hermitian quadratic forms in complex normal variables," *Biometrika*, vol.47, pp. 199-201, June 1960.
- [23] M. Schwartz, W. R. Bennett, S. Stein, *Communication Systems and Techniques*. New York: McGraw-Hill, 1966.
- [24] J. H. Winters, "Differential detection with intersymbol interference and frequency uncertainty," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-32, pp.24-33, Jan. 1984.
- [25] T. Takeuchi, F. Ikegami, S. Yoshida, and N. Kikuma, "Comparison of multipath delay characteristics with BER performance of high speed digital mobile transmission," in *Proc. IEEE VTC'88*, Philadelphia, PA, pp. 199—126, June 1988.
- [26] S. Yoshida, T. Takeuchi, M. Nakamura, and F. Ikegami, "High bit-rate field

- transmission of an anti-multipath modulation technique PSK-RZ,” in *Proc.IEEE VTC'90*, Orlando, FL, pp. 527—532, May 1990.
- [27] D. C. Cox, “Delay Doppler characteristics of multipath propagation at 910 MHz in a suburban mobile radio environment,” *IEEE Trans. Antennas Propagate.*, vol. AP-20, pp.625—635, Sept. 1972.
- [28] T. Manabe and H. Takai, “Superresolution of multipath delay profiles measured by PN correlation method,” *IEEE Trans. Antennas Propagate.*, vol. AP-40, pp. 500—509, May 1992.
- [29] H. Takai and T. Manabe, “An analysis of indoor propagation using delay profiles measured by superresolution pulse-compression method,” 信学技報, AP90-109, Jan. 1991.
- [30] H. Takai and T. Manabe, “An indoor propagation analysis using delay profiles measured by the superresolution pulse-compression method,” presented at the 1991 North Amer. Radio Sci. Meet. And Int. IEEE/Antennas Propagat. Soc. Symp., London, Ont., Canada, June 1991.
- [31] “Transport information and control systems — Dedicated short-range communications at 5.8GHz,” *Recommendation ITU-R*, M.1453-1, May. 2000.
- [32] H. Kojima, “Radio communication technology on VICS and next emerging systems in ITS,” *IEEE Conf. on Intelligent Transportation Sys. (ITSC97)*, pp. 26–32, Nov. 1997.
- [33] H.Yamada, *et.al.*, “Public-private joint research towards the realization of advanced road services,” *Proc. of 13th. World Congress on ITS*, Oct. 2006.
- [34] W. Chen and S. Cai, “Ad hoc peer-to-peer network architecture for vehicle safety communications,” *IEEE Communication Magazine*, pp. 100–107, April 2005.
- [35] H. Inoue, *et.al.*, “Dedicated short-range communications (DSRC) for AHS services,” *IEEE Intelligent Vehicles Symposium*, pp. 369–374, June 2004.
- [36] A. Salmasi and K. Gilhousen, “On the system design aspects of code division multiple access (CDMA) applied to digital cellular and personal communications networks,” *Proc. of IEEE VTC1991*, pp. 57–62, May 1991.
- [37] H. Harada, *et.al.*, “A feasibility study on a radio-on-fiber based road-to-vehicle communication systems by a code division multiplexing radio transmission scheme,” *Proc. of Internat. Workshop on ITS Telecommun. (ITST2000)*, pp. 155–160, Oct. 2000.

- [38] T. Maehata, *et.al.*, “DSRC using OFDM for roadside-vehicle communication system,” *Proc. of IEEE VTC2000*, pp. 148–152, May 2000.
- [39] Y. Segawa, M. Okada, and S. Komaki, “Performance of COFDM-based transmitter diversity in a road-to-vehicle communication system,” *IEEE Trans. Intelligent Transport. Sys.*, vol. ITS-2, pp. 192–196, Dec. 2001.
- [40] “Dedicated Short-Range Communication System,” *ARIB Std.*, STD-T75 Ver. 1.2, Oct. 2003.
- [41] “Standard Specification for Telecommunications and Information Exchange Between Roadside and Vehicle Systems — 5 GHz Band Dedicated Short Range Communications (DSRC) Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications,” *ASTM Std.*, E2213-3, Mar. 2004.
- [42] H. Takai, *et.al.*, “A DSRC system proposal extended from ARIB STD-T75 using distributed antenna and PSK-VP scheme,” *Proc. of Internat. Workshop on ITS Telecommun. (ITST 2002)*, pp. 239–244, Nov. 2002.
- [43] S. Sibecas, *et.al.*, “On the suitability of 802.11a/RA for high-mobility DSRC,” *Proc. of IEEE VTC2002*, pp. 229–234, May 2002.
- [44] H. Takai, *et.al.*, “An advanced DSRC system using distributed antenna and PSK-VP scheme,” *Proc. of 11th. World Congress on ITS*, Oct. 2004.
- [45] H. Nakahara, *et.al.*, “A Study on FER Performance of Distributed Antenna System Combined with PSK-VP Scheme,” *Proc. of Internat. Workshop on ITS Telecommun. (ITST2002)*, pp.233–237, Nov. 2002.
- [46] BRAN WG3 PHY subgroup, “Criteria for Comparison,” *ETSI EP BRAN#9 30701F*, 1998.

付録

Appendix A

2 波およびL 波モデルにおける検波出力の導出

フェージングの変化がシンボル速度に比べて十分遅いならば、

$$\begin{aligned} s_l(t) &= s_l(t - T) = s_l, \\ l &= 1, 2 \quad \text{or} \quad 1, 2, \dots, L \end{aligned} \quad (70)$$

2 波モデルに対して、式(7)と式(4)は、各々、式(70)を用いて、

$$\begin{cases} z_1(t) = s_1 v(t) + s_2 v(t - \tau) \\ z_2(t) = s_1 v(t - T) e^{-j\psi} + s_2 v(t - \tau - T) e^{-j\psi} \end{cases} \quad (71)$$

となる。一方、Region:a では、式(1)～式(3)より、 $mT \leq t - \tau < (m+1)T$ であることを考慮して、

$$\begin{aligned} v(t) &= e^{j(\phi(\varepsilon + \tau) + \vartheta_m)} \\ v(t - T) &= e^{j(\phi(\varepsilon + \tau) + \vartheta_m - \theta_m)} \\ v(t - \tau) &= e^{j(\phi(\varepsilon) + \vartheta_m)} \\ v(t - \tau - T) &= e^{j(\phi(\varepsilon) + \vartheta_m - \theta_m)} \end{aligned} \quad (72)$$

が導出される。さらに、式(5)を用いて、 $d_m(\varepsilon)$ は、

$$\begin{aligned} d_m(\varepsilon) &= \frac{1}{2} \cos(\theta_m + \psi) \\ &\quad \cdot |s_1 e^{j\phi(\varepsilon + \tau)} + s_2 e^{j\phi(\varepsilon)}|^2 \end{aligned} \quad (73)$$

と表される。従って、

$$\frac{1}{2} \cos(\theta_m + \psi) = \frac{1}{2} \mu a_m \quad (74)$$

に留意することで、式(9)が得られる。同様に、Region:b では、 $(m-1)T \leq t - \tau < mT$ であることを考慮して、

$$\begin{aligned}
v(t) &= e^{j(\phi(\varepsilon+\tau)+\vartheta_m)} \\
v(t-T) &= e^{j(\phi(\varepsilon+\tau)+\vartheta_m-\theta_m)} \\
v(t-\tau) &= e^{j(\phi(\varepsilon+T)+\vartheta_{m-1})} \\
v(t-\tau-T) &= e^{j(\phi(\varepsilon+T)+\vartheta_{m-1}-\theta_{m-1})}
\end{aligned}$$

が式(1)～式(3)より得られる。この場合、さらに式(5)を用いて、 $d_m(\varepsilon)$ は、

$$\begin{aligned}
d_m(\varepsilon) &= \frac{1}{2} \{ \cos(\theta_m + \psi) |s_1|^2 \\
&\quad + \cos(\theta_{m-1} + \psi) |s_2|^2 \} \\
&\quad + \cos\left(\frac{\theta_m + \theta_{m-1}}{2} + \psi\right) \\
&\quad \cdot \mathcal{R} \left[s_1 s_2^* \exp j \left(\phi(\varepsilon + \tau) \right. \right. \\
&\quad \left. \left. - \phi(\varepsilon + T) + \frac{\theta_m + \theta_{m-1}}{2} \right) \right]
\end{aligned} \tag{75}$$

が導出される。従って、式(74)を用いて、式(10)が得られる。

一般に、 L 波モデルに対しては、式(71)は、

$$\begin{cases} z_1(t) = \sum_{l=1}^L s_l v(t - \tau_l) \\ z_2(t) = \sum_{l=1}^L s_l v(t - \tau_l - T) e^{-j\psi} \end{cases} \tag{76}$$

と書き換えることができる。従って、Region:a では、式(72)は、

$$\begin{cases} v(t - \tau_l) = e^{j(\phi(\varepsilon+\tau-\tau_l)+\vartheta_m)} \\ v(t - \tau_l - T) = e^{j(\phi(\varepsilon+\tau-\tau_l)+\vartheta_m-\theta_m)} \end{cases}$$

と書き換えられるので、式(5)より、 $d_m(\varepsilon)$ は、

$$d_m(\varepsilon) = \frac{1}{2} \cos(\theta_m + \psi) \left| \sum_{l=1}^L s_l e^{j\phi(\varepsilon+\tau-\tau_l)} \right|^2$$

と表される。従って、式(74)を用いて、式(37)が得られる。

Appendix B

2波およびL波 Rayleigh フェージング下での近似解析での誤り率の導出

$n \times n$ 行列 \mathbf{X} および \mathbf{X}_0 はエルミート行列なので、それらの固有値 λ_i および $\hat{\lambda}_i$ ($i = 1, 2, \dots, n$) はすべて実数であり、

$$\lambda_i = \frac{(1 - \tau/T)\Gamma}{n} \hat{\lambda}_i, \quad (77)$$

$$i = 1, 2, 3, \dots, n$$

の関係を有する。

2波 Rayleigh フェージング下では、 $\text{rank}\mathbf{X} = \text{rank}\mathbf{X}_0 \leq 2$ であることから、零でない固有値は高々2個しかなく、ここでは、 $\lambda_3 \sim \lambda_n = 0$ 、および、 $\hat{\lambda}_3 \sim \hat{\lambda}_n = 0$ とすると、式(77)を用いて、

$$\begin{aligned} \det(\mathbf{I} + \mathbf{X}) &= \prod_{k=1}^n (\lambda_k + 1) = (\lambda_1 + 1)(\lambda_2 + 1) \\ &= \left\{ \frac{(1 - \frac{\tau}{T})\Gamma}{n} \right\}^2 \hat{\lambda}_1 \hat{\lambda}_2 \\ &\quad + \frac{(1 - \frac{\tau}{T})\Gamma}{n} (\hat{\lambda}_1 + \hat{\lambda}_2) + 1 \end{aligned} \quad (78)$$

となる。従って、Appendix C に導出を示すように $\hat{\lambda}_1 + \hat{\lambda}_2$ および $\hat{\lambda}_1 \hat{\lambda}_2$ は式(91)のように表されるので、式(78)を用いて、式(17)は式(23)となる。

上記の導出過程は、次に示すように、L波 Rayleigh フェージングモデルの場合にも拡張することができる。 $\text{rank}\mathbf{X} = \text{rank}\mathbf{X}_0 \leq L$ であることから、零でない固有値は高々L個しかなく、ここでは、 $\lambda_{L+1} \sim \lambda_n = 0$ 、および、 $\hat{\lambda}_{L+1} \sim \hat{\lambda}_n = 0$ とすると、式(77)を用いて、

$$\begin{aligned} \det(\mathbf{I} + \mathbf{X}) &= \prod_{k=1}^n (\lambda_k + 1) \\ &= \prod_{k=1}^L (\lambda_k + 1) \\ &= \prod_{k=1}^L \left\{ \frac{(1 - \frac{\tau}{T})\Gamma}{n} \hat{\lambda}_k + 1 \right\} \end{aligned}$$

が得られる。もし、十分 CNR Γ が高く、 $\text{rank}\mathbf{X} = \text{rank}\mathbf{X}_0 = L$ ならば、Appendix C

に導出を示すように、式(89)に示す $F_{\alpha\beta}$ を $\alpha\beta$ 要素として有する $L \times L$ 行列 \mathbf{F} を用いて、

$$\begin{aligned} \det(\mathbf{I} + \mathbf{X}) &\approx \left\{ \frac{\left(1 - \frac{\tau}{T}\right)\Gamma}{n} \right\}^L \prod_{k=1}^L \hat{\lambda}_k \\ &= \left\{ \left(1 - \frac{\tau}{T}\right)\Gamma \right\}^L \prod_{k=1}^L \xi_k \det \mathbf{F} \end{aligned} \quad (79)$$

と表される。従って、式(79)を用いると、式(17)は式(43)となる。

Appendix C

2 波および L 波モデルにおける行列 \mathbf{X}_0 の固有値

ここでの導出は、2 波モデルを特殊な場合 ($L = 2$, $\tau_1 = 0$, $\tau_2 = \tau$) として包含する形で、一般に L 波モデルとして行う。

ik 要素 $X_{l,ik}$ が

$$\begin{aligned} X_{l,ik} &= e^{j(\phi_{li} - \phi_{lk})}, \\ l &= 1, \dots, L, \\ i, k &= 1, 2, \dots, n \end{aligned} \quad (80)$$

と表される行列 \mathbf{X}_l を用いて、行列 \mathbf{X}_0 は以下の線形結合

$$\mathbf{X}_0 = \sum_{l=1}^L \xi_l \mathbf{X}_l \quad (81)$$

で表される。 $\text{rank } \mathbf{X}_l = 1$ なので、各々の \mathbf{X}_l は唯一の非零の固有値を有し、それは n になる。すなわち、

$$\mathbf{X}_l \mathbf{y}_l = n \mathbf{y}_l; \quad l = 1, \dots, L \quad (82)$$

で、各 \mathbf{y}_l は対応する固有ベクトルを示すが、

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_l &= [e^{j\phi_{l1}}, e^{j\phi_{l2}}, e^{j\phi_{l3}}, \dots, e^{j\phi_{ln}}]^t, \\ l &= 1, \dots, L \end{aligned} \quad (83)$$

と表される。一方、

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_\alpha \mathbf{y}_\beta &= \sum_{k=1}^n e^{j(\phi_{\beta k} - \phi_{\alpha k})} \mathbf{y}_\alpha = \sum_{k=1}^n e^{j\Phi_{\alpha\beta k}} \mathbf{y}_\alpha, \\ \alpha, \beta &= 1, \dots, L \end{aligned} \quad (84)$$

の関係が存在する。なお、式(45)の $\Phi_{\alpha\beta}(\varepsilon_k, \tau)$ は $\Phi_{\alpha\beta k}$ に略記している。加えて留意すべきは、 $\sum_{k=1}^L e^{j\Phi_{\alpha\beta k}} = n$ なので、式(82)は式(84)に包含される。

\mathbf{X}_0 は式(81)の \mathbf{X}_l の線形結合で表され、しかもそれらのrankは1なので、rank $\mathbf{X}_0 \leq L$ となる。rank $\mathbf{X}_0 = L$ の時は、各々の \mathbf{y}_l は線形独立であり、 \mathbf{X}_0 の非零固有値に対応する固有ベクトルは、線形結合 $\sum_{l=1}^L p_l \mathbf{y}_l$ で表しうる。従って、式(81)および式(84)を用いて、

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_0 \sum_{l=1}^L p_l \mathbf{y}_l &= \left(\sum_{l=1}^L \xi_l \mathbf{X}_l \right) \left(\sum_{l=1}^L p_l \mathbf{y}_l \right) \\ &= \sum_{\alpha=1}^L \sum_{\beta=1}^L \xi_\alpha p_\beta \mathbf{X}_\alpha \mathbf{y}_\beta \\ &= \sum_{\alpha=1}^L \sum_{\beta=1}^L \left(\xi_\alpha p_\beta \sum_{k=1}^n e^{j\Phi_{\alpha\beta k}} \right) \mathbf{y}_\alpha \end{aligned} \quad (85)$$

の関係が導かれる。式(85)の両辺の \mathbf{y}_l の係数を比較することで、

$$\xi_l \sum_{\beta=1}^L \left(p_\beta \sum_{k=1}^n e^{j\Phi_{l\beta k}} \right) = \hat{\lambda} p_l, \quad l = 1, \dots, L \quad (86)$$

が得られる。ただし、 $\hat{\lambda}$ は \mathbf{X}_0 の固有値を表す。式(86)を書き換えることで、固有値が $\hat{\lambda}$ である、特性関数

$$n \boldsymbol{\Xi} \mathbf{F} \mathbf{p} = \hat{\lambda} \mathbf{p} \quad (87)$$

が得られる。なお、ここでは、 $L \times L$ の対角行列 $\boldsymbol{\Xi}$ およびベクトル \mathbf{p} は、

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\Xi} &= \text{diag} [\xi_1, \dots, \xi_L] \\ \mathbf{p} &= [p_1, \dots, p_L]^t \end{aligned}$$

と定義され、さらに、 $L \times L$ 行列 \mathbf{F} の $\alpha\beta$ 要素 $\hat{F}_{\alpha\beta}$ は

$$\begin{aligned} \hat{F}_{\alpha\beta} &= \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n e^{j\Phi_{\alpha\beta k}}, \\ \alpha, \beta &= 1, \dots, L \end{aligned} \quad (88)$$

で表される。なお、留意すべきは、行列 \mathbf{F} の対角要素 $F_{\alpha\alpha} = 1$ となる。

さらに、 $(T - \tau)/n = \varepsilon_{i+1} - \varepsilon_i = \Delta\varepsilon$ であることを考慮すると、

$$\begin{aligned}
\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n e^{j\Phi_{\alpha\beta k}} &= \frac{1}{T-\tau} \lim_{n \rightarrow \infty} \sum_{k=1}^n e^{j\Phi_{\alpha\beta k}} \frac{T-\tau}{n} \\
&= \frac{1}{T-\tau} \lim_{n \rightarrow \infty} \sum_{k=1}^n e^{j\Phi_{\alpha\beta k}} \cdot \Delta\varepsilon \\
&= \frac{1}{T-\tau} \int_0^{T-\tau} e^{j\Phi_{\alpha\beta}(\varepsilon, \tau)} d\varepsilon
\end{aligned}$$

となるので、 $n \rightarrow \infty$ の極限を考えると、式(88)は、

$$\begin{aligned}
F_{\alpha\beta}(\tau) &= \lim_{n \rightarrow \infty} \hat{F}_{\alpha\beta} \\
&= \frac{1}{T-\tau} \int_0^{T-\tau} e^{j\Phi_{\alpha\beta}(\varepsilon, \tau)} d\varepsilon \\
&\quad \alpha, \beta = 1, \dots, L
\end{aligned} \tag{89}$$

と書き換えられる。

最後に、行列 $n\mathbf{EF}$ の固有値を $\hat{\lambda}_k$ として、式(42)を用いると、行列 \mathbf{F} の対角要素がすべて1であることに留意して、

$$\begin{cases} \sum_{k=1}^L \hat{\lambda}_k = \text{tr}(n\mathbf{EF}) = n \sum_{k=1}^L \xi_k = n \\ \prod_{k=1}^L \hat{\lambda}_k = \det(n\mathbf{EF}) = n^L \prod_{k=1}^L \xi_k \det \mathbf{F} \end{cases} \tag{90}$$

が得られる。

特に、2波モデル ($L=2, \tau_1=0, \tau_2=\tau$) の場合、式(90)は

$$\begin{cases} \hat{\lambda}_1 + \hat{\lambda}_2 = n \\ \hat{\lambda}_1 \hat{\lambda}_2 = \frac{\rho}{(1+\rho)^2} \cdot (n^2 - |\mathbf{F}(\tau)|^2) \end{cases} \tag{91}$$

と書き換えられる。式(21)および式(45)から $\Phi_{21}(\varepsilon, \tau) = \Phi(\varepsilon, \tau)$ なので、ここでは、

$$\begin{aligned}
F(\tau) &\equiv F_{21}(\tau) = F_{12}(\tau)^* \\
&= \frac{1}{T-\tau} \int_0^{T-\tau} e^{j\Phi_{21}(\varepsilon, \tau)} d\varepsilon \\
&= \frac{1}{T-\tau} \int_0^{T-\tau} e^{j\Phi(\varepsilon, \tau)} d\varepsilon
\end{aligned}$$

と定義している。もし、 $\text{rank } \mathbf{X}_0=1$ ならば、唯一の非零固有値が存在する、すなわち、 $\hat{\lambda}_1=\text{tr } \mathbf{X}_0=n$ で、その時、 $\hat{\lambda}_2=0$ となる。一方、式(20)において $r_2=0$ なので、 $\rho=0$ あるいは $e^{j\phi_i}=\text{const.}$ の条件が得られる。従って、 $\text{rank } \mathbf{X}_0=1$ の場合、式(91)もまた満たされる。

Appendix D

L 波モデルの場合凸状位相波形が *L* 次ダイバーシチ効果を發揮することの証明

Appendix C に示したように、行列 \mathbf{X}_0 は式(81)の rank が 1 の行列 $\mathbf{X}_l (l=1, 2, \dots, L)$ の線形結合で表せるので、もし、 \mathbf{X}_l の非零固有値に対応する各々の固有ベクトル \mathbf{y}_l が線形独立ならば、 $\text{rank } \mathbf{X}_0=L$ となる。また、凸状 (or 凹状) 位相波形 ϕ に対して、各々の固有ベクトルが線形独立であることは、以降の背理法によって示すことができる。

まず、1組の固有ベクトル \mathbf{y}_α および \mathbf{y}_β ($\alpha \neq \beta$) が線形独立でないとするならば、

$$\mathbf{y}_\alpha = a\mathbf{y}_\beta \quad (92)$$

となる複素定数 a が存在する。式(83)および式(39)から、 $n \rightarrow \infty$ の極限を考え、 a ($|a|=1$) を $e^{j\varphi}$ に置き換えることで、式(92)は、

$$e^{j\phi(\varepsilon+\tau_\alpha)} = ae^{j\phi(\varepsilon+\tau_\beta)} = e^{j\varphi} e^{j\phi(\varepsilon+\tau_\beta)}$$

と書き換えられ、すなわち、上式は、

$$\phi(\varepsilon + \tau_\alpha) = \phi(\varepsilon + \tau_\beta) + \varphi : \text{mod } 2\pi \quad (93)$$

を意味する。式(93)は $0 < \varepsilon < T - \tau$ の任意の ε に対して成立するので、もし、 ϕ が連続関数ならば (そうでなければ ϕ は凸状関数にはなりえない)、式(93)から ε を $\varepsilon + \delta$ ($0 < \delta \ll 1$, $0 < \varepsilon < T - \tau - \delta$) に書き換えた同式を差し引くことで、

$$\phi(\varepsilon + \tau_\alpha) - \phi(\varepsilon + \delta + \tau_\alpha) = \phi(\varepsilon + \tau_\beta) - \phi(\varepsilon + \delta + \tau_\beta) \quad (94)$$

が得られる。式(94)は、凸状位相波形 ϕ とは矛盾する。

従って、非零固有値に対応する各々の固有ベクトル \mathbf{y}_l ($l=1, 2, \dots, L$) は、線形独立である。すなわち、 $\text{rank } \mathbf{X}_0=L$ である。

Appendix E

L 波 Rayleigh フェージング下における BER の下限

ベクトル $\boldsymbol{\phi}(\varepsilon)$ を

$$\boldsymbol{\phi}(\varepsilon) = [e^{-j\phi_1(\varepsilon)}, e^{-j\phi_2(\varepsilon)}, \dots, e^{-j\phi_L(\varepsilon)}]^t$$

と定義することで、行列 \mathbf{F} は、次のような共分散行列の形でも表しうる。

$$\mathbf{F} = \frac{1}{T-\tau} \int_0^{T-\tau} \boldsymbol{\phi}(\varepsilon) \boldsymbol{\phi}(\varepsilon)^\dagger d\varepsilon$$

自明なように、行列 \mathbf{F} は非負エルミート行列であり、すべての固有値 $\hat{\lambda}_k$ ($k=1, 2, \dots, L$) は正あるいは零である。従って、相加相乗平均の定理を用いて

$$\begin{aligned} \sqrt[L]{\det \mathbf{F}} &= \sqrt[L]{\prod_{k=1}^L \hat{\lambda}_k} \leq \frac{\sum_{k=1}^L \hat{\lambda}_k}{L} \\ &= \frac{\text{tr} \mathbf{F}}{L} = \frac{L}{L} = 1 \end{aligned}$$

であるので、

$$0 < \det \mathbf{F} \leq 1 \quad (95)$$

の関係が得られる。一方、式(42)のすべての ξ_k も正または零なので、相加相乗平均の定理を用いて、

$$\sqrt[L]{\prod_{k=1}^L \xi_k} \leq \frac{\sum_{k=1}^L \xi_k}{L} = \frac{1}{L}$$

であるので、

$$0 < \prod_{k=1}^L \xi_k \leq \frac{1}{L^L} \quad (96)$$

の関係が得られる。式(95)および式(96)から、式(43)の右辺の下限を考えることで、式(46)が得られる。

式(46)の等号条件は、式(95)および式(96)の等号条件に由来する。式(95)の等号条件は $\forall \hat{\lambda}_k = 1$ であり、これは、行列 \mathbf{F} が対角行列（対角要素はすべて1）であることを意味し、式(47)が得られる。一方、式(96)の等号条件は、すべての ξ_k が等しいことを意味し、式(48)が得られる。

業績リスト

学術論文誌

- [1][†] H. Takai, H. Nakahara, M. Okada, and H. Yamamoto, “Seamless radio area formation by distributed antennas using PSK-VP scheme for communication with high-speed objects,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-57, pp. 2305—2318, Jul. 2008.
- [2][†] H. Takai, “BER performance of anti-multipath modulation scheme PSK-VP and its optimum phase-waveform,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-42, pp. 625—640, Nov. 1993.
- [3][†] H. Takai, “In-room transmission BER performance of anti-multipath modulation PSK-VP,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-42, pp. 177—185, May 1993.
- [4] T. Manabe and H. Takai, “Superresolution of multipath delay profiles measured by PN correlation method,” *IEEE Trans. Antennas Propagate.*, vol. AP-40, pp. 500—509, May 1992.
- [5] 吉田, 池上, 高井, 松芝, “多重波フェージング下におけるスペクトル拡散通信方式の誤り率特性に関する実験的検討,” 電子通信学会論文誌, Vol. J68-B, No. 12, pp.1516—1518, Dec. 1985.

学術的国際会議

- [1][†] H. Takai, H. Yamasaki, H. Nakahara, K. Mori, K. Miyanaga, and M. Terashima, “An advanced DSRC system using distributed antenna and PSK-VP scheme,” *Proc. of 11th. World Congress on ITS*, Oct. 2004.
- [2][†] K. Miyanaga, H. Yamasaki, H. Takai, Y. Suzuki, M. Terashima, and S. Kaneko, “Field test results of roadside diversity formed by applying PSK-VP scheme to ARIB STD-T75,” *Proc. of 11th. World Congress on ITS*, Oct. 2004.
- [3] M. Terashima, Y. Kimura, H. Takai, and S. Kikuchi, “The evaluation and effectiveness of DSRC in the telecommunications world,” *Proc. of 11th. World Congress on ITS*, Oct. 2004.
- [4][†] H. Takai, H. Yamasaki, H. Nakahara, K. Miyanaga, and M. Terashima, “A DSRC

[†] は本博士論文に直接関係する業績

system proposal extended from ARIB STD-T75 using distributed antenna and PSK-VP scheme,” *Proc. of Internat. Workshop on ITS Telecommun. (ITST 2002)*, pp. 239–244, Nov. 2002.

- [5][†] H. Nakahara, H. Yamasaki, K. Miyanaaga, K. Tanaka, and H. Takai, “A study on FER performance of distributed antenna system combined with PSK-VP scheme,” *Proc. of Internat. Workshop on ITS Telecommun. (ITST2002)*, pp.233–237, Nov. 2002.
- [6][†] H. Takai, H. Yamasaki, H. Nakahara, K. Miyanaaga, T. Niiho, Y. Urabe, and M. Tearashima, “Distributed antenna system using PSK-VP and data-combining scheme,” *Proc. of Internat. Workshop on ITS Telecommun. (ITST2001)*, pp. 137–142, Oct. 2001.
- [7] H. Takai, Y. Urabe, and H. Yamasaki, “Anti-multipath and Anti-jamming modulation/demodulation scheme SR-chirp PSK for high-speed data transmission in dispersive fading channel with interference,” in *Proc. IEEE VTC’94*, pp. 1355—1359, Stockholm, Sweden, June 1994.
- [8][†] H. Takai and T. Manabe, “An indoor propagation analysis using delay profiles measured by the superresolution pulse-compression method,” presented at the *1991 North Amer. Radio Sci. Meet. and Int. IEEE/Antennas Propagat. Soc. Symp.*, F13.1, London, Ont., Canada, June 1991.
- [9][†] H. Takai, “BER performance of anti-multipath modulation PSK-VP and its optimum phase-waveform,” in *Proc. IEEE VTC’90*, pp.412—419, Orlando, FL, May 1990.

研究会・大会発表

- [1][†] 宮長, 山崎, 高井, 鈴木, 寺嶋, 金子, “STD-T75 規格に PSK-VP 複局方式を適用構成した 路側ダイバーシチのフィールド実験結果,” 信学技報, ITS2003-39, Jan. 2004.
- [2] 寺嶋, 高井, 川崎, 村尾, 菊池, “ガソリンスタンドにおける DSRC を用いたマルチアプリケーションサービスの実用化実験報告,” 信学技報, ITS2003-40, Jan. 2004.
- [3][†] 山崎, 宮長, 高井, “路車間通信における上り複局合成手法の検討,” 信学ソサイエティ大会, A-17-2, Sept. 2002.

(略号) 信学技報：電子情報通信学会技術研究報告（あるいは、電子通信学会技術研究報告）

- [4][†] 中原, 山崎, 宮長, 田中, 高井, “ITS 路車間通信への応用における PSK-VP 方式の FER 特性に関する検討,” 信学技報, RCS2001-244, Mar. 2002.
- [5] 山崎, 森, 浦部, 高井, “誤り訂正合成 SR-chirp 方式の屋内伝送特性評価,” 信学技報, RCS98-34, May 1998.
- [6] 浦部, 高井, “SR-chirp 方式における誤り訂正合成手法の検討,” 信学技報, RCS98-33, May 1998.
- [7] 森, 高井, 浦部, 山崎, “低拡散率における SR-chirp PSK 方式の特性,” 信学総合大会, B-5-67, Mar. 1998.
- [8] 浦部, 高井, 黒部, 榊井, “SR-chirp 方式を用いた移動体動画伝送システムの開発,” 信学総合大会, B-5-235, Mar. 1998.
- [9] 高井, 浦部, 山崎, 森, 黒部, 正木, 池田, “SR-chirp 方式を用いた移動体動画伝送,” 信学技報, RCS87-217, Feb. 1998.
- [10] 山崎, 高井, 浦部, 森, “大部屋オフィス内における SR-chirp 方式の耐マルチパス性と耐妨害性評価,” 関西支部連合大会, S8-3, Nov. 1996.
- [11] 山崎, 高井, 浦部, 森, “大部屋オフィス内での SR-chirp 方式高速データ伝送実験,” 信学技報, RCS96-69, Aug. 1996.
- [12] 山崎, 浦部, 高井, “SR-chirp 方式の室内高速データ伝送実験,” 信学総合大会, B-371, Mar. 1996.
- [13] 浦部, 高井, 山崎, “SR-chirp 方式スペクトル拡散無線モデム,” 信学技報, RCS95-102, Nov. 1995.
- [14] 高井, 浦部, 山崎, 竜田, “低拡散率において耐マルチパス性と耐妨害性を両立維持する SR-chirp PSK 方式の提案,” 信学技報, SST94-47, Oct. 1994.
- [15][†] 高井, “耐マルチパス変調方式 PSK-VP の室内伝送誤り率特性,” 信学春季全国大会, SB-1-7, Mar. 1991.
- [16] 高井, 真鍋, “高分解能化パルス圧縮法による遅延プロファイルを用いた室内伝搬構造の解析,” 信学技報, A・P90-109, Jan. 1991.
- [17] 真鍋, 高井, “パルス圧縮法による遅延プロファイルの高分解能化,” 信学技報, A・P90-108, Jan. 1991.

- [18]†高井, “マルチパスフェージング下における, 2相, 4相 PSK-VP の誤り率特性の解析,” 信学技報, RCS89-26, Oct. 1989.
- [19]†田中, 高井, 堀池, 佐々木, 中部, “耐マルチパス変調方式 SPSK の野外伝送実験,” 信学秋季全国大会, B-533, Sept. 1989.
- [20]†高井, “耐マルチパス変調方式 PSK-VP の誤り率特性改善機構,” 信学春季全国大会, B-812, Mar. 1989.
- [21]†高井, “耐マルチパス変調方式 PSK-VP の特性改善機構と最適位相波形条件の検討,” 第 11 回情報理論とその応用シンポジウム, pp.371–376, Dec. 1988.
- [22]†田中, 高井, 原田, “耐マルチパス変調方式 SPSK, PSK-VP の非線形性に対する特性,” 関西支部連合大会, S8-6, Oct. 1988.
- [23]†高井, 原田, 田中, “耐マルチパス変調方式 SPSK の一般化の検討 – PSK-VP の特性改善機構 –,” 関西支部連合大会, S8-5, Oct. 1988.
- [24]†高井, 原田, 田中, “耐マルチパス変調方式 SPSK の一般化の検討 – PSK-VP 方式の提案 –,” 信学技報, RCS88-21, Sept. 1988.
- [25]†高井, 原田, 田中, “耐マルチパス変調方式 SPSK の諸特性,” 信学技報, RCS88-17, July 1988.
- [26]†高井, “耐多重波変復調方式の一提案,” 信学技報, CS86-48, Sept. 1986.
- [27] 高井, 吉田, 池上, 竹内, “多重波伝搬による瞬時符号誤りとビット同期系に基づく誤り発生機構の分析,” 信学技報, CS83-158, Jan..1984.

その他

- [1] 樋下, 香田, 島岡, 日出, 中島, 高井, “電波干渉妨害に強い無線画像監視システムの開発,” *Matsushita Technical Journal*, Vol. 49, No. 9, Oct. 2003.
- [2] 高井, 浦部, 黒部, 神田, 梶井, “移動体フルレート動画伝送技術スーパー chirp,” *Matsushita Technical Journal*, Vol. 44, No. 6, Apr. 1998.

受賞

平成 10 年 11 月 (財) 電気科学技術奨励会 第 46 回オーム技術賞受賞