



Title	デジタル無線通信におけるダイバーシチ方式に関する研究
Author(s)	市川, 敬章
Citation	大阪大学, 2000, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.11501/3178660
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

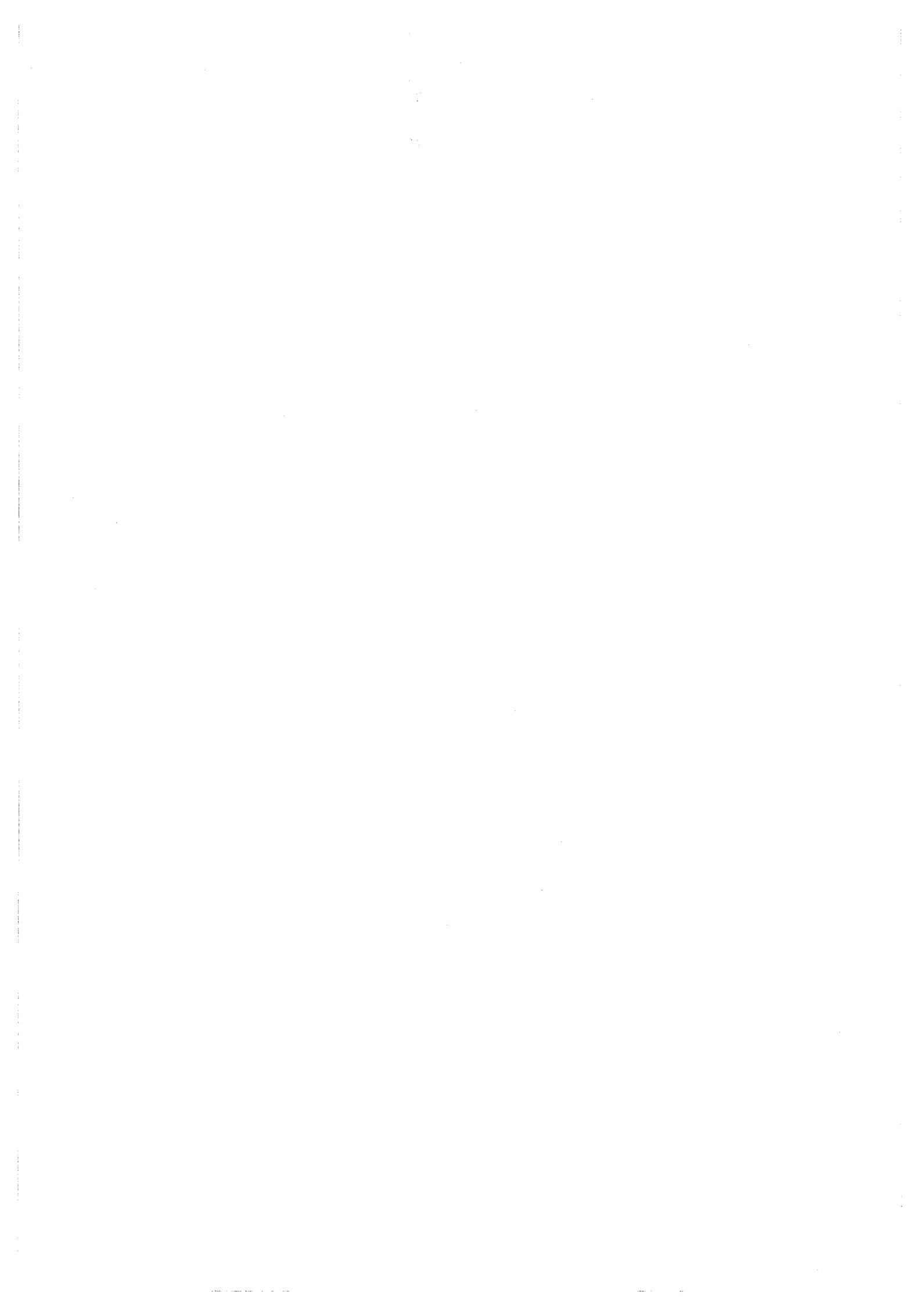
<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

The University of Osaka

2000年7月31日

デジタル無線通信における
ダイバーシチ方式に関する研究

市川敬章



謝辞

本論文をまとめるにあたり、御懇切なる御指導、御鞭撻を賜った大阪大学大学院工学研究科小牧省三教授に謹んで感謝の意を表します。また、本論文に対し御教示、ご指導を賜った大阪大学大学院工学研究科森永規彦教授に深謝の意を表します。さらに、数々の御指導、御助言を頂いた大阪大学大学院工学研究科前田肇教授、池田博昌教授、塩澤俊之教授、北山研一教授、ならびに大阪大学産業科学研究所元田浩教授に深謝致します。

本研究は日本電信電話株式会社ワイヤレスシステム研究所、アクセス網研究所において研究業務の一貫として担当したものであり、多くの方々に御指導、御協力を頂きました。

本研究の機会を与えて頂き、また御指導頂いた奈良先端科学技術大学院大学情報科学研究所山本平一教授（前NTT無線システム研究所長）、慶應義塾大学大学院政策・メディア研究科小檜山賢二教授（前NTTワイヤレスシステム研究所長）、NTTアドバンステクノロジー（株）アクセスネットワーク事業本部森田浩三取締役・本部長（前NTTワイヤレスシステム研究所無線方式研究部長）、日本ルーセント・テクノロジー（株）ワイヤレスネットワークグループ3Gプロダクト・リアライゼーションジャパン栗田修プレジデント（前NTTワイヤレスシステム研究所無線方式研究部長）、NTT移動通信網（株）無線リンク開発部橋本明部長（前NTTワイヤレスシステム研究所無線方式研究部長）、NTTアドバンステクノロジー（株）ワイヤレスシステム事業部村瀬武弘部長（前NTTワイヤレスシステム研究所ワイヤレスマルチメディア研究部長）、NTTアクセスサービスシステム研究所ワイヤレスアクセスP下川清志部長に感謝致します。

また、本研究を進めるにあたり直接御指導いただきかつ有益な御討論を頂いた広島市立大学情報科学部吉田彰顕教授（前NTTワイヤレスシステム研究所マルチメディア研究推進P主幹研究員）、NTTアドバンステクノロジー（株）荒木浩二郎部長（前NTTワイヤレスシステム研究所ワイヤレスマルチメディア研究部主幹研究員）、NTT移動通信網（株）設備建設部山後純一部長に深く感謝致します。

さらに、本研究を進めるにあたり御討論、御協力頂いたNTT移動通信網（株）無線ネットワーク開発部大塚裕幸主幹技師、NTTネットワークサービスシステム研究所ワイヤレスネットワークP今井伸明主任研究員、NTTアクセスサービスシステム研究所ワイヤレスアクセスP渡邊和二主幹研究員、大本隆太郎主任研究員、小笠原守研究主任、三浦俊二研究主任、NTT移動通信網通信網（株）無線ネットワーク開発部山本竜治研究主任、東日本電信電話（株）通信機器事業部中村宏之社員ならびに関係各位の方々に感謝致します。



内容梗概

本論文は、デジタル無線通信におけるダイバーシチ技術について、著者がこれまでに行ってきた研究成果をまとめたものであり、以下の7章で構成している。

第1章は、序論であり、研究の背景、これまでの研究と課題ならびに本研究の概要について述べる。

第2章では、デジタル通信においてフェージング時の回線品質を補償するためのダイバーシチ方式としてスペースダイバーシチ、周波数ダイバーシチ、時間ダイバーシチの役割と問題点の所在について述べる。また、デジタルマイクロ波方式の中継装置および端局装置の装置構成法について記述する。

第3章では、デジタル無線方式の回線品質が帯域内振幅偏差の劣化によって主として発生し、従来アナログ方式で使用された複数チャネルの受信電力の同時確率分布の理論式による推定法は使用できないことを示し、周波数ダイバーシチについて回線断率の改善効果を複数無線チャネル間の帯域内振幅偏差の同時確率分布を用いた新しい推定法を提案する。また、実回線の実験結果と比較し妥当性を明らかにする。また、マルチキャリア伝送方式において予備回線の複数マルチキャリアへ切替えるマトリクス切替構成を提案し回線品質の改善効果を明らかにする。

(参考文献 A-2, A-3)

第4章では、マルチキャリア無線方式において従来共通制御ノッチ検出形最小振幅偏差合成スペースダイバーシチが使用されていたが、周波数特性が高速で激しく劣化する長距離海上区間の場合には合成位相制御を精度良く追従できないため各波で個別に同相合成スペースダイバーシチを行う各波個別制御同相合成スペースダイバーシチの構成法を提案しシミュレーション計算により改善効果を明らかにする。また、従来FM方式では、無限移相器として誘電体板回転型無限移相器が使用されてきたが導波管形であるため大形でありサーボモータによる機械的駆動制御のため制御速度に限界があり寿命が短いという欠点があったが、本章では入力信号を 90° の位相差で分岐し適当な振幅比でベクトル合成する新しい回路構成を提案し、デュアルゲートFETを用いた無限移相器の構成技術およびマルチキャリア無線方式で有用となるワンチップ位相合成器の構成法について理論計算と実験結果により明らかにする。

(参考文献 A-1, A-7)

第5章では、従来の誤り訂正方式においてはパリティビットを自回線に挿入するため情報伝送速度が低下するとともに、無線回線で生ずるバースト誤りのためランダム誤り訂正符号では改善効果が小さく、インターリーブやバースト誤り訂正符号が必要となり、回路構成が複雑であり遅延時間が大きくなるという欠点が存在することを示す。これを改善する手法とし、現用回線の複数回線データを情報ビットとし予備回線にパリティビットを伝送して受信側で誤り訂正する誤り訂正方式を提案し、回線品質改善効果を理論解析する。また、ランダム誤り訂正符号としてハミングSEC-DED組織符号および自己直交符号の適用を検討し、シフトレジスタ挿入によりブロック内の誤り発生をランダム化する新しい構成を提案し改善効果を実験的に明らかにする。

(参考文献 D-2)

第6章では、変復調器を集中配置し、無線信号を光ファイバ内に閉じこめて伝送する集中制御スペクトル分配制御方式を提案する。また、集中基地局と無線ゾーンに設置された無線基地局の間で無線信号を伝送する方式としてファイバ無線方式の課題であるダイナミックレンジ拡大技術について述べ、無線ゾーン間の切替を行うデリバリスイッチの構成法および呼損率の改善効果について明らかにする。さらに、隣接無線基地局とのサイトダイバーシチを構成するセル間ダイバーシチを提案し、シミュレーション計算により改善効果を解析する。

(参考文献 A-4, A-5, A-6)

第7章は、結論であり、本研究で得られた結果の総括を行う。

目次

謝辞

内容梗概

第1章 序論	1
1. 1 研究の背景	1
1. 2 これまでの研究と新しい課題	2
1. 3 本研究の概要	5
第2章 各種ダイバーシチ方式の役割と問題点の所在	9
2. 1 序言	9
2. 2 ダイバーシチ受信方式における検討課題	9
2.2.1 フェージング補償技術	9
2.2.2 回線品質規格	10
2.2.3 周波数ダイバーシチ	11
2.2.4 スペースダイバーシチ	13
2.2.5 誤り訂正方式	15
2.2.6 セル間ダイバーシチ	16
2. 3 マイクロ波伝搬におけるフェージング特性	17
2.3.1 回線断率の推定	17
2.3.2 フェージング時の周波数特性	22
2. 4 SDH (Synchronous Digital Hieracy)対応デジタル無線システム	24
2.4.1 SDH ネットワークノードインタフェースの特徴	24
2.4.2 同期多重装置	24
2.4.3 SDH ネットワークノードインタフェースの概要	24
2.4.4 SDH 対応デジタル無線システムの概要	25
2.4.5 無線端局装置	27
2. 5 結言	33
第3章 周波数ダイバーシチ	35
3. 1 序言	35
3. 2 周波数ダイバーシチ効果の理論検討	36
3.2.1 デジタル方式におけるフェージングの影響	36
3.2.2 m分布による理論検討	37
3.2.3 多重周波数ダイバーシチへの拡張	40
3.2.4 デジタルマイクロ波方式への応用例	40
3. 3 周波数ダイバーシチ効果の実験的検討	43
3.3.1 実験構成	43
3.3.2 実験結果と考察	44
3. 4 マルチキャリア方式における周波数ダイバーシチ効果	46

3.4.1	マルチキャリア方式の回線切替構成	46
3.4.2	マルチキャリア方式の周波数ダイバーシチ効果	49
3.5	結言	56
第4章	スペースダイバーシチ	59
4.1	序言	59
4.2	フェージング速度と制御アルゴリズム	60
4.2.1	2波干渉フェージングと位相変化速度	60
4.2.2	SD合成器の速度	62
4.2.3	最小振幅偏差合成SD合成制御の制御速度	65
4.2.4	既存SD合成制御の制御速度	66
4.2.5	同相合成SD合成回路の高速化	67
4.2.6	実験結果と考察	70
4.3	各波制御同相合成スペースダイバーシチ方式	71
4.3.1	マルチキャリア方式におけるSD制御アルゴリズム	71
4.3.2	理論検討	73
4.3.3	実験結果	75
4.4	マルチキャリア方式用無限移相器	76
4.4.1	無限移相器の動作原理	76
4.4.2	デュアルゲートFETを用いたマイクロ波帯無限移相器	78
4.4.3	PINダイオードを用いたIF帯無限移相器	88
4.4.4	ワンチップIC化無限移相器	89
4.5	無限移相器の試作	93
4.6	結言	94
第5章	異周波数予備伝送路を用いた周波数軸誤り訂正方式	95
5.1	序言	95
5.2	誤り訂正方式	95
5.3	多重誤り特性	96
5.3.1	16QAM信号のビット誤り特性	97
5.3.2	差動符号化方式	98
5.3.3	無線チャネル間の同時誤り	103
5.4	誤り訂正符号	104
5.4.1	符号形式	104
5.4.2	ハミングSEC-DED符号	106
5.4.3	自己直交たたみ込み符号	108
5.5	理論計算	108
(1)	ハミングSEC-DED符号	109
(2)	自己直交(7,6)符号($t=2$)	109

5. 6	実験結果	110
5. 7	結言	111
第6章	マイクロセル方式におけるセル間ダイバーシチ	113
6. 1	序言	113
6. 2	集中制御スペクトル分配切替方式	114
6.2.1	集中制御スペクトル分配切替方式の構成	114
6.2.2	呼損率の改善効果	117
6. 3	ファイバ無線方式	119
6.3.1	光リンク特性	119
(1)	損失	119
(2)	CNR 特性	121
6.3.2	ダイナミックレンジ改善技術	122
(1)	FM2 次変調技術	123
(2)	SEFA(Signal Extraction and Frequency Arrangement)技術	125
(3)	レベル差圧縮 (SLC: Signal-level Comression)技術	126
6.3.3	光ファイバ伝送におけるダイバーシチ構成	129
6. 4	スペクトルデリバリスイッチ(SDS)	130
6.4.1	スペクトルデリバリスイッチの構成	130
6.4.2	IF帯デリバリスイッチ LSI	132
(1)	デリバリスイッチ LSI の構成	132
(2)	試作結果	133
6.4.3	RF帯 SDS	134
(1)	構成	134
(2)	試作結果	136
6. 5	集中制御スペクトル分配切替による無瞬断ハンドオーバ	137
6.5.1	システム構成	137
6.5.2	セル間移動時の呼損の改善効果	138
6.5.3	無瞬断ハンドオーバの切替制御アルゴリズム	139
6.5.4	実験結果	141
6. 6	セル間ダイバーシチ	143
6.6.1	構成	143
6.6.2	理論検討	143
6.6.3	実験	145
6. 7	結言	146
第7章	結論	147
	参考文献	149
	本論文に関わる原著論文等	157

第1章 序論

1. 1 研究の背景

近年増加しているデジタル通信の需要に応えるため、従来のFM方式に代わって、16QAM デジタルマイクロ波方式(4/5/6G-200M)が導入され長距離伝送路のデジタル化が推進された^{[11],[12]}。その後、全国的にデジタル化するためには鹿児島～沖縄のような長距離海上区間でも回線品質を保証できる無線方式が必要となり、フェージングに対する耐力の向上を図るため、マルチキャリア伝送^{[13],[14]}や新しいアルゴリズムによるスペースダイバーシチやトランスバーサル形自動等化器、干渉補償器等のフェージング補償技術を開発する必要があった。

さらに将来に向けてより一層の伝送容量の増大、経済化を図った無線システムの開発が必要であり、また、マイクロ波帯においては、限られた周波数を有効に利用するため周波数利用効率の高い方式構成が要求された。

周波数利用効率の向上ならびに大容量化を達成するためには多値化を進める必要があり256QAM方式の研究開発が進められた^{[10],[11]}。256QAM変調は、従来の16QAM変調に比べて伝送容量を倍増するものであるが、多値化に伴い復調器では所要C/Nが厳しくなり、変調器の変調位相誤差、搬送波キャリアジッタの所要特性が厳しくなる^[12]。また、多値変調信号を長距離伝送する場合、伝送路で発生するフェージングの影響を受けやすく、フェージング波形歪、干渉雑音を低減するための改善策が必要となる。フェージング波形歪を改善する技術としては、回線品質を満足するためにはさまざまな方法を考えなければならないが、ダイバーシチは、デジタル方式においてもアナログ(FM)方式と同様に必要な技術である。さらに、デジタル無線方式の高信頼化のため超マルチキャリア技術や誤り訂正および送信電力制御等のフェージング補償技術が開発された^{[13],[14]}。

一方、情報化社会の進展とともにネットワークで伝送される信号は多様化、高速化に加え国際化の要求があり、通信ネットワークは電話中心のインタフェースからISDNを提供するための新しい中継伝送インタフェースが必要となった。国際電気通信連合(ITU)において、高速広帯域サービスに必要なとされるインタフェースの標準化が1988年11月に行われた。このインタフェースは、SDH(Synchronous Digital Hierarchy)と呼ばれ、SDH対応無線方式では、SOH(Section Over Head)として定義される付加ビットを端局間で伝送し、回線切替情報や監視制御情報を転送する機能を有する^{[15]-[19]}。このため、中継装置では伝送速度が異なるだけでなく同期方式および監視制御の構成法が従来とは異なる。特に周波数ダイバーシチを実現する回線切替構成においても回線監視法や制御情報転送で従来とは異なった方法となる。このため16 QAMおよび256

QAMの4・5・6GHz帯長距離無線伝送方式および8PSKの11/15GHz帯短距離無線方式においてSDH対応の無線方式の開発を進め、平成元年以降全国に導入することになった^{[20], [21]}。

1. 2 これまでの研究と新しい課題

ダイバーシチ方式は、基本的には複数のアンテナまたはチャネルを用意して合成または切替により回線品質を改善する技術であり、フェージングの影響を軽減する最も有効な技術である。デジタルマイクロ波通信方式では、複数無線チャネル間での切替等によりダイバーシチを行う周波数ダイバーシチ、離れた場所のアンテナの受信信号を合成するスペースダイバーシチは、改善効果が大であるため従来のアナログ(FM)方式においても適用例が多く、多値変調デジタル方式では重要な技術である^[22]。また、多値変調デジタル方式では、誤り訂正方式を適用し回線の定常時のビットエラー(残留ビットエラー)の改善を行なっている。この場合、ビットインターリーブを併用することがあり一種の時間ダイバーシチと考えることができる。

多値変調方式ではフェージング波形歪の影響を軽減するためマルチキャリア伝送方式を採用している。マルチキャリア伝送方式は、デジタル無線のフェージング時の伝送特性が帯域内振幅偏差で支配的に決定されることに注目し、1変調波当りに受ける帯域内振幅偏差を小さくすることによりフェージング時の伝送特性を改善させた方式であり、周波数選択性フェージングに対して大きな改善効果を得ることができる^{[8], [9]}。また、復調器にはトランスバーサル形自動等化器を適用し、波形歪を低減する技術も使用される^[23]。

(1) 周波数ダイバーシチ

周波数ダイバーシチは、周波数の異なる予備回線を用意しておきフェージング時には現用回線を予備回線に切替えることにより回線断を救済する方式である^{[24], [25]}。マルチキャリア伝送方式の回線切替については、予備チャネルも複数のキャリアで構成されるため従来とは異なる種々の方法が考えられ、最適な切替法は、その効果および経済性を見て決定する必要がある。このためにはデジタル無線方式における周波数ダイバーシチ効果を明らかにする必要がある。従来、アナログ方式では、受信電界分布に m 分布を仮定して、複数回線の受信電力分布の同時断率を求めることにより回線切替効果(周波数ダイバーシチ効果)を推定する手法が提案されており^[26]、回線設計に使用されてきた。フェージングの影響については、FM方式では受信レベルの低下による雑音の相加が問題であったが、デジタル方式では周波数選択性フェージングにより生ずる波形歪が問題となる^{[27], [28]}。このため、周波数ダイバーシチ効果は、異なる無線チャネルにおける周波数振幅偏差の同時確率分布を考慮した新しい手法の確立が

課題となる。

(2) スペースダイバーシチ

スペースダイバーシチ(SD)は、異なる位置に設置した2つの受信アンテナの受信波を合成してフェージングによる受信電力の低下および周波数特性の劣化を補償する最も有効な補償技術である。従来、アナログ方式では受信電力が帯域の中心付近に集中したスペクトルであるためスペースダイバーシチとしては帯域周波数の中心で合成後のレベルが最大となるように合成する同相合成SDが適用されてきた。一方、デジタルマイクロ波方式は波形伝送であり全受信帯域で平坦な周波数特性が必要とされるため、合成後のスペクトルの両端における電力をフィルタで抽出し帯域内振幅偏差が最小になるようにSD合成位相を制御するSD合成アルゴリズムの改善した^{[29], [30]}。一方、フェージング時の伝送特性を向上するために複数のキャリアに分割して伝送し変調波1波当たりの伝送周波数帯域を狭めてフェージングによる周波数特性の劣化を低減させるマルチキャリア伝送技術が適用された。マルチキャリア方式で前記の手法を使用する場合、装置規模がマルチキャリア数だけ増大するため新たにノッチ検出形SD方式が適用された。このアルゴリズムは、SD合成後の受信レベルをマルチキャリア毎に検出し、そのうち最小受信レベルに着目して改善される方向に無限移相器を制御することにより最適合成位相を見つけ出す方法である。しかし長距離海上区間のように反射波遅延時間が短くフェージング条件の厳しい場合には周波数検出点の数が限られるため全てのキャリアについて帯域内振幅偏差を十分改善できない場合が観測された。これを改善するため、各波で個別に同窓合成を行う方法を検討する。しかし、装置が膨大となるため、改善効果を明らかにしてから比較検討のうえ導入判断する必要があった。また無限移相器の制御は、マイクロプロセッサを用いて行っていたため制御速度には限界があり、長距離海上区間のように高速なフェージングが発生する場合には対応できないことが考えられる。

このためマルチキャリア伝送技術におけるスペースダイバーシチによる瞬断率の改善効果を明らかにする必要となり、さらにSD合成の制御位相速度の所要値を推定する必要があった。従来、スペースダイバーシチの改善効果の推定は、受信電力分布に相関のあるガンマ分布を仮定して帯域内振幅偏差の確率分布を求める手法が提案されている^[31]。この方法では、シングルキャリアの最適制御SD合成後の帯域内振幅偏差は求めることはできたが、マルチキャリアの共通制御による各波の帯域内振幅偏差の改善効果の解析に使用することはできなかった。

各波個別制御スペースダイバーシチにおいては無限移相器が小型化のキーデバイスである。無限移相器は、 $0 \sim 360^\circ$ の位相角を連続、エンドレスに可変できる特徴があるため、スペースダイバーシチ、フェーズドアレイ等の分野で広く用いられる。従来、

無限移相器として導波管構造の誘電体板回転形無限移相器が主として使用されてきた^[22]。しかし、導波管構造のため装置が大形化する上に誘電体板をサーボモータによって回転させることにより位相制御を行なっているため位相制御速度に限界があり、寿命が短いという欠点があった。また、小形化を目的にマイクロ波IC化を図った無限移相器としてハイブリッドトランスとPINダイオードを用いた無限移相器が報告されている^{[32],[33]}が、これらもまた小型化の上で問題があった。

(3) 誤り訂正(FEC)技術^{[34],[35]}

移動通信の分野では制御情報伝送にCRC符号等が広く使用されていた。固定無線方式および衛星通信方式においても多値変調技術は、フェージング時の回線品質を向上するため実回線においても適用されている^{[21],[36]-[45]}。多値変調方式においては機器の不完全性、等化器の残留歪による符号誤りをFECを用いてほとんど誤りが無い状態にすることができる。FECは、大規模なデジタル信号演算を必要とするため、高速信号伝送を行う固定マイクロ波通信方式では、使用することが困難であったが、LSI回路技術の発展により高速度な信号処理と大規模な回路構成が可能となり、固定通信の分野でもFECを導入できるようになった。FECは、一般に冗長ビットの伝送ため、送信側において符号伝送速度を上昇させて自回線に多重して伝送し、受信側では、誤り訂正後、冗長ビットを除いて出力する。このため、情報ビットと冗長ビットの誤りが同時発生する機会が多いためビットエラーが大きい場合にはFECによる誤訂正が行われBERを劣化させる場合がある。FECフレーム内の多重誤りを防止するためインターリーブによりランダム化して誤り訂正する方法があるが、遅延時間が増大し装置規模が大きくなる。一方、マイクロ波方式では、従来からフェージングによる瞬断を救済するためフェージング回線の現用回線を予備回線に切り替えて救済する回線切替装置が使用されている。この場合には、周波数数の離れた予備回線に冗長ビットを伝送することにより、現用回線と予備回線のビットエラーが同時発生することは少ないと考えられるため、誤訂正となる場合は少ないと考えられる。

(4) セル間ダイバーシチ

移動無線の分野では、近年、携帯電話およびPHSの需要が急速に伸びている。加入者の増大に対処するため経済的な新しい移動通信方式の研究が行われている^{[46],[47]}。周波数軸および時間軸上での加入者のアクセス法としてTDMA (Time-division Multiple Access)方式, FDMA (Frequency Division Multiple Access) およびCDMA (Code-division Multiple Access)が研究され周波数有効利用の見地から比較検討されている。また、加入者の増大に対処するためセル半径を小さくして周波数の繰り返し有効利用を行うことにより、限られた使用チャンネルを多くの無線ゾーンで再利用するマイクロセル方式の研究が進められている^[48]。無線基地局～携帯端末間の距離を縮小できるため、送信

機の送信電力を低下させることができる。マイクロセル方式では携帯端末の小型軽量化を図ることができる一方で無線基地局の数が増大するため無線基地局の経済化を図る必要がある。

大ゾーン方式では、呼の発生は平均化され時間変動は少ないと考えられるが、マイクロセルでは、呼の発生の時間変動は大であると考えられる。呼の発生はマイクロセルの無線基地局で分散処理で呼接続しなければならないため無線基地局ではピークトラヒックに備えてチャンネル数を用意する必要がある。また、携帯端末が無線ゾーンをまたがって移動した場合は、通話を継続させるため隣接無線ゾーンに回線を切り替えるハンドオーバーを行う必要がある。マイクロセル化によりセル半径は小さくなるためハンドオーバーの頻度が増大する。ハンドオーバーでは、隣接無線基地局へ切替るために受信データ信号が中断するためデータ通信においては支障があると考えられる。

CATV方式の分野では同軸伝送方式が発達している。しかし、伝送容量に限界があり伝送損失が大きく加入者数にも限界がある。一方、光ファイバ伝送方式は、広帯域伝送であり分配網で優れた伝送特性がある。レーザダイオードの動作速度、線形性、RINは、近年大幅に改善されてきた。サブキャリア(SCM)伝送方式は、簡易な回路構成と低価格のため広い適用領域があると考えられる^{[49]-[52]}。

このような技術動向と、制御局装置(CS)と基地局装置(BS)との間の新しい網構成としてSCM技術が注目され始めた。変復調器を集中基地局に集中配置し、サブキャリア光伝送技術を用いて各無線基地局～集中基地局間で無線変調信号を伝送することにより、基地局の小型、軽量化を実現する方法が提案されている^{[53]-[65]}。集中基地局に変調器を集中配置し、変調信号を複数の無線ゾーン間に切替えて分配することにより複数のマイクロセルで共用することによりマイクロセルで発生した急激なトラヒックは平均化され集中制御内の複数マイクロセルで吸収することができる。

変調信号の切替にはアナログスイッチが必要であり、トラヒックの改善効果は多マイクロセルでの共用が必要となる。このため多入力多出力スペクトルデリバリスイッチ(SDS)が必要であり、他のマイクロセルの信号はスイッチのアイソレーションにより干渉信号となるため高アイソレーション特性が要求される。

1.3 本研究の概要

本論文では、デジタル無線方式におけるダイバーシチについて装置構成法を含めての課題を克服する技術について述べる。本論文については、以下の項目について検討する。

- (1)固定無線通信におけるフェージングが波形伝送に及ぼす影響の明確化
- (2)選択性フェージングに対する各種ダイバーシチの設計法

(3)移動通信のマイクロセル方式における回線品質向上のためのセル間ダイバーシチの構成法

(4)スペースダイバーシチ回路構成技術として無限移相器の回路構成法およびスペクトル分配制御技術のキーデバイスであるスペクトルデリバリスイッチ (SDS)の構成法

(1) および (2)については現在運用されている256QAM無線方式(4/5/6G-300M方式)および16QAM無線方式(4/5/6G-150M-E方式)等のSDHデジタルマイクロ波無線方式に関係し、(3)についてはPHS等の移動無線システムに関係し、(4)はデジタル無線方式やフェーズドアレーアンテナに関係する。

第2章では、デジタル無線通信においてフェージング時の回線品質を補償するダイバーシチ方式として、スペースダイバーシチ、周波数ダイバーシチ、時間ダイバーシチの重要性と課題について述べデジタルマイクロ波方式の無線中継装置および無線端局装置の構成法について述べ本研究の意義を明確化する。また、CCITTで標準化されたSDH(synchronous Digital Hieracy)に対応する無線中継装置および無線端局装置の構成法について述べる。

第3章では、周波数ダイバーシチについて、回線断率の改善効果の推定法を提案し、マルチキャリア伝送方式における回線切替効果を明らかにする。

デジタル無線方式の回線断率の推定法としては、デジタル無線方式が波形伝送であることから帯域内振幅偏差の発生確率に基づいて行われている。周波数ダイバーシチ効果を明らかにするため、まず帯域内振幅偏差が許容値を超える確率をナイキスト周波数帯域の2周波数の受信電力分布の比の結合密度関数を積分することにより算出し、次に異なる2無線チャンネルの帯域内振幅偏差が同時に劣化して許容値を超える確率を算出する手法を用いる。

フェージングの緩やかな場合は、周波数相関係数が周波数に対して指数関数となると仮定できる。この場合には、結合m分布は比較的簡単な確率分布式で記述できるため従来の方法で数値計算により解析できる。帯域内振幅偏差の累積分布を理論計算するため受信電界分布がm分布に従うとき受信電界の比の分布を2周波数における結合m分布の式から理論解析した。

フェージングの厳しい場合は一般に周波数相関係数は周波数の2乗の指数関数であると報告されており、更に海上伝搬路のように反射波が強い区間では周波数相関係数は直接波と反射波の遅延時間差により、ある定まった周波数差で強い相関を示す。このような強反射区間の周波数相関係数は、3波マルチパスフェージングモデルによる

理論式で推定できる。本論文では3波マルチパスフェージングモデルを仮定したシミュレーション計算により周波数ダイバーシチ効果を明らかにする。

さらに、マルチキャリア方式の各種回線切替構成法を提案し、3波マルチパスフェージングモデルによるシミュレーション計算により周波数ダイバーシチ効果を明らかにした。また、海上区間の実伝搬路で異なる周波数の複数チャネルの受信電力を同時測定することにより受信電力の周波数相関係数および同時確率分布を実測し、本検討結果の妥当性を確認する。

第4章では、マルチキャリアのスペースダイバーシチとして各波で個別にスペースダイバーシチ合成回路を用意して各波に適合した位相条件で合成する各波個別同相合成SD方式について改善効果を明らかにする。本論文では、3波合成フェージングモデルにより受信電力および帯域内振幅偏差の発生確率をシミュレーション計算により理論計算し改善効果を検討した。また、フェージングの変化速度に対して同相合成スペースダイバーシチの所要移相制御速度を理論的に推定するとともに実験により理論解析の妥当性を確認する。その結果、マルチキャリア方式のスペースダイバーシチとして各波個別同相合成による方法が優れていることを示す。

また、スペースダイバーシチ合成回路の構成法について検討し、MIC化を可能とするため入力信号を 90° の位相差で2分岐し適当な振幅比でベクトル合成する回路構成を提案する。RF帯無限移相器としてMIC化で生ずる損失の低減のため能動素子であるデュアルゲートGaAs MES FETを用いた新しい回路構成を提案し制御特性について解析を行う。また、マルチキャリアでの回路数の増大に対処するためワンチップIC化無限移相器の構成法について検討する。

第5章では、誤り訂正方式を併用した時間ダイバーシチとして、全無線チャネルで伝送される情報のパリティを予備伝送路に乗せて送出し、伝送路で発生した符号誤りを受信点で訂正する符号誤り訂正方式を提案し、その効果を明らかにする。デジタル無線通信方式では多くの無線チャネルを使用して信号の伝送を行なっているが、これらのチャネル間では、符号誤りは降雨によるものを除けば、互に独立であり、同時発生の確率は低く、むしろ反相関の場合もある。このため、無線チャネル間に跨った情報を一つのブロックとして符号化を行なうことにより符号誤りのバースト性を低下させることが可能であり、ランダム誤りに対すると同等なレベルにまで改善効果の向上が期待できる。本論文では、まず16QAM方式でのバースト誤りの発生を実験結果により明らかにし、誤り訂正符号としてランダム誤り訂正符号であるハミングSEC-DEDおよび自己直交符号を採用し、誤り訂正ブロック内で誤りをランダム化する構成を提案

する。

第6章では、マイクロセル方式においてトラヒックの需要に柔軟に対処するためマイクロセルの無線基地局に置かれた変調器を集中基地局に集中配置し、無線基地局との間の光ファイバに直接無線信号を伝送する集中制御スペクトル分配制御方式を提案し、呼損率の改善、セル間でのハンドオーバ、サイトダイバーシチ等について改善効果を明らかにする。まず、光伝送路について伝送損失とNF(雑音指数)について述べLD(レーザーダイオード)の電気信号入力電力と受信光電力とCNR特性の関係について解析を行なう。SCM光伝送をマイクロセルに適応して複数の携帯端末からの電波を受信する場合には受信レベル差のため受信レベルの小さい受信波が大きな受信波による相互変調歪に弱いという課題がある。この課題を解決する光伝送のダイナミックレンジ拡大技術としてプリディスタータ、FM2次変調、SEFA(Signal Extraction and Frequency Arrangement)、LCS(Signal-level compression)法を提案し、ダイナミックレンジの改善効果を実験により明らかにする。さらに、本技術のキーデバイスである高アイソレーション化スペクトルデリバリスイッチ(SDS)をIF帯およびRF帯で構成する方法について提案し、試作結果について述べ、本方式の装置構成法を明らかにする。

第2章 各種ダイバーシチ方式の役割と問題点の所在

2.1 序言

多値変調デジタルマイクロ波方式の技術の所在と課題を示し、フェージング補償技術としてダイバーシチ技術が重要であることを述べ、その課題およびデジタルマイクロ波方式の中継装置および無線端局装置の構成法について述べ、本研究の意義を明確にする。

2.2 ダイバーシチ受信方式における検討課題

2.2.1 フェージング補償技術

デジタルマイクロ波の研究開発は、周波数利用効率の向上とそれに伴うフェージング補償技術、それを実現するための回路技術であった。デジタルマイクロ波方式の技術的課題を図2.1.に示す。周波数利用効率の向上ならびに大容量化を達成するためには多値化を進める必要があり多値化に伴い復調器では所要C/Nが厳しくなり、変調器の変調位相誤差、搬送波位相ジッタの所要特性が厳しくなる。また、多値変調信号を長距離伝送する場合、伝送路で発生するフェージングの影響を受けやすく、フェージング波形歪、干渉雑音を低減するための改善策が必要となる。

所要の変調位相誤差特性を得るためには多値変復調器の各種回路の高精度化を図る必要がある。また所要の位相ジッタ特性を得るためには送受局部発振器の高安定化の必要がある。

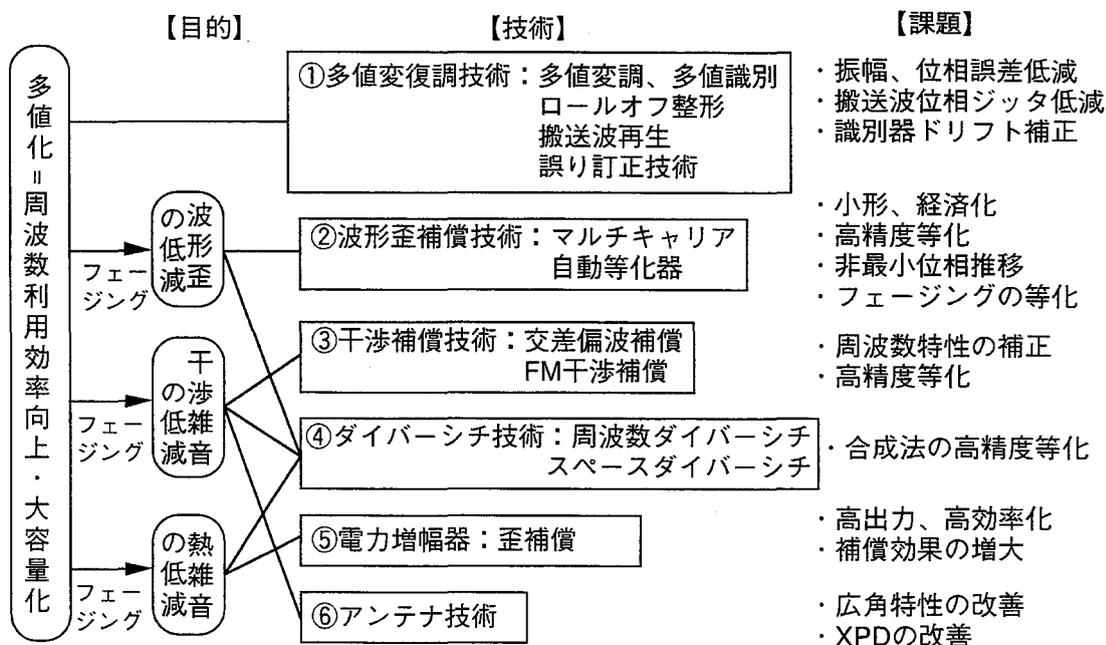


図2.1. デジタルマイクロ波方式の技術的課題

フェージング波形歪の対策技術としてダイバーシチおよび自動等化回路がある。ダイバーシチとは、互いに相関が小さく品質劣化が同時に発生しない2台以上の受信器を用意して、その出力を選択または合成することによりフェージングの影響を軽減するものである。相関の小さい複数の受信入力を得る方法による分類から、周波数ダイバーシチ、スペースダイバーシチ、時間ダイバーシチ、偏波ダイバーシチ、指向性ダイバーシチ等がある。

また、フェージング波形歪の影響を軽減するためにはマルチキャリア伝送形式が有効である。マルチキャリア伝送形式は狭帯域変復調器を多数個使用し、各変調波における周波数特性劣化の影響を等価的に小さくするものである。例えば、伝送速度を1/4にした場合は従来方式(シングルキャリア方式)に比べ振幅歪では4倍、遅延歪では16倍のフェージングまで許容することができる。また、復調器にはトランスバーサル形自動等化器を適用し、波形歪を低減する。

多値変調信号は交差偏波干渉およびFM方式からの干渉が問題となり交差偏波干渉補償器およびFM干渉補償器の開発が必要である。

また、多値振幅変調では最大振幅を有する変調信号に対しても十分な線形動作を行う電力増幅器が必要であり、熱雑音低減のため所要送信電力が増大する。さらに、マルチキャリアの共通増幅のためには混変調歪雑音を低減するためさらに高い飽和電力を必要とし所要バックオフが増大する。このため高出力増幅器の開発が必要であり、このような高い飽和電力を有する増幅器については実用性に問題があるため非線形歪補償の技術を適用した。

2.2.2 回線品質規格

アナログ方式とデジタル方式では回線品質の設定が異なる。表2.1は国際電気通信諮問委員会(CCIR)における回線規格を示したものである。アナログ方式の回線品質は長時間規格が厳しく長時間規格が満たされれば短時間規格は満たされる。一方デジタル方式の回線品質は短時間規格で制限を受け短時間規格が満たされれば長時間規格は満たされる。従って、デジタル方式ではフェージング時の回線品質が問題である。デジタル方式の特徴を以下に示す。

- (1)瞬断を発生させる原因は熱雑音よりも波形歪によるものが支配的で、特に大地、海面等の反射波による周波数選択性フェージングの影響が大である。
- (2)干渉においても短時間規格が問題となり、特にフェージング時の交差偏波識別度(XPD)を改善する必要がある。
- (3)スペースダイバーシチはフェージングにより低下した信号レベルの改善のみでなく、帯域内振幅偏差の発生を抑圧するため効果が大きい。
- (4)デジタル方式では、デジタル符号処理回路技術を使用した自動等化器を適用す

表 2.1 回線品質規格

方式	瞬断規格		不稼働規格
	長時間規格	短時間規格	
デジタル方式	いかなる月の0.4%においても1分間平均の符号誤り率が 10^{-6} 以下であること(DM規格) ビット誤りを含む秒数はいかなる月においても0.32%を越えないこと(ES規格)	いかなる月の0.054%においても1秒間平均の符号誤り率が 10^{-3} 以下であること(SES規格)	1年間の99.7%の時間において以下の規格を満足すること (1)10秒以上継続する回線断がないこと (2)同期が外れていないこと
アナログ方式	いかなる月においても1分間平均評価値をとっても20%以上が 7500pW を越えないこと	フェージングの多い1ヶ月の0.01%以上に対し無評価雑音が 5ms の積分時間で測定し $1,000,000\text{pW}$ を越えないこと	

ることができ大きな改善効果が得られる。

- (5)周波数ダイバーシチは、デジタル回路技術により構成することができ、符号誤り無しで予備回線に回線切替して現用回線の回線品質を救済する無瞬断同期切替技術により改善できる。

2.2.3 周波数ダイバーシチ

周波数ダイバーシチは、図 2.2. に示すように周波数の異なる複数の送信信号を送信し受信側で回線品質が良好な方を選択し切替るものであり、離れた周波数における受信電力の周波数相関係数が低下することにより実現する。デジタル方式では、周波数ダイバーシチの回線切替を無瞬断で行うためには送受信間の遅延時間差を合わせてから切替える無瞬断同期切替技術が必要となる。

マイクロ波帯の固定無線通信において周波数差が Δf (MHz)離れている2波の受信電力の相関係数 $\rho_{\Delta f}$ は次式で与えられる^[22]。

$$\rho_{\Delta f} = \exp\left\{\frac{-4\pi^2\sigma_{le}^2}{c^2}(\Delta f)^2\right\} \quad (2.1)$$

ただし、 c は光速($3 \times 10^{10}\text{cm/s}$)であり、 σ_{le} は大地反射波がある場合の実効的な電波光路長の標準偏差であって、次式で与えられる。

$$\sigma_{le} = \sqrt{\sigma_l^2 + \{(kl)^2 - (k^2l)^2\}} \quad (2.2)$$

ここで

$$\sigma_l = 29.5(P_{R4GHz})^{0.63} / \sqrt{P_R}$$

$$k = \sqrt{r_e / (1 + r_e)}$$

r_e : 大地の実効反射係数

l : 直接波と反射波の光路長差 (cm)

である。 $P_{R,4GHz}$ は 4GHz レイリーフェージング発生確率であり、 P_R は着目する周波数におけるレイリーフェージング発生確率である。図 2.3. は、実効反射減衰量 2.2dB のときの周波数相関係数 $\rho_{\Delta f}$ の計算値である。

周波数ダイバーシチは、周波数軸上つまり複数の無線チャネルで冗長を持たせるため周波数利用率を低下させる。周波数選択性フェージングでは、フェージングのノッチ周波数において回線が劣化していると考えられるため、N 回線の現用回線に予備 1

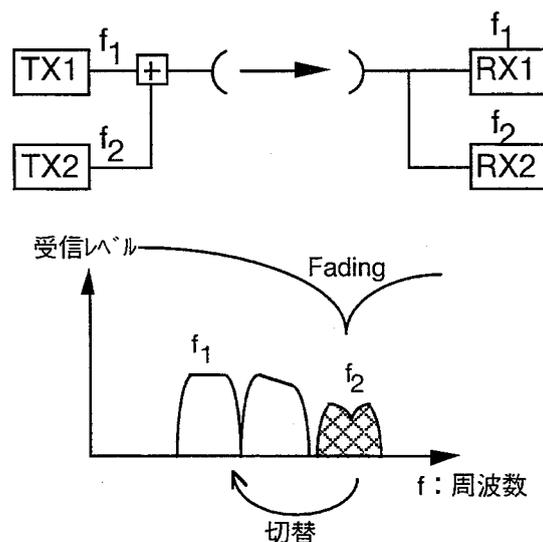


図 2.2. 周波数ダイバーシチの構成

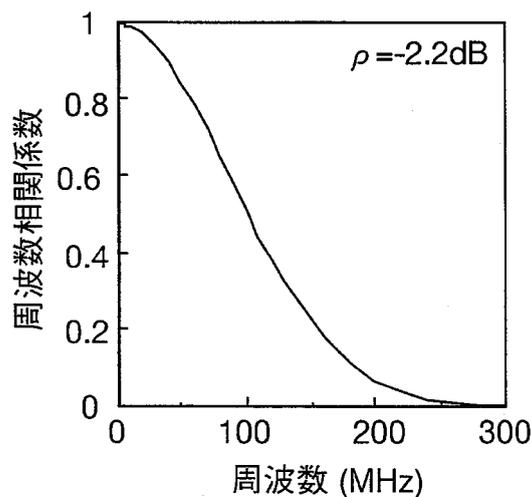


図 2.3. 周波数相関係数

回線を用意しておき、フェージングにより回線が劣化した現用回線の送信データを切替て予備回線に送信させ受信側で選択するN対1の回線切替技術が適用されている[24] [26]。

多値変調デジタル方式では、マルチキャリア伝送方式によりフェージングの影響を軽減することが必要となる。このため、マルチキャリア数をMとすれば回線切替構成は、 $M \times N$ 対Mとなり、システム単位で切替えるよりもプライマリキャリア毎に切替えたほうが効果があると考えられる。しかし、装置は制御回路も含めて非常に複雑となるため、システム設計上の導入判断は、改善効果を明らかにした上で判断する必要がある。

周波数ダイバーシチは、マルチキャリア方式では改善効果が大であり、さら移動通信の分野においては周波数を切り替えて使用するという周波数アクセスの概念があり周波数ホッピングやCDMAのアクセス法と融合性が大であるため適用が検討されている [46]、[66]。

2.2.4 スペースダイバーシチ

スペースダイバーシチ技術は、図2.4.に示すようにフェージング時において受信状態が異なるように配置した2つまたはそれ以上のアンテナで受信した信号を合成または切替えることによりフェージングにより生ずる受信レベル低下を抑圧する。デジタル方式は波形伝送であるため、合成方式を採用し合成後の振幅周波数特性を改善す

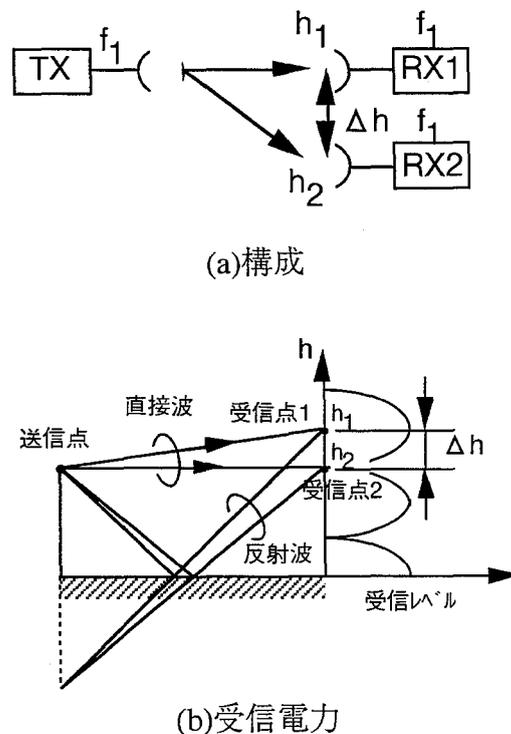


図2.4. スペースダイバーシチの構成

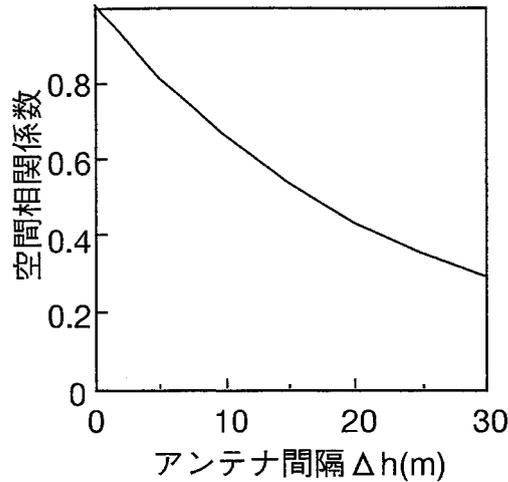


図 2.5. 空間相関係数

る方法が検討されてきた。

信号強度がレーレー分布をなす場合、フェージング時の受信電力の空間相関係数 k_s^2 の実験式は次式で与えられアンテナ間隔 Δh の指数関数となっている^[22]。

$$k_s^2 = \exp\left[-0.0021\left\{\Delta h \cdot f \sqrt{0.4d + \{(kl)^2 - (k^2 \cdot l)^2\}}\right\}\right] \quad (2.3)$$

ただし、

Δh : 垂直方向の空中線間隔 (m)

f : 周波数 (GHz)

d : 伝搬距離 (km)

r : 実効反射係数

l : 直接波と反射波の光路長差 (cm)

$$k = \sqrt{\frac{r^2}{1+r^2}}$$

空間相関係数の計算例を図 2.5. に示す。

マルチキャリア伝送方式においては、変復調器は各波個別であるが送受信系はできるだけ共通化した簡易構成を実現する。送信機では、共通増幅技術、受信機では受信共通増幅、周波数変換回路の共通化を実現できる。SD合成回路においても共通化の検討が行われ、共通制御アルゴリズム技術がある。個別制御にした場合はSD合成回路が多く必要となり、実現するためには小形化が必要でありIC化SD合成回路がキーデバイスとなる。本研究では、デジタル回路構成化および制御アルゴリズムとして同相合成を採用することによりIC化SD合成回路を実現した。

2.2.5 誤り訂正方式

誤り訂正(FEC)は、送信データ列を誤り訂正符号化して冗長ビットを付加して送信し、受信側で誤りビットを誤り訂正する方法であり、時間軸上で冗長性を持たせてフェージングの時間相関が十分小さいことを利用して誤り訂正効果を実現するため時間ダイバーシチの効果がある。

時間ダイバーシチは、図 2.6. および図 2.7. に示すようにフェージングの時間相関が十分小さいとみなせる時間間隔のもとで同一信号を複数回送信するものである。複数回送信された信号は、受信側で復調信号はメモリに記憶しておき多数決判定を行うなどして選択して受信データとする。

複数回送信する方法は、無線回線がフェージングにより劣化していない場合にも伝送効率は向上しない。自動再送 (ARQ) は、受信側で誤りを検知した場合に送信側に複数回送信を要求して伝送誤りの無い受信データを得る時間ダイバーシチである^[67]。

誤り訂正方式においては冗長ビットが少なく伝送効率を低下させないことや装置規模が複雑化しないためにはランダム誤り訂正符号の採用が適当である。しかし、一般にフェージング時のビット誤り特性は、バースト性があり、バースト誤り訂正の採用やビット誤りのランダム化技術としてビットインターリーブ回路が一般に適用されている。

ランダム誤り訂正を使用する場合には、符号長が短いことが前提である。複数回線のデータ列から誤り訂正符号化するための冗長ビットを予備回線を使用して伝送し、

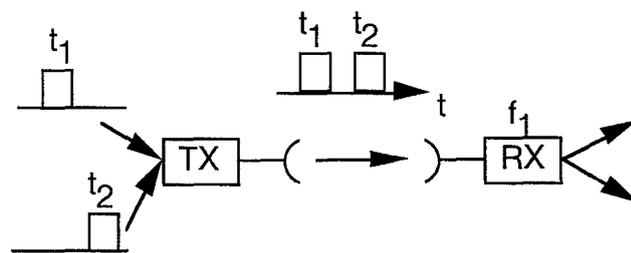


図 2.6. 時間ダイバーシチ

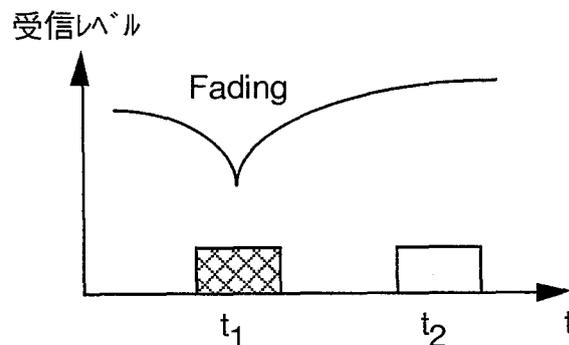


図 2.7. 時間ダイバーシチの原理

受信側で誤り訂正する誤り訂正方式では周波数軸方向に符号化することにより誤り発生ランダム化を行うことができ周波数ダイバーシチ効果を期待できる。

2.2.6 セル間ダイバーシチ

セル間ダイバーシチは、異なるマイクロセルの無線基地局でダイバーシチのブランチを構成したものでサイトダイバーシチを実現したものと考えられる^{[68]-[72]}。図2.8.はセル間ダイバーシチの構成を示し、図2.9.は携帯端末における基地局1と基地局2の送信信号の受信レベルの示したものである。携帯端末は、複数の無線基地局との回線を切替えて回線品質を向上することができる。異なる無線基地局の受信電力の相関は低いためサイトダイバーシチは、フェージングの影響を軽減する効果が大であると考えられ、さらに携帯端末と無線基地局の間の障害物によるシャドウイングに対しても効果が期待できると考えられる。

マイクロセル方式では、携帯端末が移動して基地局から遠ざかって行く場合には、回線品質が劣化するため、隣接基地局への切替を行う。無線基地局間は分散制御であることが多く携帯端末との無線回線の品質が劣化してきた場合には、公衆網との接続を保持したまま、無線回線接続を一旦切断し、隣接等の無線基地局との接続を行い通信を継続するハンドオーバが検討されている。ハンドオーバにより回線品質は向上するが、切替により回線の瞬断が発生し、データ伝送等ではフレーム外れが発生し、誤

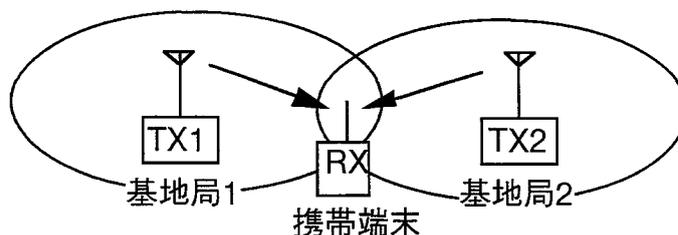


図2.8. セル間ダイバーシチの構成

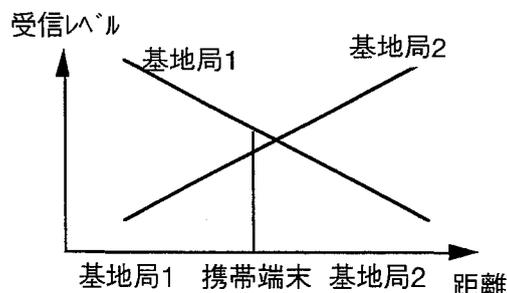


図2.9. セル間ダイバーシチの原理

り訂正等では救済できない。TDMA方式では、ハンドオーバをフェージングの劣化速度以上でバースト信号のガードビット内で高速に切替を行なうことにより無瞬断の回線切替を行うことによりデータ伝送における回線品質は向上できる。

本論文は、基地局の受信データを集中制御局に光ファイバを用いて伝送し誤りのない基地局の受信信号を選択する集中制御方式について無瞬断ハンドオーバ^{[73]-[75]}の実現について検討する。

2. 3 マイクロ波伝搬におけるフェージング特性

2.3.1 回線断率の推定

(1)フェージング発生確率

フェージングの発生確率 P_R の推定式は次式で与えられる^[76]。

$$P_R = \left(\frac{f}{4}\right)^{1.2} \cdot Q \cdot d^{3.5} \quad (2.4)$$

但し、 f :周波数(GHz)、 Q :伝搬路定数、 d :伝搬距離(km)であり、 Q の値は、伝搬路の分類により異なる定数であり海上区間では

$$Q = 3.7 \times 10^{-7} \cdot \sqrt{\frac{1}{\bar{h}}} \quad (2.5)$$

$$\bar{h} = \frac{h_1 + h_2}{2}$$

である。 h_1, h_2 は、送受信アンテナ高である。

図2.10.は、4GHzの海上伝搬路におけるレーレーフェージング発生確率の計算結果を示したものである。

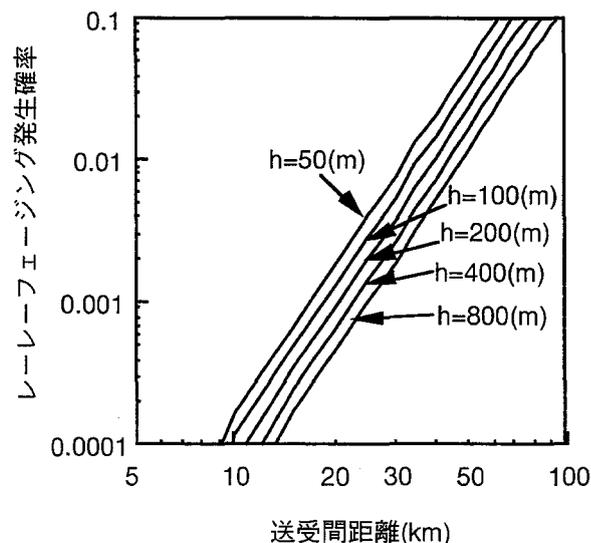


図 2.10. 4GHz の海上伝搬路におけるレーレーフェージング発生確率

(2) 受信電力分布

マイクロ波におけるダクト性フェージングの受信電力の分布はガンマ分布で近似される^{[77],[78]}。ガンマ分布の確率密度関数 $f(x)$ は、次式で表される。

$$f(x) = \frac{\beta^\lambda}{\Gamma(\lambda)} x^{\lambda-1} e^{-\beta x} \quad (2.6)$$

ここで、 λ 、 β はパラメータである。

受信電力 X の代わりに振幅 R の分布を考えると

$$X = CR^2 (C \text{ は比例定数})$$

であり R の確率密度関数は

$$\begin{aligned} f(R) &= \frac{\beta^\lambda}{\Gamma(\lambda)} (CR^2)^{\lambda-1} e^{-C\beta R^2} \cdot 2CR \\ &= \frac{2(C\beta)^\lambda}{\Gamma(\lambda)} R^{2\lambda-1} e^{-C\beta R^2} \end{aligned} \quad (2.7)$$

上の式で C 、 β は定数であるから $m=C\beta$ とおくと

$$f(R) = \frac{2m^\lambda}{\Gamma(\lambda)} R^{2\lambda-1} e^{-mR^2} \quad (2.8)$$

となる。

図2.11.は、レーレーフェージング時の受信電力分布の計算値を示したものである。

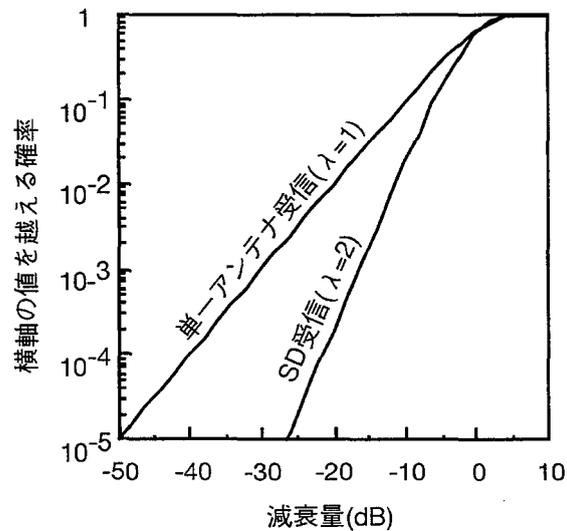


図2.11. レーレーフェージング時の受信電力分布

(3) 帯域内振幅偏差の分布

デジタル無線方式では、占有スペクトル幅が広いいため選択性フェージングが生じた場合には、伝送帯域内の振幅一周波数特性の劣化のほうが熱雑音よりも伝送特性を大きく劣化させる要因となる、統計的に回線断の時間確率を推定する場合には、振幅一周波数特性のナイキスト周波数の両端における1次傾斜（振幅偏差）の分布から推定することが可能である。

帯域内振幅偏差の分布は、周波数 F_1 の受信電力 X と周波数 F_2 の受信電力 Y の相関のある2次元ガンマ分布

$$f(x, y) = \frac{(\beta_1 \beta_2)^{(\lambda+1)/2} (xy)^{(\lambda-1)/2}}{\Gamma(\lambda)(1-\rho)\rho^{(\lambda-1)/2}} \cdot \exp\left\{-\frac{\beta_1 x + \beta_2 y}{1-\rho}\right\} \cdot I_{\lambda-1}\left(\frac{2\sqrt{\beta_1 \beta_2 \rho xy}}{1-\rho}\right) \quad (2.9)$$

から受信電力比

$$Z = \frac{Y}{X}$$

の確率密度関数 $f(z)$ は

$$f(z) = \frac{(\beta_1 \beta_2)^\lambda z^{\lambda-1} (\beta_1 + \beta_2 z)(1-\rho)^\lambda}{B(\lambda, \lambda) \{(\beta_1 + \beta_2 z)^2 - 4\rho\beta_1 \beta_2 z\}^{\lambda+1/2}} \quad (2.10)$$

となる^[79]。ここで ρ は受信電力 x と Y の相関係数、

$$B(\lambda, \lambda) = \frac{\Gamma(\lambda)^2}{\Gamma(2\lambda)} \quad (2.11)$$

はベータ関数を表す。

単一受信の場合の受信電力の分布は $\lambda=1$ のガンマ分布に従い、 $\beta_1 = \beta_2$ のとき、帯域内の1次振幅偏差 z の累積分布は、ナイキスト帯域周波数の両端の2周波数における受信電力の周波数相関係数を ρ とすると次式で与えられる。

$$F(z) = 1 + \frac{1-z}{\sqrt{(1+z)^2 - 4\rho z}} \quad (2.12)$$

スペースダイバーシチ受信時には、受信電力は $\lambda=2$ のガンマ分布に従い、帯域内振幅偏差の累積分布は次式で与えられる。

$$F(z) = \frac{3}{2}\alpha^2 - \frac{1}{2}\alpha^3 \quad (2.13)$$

但し、 α は単一受信の場合の累積分布であり

$$\alpha = 1 + \frac{1-z}{\sqrt{(1+z)^2 - 4\rho z}} \quad (2.14)$$

である。

図 2.12. および図 2.13. は、単一アンテナ受信時および同相合成スペースダイバーシチ受信時の振幅偏差の分布を示す。

最小振幅偏差合成スペースダイバーシチでは合成後の帯域内振幅偏差を小さくしようとするものであり帯域内振幅偏差の累積分布も同相合成のものより改善され

$$\rho_{MID} = 0.463\rho_0 + 0.537 \quad (2.15)$$

で与えられる周波数相関係数の分布で表される^[29]。

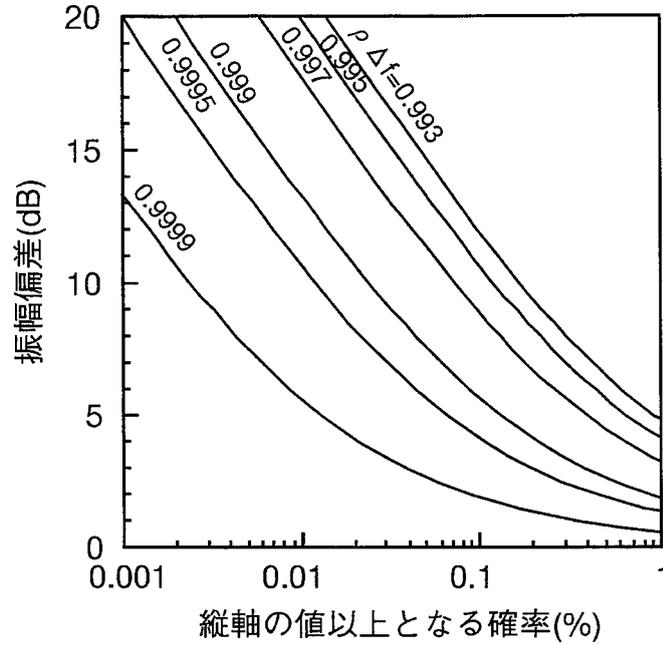


図 2.12. 単一アンテナ受信時の振幅偏差の分布

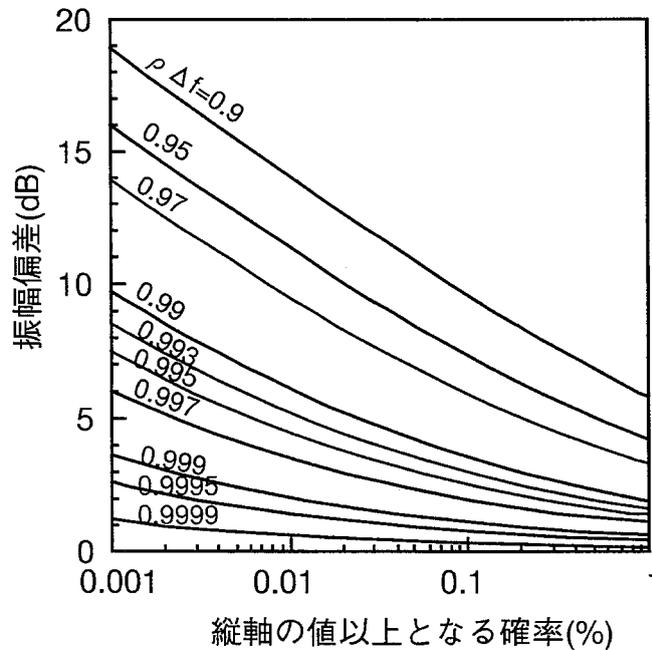


図 2.13. 同相合成スペースダイバーシチ受信時の振幅偏差の分布

(4) 周波数相関

周波数 f_1 と f_2 の受信電力 P_1, P_2 の周波数相関関数 $\rho(\Delta f)$ は

$$\rho(\Delta f) = \frac{1}{\sigma_{P_1} \times \sigma_{P_2}} (\overline{P_1 \times P_2} - \overline{P_1} \times \overline{P_2}) \quad (2.16)$$

で与えられる。

但し、

$\sigma_{P_1}, \sigma_{P_2}$: P_1, P_2 の標準偏差

Δf : 周波数差 (= $f_2 - f_1$)

$\overline{P_1 \times P_2}$: $P_1 \times P_2$ の平均値

$\overline{P_1}, \overline{P_2}$: P_1, P_2 の平均値

であり、 $\sigma_{P_1}, \sigma_{P_2}$ は、次式により求められる。

$$\begin{aligned} \sigma_{P_1} &= \sqrt{P_1^2 - \overline{P_1}^2} \\ \sigma_{P_2} &= \sqrt{P_2^2 - \overline{P_2}^2} \end{aligned} \quad (2.17)$$

帯域内の両端の周波数間での周波数相関係数が分かれば受信電力分布から振幅偏差が閾値を越えて回線断となる確率を求めることができる。帯域内の両端の周波数間での周波数相関係数を求めるため従来からレイリーフェージングの周波数相関係数の式は、(2.1)式が用いられてきた。

広帯域デジタル伝送のため周波数間隔 Δf が大きい場合は、レイリーフェージングの周波数相関では精度が悪いため3波モデルによる推定式が必要となった。さらに、周波数ダイバーシチを議論する場合にはさらに大きな周波数間隔 Δf での議論が必要となるが、マイクロ波回線で周波数が異なる多チャンネル間での受信電力の同時測定の実験例は少ない。

3波モデルは、受信波が直接波とダクトによる2波に加えて大地、海面反射波を考慮した3波の合成であると仮定する。3波モデルによる受信電力は次式で与えられる^{[80]-[82]}。

$$P(f) = r_0^2 + r_1^2 + r_2^2 + 2r_0r_1 \cos\left(\frac{2\pi fl_1}{c}\right) + 2r_0r_2 \cos\left(\frac{2\pi fl_2}{c}\right) + 2r_1r_2 \cos\left(\frac{2\pi f}{c}(l_2 - l_1)\right) \quad (2.18)$$

ここで

r_0, r_1, r_2 : 第1波, 2波, 3波の振幅

l_1, l_2 : 第1波と第2波間, 第1波と第3波間の通路長差

c : 光速

f : 周波数

である。

実際の厳しいフェージング時には受信電力分布は、レイリー分布で近似され、3波モデルの第1波の振幅を $\gamma_0=1$ 、第2波および第3波の振幅をガウス分布、位相差は $0 \sim 2\pi$ の間で一様分布させることにより得られる。

2.3.2 フェージング時の周波数特性

無線伝送路においてマルチパスによって生ずる選択性フェージングの周波数特性は、1無線チャンネル内の周波数帯域(数10MHz程度)では2波干渉による周波数特性で近似できることが伝搬実験から明らかにされている。

そこでマルチパス伝搬路の特性を2波干渉モデルとして表現すると、その伝搬特性 $T(\omega)$ は、次式で表される。

$$T(\omega) = 1 + \rho e^{-j(\omega\tau - \theta)} \quad (2.19)$$

ただし、 $\omega = 2\pi f$: 角周波数、 ρ : 2波の振幅比、 τ : 2波の遅延時間差、 θ : 2波の初期位相差である。

従って、振幅特性 $A(f)$ は次式となる。

$$A(f) = \sqrt{1 + \rho^2 + 2\rho \cos(\omega\tau - \theta)} \quad (2.20)$$

フェージングの落ち込み点を $f=f_{\text{dip}}$ とすると(2.20)式で最小値は $2\pi f_{\text{dip}} \tau - \theta = (2n+1)\pi$ のときであるから

$$\theta = 2\pi f_{\text{dip}} \tau - (2n+1)\pi \quad (2.21)$$

となり(2.21)式の振幅特性 $A(f)$ は次式となる。

$$A(f) = \sqrt{1 + \rho^2 - 2\rho \cos\{2\pi(f - f_{\text{dip}})\tau\}} \quad (2.22)$$

伝送帯域の中心周波数を f_0 、低帯域端周波数を f_- 、高帯域端周波数を f_+ とし、振幅特性の曲率分 C と1次傾斜分 S を次式のように定義する^[27]。

$$C = \frac{A(f_-) + A(f_+)}{2} - 2A(f_0)$$

$$S = A(f_+) - A(f_-) \quad (2.23)$$

また、(2.20)式より受信波の位相特性 $\phi(\omega)$ は、次式で与えられる。

$$\phi(\omega) = \arctan \frac{-\rho \sin(\omega\tau - \theta)}{1 + \rho \cos(\omega\tau - \theta)} \quad (2.24)$$

従って群遅延時間 $D(\omega)$ は次式で求まる。

$$D(\omega) = -\frac{d\phi(\omega)}{d\omega} = \frac{\rho\tau\{\rho + \cos(\omega\tau - \theta)\}}{1 + \rho^2 + 2\rho \cos(\omega\tau - \theta)} \quad (2.25)$$

$D(\omega)$ の最大値、最小値は、 $\omega \tau - \theta$ が $(2n+1)\pi$ 、 $2n\pi$ のときであり、その値を求めると次式となる。

$$D(\omega)|_{(\omega\tau-\theta)=(2n+1)\pi} = \frac{-\rho}{1-\rho} \tau$$

$$D(\omega)|_{(\omega\tau-\theta)=2n\pi} = \frac{\rho}{1+\rho} \tau$$

すなわち、 $D(\omega)$ の変動する範囲は

$$-\frac{\rho}{1-\rho} \tau \leq D(\omega) \leq \frac{\rho}{1+\rho} \tau$$

である。図2.14.に、 $D(\omega)$ の変動範囲の計算結果を τ で規格化して示す。最大および最小となるのは受信波の主波と干渉波が同相($\omega \tau - \theta = 2n\pi$)のとき、および逆相($\omega \tau - \theta = (2n+1)\pi$)のときである。また、同図のプロットは、16QAM200Mb/s無線伝送方式の変復調装置の入出力データ信号を比較することにより測定したフェージングによる遅延時間の最大値と最小値であり、理論値と一致する結果が得られた。

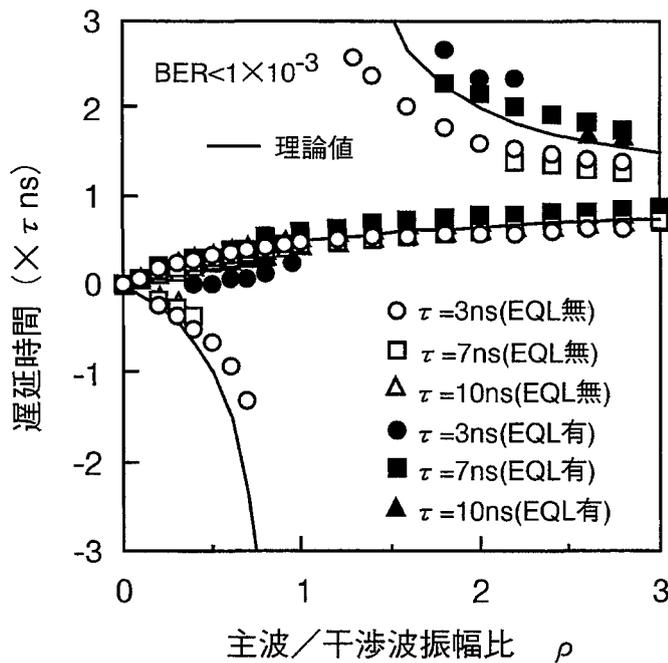


図 2.14. 遅延時間

2. 4 SDH (Synchronous Digital Hieracy)対応デジタル無線システム

2.4.1 SDH ネットワークノードインタフェースの特徴

SDH ネットワークノードインタフェース (NNI)は、CCITT Rec. G.708 で標準化された光ファイバ伝送を主体とした国際的なインタフェースであり、広帯域INS を効率よく収容でき保守運用も考慮したインタフェース構成である^[19]。SDHは、 $N \times 155.52 \text{ Mb/s}$ (STM-N)の信号速度であり、北米、CEPT、日本で使われているデジタル群のさまざまな信号を伝送することができる。STM-N のフレーム構成は、セクションオーバーヘッド(SOH)を有する構成となっており保守運用を容易にする。また、NNI はポインタを用いてデジタル信号の同期化機能があり、アライメントとスタッフ機能ができる構成であり、ジッタおよびワンダを吸収する機能を有する。

従来、国内のネットワークはデジタル2次群である 6.312 Mb/s までは同期化されているが、将来のデジタル伝送に柔軟に対応するため高次群のネットワークの同期化とフレキシブルなネットワーク構成が経済化のために必要となった。このためCCITT 標準化SDHインタフェースをもつ高次群多重化装置、光ファイバ伝送装置、無線装置での開発が必要とされた。無線装置においては無線区間については既存無線方式技術で対応し、SDHインタフェースを持つ $4.5.6\text{G}-300\text{M}$, $4.5.6\text{G}-150\text{M}$ および $11/15\text{G}-150\text{M}$ 方式が開発された。

2.4.2 同期多重装置

さまざまなネットワーク構成に対応するため、SDH対応の3種類の同期多重装置が開発された^[10]。モジュールAは高速同期端局であり、AU-32 またはSTM-1 からSTM-Nへ変換する。モジュールBは、TU-11のクロスコネクトである。モジュールCは、デジタル交換機の従来の低速ハイアラキー信号または専用線インタフェースを多重化する^[17]。モジュールA、B、Cを組み合わせるにより局規模に応じてさまざまなネットワークの端局構成を構成することができる。

2.4.3 SDH ネットワークノードインタフェースの概要

無線方式では、SDHとインタフェースがとれ既存方式が収容できることが必要であった。国内においては、4マルチキャリア伝送16QAM 200Mbit/s および256QAM 400 Mb/s デジタル無線方式^{[83],[84]}が長距離大容量システムとして従来ハイアラキーで商用化されていた。それらのインタフェース速度は、 97.728 Mb/s (デジタル4次群)である。短距離システムとしては、 $11/15\text{G}-100\text{M}$ ^[85] および $11\text{S}-24\text{M}$ デジタル無線システム (4PSK) が商用段階にある。

広帯域INSを主体とした将来のデジタル伝送のためには、CCITT 国際標準インタ

フェース化した16QAMおよび256QAMマルチキャリア無線方式の開発が必要であった。

2.4.4 SDH対応デジタル無線システムの概要

(1) 無線端局装置

図2.15.に示すように伝送同期端局と同様に無線端局装置はセクションを形成し、STM-1またはSTM-0のSDH信号を終端する。無線端局装置は、同期多重伝送装置のモジュールA相当である。

小容量局においては端局装置は無線端局装置とモジュールCの多重機能のみで構成される。

(2) 無線中継装置

SDH対応無線方式の主要諸元を表2.2.に示す。標準の同期インタフェースは51.84 Mb/sであり、155.52 Mb/sのインタフェースもオプションで対応可能である。1キャリアの伝送容量は、4,5,6G-150M (16QAM) システムでは51.84 Mb/s、4.5,6G-300M (256QAM) システムでは103.68 Mb/s (51.84 Mb/s × 2) である。1システムは3キャリアのマルチキャリア構成であり、共通増幅である。256QAMシステムでは強反射区間用に6マルチキャリア構成も用意している。

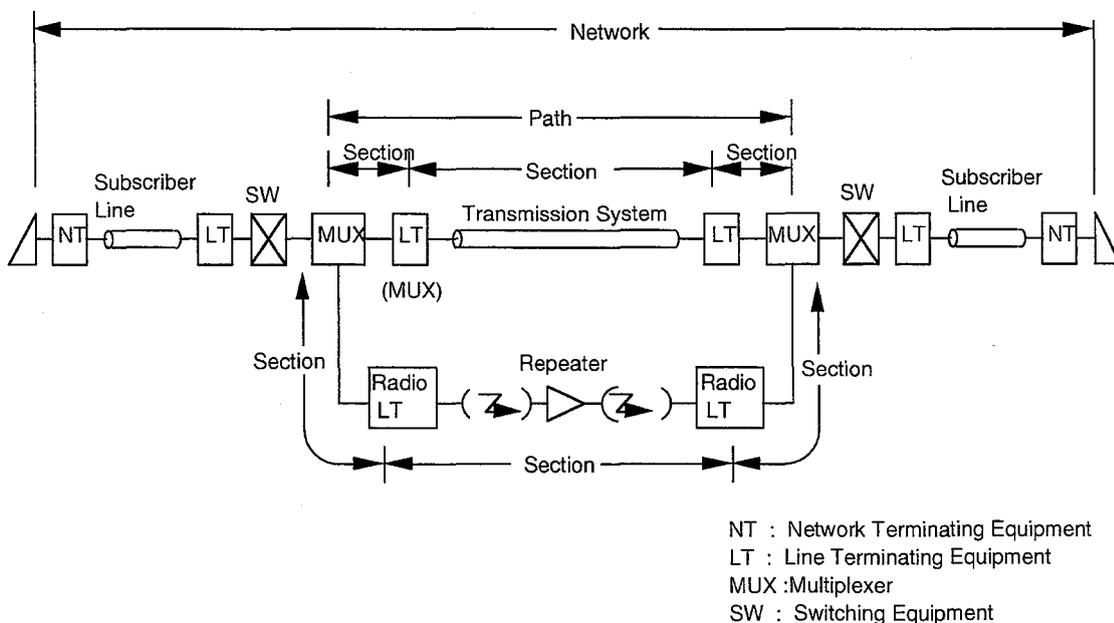


図 2.15. セクションの構成

表 2.2. SDH 対応無線中継装置の主要諸元

方式	4.5.6G-300M	4.5.6G-150M	11/15G-150M	11G-50M
周波数帯	4,5,6GHz帯	4,5,6GHz帯	11/15GHz帯	11GHz帯
変調方式	256QAM	16QAM	8PSK	4PSK
伝送方式	マルチキャリア (3キャリア)		シングルキャリア	
インターフェース速度	51.84または155.52Mb/s(SDH)			
伝送容量	312Mb/s	156Mb/s	156Mb/s	52Mb/s
システム数 (現用+予備)	27+1		10+1 (11GHz) 7+1 (15GHz)	5+1
クロック周波数	13.944MHz		55.777MHz	27.889MHz
ロールオフ係数	0.42		0.5	0.5
標準中継距離	50km	50km	30km(11GHz帯) 8km(15GHz帯)	15km

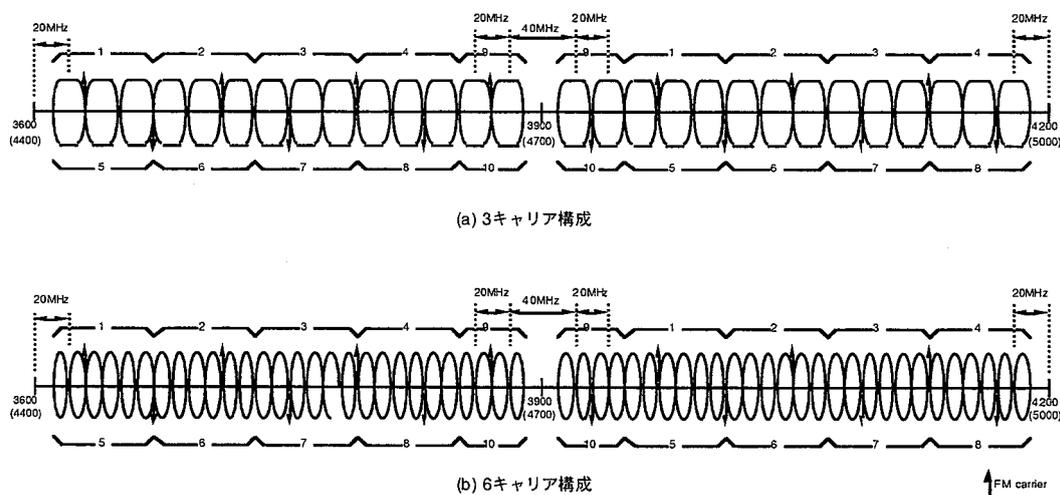


図 2.16. 無線周波数配置

(3) 無線周波数配置

SDH 対応無線方式の周波数配置は、図 2.16. に示すようにコチャンネル配置であり、周波数間隔は、3マルチキャリア方式では 20 MHz であり 6マルチキャリア方式では 10 MHz である。

既存 FM 方式からの干渉を避けるためデジタル方式のスペクトルの中間に FM 波が入るように配置した。CCIR Rec. 382-4 (ANNEX 1) および Rec. 384-4 によれば日本での 4GHz 帯の FM は、40MHz 間隔であるためデジタル方式の間に FM からの干渉波が配置する構成にすることができる。

2.4.5 無線端局装置

(1) 無線端局装置構成

SDH対応無線端局装置は、搬送同期端局とのインタフェース機能とマイクロ波回線の現用予備回線切替の機能がある。搬送同期端局とのインタフェース機能として、SDHのセクションオーバーヘッド(SOH)の終端とポインタ機能を実現しなければならない。また、4.5.6G-300M および 4.5.6G-150M デジタル無線システムは27チャンネルの現用回線と1回線の予備回線の間回線切替機能を有する。各チャンネルは311.04 Mb/s または 155.52 Mb/s を3キャリア51.84 Mb/s × 2 または 51.84 Mb/s のキャリアを伝送する。図2.17.は、4.5.6G-300M 無線装置の構成を示す。

(2) インタフェース

CCITT 標準規格 G.708に基づくセクションの定義は、光伝送方式では、多重化装置-光端局装置や多重化装置-光端局装置であるように無線方式では、多重化装置-無線端局間または無線端局-無線端局間に相当する。セクションの両端のネットワーク装置は、セクションオーバーヘッド(SOH)の終端とポインタ動作を実現しなければならない。

局内インタフェースとしては、51.84 Mb/s または 155.52 Mb/sがある。現時点で無線区間の伝送は、以下の理由から CCITT Rec. G.707に規定させている 155.52 Mb/s の1/3である51.84 Mb/sを採用し、155.52 Mb/sの伝送は、51.84 Mb/s × 3の構成で行う。

(a)NNIの部品からインタフェース速度は1種類が適当であり、155.52 Mb/sデータ信

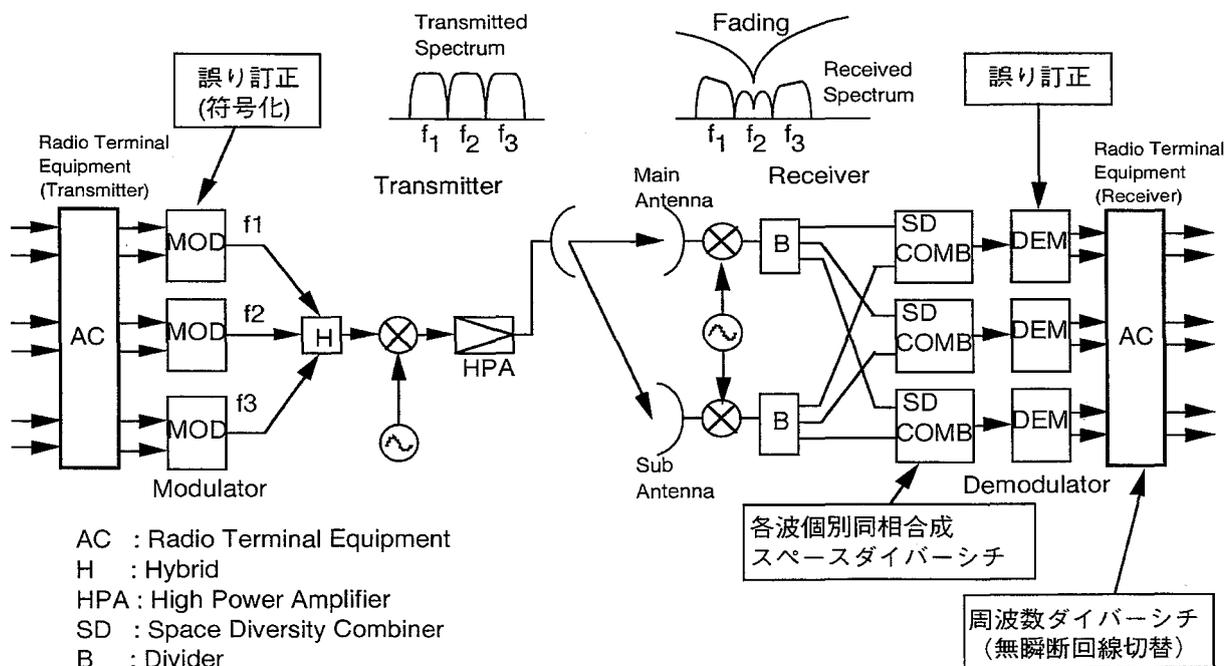


図2.17. 4.5.6G-300M 無線装置の構成

号速度は、電話主体の現時点では高速である。

(b)高品質ビデオ伝送のような 155.52 Mb/s 広帯域サービスの需要はまだ少ない。

(c)6.312 Mb/s と 155.52 Mb/s の間の信号速度を持っていればネットワークに柔軟に対応できる。

(d) 現状の CMOS LSI 技術は、52 Mb/s 以上の高速動作が困難であり、155.52Mb/s の信号速度を実現する LSI は困難である。無線端局装置は、52 Mb/s の 156 Mb/s のいずれにも設定変更で対応できる。物理的インタフェースとしては、伝送距離が長く信頼性の高い光ファイバとした。

(3) SOH 終端機能

無線端局装置がセクションを構成するためには以下のSOH終端機能を実現しなければならない。

- (a) フレーム構成の生成
- (b) 周波数調整
- (c) ポインタ機能によるスタッフ同期
- (d) BER 監視
- (e) 回線アラーム信号処理
- (f) 端局間の保守運用転送信号の処理 (e.g. システム切替制御信号)

(4) 誤り訂正(FEC)のフレーム構成

FECは、無線装置間で残留BERを改善するためのものである。FEC方式は各種無線方式で同一化させた。FECの諸元を以下に示す。

- (a) 誤り訂正符号 : BCH (239/255)2重誤り訂正符号
- (b) 情報ビットに対して2ビットの情報転送ビットを挿入し保守運用情報の転送に使用する。(図2.18.) 伝送路のクロック周波数は、入力周波数の 255/237 倍である。

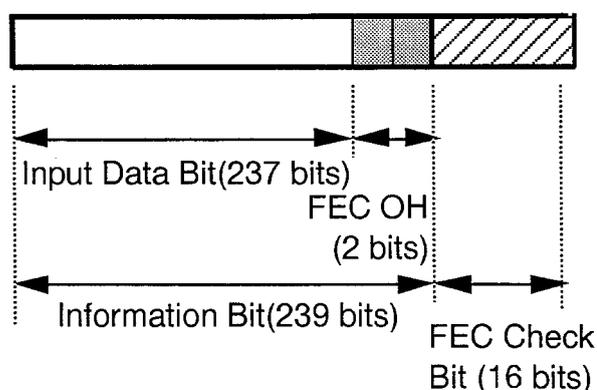


図 2.18. FEC フレーム構成

(c) 無線変調信号のスペクトル形状を平坦化させるため SDH フレームとは別に FEC フレームに同期したスクランブルも行う。

図 2.19. に誤り訂正による BER 改善効果の測定結果を示す。

無線区間の中継区間が複数である場合には、FEC OH のうち 1 ビットは送信端局から "0" を送信し中継区間で誤りフレームを検出すると反転させて "1" を下位区間に転送することにより上位区間での誤り発生が当該区間であることを検出する。図 2.20. は、誤り検出特性を示す。上位区間での誤り発生による誤検出は $BER < 10^{-2}$ の場合はほとんど発生しないため複数中継区間の 1 区間についてビットエラー検出が可能であることがわかる。

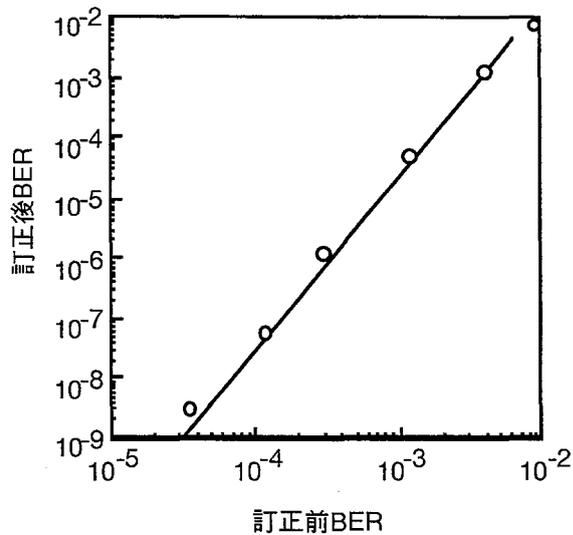


図 2.19. 誤り訂正効果

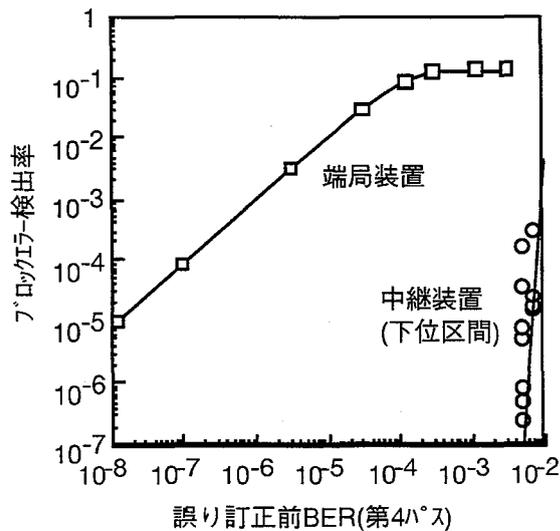


図 2.20. 誤り検出特性

(5) 現用予備回線切替方式

図 2.21. は、現用予備回線切替構成を示す。無線区間では、高速度 N:1 システム切替を行う。データ信号は、52 Mb/s であり、3×3マトリクススイッチで切り替えを行う。現用のBERが劣化したキャリアをキャリア単位でいずれの予備マルチキャリアにも切り替え可能な3N×3マトリクス構成無瞬断同期切替を行い周波数ダイバーシチを改善した。また、誤り訂正 (FEC)の誤り検出パルスにより回線劣化を検出するため低BERでBER劣化が発生する前に切替制御して現用回線のBER劣化を救済できる。

(6) 汎用無線端局装置

従来の方式では、伝送信号速度が異なり監視信号の挿入比も異なっていたため無線方式毎に無線端局装置の設計をしなければならなかった。本方式では、無線端局装置

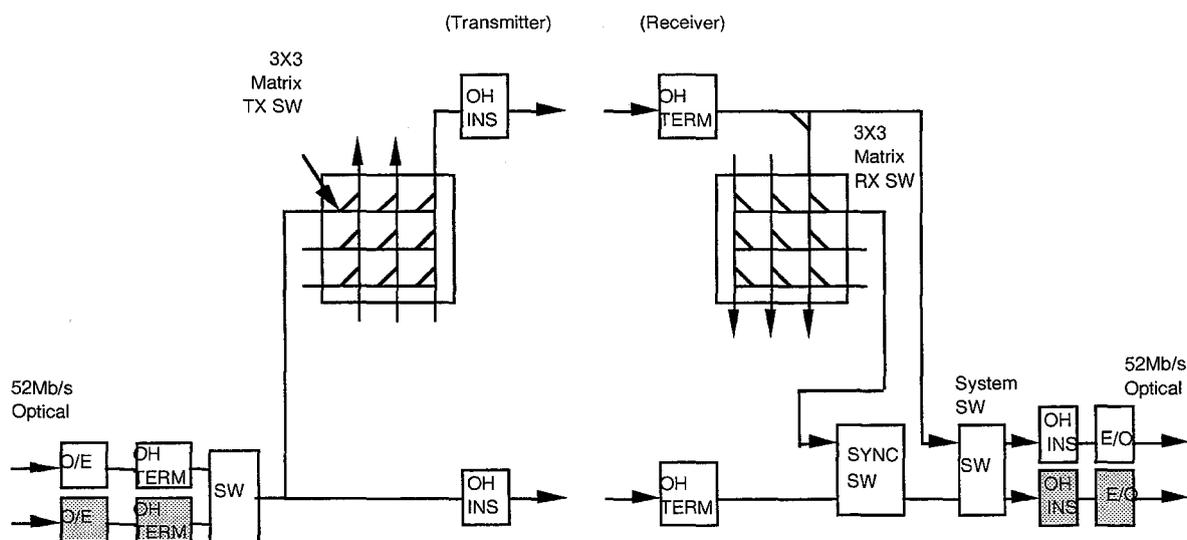


図 2.21. 無線端局装置の構成

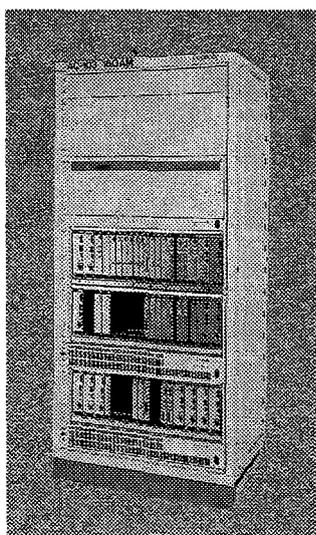


図 2.22. 無線端局装置の外観

表 2.3. 監視情報の伝送

区間	目的	伝送速度	必要CH		Section Overhead (SOH)							FEC Over-head	
			(注1) 共通	キャリア 7 毎	(注2) D1-D3	(注2) D4-D12	E1	E2	F1	B1	B2		K1
端局～端局	打合せ電話	64kb/s	○					○					
	無線回線切替制御	64kb/s	○			○							
	無線回線監視	64kb/s	○			○							
	セクション BER劣化検出	64kb/s		○							○		
端局～中継局	打合せ電話	32kb/s	○										○
	中継装置監視	32kb/s	○										○
	パフォーマンスモニター	32kb/s	○										○
	中継区間BERフレーム転送	54.7kb/s		○									○
	孤立防止チャンネル	32kb/s	○										○

(注 1) 全チャネルで数 CH 必要

(注 2) 156Mb/s (STM-1) の国内用の SOH を使用

の信号処理は52Mb/sで行う構成に共通化して256QAM方式, 16QAM方式および8PSK方式でパネルを共通化した。図 2.22. は、16QAM 無線端局装置の外観を示す。再下段のラックは共通部で、現用1+予備1システムが実装されており、1架で3システムまで実装可能である。

(7) 保守運用情報の転送機能

保守運用情報転送からは、表 2.3 に示すように端局装置—端局装置、端局—中継装置、中継装置—中継装置の3種に分類できる。

端局装置間の情報転送は、セクションオーバーヘッド (SOH) を使用して行う。SOH の使用方法は、CCITT G.708 に準拠している。回線制御信号のような高速データ信号転送は、156Mb/s (STM-1) の場合は、国内使用としてデータリンク (D4-D12 のバイト) を使用することができる。

端局と中継装置間の情報転送は FEC フレームの付加ビットにより行う。図 2.23.(a) は、NNI SOH を使用した復調器の構成を示す。FEC フレーム同期, 速度変換, スクランブル, NNI フレーム同期 は全ての中継装置で行われる。

図 2.23.(b) は、FEC OH を使用した復調器の構成を示す。FEC OH のドロップインサートは、FEC フレーム同期回路で行われる。

端局—中継装置間で伝送する情報ビットは、SOH を使わずに FEC フレームの付加ビットを使って中継装置の FEC フレーム同期回路で行うことができる。SOH を使用

しない理由は以下の通りである。

- (1) FECが端局に使用された場合は、FECの効果を最大にするため多値変調の差動符号変調方式の内側で行わなければならないためNNIのフレーム同期を中継装置で行うことは困難である。
- (2) FECが全ての中継装置に使用された場合は、FECフレーム同期は全ての中継装置で必要であり、NNIフレーム同期を併用して信号転送するのは経済的に不利である。また、NNIの信号速度に戻して処理することは速度変換が連続に接続されることになりジッタ特性が劣化する。
- (3) 多値変調方式でNNIフレームのシリアル信号を伝送する場合には、一般にパラレル信号に変換して伝送する。SOHのドロップインサートのLSIは、51.84 Mb/s (STM-1の1/3)で動作するように設計できる。SOHの中継装置で使用できるようにするためには、FECのフレーム信号を除いて元通りのシリアル信号に変換してNNIのフレーム同期を行うことが必要であり複雑である。

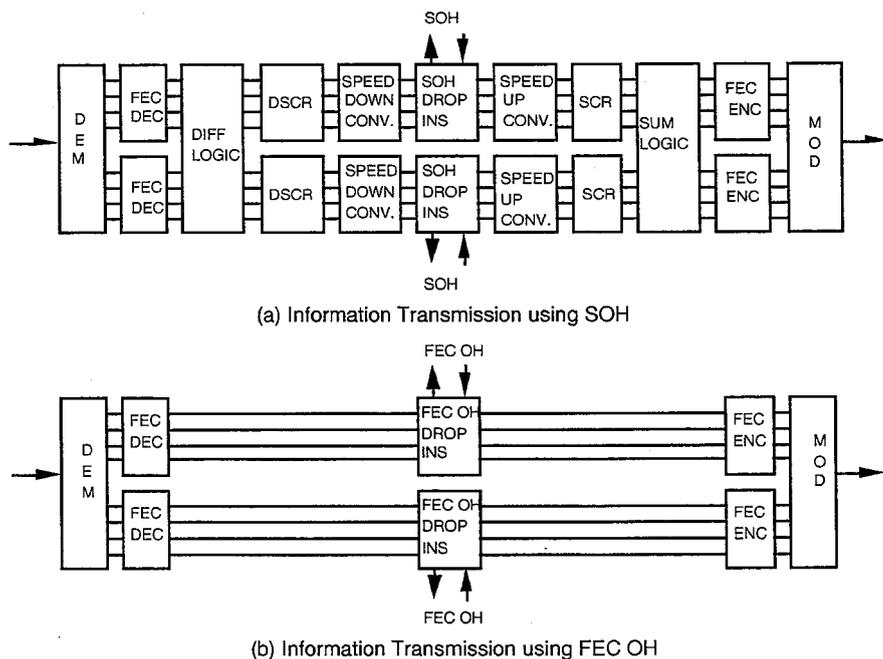


図 2.23. 中継器構成

2. 5 結言

マイクロ波のフェージング補償技術としてダイバーシチ方式について検討し、周波数ダイバーシチ、スペースダイバーシチ、誤り訂正の役割を述べマルチキャリア伝送方式の導入に伴う問題点と課題を明らかにした。さらに移動通信におけるセル間ダイバーシチの効果と役割を述べた。

また、CCITTで標準化されたSDH対応無線方式として4.5.6G-300M (256QAM)システム、4.5.6G-150M (16QAM)システム、11/15G-150M (8PSK)システムおよび11G-50M (4PSK)システムにおけるダイバーシチ技術として周波数ダイバーシチ、スペースダイバーシチ、誤り訂正技術の適用、構成法についての考え方について述べた。SDHの無線方式とのインタフェースおよび周波数配置を検討し、周波数ダイバーシチを実現する回線切替構成の役割を述べ、マルチキャリア方式の導入に伴う問題点と課題を明らかにした。



第3章 周波数ダイバーシチ

3.1 序言

マイクロ波回線のフェージングとしては2波干渉による周波数選択性フェージングが多く、伝搬路の主波～干渉波遅延時間差の逆数の周波数間隔でフェージングのディップ点が生じる。このため複数の無線チャンネルの全回線が同時に回線断となることは少ないことからマイクロ波回線では周波数の異なる無線チャンネルを複数用意し選択して用いることによる周波数ダイバーシチが有効である。特にデジタル回線では切替時にタイムスロットを合わせれば回線の品質を劣化させずに切り替えることができ、周波数ダイバーシチは非常に有効な手段となる^[24]。

さらに海上区間のようにフェージングが厳しい区間ではマルチキャリア伝送方式の適用が検討されている。マルチキャリア方式は、デジタル無線のフェージング時の伝送特性が帯域内振幅偏差で支配的に決定されることに注目し、1変調波当りに受ける帯域内振幅偏差を小さくすることによりフェージング時の伝送特性を改善させた方式であり、周波数選択性フェージングに対して大きい抑圧効果を得ることができる。一方、周波数ダイバーシチは、周波数の異なる予備回線を用意しておきフェージング時には現用回線を予備回線に切替えることにより回線断を救済する方式である。マルチキャリア方式では、予備チャンネルも複数のキャリアで構成されるため従来とは異なり種々の回線切替法が考えられ、最適な切替法は、その効果および経済性を見て決定する必要がある。

本論文は、デジタル無線方式の周波数ダイバーシチの推定法について検討したものであり、マルチキャリア方式の各種切替法を提案し周波数ダイバーシチ効果について論じたものである。

周波数ダイバーシチの改善効果を解析する方法としては、従来、異なる周波数の受信電力低下の同時確率分布を求める手法が用いられていたが、デジタルマイクロ波方式では、回線品質は、受信電力よりも帯域内振幅偏差が支配的であるため正確な推定ができなかった。このため、デジタルマイクロ波方式の周波数ダイバーシチ効果を推定するため、帯域内振幅偏差が許容値を超える確率をナイキスト周波数帯域の2周波数の受信電力分布の比の結合密度関数を積分することにより算出し、次に異なる2無線チャンネルの帯域内振幅偏差が同時に劣化して許容値を超える確率を算出することによりダイバーシチ効果を推定した。受信電力分布がm分布に従うとき受信電力の比の分布は2周波数における結合m分布の式で与えられる。ここで周波数相関係数が周波数に対して指数関数となる場合は比較的簡単な式で記述できる^[26]。本論文では、結合m分布により回線断の周波数相関を数値計算することにより周波数ダイバーシチ効果

の理論検討を行う。さらに、本手法の応用例として16QAM方式を例にとりフェージングの発生頻度の大きい長距離海上区間（中継距離97km, 主波干渉波遅延時間差9ns）の実伝搬路^[26]において符号伝送実験を行い、無線周波数間での回線断の同時発生確率を測定し、理論結果と比較する。

さらに海上伝搬路のように反射波が強い区間では周波数相関係数は直接波と反射波の遅延時間差により、ある定まった周波数差で強い相関を示し周波数相関係数は周波数の指数関数とならない場合がある。このような強反射区間の周波数相関係数は、3波マルチパスフェージングモデルによる近似式により推定できることが報告されている。

本論文では、マルチキャリア方式の回線切替における周波数ダイバーシチ効果を精度よく推定するため3波マルチパスフェージングモデルを仮定したシミュレーション計算し周波数相関係数ならびに回線断率の同時確率分布を求め周波数ダイバーシチ効果を求める。

3. 2 周波数ダイバーシチ効果の理論検討

3.2.1 デジタル方式におけるフェージングの影響

マルチパスフェージングが発生すると受信電力が低下し熱雑音の影響が大きくなったり、受信波の周波数特性が劣化するため波形歪を生じ伝送品質が劣化する。回線の伝送特性が著しく劣化し、雑音又は波形歪で符号の再生ができなくなると回線断となる。デジタル伝送路の回線断確率（時間率） P は、次式で表される^[28]。

$$P = P_r(1 + \eta)(P_d + P_n)$$

但し、 P_r はレイリーフェージング発生確率であり、 P_d は波形歪による回線断確率、 P_n は熱雑音、干渉雑音による回線断確率ある。 η は P_d と P_n の相乗効果による定数である。

デジタル無線方式の広帯域信号伝送においてマルチパスフェージングによる伝送特性の劣化は、伝送帯域内の振幅－周波数特性の劣化が熱雑音よりも大きな劣化要因となる。瞬時の伝送特性は帯域内の振幅－周波数特性に依存し、1次傾斜および2次傾斜を考慮する必要がある。しかし、実際のフェージング条件では周波数帯域幅に比べてフェージングのノッチ周波数間隔が大きいため、帯域内にフェージングのノッチが生じて2次傾斜が生ずる場合よりも帯域外にノッチが生じて1次傾斜により回線断となる場合が多い。このため統計的に回線断の時間確率を推定する場合には、振幅－周波数特性のナイキスト周波数の両端における一次傾斜（振幅偏差）の分布から推定することが可能である^[27]。

帯域内振幅偏差の分布は受信電力の周波数相関係数 $\rho(\Delta f)$ (Δf :周波数差)と受信電力分布から推定できる。

3.2.2 m分布による理論検討

(1)帯域内偏差に着目したダイバーシチ効果の評価法

フェージングによる受信電力分布は通常ガンマ分布が用いられるが、受信電界分布は、m分布に従い、結合分布式は比較的簡潔であるため本論文では、m形結合分布式を基にダイバーシチ効果の評価を行う。フェージング時の受信電界（電圧）Rの確率密度関数p(R)は次式で表わされる。

$$p(R) = \frac{2m^m R^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} R^2\right) \quad (3.1)$$

但し、Rは電波の振幅、 Ω は $\overline{R^2}$ （平均電力）であり、 Γ はガンマ関数である。またパラメータmはフェージングの深度であり、m=1ではレイリー分布に一致し、m=1/2では半ガウス分布となる。

f_1, f_2 の周波数における振幅 R_1, R_2 の2変数結合m分布は次式で表わされる。

$$p(R_1, R_2) = \frac{4m^{m+1}(R_1 R_2)^m}{\Gamma(m)\Omega_1 \Omega_2 (1-k_2^2)(k_2^2 \sqrt{\Omega_1 \Omega_2})^{m-1}} \cdot \exp\left[-\frac{m}{(1-k_2^2)} \left\{ \frac{R_1^2}{\Omega_1} + \frac{R_2^2}{\Omega_2} \right\}\right] \cdot I_{m-1}\left[\frac{2m_1 k_2 R_1 R_2}{(1-k_2^2)\Omega_1 \Omega_2}\right] \quad (3.2)$$

また、 f_1, f_2, \dots, f_n の周波数における振幅 R_1, R_2, \dots, R_n のn変数結合m分布は次式で表わされる^[26]。

$$p(R_1, R_2, \dots, R_n) = \frac{2^n R_1^{m-1} R_n^{m-1} \prod_{i=1}^n R_i}{\Gamma(m) \prod_{i=1}^{n-1} (1-k_{i+1}^2) \left(\prod_{i=1}^{n-1} k_{i+1}\right)^{m-1} \cdot (\sqrt{\Omega_1 \Omega_n})^{m-1} \prod_{i=1}^n \Omega_i} \cdot \exp\left[-\left\{ \frac{R_1^2}{(1-k_2^2)\Omega_1} + \frac{R_n^2}{(1-k_{n-1}^2)\Omega_n} + \sum_{i=2}^{n-1} \frac{(1-k_{i-1}^2)R_i^2}{(1-k_i^2)(1-k_{i+1}^2)\Omega_i} \right\}\right] \cdot \prod_{i=1}^{n-1} I_{m-1}\left[\frac{2_i k_{i+1} R_i R_{i+1}}{(1-k_{i+1}^2)\sqrt{\Omega_i \Omega_{i+1}}}\right] \quad (3.3)$$

但し、受信電力 R_i の2乗平均は、 $\overline{R_i^2} = m\Omega_i$ である。 k_j^2 は受信電力 R_i^2 と受信電力 R_j^2 との相関係数であり

$${}_i k_j^2 = {}_i k_{i+1}^2 \cdot {}_{i+1} k_{i+2}^2 \cdots {}_{j-1} k_j^2 \quad (\text{マルコフ過程})$$

の関係を仮定する。

受信電力 R_i の 2 乗平均 $\overline{R_i^2} = m\Omega_i = P_i$ とおくと次式となる。

$$p(R_1, R_2, \dots, R_n) = \frac{2^n m^{m+n-1} R_1^{m-1} R_n^{m-1} \prod_{i=1}^n R_i}{\Gamma(m) \prod_{i=1}^{n-1} (1 - k_{i+1}^2) \left(\prod_{i=1}^{n-1} k_{i+1} \right)^{m-1} \cdot (\sqrt{P_1 P_n})^{m-1} \prod_{i=1}^n P_i} \cdot \exp \left[-m \left\{ \frac{R_1^2}{(1 - k_2^2) P_1} + \frac{R_n^2}{(1 - k_n^2) P_n} + \sum_{i=2}^{n-1} \frac{(1 - k_{i+1}^2) R_i^2}{(1 - k_i^2) (1 - k_{i+1}^2) P_i} \right\} \right] \cdot \prod_{i=1}^{n-1} I_{m-1} \left[\frac{2 m_i k_{i+1} R_i R_{i+1}}{(1 - k_{i+1}^2) \sqrt{P_i P_{i+1}}} \right] \quad (3.4)$$

3 周波数 f_1, f_2, f_3 の場合、マルコフ過程における f_1, f_3 の相関係数 k_3^2 は f_1, f_2 の相関係数 k_2^2 および f_2, f_3 の相関係数 k_3^2 により

$$k_3^2 = k_2^2 \cdot k_3^2$$

で表される。この関係を満たす相関係数は指数形であることが知られており、マイクロ波帯の周波数相関係数は

$$k^2 = \exp(-\alpha \Delta f)$$

であることが知られている。但し、 Δf は周波数差、 α は定数である。

1 無線チャンネル内で発生する偏差の確率分布を求めるためには受信電界 R_1, R_2 の比 $S = R_2 / R_1$ の分布を求めればよい。 R_1, R_2 をナイキスト周波数の両端にとれば帯域内振幅偏差は $20 \log(S)$ (dB) で表される。帯域内振幅偏差は左傾斜と右傾斜の場合があり、回線の伝送品質は帯域内振幅偏差の絶対値で表され、これが許容値を超えた場合回線断となる。 m 分布変数 R_1, R_2 の比 $S = R_2 / R_1$ の確率密度関数 $f(S)$ は R_1, R_2 の 2 変数結合 m 分布 $p(R_1, R_2)$ の積分

$$f(S) = \int_0^\infty p(R_1, SR_1) R_1 dR_1 \quad (3.5)$$

で与えられる¹⁸⁶⁾。帯域内振幅偏差 S の値が回線断の許容値 z (但し $z > 1$) を超える確率 $P(z)$ (累積関数) は右傾斜と左傾斜を考慮して $f(S)$ を s の $0 < S < 1/z$ および $z < S < \infty$ の区間で積分することにより得られ

$$P(z) = \int_0^{1/z} f(S) dS + \int_z^\infty f(S) dS \quad (3.6)$$

により与えられる。

次に2回線の帯域内振幅偏差の結合確率分布を求める。そのため図3.1.に示すような相関を有する4変数 R_1, R_2, R_3, R_4 の結合分布 $p(R_1, R_2, R_3, R_4)$ よりこれらの比

$$S_1 = R_2 / R_1$$

$$S_2 = R_4 / R_3$$

の2変数確率密度関数 $f(S_1, S_2)$ を求める。

$$\begin{aligned} f(S_1, S_2) &= \int_0^\infty \int_0^\infty p(R_1, S_1 R_1, R_3, S_2 R_3) \cdot \left| \frac{\partial(R_1, S_1, R_3, S_2)}{\partial(R_1, R_2, R_3, R_4)} \right|^{-1} dR_1 dR_3 \\ &= \int_0^\infty \int_0^\infty p(R_1, S_1 R_1, R_3, S_2 R_3) \cdot R_1 R_3 dR_1 dR_3 \end{aligned} \quad (3.7)$$

ただし、 $\left| \frac{\partial(R_1, S_1, R_3, S_2)}{\partial(R_1, R_2, R_3, R_4)} \right|^{-1}$ はヤコビアンである。

2回線で帯域内振幅偏差 S_1, S_2 の値が同時に許容値 $z(z>1)$ を超える場合周波数ダイバーシチ効果は無くなりその確率(時間率)つまり累積分布関数 $P(z)$ は $f(S_1, S_2)$ を

$$0 < S_1 < 1/z \text{ または } z < S_1 < \infty$$

$$0 < S_2 < 1/z \text{ または } z < S_2 < \infty$$

の区間で積分することにより得られ次式で与えられる。

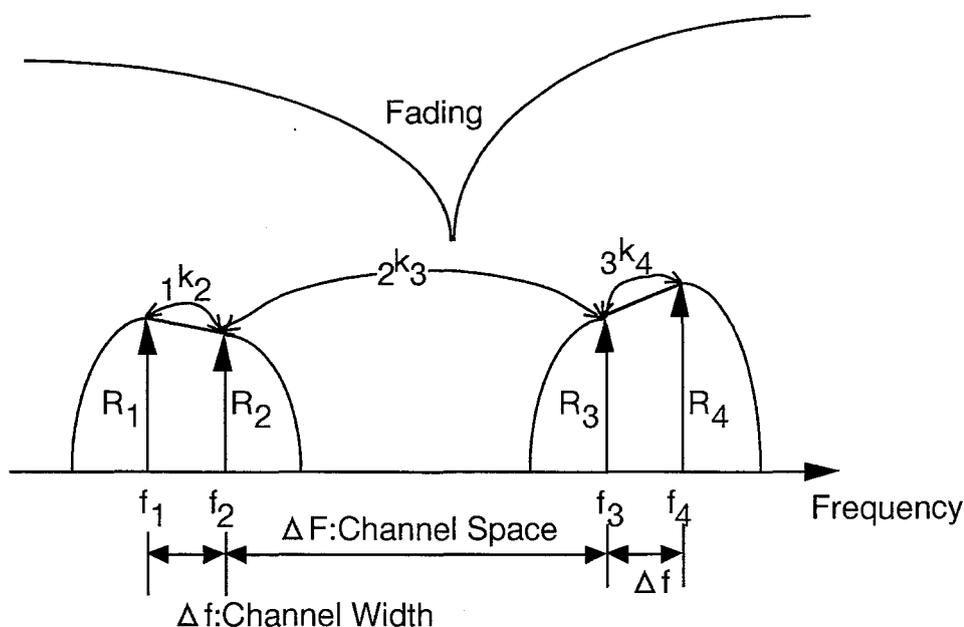


図 3.1. 周波数相関係数

$$\begin{aligned}
P(z) = & \int_0^{1/z} \int_0^{1/z} f(S_1, S_2) dS_1 dS_2 + \int_0^{1/z} \int_z^\infty f(S_1, S_2) dS_1 dS_2 \\
& + \int_z^\infty \int_0^{1/z} f(S_1, S_2) dS_1 dS_2 + \int_z^\infty \int_z^\infty f(S_1, S_2) dS_1 dS_2
\end{aligned} \tag{3.8}$$

3.2.3 多重周波数ダイバーシチへの拡張

無線チャンネルが n 回線の場合は n 回線の帯域内振幅偏差の確率分布を求めなければならぬ。 n 回線の各回線のナイキスト帯域幅に相当する $2n$ 個の周波数 f_1, f_2, \dots, f_{2n} の受信電界 R_1, R_2, \dots, R_{2n} の確率密度関数 $p(R_1, R_2, \dots, R_{2n})$ より帯域内振幅偏差

$$S_1 = R_2/R_1, S_2 = R_4/R_3, \dots, S_n = R_{2n}/R_{2n-1}$$

の確率密度関数 $f(S_1, S_2, \dots, S_n)$ を求める。

$$\begin{aligned}
& f(S_1, S_2, \dots, S_n) \text{ は, } p(R_1, R_2, \dots, R_{2n}) \text{ の多重積分} \\
f(S_1, S_2, \dots, S_n) = & \int_0^\infty \int_0^\infty \dots \int_0^\infty p(R_1, S_1 R_1, R_3, S_2 R_3, \dots, R_{2n-1}, S_n R_{2n-1}) \cdot R_1 R_3 \dots R_{2n-1} dR_1 dR_3 \dots dR_{2n-1}
\end{aligned} \tag{3.9}$$

から計算できる。これより 3 回線以上の帯域内振幅偏差の同時発生確率も S_1, S_2, \dots, S_n の値が同時に回線断の許容値 z を越える確率 $P(z)$ を求めることにより計算できる。

現用 N 回線, 予備 q 回線の周波数ダイバーシチでは, q 重の回線断は救済できるが, $q+1$ 重以上の回線断は救済できない。また, $q+2$ 重以上の回線断の発生確率は $q+1$ 重に比べて無視できるので周波数ダイバーシチ後の回線断の確率は $q+1$ 重回線の回線断の発生確率で近似できる。従って, 現用 N 回線の回線断の確率の平均値は, $N+q$ 回線の回線断の全ての $q+1$ 重の組合せ C_{N+q}^{q+1} の同時発生確率の平均で計算できる。

3.2.4 デジタルマイクロ波方式への応用例

(1) 帯域内振幅偏差の発生確率

ここでは 16QAM マイクロ波方式を例にとり, 実際に推定を試みる。まず, 異なる無線チャンネル間の帯域内振幅偏差の発生の同時性について評価する。(3.2) 式および (3.5) 式により帯域内振幅偏差の発生確率, (3.4) 式および (3.8) 式により 2 回線の帯域内振幅偏差の同時発生確率を計算できる。2 チャンネルの回線 A, B の場合, 回線 A のナイキスト周波数の両端における受信電界を R_1, R_2 とし, 回線 B のナイキスト周波数の両端における受信電界を R_3, R_4 とし (2.6) 式を使って帯域内振幅偏差の結合分布をもとめる。 R_1^2 と R_2^2 の相関係数 k_2^2 および R_3^2 と R_4^2 の相関係数 k_4^2 は回線のナイキスト周波数の両端における受信電力の相関係数であり帯域内振幅偏差の分布のパラメータであり 2.1 節で述べた $\rho(\Delta f)$ に相当する。 R_1^2 と R_3^2 の相関係数 k_3^2 は回線間の相関係数を表し以下簡略化のため k^2 で記述する。 $\rho(\Delta f)$ および k^2 は伝搬区間の距離, 遅延時間

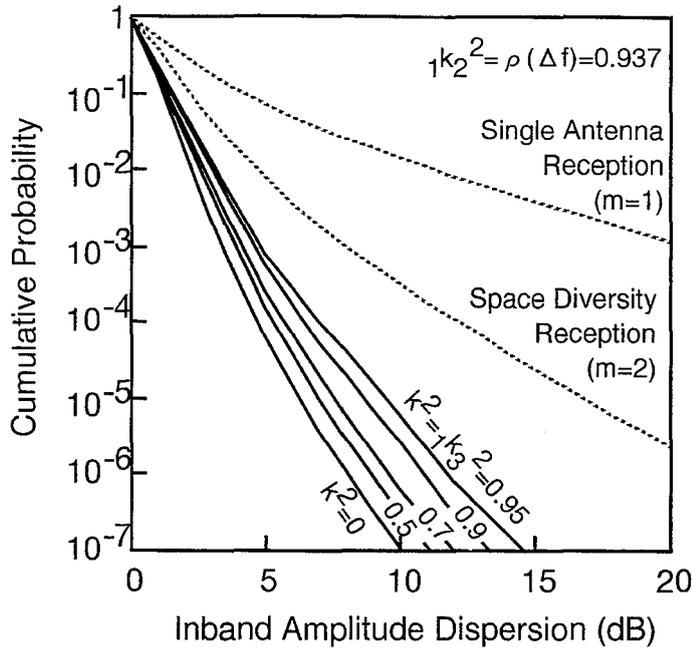


図 3.2. 異なる無線チャンネルにおける帯域内振幅偏差の同時発生確率

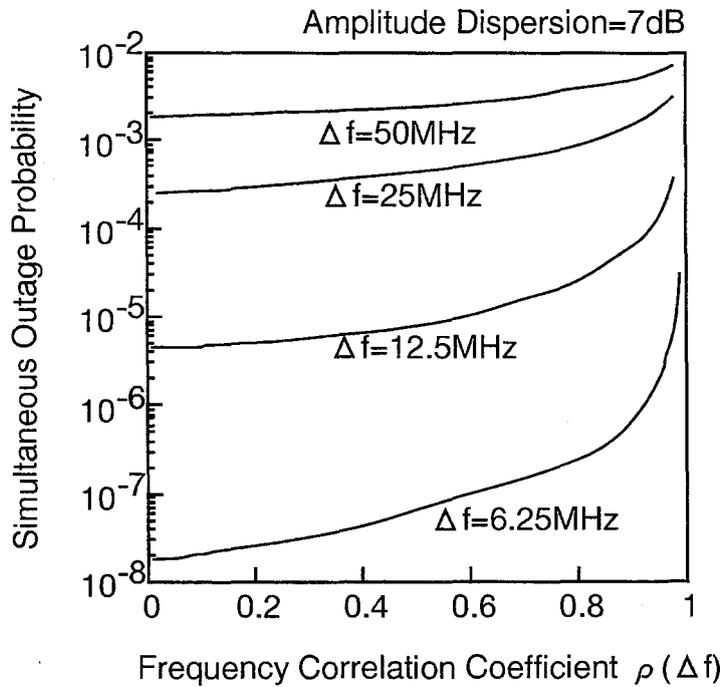


図 3.3. 異なる無線チャンネルの帯域内振幅偏差が許容値を越える同時確率

差等をパラメータとし周波数の関数である。3.3節で述べる実験区間の場合について12.5MHz帯域幅における周波数相関係数は $\rho(\Delta f)=0.937$ であり帯域内振幅偏差の発生確率の計算結果を図3.2.に示す。 $m=1$ はレイリーフェージングの単一受信の帯域内振幅偏差、 $m=2$ はスペースダイバーシチ受信の場合の帯域内振幅偏差となる。 $k^2=0$ のとき帯域内振幅偏差の発生は2回線の間で独立(ランダム)であるため同時発生確率は帯域内振幅偏差の発生確率の2乗の発生確率となっている。また、 $k^2=1$ のときには完

全相関であり、回線の帯域内振幅偏差の発生確率と同一となり、周波数ダイバーシチ効果は失われる。

(2) 符号速度と瞬断率の関係

スペースダイバーシチ受信、トランスバーサル自動等化器のフェージング補償を装備した受信機ではフェージングによる帯域内振幅偏差が 7dB を超えると急激に符号誤りが増加する。図 3.3. は、回線断の発生する帯域内振幅偏差の許容値を 7dB としたとき帯域幅が 6.25 MHz, 12.5 MHz, 25 MHz, 50 MHz の場合について 2 回線が同時に回線断となる確率を示す。2 回線間の回線断発生の事象が独立 (相関係数=0) であるとき、同時確率は 2 回線の瞬断の積に等しい最小値であり、相関係数の増加に伴い同時確率は増加し、 $k^2 > 0.9$ で急激に増加し $k^2 = 1$ では完全相関となるため、回線断の発生確率と同一の値まで増加する。また、帯域幅が狭くなるにつれて回線間の周波数相関係数 k^2 の影響を受けやすくなる。

(3) 周波数ダイバーシチ効果

図 3.4. は異なる無線チャンネルの帯域内振幅偏差が許容値を同時に超える同時確率であり 2 回線の回線断の同時確率の数値計算結果を示す。2 回線の周波数ダイバーシチ効果は回線断の確率を周波数ダイバーシチにより救済できない確率 (2 回線同時断の確率) で割った値で算出できる。図 3.5. に現用 1 回線予備 1 回線の場合の周波数ダイバーシチ効果を各回線の受信電力の相関 k^2 をパラメータにとって示す。各回線の回線断の確率が高くなると周波数ダイバーシチ効果は低下し、また回線間の相関係数が大きく

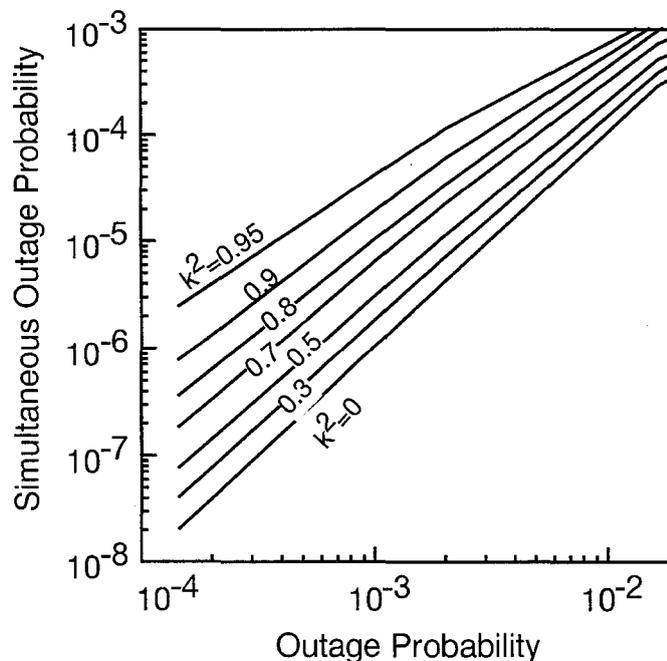


図 3.4. 異なる無線チャンネルの帯域内振幅偏差が許容値を越える同時確率

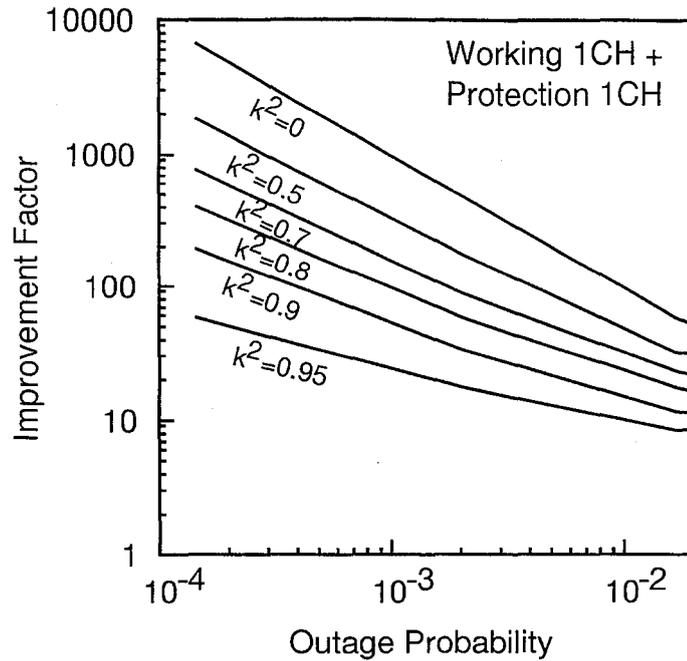


図 3.5. 周波数ダイバーシチ効果

なるにつれ周波数ダイバーシチ効果は低下する。回線断の確率0.1%以下では周波数ダイバーシチ効果は回線間の相関係数 $k^2 > 0.9$ 以上になると無相関の場合の推定値より約2桁劣化する。

3. 3 周波数ダイバーシチ効果の実験的検討

3.3.1 実験構成

フェージング発生頻度の大きい長距離海上区間の実伝搬路において16QAM デジタルマイクロ波信号の符号伝送実験を行い、BER 特性、瞬断の同時発生確率の測定を行った^[86]。図 3.6. に実験区間の見通し図を示す。実験区間の送受信点間の距離は97km であり、実効反射減衰量 6.7dB、主波干渉波遅延時間差 9ns である。回線断の同時確率

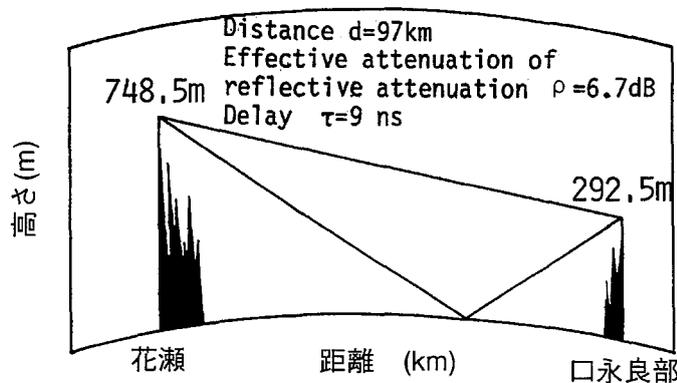


図 3.6. 実験区間の見通し図

および符号誤りの周波数相関を測定するため、4640,4700,4780,4820,4840 MHzの周波数の伝送容量50Mb/sの16QAM 信号(12.5MHz帯域幅)を伝送し各回線の符号誤り率および帯域内振幅偏差を測定した。

3.3.2 実験結果と考察

12.5MHz帯域での単一受信およびスペースダイバーシチ受信の帯域内振幅偏差の測定結果を図3.7.に示す。同図の実線はm分布より理論計算した帯域内振幅偏差の発生確率を示す。単一受信はm=1のm分布、スペースダイバーシチ受信はm=2のm分布より算出した帯域内振幅偏差の発生確率によく一致することを確認した。

フェージング時の符号誤り率の累積分布を2チャンネルA,Bの一例について図3.8.に示す。同図の破線は2回線同時に横軸の符号誤り率を越える確率を示す。BER>10⁻⁴を回線断とすれば同図の10⁻⁴の累積確率は各回線の回線断の確率と2回線間の回線断の同時確率を示す。図3.8.で示した実験系の他のチャンネルの周波数の組合せについても同様に回線断の同時確率を測定した。図3.9.は、2回線のBERが10⁻⁴を越える同時確率の測定値を2回線の周波数間隔を横軸にとって示したものである。同図の実線は12.5MHz帯域での周波数相関係数 $\rho(\Delta f)=0.937$ のときに帯域内振幅偏差が7dBを超える確率より算出した理論値である。周波数間隔が広がるに従って回線断の周波数相関は小さくなり、指数関数的に減少することがわかった。また、この区間では $1/\tau=108$ MHzであり、108 MHzピッチで繰り返しディップが生ずる。従って108 MHzの周波数差で回線二重障害の発生確率が大きくなることが予想された。しかし実験結果では実際にはその影響は少なかった。これは、フェージング時には τ の値が一定ではなく変動し

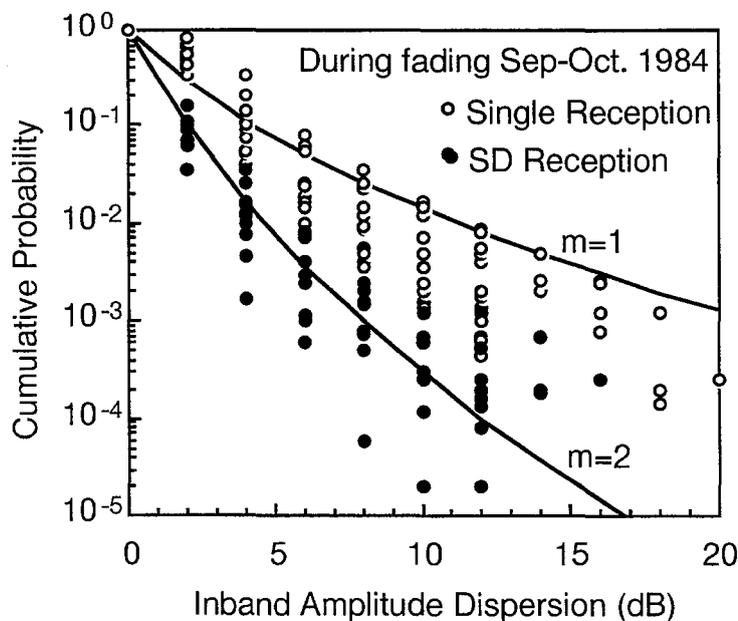


図3.7. 帯域内振幅偏差の発生確率

ていたためと思われる。また、同図の破線はアナログ方式の理論値として回線断が受信レベルが40dB低下で生ずるとした同時回線断確率を示す。2桁以上異なる実測結果から帯域内振幅偏差の同時瞬断発生確率の理論計算が妥当であることがわかる。また、回線の回線断の確率を横軸にとった場合の異なる無線チャンネルでBERが 10^{-4} を超えた時間率の同時回線断の確率の測定結果を図3.10.に示す。同図の実線は回線間の周波数相関係数 $k^2=0.86$ の理論値であり、実験回線における受信レベルの相関係数は $k^2=0.86$ 程度であったと推定される。

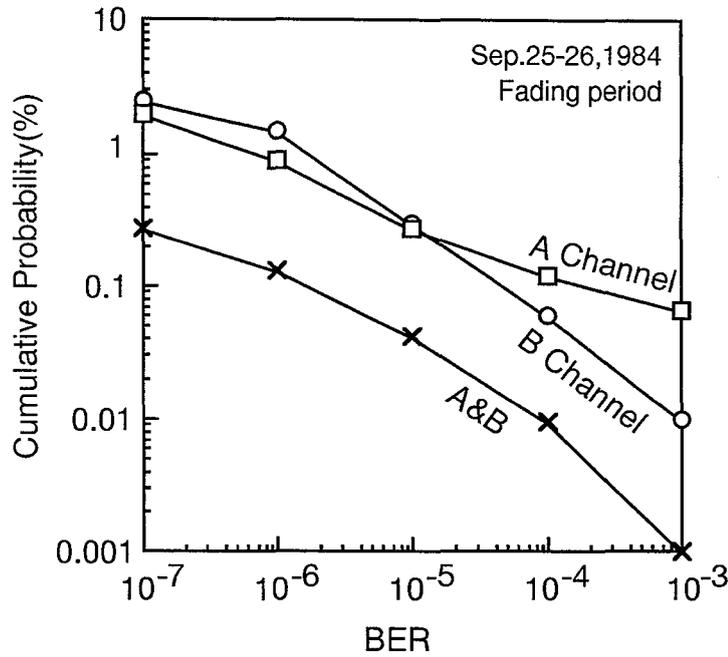


図 3.8. 符号誤り率分布

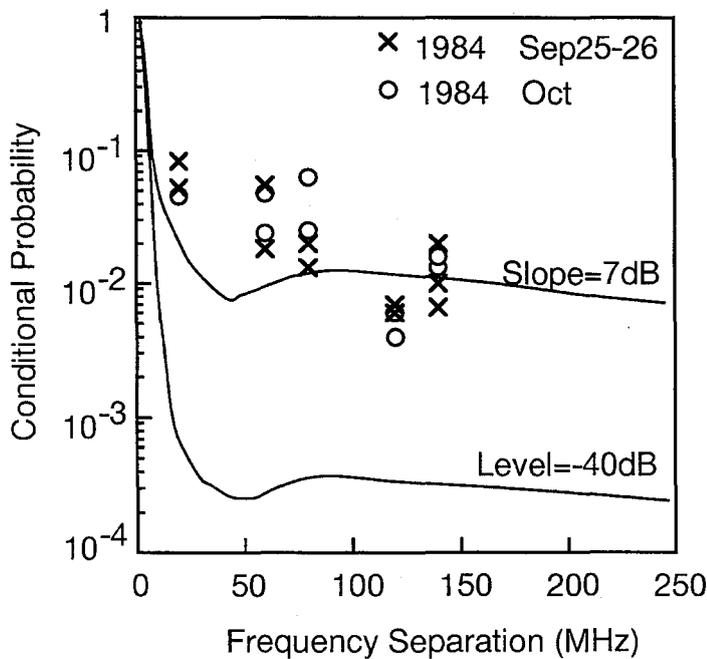


図 3.9. 周波数ダイバーシチによる回線断時間の改善率

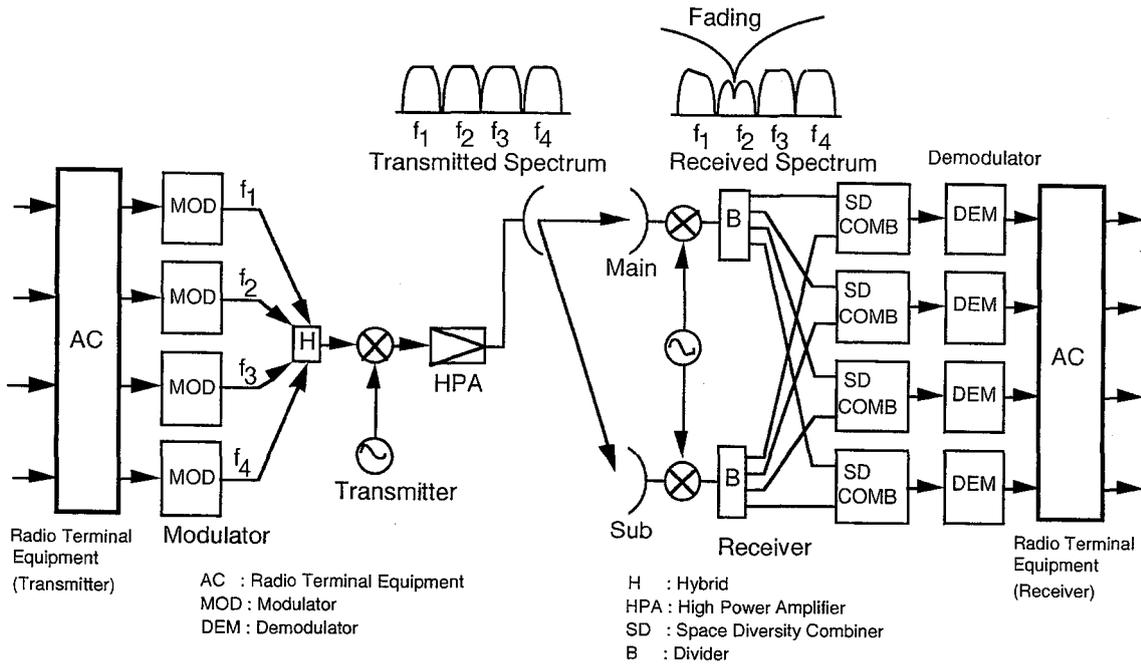


図 3.11. マルチキャリア方式送受信系の構成

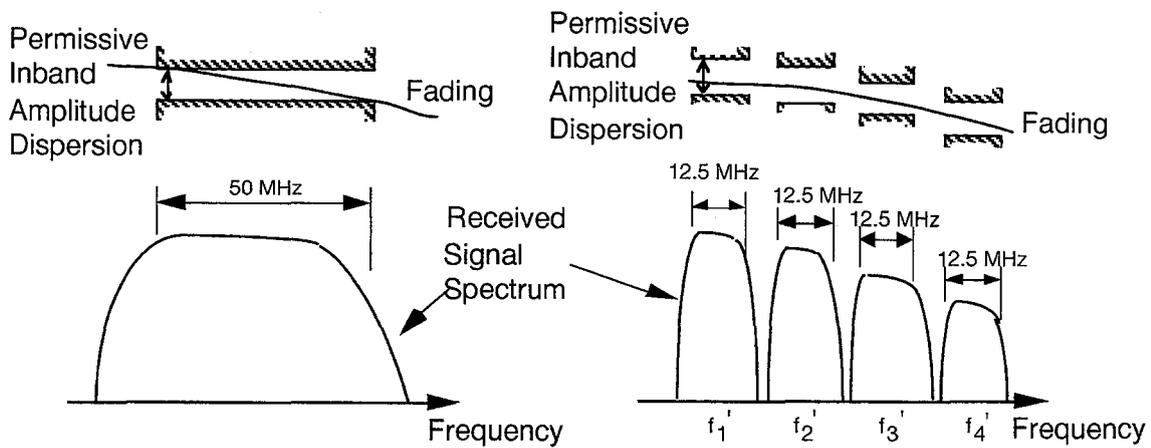


図 3.12. マルチキャリアの効果

際の構成を図 3.13. に示す。

(a) システム切替

現用 N システムのうち回線断となった 1 システムを予備システムにシステム単位に切替る。

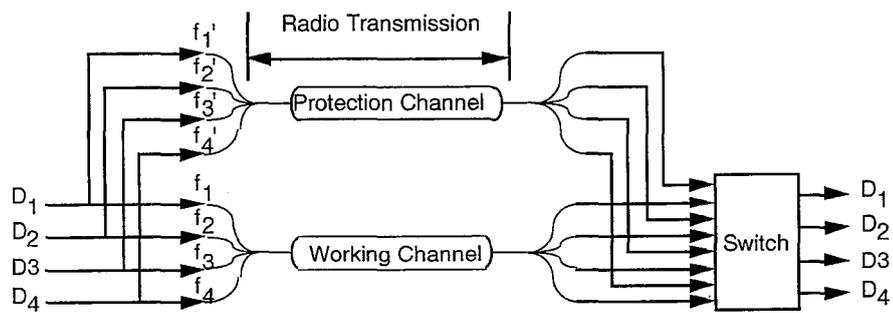
(b) 切替先固定キャリア切替

現用回線のうち回線断となったプライマリキャリア (マルチキャリアを構成する 1 波ごとのキャリア) をキャリア単位で予備回線のプライマリキャリアに切り換える方法で現用回線と予備回線のプライマリキャリア間を N 対 1 切替に対応させる。

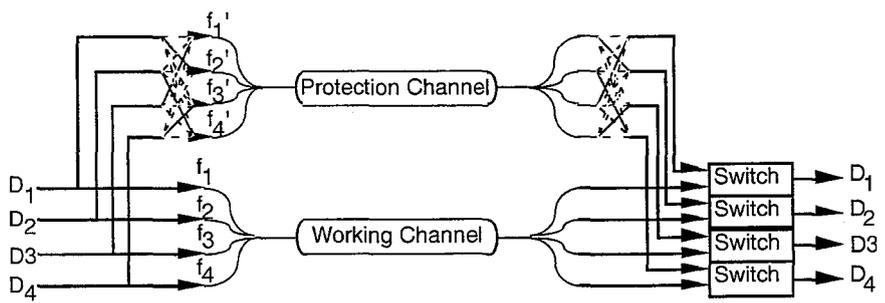
(c)マトリクス切替

現用Nシステムのプライマリキャリアを予備回線の任意のプライマリキャリアに切り換える。

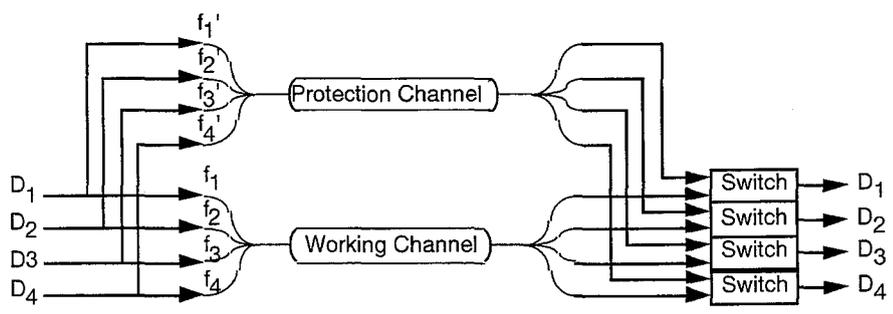
選択性フェージングでは、伝搬路の主波～干渉波間の遅延時間差を τ (nS)とすると $1/\tau$ の周波数間隔でフェージングのノッチ（最も減衰する点）が生じるため、マルチキャリアで構成された1システムの中の全キャリアが同時に回線断となる確率は非常に小さいことが予想される。周波数選択性フェージングが発生したときの周波数ダイバーシチ効果が生じる様子を図3.14.に示す。 $f_1 \sim f_4$ は、現用システムのマルチキャリアの中心周波数であり、 $f'_1 \sim f'_4$ は、予備システムのマルチキャリアの中心周波数である。フェージングにより回線断となった現用キャリア f_2 は、予備キャリア f'_2 に切り換えら



(a) System Switch



(b) Carrier Fixed Switch



(c) Matrix Switch

図 3.13. マルチキャリア回線切替の各種構成法

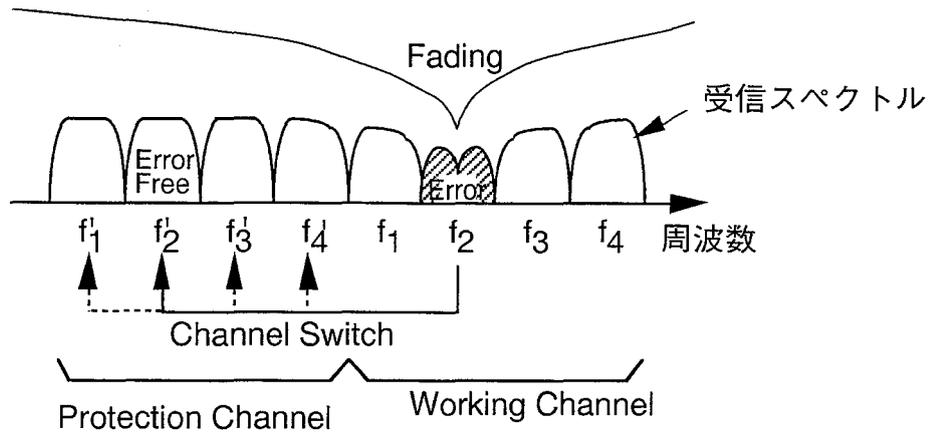


図 3.14. 周波数配置ダイバーシチ効果

れる。フェージング特性は、 $1/\tau$ の周波数間隔および隣接するキャリア間で周波数相関が高く、切替先の予備回線も同時に回線断となる確率が大きいため回線切替効果が少ないと考えられる。しかし、マルチキャリア内の互いに接近しているキャリアのすべてが同時に回線断となる確率は小さいと考えられる。従ってマルチキャリアの回線切替ではシステム単位で複数のマルチキャリアを同時に切り換えるのではなく回線断となったキャリアのみ予備の正常なキャリアに回線切替する構成の方が周波数ダイバーシチ効果が大きくなると考えられる。

3.4.2 マルチキャリア方式の周波数ダイバーシチ効果

(1) フェージングモデル

周波数ダイバーシチ効果は、異なるチャンネル間の受信電力の周波数相関として考えられ、周波数相関係数 $\rho(\Delta f)$ により推定可能である。陸上区間の反射波の小さい伝搬路では、 $\rho(\Delta f)$ は Δf の指数関数となっており周波数に関してマルコフの関数が成り立つため、異なる2チャンネルで同時に回線断となる時間率の累積分布は結合m分布として比較的簡単な式で近似でき、回線切替効果の理論算出が容易である^[28]。

一方、回線切替により切替効果を期待しなければならないようなフェージングの厳しい海上伝搬路では、 $\rho(\Delta f)$ は3波マルチパスフェージングモデルを仮定した理論結果^[80]より推定できるがこれは Δf の単純な指数関数とはならず、2回線同時断の時間率を結合m分布を使って解析することは複雑であり困難である。また、 $\rho(\Delta f)$ の近似式は Δf の比較的小さい領域では周波数帯域内振幅偏差の算出のために近似式が示されているが、周波数ダイバーシチの解析のために必要である周波数差の大きい領域における相関係数の推定式が示されていない。従って、無線チャンネル間の受信電力および帯域内振幅偏差の相関の推定が困難であった。

フェージングモデルとしては、無線回線の瞬断時間の推定等には2波モデルがよく

使用されるが、異なる無線チャンネル間の周波数相関等の解析としては広帯域における周波数特性を問題とするため3波モデルによる解析が必要である。本論文は、より実際の伝搬路に近い3波モデルを対象にマトリクス回線切替効果を推定しその改善効果を明らかにする。3波モデルは、受信波が直接波とダクトによる2波に加えて大地、海面反射波を考慮する3波の合成であると仮定する。3波モデルによる受信電力は(2.18)式で与えられる。

スペースダイバーシチ受信後の受信電力分布を求めるため(2.18)式の $P(f)$ を主アンテナおよび副アンテナでそれぞれ考慮し、変調波の帯域周波数の中心周波数で合成後の電力が最大となるように位相合成を行う同相合成スペースダイバーシチ受信のシミュレーションを行った。

(2) 周波数相関係数

図3.15.は、現実の伝搬路として大開(神戸)～岸和田の33.5 km 区間について3波モデルによりシミュレーション計算して求めた $\rho(\Delta f)$ の理論値であり、同図にプロットした点は、複数のFM回線の受信電力を同時観測して求めた実測値である。図3.16.は、大開(神戸)～岸和田の見通し図を示す。3波モデルのパラメータは、直接波の振幅 $r_0 = 1$ 、第2波を反射波とし振幅比 $r_1/r_0 = -2.2$ dB、直接波～反射波の遅延時間差 $\tau = l_1/c = 3.2$ ns (c は光速)、第3波としてダクト波の振幅比 $r_2/r_0 = -0.9$ dB、通路長差 $l_2 = 0$ cmである。図3.17.はFM回線の周波数配置を示す。実測値は、理論値と広帯域にわたって一致しており3波モデルにより周波数ダイバーシチの推定が妥当であることを示す。

図3.18.の実線は、異なる無線チャンネルにおける受信電力低下の同時発生確立のシ

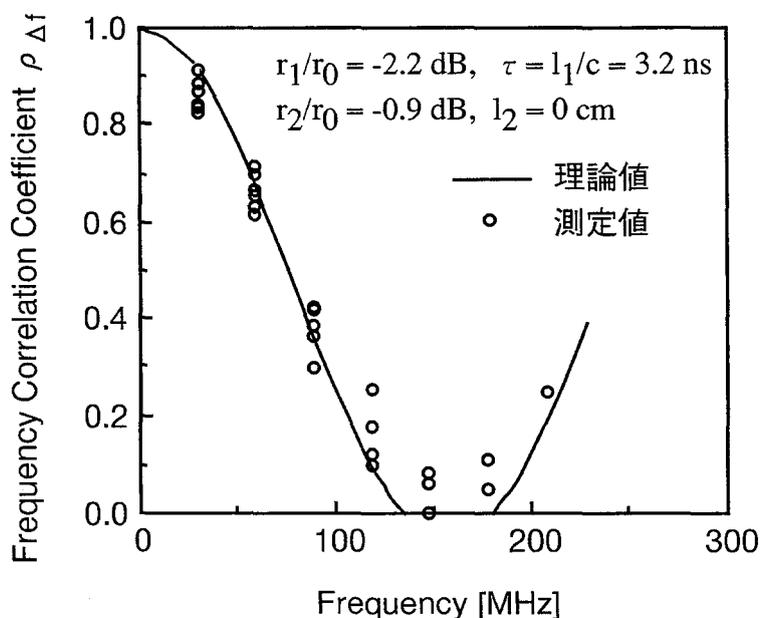


図3.15. 周波数相関係数

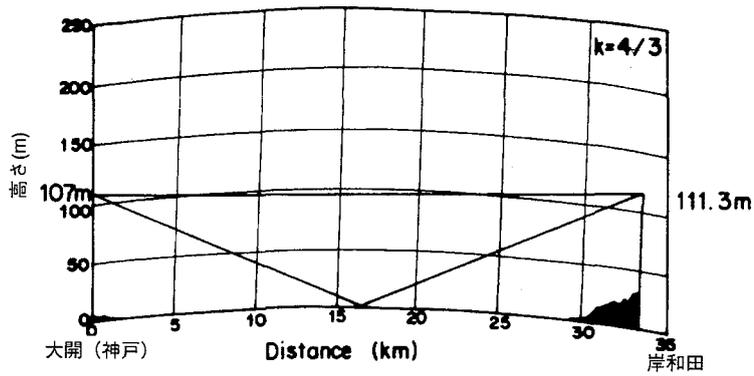


図 3.16. 実験区間の見通し図

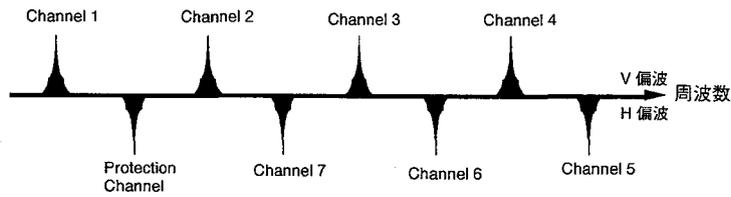


図 3.17. FM 方式の周波数配置

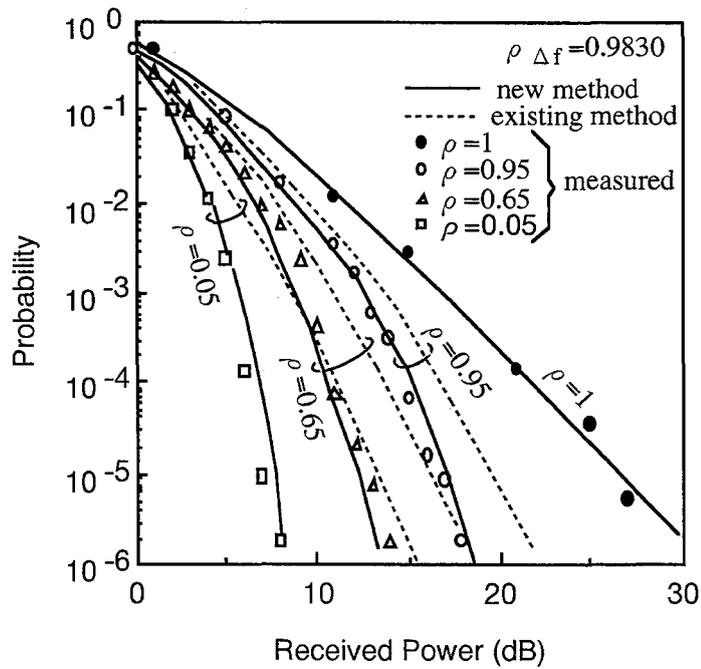


図 3.18. 異なる無線チャンネルに置ける受信電力低下の同時発生確率

ミュレーション計算結果を示す。但し、 ρ は、異なる無線チャンネルの周波数間隔に対する受信電力の周波数相関係数である。また、破線は結合m分布の理論式より得られた結果である。更に同図にプロットした点は実伝搬路の測定結果であり、3波モデルのシミュレーション結果とよく一致している。結合m分布の理論式より得られる受信電力の同時発生確率分布は、チャンネル間の周波数間隔が小さく ρ が1に近い場合は比較的よく一致するが広い周波数間隔における同時分布を推定する場合は困難であることがわかる。FM回線のようにスペクトルが中心周波数付近に集中している回線の周波数ダイバーシチ効果は受信電力の同時相関により推定できる。許容受信電力の低下は、通常では定常時の-30~-40dB以下に設計するため従来の推定法では回線断が受信入力への低下に支配的なFM回線では周波数ダイバーシチ効果を低めに見込むことになる。また、周波数選択性フェージングでは $1/\tau$ の周波数間隔で相関が高くなり、それ以外の周波数では逆相関になっており同時に受信電力が大幅に低下する確率は少ないことが予想される。

デジタル無線方式では、占有スペクトル幅が広いいため選択性フェージングが生じた場合には、伝送帯域内の振幅一周波数特性の劣化の方が熱雑音よりも伝送特性を大きく劣化させる要因となる。瞬時の伝送特性は帯域の振幅一周波数特性に依存し、1次傾斜および2次傾斜を考慮する必要がある。しかし、実際のフェージング条件では周波数帯域幅に比べてフェージングのノッチ周波数間隔が大きいため、帯域内にフェージングのノッチが生じて2次傾斜が生ずる場合よりも帯域外にノッチが生じて1次傾斜により回線断となる場合が多いと考えられる。このため統計的に回線断の時間確率を推定する場合には、振幅一周波数特性のナイキスト周波数の両端における1次傾斜

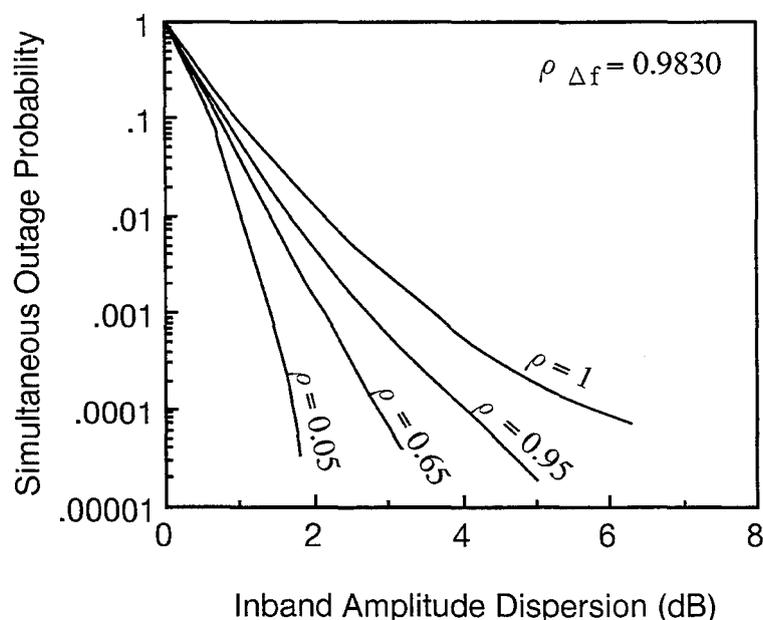


図 3.19. 異なる無線チャンネルにおける帯域内振幅偏差の同時発生確率

(振幅偏差)の分布から推計することが可能である¹⁴⁾。帯域内振幅偏差の分布は、受信電力の周波数相関係数 $\rho(\Delta f)$ と受信電力分布から推定できる。

デジタル無線回線の異なる2回線の間で同時に回線断が発生する確率を推定するためには帯域内振幅偏差が許容値を超える同時確率を求めればよい。図3.19.は、異なる無線チャネルにおいて帯域内振幅偏差が同時に許容値を超える確率を示す。 $\rho=1$ の場合は各回線で断となったとき他の回線も同時に断であり各回線の断率に等しい。周波数間隔が広く周波数相関係数が小さければ2回線で同時に断となる確率は各回線の断率の2乗以下であり、2回線の確率事象がランダムであると仮定した場合よりも回線切替効果が大きい。回線断を生ずる帯域内振幅偏差の許容値は中断装置の変調形式や装置パラメータに依存するもので伝搬路定数に依存しない。

(3) マルチキャリア方式における回線切替効果

現実の伝搬路モデルとして大開(神戸)～岸和田の海上区間($\tau=3.2\text{ns}$, $r_1/r_0=-2.2\text{dB}$, $r_2/r_0=-0.9\text{dB}$, $l_2=0\text{cm}$)を例にとり、周波数特性を広帯域で正確に表現できる3波マルチパスフェージングモデルを仮定し各種マルチキャリア方式の切替構成の違いによる回線断率の改善効果(周波数ダイバーシチ効果)をシミュレーション計算により算出した。

図3.20.は、 $r_1/r_0=-2.2\text{dB}$, $r_2/r_0=-0.9\text{dB}$ の強反射区間で τ を変えて回線の断率を変数に3波マルチパスフェージングモデルにより複数回線の帯域内振幅偏差を発生させ回線の帯域内振幅偏差の許容値を4dBとしたとき4マルチキャリア方式のシステム切替のシミュレーションを行ったもので回線切替前の断率(Outage Probability)と回線切替後の断率を示す。システム切替では現用システム数が2システム以上で改善効

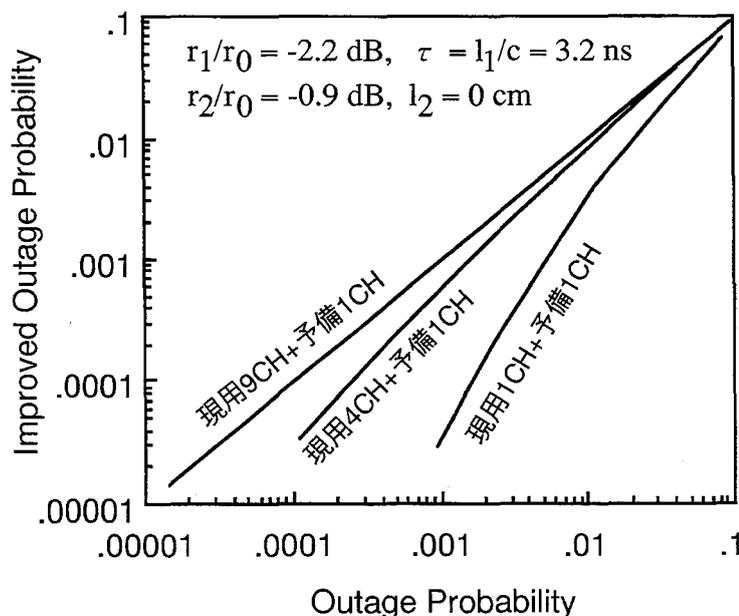


図3.20. システム切替構成の周波数ダイバーシチ効果

果がほとんどなくなる。

図3.21.は、4マルチキャリア方式の切替先固定キャリア切替の周波数ダイバーシチ効果を示す。回線の瞬断率が0.01%以下であれば切替先固定切替でも10倍以上の改善効果があり、システム切替を大きく改善している。

図3.22.は、4マルチキャリア方式のマトリクス切替の改善効果を示す。マトリクス切替では回線の瞬断率が大きくても他の切替法よりも効果がかかなり大である。

図3.23.は、 $\tau = l_1/c = 3.2 \text{ ns}$, $r_1/r_0 = -2.2 \text{ dB}$, $r_2/r_0 = -0.9 \text{ dB}$, $l_2 = 0 \text{ cm}$ の大開～岸和田東の実伝搬路について各種切替法について現用システム数を変えたときの周波数

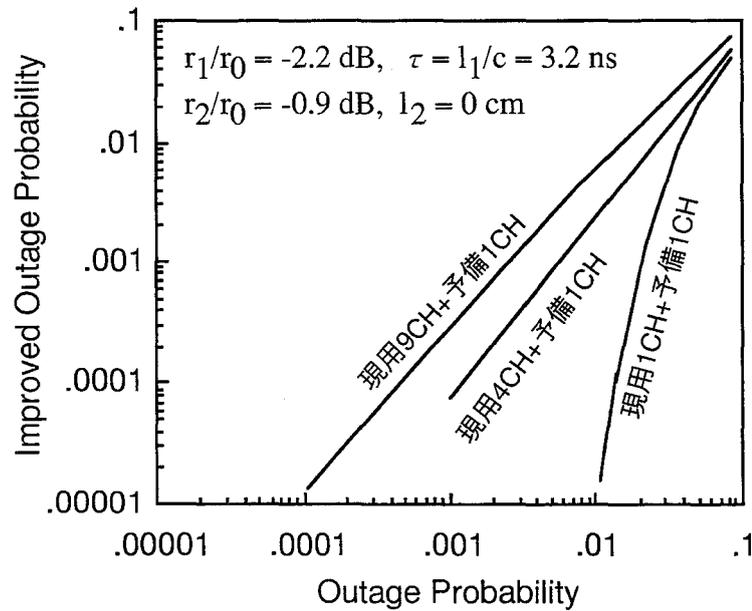


図 3.21. 切替先キャリア固定切替構成の周波数ダイバーシチ効果

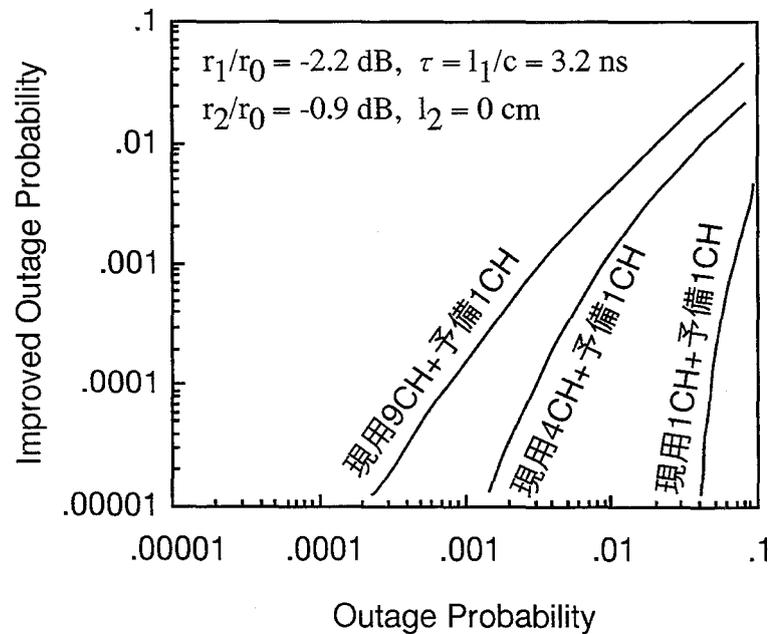


図 3.22. マトリクス切替構成の周波数ダイバーシチ効果

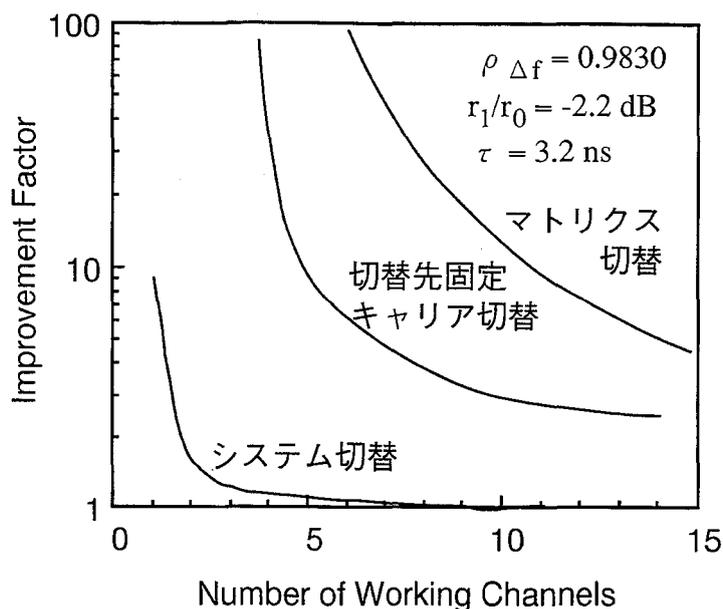


図 3.23. 回線切替効果の推定

ダイバーシチ効果のシミュレーション結果を示したものである。海上区間のような強反射区間におけるマルチキャリア方式では、システム切替を適用しても切替効果は現用予備が1：1の場合しか効果がない。また、切替先固定キャリア切替およびマトリクス切替でも現用数が増加するにつれて切替効果が急激に減少する。切替効果10倍を目標にすると切替先固定キャリア切替では現用システム数4システム以下、マトリクス切替では9システム以下である。10システム以上のマトリクス切替では切替効果が切替先固定キャリア切替の切替効果と比較して2～3倍程度しか改善されず、装置および制御法の複雑なマトリクス切替にしても大きな効果が得られない。

(4) 符号伝送実験

大開～岸和田東の海上伝搬路（伝搬距離 33.5km, $\tau = 3.2\text{ns}$, $r_1/r_0 = 2.2\text{dB}$ ）において 256QAM マルチキャリアのうち2キャリアを伝送し伝送特性を測定した。2キャリアの中心周波数は、4780MHz, 4820MHzでクロック速度 12.5MB, 伝送容量 100 Mbit/s であり、送受信系は共通増幅を行っている。

昭和61年8月17日12時45分～14時22分のフェージング発生時に両キャリアのBERが 10^{-4} を超えた時間率は、0.15%であった。また、両キャリアで同時に断となる確率は0.0034%であった。256QAMの許容振幅偏差が4dBであったとして本手法により推定すると図3.15.よりナイキスト帯域周波数12.5MHzおよび無線チャネル周波数間隔40MHzの周波数相関係数は $\rho(\Delta f)=0.983$ および $\rho(\Delta f)=0.840$ である。図3.17.より各回線の断率は、0.07%であり、2回線の同時断率は0.006%と推定され実測結果と比較的よく一致した。

3. 5 結言

デジタルマイクロ波方式における周波数ダイバーシチ効果の評価法については、従来の受信レベルのみを用いて推定する手法が使用できない可能性が高く、本章ではデジタル方式に特有の帯域内振幅偏差を考慮に入れた解析法を新しく提案し、検討を加えた。まず周波数相関係数に多重マルコフの関係を仮定した場合においてフェージング時の受信電力分布として m 分布を用い、2 回線の帯域内振幅偏差の同時発生確率より周波数ダイバーシチ効果を算出する推定法を示した。更に16QAMデジタル方式を例にとり理論推定値を求めると共に長距離海上区間の実伝搬路で符号伝送実験を行い理論値と実測値を比較し本手法の妥当性を確認した。その結果、以下のことが明らかになった。

- (1) 帯域内振幅偏差の結合分布関数より周波数ダイバーシチ効果を推定することができる。
- (2) 受信電力低下により瞬断率を推定する従来の方法では周波数ダイバーシチ効果の推定値は 2 桁以上も異なり使用できない。
- (3) 周波数ダイバーシチ効果は回線間の受信電力相関係数 $k^2=0.9$ 以上になると急激に劣化し無相関の場合の推定値より 2 桁以上も劣化する。

さらに、長距離海上区間のように海上反射波が直接波と同一レベルで受信される伝搬路における受信電力の相関は遅延時間差を τ とすると $1/\tau$ の周波数間隔で相関が高くなることが知られている。より正確な推定値を得るため 3 波マルチパスフェージングモデルによるシミュレーションによる推定法を提案し実伝搬路の実測結果から妥当であることを示した。

海上区間のように反射波が強い区間においては、回線品質を改善するためマルチキャリア方式を適用する必要がある。この場合、従来は 1 回線であった予備回線がマルチキャリア数倍になり周波数切替方式に種々の構成が考えられる。本章では、周波数ダイバーシチ構成としてシステム一括切替、切替先キャリア固定切替、マトリクス切替を想定し、その改善効果を解析した。その結果、各種マルチキャリア回線切替の周波数ダイバーシチ効果について以下のことを明らかにした。

- (1) システム切替では、十分な周波数ダイバーシチ効果は得られない。
- (2) 切替先キャリア固定切替では、現用予備比が 4:1 以下で 10 倍以上の改善効果がある。
- (3) マトリクス切替は現用予備比が 10:1 以下で周波数ダイバーシチ効果は 10 倍以上得られ他の切替構成と比較して大きな改善効果がある。

本結果は、実証のため大開～岸和田東間の実伝搬路に対して評価したものでありすべての区間にこの結果が完全に当てはまることまでは確認を行っていないが、強反射

波が存在する区間，すなわち海上区間等を対象とした場合には3波モデルで精度よく記述できることが別の試験から明らかとなっており，上述の結果は大概当てはまると考えられる。他区間における正確な周波数ダイバーシチの改善効果を推定するには、伝搬パラメータを取得することにより本論文で述べた手法で解析することが可能である。



第4章 スペースダイバーシチ

4.1 序言

従来シングルキャリア方式のスペースダイバーシチ(SD)では、デジタル方式に対応するため帯域内振幅偏差を最小にするように合成位相を制御する最小振幅偏差 SD (MID-SD)が提案された。マルチキャリア伝送方式で各マルチキャリアにこの手法を適用すると装置がマルチキャリア数だけ必要となるためマルチキャリアの複数キャリアで共通制御を行うノッチ検出形 MID-SD が提案された。しかし長距離海上区間のように反射波遅延時間が短くフェージング条件の厳しい場合にはノッチ検出の周波数検出点の数が有限であるためマルチキャリアの複数キャリアの全てのキャリアについて帯域内振幅偏差を十分改善できない場合が考えられる。また、従来の MID-SD では無限移相器の制御をマイクロプロセッサを用いて行っていたため制御速度に限界があり、長距離海上区間のように高速なフェージングが発生する場合には対応できないことが予想される。さらに検出点の数を増加させた場合には速度が低下しフェージング速度に追従できない可能性があると考えられる。

マルチキャリアのスペースダイバーシチとして各波で個別にスペースダイバーシチ合成回路を用意して各波で最適な位相条件で合成することにより改善を図ることができると考えられるが装置が大形化するため、改善効果を明らかにしてから比較検討のうえ導入判断する必要がある。本論文は、マルチキャリア構成の SD として小形化のため IC 化が可能な各波制御同相合成 SD の構成を提案し、改善効果を明らかにするとともに SD 制御回路および無限移相器の IC 化回路構成を提案し、実験により効果を明らかにした。本論文では、各種スペースダイバーシチの改善効果を3波合成フェージングモデルにより受信電力および帯域内振幅偏差の発生確率をシミュレーション計算により求める手法により明らかにした。さらに、33.5kmの海上伝搬路でフェージング時各種スペースダイバーシチによる瞬断率改善を測定し比較検討した。

また、スペースダイバーシチの回路構成においてキーデバイスである無限移相器について検討し、小型化、および高精度化を行った。本論文では、MIC 化を可能とするため入力信号を 90° の位相差で2分岐し適当な振幅比でベクトル合成する方法を採用し、MIC 化で生ずる損失の低減のため能動素子であるデュアルゲート GaAs MES FET を用いた新しい回路構成を提案した。FET 無限移相器を実現するためには、第2ゲートバイアスに対して通過位相変化の小さいデュアルゲート FET 振幅調整回路を実現しなければならない。通過位相変化を最小にするため第2ゲート終端インピーダンスを最適化する手法が実験的に検討されているが、理論解析はまだ行なわれていない。まず本論文では、FET の等価回路定数のバイアス依存性を考慮した等価回路解析により

デュアルゲート FET の振幅および位相の変化を数値計算し、実験結果と比較した。その結果、第2ゲート終端インピーダンスの理論設計が可能であることが明らかになった。

また、マルチキャリアデジタルマイクロ波方式の各波同相合成に使用するためさらに小形化を実現するためバイポーラICデバイス技術を使って無限移相器のワンチップ化を達成した。マルチキャリアの各波制御のため装置規模が増大することになるが、デバイスとしては個別部品を組み合わせるしかなかったため装置が大形化するという課題があった。同相合成 SD 合成回路の構成回路は、平衡変調器および90度合成器である。従来技術としては、GaAsプロセスにより高周波化が実施されてきたが、比較的低い周波数領域では、シリコンバイポーラデバイスにより低コストで実現できると考えられる。

4. 2 フェージング速度と制御アルゴリズム

4.2.1 2波干渉フェージングと位相変化速度

マイクロ波帯のフェージングによる伝搬特性の解析では、一般に2波干渉フェージングモデルにより解析できる。2波干渉フェージングモデルは、図4.1.に示すように送信アンテナから送信した電波が直接伝搬して受信アンテナで受信される直接波と海面で反射される反射波および伝搬路で屈折して受信側に届く屈折波が干渉波として合成されて受信されると仮定したフェージングモデルである。

直接波の振幅をAとし主波～干渉波の振幅比をr、遅延時間差を τ とすると受信電界Rは、次式で表わされる。

$$R = A(1 + re^{j\omega\tau}) = A\sqrt{1 + r^2 + 2r\cos\omega\tau}e^{j\theta} \quad (4.1)$$

但し、 θ はRの位相角であり

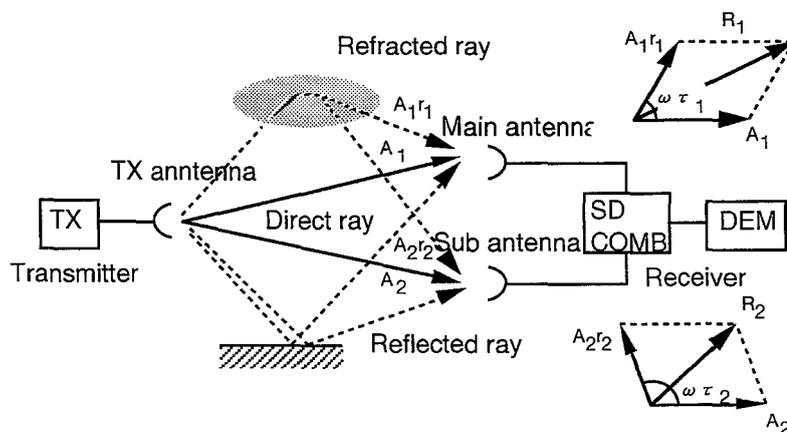


図 4.1. マルチパスフェージングモデル

$$\theta = \tan^{-1} \left\{ \frac{r \sin \omega \tau}{1 + r \cos \omega \tau} \right\} \quad (4.2)$$

である。

受信波の位相変化速度は、 θ の時間微分で得られ次式で表される。

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{\sin \omega \tau}{1 + r^2 + 2r \cos \omega \tau} \frac{dr}{dt} + \frac{r(r + \cos \omega \tau)}{1 + r^2 + 2r \cos \omega \tau} \frac{d(\omega \tau)}{dt} \quad (4.3)$$

また、受信電力は

$$P(\omega) = |R|^2 = A^2(1 + r^2 + 2r \cos \omega \tau) \quad (4.4)$$

であり、dB 値の時間変化を検討するために $10 \log(P(\omega))$ の時間微分を計算すると次のようになる。

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \{10 \log(P(\omega))\} &= \frac{10(\log e)}{P(\omega)} \cdot \frac{d(P(\omega))}{dt} \\ &= 20(\log e) \left\{ \frac{r + \cos \omega \tau}{1 + r^2 + 2r \cos \omega \tau} \frac{dr}{dt} - \frac{r \sin \omega \tau}{1 + r^2 + 2r \cos \omega \tau} \frac{d(\omega \tau)}{dt} \right\} \end{aligned} \quad (4.5)$$

フェージングのノッチのレベルが一定でノッチ周波数が一定速度で移動する場合のフェージングについて検討すると、主波～干渉波の振幅比 r は一定であり、(4.3)、(4.4)式より

$$\begin{aligned} \left| \frac{d\theta}{dt} \right| &\approx \left| \frac{r(r + \cos \omega \tau)}{1 + r^2 + 2r \cos \omega \tau} \frac{d(\omega \tau)}{dt} \right| \leq \frac{r}{1 - r} \left| \frac{d(\omega \tau)}{dt} \right| \\ \left| \frac{d}{dt} \{10 \log(P(\omega))\} \right| &\approx \left| \frac{20(\log e) r \sin \omega \tau}{1 + r^2 + 2r \cos \omega \tau} \frac{d(\omega \tau)}{dt} \right| \\ &\leq 20(\log e) \frac{r}{1 - r^2} \left| \frac{d(\omega \tau)}{dt} \right| \end{aligned} \quad (4.6)$$

で表される。 $d(\omega \tau)/dt$ で規格化すると受信波の位相変化速度および受信電力の時間変化は図 4.2. のようになる。受信波の位相変化速度は、直接波と干渉波が逆相 ($\omega \tau = \pi$) の場合に最大となる。直接波と干渉波が逆相となる周波数では他の周波数よりも受信電力が落ち込み、ノッチ周波数を生ずる。従って、帯域内をフェージングのノッチが生ずる場合に最も位相変化が大きく、例えば $r=0.9$ の場合の受信波の位相変化速度は、直接波～干渉波の位相差 $\omega \tau$ の時間変化速度の 10 倍以上にもなる。

実伝搬路での測定結果の例は少ないがノッチ移動速度で最大 50 MHz/sec 程度が観測されておりこれに追従する位相変化速度であることが望ましい^[87]。主波～干渉波の遅延

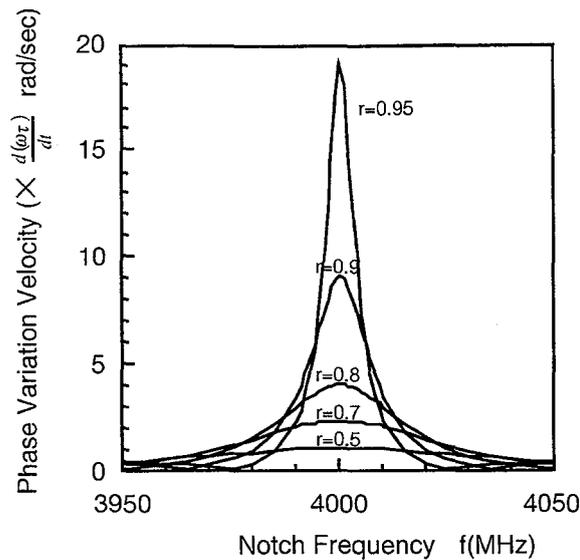


図 4.2. フェージング速度

時間差 $\tau = 8 \text{ ns}$ ではフェージングのノッチ周波数は $1/\tau = 1/8 \times 10^6 \text{ (MHz)}$ の間隔の周波数で生じ、この間で主波～干渉波の位相差は $0 \sim 2\pi$ であるため

$$\left| \frac{d(\omega\tau)}{dt} \right|_{\max} = \frac{50 \times 10^6}{1/8 \times 10^{-9}} \times 2\pi = 2.5 \text{ (rad/sec)} = 144 \text{ (deg/sec)}$$

であり、 $r=0.9$ とするとノッチ深さは -20dB であり、(4.6) 式から位相の変化速度は、 22.5 rad/sec ($1230^\circ/\text{sec}$)、受信電力の劣化速度は、 114 dB/sec が最大となる。

4.2.2 SD 合成器の速度

2波干渉フェージングモデルでは主アンテナの受信波の主波の振幅を A_1 とし主波～干渉波の振幅比を r_1 、遅延時間差を τ_1 とすると受信電界 R_1 は、次式で表される。

$$R_1 = A_1(1 + r_1 e^{j\omega\tau_1}) \quad (4.7)$$

但し、 θ_1 は R_1 の位相角であり

$$\theta_1 = \tan^{-1} \left[\frac{r_1 \sin \omega\tau_1}{1 + r_1 \cos \omega\tau_1} \right] \quad (4.8)$$

である。

副アンテナの受信波の主波の振幅を A_2 、主波～干渉波の振幅比を r_2 、遅延時間差を τ_2 とすると受信電界 R_2 は、次式となる。

$$R_2 = A_2(1 + r_2 e^{j\omega\tau_2}) \quad (4.9)$$

但し、 θ_2 は次式で表される。

$$\theta_2 = \tan^{-1} \left[\frac{r_2 \sin \omega \tau_2}{1 + r_2 \cos \omega \tau_2} \right] \quad (4.10)$$

SD合成後の受信電界 R_c は、無限移相器(Endless Phase Shifter)の位相角を ϕ とすれば次式で表される。

$$R_c = R_1 + R_2 e^{j\phi} \quad (4.11)$$

従って合成受信電力 P_c は

$$\begin{aligned} P_c(\omega) &= |R_c|^2 \\ &= A_1^2(1 + r_1^2 + 2r_1 \cos \omega \tau_1) + A_2^2(1 + r_2^2 + 2r_2 \cos \omega \tau_2) \\ &\quad + 2A_1 A_2 (\cos \phi + r_1 \cos(\omega \tau_1 - \phi) + r_2 \cos(\omega \tau_2 + \phi) + r_1 r_2 \cos(\omega \Delta \tau + \phi)) \end{aligned} \quad (4.12)$$

但し $\Delta \tau$ は遅延時間の差であり次式で表される。

$$\Delta \tau = \tau_2 - \tau_1$$

同相合成 SD(Inphase SD Combiner) は、合成後の受信電力 $P_c(\omega)$ が伝送帯域の中心周波数で最大となるように合成する制御法 (MAP:Maxmum Power Combiner)であり移相器の制御位相角は次式となる^[29]。

$$\begin{aligned} \phi_{MAP} &= \theta_1 - \theta_2 \\ &= \tan^{-1} \left\{ \frac{r_1 \sin \omega_c \tau_1}{1 + r_1 \cos \omega_c \tau_1} \right\} - \tan^{-1} \left\{ \frac{r_2 \sin \omega_c \tau_2}{1 + r_2 \cos \omega_c \tau_2} \right\} \end{aligned} \quad (4.13)$$

但し、 ω_c は帯域の中心周波数の角速度である。

帯域内振幅偏差は、中心周波数 ω_c から $\Delta \omega / 2$ 離れた帯域の両端の周波数 $\omega_+ (= \omega_c + \Delta \omega / 2)$ および $\omega_- (= \omega_c - \Delta \omega / 2)$ における受信電力比 D であり次式で表される。

$$D = \frac{P_c(\omega_+)}{P_c(\omega_-)} \quad (4.14)$$

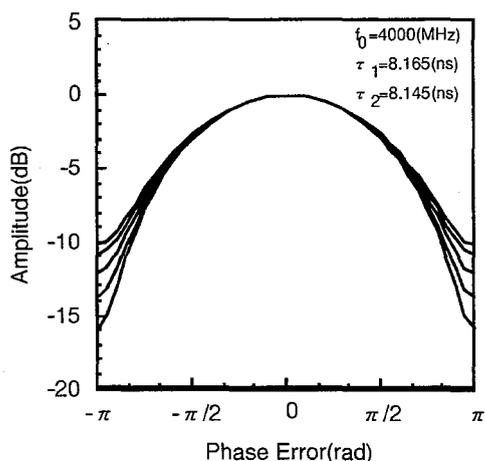
同相合成の ϕ_{MAP} を変化させたときの合成電力および受信電力比 D の劣化量を図4.3(a)および図4.3(b)に示す。フェージングの2波の振幅比を0.9以下とすると合成電力の劣化を1dB以内にするためには位相誤差は 2π ラジアン (360°) である。前記の理由で $\phi = \phi_{MAP}$ で $D = 0$ となっていないが D の劣化量は2dB程度である。最小振幅偏差合成SD(MID-SD:Minimum Inband Amplitude Dispersion SD)は、 D が最小となるように位相 ϕ を制御する合成法であり図4.3(b)において D の最小となる $\phi = \phi_{MAP}$ に制御されるため図4.3(a)から $\phi = \phi_{MAP}$ では合成電力は低下する場合があることがわかる。また、位相誤差に関しても合成電力および振幅偏差が急激に変化しており許容される位相誤

差は同相合成に比べてかなり厳しい要求条件となる。 ϕ_{MAP} の時間変化を算出するため(4.13)式を時間 t で微分すると次式となる。

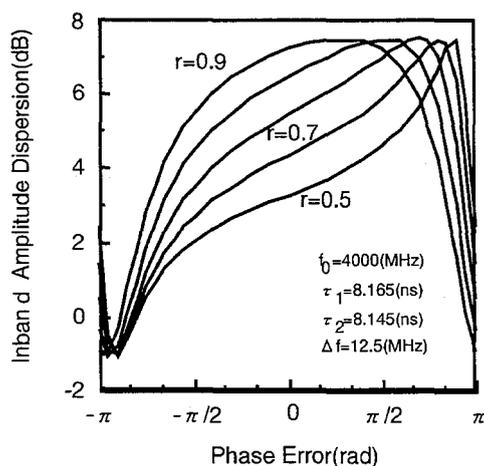
$$\frac{d\phi_{MAP}}{dt} = \left\{ \frac{\sin\omega_c\tau_1}{1+r_1^2+2r_1\cos\omega_c\tau_1} \frac{dr_1}{dt} - \frac{\sin\omega_c\tau_2}{1+r_2^2+2r_2\cos\omega_c\tau_2} \frac{dr_2}{dt} \right\} + \left\{ \frac{r_1(r_1+\cos\omega_c\tau_1)}{1+r_1^2+2r_1\cos\omega_c\tau_1} \frac{d(\omega_c\tau_1)}{dt} - \frac{r_2(r_2+\cos\omega_c\tau_2)}{1+r_2^2+2r_2\cos\omega_c\tau_2} \frac{d(\omega_c\tau_2)}{dt} \right\} \quad (4.15)$$

フェージングのノッチの落ち込み量に変化せずにノッチ周波数が移動するフェージングであるとする $r_1, r_2, d(\omega_c\tau_1)/dt, d(\omega_c\tau_2)/dt$ は一定であるから

$$\left| \frac{d\phi_{MAP}}{dt} \right| \approx \left| \frac{r_1(r_1+\cos\omega_c\tau_1)}{1+r_1^2+2r_1\cos\omega_c\tau_1} \frac{d(\omega_c\tau_1)}{dt} - \frac{r_2(r_2+\cos\omega_c\tau_2)}{1+r_2^2+2r_2\cos\omega_c\tau_2} \frac{d(\omega_c\tau_2)}{dt} \right| \quad (4.16)$$



(a)合成電力



(b)帯域内振幅偏差

図 4.3. 同相合成 SD 合成回路の位相偏差に対する振幅特性劣化

従って、主アンテナの受信波のパラメータと副アンテナのパラメータが相関が無く $r_1 = r_2 = r$ であるとする、第1項、第2項の係数は $\omega \tau_1, \omega \tau_2$ の変化に対して $\omega \tau_1 = \omega \tau_2 = \pi$ のとき ϕ_{MAP} の時間変化速度は最大になる。最大値は

$$d(\omega \tau_1)/dt = -d(\omega \tau_2)/dt \quad (4.17)$$

のとき最大となり

$$\left| \frac{d\phi_{MAP}}{dt} \right| \approx 2 \left| \frac{r}{1-r} \right| \left| \frac{d(\omega_c \tau)}{dt} \right|$$

となる。最大値は、単一受信の場合の2倍であるがこれは主アンテナ、副アンテナのフェージングのノッチがすれ違う（同一入射条件）場合である。従って、無限移相器の位相制御速度としての最大値は

$$\left| \frac{d\phi_{MAP}}{dt} \right|_{\max} = 22.5 \times 2 = 45 \text{ (rad/sec)}$$

程度である。

4.2.3 最小振幅偏差合成 SD 合成制御の制御速度

最小振幅偏差合成 SD は帯域の周波数特性が平坦になるように合成する制御法である。中心周波数 ω_c から $\Delta \omega / 2$ 離れた帯域の両端の周波数 $\omega_+ (= \omega_c + \Delta \omega / 2)$ および $\omega_- (= \omega_c - \Delta \omega / 2)$ における受信電力差 D は次式で表される。

$$\begin{aligned} D &= P_r(\omega_+) - P_r(\omega_-) \\ &= X + Y \sin \phi + Z \cos \phi \end{aligned}$$

但し、 $\Delta \tau = \tau_2 - \tau_1$ として X, Y, Z は次式で表される。

$$X = -4 \left\{ A_1^2 r_1 \sin \omega_c \tau_1 \cdot \sin \frac{\Delta \omega \tau_1}{2} + A_2^2 r_2 \sin \omega_c \tau_2 \cdot \sin \frac{\Delta \omega \tau_2}{2} \right\}$$

$$Y = -4 A_1 A_2 \left\{ -r_1 \cos \omega_c \tau_1 \cdot \sin \frac{\Delta \omega \tau_1}{2} + r_2 \cos \omega_c \tau_2 \cdot \sin \frac{\Delta \omega \tau_2}{2} + r_1 r_2 \cos \omega_c \Delta \tau \cdot \sin \frac{\Delta \omega \Delta \tau}{2} \right\}$$

$$Z = -4 A_1 A_2 \left\{ r_1 \sin \omega_c \tau_1 \cdot \sin \frac{\Delta \omega \tau_1}{2} + r_2 \sin \omega_c \tau_2 \cdot \sin \frac{\Delta \omega \tau_2}{2} + r_1 r_2 \sin \omega_c \Delta \tau \cdot \sin \frac{\Delta \omega \Delta \tau}{2} \right\}$$

である。

最小振幅偏差合成では帯域内振幅偏差を最小にするように ϕ_{MID} を制御する。 $Y^2 + Z^2 - X^2 \geq 0$ の場合、合成位相 ϕ_{MID} を制御して $D=0$ にまで追い込むことができる。 ϕ_{MID} は次式で表される。

表 4.1. 各種スペースダイバーシチの制御アルゴリズム

合成/切替	IF帯		IF帯	ベースバンド帯
移相器	RF主信号	ロー加信号	IF帯主信号	ベースバンド切替
回路構成				
周波数特性	広帯域	狭帯域	狭帯域	ベースバンド
装置規模	小	小	中	大
特徴	複数システムのスペースダイバーシチ移相制御に適用可	高速制御可能	高速制御可能 各波制御構成	遅延調整、切替制御はデジタル回路
デバイス技術	誘電体回転形(導波管)	MMIC化	IC化	LSM化
適用方式	シングルキャリア方式	シングルキャリア方式 マルチキャリア方式	マルチキャリア方式	切替3SD方式 時間ダイバーシチ

$$\phi_{MID} = \pi - \tan^{-1} \left\{ \frac{-YZ \pm X\sqrt{Y^2 + Z^2 - X^2}}{X^2 - Y^2} \right\} \quad (4.18)$$

また、 $Y^2 + Z^2 - X^2 < 0$ の場合は、 $D=0$ まで追い込むことはできないが ϕ を制御して D の絶対値を最小にする合成位相 ϕ_{MID} に最適制御されて止まる。合成位相 ϕ_{MID} は次式で表される。

$$\phi_{MID} = \tan^{-1} \left\{ \frac{Y}{Z} \right\}$$

4.2.4 既存 SD 合成制御の制御速度

デジタル無線方式の伝送品質は広帯域な周波数特性が要求され、回線断の時間確率(断率)は帯域内振幅偏差の劣化が支配的である。従来のアナログ無線方式では回線の断率は受信レベルに依存していたため周波数帯域の中心で合成後のレベルが最大となるように合成位相を制御する同相合成スペースダイバーシチが広く使用されてきたが、デジタル無線方式では回線断の発生が受信レベルより帯域内振幅偏差に支配的であるために合成後の帯域内振幅偏差に注目して主アンテナと副アンテナの位相条件を帯域内振幅偏差が最小となるように合成する MID-SD が開発されている^[29]。

SD 合成法には、表 4.1 に示す合成法があり各種 SD 合成法について特性を示す。MID-SD は、シングルキャリア方式で広く用いられており、伝送帯域周波数内に 2 点あるいは 3 点の検波器を付けて受信レベルを測定して 1 次偏差および 2 次偏差を最小にするよ

うに制御する方法である。制御法は位相を前後して1次偏差および2次偏差が小さくなる方向に動かして最適な状態にもっていくという摂動法を使用する。この方法は複雑であり通常マイコンにより制御する。主信号に摂動をかけると摂動による受信波が変動するという影響をうけ256QAMの多値変調方式ではビットエラー特性に影響が現れることがわかっている。この摂動による影響を避ける方法としては、移相器および合成回路を2組用意して主信号系と制御系と分離して制御系の移相器にだけ摂動をかけて制御する外部センシング法が適用される。

マルチキャリア伝送方式では、変調波が複数あり各波で偏差を算出して制御するよりも各波の任意の周波数点における受信レベルを検出して制御して制御方法の単純化を図ったノッチ制御形MID-SDがある。これはフェージングのノッチ点に近いと考えられるその最も小さいレベルに着目して移相器の位相 ϕ に摂動をかけて持ち上げる方向に制御する方法である。

従来の制御法はマイコンにより合成位相に摂動をかけて制御していたため制御速度には限界があり従来の装置では、8点検出の場合 $100^\circ/\text{sec}$ 、4点検出の場合 $160^\circ/\text{sec}$ が限界であり高速のフェージング速度に対しては追従できない場合があると考えられる。また、フェージングのノッチ検出点を正確に把握するためには無数の検出器が必要であるが、検出点が有限なためフェージングのノッチ点が受信レベルの中央の周波数に落ち込むと摂動の感度が小さくなったり疑似安定点が生ずる欠点があることがわかっている。特に海上区間のように直接波と干渉波の振幅が等しく受信波の遅延が反転する場合に疑似安定点が多く発生することが確認されている。

4.2.5 同相合成 SD 合成回路の高速化

本論文は、マルチキャリアによりキャリア当たりの伝送周波数帯域は狭まるので全周波数帯域でSD合成を行うよりも各キャリアで個別にSD合成器を設けて制御することによりSD合成の精度を改善でき、狭帯域化のため各波の中心周波数で同相合成してハードウェアを単純化できる。ただし各波個別となるためSD合成器の個数は増加するので小形化のためLSI化が可能な回路構成であることが必要であるためLSI化可能な回路構成を提案した^{[93],[94]}。また、SDの制御法としては原理的に疑似安定点が存在しない同相合成制御を検討した。

図4.4は、各波個別制御同相合成SD回路の構成を示す。動作原理は受信帯域の中心周波数で同相合成するため、MAIN, SUB の受信波の中心周波数の成分を帯域通過フィルタにより抽出した信号をAGCアンプで等振幅として乗算器で掛け算する。ただし、乗算器の出力は、MAIN, SUB が同相のとき出力電圧が0となるようにMAIN側信号は 90° ハイプリッドで分岐している。移相器の位相を ϕ とすると乗算器ではMAIN信号 $\sin(\omega t + \theta_1 + \pi/2)$ と SUB 信号 $\sin(\omega t + \theta_2 + \phi)$ の乗算を行い出力信号は

$$\begin{aligned} \sin(\omega t + \theta_1 + \pi/2) \cdot \sin(\omega t + \theta_2 + \phi) &= \cos(\omega t + \theta_1) \cdot \sin(\omega t + \theta_2 + \phi) \\ &= \sin(\theta_1 - \theta_2 - \phi) - \sin(2\omega t + \theta_1 + \theta_2 + \phi) \end{aligned} \quad (4.19)$$

となる。第2項は、高周波成分でありローパスフィルタ出力でカットされ第1項のみが残る。移相器の位相 ϕ は適当なクロック周波数を乗算器出力の+-の符号により+の場合アップカウントで-の場合ダウンカウントしたカウンタ出力(8ビット256値のバイナリ出力で 360° の位相を分割)で制御され乗算器出力が $\sin(\theta_1 - \theta_2 - \phi) = 0$ となった位相 ϕ で止まる。

本論文で提案した高速高精度の同相合成SD合成制御回路を図4.5.に示す。入力信号をハイブリッドで2分岐し、平衡変調器によりそれぞれの信号の振幅を $\sin \phi$ および $\cos \phi$ の振幅比に振幅制御して出力側のハイブリッドで 90° の位相差でベクトル合成される。出力信号の位相差は平衡変調器の制御電圧で制御することができ、 $\sin \phi$ および $\cos \phi$ の電圧発生のためROMとA/Dコンバータを用いてデジタル8ビットデータで位相角 360° を制御する。図4.6.は、SD合成制御回路の動作波形を示す。

LSI化した制御回路の外形を図4.7.に示す。また、狭帯域フィルタはSAWを用いて小形化を実現している。本回路はマイコンを使用しておらず高速の制御回路を構成することができ最大速度は $4500^\circ/\text{sec}$ を実現している。無限移相器の位相制御特性を図4.8.に示す。ROMとA/Dコンバータによる非線型補償により位相誤差 0.3° 以内、振幅偏差 0.1dB 以内を実現でき256QAM変調波の位相制御として十分な特性が得られた。

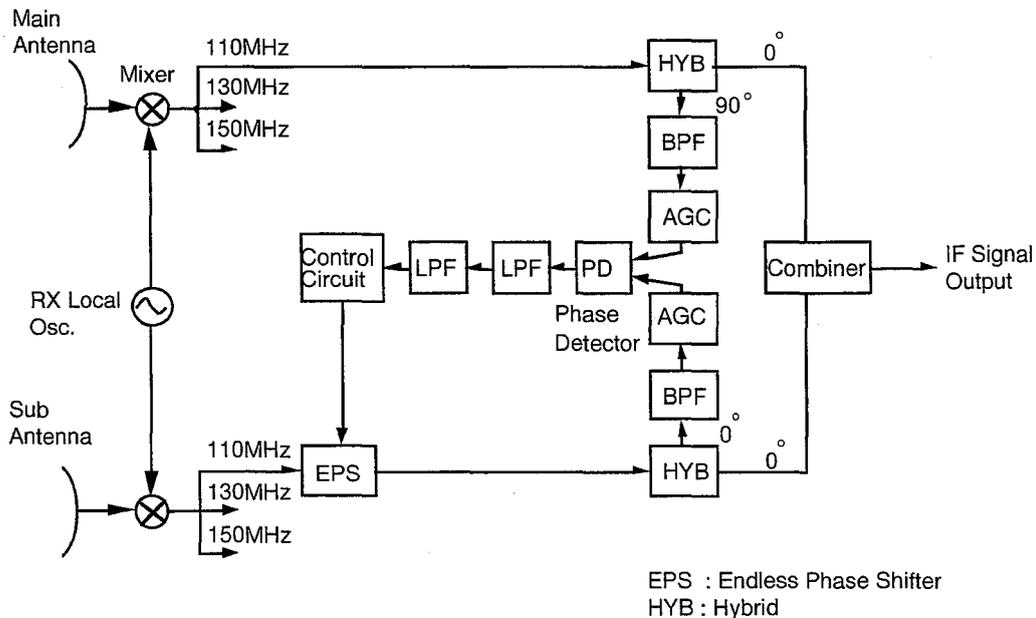


図 4.4. 各波個別制御同相合成スペースダイバーシチの構成

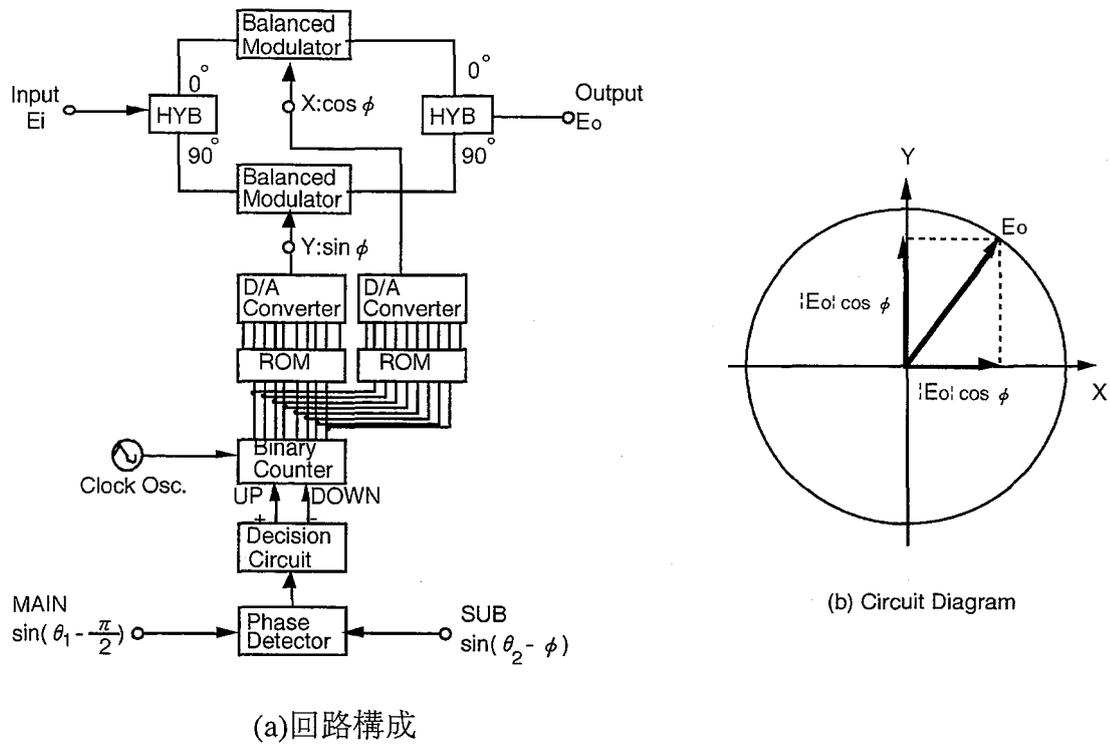


図 4.5. 同相合成 SD 制御回路

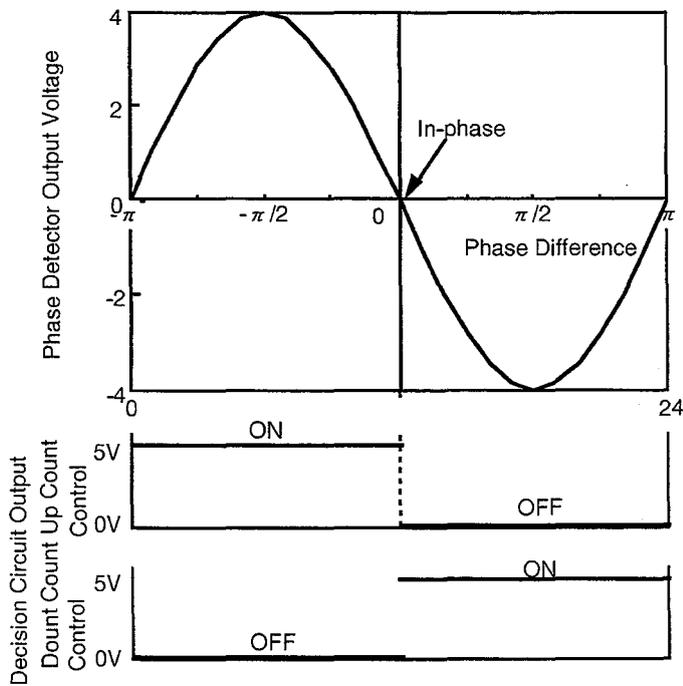


図 4.6. 同相合成 SD 制御回路の動作波形

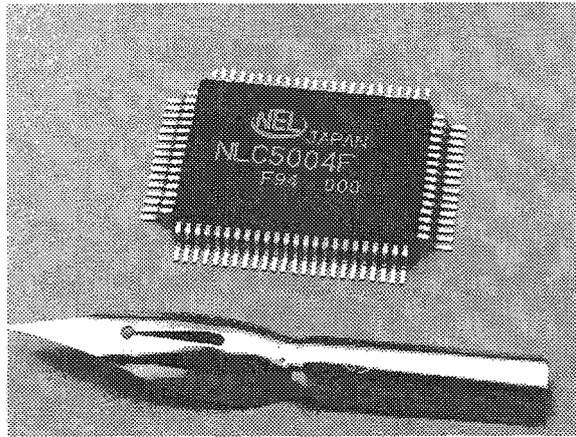


図 4.7. 同相合成 SD 制御 LSI

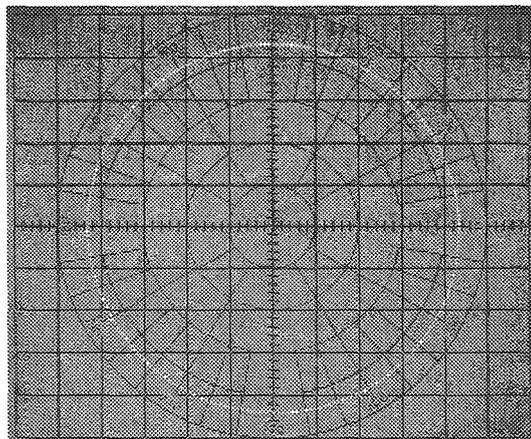


図 4.8. 無限移相器の位相制御特性

4.2.6 実験結果と考察

従来のノッチ制御形SDと個別制御SDの比較をするためフェージングシミュレータを用いて256QAM 100Mb/sの変調波を使って符号誤り率特性を測定した。フェージングの条件として比較的厳しいフェージング条件として、 $\tau = 8 \text{ ns}$ の反射波で振幅を指数分布として4点検出ノッチ検出形スペースダイバーシチと各波制御同相合成SDにより復調後のBERの累積分布を測定した。測定結果を図4.9.に示す。ノッチ検出形の内部センシングを行うと256QAM変調波の復調に影響を与えBER特性に劣化を生ずる。また、各波制御同相合成スペースダイバーシチはノッチ制御SDと比較して10倍の改善効果があった。

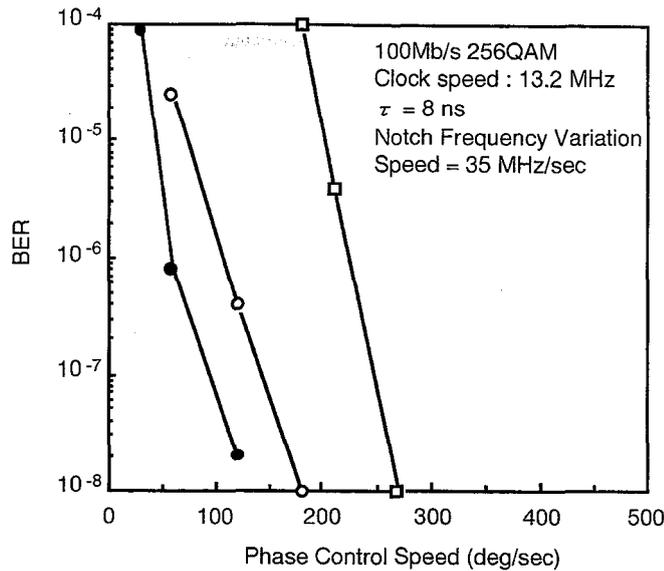


図 4.9. SD 合成位相制御速度による BER 劣化

4. 3 各波制御同相合成スペースダイバーシチ方式

4.3.1 マルチキャリア方式における SD 制御アルゴリズム

(1) 最小振幅偏差合成

デジタル無線方式の伝送品質は広帯域な周波数特性が要求され、回線断の時間確率（瞬断率）は、帯域内振幅偏差の劣化が支配的である。従来のアナログ無線方式では回線の断率が受信レベルに依存しているため周波数帯域の中心で合成後のレベルが最大となるように合成位相を制御する同相合成スペースダイバーシチが広く使用されてきたが、デジタル無線方式では、回線断の発生が受信レベルより帯域内振幅偏差に支配的であるため合成後の帯域内振幅偏差に注目して主アンテナと副アンテナの合成位相条件を帯域内振幅偏差が最小となるように合成する最小振幅偏差合成(MID)スペースダイバーシチが開発されている^[29]。図 4.10(c). は、MID-SD の構成を示す。この MID スペースダイバーシチの制御法としては帯域内振幅偏差を小さくするため主アンテナおよび副アンテナの受信波（それぞれ主波に対して海面反射波等の干渉波を含む）を合成して干渉波成分を打ち消し主波のみが残るように位相制御する方法であるが、主波と干渉波と区別する方法がないため実用的な位相制御法としては、摂動法により最適な位相角を見つけ出す方法によっている。しかし主信号に摂動をかけると摂動による受信波の変動の影響を受けるため、移相器および合成回路を 2 つ用意して復調するための合成回路と制御のみに使用する合成回路を用意してにするため復調信号には摂動をかけずに制御系のみ摂動をかける外部センシング法が使用される^{[88],[89]}。さらに最小振幅偏差合成では合成後の受信電力が低下することも予想されるため、合成後の

受信電力があつ一定レベル以下になったときには合成後の受信電力に注目して同相合成を行うMID-MAP^[29]が適用されている。このように最小振幅偏差合成の制御は複雑でありマイクロプロセッサを用いた制御回路および電氣的な制御信号により高速な位相制御可能な無限移相器^[89](Endless Phase Shifter)により構成される。

(2) ノッチ検出形 MID スペースダイバーシチ

最小振幅偏差合成は、合成後の振幅偏差を計算しながら合成位相を制御するものであり制御法が複雑であるという欠点があった。このため、簡単な制御法として帯域内の複数の周波数で受信レベルを検出し、それらのうち最小の点を大きくする方向に移相器の位相を変化させていき最適な位相を摂動法により見出すものである。マルチキャリアのスペースダイバーシチとしては図4.10(b).に示すように検出周波数をマルチキャリアの複数の検出点にとりフェージングのノッチに相当する検出点のレベルが大きくなるように移相器を回転させる。ノッチ検出の検出点(周波数)が無数にとれるとすれば常に最悪点(ノッチ点)を正確に把握できる。しかし構成上実現できる有限個の検出点の摂動法ではノッチ周波数が検出周波数の間に陥り、実際には最適な合成位相があるにもかかわらずそれを最良の合成位相であると誤判定されてしまう場合(ローカルミニマム)が考えられる。実験では、海上区間のように主波と干渉波の受信レベルが同等であり一方の遅延が反転する場合ローカルミニマムが多点存在することが確認されている。

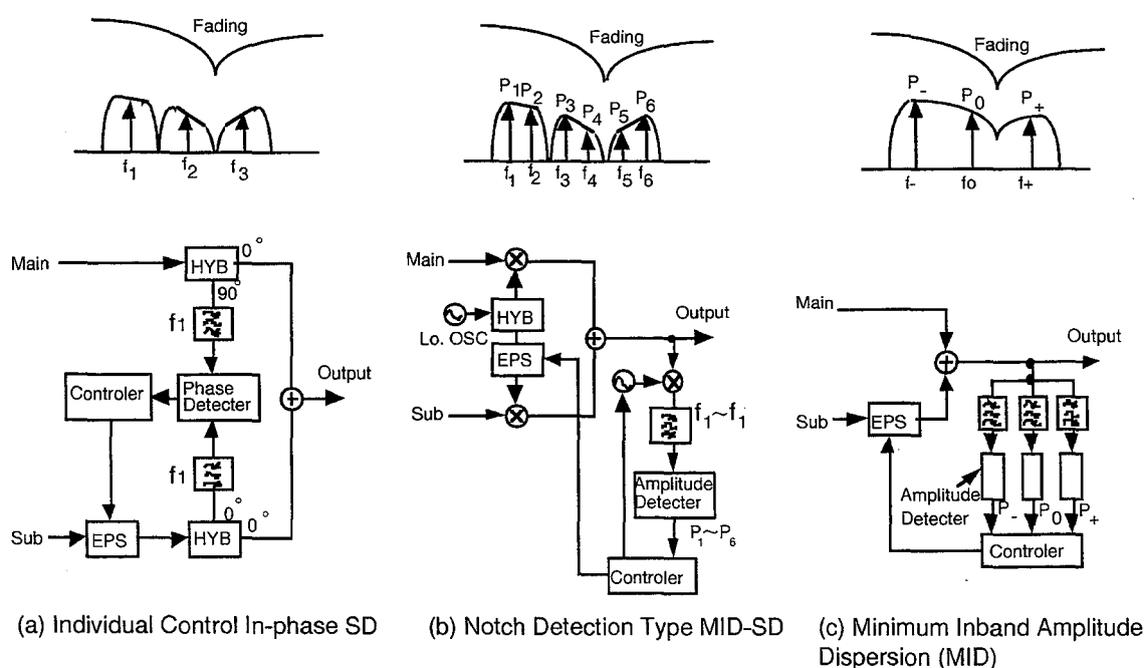


図 4.10. マルチキャリア SD の制御アルゴリズム

(3) 各波制御同相合成スペースダイバーシチ

従来のMID-MAPおよびノッチ検出形MIDスペースダイバーシチで救済できない場合は、

- (a) 同一入射条件
- (b) 一方のレベル低下
- (c) ローカルミニマム

であると考えられる。

同一入射条件は、フェージングの発生がスペースダイバーシチの主アンテナと副アンテナの受信入力で同時に発生する確率が大きいために起るものであり、スペース相関が強い場合多く発生すると考えられる、通常主アンテナと副アンテナの受信入力のスペース相関係数は小さくなるように設置されるがダクト波の影響等により2面のアンテナ間のスペース相関が高いフェージングが発生する場合にはさらに3面以上のアンテナを合成する方法が有効であると考えられる^{[90],[91]}。

一方の受信レベルのみが低下する場合は、移相器の摂動による合成受信電力の感度が悪くなり最適合成位相を検出できずに誤差が大きくなる。ローカルミニマムは、有限個の検出点でフェージングのノッチを検出しようとしたために発生するもので中心周波数で受信電力を最大にする同相合成スペースダイバーシチにおいては発生しないと考えられる。マルチキャリアの場合、各キャリアの変調波の帯域は狭くなるため最小振幅偏差合成を使用しなくても各キャリアの中心周波数で同相合成すれば帯域内の振幅偏差を抑えることができると考えられる。図4.11.(a)は、マルチキャリア方式において各波の同相合成を行うスペースダイバーシチの構成である、各キャリアの同相合成スペースダイバーシチの構成は、各波制御のため制御回路、移相器および合成回路が必要であるが、最近のモノリシックIC技術を使用すれば従来の共通制御スペースダイバーシチよりも構造が単純でありIC化が容易であり小形化が行える^{[93],[94]}。動作法は、メイン、サブの信号を分岐し該当キャリアの中心周波数の±1MHz程度の帯域通過フィルタ(BPF)通過後、定レベル増幅し乗算器に入力させる、乗算器では、位相差に応じた電圧が出力されこれにより無限移相器を制御して同相合成を行う。

4.3.2 理論検討

現実の伝搬路モデルとして大開（神戸）～岸和田無線中継所（大阪）の伝搬距離33.5kmの海上区間を例にとり、周波数特性を広帯域で正確に表現できる3波マルチパスフェージングモデルを仮定し各種マルチキャリア方式のスペースダイバーシチ制御法の違いによる回線断率の改善効果をシミュレーション計算により算出した。シミュレーション条件は、直接波の振幅 $r_0 = 1$ 、第2波を反射波とし振幅比 $r_1 / r_0 = -2.2\text{dB}$ 、直

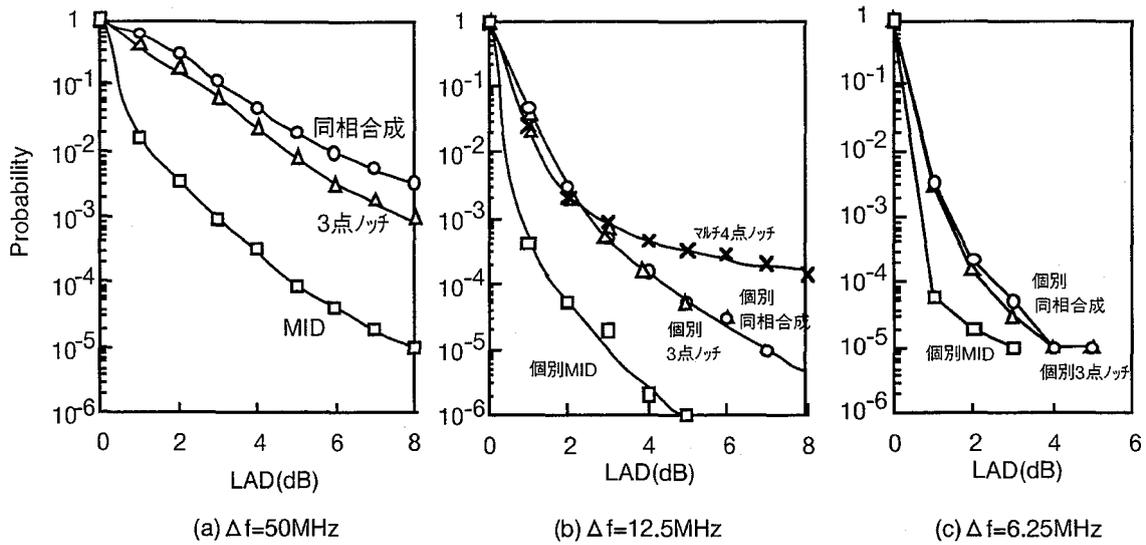


図 4.11. 帯域内振幅偏差の発生確率

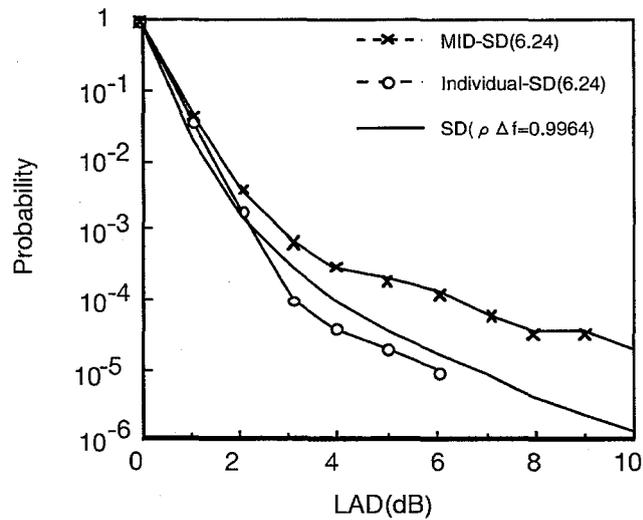


図 4.12. 帯域内振幅偏差の累積分布

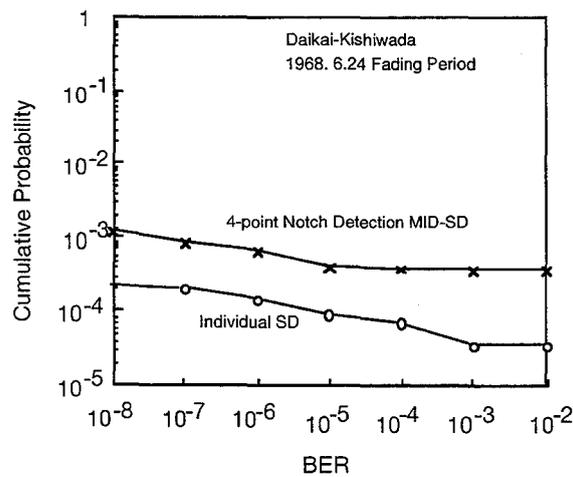


図 4.13. BER 分布の測定結果

接波～反射波の遅延時間差 $\tau = l_1 / c = 2.4\text{ns}$ (c は光速)、第3波としてダクト波の振幅比 $r_2 / r_0 = -0.9\text{dB}$ 、通路長差 $l_2 = 0\text{cm}$ の3波モデルとした。本区間は、短距離海上区間であるが送受信アンテナ高さが低く海面からの強い反射波が存在しフェージングの厳しい区間である。

図4.11.(a)は、単一受信、4点ノッチマルチキャリア共通制御SD、各波制御3点ノッチ制御SD、各波制御同相合成の受信系についてシミュレーション計算して求めた50MHz帯域における帯域内振幅偏差の発生確率である。また、(2.19)式により求めた周波数相関係数は $\rho(\Delta f) = 0.9902$ であり、単一受信および同相合成SDでは $\lambda = 1$ および $\lambda = 2$ のガンマ分布より算出した結果(同図の破線)とほぼ一致する。3波モデルによるスペースダイバーシチのシミュレーションにより12.5MHz, 6.25MHz帯域幅の変調方式において各種スペースダイバーシチ合成をおこなった結果の帯域内振幅偏差の発生確率を図4.11.(b)および(c)に示す。ノッチ検出形SDでは4～5dB程度以上でSDの改善効果が少ないことがわかる。

4.3.3 実験結果

(1) 現場試験

大開～岸和田東無線中継所で昭和62年7月～12月まで256QAMの4マルチキャリア方式の海上区間での伝搬特性およびスペースダイバーシチ、トランスバーサル等化器および交差偏波干渉補償器の動作特性を測定するため符号伝送実験を行った^[2]。昭和62年6月24日から26日まで各波制御同相合成スペースダイバーシチとマルチキャリアの共通制御スペースダイバーシチで受信しBERおよび帯域内振幅偏差を同時に測定した。測定したフェージング時間は16.3時間であり、フェージング時間に対する帯域内振幅偏差の分布を図4.12.に示し、BERの累積分布を図4.13.に示す、 10^{-4} のBERで比較すると各波同相合成スペースダイバーシチはノッチSD方式に比較して約5倍向上した。

(2) フェージングシミュレータによる実験

さらにフェージングの厳しい区間に対するスペースダイバーシチの改善効果を測定するためフェージングシミュレータにより発生させたフェージングに対して室内実験を行った。

フェージング条件は、 $\tau = 8\text{ns}$ の反射波で振幅を指数分布としてフェージングシミュレータにより発生させたフェージングに対してマルチキャリアのスペースダイバーシチとして4点検出ノッチ検出形スペースダイバーシチの内部センシングおよび外部センシングおよび外部センシング2点検出のノッチ検出形スペースダイバーシチおよび各波制御同相合成スペースダイバーシチにより室内伝送シミュレーション実験を行い

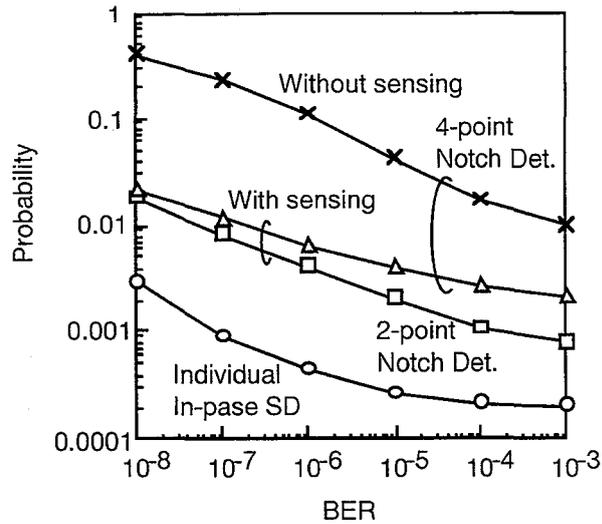


図 4.14. BER の累積分布

BERの累積分布を測定した。BERの累積分布の測定結果を図4.14.に示す。内部センシングでは摂動のため256QAM変調波の復調に影響を与えBERの劣化が生じており使用できないことがわかる、また、4マルチキャリアの各波制御同相合成スペースダイバーシチと比較して4点ノッチスペースダイバーシチは約10倍の劣化を生じている。

(3) 結果

マルチキャリアのスペースダイバーシチについて3波合成フェージングモデルを仮定し各種スペースダイバーシチの断率の改善効果をシミュレーション計算し実験確認した。この結果、マルチキャリアのスペースダイバーシチとして各波制御を行う必要であり、制御アルゴリズムとして同相合成と最小振幅偏差合成が考えられるが4マルチキャリア以上ではマルチキャリア1波の狭帯域化のため振幅偏差の分布においては大差がなく、構成および制御法の単純な同相合成が優れていると考えられる。

4. 4 マルチキャリア方式用無限移相器

4.4.1 無限移相器の動作原理

無限移相器の動作原理図を図4.15.に示す。(a)はブロック図,(b)はこれの動作を示すベクトル図である。まず、入力信号 E_i を 90° ハイブリッドにより 90° の位相差で2分岐する。分岐出力信号 A_i ならびに B_i をそれぞれ平衡変調器に加える。平衡変調器は、変調信号入力端子に印加された直流電圧により出力信号の振幅および極性(0° , 180° の位相)を制御する回路であり、図に示すように、位相制御入力 θ の正弦ならびに余弦関数 $X = \cos \theta$, $Y = \sin \theta$ に振幅が比例した信号 A_o および B_o を出力する。

$$\dot{A}_o = k \cos \theta \dot{A}_i = \frac{k \cos \theta}{\sqrt{2}} E_i e^{j\omega t}$$

$$\dot{B}_0 = k \sin \theta \dot{B}_i = -j \frac{k \sin \theta}{\sqrt{2}} E_i e^{j\omega t} \quad (4.20)$$

但し、 k は平衡変調器の利得を表わす定数である。平衡変調器出力信号 A_0 および B_0 は合成されて無限移相器出力信号 E_0 となり、次式で与えられる。

$$\dot{E}_0 = \frac{\dot{A}_0 + \dot{B}_0}{\sqrt{2}} = \frac{k}{2} E_i e^{j(\omega t - \theta)} \quad (4.21)$$

式より分かるように、出力信号位相は入力信号位相に対し θ だけ移相され、この位相角 θ は入力信号の角周波数 ω にかかわらず一定値となり、原理的に周波数特性のない移相器が実現できる。また、移相量 θ は平衡変調器の出力信号振幅を $\cos \theta$ および $\sin \theta$ となるように制御することによって得るため、どの位相角においても連続した移相が実現でき、 $0 \sim 360^\circ$ の位相角をエンドレスに可変できるいわゆる無限移相器となる。さらに、(4.22)式より平衡変調器の利得が1の場合には、無限移相器の損失は原理的に

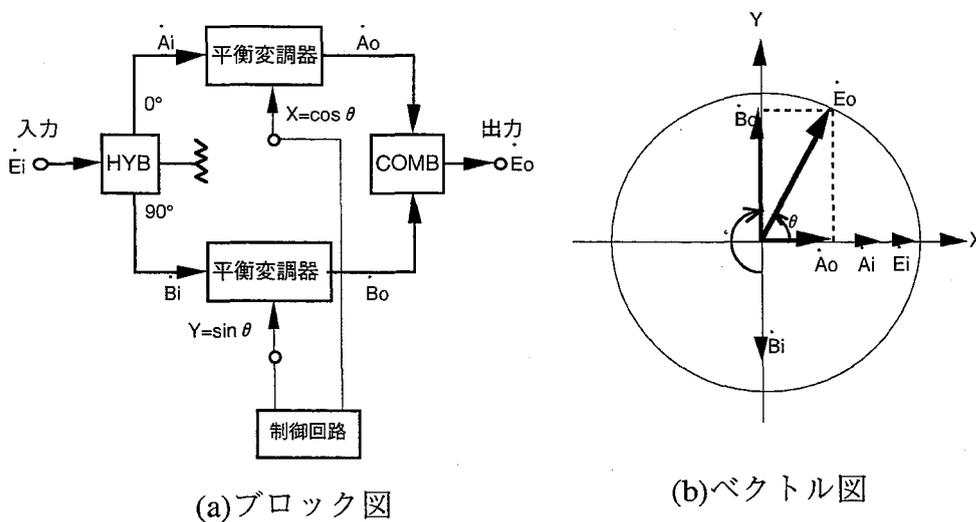


図 4.15. 無限移相器

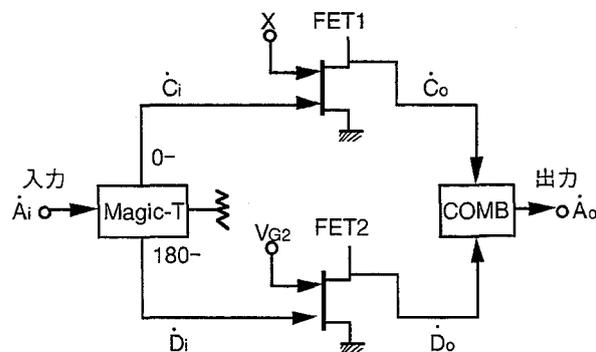


図 4.16. FET 平衡変調器の構成

6dB となる。

以上に述べた特性は、平衡変調器の出力信号が正確に $\cos \theta$ または $\sin \theta$ に比例した信号で振幅変調され、かつ振幅変調に伴う位相変化がない場合に得られる特性である。しかし、実際の平衡変調器では制御信号と出力振幅との間に非線形特性があり、かつ出力振幅を変化した場合には同時に位相変化を伴う。この場合には出力信号の移相量が不正確になり、かつ位相を変化した場合の振幅変動が発生するという劣化が発生する。このため、平衡変調器の可変利得特性は、直線性が高く、かつ通過位相変化が小さいことが要求される。

4.4.2 デュアルゲート FET を用いたマイクロ波帯無限移相器

(1) FET 平衡変調器

利得を有し、直線性の高い平衡変調器としてデュアルゲート FET を用いた新しい構成法を提案した。図 4.16. は、この平衡変調器の構成法を示す。入力信号 A_i は、マジック T により 180° の位相差で 2 分岐される。

C_i, D_i は、デュアルゲート FET の第 1 ゲートに入力され第 2 ゲート印加電圧 X および V_{G2} により出力信号の振幅が制御される。FET1, FET2 の第 2 ゲート電圧 X, V_{G2} に対する利得を $G_1(X), G_2(V_{G2})$ とすると出力信号 C_o, D_o は次式で表わされる。

$$\begin{aligned} \dot{C}_o &= G_1(X) \dot{C}_i \\ \dot{D}_o &= G_2(V_{G2}) \dot{D}_i \end{aligned} \quad (4.22)$$

X を直流バイアス V_{G1} と交流分 $g(t)$ の項に分離して考えて、 $X = V_{G1} + g(t)$ とすると小信号動作では

$$G_1(X) = G_1(V_{G1} + g(t)) \cong G_1(V_{G1}) + k_1 g(t)$$

と近似できる。但し、 k_1 は FET1 の小信号利得である。最後に逆相関係にある 2 つの FET 出力 C_o, D_o をベクトルの的に合成して出力 A_o を得る。

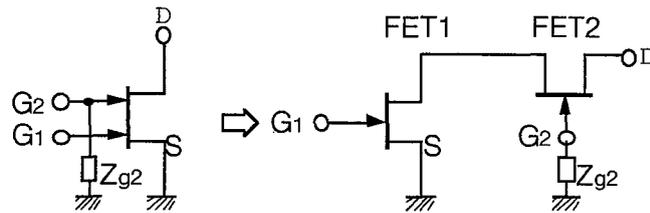
$$\dot{A}_o = \frac{\dot{C}_o + \dot{D}_o}{\sqrt{2}} = (G_1(V_{G1}) - G_2(V_{G2}) + k_1 g(t)) \frac{A_i}{2} e^{j(\omega t - \theta)} \quad (4.23)$$

$g(t) = 0$ のとき $A_o = 0$ となるように FET のゲートバイアスを調整したとき、式(6)より A_o は、

$$\dot{A}_o = \frac{k_1}{2} g(t) A_i e^{j\omega t} \quad (4.24)$$

となり、平衡変調信号となる。図 4.15. において、マジック T および同相合成器を共に 90° ハイブリッドで置き換えた構成も考えられるが、動作原理は同様である。従来の

リング変調器では、ダイオードの ON/OFF 動作を使用していたためダイオードの非線形特性が平衡変調器の変調特性を劣化させた。これに対して本回路は、FET の能動領域で線形性の良い領域を使用するため線形性の良い平衡変調器が実現できる。また、平衡変調器の不均衡成分（変調入力信号が零の場合の出力信号への漏洩成分）は、バイアス電圧を適当に調整することによって容易に除去することができる。さらに、



(a) カスケード接続等価回路

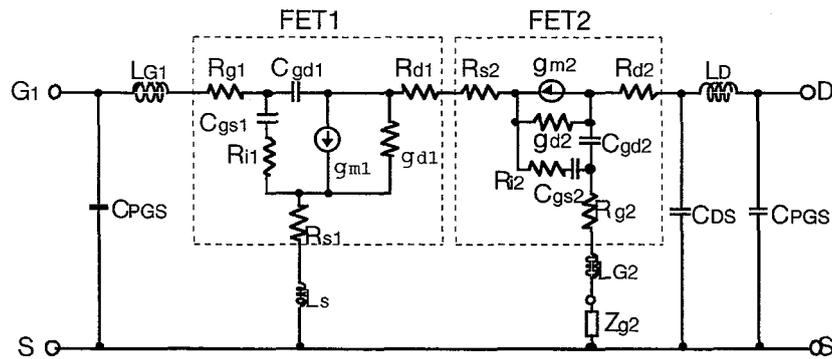


図 4.17. デュアルゲート FET の等価回路

デュアルゲート FET の第 2 ゲートによる変調は高速であり、第 1 ゲートと同様であるので高周波信号と同程度の速度で変調可能なことが特徴である。

(2) FET 無限移相器の特性解析

図 4.16. の FET 平衡変調器において FET1 の出力 C_o および FET2 の出力 D_o の位相関係は常に逆相でなければならない。また、FET 平衡変調器の変調特性は、デュアルゲート FET の線形性に依存する。ところが、現実のデュアルゲート FET の第 2 ゲートバイアスに対する可変利得特性はリニアでなく、しかも通過位相変化を伴う。このような特性は、平衡変調特性の線形性を劣化するだけでなく、図 4.16. に示す FET 平衡変調器の FET1 と FET2 の電気長を等しく調整することを困難にする。この結果、 C_o と D_o の逆相関係が成立しなくなり不均衡成分が出力される。また、FET1 と FET2 の電気長が等しくない場合、 C_o と D_o の位相関係は周波数特性を持つので平衡変調器の周波数特性を劣化する。このため、デュアルゲート FET の位相変化を含めた基本特性を明ら

かにする必要がある^{[95],[96]}。本章では、図4.17.に示すようにデュアルゲートFETをシングルゲートFETのカスケード接続等価回路で表わし^[97]、デュアルゲートFETの第2ゲートバイアス変化に対する利得および通過位相変化を数値解析した結果を示す。次に、実測結果との比較を示す。なお、等価回路解析において、ドレイン電流および等価回路定数のバイアス依存性の計算には、GaAsの電子速度飽和特性を折れ線で近似したモデル^[98]を使用した。

(3) 等価回路

図4.17.(b)に示す等価回路において g_{m1} , g_{m2} は相互コンダクタンス, g_{d1} , g_{d2} はドレインコンダクタンス, C_{gs1} , C_{gs2} はゲート・ソース間容量, C_{gd1} , C_{gd2} はゲート・ドレイン間容量, R_{i1} , R_{i2} は内部ゲート・ソース間抵抗, R_{s1} , R_{s2} はゲート・ソース間の内部寄生抵抗, R_{d1} , R_{d2} はゲート・ドレイン間の抵抗である。また, Z_{g2} は第2ゲートを終端するインピーダンスである。これらの回路定数のうちバイアス依存性のあるものは, g_m , g_d , C_{gs} , C_{gd} , R_i , R_d であり, その計算式は文献[98]で報告されている。それを用いて算出した結果を図4.18に示す。これらの値は, 実験に用いたゲート長 $1\mu\text{m}$, ゲート幅 $300\mu\text{m}$, ピンチオフ電圧 3.6V のGaAs FETの代表的な値である。

(4) 特性解析

解析は, ドレイン電流および図4.18.(a)の各FETのソース・ドレイン間電圧およびゲート・ソース間電圧を計算し, 次に各FETの等価回路定数を計算し最後に図4.18.(b)の等価回路を解析するという手順で行なう。

図4.17.に示す等価回路において, Intrinsic FETのYパラメータは, ソース接地Yパラメータを用いて容易に解析できる。各FETのソース接地Yパラメータは, 次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 y_{11s} &= \frac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega C_{gs} R_i} + j\omega C_{gd} \\
 y_{21s} &= \frac{g_m}{1 + j\omega C_{gs} R_i} - j\omega C_{gd} \\
 y_{12s} &= -j\omega C_{gd} \\
 y_{22s} &= g_d + j\omega C_{gd}
 \end{aligned} \tag{4.25}$$

FET2は, ゲート接地回路であるのでソース接地Yパラメータ ((4.27)式)を用いて次式によりゲート接地Yパラメータを求める。

$$\begin{aligned}
 y_{11g} &= y_{11s} + y_{12s} + y_{21s} + y_{22s} \\
 y_{12g} &= -(y_{12s} + y_{22s}) \\
 y_{21g} &= -(y_{21s} + y_{22s})
 \end{aligned}$$

$$y_{22g} = y_{22s} \quad (4.26)$$

図 4.17.(b)の点線内に示すような R_g , R_d , R_s , Z_{g2} を含めた FET の Z パラメータは, Intrinsic FET の Y パラメータより次式を使って求める。

$$[Z]_{FET1} = [Y_s]_{FET1}^{-1} + \begin{bmatrix} R_{g1} + R_{s1} & R_{s1} \\ R_{s1} & R_{d1} + R_{s1} \end{bmatrix}$$

$$[Z]_{FET2} = [Y_g]_{FET2}^{-1} + \begin{bmatrix} R_{s2} + R_{g2} + Z_{g2} & R_{g2} + Z_{g2} \\ R_{g2} + Z_{g2} & R_{d2} + R_{g2} + Z_{g2} \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

但し, $[Y_s]_{FET1}$ は FET1 のソース接地 Y パラメータ, $[Y_g]_{FET2}$ は FET2 のゲート接地 Y パラメータである。デュアルゲート FET の S パラメータを算出するためには, (4.29) 式より各 FET の Z パラメータを計算し, 四端子パラメータの縦続接続を行なって求めることができる。図 4.19. は, $V_{DS} = 3V$, $V_{G1} = -1.5V$ のバイアス条件で V_{G2} を変化させたときの周波数 4.5 GHz における S パラメータの解析結果である。 S_{21} は, ピンチオフ付近及び $V_{G2} \geq 0$ の領域で位相変化が大きいことがわかる。デュアルゲート FET は, V_{G2} の変化に対して S_{11} の変化が小さく広帯域な可変利得特性を有することが特徴である。さらに, デュアルゲート FET の可変利得特性を解析する。FET の入力端子より信号源を見た反射係数を Γ_1 , 出力端子より負荷側を見た反射係数を Γ_2 とすると, FET の伝達特性 S_{21} は次式より求まる。

$$S_{21} = \frac{A_1^*}{A_2} \frac{S_{21}(1 - |\Gamma_2|^2)}{(1 - \Gamma_1 S_{11})(1 - \Gamma_2 S_{22}) - \Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}} \quad (4.28)$$

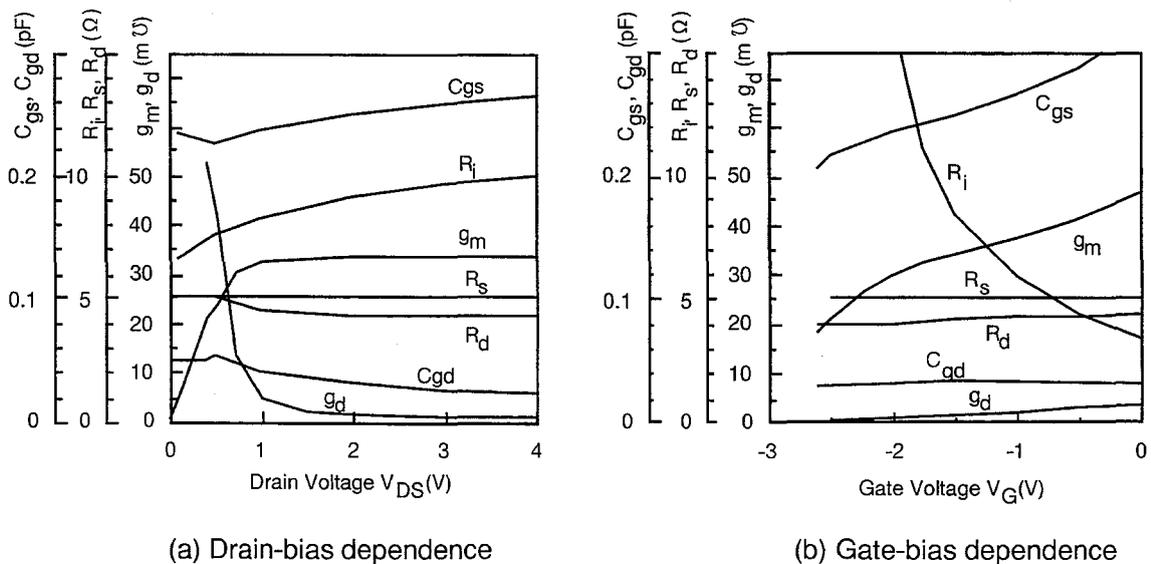


図 4.18. 等価回路定数のバイアス依存性

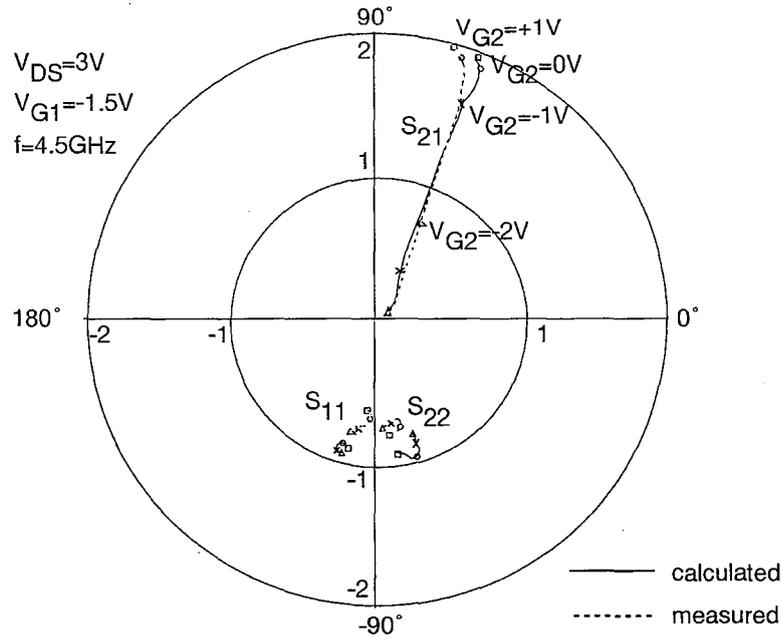


図 4.19. デュアルゲート FET の S パラメータ

$$\text{但し, } A_i = \frac{1 - \Gamma_i^*}{|1 - \Gamma_i|} (1 - |\Gamma_i|^2)^{\frac{1}{2}}$$

図 4.20. は、 $V_{DS} = 3V$ 、 $V_{G1} = -1.5V$ のバイアスで V_{G2} を変化させたときの周波数 4.5 GHz におけるデュアルゲート FET の可変利得特性を示す。但し、入出力回路は、 $V_{G2} = 0V$ のときの FET の入出力インピーダンスで整合した場合である。図(a)は、 V_{G2} の変化に対するデュアルゲート FET の利得変化の振幅成分である。図(b)は V_{G2} の変化に対する位相変化であり、最大位相で規格化して表わした。 $V_{G2} = 0V$ のときにほぼ最大利得となり、位相は $V_{G2} = -1V$ のときに最大となっている。 $V_{G2} < -1V$ では、図 4.17. の FET1 が不飽和領域、FET2 が電子速度飽和領域にあり、ドレイン電流は、 V_{G2} を負の方向に変化するに従って減少する。これに対し、 $V_{G2} > -1V$ では、FET1、FET2 共に電子速度飽和領域であり、ドレイン電流は V_{G2} の変化に対してほぼ一定である。第 2 ゲート終端インピーダンス Z_{g2} については、 Z_{g2} が誘導性るとき利得は大であるが、位相変化が大きいことがわかる。また、 Z_{g2} が容量性ときは利得が低下し、ピンチオフ付近で位相変化が大きくなる。図(c)の実線は、 V_{G2} を $0V$ (ほぼ最大利得となる V_{G2}) から負の方向へ変化させた場合に発生する位相変化 $\Delta\theta$ を 10° または 20° 以内にできる振幅の範囲を示す。先に述べたように無限移相器においては位相変化の小さい FET 回路が要求される。このためには、図(c)より Z_{g2} に最適値が存在し、この場合、 $Z_{g2} = -j100 \Omega$ 程度が最適値である。一般に、マイクロ波領域では、 Z_{g2} は先端がショートまたはオープン

のスタブにより構成できる。特性インピーダンス Z_0 、線路長 l のオープンスタブのインピーダンスは、伝搬波長が λ_g のとき $Z_{g2} = -Z_0 \cot 2\pi \frac{l}{\lambda_g}$ で表わされる。従って、 $Z_{g2} = -j100 \Omega$ は $\frac{\lambda_g}{4}$ 以下の短いスタブであり、さらに Z_0 を充分小さく設計すれば線路長 l は波長に比べて短くなり、 Z_{g2} による周波数特性の劣化は少ない。

(5) 実測結果

デュアルゲート FET の S パラメータの測定結果を図 4.19. の破線で示す。 V_{G2} の変化に対する振幅-位相の変化は理論値と比較的よく一致している。また、実際にデュアルゲート可変振幅増幅器として動作させた場合の振幅および位相の変化を図 4.20. の破線で示し、ベクトル軌跡を図 4.21. に示す。理論値と比較的よく一致しており解析法が妥当であることがわかる。

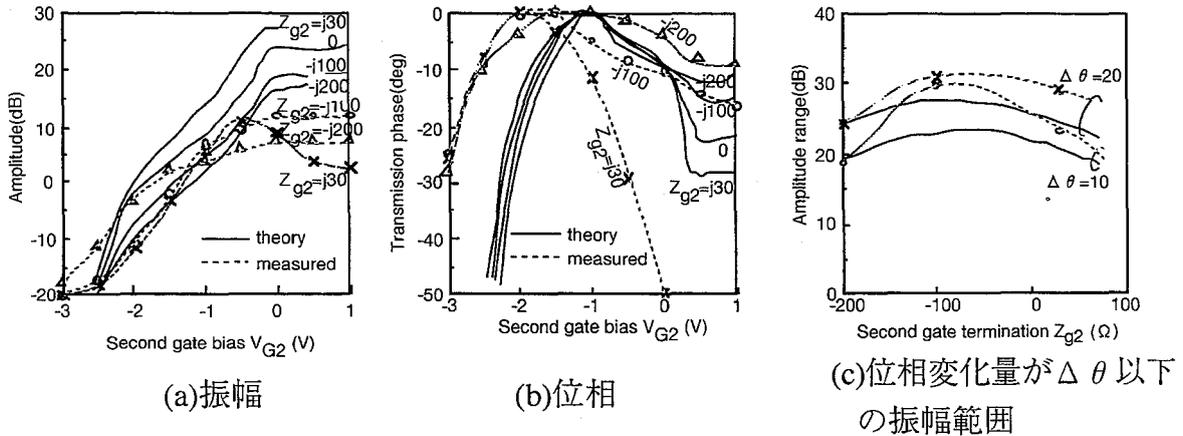


図 4.20. デュアルゲート FET の可変利得特性

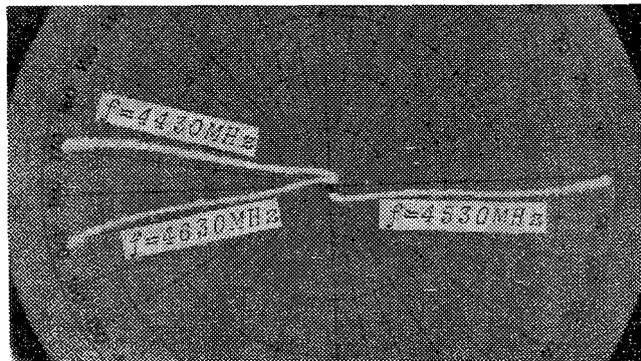
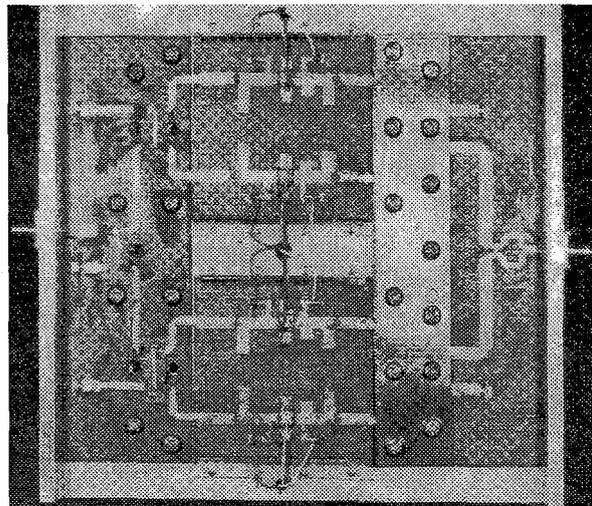


図 4.21. 可変利得特性

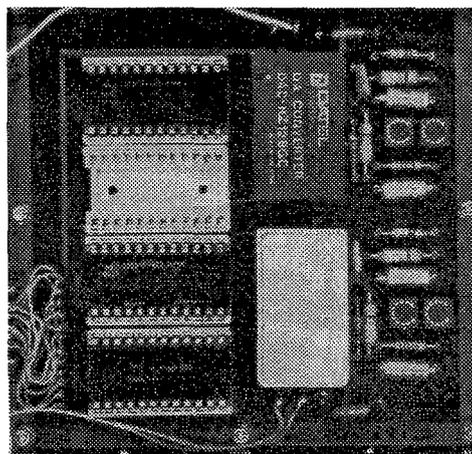
(6) 試作結果

90° ハイブリッドとして小形で広帯域な特性が容易に得られるトリプレート型3dB方向性結合器^[99]、同相合成器としてY分岐回路^[100]を使用しデュアルゲートFET無限移相器を試作した。図4.22.は、試作した回路を示す。平衡変調器用逆相合成回路としては、トリプレート型3dB方向性結合器を2個用いて実現している。また、制御回路は、ROMおよびD/Aコンバータを用いた非線形補償回路を使用し、位相制御入力は7ビットデジタル信号としたので2.8度ステップの位相角を制御することができる。

図4.23.は、FET無限移相器の制御特性を示す。同図(a)は移相量を連続的に変化させた場合の駆動波形である。FET平衡変調器の直線性が良好であるため、駆動波形は正弦波でほぼ十分であることがわかる。また、同図(b)はX軸またはY軸制御のみのバイ

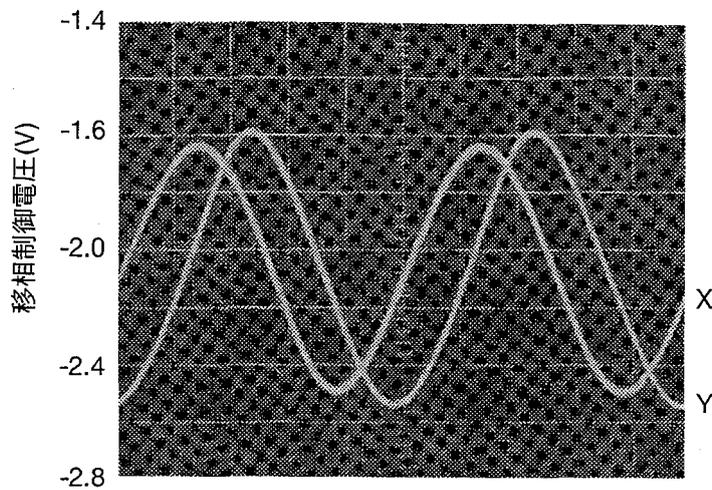


(a)FET 無限移相器

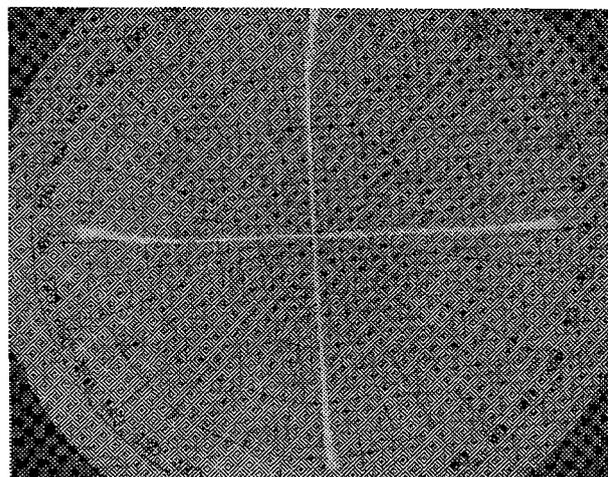


(b)制御回路

図 4.22. 試作 FET 無限移相器



(a)移相制御電圧



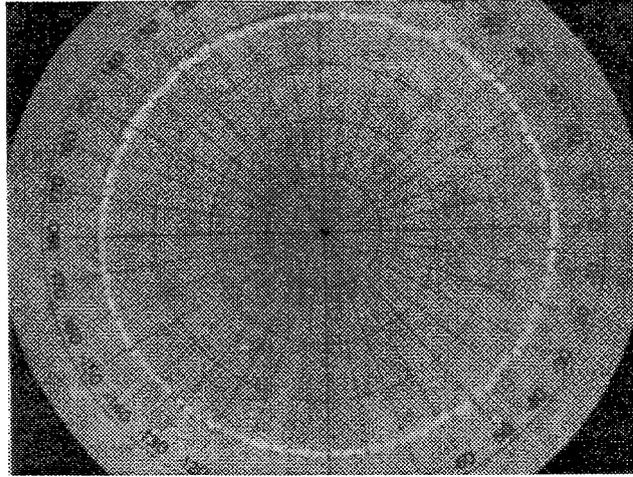
(b)出力ベクトル成分

図 4.23. FET 無限移相器の制御特性

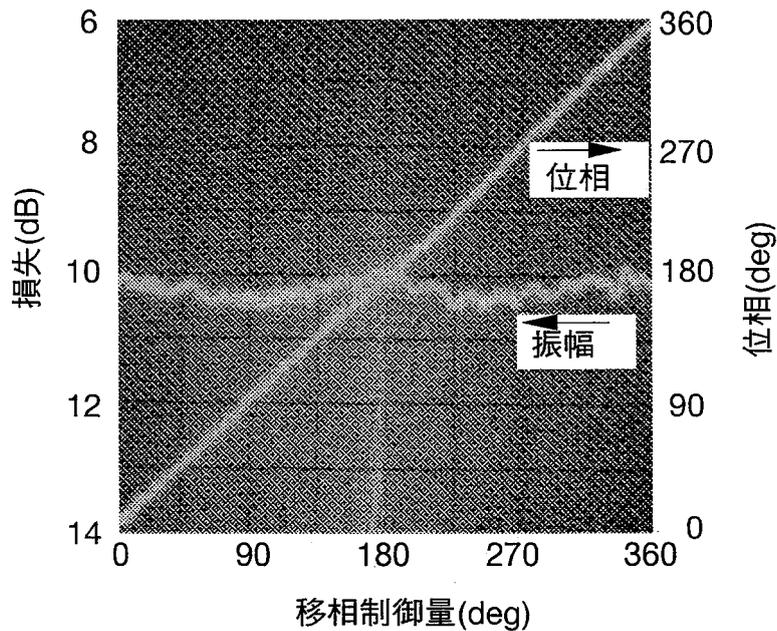
アス変化によって出力される信号のベクトル軌跡である。FETの可変利得特性に通過位相変化が少ないため、X軸、Y軸に沿った直線となっていることがわかる。

図 4.24. は、FET無限移相器の移相特性であり、同図(a)は出力信号ベクトル、図(b)は移相特性ならびに出力振幅変動特性を示し、中心周波数 $f_0 = 4500\text{MHz}$ においては振幅変動 0.5dB 、移相誤差 ± 1 度程度の良好な特性が得られた。

図 4.25. は、試作したFET無限移相器の周波数特性の測定結果である。図(a)は、挿入



(a)出力信号ベクトル



(b)振幅位相特性

図 4.24. 移相特性

損失の周波数特性であり，図(b)は位相制御入力に対する出力位相の誤差（移相誤差）の周波数特性である。周波数 $4,500 \pm 50\text{MHz}$ において振幅偏差 $1\text{dB}_{\text{p-p}}$ 以下，位相誤差 10° 以内である。広帯域化が困難な原因としてデュアルゲートFET増幅器の周波数特性および入出力の不整合による反射等が考えられる。特に，FET平衡変調器（図4.16）を構成するFET増幅器が互に反対の周波数特性を有している場合は，平衡変調器としての振幅偏差はFET単独の振幅偏差の2倍になる。また，FETの入力での反射および他のFETの入出力間との結合によっても周波数特性が劣化する。これらの周波数特性劣化はデュアルゲートFET増幅器の広帯域化およびハイブリッド等の高アイソレーション化により改善できると思われる。図4.25(c)の実線は，振幅偏差の周波数特性を

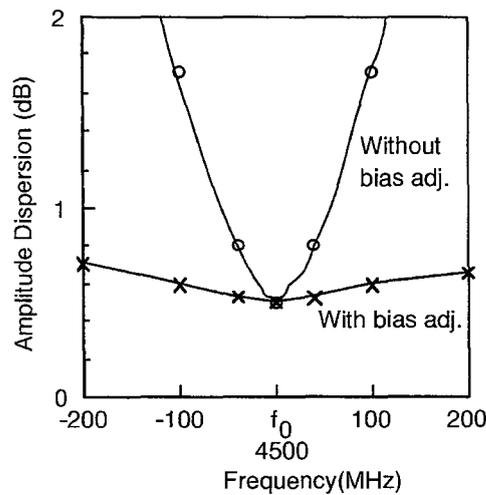
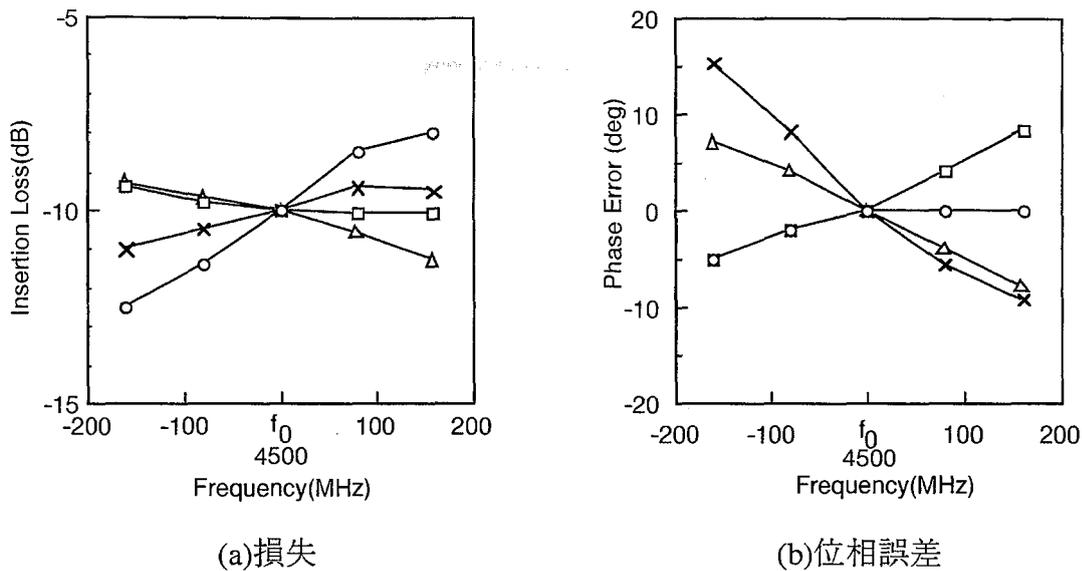


図 4.25. FET 無限移相器の周波数特性

表わし、周波数 $4,500 \pm 50\text{MHz}$ における振幅偏差は 1dB 以下である。また、図(c)の破線は、周波数ごとに FET 平衡変調器 (図 4.16) の定利得側の FET2 の固定バイアス V_{G2} を調整した場合の振幅偏差を示す。バイアス調整により中心周波数を簡単に変更できることがわかる。

試作した無限移相器の移相回転速度については、 $10,000$ 度/秒が実現できた。移相回転速度は、駆動波形の非線形変換のための D/A 変換器の変換速度に依存する。移相回転のため D/A 変換器入力のデジタル信号を変化させた場合、アナログ出力にデジタル信号成分が漏洩し、これが出力信号の位相ジッタの原因となる。これを防止するため駆動信号にノイズ除去フィルタを挿入している。この結果、移相回転速度は $10,000$ 度/秒に限定されている。今後 D/A 変換回路等の改善を行ない駆動信号に重畳する雑音を抑圧すれば移相回転速度はさらに大きくすることが可能である。

4.4.3 PIN ダイオードを用いたIF帯無限移相器

IF帯では平衡変調器としてリング変調器を用いた構成を検討した。図4.26.はIF帯無限移相器の回路構成を示す。IF帯でありダイオードとしては、ショットキーバリアダイオード(SBD)およびPINダイオードを使用した構成が考えられる。図4.27.は、SBDおよびPINダイオードを使用したときの平衡変調器の振幅制御特性および入出力特性を示す。実験によりPINダイオードを使用した場合の位相変化は小さく大入力動作が可能であることが明らかとなった。

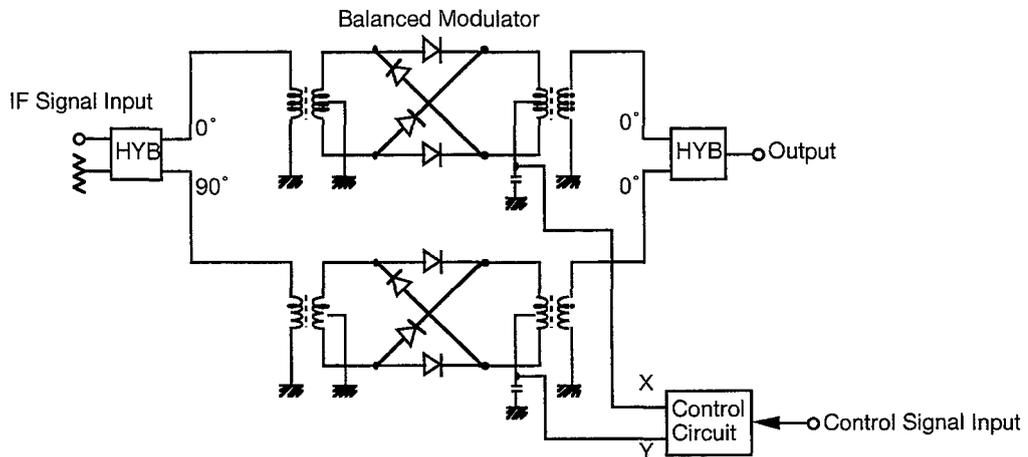


図 4.26. IF帯ベクトル合成形無限移相器の構成

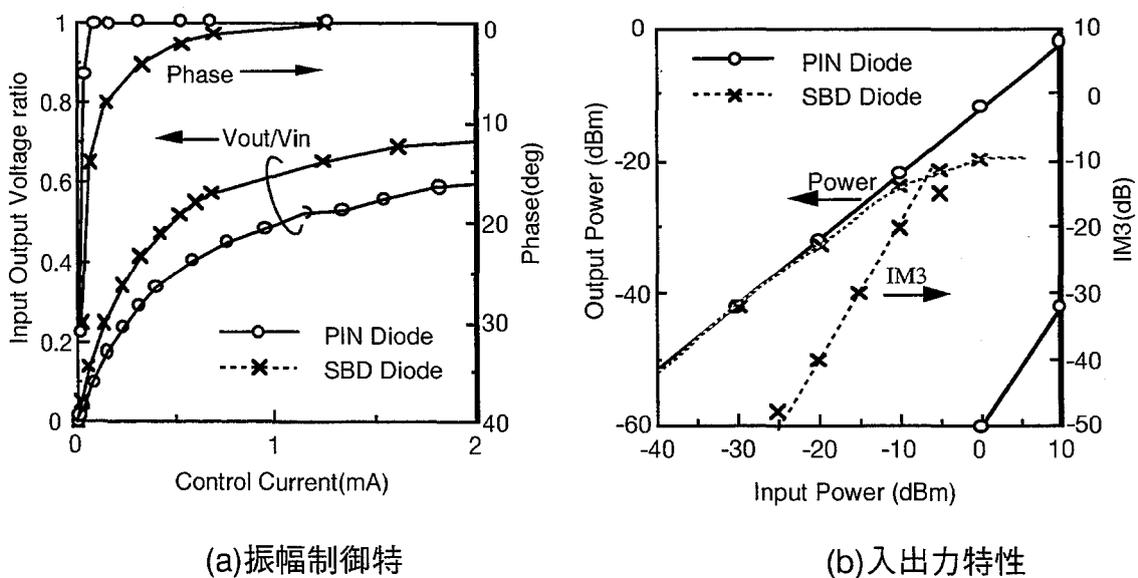


図 4.27. IF帯ベクトル合成形無限移相器の特性

表 4.2. 16QAM 方式用 UHF 帯 SD 合成器の主要諸元

項目	特性
振幅－周波数変動	20 MHz帯域で0.2 dB以下
IF周波数	100 MHzから160 MHz
移相ステップ	1.4度 (8ビット制御)
振幅制御範囲	40 dB以上
IM3 (PIN=-14dBm)	55 dB以上

表 4.3. SSTトランジスタのデバイスパラメータの一例

パラメータ	特性
コレクター－ベース間容量 (Cbc)	0.04 pF
ベース－エミッタ間容量 (Cbe)	0.052 pF
コレクター－基盤間容量 (Csub)	0.09 pF
カットオフ周波数 (ft)	15.6 GHz

4.4.4 ワンチップ IC 化無限移相器

マルチキャリア伝送方式の受信機構成の小形化のため、バイポーラ IC デバイス技術を使って無限移相器のワンチップ化構成を提案した^[99]。IF 帯で 16 QAM 方式に適用するため高精度な無限移相器の設計法について記述し、さらに無限移相器のワンチップ化構成技術としてマイクロ波帯までの周波数特性をもつ 90 度合成器および平衡変調器を IC 回路で実現する構成を提案し設計法および実験特性結果について述べた。

従来技術としては、GaAs プロセスにより高周波化が実施されてきたが、比較的低い周波数領域では、シリコンバイポーラデバイスにより低コストで実現できると考えられる。しかし、多値変調デジタルマイクロ波方式では、高精度な移相、振幅特性が要求される。従来のモノリシック IC の設計技術では高精度に着目して設計する例は少なかった。

(1) 16QAM 方式用 IF 帯 SD 移相合成器の要求特性

多値 QAM では、振幅特性の周波数特性が一定であることが必要である。16QAM では、C/N 特性の劣化を 2.7dB 以下に抑えるためには振幅の周波数特性は 0.2dB 以下でなければならない^[12]。マルチキャリアのキャリア周波数は帯域幅が 13MHz 程度であり、4 マルチキャリアの場合は周波数間隔 20MHz であるため IF 信号周波数は 100MHz から

160MHzまでの範囲である。移相制御ステップは、8ビット精度で制御した場合には、 $360(\text{deg})/2^8 = 1.4(\text{deg})$ である。このため、平衡変調器の利得制御範囲は40dB以上必要となる。16QAM伝送のためには線形特性が要求され、動作点 ($P_{IN}=-14\text{dBm}$) においてIM3は55dB以上必要である。IF帯のSD合成回路の主要諸元を表4.2.に示す。

(2) モノリシック無限移相器の設計と要素回路の特性

提案する無限移相器の動作原理はFET無限移相器と同様であり回路構成は、図4.15.と同一であり、2個の平衡変調器と90度合成器から構成される。要素回路の詳細を以下に示す。

A. デバイス技術

高周波数帯で動作するモノリシック無限移相器のためデバイス単体の特性は要求されるためSST技術^{[101]-[103]}によりベース幅を最適にした。この技術によりベース抵抗およびコレクタベース間容量が減少し、その結果、高周波特性が得られる。表4.4は、典型的なSSTトランジスタのデバイスパラメータの一例を示す。

B. IF帯無限移相器用平衡変調器

ギルバードセル型の平衡変調器の回路を図4.28.に示す。

図4.29.は試作回路の振幅可変特性の測定結果である。160MHz以下の周波数で40dBのダイナミックレンジが得られ所要特性を満足した。

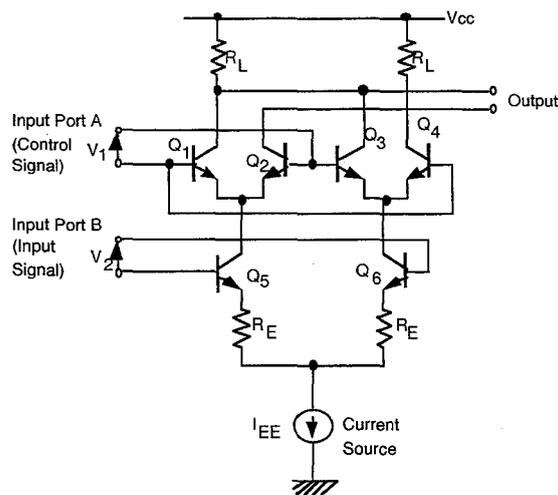


図 4.28. 平衡変調器の回路構成

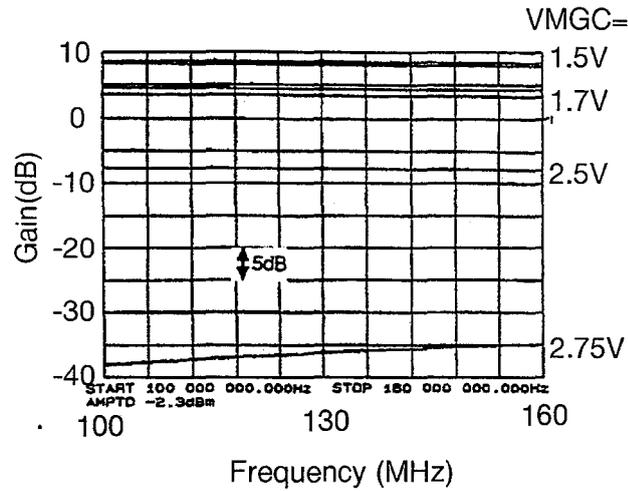


図 4.29. 平衡変調器の振幅可変特性

C. 90 度合成器

図 4.30. は、広帯域 90 度合成器の基本回路構成を示す。この回路では、移相量 Θ_1 と Θ_2 は次式で与えられる^{[104],[105]}。

$$\Theta_1 = 2 \tan^{-1} \left(\frac{1}{\omega R_1 C_1} \right)$$

$$\Theta_2 = 2 \tan^{-1} \left(\frac{1}{\omega R_2 C_2} \right)$$

90 度の移相差は、移相量 Θ_1 と Θ_2 の差で生ずる。移相量 Θ_1 と Θ_2 は周波数変化に対して傾斜を持つが、移相量 Θ_1 と Θ_2 の差は比較的広帯域な周波数で一定値となり広帯域特性が得られる。移相量 Θ_1 と Θ_2 は、 $R_1 C_1$ および $R_2 C_2$ で変わるため $R_1 C_1$ および $R_2 C_2$ の値を調整して動作周波数帯で 90 度の移相差が得られるように設計する。

図 4.31. は、 R_1 をパラメータにしたときの振幅の周波数特性である。100 ~ 200 MHz の周波数範囲で振幅の変動を 0.1dB 以下にするためには R_1 は 1k Ω 以下でなければならない。

図 4.32. は、90 度位相器の位相特性である。100 ~ 160 MHz の周波数範囲で位相の変動を $\pm 2^\circ$ 以下となっている。変調信号の帯域幅 12.5MHz での振幅偏差は 0.2dB 以下である。

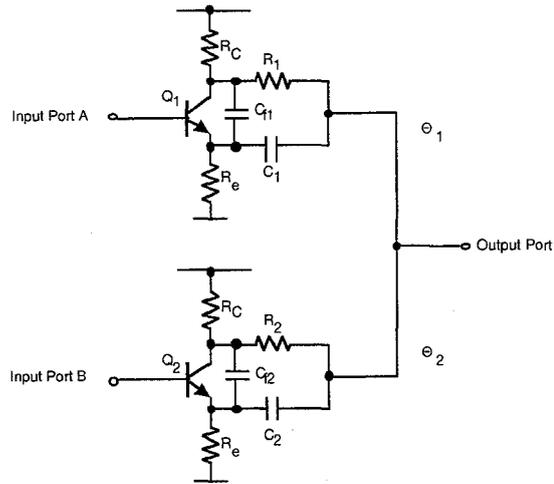


図 4.30.90 度 HYB の回路構成

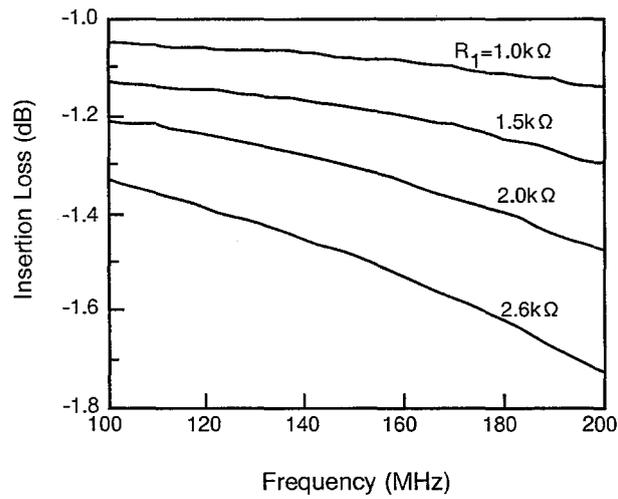


図 4.31.90 度 HYB の振幅の周波数特性

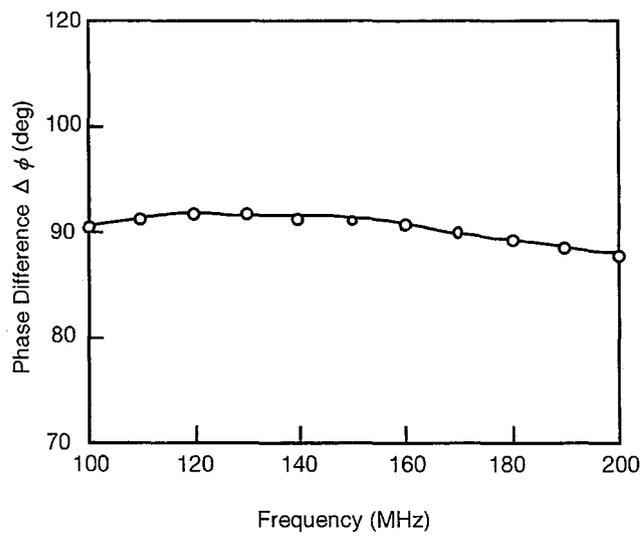
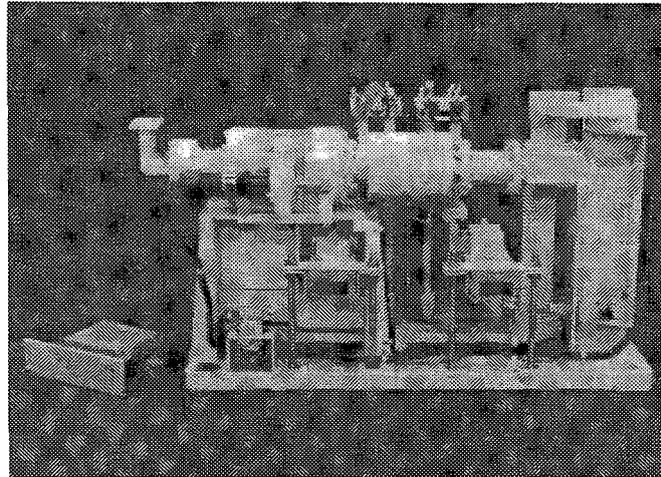


図 4.32.90 度 HYB の位相差の周波数特性

4.5 無限移相器の試作

マイクロ波方式のSD合成回路の無限移相器としては、従来FM方式では導波管形の誘電体回転形無限移相器が使用されていたが、装置が大形であり、移相量の制御はサーボモータを回転させて機械的な制御を行っていたため制御速度が遅く、寿命が短かく定期点検が必要であった。デジタルマイクロ波方式ではSDが標準装備となるため無限移相器を小形、軽量化して架内実装を可能にし電氣的制御による高速制御化および高信頼化を実現した。

ベクトル合成形無限移相器は、RF帯およびIF帯で構成することができ電氣的制御のため高速化が可能であり長寿命である。RF帯ではPINダイオードおよびGaAsデュアルゲートFETを用いたMMIC化無限移相器の構成が実現できる。図4.33.は、PINダイオード変調器を用いて試作したRF帯MMIC化無限移相器を従来の誘電体回転形無限移相器と比較して示す。試作したRF帯MMIC化無限移相器ならびにRF帯MMIC化無



MIC化無限移相器 誘電体回転型無限移相器 (従来方式)

図 4.33. RF 帯無限移相器

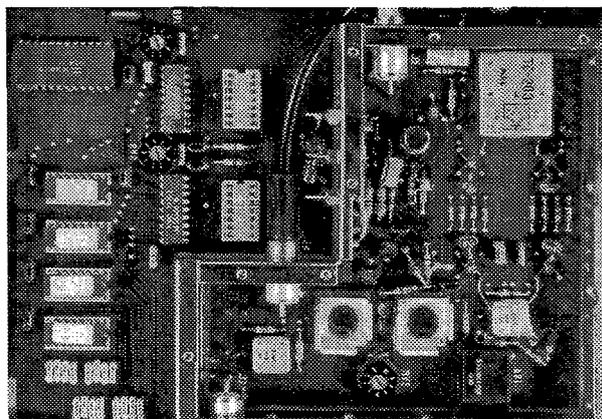


図 4.34. IF 帯無限移相器

表 4.4 各種無限移相器の特性

項目	IF帯パケットル合成形	MMIC化無限移相器	誘電体回転形無限移相器 (従来形)
最大移相追従速度	3000°/sec	60000°/sec(FET) 40000°/sec(PIN)	1350°/sec
消費電力	3W	3W	30W
構造	プリント基板	MMIC	導波管
実装	装置架内	装置架内	装置架上
制御方法	電氣的	電氣的	機械的 (サーボモータ使用)
適合するSD回路構成	中間周波数帯合成 (主信号位相制御)	中間周波数帯合成 (局発位相制御)	マイクロ波帯合成

限移相器の特性を従来の無限移相器の特性と比較して表 4.4 に示す。

図 4.34. に IF 帯無限移相器の外観を示す。IF 帯無限移相器の実装は、比較的周波数が低いのでプリント基板上に構成することができる。このため IF 帯無限移相器は、RF 帯 MMIC 化無限移相器よりも小形で低価格で実現できる。IF 帯無限移相器は、従来の無限移相器に比べ、速度において 20 倍、体積、重量において 1/200、消費電力において 1/10 に改善でき、架内実装が可能となった。また、非線形変換に ROM を用いることにより精度よい位相制御が可能となり、位相偏差 2°_{p-p} 、振幅偏差 0.2dB_{p-p} 以下を実現した。

4. 6 結言

マルチキャリア方式のスペースダイバーシチについて各波個別同相合成のフェージング時の帯域内振幅偏差の改善効果についてシミュレーション計算および実験により定量的に明らかにし、従来のシングルキャリアで用いられていた手法との比較を行い、本提案方式が優れていることを明らかにした。また、フェージングの劣化速度とスペースダイバーシチに要求される制御速度の所要特性について考察し、海上区間等のマルチパスフェージング条件では従来の MID-SD では追従することができないため個別制御同相合成 SD による高速な位相制御が必要であることを明らかにした。

また、マルチキャリア構成では各波個別制御回路化のため装置が大型化する問題を解決するためデジタル IC 化に適した制御アルゴリズムの提案および無限移相器の IC 化回路構成の提案を行い、SD 制御部をワンチップ IC 化構成にして小形化を達成した。

第5章 異周波数予備伝送路を用いた周波数軸誤り訂正方式

5.1 序言

デジタル情報の符号誤りを自動的に訂正する誤り訂正方式は、LSI等のデジタル素子技術の向上により適用範囲がますます拡大することが予想される。この誤り訂正方式は、伝送路特性の改善に効果がある。特に、フェージング伝送路における大幅な送信電力の削減、ダイバーシチ多重度の減少等が期待できるという優れた特性を有しており、今後この技術を有効に利用して行く必要がある。しかし、従来考えられている誤り訂正方式は、ほとんどが自回線に情報とパリティを同時に伝送する方式を採用しているため、伝搬路において発生したバースト的な符号誤りに対する改善効果が低下し、ランダム誤りに対して得られる程の大きな効果を期待できなかつた。バースト誤りをランダム化するにはビットインターリーブ技術の効果が大きい^[106]がハードウェアが大規模になるとともに遅延時間が増大するという問題がある。

デジタル無線伝送方式では多くの無線チャネルを使用して信号の伝送を行なっているが、これらのチャネル間では、符号誤りは降雨によるものを除けば、互いに独立であり、同時発生の確率は低く、むしろ反相関の場合もある。このため、無線チャネル間に跨った情報を一つのブロックとして組織符号化を行なうことにより符号誤りのバースト性を低下させることが可能であり、ランダム誤りに対すると同等なレベルにまで改善効果の向上が期待できる。

本報告では、全無線チャネルで伝送される情報のパリティを予備伝送路に乗せて送出し、伝送路で発生した符号誤りを受信点で訂正する周波数軸誤り訂正方式を提案し、この構成、動作を示し、符号誤りの発生過程を実験的手法を含め詳細に検討し改善効果を明らかにする。

5.2 誤り訂正方式

従来、無線伝送路においては、フェージング伝送路障害を救済するため、現用の伝送路に並行して異なる周波数の無線チャネルの予備伝送路を用意し、伝送路障害の発生した回線を予備伝送路に乗せ替えて救済する方法を採用している。この方法では、一定時間予備回線のビット誤りを検出することにより予備回線への切替可否を判断した後で、現用回線を予備伝送路に切替するため10ms以上の切替速度を実現するのが限界であった^[24]。このため原理的に高速切替によるビット誤りを救済することはできなかつた。従って現実の回線切替効果は、現用回線と予備回線の同時誤りの発生確率から算出した推定値よりも下回ると考えられる。本方式は、この予備伝送路にパリティを送出し受信端において符号誤りの訂正ならびに検出を行なうものであり、その構成

を図5.1に示す。誤り訂正は、送信端局に用意される符号器ならびに受信端局に用意される復号器、誤り訂正回路により行なわれる。送信システムスイッチならびに受信システムスイッチは、伝送路障害の発生した回線を予備伝送路に寄せ替えて救済する従来の回線切替装置の機能を有する。

まず、送信点においては、入力データを分岐しパリティ符号器を通じてパリティを算出し、これを、送信システムスイッチを介して予備伝送路に送出する。受信されたパリティは復号器に入り、受信データとの間でシンドロームの計算ならびにチェックが行なわれ、符号誤り訂正ならびに検出が行なわれる。このような構成を用いることにより、パリティビット伝送用の余分のビットを用いずに誤り訂正が可能となる。この場合でも、伝送路障害に対しては従来と同様にシステムスイッチを制御し、障害伝送路を予備伝送路に切替えることによって障害の救済を行なうことができる。図5.1は、システム間のデータが同期している場合について示したが、システム間のデータが非同期の場合は、スタフ同期を用いることにより、予備伝送路を使用した誤り訂正が可能である。これは、システム間の見かけ上の同期をとる方法であり、符号器の前で伝送路データにフレーム信号とスタフパルス进行する必要があるが、各伝送路のデータのクロック周波数ならびに位相は非同期のまま実現可能である。

5.3 多重誤り特性

誤り訂正符号を適用した場合の訂正能力は、それを適用する前の符号誤りがどのように分布しているかによって異なる。たとえば、符号誤りがバースト的に発生する確率が高い伝送路に誤り訂正符号を適用しても改善は小さく、符号誤りの発生がランダ

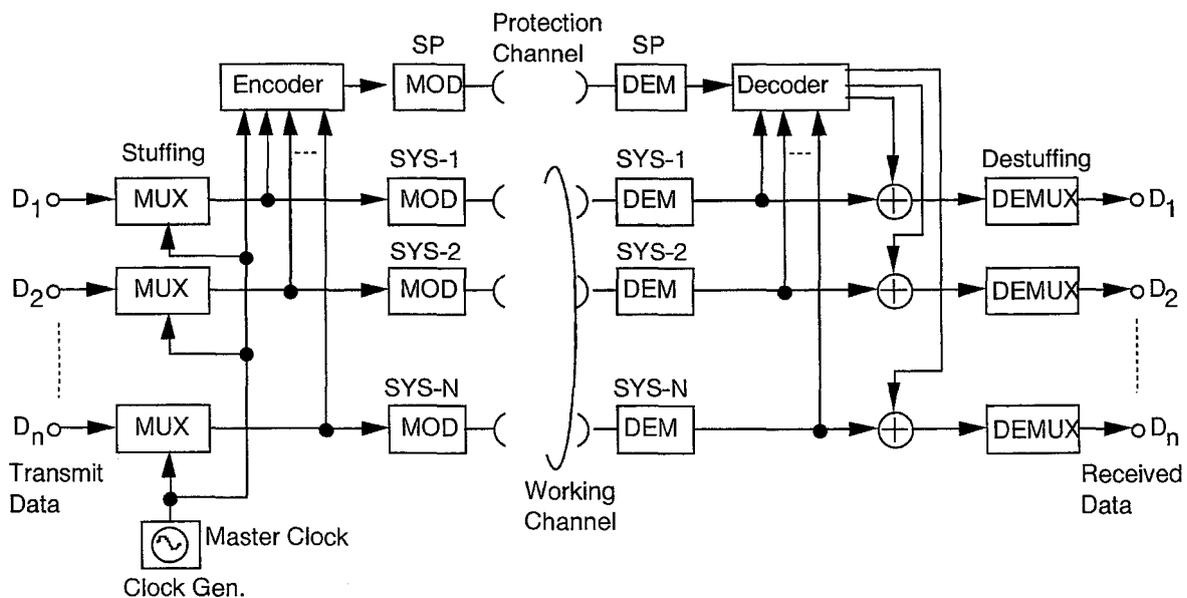


図 5.1. 誤り訂正方式の構成

ムである程改善効果が高くなる。本方式は、無線チャネル間での符号誤りが、互いに独立であり、同時発生確率が低いことを利用するものである。従って、符号誤りのバースト性のみでなく、無線チャネル間での同時発生確率について検討する必要がある。

5.3.1 16QAM 信号のビット誤り特性

16QAM変調器の構成を図5.2に示す。動作原理は、互いに直交する搬送波をそれぞれ独立な4値信号で振幅変調して合成する方法である。16QAMは、振幅と位相とを同時に変化させる変調方式であり、図5.3.に示すように16個の信号点を持つ。16値の信号は4ビットの情報量を持っており、16QAM変調方式を適用することにより伝送効率が向上する。

16QAM信号空間配置は、同相成分の4値信号 S_x と直交成分の4値信号 S_y で次式の

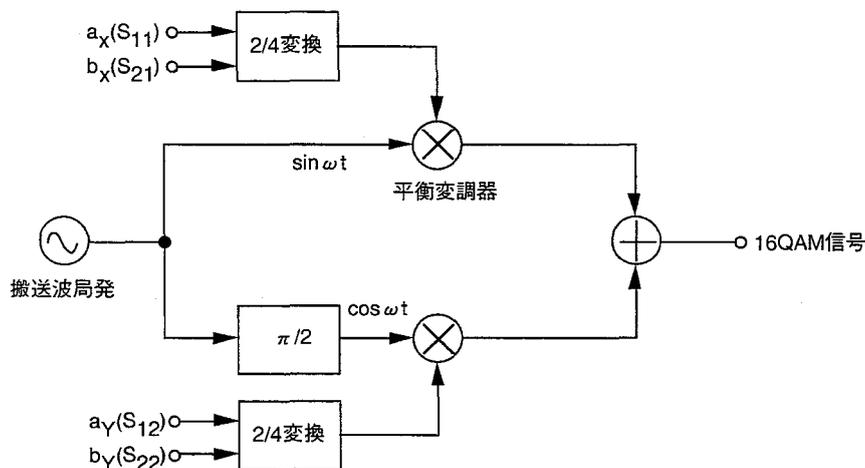


図 5.2. 16QAM 変調器の構成

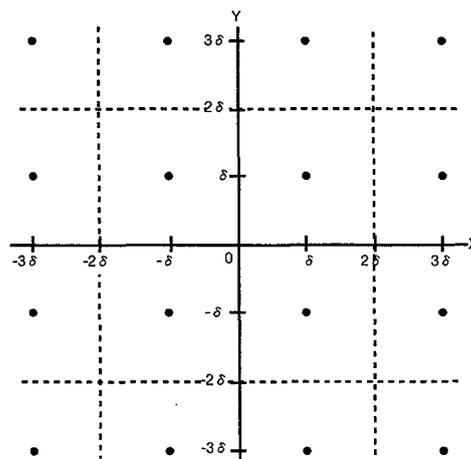


図 5.3. 16QAM 信号空間配置

ように表すことができる。

$$S_x = 2^1 \delta \cdot a_x + 2^0 \delta \cdot b_x$$

$$S_y = 2^1 \delta \cdot a_y + 2^0 \delta \cdot b_y$$

ただし、 $a_x, a_y, b_x, b_y = \pm 1, 2$ 、 δ :信号間隔

a_x, a_y を第1パス信号、 b_x, b_y を第2パス信号と呼ぶ。第1パス信号の誤り率 P_{e1} と第2パス信号の誤り率 P_{e2} の間には、

$$P_{e1} = 2P_{e2}$$

の関係がある。

5.3.2 差動符号化方式

16QAM変調信号を復調する場合、同期検波用の基準搬送波を受信信号から再生しなければならない。復調器の搬送波同期回路で再生した同期検波用搬送波には位相の不確定性を生ずるので、不確定性が存在しても送信符号列を解読するための差動符号化方式が用いられる。

N相PSKの場合の差動符号化方式は、送信符号と直前の送信符号との位相差に元情報を対応させ、受信側では、この逆の演算すなわち受信信号の直前の受信符号との位相差をもって元情報を再生する方法であり、N進の和分、差分論理演算により実現できる。

この方法を16QAMに適用すると16進の和分、差分論理回路が必要となり、回路規模が増大する。簡易な回路構成で実現するためには、2つの象限に分解して第1象限の $\pi/2$ ラジアン毎の検波位相角の変化に対して、4進の和分、差分論理回路を適用する構成が提案されている。16QAM方式の差動符号化方式の第2象限の構成として、自然2進(Natural Code)、交番2進(Gray Code)および回転対称形による構成がある^[107]。

自然2進による構成は、第1パスおよび第2パス信号をそれぞれ4進和分、差分する。但し、実際の信号空間上に符号をマッピングする際には変調器、復調器(識別器)の構成により符号配置に制限を受ける。自然2進によりマッピングされた信号配置を図5.4.に示す。識別器の動作は、図5.5.に示すように第1パスを4値レベルの中央値で識別し、第2パスは第1パスの識別レベルで全波整流された後に識別される。すなわち識別後の4値信号は、交番2進(Gray Code)となりマッピングされた信号を得るためには第1パスはそのまま出力し、第2パスは第1パスとの排他論理和出力とすればよいことになる。

図5.3.の信号配置において、距離 $\delta/2$ の雑音による誤りは、図示のように48通りのパターンがあり、第1パス、第2パス信号共に識別レベルを越えることにより誤りが発生し、さらに識別器の動作により第1パスの誤りが第2パスに伝搬する。シンボル誤

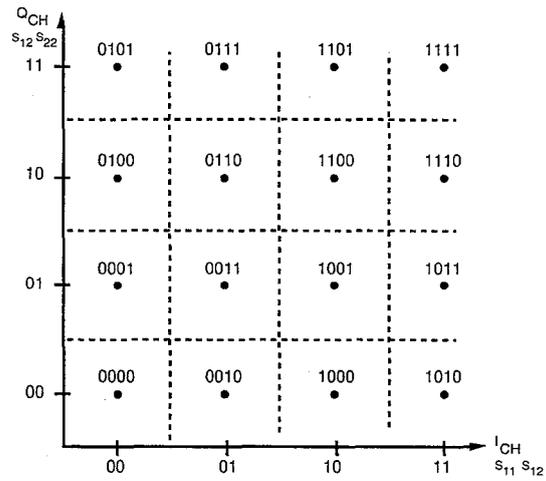


図 5.4. 識別器の動作

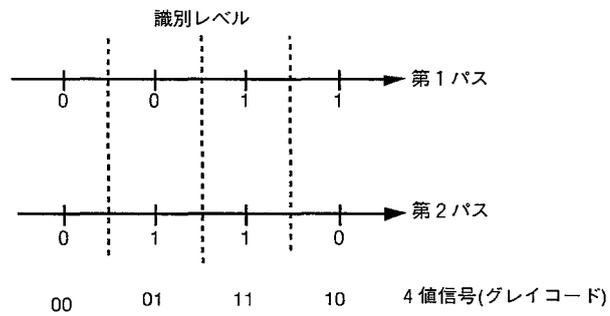


図 5.5. 識別器の動作

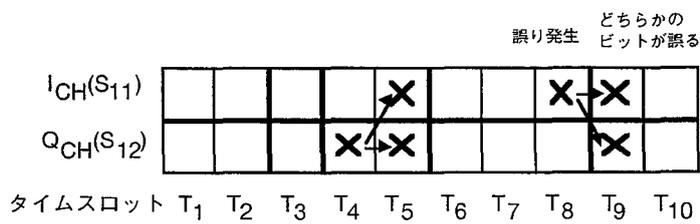


図 5.6. 4進差動論理の誤り伝搬モデル

り率を P_s とすると S_{11} および S_{12} の誤り率は

$$\frac{8}{48}P_s = \frac{1}{6}P_s$$

であり、 S_{21} および S_{22} の誤り率は

$$\frac{24}{48}P_s = \frac{1}{2}P_s$$

となる。このうち S_{11} と S_{21} (または S_{12} と S_{22}) が同時に誤る確率は $\frac{1}{6}P_s$ であり、 S_{11} と S_{22} (または S_{12} と S_{21}) が同時に誤るパターンは存在しない。

第1パスまたは第2パス信号内で差動位相符号化された場合について検討する。識別判定出力信号 (S_{11}, S_{12}) の位相情報の関係は表 3.1 のようにグレイ符号化されている。従って、差動論理回路としてはグレイ形 4 進和分、差分回路が必要である。

t タイムスロットの識別器出力 (a_x, a_y) を 4 進信号 x_t に変換 (グレイコード) すると

$$x_t = 2a_x + a_y \oplus a_x$$

であり、4 進差分出力 x_t は

$$x_t = x_t \oplus x_{t-1} \pmod{4}$$

となる。上式より、伝送路誤りが生ずると y_t, y_{t+1} に誤りが発生するが、グレイ符号として差分されるので重み 1 の誤りとなる。従って信号パタンの違いによりの a_x の誤りは確率 1/2 で誤りが波及し、1/2 の確率で a_y に伝搬する。誤りパタンのモデルを図 5.6.

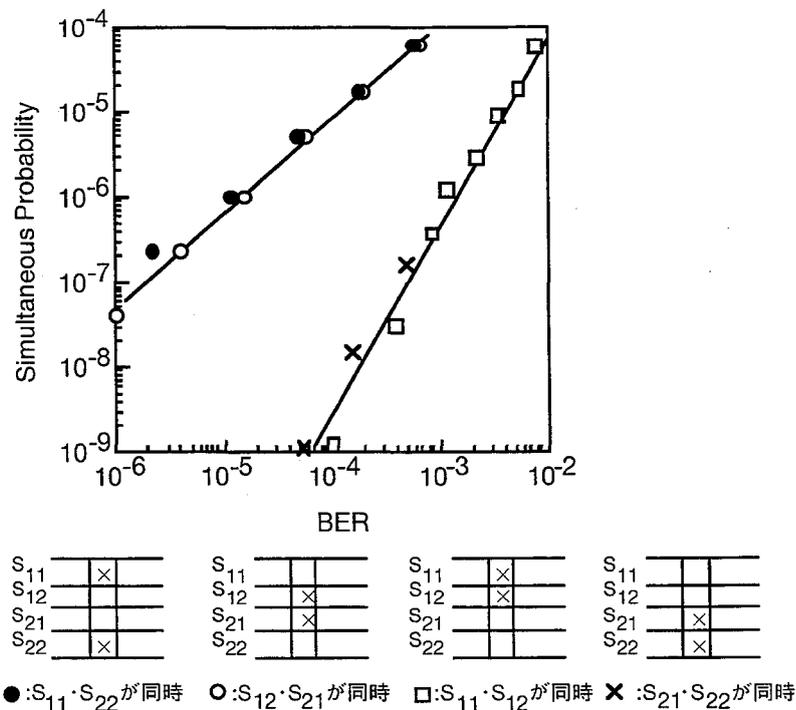


図 5.7. 16QAM 4 系列信号間多重誤り特性

に示す。

第1パスの差動論理入力（誤り）の確率は、 $\frac{1}{6}P_s \times 2 = \frac{1}{3}P_s$ であり、差動論理出力では16種類の誤りパターンが等しい確率で発生する。 S_{11} の誤り個数は16個であり、このうち8個は S_{21} と同時に誤り、連続誤りの発生は4個である。 S_{12} についても同様であり、第2パスのみの誤り（発生確率 $\frac{2}{3}P_s$ ）についても考慮すると、第1パス、第2パスのBER P_{e1}, P_{e2} は

$$P_{e1} = \frac{1}{3}P_s \times \frac{16}{16} = \frac{1}{3}P_s$$

$$P_{e2} = \frac{1}{3}P_s \times \frac{16}{16} + \frac{2}{3}P_s \times \frac{4}{4} = P_s$$

となる。同時誤りは第1パスの1ビットと第2パスの1ビットに発生し P_{e1} のうち1/2の確率で S_{21} と同時で、1/2の確率で S_{22} と同時に発生する。

16QAM方式は、1タイムスロット（クロックの1ビット）で4ビット（16値）を並列に伝送する変調方式であり、信号配置がグレイ化されていない場合には、1シンボル誤りに対して4系列信号の同一タイムスロットで多重誤りを発生する可能性がある。さらに、位相の変化分を用いて情報を伝送する差動位相変調方式を使用した場合、1つの伝送路誤りが差動論理出力では2つの連続したシンボル誤りに変換される。このため連続したタイムスロットにビット誤りを発生する確率が高いと考えられる。図5.7は、

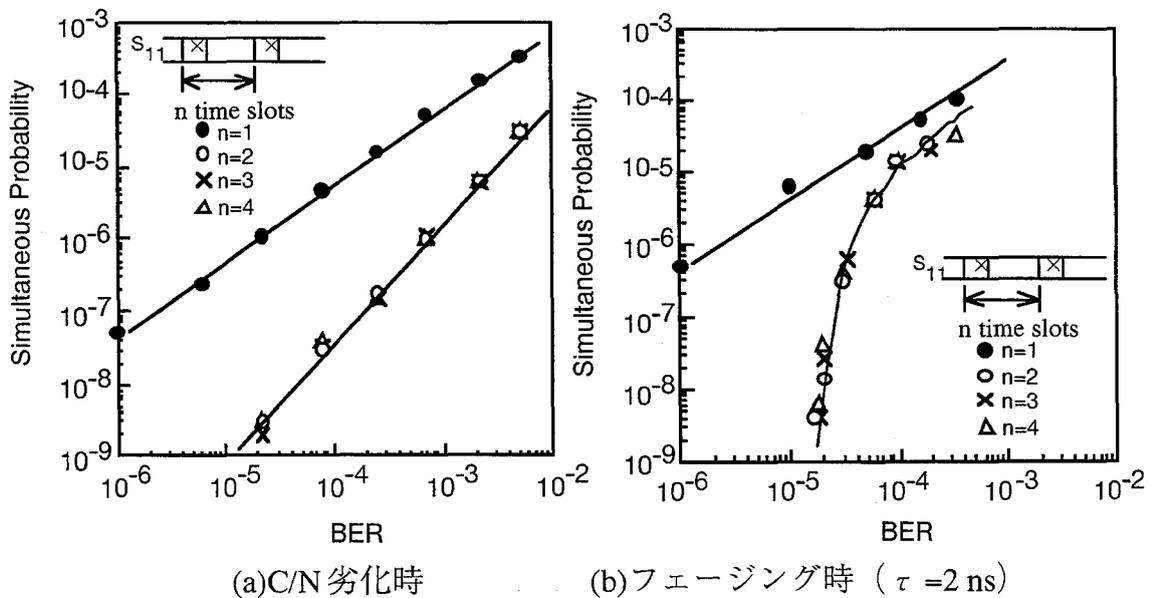


図 5.8. 連続誤り特性（実測値）

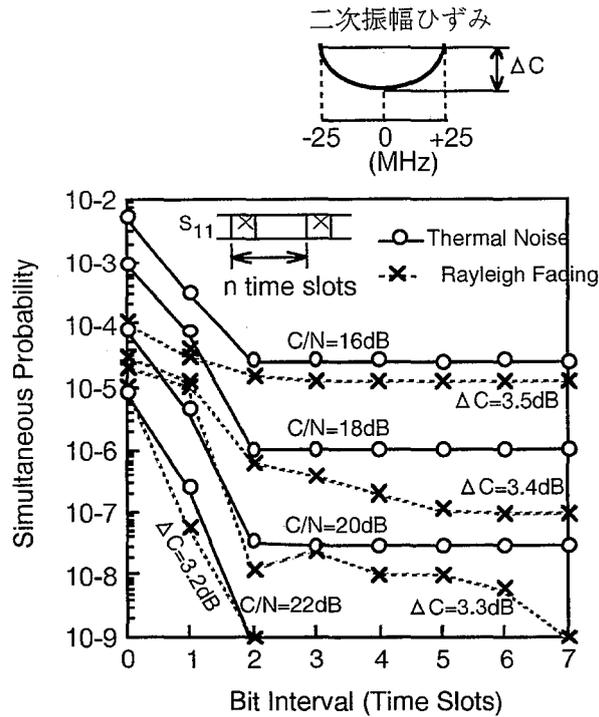


図 5.9. タイムスロット間の誤りの相関 (実測値)

16QAMの4系列信号 (S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22}) 間の多重誤り特性の測定結果を示す。ビット誤り率を P_e とすると S_{11} と S_{12} , または S_{21} と S_{22} が同時に誤る確率は、ほぼ P_e^2 であり、第1パス信号 (S_{11} , S_{12}) または第2パス信号 (S_{21} , S_{22}) 内のビット相互間の誤りには相関がないと考えられる。これは、第1パス信号および第2パス信号の内部で信号配置がグレイ符号化されているためであると考えられる。

また、図 5.8. は同一系列内 (S_{11}) の連続誤りおよび n タイムスロット離れたビットが同時に誤る確率を測定した結果を示すものであり、(a) は C/N 劣化時の連続誤り特性、(b) はフェージング時の連続誤り特性 (二波干渉モデルによる帯域内振幅ひずみによる劣化) を示す。差動位相変調方式では、1つの伝送路シンボル誤りが差動論理出力では2つのシンボル誤りに変換されるため連続誤りの発生確率が大きくなっている。 C/N 劣化時の連続誤りは、約 $0.06P_e$ の確率で発生し、2タイムスロット以上離れたビットで同時に誤る確率は、ほぼ P_e^2 となっている。従って、 C/N 劣化に対しては2タイムスロット以上離れたビットの誤りには相関がないと考えられる。しかし、フェージング時の連続誤りの発生確率は C/N 劣化時よりも大きく、ビット誤り率が 10^{-5} を超えると2タイムスロット以上離れたビットで同時に誤る確率も急激に劣化している。

図 5.9. は、 n タイムスロット離れたビットが同時に誤る確率を n を横軸にとって示したもので C/N 劣化時を実線、フェージング時を破線で示す。但し、 $n=0$ のときの値は

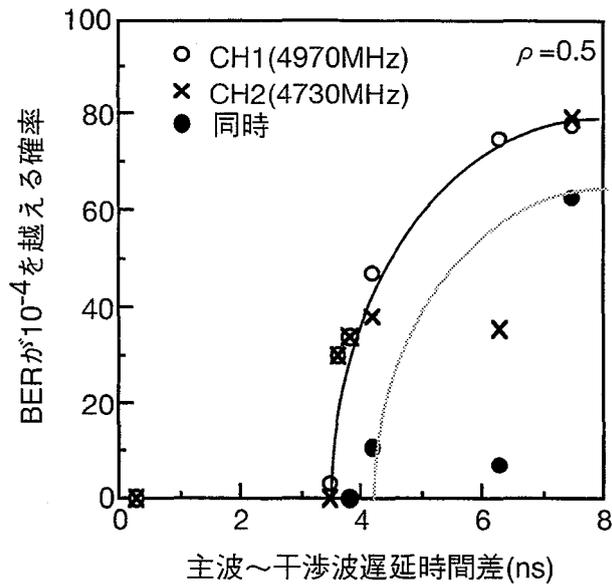


図 5.10. 無線チャンネル間の同時誤り

ビット誤り率を示す。フェージング時、誤り率が 10^{-5} 以下では 2 タイムスロット以上離れたビットでは、 Pe^2 程度まで同時誤りの確率は低下している。従って、フェージング時の誤り特性は、誤り率が 10^{-5} 以下ではランダム誤りであると考えてよいことがわかる。

5.3.3 無線チャンネル間の同時誤り

マイクロ波伝搬路において、屈折層あるいは海面反射等によるマルチパスが存在すると周波数選択性フェージングが生ずる。このマルチパスフェージングに周波数特性は、2 波干渉による周波数特性で近似でき、干渉波と直接波の遅延時間差 τ 、および干渉波の直接波との振幅比 ρ で表わすことができる。瞬時に見た周波数特性は、フェージングの最大点と最小点（ディップ）を含み、フェージングのディップを含む無線チャンネルでは受信電力が低下し、帯域内振幅偏差が生じ符号誤り特性が劣化する。周波数特性ではこのディップが $1/\tau$ の周波数間隔で生ずる。従って、各無線チャンネルを含む全帯域 W と直接波と干渉波の遅延時間差 τ との間に

$$W < 1/\tau$$

の関係が成り立つ時は、無線チャンネル間での同期誤りの発生が少ないと考えられる。

図 5.10. は、フェージングシミュレータを用いて τ を変化させたときに 4730MHz と 4970MHz の 200Mb/s 16QAM 無線チャンネルで生ずる符号誤りの同時性を測定した結果である。 $\tau = 6\text{ns}$ 以下では同時誤りの確率は 1/5 程度以下になっている。

表 5.1 主要な誤り訂正符号

分類		符号の例	特徴	
誤り訂正符号	ブロック符号	ランダム誤り	ハミング符号 BCH符号 巡回符号 Golay符号	<ul style="list-style-type: none"> ・符号構成が単純 ・ブロック長の短いものは装置規模が簡単 ・誤り波及がない。
		バースト誤り符号	Fire符号 短縮化巡回符号	
	畳み込み符号	ランダム誤り	自己直交符号 しきい値復号符号 最尤復号法 逐次復号法 拡散符号	<ul style="list-style-type: none"> ・符号化・復号化が容易 ・誤り訂正能力が高い ・誤り波及が波及する。
		バースト誤り符号	Hargelbarger符号 Iwadare符号	
接続符号		リードソロモン畳み込み符号	・ランダム誤り・バースト誤りの両方に有効	
インターリーブ			・符号時の遅延時間大	
符号再送要求			・再送に要する時間が大	

5. 4 誤り訂正符号

5.4.1 符号形式

誤り訂正符号には多くの種類があるが、それらはブロック符号とたたみこみ符号に大別され主要なものを表5.1に示す。ブロック符号は情報ビット列を k ビット毎に区切り、各区切りで独立に冗長ビットを付加して n ビット($n > k$)とする。この n ビットが1符号語を構成する。他方たたみこみ符号では冗長ビット列を k_0 ビット毎に区切り、冗長ビットを付加して n_0 ビットとするが、各区切りでの冗長ビット付加は、その区切り以前の $(m+1)$ 区切りに含まれる $(m+1)k_0$ 情報ビットに基づいて行われる。 n_0 ビットはブロック長、 $n_A = (m+1)n_0$ を拘束長といい、 k/n または k_0/n_0 を符号化率と呼ぶ。

本方式は、デジタルマイクロ波方式の予備回線にパリティビットを通して符号誤り訂正を行う方法であり、所要特性として以下の条件が考えられる。

- (1)多周波を用いた伝送路を用いているため、伝送路間でみた符号誤りはバースト性が低くなっておりバースト誤り訂正機能を設ける必要性は低い。
- (2)1周波のみをみた場合は、符号誤りがバースト的であるため、ブロック長また

は拘束長が短い符号形式が望ましい。

(3) 1 システムの多重誤りが符号誤りを発生していないシステムに誤りを発生する可能性があるため、多重符号誤り検出機能を設ける必要がある。

(4) 装置規模が小さいことが望ましい。

(5) 復号時の遅延時間ができる限り小さいことが望ましい。

本方式では、ブロック長または拘束長が短かく、パリティビット数が少なく、かつ多重誤り検出能力を有するため、ハミングSEC-DED符号および自己直交たたみ込み符号が望ましいと考えられる。

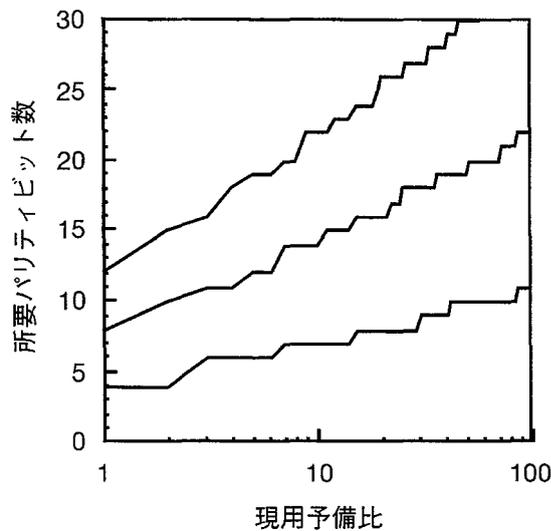


図 5.11. 所要パリティビット数

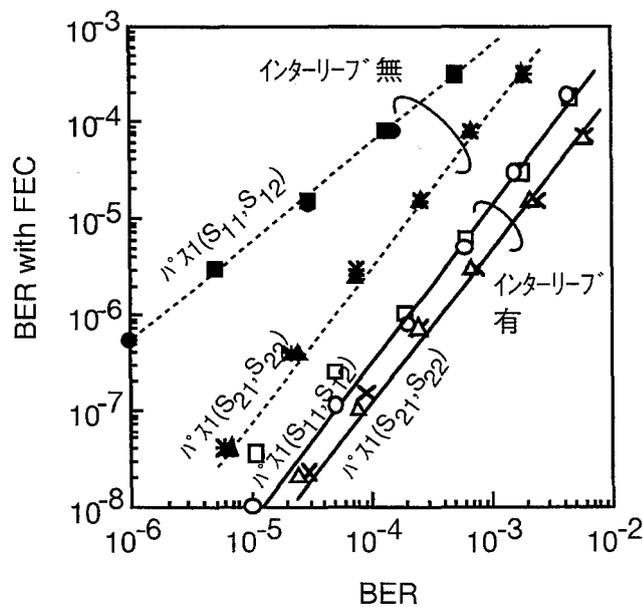


図 5.12. SEC 符号の改善効果

5.4.2 ハミング SEC-DED 符号

一般的に t 重誤り訂正符号に対し、ブロック長 n と所要パリティビット数 m の間には以下の条件が知られている^[34]。

(1) 必要条件 (ハミングの限界式)

$$2^m \geq \sum_{i=0}^t {}_n C_i \quad (5.1)$$

(2) 十分条件 (パルシャルギルバートサックスの限界式)

$$2^m \geq \sum_{i=0}^{2t-1} {}_{n-1} C_i \quad (5.2)$$

現用予備回線比を N 、予備回線数を S 回線とすると現用回線数は、 $W=N \cdot S$ である。無線回線の多値変調方式の多値数を q とし T タイムスロットで誤り訂正の符号語を伝送するとすると情報ビット数 k および可能なパリティビット数 m_s は次式で与えられる。

$$k = W \cdot T \cdot \log_2 q = N \cdot S \cdot T \cdot \log_2 q$$

$$m_s = S \cdot T \cdot \log_2 q$$

全ビット数 n は

$$n = k + m = (N + 1) \cdot S \cdot T \cdot \log_2 q \quad (5.3)$$

となる。

(5.1) 式から t 重誤り訂正に必要なビット数は

$$m_s \geq m \geq \text{INT} \left\{ \log_2 \left[\sum_{i=0}^t {}_n C_i \right] + 1 \right\} \quad (5.4)$$

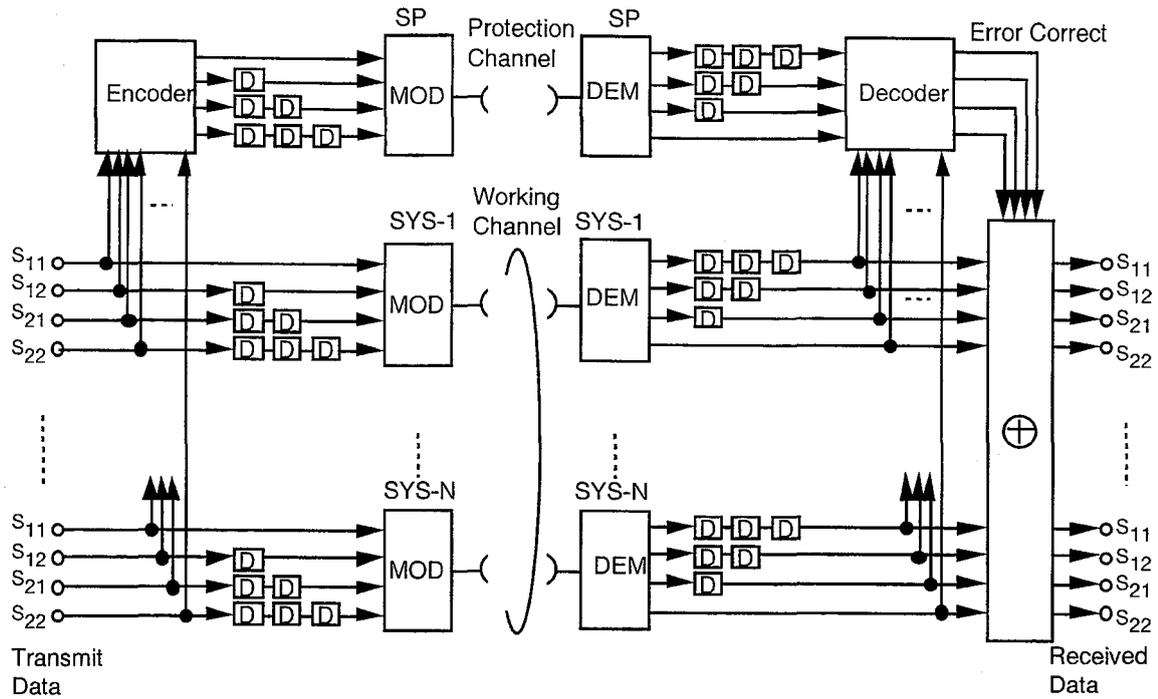
となる。

従って必要なタイムスロットは

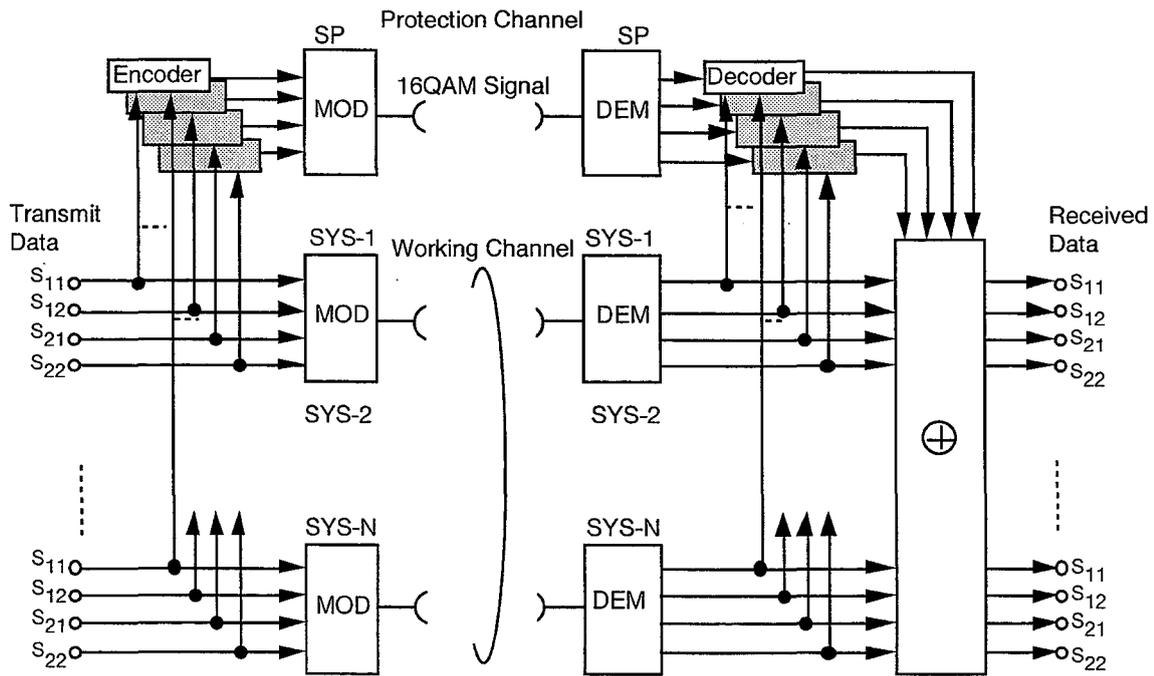
$$T \geq \frac{\text{INT} \left\{ \log_2 \left[\sum_{i=0}^t {}_n C_i \right] + 1 \right\}}{S \cdot \log_2 q} \quad (5.5)$$

となり、無線伝送路の現用対予備伝送路比 N を変化させた場合の訂正可能な誤り個数は図 5.11. のようになる。例えば、現用 6 に対し予備 1 の比の場合、この方式に 1 重誤り訂正符号を適用するには 6 ビットのパリティを付加することによって可能となる。この場合の情報点数は、 $6 \times 4 \text{bit} = 24 \text{bit}$ 、ブロックを構成するビット数は $(6+1) \times 2 \times 4 = 32 \text{bit}$ となる。

さらに、これに誤り検出能力を付加する場合は、パリティビットを余分に付加する



(a) ハミング SEC-DED 符号



(b) 自己直交 (7,6) 符号

図 5.13. 誤り訂正方式の構成例

必要がある。例えば、 $t+1$ 重誤りの検出を行なう場合は、さらに1ビットのパリティビットが必要となる。

16QAMの誤り特性は、前述のように、信号配置がグレイ化されていない場合は、同一タイムスロットの4系列のビット間に相関のある誤りが発生し、差動論理のため連続したタイムスロットのビット間に相関のある誤りが発生する。SEC-DED符号では、単一誤りの訂正が可能であるのでブロック内に2重誤りが発生することは望ましくない。図5.12.の破線は、4系列の同一タイムスロットの情報ビットを符号化して単一誤り訂正を行なったときの改善効果を示す。上述の理由により改善効果が小さくなっている。そこで、本報告では、SEC-DED符号の機能を効率よく使用するため、符号化の後で4系列信号間の遅延を異ならせて16QAM変調して送信し、受信間で同一タイムスロットに合わせて復号化することにより、同一タイムスロット内に発生する二重誤りを異なるブロックに分離し、誤り訂正する方法を提案する。図5.12.の実線は、符号化の後、4系列信号を4ビットずつシフトして伝送する方法で誤り訂正を行なったときの改善効果を示す。図5.8.(a)の結果より2タイムスロット以上離れたビット間の誤りには相関が生じないため、単一誤り訂正が能率よく行なわれると考えられる。図5.13.(a)は、本方式でSEC-DED符号を使用した場合の構成を示す。

5.4.3 自己直交たたみ込み符号

たたみ込み符号は、バースト誤り訂正に対する優れた特性と、符号化と復号化が比較的簡単に行なえるという特長を有する。ここでは、比較的誤り訂正能力が高く、有限な誤り伝播特性を持つ自己直交符号を採用した。現用6に対して予備1の現用予備比の場合は現用6の各システムの4系列データを各系列ごとにシステム1から6までをまとめて符号化しパリティビット1列を付加する自己直交(7,6)符号が適当である。 $t=2$ とすると、自己直交(7,6)符号は、次数 $m=41$ 、拘束長 $n_A = n_0 \times m = 287$ となる。本方式に自己直交(7,6)符号を適用した場合の構成を図5.13.(b)に示す。

5.5 理論計算

符号長 n の t 重誤り訂正符号を用いたとき受信端で正しく復号される確率 P_c は

$$P_c = \sum_{i=0}^t \binom{n}{i} p^i (1-p)^{n-i} \quad (5.6)$$

で与えられる。したがって符号語が誤る確率は、

$$P_{ew} = 1 - P_c \quad (5.7)$$

となる。また、平均符号誤り率は次式となる。

$$P_{eb} = \frac{t+1}{n} P_{ew} \quad (5.8)$$

選択性フェージングの場合、ディップが生ずる無線チャンネルのみに誤りが発生し、そのビット誤り率がPであるとする。フェージングチャンネルの誤りを救済する本方式の改善効果を算出するためには、現用システム中の1システムのみが熱雑音、帯域内振幅ひずみを受け誤りを生じ、他システムは正常な場合を仮定して解析を行なう。

(1) ハミング SEC-DED 符号

16QAMの1無線チャンネルは、4系列データを収容するので訂正後の平均誤り率は、(5.6)式で $n=4, t=1$ とおくことによって求められる。

$$P_{eb} = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \sum_{i=0}^1 \binom{4}{i} p^i (1-p)^{4-i} \right\} \quad (5.9)$$

(2) 自己直交 (7,6) 符号($t=2$)

図5.13.(b)の構成で、現用6システム中の1システムのみが誤りを生じ、他システムは正常と仮定した場合、注目するシステムについての誤り率を考えたときに実質的な拘束長は、 m と考えられる。自己直交符号では、差動論理変換による連続誤りが拘束長内に生ずるので誤り訂正後の誤り率は、(5.9)式だけでは求まらない。これを求めるためにまず伝送系の熱雑音のみによって生じる誤りによる誤り率をPとすると、 $t=2$ であるから受信端で正しく復号される確率 P_c は、

$$P_c = \sum_{i=0}^2 \binom{m}{i} p^i (1-p)^{m-i} \quad (5.10)$$

熱雑音による誤りPのうち差動論理変換により次のタイムスロットに誤りを発生する確率 P_d とすると、2重誤りの発生確率は $P_d P$ となり(5.10)式で示す P_c のうち $\binom{m}{2} p_d p^2 (1-p)^{m-3}$ は3重誤りとなり正しく復号されないことになる。従って受信側で正しく復号される確率 P_c' は

$$P_c' = \sum_{i=0}^2 \binom{m}{i} p^i (1-p)^{m-i} - \binom{m}{2} p_d p^2 (1-p)^{m-3} \quad (5.11)$$

$$P_{eb}' = \frac{3}{m} \left\{ 1 - \sum_{i=0}^2 \binom{m}{i} p^i (1-p)^{m-i} + \binom{m}{2} p_d p^2 (1-p)^{m-3} \right\} \quad (5.12)$$

但し、訂正前の符号誤り率 P_c とPの関係は

$$P_c = P + P_d P \quad (5.13)$$

(5.10), (5.12)式より本方式でSEC-DED符号および自己直交(7,6)符号を使用した場合の訂正後誤り率を計算した結果を図5.14(a)の実線で示す。但し、 P_d の値は、実験値(図5.8(a))より $P_d = 0.06$ とした。

5.6 実験結果

図5.14(a)のプロットは、SEC符号および自己直交(7,6)符号を用いて予備回線を使って誤り訂正を行なう本方式のC/N劣化時の誤り率改善効果を示す。但し、熱雑音は現用1回線のみ挿入し、そのシステムの誤り率の訂正前後を比較した。図5.15(b)のプロットは、フェージング時の誤り率改善効果を示す。伝送系の熱雑音に関しては、16QAM復調後の4系列信号の同一タイムスロット間および隣接するタイムスロット間を除けば相関がないと考えられるので、本装置の方法により符号理論から得られる理

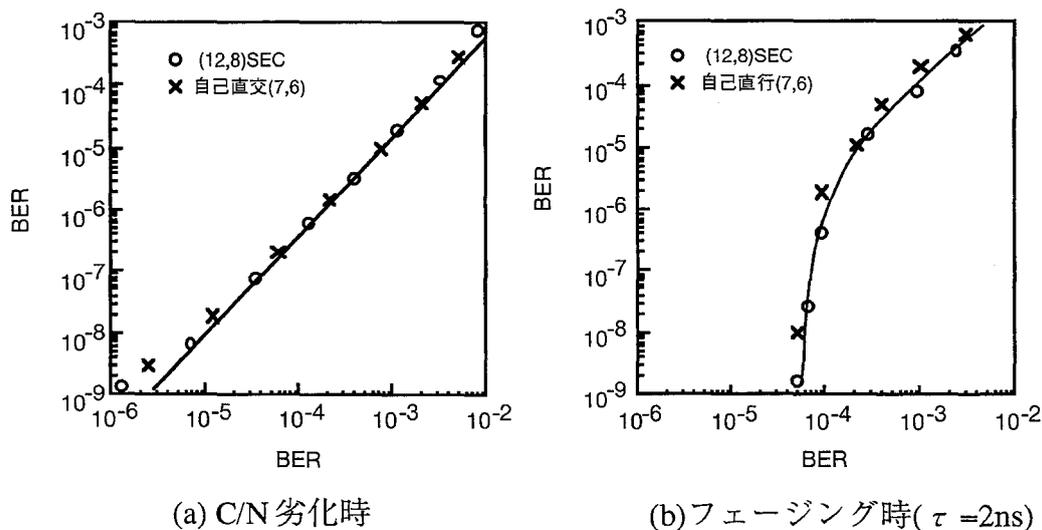


図5.14. 誤り訂正の改善効果

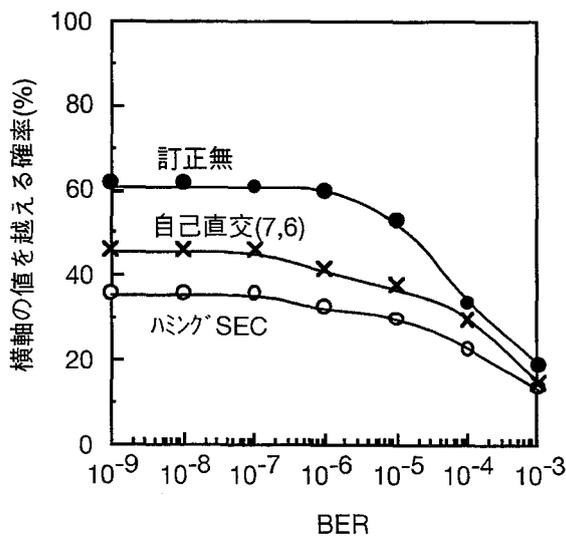


図5.15. フェージング時誤り率の累積分布

論値とほぼ近い特性が得られる。理論値との相異は、多重誤り発生時のミスコレクトによる影響であると考えられる。また、フェージング時の誤り訂正の効果は、誤り率が 10^{-5} を超えると急激に劣化し始める。これは、図5.8.に示したようにフェージング時に誤り率が 10^{-5} を超えるとバースト誤りが発生し、ブロック内に訂正能力以上の多重誤りが発生すると考えられる。フェージング時の改善効果は、訂正前 10^{-3} の誤り率を 10^{-6} に改善することができ、訂正前 10^{-3} を 10^{-4} に改善することができた。

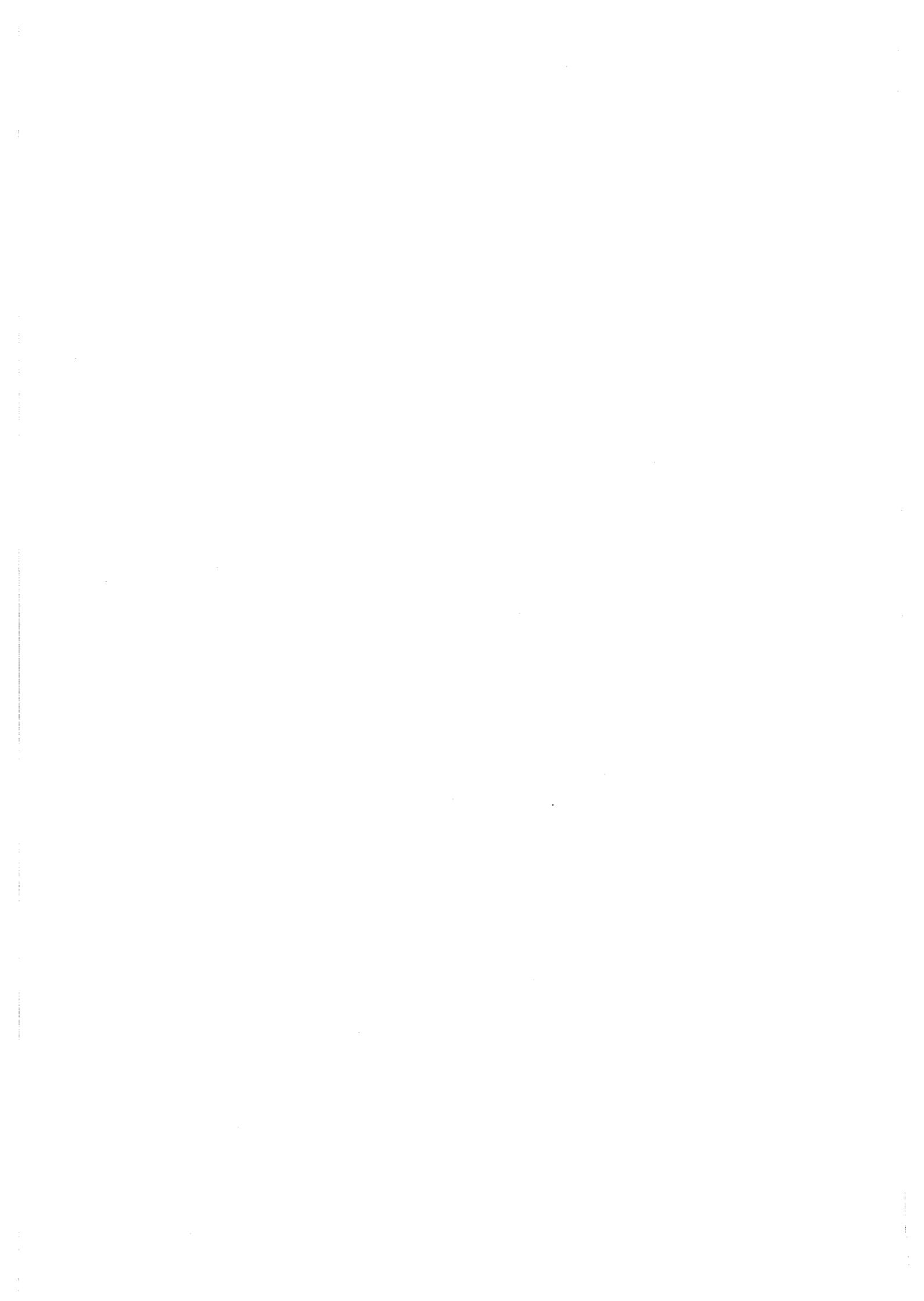
図5.15.は、フェージングシミュレータを用いてフェージング時の誤り訂正の動作確認を行なったものである。但し、無線システムとしては、4730MHz (現用1), 4970 MHz (予備)を使用し、RFフェージングシミュレータを用いて二波干渉フェージング($\rho = 0.5$, $\tau = 3.8$ ns)を発生させたときの実験結果である。このように厳しいフェージングが発生する場合は、バースト誤りが発生するため拘束長の長い自己直交符号は、ハミングSEC符号に比べて不利である。

5. 7 結言

予備伝送路に現用伝送路に対するパリティを送出する無線誤り制御方式を提案し、構成、動作を示し、16QAMデジタルマイクロ波方式に適用し実験的検討を加えた。予備回線にパリティビットを通して符号誤り訂正を行なう本方式の特徴をまとめると以下のようなになる。

- (1) 各無線チャンネルの変調速度は増加しない。
- (2) 装置障害時には従来と同様に予備回線を障害救済に使用できる。
- (3) 誤り訂正符号器、復号器の障害時には、これを切離すことにより従来と同様な構成となる。
- (4) 端局に符号器、復号器を設置するだけで良く、中間中継所は従来の装置をそのまま使用できる。

実験結果より、本方式をデジタルマイクロ波方式に適用した場合、フェージングによる誤り率が 10^{-4} 以下のときに本方式の効果が大きい。本方式では、多数のシステム間にまたがった符号誤り訂正を行なっているため一つのシステムで発生したバースト的な符号誤りが、誤りの発生していない他のシステムに誤って訂正を行なう可能性があり、これを防止する必要がある。しかし、ランダム誤りに対しては大きな効果が期待できるので、現用伝送路を予備伝送路に切替えて救済するヒットレス同期切替方式と共存させることによりフェージング時の誤り率改善効果が得られる。



第6章 マイクロセル方式におけるセル間ダイバーシチ

6.1 序言

マイクロセル方式において制御局装置(CS: Cell Station)と基地局装置(ACS: Access Control Station)との間の新しい網構成としてサブキャリア光伝送技術を採用し、変復調器を集中制御局に配置し、スペクトル分配切替により無線スペクトルを複数の無線ゾーンで共用する集中制御スペクトル分配制御方式を提案する。このことによりトラヒックの変動および伝送速度の変化に柔軟に対処でき、無線基地局は、増幅器と電気光変換器による簡易な構成となる。集中配置した変復調器を各無線基地局にダイナミックに切替接続することにより、トラヒックが増加した無線ゾーンの生起呼にも柔軟に対応できる^{[108]~[110]}。集中制御スペクトル分配方式では、集中制御局と基地局の間の信号伝送が変調方式に依存しないトランスペアレントな構成となり、無線基地局の簡易な設置および保守を可能とする。このことにより無線基地局でアクセスできる回線数を増大させ、電力増幅器と電気光変換器による簡易な無線基地局構成は、無線基地局の保守および更改が容易となる。

本論文の提案は、光ファイバマイクロセル無線方式へのデリバリスイッチの適用による呼損率の改善とFM2重変調によるダイナミックレンジ改善である。

本章は、マイクロセルのトラヒックの需要に柔軟に対処するためスペクトル分配切替スイッチを用いた光ファイバマイクロセル無線方式について述べる。システム設計のため光伝送路について伝送損失とNF(雑音指数)について述べLD(レーザーダイオード)の電気信号入力電力と受信光電力とCNR特性の関係について理論解析を行った。CNR特性とIM歪み特性の改善効果を有するFM2次変調技術を提案し実験により従来の光伝送技術よりダイナミックレンジを改善できることを確認した。また光ファイバマイクロセル方式においてダイバーシチの構成法について述べた。本提案方式により経済的で柔軟な光ファイバ網を構築できる。

従来のマイクロセル方式の回線制御は分散制御であり、各無線基地局に変復調器を配置し、無線ゾーン内の移動局と無線基地局に配置した変復調器の通話チャンネルの回線設定を行う。そのため各無線基地局は一時的なトラヒックの増加分を見込んで余分の無線設備を必要とする。さらに移動局が無線ゾーンを移行する場合、無線ゾーン間切替の頻度が多くなると考えられる。

つぎに、サブキャリア光伝送を適用したマイクロセル方式において、任意の無線ゾーンに対する無線信号を分配切替制御する集中制御スペクトル分配切替方式の構成について述べ、呼損の改善効果及び無線ゾーン間を移動する移動局に対して無線ゾーン間切替の効果を検討した。さらにTDMA方式における切替制御法について述べ、シ

ミュレーションにより呼量の改善効果を明らかにした。

マイクロセル方式においては加入者が無線ゾーン間を移動した場合に通話を継続させるためにはハンドオーバーにより隣接無線基地局への切替を行う必要がある。集中制御スペクトル分配制御方式のハンドオーバーは集中基地局で行うことができるため TDMA方式ではガードビットにおいて高速切替を行うことにより無瞬断のハンドオーバーを実現できる特徴がある。

本章ではサブキャリア光伝送を適用したマイクロセル方式において、任意の無線ゾーンに対する無線信号を分配切替制御する集中制御スペクトル分配切替方式の構成について述べ、呼損の改善効果及び無線ゾーン間を移動する移動局に対して無線ゾーン間切替の効果を検討した。さらに TDMA方式における切替制御法について述べ、シミュレーションにより呼量の改善効果を明らかにした。

6. 2 集中制御スペクトル分配切替方式

6.2.1 集中制御スペクトル分配切替方式の構成

図 6.1. は従来の分散制御方式の無線基地局装置構成を示す。各無線ゾーンの無線基地局には、変復調器、送受信器等が配備され、分散制御により移動局との無線回線設定を各無線基地局毎に行う。移動局は各無線ゾーンの無線基地局と無線回線接続され、移動局が無線ゾーンを移行した場合、通話を継続するためには移行先無線ゾーンで再度無線回線設定を行う。このため移行先の無線基地局で変復調器に空き通話チャンネルが無い場合は通話が中断するという問題があった。

図 6.2. にサブキャリア光伝送を用いた集中制御スペクトル分配制御方式の構成を示す。本方式は、集中基地局に変復調器等の無線装置を集中配置し、分配切替スイッチにより変調信号を各無線ゾーンのトラヒック変動に応じて無線ゾーンに分配切替制御し、柔軟な無線回線割当を実現するものである。変調信号を無線ゾーン間で分配制御することにより無線ゾーン間を移動する呼に対し、移行先ゾーンで変調器を継続して使用できるため、隣接無線基地局で通話チャンネルが他の移動端末ですでに使用中であるための呼損が発生することがないことや無線ゾーン間切替による通話の中断が生じない特長があると考えられる。

集中基地局(ACS)は、複数の変調器/復調器、デリバリスイッチ(SDS: Spectrum Delivery Switch)および制御回路で構成される。基地局(CS)と集中基地局(ACS)間を光ファイバで接続し、無線信号を伝送する。基地局間の光ファイバ伝送で行うことにより、都市部においても分岐干渉の問題がないことが特徴である。ルーラル地域では無線による基地局間の中継伝送も可能であると考えられる。

光伝送は、商用回線では一般に 1300nm の波長が使用されている。電気-光変換器

(E/O)側では、異なる周波数の無線信号がサブキャリアとして光ファイバで伝送される。E/Oは、レーザダイオードであり、サブキャリアで一括変換される。レーザダイオードは、入力電気電流に比例した強度変調によりアナログ変調光信号を発生させる。

受信側では、光-電気変換器(O/E)は、フォトダイオードであり、受信光信号を電気信号に直線的に変換する。フォトダイオードの周波数特性は広帯域特性である。受信信号は、光変換後に周波数選択フィルタにより選択される。

ACSのSDSは変調信号をどの無線ゾーンにも分配切替し、トラヒックの需要に応じ

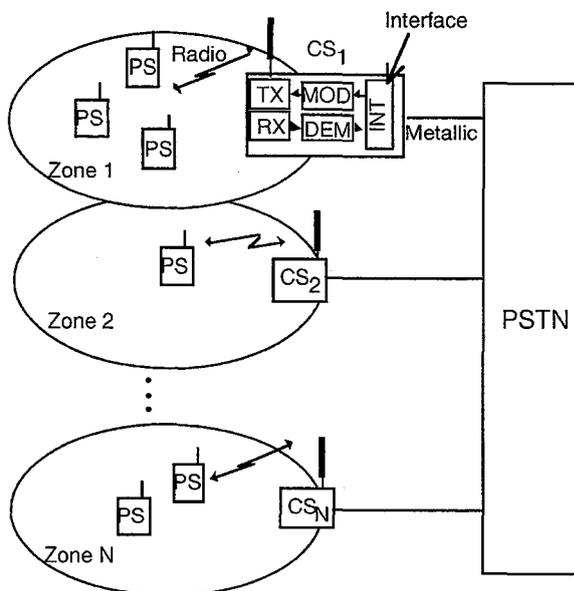


図 6.1. マイクロセル方式 (従来構成)

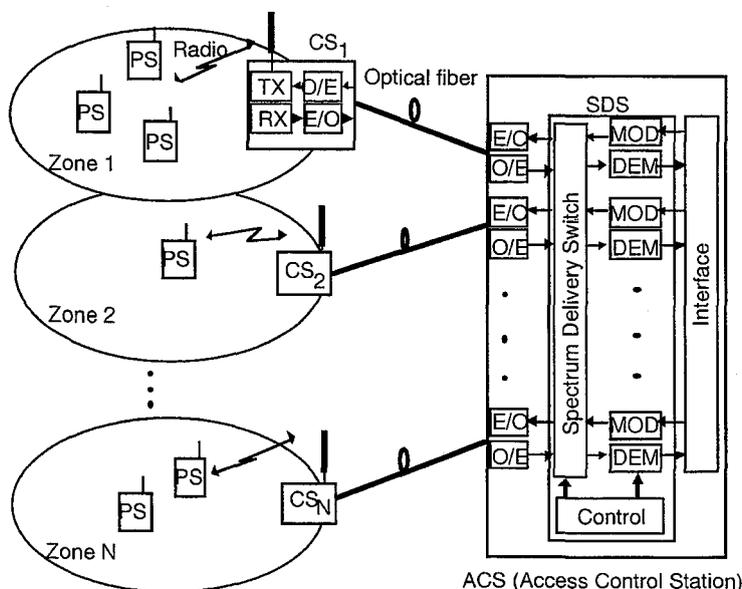


図 6.2. 集中制御スペクトル分配制御方式の構成

無線キャリアを複数の無線ゾーンに割り当てることができる。SDSはマトリクス切替構成でありスロット単位でどの出力にも高速に切替える構成である。CS_Nの加入者が少ない場合は、SDSは単一キャリアをCSに割り当てる。しかし、CS_Nの加入者数が多い場合には、3チャンネルが同時にCSに割り当てられトラヒック増に対応している。トラヒックの集中したCSには一時的に多数のサブキャリアの無線信号を光伝送する必要がある。しかし、マイクロセルで複数のサブキャリアを伝送する場合のレーザダイオードの非直線性による混変調特性がシステム特性に影響する。光リンクのダイナミックレンジは、無線区間の標準規格以上の特性が要求される。光区間の特性が無線区間の影響に影響するため、光リンクの所要特性は、無線区間および光区間の両方を考慮して設計しなければならない。

移動局とのアクセス方式は、図 6.3. に示す TDMA- TDD (Time Division Multiple Access - Time Division Duplex) 方式を適用した。図は制御チャンネル数 1、通話チャンネル数 3 の TDMA 構成の 4 チャンネル送受構成である。PHS (Personal Handyphone System) の TDMA-TDD 方式の一例を示す。フレーム周期は 5ms であり、バースト長は 65 μs である。信号周波数は、各スロット毎にダイナミックチャンネルアサインを行い、各 CS で受信レベル検出を行い未使用チャンネルを自律分散制御により割り当てる。図 6.4. に示すように集中制御分配切替方式の制御回路は、通話チャンネル毎の無線周波数及び変調信号の接続先ゾーンを制御する。TDMA 方式では通話チャンネル毎に変調信号を分配切替制御することにより、無線ゾーンで生じた呼に対して柔軟な回線割当を行うことができ

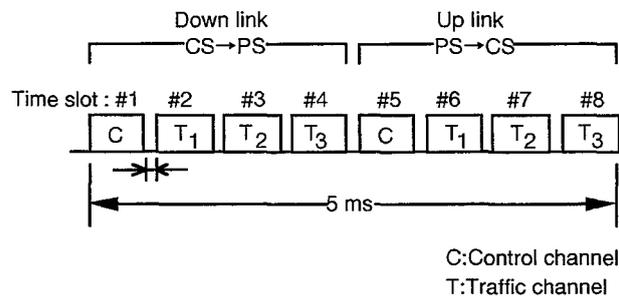


図 6.3. TDMA-TDD フレーム構成

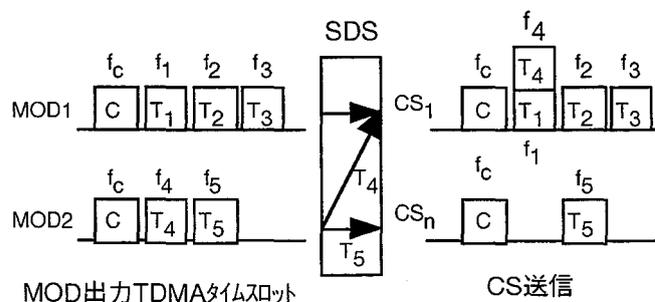


図 6.4. TDMA の分配切替制御

る。このため SDS は、タイムスロット毎の高速切替制御が必要となる。

6.2.2 呼損率の改善効果

分散方式の場合、無線ゾーンの基地局の通話チャンネルのチャンネル数 n 、呼量を a_0 (erl)、とすると呼損率 P_b は次式に示すアラン B 式により計算できる。

$$P_b = \frac{\frac{a_0^n}{n!}}{\sum_{k=0}^n \frac{a_0^k}{k!}} \quad (6.1)$$

集中制御スペクトル分配切替方式で分配スイッチを適用した場合のトラフィックモデルを図 6.5. に示す。集中制御スペクトル分配切替方式では、 M 台の MODEM を N 無線ゾーンで共用するため集中制御局のチャンネル数 n_{ACS} 、呼量を a_{ACS} とすると呼損率 P_b は次式で計算できる。

$$P_b = \frac{\frac{a_{ACS}^{n_{ACS}}}{n_{ACS}!}}{\sum_{k=0}^{n_{ACS}} \frac{a_{ACS}^k}{k!}} \quad (6.2)$$

分配切替スイッチにより n_{ACS} の通話チャンネル数を N 無線ゾーンに切り替えて接続する分配制御方式では、無線ゾーン当りの平均呼量 a_{CS} は

$$a_{CS} = a_{ACS} / N_{CS} \quad (6.3)$$

で計算できる。

M 台の変復調器と N 無線ゾーンを切換接続する $M \times N$ 集中制御スペクトル分配切替

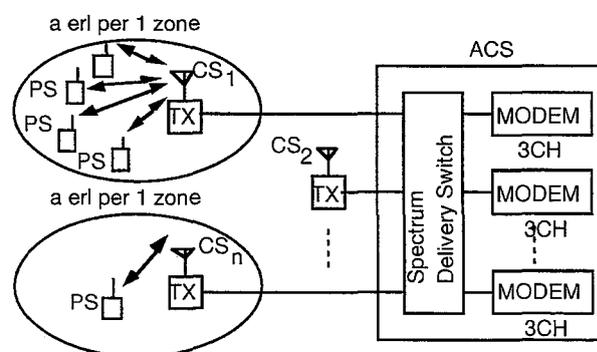


図 6.5. トラフィックモデル

構成の呼量と呼損率の関係についてアーランB式により計算した結果を図6.6.に示す。8×8分配切替構成は、呼損率3%で1無線ゾーン当りの呼量は分配切替無しに比べ約3倍に増加する。

図6.7は無線基地局(CS)当りの通話チャンネル数に対する呼損率3%における呼量を示したものである。4チャンネルTDMA方式で無線ゾーン当り1台の変復調器(3通話チャンネル)を使用する場合、分配切替無しで0.72erl/CS、8×8分配切替で2.2erl/CS、16×16分配切替で2.5erl/CSの呼量が得られる。呼損率3%における呼量は、分配切替制御の有無により8×8分配切替で3.1倍、16×16分配切替で3.5倍改善される。

また無線ゾーン当り2台の変復調器(7通話チャンネル)を使用する場合、分配切替無しで3.3erl/CS、8×8分配切替で6.0erl/CS、16×16分配切替で6.4erl/CSの呼量であり、呼量は分配切替制御の有無により8×8分配切替で1.8倍、16×16分配切替で1.9倍改善される。分配切替制御による呼量の改善効果は、CS当りの通話チャンネル数が少ない場合、効果が大きい。

分配切替の切替規模を大きくすることにより無線ゾーン当りの呼量を増加させるこ

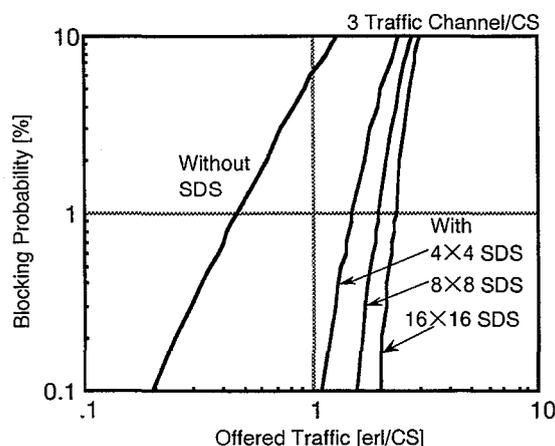


図 6.6. 呼損率の改善効果

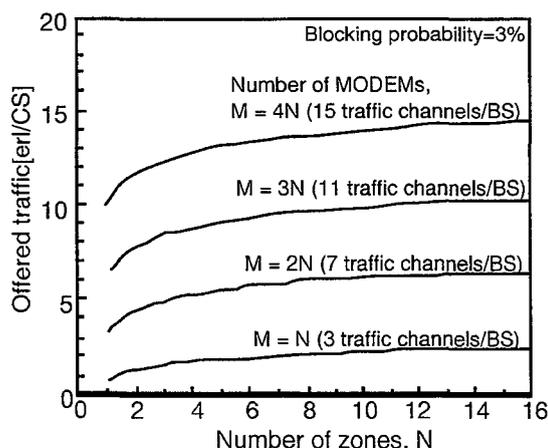


図 6.7. M 台の MODEM を N 無線ゾーンで共用した場合の呼量

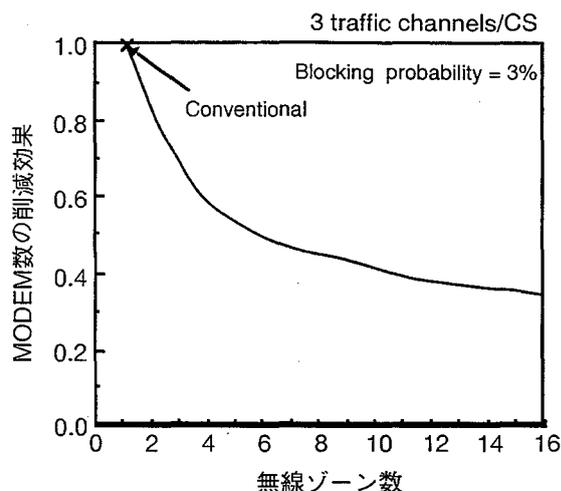


図 6.8. MODEM 数の削減効果

とができる。無線ゾーン当たりの呼量を一定とすれば分配切替の規模を大きくすることにより変調器台数を削減できる。3 通話チャネル TDMA 方式では無線ゾーンに 1 台の変復調器を装備した場合は無線ゾーンの呼量は 0.72 (erl) である。N 無線ゾーンでは M 台の変復調器出力を切換接続する M × N 集中制御スペクトル分配切替により無線ゾーンに無線ゾーン当たり 1 台の変復調器を装備した場合の呼量 0.72 (erl) を実現できる。図 6.8. は、横軸の無線ゾーン数に分配切替する場合に必要な MODEM 数の削減効果を示したものである。8 × 8 分配切替では従来の 0.46 倍となっている。

6. 3 ファイバ無線方式

6.3.1 光リンク特性

(1) 損失

光リンクのブロック図を図 6.9. に示す。サブキャリア光伝送では線形性が要求されるためレーザダイオードのバイアス電流 I_b は L-I 曲線の中央値に設定される。 P_0 は、強度が I_b に比例する場合の平均光電力である。光リンクの損失は、レーザダイオード (LD) の変調利得 α とフォトダイオード (PD) の変換効率 β に依存する。

光リンクの損失 G は、次式で計算される。

$$G = 10 \cdot \log \left(\frac{R_0 \alpha \beta}{R_0 + R_L} \right)^2 \left(\frac{R_L}{R_i} \right) - 2L_f \quad (6.4)$$

ここで、 R_L は、LD の入力インピーダンスであり、 R_0 は PD の出力抵抗であり、 R_L は負荷抵抗、 L_f は光コネクタ損失を含んだ光損失である。

図 6.10. は、光ファイバ長に対する光リンク利得を示す。例えば、ACS と CS 間の距離が 10km で、シングルモード光ファイバの損失が 0.4dB/km であるとき、 $\alpha = 0.04$ で β

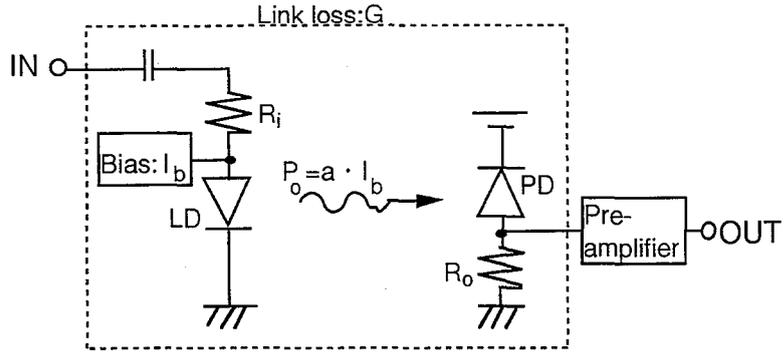


図 6.9. 光伝送路のブロック図

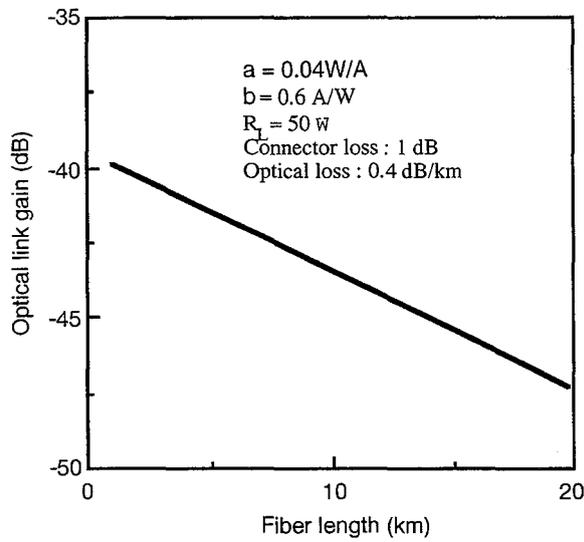


図 6.10. 光リンク利得

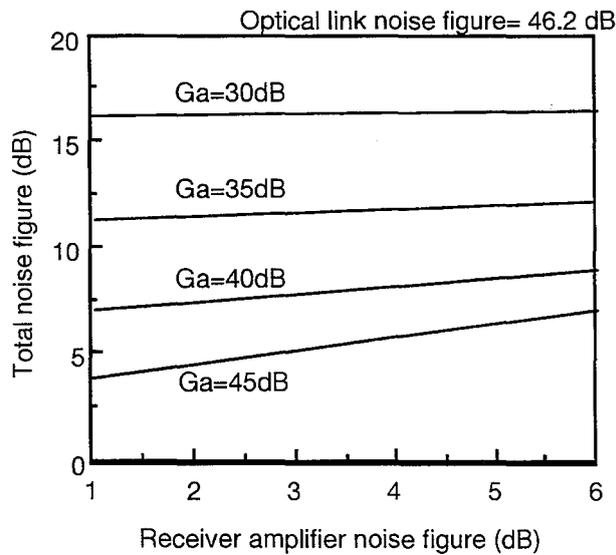


図 6.11. 受信アンプの利得をパラメータにした雑音指数

=0.6であり、光リンク利得は-43.4dBである。このため受信信号を復調するためにはプリアンプが必要である。

CSのLDの入力には低雑音の増幅器が必要である、光リンクのためには大信号利得と低雑音特性が必要となる。上り回線では、受信増幅器の雑音指数が全受信機雑音指数を決定する。図6.11.は、受信アンプの利得をパラメータにした雑音指数の計算結果である。受信増幅器の利得が45dBであるときは、受信機の総合雑音指数を5dBとするためには受信増幅器の単体のNFは3dB以下でなければならない。

(2) CNR 特性

搬送波対雑音比 (CNR)は主に光リンクのノイズフロアに依存する。光リンクの主な特性はレーザの相対強度雑音(RIN)、受信機ショット雑音および熱雑音である。サブキャリアのCNRは次式で表される。

$$CNR = \frac{\frac{1}{2}(m \cdot P_r \cdot \beta)^2}{\{RIN \cdot (P_r \cdot \beta)^2 + 2e \cdot P_r \cdot \beta + I_r^2\} \cdot \Delta f} \quad (6.5)$$

但し、 m は有効光変調指数(OMI)であり、 P_r は平均受光電力、 I_r は受信機抵抗により生ずる熱雑音であり、 Δf はサブキャリアの受信帯域幅であり、 e は電子の電荷 (1.6×10^{-19} クーロン) である。 m は、電気信号の入力電力 P_{in} により決まり

$$\begin{aligned} m &= \frac{P_{peak} - P_0}{P_0} \\ &= \frac{\sqrt{2P_{in}/R_i}}{I_b - I_{th}} \end{aligned} \quad (6.6)$$

である。但し、 P_{peak} は最大光出力電力であり、 I_{th} はLDの飽和電流である。

図6.12.は、RINをパラメータとしたCNRの理論値を示す。 P_r が増大すればCNRはRINに依存するようになる。従って、ACSとCSの距離が短い場合には、E/Oの選択により特性が決まる。図6.12.から $Pr = -4$ dB のとき 60dB の CNR を得るためには RIN は -140dB/Hz 以下である。

E/Oの電気信号入力電力に対するCNRの理論値を図6.13.に示す。例えば、300kHz帯域幅の場合は、20dBの最低CNRが必要なときには電気信号入力電力は-50dBmである。

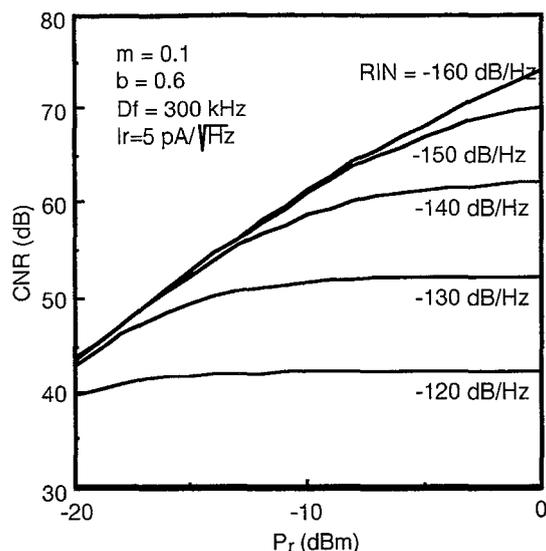


図 6.12. RIN をパラメータとした CNR

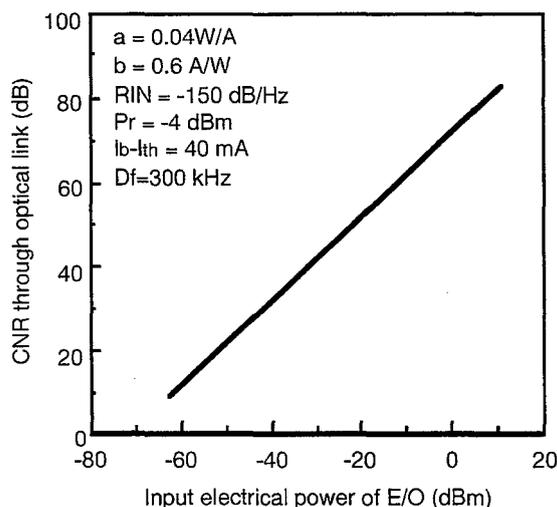


図 6.13. E/O の電気入力電力に対する CNR の理論値

6.3.2 ダイナミックレンジ改善技術

複数の異なる周波数のキャリアがCSを共用する場合、上り回線の遠近問題とフェージングによるレーザダイオードの入力ダイナミックレンジが支配的である。入力ダイナミックレンジは、図6.14.に示すようにLDの雑音による所要CNRを満たす最低入力レベルと相互変調歪で規定される最大入力レベルとの差である。相互変調歪(IM)は、レーザの非線形性により生ずる。

ダイナミックレンジを改善する技術について議論する。1つは、電氣的プリディストータであり、E/Oの前段で事前に改善する。プリディストータは、E/Oの非線形成分を事前に逆に引加してE/Oの非線形を補償する。本論文は、ダイナミックレンジを改

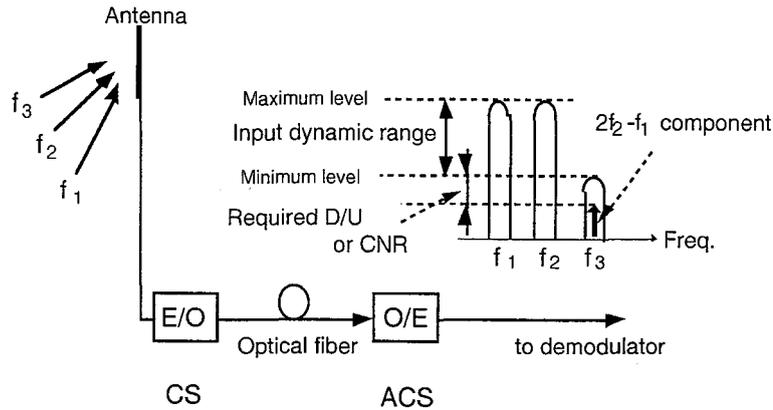


図 6.14. 入力ダイナミックレンジ

善する新しい技術としてCNRを減少させる技術としてはFM2次変調技術^{[108],[109]}を提案し、相互変調歪を改善する方法としてSEFA(Signal Extraction and Frequency Arrangement)技術^[110]をおよびレベル差圧縮 (SLC: Signal-level Compression)技術^[111]を提案する。

(1) FM2 次変調技術

FM2次変調技術の原理を図6.15.に示す。PSからの受信信号は、FM変調器のベースバンド信号として入力されFM変調されてレーザダイオードで強度変調される。結果として、FM出力がLDのOMIを規定する。LDの最大注入電流は限定されているのでLDの非線形性を限定する。光リンクの雑音帯域幅は拡大し、FMの広帯域利得のためダイナミックレンジを改善することができる。この方法はファイバ伝送の本来の特徴である広帯域性を利用したものである。

FM2次変調の改善効果の実験構成を図6.16.に示し、実験のパラメータを表6.1.に示

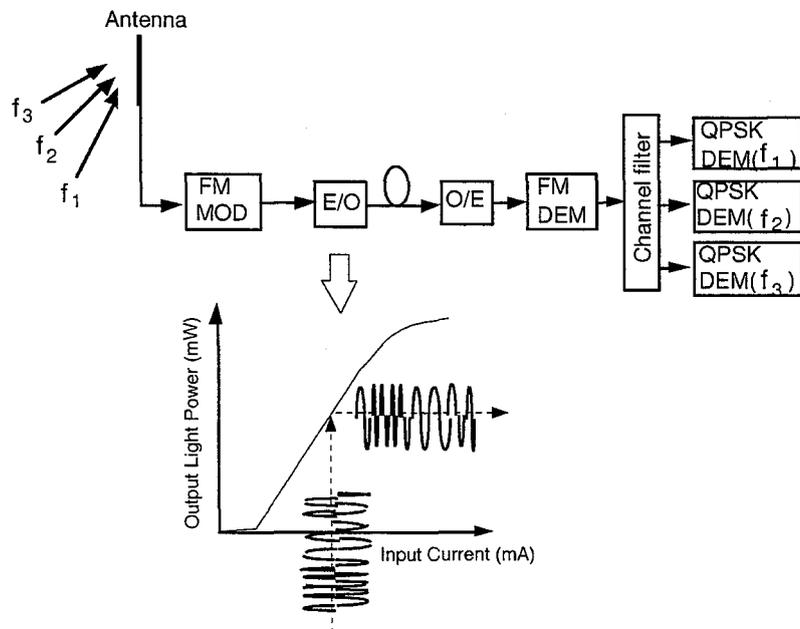


図 6.15. FM2 次変調技術

表 6.1. 実験のパラメータ

FM	ベースバンド周波数	DC~17MHz
	出力周波数	140MHz
光伝送路	E/O	FP-LD
	Modulation gain	0.04mW/mA
	Optical output power	+3.5dBm
	RIN(nominal value)	-140dB/Hz
	O/E	PIN-PD
	Photo diode responsivity	0.6mA/mW
	Fiber	1.3mm, Single mode

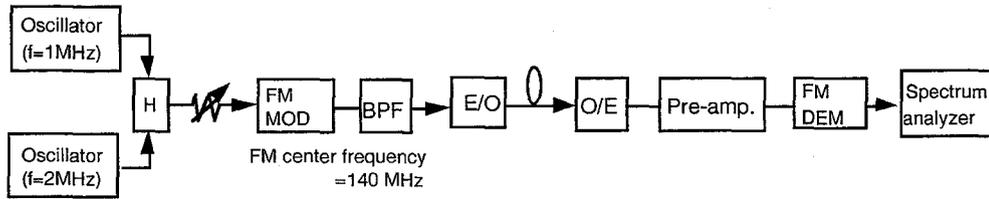


図 6.16. 実験構成.

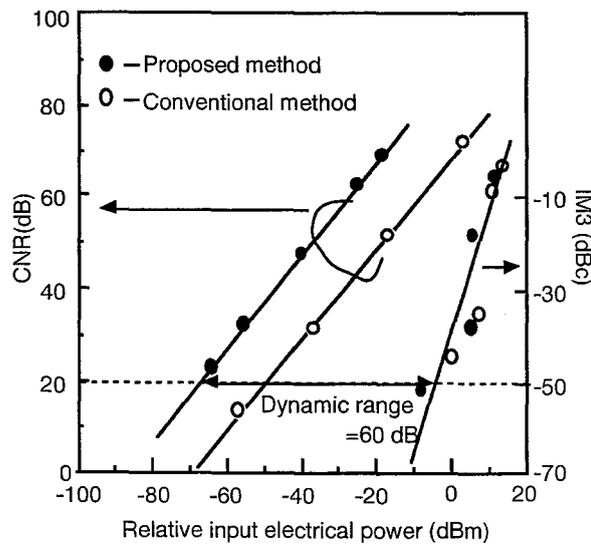


図 6.17. CNR および IM3 の測定結果

す。FM変調の入力周波数は17MHzでありFMの中心周波数は、140MHzである。提案の方法では、1MHzと2MHzの2キャリアがFM変調器に入力される。入力電力-10dBmで周波数は1MHzの場合は、FM変調指数は10である。図6.17.は、提案のFM2次変調の出力電力が+14dBmの場合のCNRとIM3特性を示す。IM3特性は、2波信号試験により測定した。従来方法と比較して示す。-70dBmの電気入力の場合、CNRは20dBである。ダイナミックレンジは、熱雑音レベルとIM3により決まり、CNR=20dB、IM3=-50dBcとするとダイナミックレンジは、60dBである。従来方式と比較して20dBの改善効果がある。

(2) SEFA(Signal Extraction and Frequency Arrangement)技術

SCM技術をワイヤレスアクセス方式に適用する場合の最大の問題は、レベルの異なる複数キャリアに対して所望の雑音、歪発生を満足することである。すなわち上り回線に当てはめると、受信感度を決定する雑音特性と、受信相互変調特性を決定する歪特性をいかに改善するかが最大の課題である。E/O入力の範囲をダイナミックレンジとすると、受信感度点でのE/O入力電力と受信相互変調特性における妨害波電力受信時のE/O入力電力との差がダイナミックレンジとなる。本装置は、受信感度は11dB μ V、受信相互変調特性47dB（妨害波電力66dB μ V）で設計しているため、このダイナミックレンジは55dBである。この特性を高周波部RX、復調部DEMおよびE/O、O/E含む光伝送区間で配分すると光伝送区間には厳しい雑音、歪特性が要求され、受信した無線信号をそのままACSへ伝送する方法は市販品レーザーダイオードの特性、光ファ

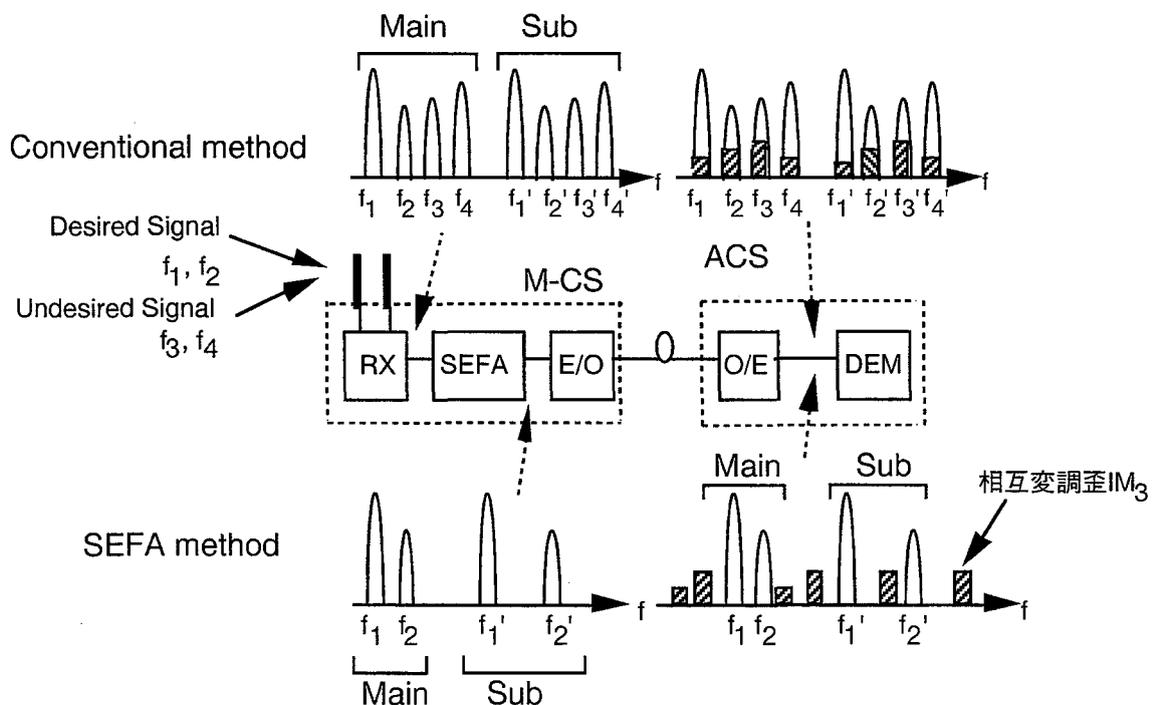


図 6.18. SEFA 技術

イバの損失、反射特性を考慮すると困難である。そこで、自信号抽出型信号処理SEFA技術を提案する。以下にSEFA技術の構成と原理を述べる。上り回線において、アンテナで受信した信号の中でセル内で使用されている所望信号のみをシンセサイザと帯域通過フィルタにより抽出する。その過程で複数の所望信号の周波数は互いに相互変調歪および高調波の影響を受けないように周波数変換される。すなわち帯域通過フィルタの中心周波数が互いに相互変調歪および高調波の影響を受けないように設定される。下り回線においては、周波数の異なる固定周波数の変調信号がM-CSまで伝送され、M-CSのシンセサイザと周波数変換器によりそれぞれ所望の無線周波数に変換される。図6.18.はダイバーシチ受信を行っている場合でSEFAを適用するとE/O入力は所望波 f_1, f_2 に対して固定周波数 F_1, F_2, F_1^* および F_2^* の4キャリアとなる。さらにこれらの F_1, F_2, F_1^* および F_2^* は、ACSのO/E出力点に示すように互いに相互変調歪が干渉しないように選ばれている。従来の方法では、他のセルからの妨害波 f_3, f_4 も含めて合計8キャリアがE/Oに入力されることになる。結果として、ACSのO/E出力点に示すように互いに相互変調歪が干渉し信号品質が劣化することになる。このように、SEFA技術は装置全体の歪規格から光伝送区間の歪特性を対象外とすることができ装置設計が容易となる。さらに、E/Oに入力するキャリアの数も低減でき1キャリア当りの光変調度（入力する信号電力に比例）を大きくでき、対雑音特性も向上する利点を有する。さらに、受信レベルを操作せず線形伝送を維持しているため、CSの受信レベル検出器の構成を変更することなく装置設計できる。本SEFA技術は、歪特性が比較的悪い（補償されていない）が安価であるFabry-Perot (FP)型LDのワイヤレスシステムへの適用を可能にするものである。

(3) レベル差圧縮 (SLC: Signal-level Compression)技術

図6.19.は、SLC法の原理を示す。SLC法はフィルタとコンパンドを用いて小さい受信電力の受信波 S_1 は、大きな受信電力の受信波 S_2 よりも大利得で増幅し光リンクを伝送して復調器入力におけるCNRを改善する方法である。

図6.20.の実線は、SLC法の受信入力電力とE/O入力レベルを示す。最大受信入力電力 S_{max} と最小受信入力電力 S_{min} の差 Δx に対する光リンク出力 C_{max} と C_{min} のレベル差を Δy_{comp} とする。破線はSLC法の無い従来方式の入出力特性を示し、最大受信入力電力 S_{max} と最小受信入力電力 S_{min} の差 Δx に対する光リンク出力 C_{max} と C_0 のレベル差を Δy_0 とする。 Δy_0 は、 Δx に等しい。コンプレッサのコンプレッサ利得は、 $G_{comp} = \Delta y_{comp} - \Delta y_0$ であり、最小入力信号 S_{min} に対するE/O入力信号レベルは、従来法での入力信号レベル C_0 よりも G_{comp} だけ高いレベル C_{min} にできるためOMIを大きくできるため光伝送後のCNRを改善することができる。

受信入力電力が最小受信入力電力 S_{min} のときに復調器のCNRは最低であり、光伝送

路のOMIは、 S_{\min} のときに復調器の所要CNRを満足するように設計される。このため、光伝送路長は S_{\min} により制限されることになる。一方、E/Oの最大入力レベルは、歪特性の劣化により制限されるためダイナミックレンジの広い特性が要求される無線方式では、サブキャリア数を増加させると光ファイバの伝送距離は極端に短縮する。

提案のSLC法を使ったSCM方式では、入力電力レベル差 Δx は、M-CSのコンプレッサーにより Δy_{comp} に圧縮され、光ファイバを伝送する。E/O入力の S_1 の入力信号は、レベル圧縮比 $\Delta y_{\text{comp}} / \Delta y$ を大きくすることにより高いOMIを実現できる。結果として、 S_{\min} は高いCNRを達成できるため光ファイバの伝送距離の拡大またはサブキャリア数の増大が可能となる。

図6.20.は、試作したコンプレッサーの特性の測定値を示す。横軸は、コンプレッサーの入力レベルであり、縦軸は出力レベルである。このコンプレッサーでは受信アンテナにおけるダイナミックレンジは50dBと仮定され、 G_{comp} は20dBとした。さらにE/Oの入力レベルの制限からコンプレッサーの出力レベルは2dB以下とした。

図6.21.は、 $G_{\text{comp}}=20\text{dB}$ のときのサブキャリア数 n に対する許容光損失 L_{opt} の測定結果でありコンプレッサによる改善効果を示す。パラメータを以下に示すように $n=2$ 、 $m_{\text{total}}=0.8$ 、 $NF_{\text{rx}}=5(\text{dB})$ 、 $RIN_{\text{total}}=-148(\text{dB}/\text{Hz})$ 、 $N_{\text{th}}=4.9 \times 10^{-23}(\text{W}/\text{Hz})$ 、 $R_{\text{in}}=50(\Omega)$ 、 $e=1.38 \times 10^{-23}(\text{J}/\text{K})$ 、 $\beta=15.9$ 、 $\chi=2.8 \times 10^{23}$ 、 $\delta=2.7 \times 10^{-3}$ である。LDは、アイソレータ付

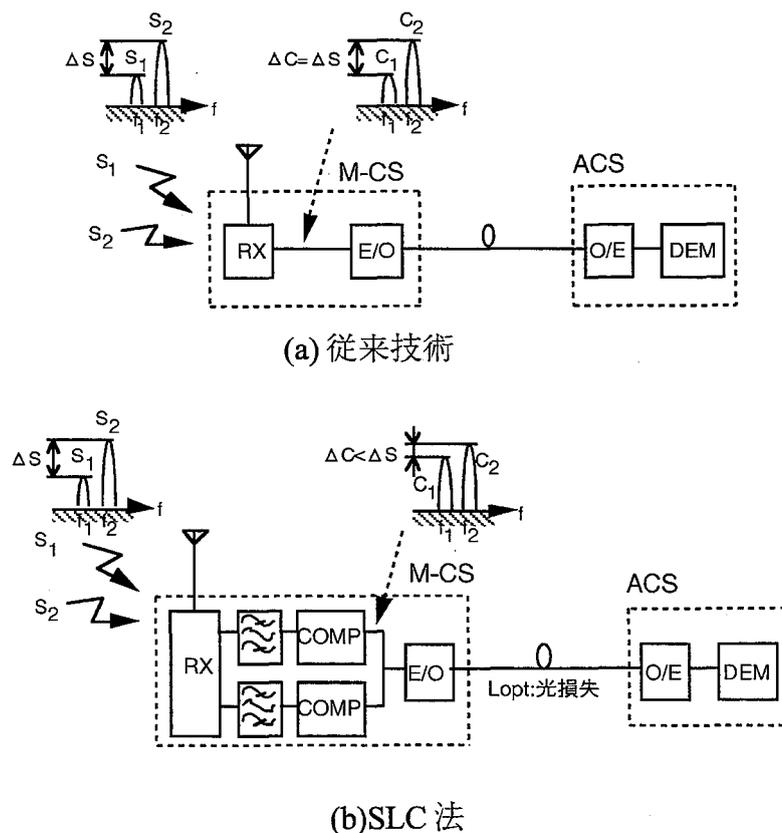


図 6.19. SLC 法

きのファブリペロー型である。図では、 L_{opt} は n が增大するに従って減少している。しかし、SLCを使うことにより L_{opt} を 26dB に固定すると n は 8 倍増加する。さらに実験結果は理論値とよく一致することを示している。結果として L_{opt} を減少させても G_{comp} を増大すればサブキャリア数を増大させることができることを示した。

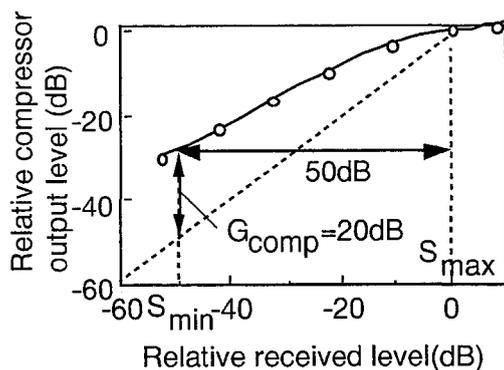


図 6.20. コンプレッサーの入出力特性

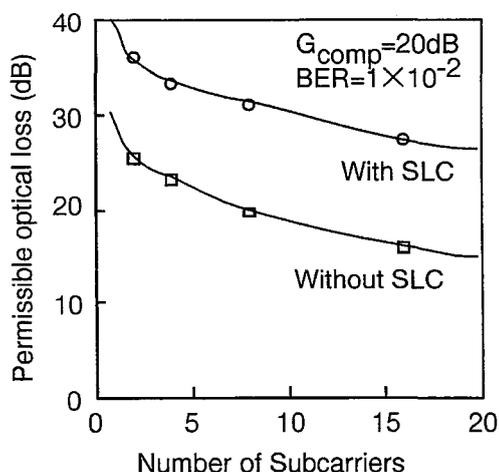


図 6.21. 許容光損失

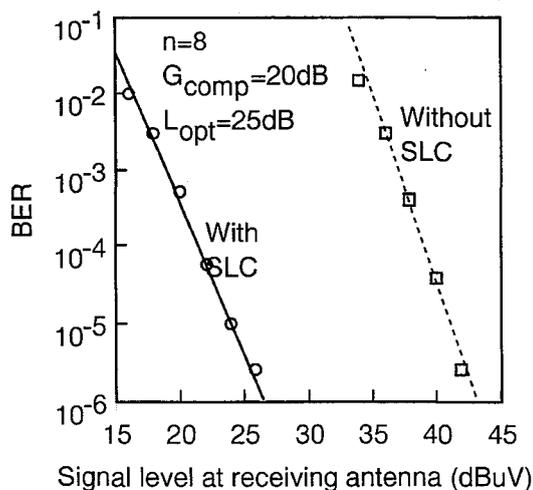


図 6.22. BER 特性の改善効果

図 6.22. は、SLC法を採用した場合のBER特性を示す。実験では、 $G_{\text{comp}}=20\text{dB}$ 、 $n=8$ 、 $L_{\text{opt}}=25\text{dB}$ である。SLC法によりBERが改善され受信アンテナの信号レベルは $\text{BER}=1 \times 10^{-2}$ で10dB改善された。

実験では、レベル圧縮比が20dBのとき伝送可能サブキャリア数を8倍に増大でき、許容光ファイバ損失においては10dBの改善が得られた。

6.3.3 光ファイバ伝送におけるダイバーシチ構成

都市環境下では無線チャンネルは、フェージングにより伝搬特性が劣化する。受信電力は、CSとPSの間の距離の3.5乗の指数関数で減衰する。PSが建物で囲まれている環境では、受信信号は回折損により急激に低下する。スペースダイバーシチは、このようなフェージングに対して改善効果大きい。

図 6.23. は、TDD方式における送信/受信ダイバーシチの簡易構成を示す。これはPSでの受信ダイバーシチが困難な場合に基地局側の送信ダイバーシチで下り回線のダイバーシチを実現するためTDDの無線チャンネルの対称性を利用したものであり、受信の経路により送信経路を判定する。しかし、この構成は、2個のE/OおよびO/Eが必要であり、経済的ではない。CSとACS間の経済化のためダイバーシチ構成の信号伝送を多重化する構成として周波数多重(FDM)がある。小形化、低コスト、分離化が容易なことを考慮すると電気段で多重化するFDMが適当であると考えられる。ACSのSDSと組み合わせた構成例を図6.24.に示す。MAINおよびSUBの受信信号の上りファイバ中を伝送する信号周波数は任意の周波数を選択でき、CS側でDEMのIF周波数に変換して復調する。MAINおよびSUBの信号の受信電力またはBERをモニタして品質の良い

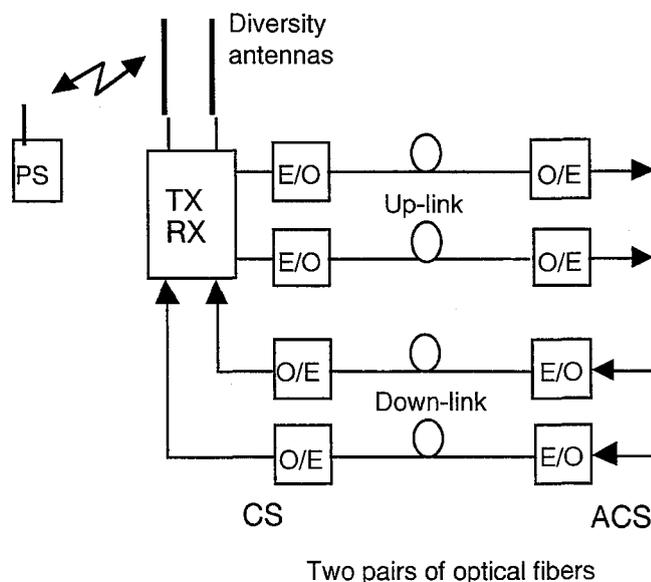


図 6.23. 送受信ダイバーシチ信号の光ファイバ伝送の構成

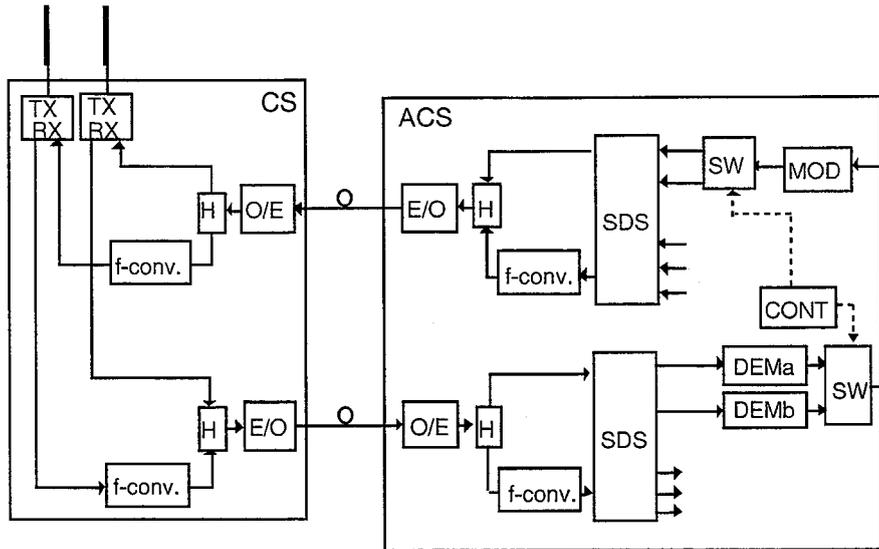


図 6.24. ACS ~ CS 間の FDM ダイバーシティ技術

ほうを選択する。送信すべきアンテナは、切替器により上り回線の品質の良いほうのアンテナから送信する。

6. 4 スペクトルデリバリスイッチ(SDS)

6.4.1 スペクトルデリバリスイッチの構成

図 6.25.(a)と(b)は、送信 SDS と受信 SDS の構成を示す。送信 SDS は、変調器、周波数変換器の出力信号を 1 入力 n 出力スイッチに入力して選択された出力端子から合成器を介して他の変調器出力と合成されて出力する。受信 SDS は、CS のアンテナで受信した受信信号を分岐して n 入力 1 出力スイッチにより 1 信号を選択して復調器に接続する。このため、送信 SDS は、合成の機能ブロックを持つため、異なる周波数を持つ下り回線信号を合成し、同一の CS のアンテナから送信することができる。また、同一の CS のアンテナで受信した複数の異なる周波数のアップリンク信号は、SDS により異なる出力に出力されるが、それぞれの復調信号は異なる周波数であるため復調器入力段の周波数変換器のフィルタで希望周波数だけ通過し他の PS からの受信波は除去される。

SDS LSI のアイソレーション特性の劣化により他の出力端子への漏れ信号は他の CS のアンテナから本来送信される送信波と同一に送信される。このため、PHS のアイソレーション特性の劣化は、キャリアオフ時漏洩電力およびスプリアス特性を劣化させる。このため、PHS に使用する SDS LSI の開発では、高アイソレーション特性の実現が課題である。80nW のキャリアリークを実現するためには、送信電力が 22dBm の場合には、送信 ON/OFF 比は 63dB 以上でなければならない。複数信号の漏れ込みを考慮すると SDS のアイソレーションとして 70dB 以上必要である。

RF周波数はPHSの場合1.9GHz帯の23MHz周波数幅であるため、IF伝送方式が適用された場合、比帯域を考慮すると集中制御マイクロセル無線方式のSDSの動作周波数は70MHz帯以上であることが望ましい。

図6.26.はデリバリスイッチと無線基地局構成の構成案を示す。(a) および(b)は光ファイ

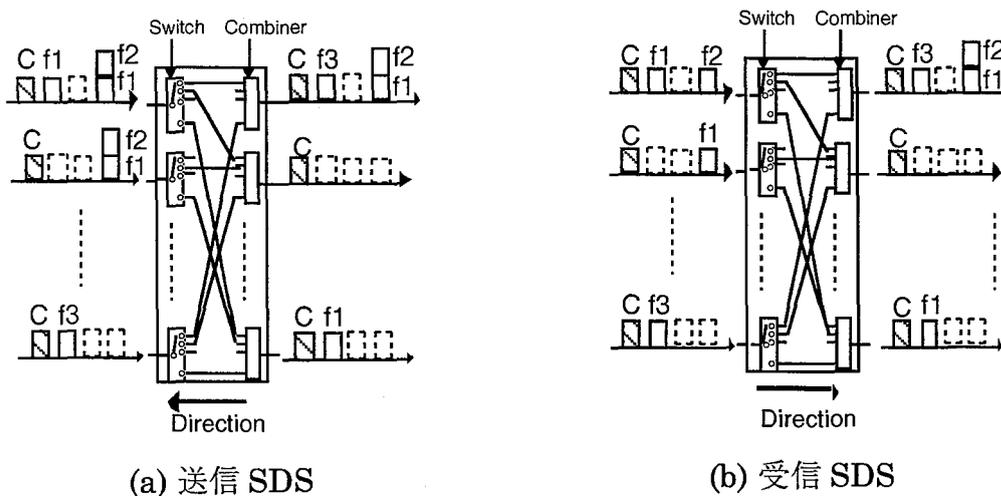


図 6.25. SDS の動作

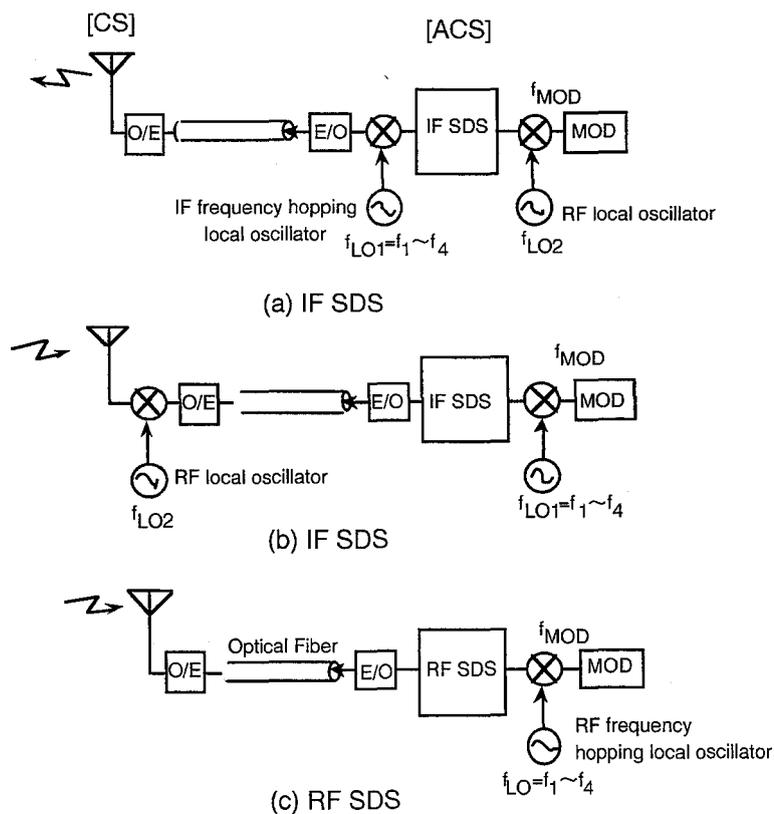


図 6.26. 各種 SDS(Spectrum delivery Switch)と無線基地局の構成

表 6.2. 構成の比較

項目	(a)	(b)	(c)
光伝送路の周波数帯域	RF帯		IF帯
基地局構成	共通増幅		個別増幅+周波数変換
周波数変換	シングルコンバージョン	ダブルコンバージョン	ダブルコンバージョン
SEFAの適用	×		○
切替段の周波数帯域	RF帯		IF帯
デバイス	GaAsFET PIN ダイオードスイッチ		バイポーラ
アイソレーション特性	△		○

SEFA: Signal Extraction and Frequency Arrangement

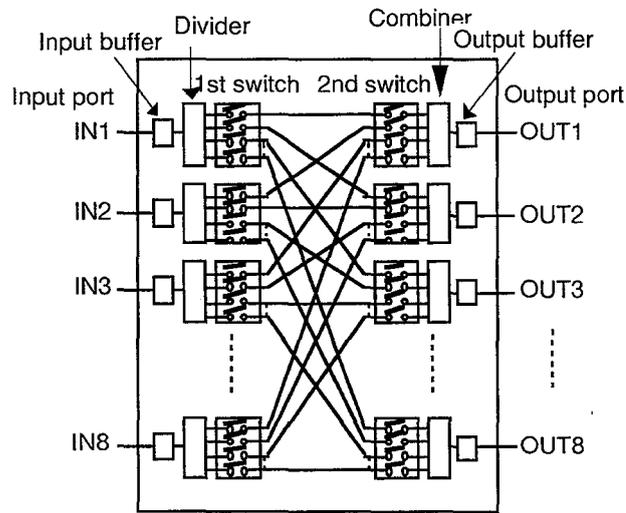


図 6.27. 8×8 スペクトルデリバリスイッチ LSI の構成

バにRF信号を伝送する方法であり、(b)は、中間周波数(IF)帯で伝送する方法である。無線基地局構成によりデリバリスイッチはRF帯とIF帯で実現する構成が考えられる。(a)では、RF帯での切替を行うことにより、無線基地局は送受信増幅器、光変換器等の部品を配置する簡易な構成となり、小型化無線基地局装置を実現できる。アイソレーション特性は、周波数が低いほうが実現が容易であり、IC化が容易である。構成の比較を表 6.2. に示す。

6.4.2 IF帯デリバリスイッチ LSI

(1) デリバリスイッチ LSI の構成

図 6.27. は、高アイソレーション 8×8 SDS LSI の構成^[112]を示す。SDS は高い ON/OFF 比を実現するためスイッチ素子を 2 段従属に接続した^{[113],[114]}。マトリクススイッチは、

スイッチ素子と合成器の間の配線が交差しているため、信号線間の容量により信号が他線路に漏洩しやすい。従って、SDSのアイソレーション特性は、スイッチ構成部品のON/OFF比の他にm入力の入力端子間およびn出力の出力端子間でアイソレーション特性が劣化する。

入力バッファは、内面の単一の変成器として機能する。信号が2段差動スイッチを通り抜けた後に、それらは出力バッファによりLSI外部信号に変換されて出力される。さらに、1段目のスイッチ素子と2番目のスイッチ素子はエミッタフォロワ出力回路を使用して低出力インピーダンスとしている。

(2) 試作結果

図6.28. に試作した8×8 SDS LSIのアイソレーション特性及びON-OFF特性の測定結果を示す。制御信号電圧がローレベルのときに、SDS LSIはオン状態となる。周波数70MHz以下で振幅偏差1.5dB、アイソレーション値-70dB以下を実現した。また

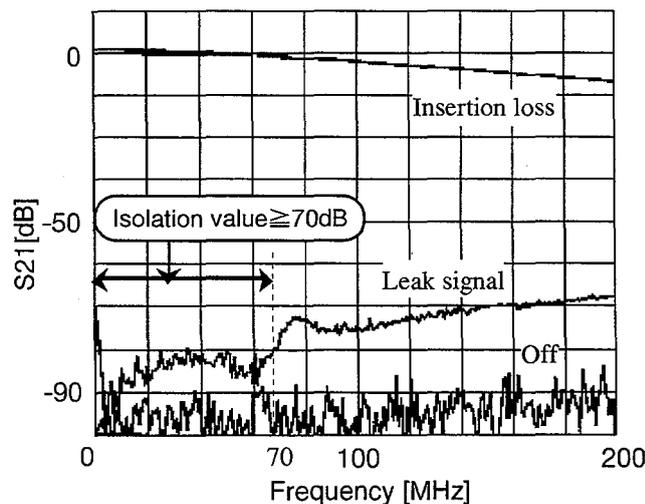


図 6.28. 8×8 SDS LSIのアイソレーション特性.

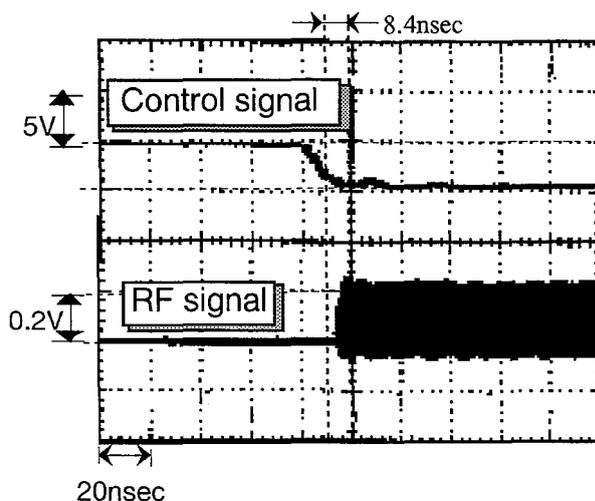


図 6.29. 切替特性.

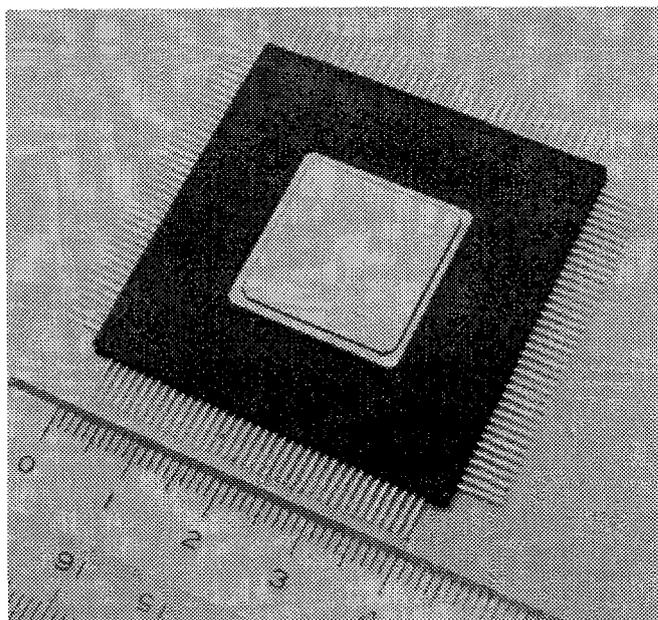


図 6.30. 8 × 8 SDS LSI

歪特性は $IM3 = -64\text{dBc}$ (入力レベル $= -15\text{dBm}$ 時) であった。図 6.29. には切替波形を示す。制御信号はローアクティブであり、 8.4ns の切替時間が得られた。この速度は、PHS の TDMA-TDD 信号の切替に使用できる速度の条件を満足する。また、図 6.30. は、LSI の外形を示す。パッケージ寸法は $42\text{mm} \times 42\text{mm}$ であり、消費電力は 2.9W である。

6.4.3 RF 帯 SDS

(1) 構成

集中制御スペクトル分配切替方式に適用する RF 帯多入力多出力デリバリスイッチ ($m \times n$ スイッチ) の検討を行い PHS 無線周波数で高アイソレーション化 SDS を実現した^[115]。本研究は、多層プリント基板を使って基板上に GaAs FET SPST (Single Pole Single Through) および SP8T (Single Pole 8 Through) スイッチ、合成器等のモジュール^{[116]-[118]}を搭載し、交差配線間をシールド配線して高アイソレーションを図った HIC 化回路構成を提案し、 8×8 スイッチ HIC を試作した結果について述べる。

図 6.31. に 8×8 RF 帯 SDS の構成を示す。入力の変調信号は、いずれか 1 つの無線基地局に接続されるため入力信号は SP8T スイッチで選択され合成器で他の変調器信号と合成されて出力される構成である。

$m \times n$ スイッチの高周波化にあたっては、周波数が高いことに起因する結合インピーダンスの低下によりアイソレーション特性は劣化する。 $m \times n$ スイッチの高アイソレーション化回路構成の課題について述べる。

- ・ 入出力ポート数が増加するに従い配線の交差点数は急激に増加するため、交差配線部の結合容量によりアイソレーション特性は大きく劣化する。このため入力部に SP-

8Tスイッチ、出力部にSP-STスイッチと合成器を配置する2段縦続スイッチ構成とした。図6.32.にSP-8Tスイッチの回路構成を示す。小形化のためワンチップモジュールICを使用した。また、交差配線部の結合容量を低減するため、スイッチ部と合成部を接地導導体を挟む多層基板の表裏面に交差配置し、基板の表裏面をスルーホールで接続する構成とした。

- 切替接続経路以外にリークした信号は合成部を介して出力端子から出力される。スイッチのON-OFF特性は所要アイソレーション値以上でなければならない。SDS全体で70dB以上のアイソレーションを実現するためには、まずSDSの2段のスイッチのトータ

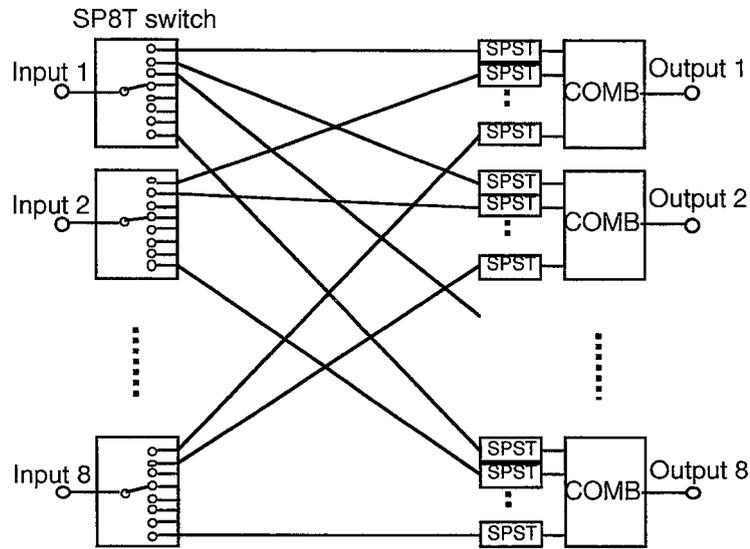


図 6.31. 8 × 8RF 帯 SDS の構成

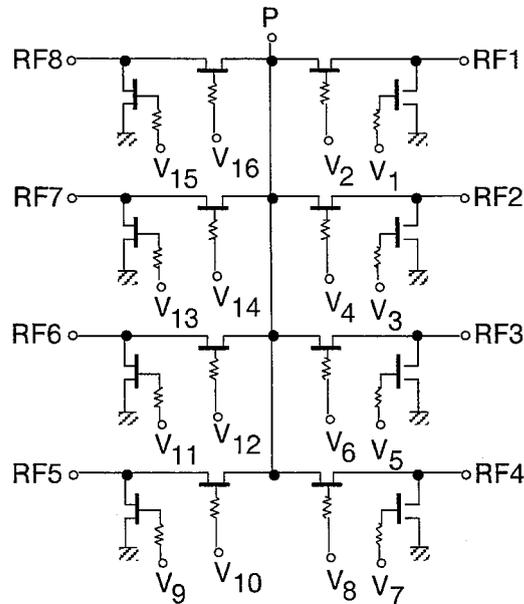


図 6.32. SP8T FET スイッチの構成

ルのON-OFF比が70dB以上であることが必要である。さらに交差配線の結合容量の影響を少なくするため1段目のスイッチの高アイソレーション化が必要である。SPST FETスイッチのON-OFF特性を向上させるため図6.33.に示す2段縦続SPST FETスイッチを使用した。

・スイッチ部間、合成部間では分配する異なる信号配線が近接するためアイソレーション特性が劣化する。スイッチ部間及び合成部間を分離する構造とした。

(2) 試作結果

図6.34.に試作した8×8スイッチHICの出力端子同でのアイソレーション特性を示す。0.65～2.7GHzの広帯域においてアイソレーション値70dB以上を達成した。また、図6.35.に外観を示す。大きさは、26cm×28cm×4.5cmであり、消費電力は、1.4mWであった。表6.3には試作した8×8スイッチHIC SDSの主要特性を示す。

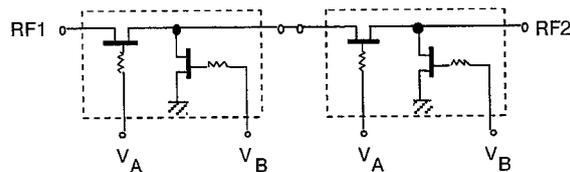


図 6.33. 2段縦続 SPST FET スwitch の構成

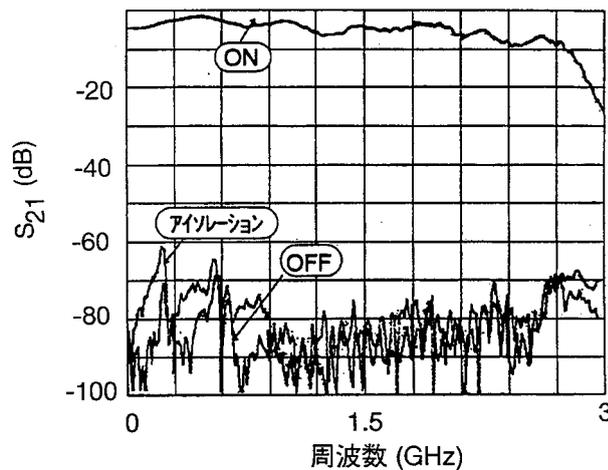


図 6.34. アイソレーション特性

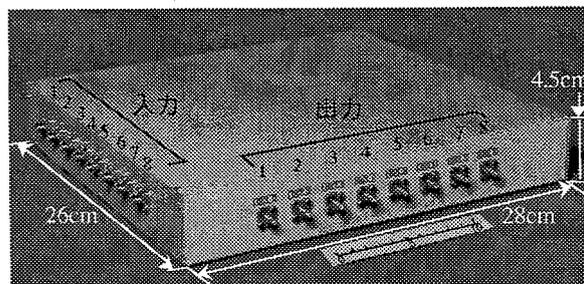


図 6.35. 8×8 SDS の外形

表 6.3 8×8HIC化デリバリスイッチの特性

入出ポート数	8入力8出力
使用デバイス	GaAs FET
出力端子間アイソレーション値	70dB以上(0.65~2.7GHz)
IM3	-70dBc (入力レベル5 dBm時)
切替時間	76 nsec
消費電力	1.4mW
大きさ	26cm×28cm×4.5cm

6.5 集中制御スペクトル分配切替による無瞬断ハンドオーバ

6.5.1 システム構成

マイクロセル半径は200m程度以下であり、移動局はセル境界を頻繁に超えて移動する^[119]。そのためマイクロセル方式では、ハンドオーバ技術が非常に重要である。既存システムではハンドオーバは、端末と無線基地局との無線回線接続を隣接無線基地局へ切替えるためデータの欠落が生ずるが、集中制御スペクトル分配制御では位相を合わせてガードビット内で無線信号段で切り替えるため無瞬断に切り換えが可能である。図6.36.は、集中制御スペクトル分配切替方式の構成図を示す。移動局が無線ゾーン間を移行した場合、集中基地局に配置したスペクトル分配スイッチの切替制御により移行前の無線ゾーンで接続していた変復調器を移行先無線ゾーンに無瞬断で切換えて移

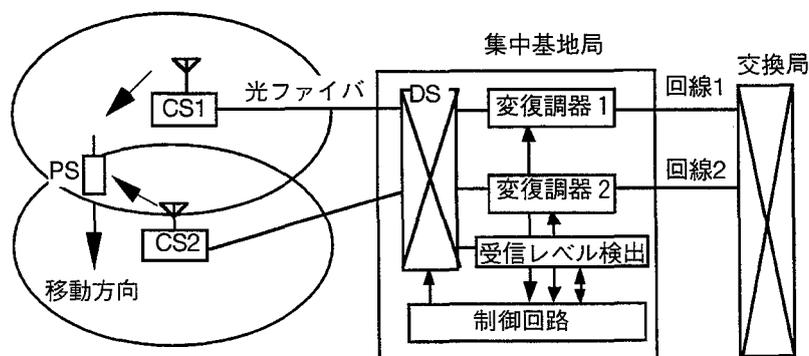


図 6.36. 集中制御スペクトル分配切替方式構成図

動局を追従できる。移行先の無線ゾーンで干渉等により空き通話チャンネル割当できない場合を除いては移行する呼に対して通話の中断が無い切換を実現できる。

6.5.2 セル間移動時の呼損の改善効果

集中制御スペクトル分配切替方式によるセル間移動時の呼損の改善効果を検討する。図6.37.は、7無線ゾーンをグループ化し、無線ゾーン間を移行する局に対して分配切替制御により移行先への切替を行う7ゾーン繰り返し無線ゾーン構成を示す。図(a)に示すように分配切替制御無しの場合、移動局が隣接無線ゾーンに移行すると移行先無線ゾーンで新たな回線設定が行われるため移行先無線ゾーンで空き通話チャンネルが無い場合には通話の中断が生じる。図(b)は分配切替制御有りの場合の無線ゾーン間切替について示した図であり、グループ化した7無線ゾーンの無線ゾーン間切替は分配切替制御により移行前無線ゾーンで使用していた変復調器を移行先無線ゾーンに切替えることにより行われる。分配切替による無線ゾーン間切替では、切替以前に使用していた変復調器を継続して使用できるため切替による通話の中断は発生しないと考えられる。

無線ゾーン間切替のシミュレーションモデルは、図6.37.に示す133の半径200mの正六角形無線ゾーンで行った。シミュレーションは表6.4.に示す条件で全無線ゾーンにおいて行い、モデルの中央に配置した7無線ゾーンに対して呼量、呼損及び通話中断の累積を行なった。分配切替制御の構成は7無線ゾーンの繰り返し無線ゾーンで7×7分配切替を行う。各移動局の移動方向はランダムで一定速度で移動すると仮定した。呼の生起はポアソン生起呼で平均通話度数3回/日、呼の保留時間は平均通話時間3分の指数分布に従うと仮定し、移動局及び無線基地局の送信電力19dBm、伝搬特性は距離の3.5乗に反比例して減衰するものとし、受信機の所要C/Nのしきい値を25dBとして受信レベルがしきい値以下になったとき移行先無線ゾーンへの切替が行われると仮

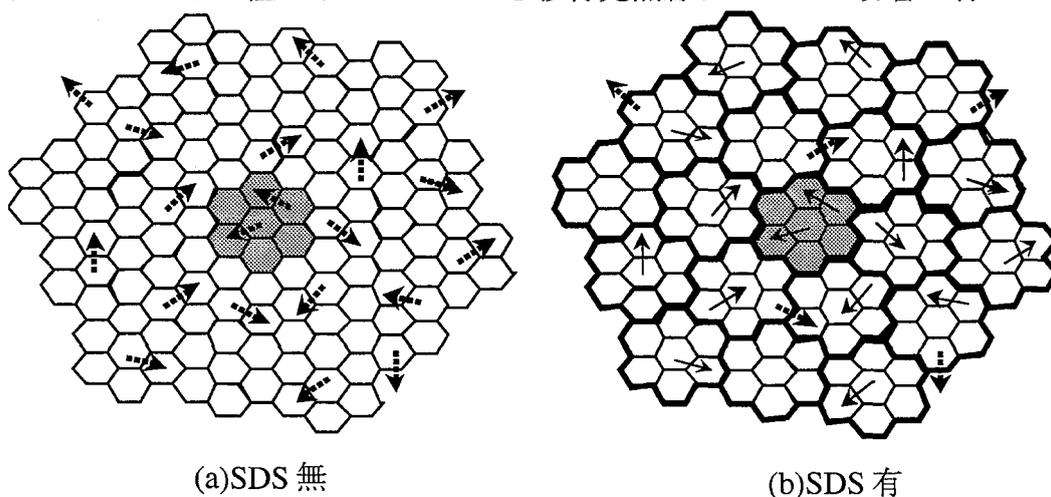


図 6.37. ハンドオーバーのシミュレーションモデル

表 6.4. シミュレーション条件.

送信電力	19 dBm
伝搬定数	$\sigma = -3.5$
所要 C/N	25 dB
セル半径	200 m
SDS構成	7×7

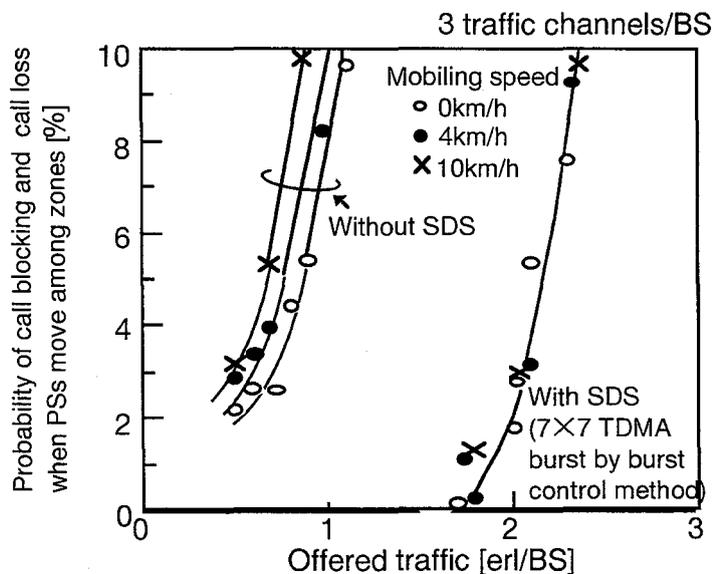


図 6.38. PS がセル間を移動した場合の呼損率の改善効果

定した。また、RF周波数チャンネル数は50チャンネルで、ハンドオーバー時に他局からの干渉によるD/Uが25dB以下の場合には周波数が割り当てできないため他の周波数CHおよびスロットCHを検索して使用するCHが無い場合は、呼損とした。

図6.38.は、無線ゾーン間切換による呼損及び通話中断の確率について、分配切替制御の有無によるシミュレーション結果を示す。図より分配切替制御無しの場合は移動速度に対して通話中断の確率は劣化するが、分配切替制御を適用した場合は10km/hの移動速度に対して通話中断の発生がほとんど無いことが分かる。

6.5.3 無瞬断ハンドオーバーの切替制御アルゴリズム

無瞬断ハンドオーバーを行うためのシステム構成を図6.39.に示す。本方式は、変復調器を集中基地局に集中配置し、変復調信号をデリバリスイッチ (SDS) を用いて複数

の無線ゾーンにトラヒックに応じて柔軟に切り換えるものであり、集中基地局に収容した複数のマイクロセルを1つのセル（マクロセル）として制御する方式である。集中基地局と無線ゾーンとの間は、光ファイバにより接続され変復調信号を送受する。 L_1 および L_2 は光ファイバ長であり、 S_1 および S_2 は無線信号である。同図は、同一 ACS に接続した2無線ゾーンについてのみ記述した簡易図であり、光ファイバ長 L_1 および L_2 は一致していないため S_1 および S_2 は同一データであるが伝搬路長が異なるため異なる位相である。集中制御では光ファイバ長 L_1 および L_2 による遅延時間差を TDMA のフレーム同期信号を比較することにより測定可能であり、シフトレジスタにより吸収してから切替えれば、無瞬断ハンドオーバーを行うことができる。マクロセル間を PS が移動する場合は、従来通り PS 主導形のハンドオーバーを行う。マクロセル内の無線ゾーン内の無線ゾーン間を PS が移動する場合には、集中基地局が PS の無線ゾーン間移動を検出して接続中の変復調器を移動先の無線ゾーンで継続して使用できるため回線切断の無いハンドオーバーを実現できる（集中基地局主導形ハンドオーバー）。このため通話中の回線切断の確率を低減できる。

図6.40. は、集中基地局主導形のハンドオーバーの手順を示す。受信レベル検出を集中基地局において行うことにより移動先のゾーン判定を行う。PS が移動して通話中の CS1 から遠ざかり受信レベル低下を検出した場合、周辺の無線ゾーンの CS2 における受信レベルを同時に検出し、デリバリスイッチにより通話中の変復調信号を移動先の CS に接続する。このためハンドオーバーに要する時間を従来の PS 主導形のハンドオーバーと比較して短縮できる。また本方式では、CS1 と CS2 の受信波を同時に受信し、受信レベル検出により選択切替受信を行うことによりサイトダイバーシチ効果が期待

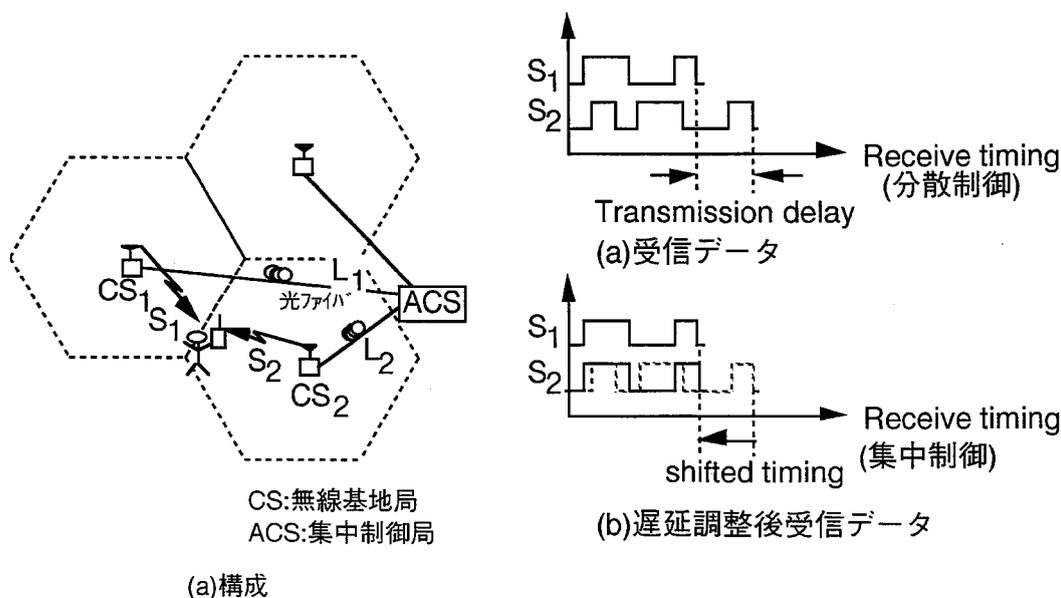


図 6.39. 無瞬断ハンドオーバーの制御

でき、変復調器間でのTDMAのタイミング同期により切替ダイバーシチを行うことでPS側にハンドオーバーによる信号断を感知させないハンドオーバーが可能である。

6.5.4 実験結果

集中制御スペクトル分配切換による無瞬断ハンドオーバーの実験系の構成を図6.41.に示す。まず無線基地局装置1のパスにより疑似移動端末とエアインターフェースに準拠した呼接続を行い疑似交換機と疑似移動端末との間で通話を確認した。次に無線基地局1の無線ゾーンと無線基地局2の無線ゾーンの間地点に移動端末が位置するようにATT量を調整し、デリバリスイッチを無線基地局1のパスから無線基地局2のパスに切り替えて通話を継続できることを確認した。また切替時にフレームエラーが生じていないことをCRCによって確認した。

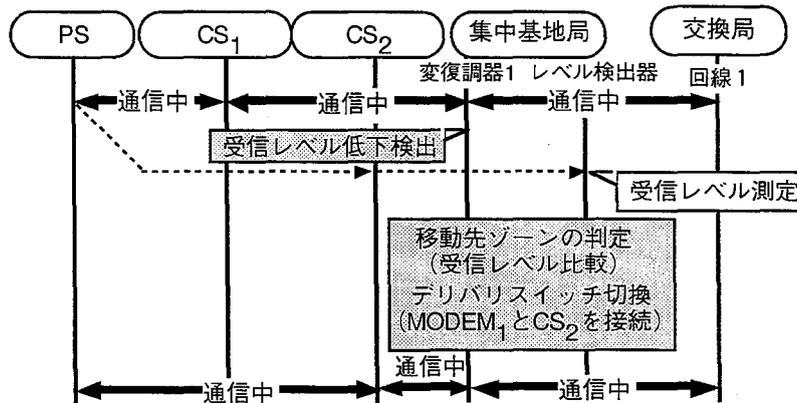


図 6.40. 集中基地局主導形ハンドオーバーの手順

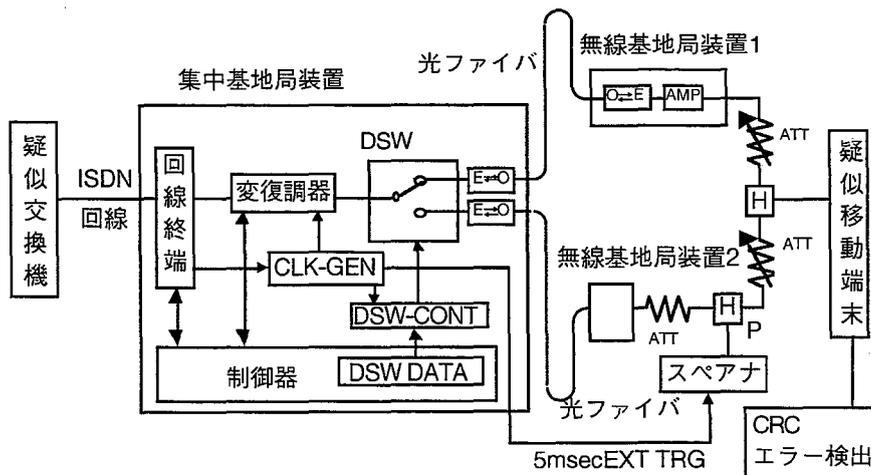
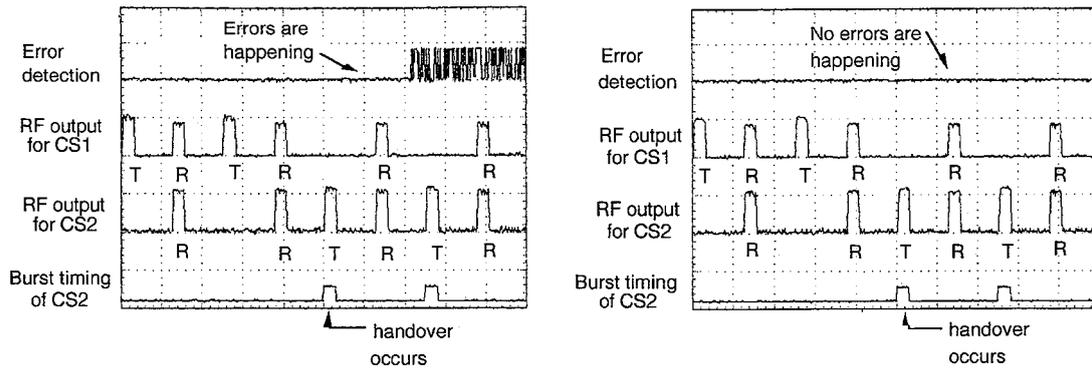


図 6.41. 無線回線制御の実験構成



(a) 遅延時間差が許容範囲を越えている場合

(b) 無瞬断ハンドオーバ

図 6.42. ハンドオーバによる瞬断

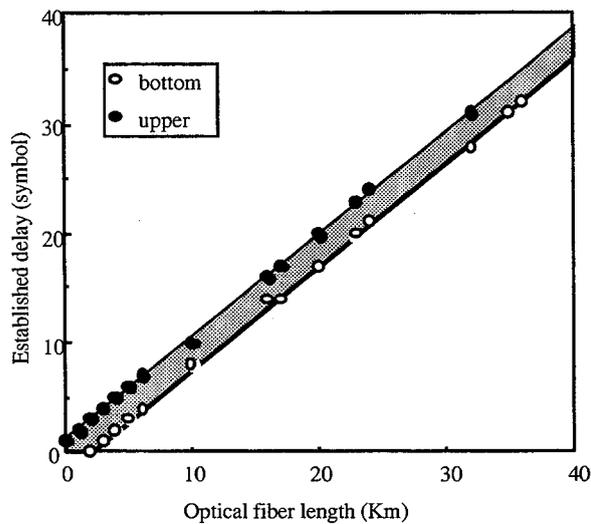


図 6.43. 無瞬断ハンドオーバが可能な遅延時間差の範囲

図 6.42. に切替前及び切替後の (図 6.41. の P 点における) 無線基地局 2 の送受バースト信号波形である。スペアナにより 300kHz 帯域を検波して 5msec の掃引速度で表示した。

図 6.43. は、2つの無線基地局と集中基地局のファイバ長を変えて切替時の遅延時間を変えた場合のハンドオーバ実行時に CRC エラーが発生しない範囲の測定結果の一例を示す。位相差が許容範囲以内であれば無瞬断のハンドオーバが可能である。許容位相差は、CS の装置仕様に依存するものであり、実験で使用した PHS ではバースト検出のためユニークワード検出窓の広さであり 4 ビット以内となっている。従って、ハンドオーバ時には S1 および S2 の遅延時間差を許容範囲以内にしてから切替えることにより無瞬断ハンドオーバが可能となる。

表 6.5 数値シミュレーション条件

変復調方式	QPSK遅延検波
ダイバーシチ方式	選択切替
短区間中央値変動	対数正規分布条件 分散 $\sigma = 4, 6, 8$ (dB)
長区間中央値変動	距離の4乗に比例して減衰

6. 6 セル間ダイバーシチ

6.6.1 構成

集中制御スペクトル分配切替方式では、複数の無線基地局の受信信号を集中制御局に伝送して切替える構成であるため複数の無線基地局で受信した移動局の受信信号から選択して回線品質向上を図るサイトダイバーシチを構成することができる。複数の無線基地局は、隣接した無線ゾーンに設置されるため、受信信号レベル変動の相関がなく、移動端末と無線基地局の障害物による遮断に対しても有効であると考えられる。

複数のマイクロセルのアンテナにおける受信波を切り替えるセル間ダイバーシチは、マイクロセル境界付近での通話品質を改善するのに有効であると考えられる。集中制御スペクトル分配切替方式を用いたセル間ダイバーシチ方式の構成例を図6.44.に示す。ここでは2つのマイクロセルの2ブランチのスペースダイバーシチと、切替後信号のうち受信レベルの大きい方を選択するセル間ダイバーシチを行うものである。移動局からの上り信号は無線伝搬路を介して無線基地局へ伝送され、さらに光ファイバにより集中制御局へと伝送され、そこで受信レベル比較を行い、大きい方が選択される。

6.6.2 理論検討

シミュレーションによりセル間ダイバーシチの平均誤り率改善効果を明らかにした。数値シミュレーションの条件を表6.5に示す。異なる場所に設置された無線基地局における受信レベルを仮定するため伝搬モデルとして受信電界強度変動を瞬時値変動と短区間中央値変動、及び長区間中央値変動^{[120]-[122]}を考慮して平均誤り率の数値計算を行い、セル間ダイバーシチによる改善効果を数値シミュレーションした。なお、移動局は2つの基地局の中間地点にあるものとし、平均誤り率を計算した。

基地局から移動局までの相対距離に対する平均誤り率の数値シミュレーション結果を図6.45.に示す。この結果より、セル間ダイバーシチを併用することで平均誤り率を

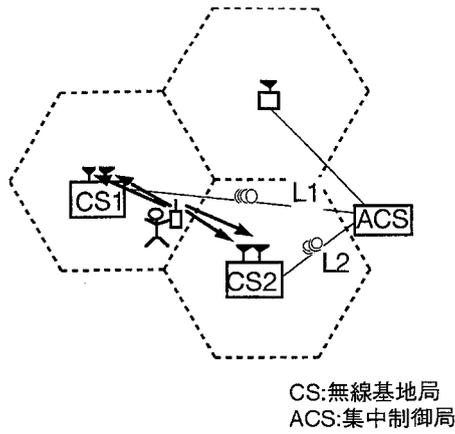


図 6.44. セル間ダイバーシティの構成

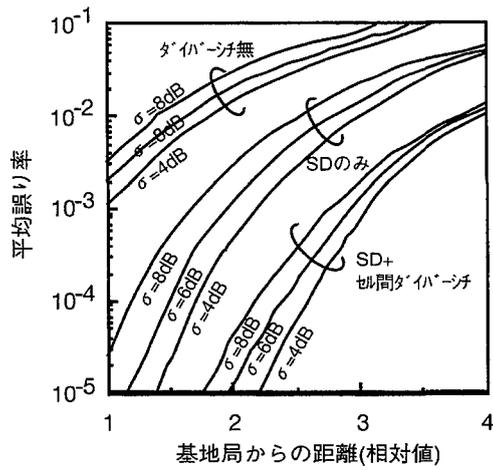


図 6.45. 平均誤り率の距離特性

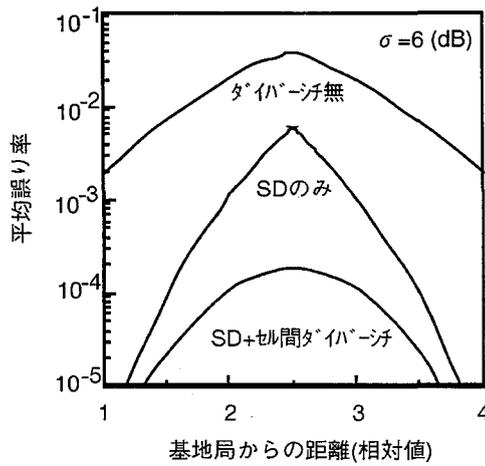


図 6.46. 基地局からの距離と平均誤り率

10⁻³まで許容し、 $\sigma = 6(\text{dB})$ の場合に相対距離は2から3に拡大される。また、平均誤り率の許容値を一定にした場合、短区間変動の分散が大きいと移動局と基地局との相対距離は小さくなるが、セル間ダイバーシチを併用した場合の劣化は少ない。次に、基地局間の相対距離を5に固定した時の基地局からの距離に対する平均誤り率を図6.46.に示す、この結果より、セル間ダイバーシチを併用することで両基地局の中間地点での平均誤り率を10分の1以下に低減できることが判明した。

6.6.3 実験

移動端末からの受信信号レベルはフェージングにより十数Hzの速さで変動すると報告されている。セル間切替はバースト単位で切り替えるデリバリスイッチを用いているために、レベル判定から1フレーム(5msec)程度遅れて切替えるため通常のフェージングの速さには追従できない。このためデリバリスイッチを用いたセル間ダイバーシチではフェージング等の比較的速い変動を無線基地局の2本のアンテナを用いたスペースダイバーシチによって補償し、距離特性等の比較的遅く、かつ無線基地局のスペースダイバーシチでは相関が生じるようなレベル変動をセル間切替によって補償する。また速い受信レベルの変動によるセル間切替の誤りを防止するためにレベルの比較は

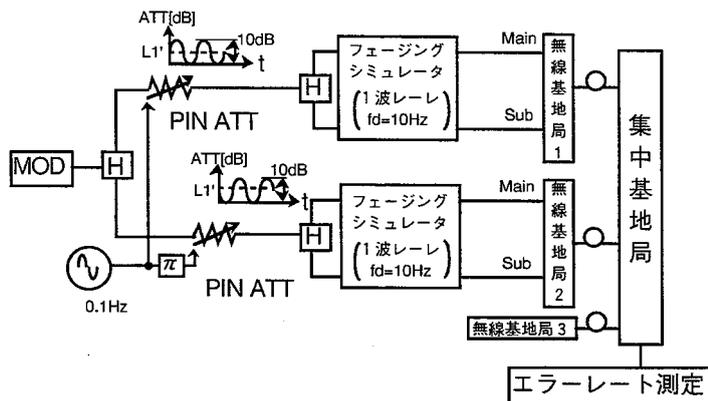


図 6.47. 実験系構成図

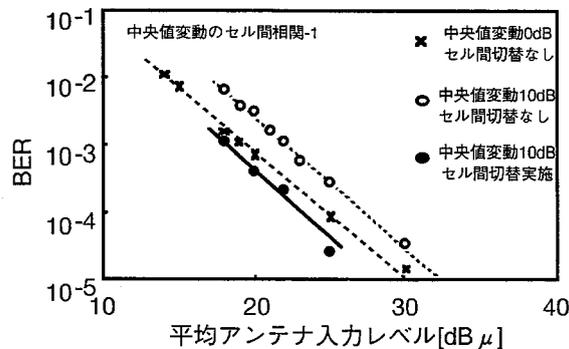


図 6.48. 実験結果

複数のフレームに渡って測定した平均の受信レベルを用いる。

セル間ダイバーシチの実験系の構成を図6.47.に示す。1.9GHz帯の $\pi/4$ QPSKバースト変調器出力信号をPINアッテネータを用いて減衰量を加えセル間の相関係数1、周期10sec、変動幅10dBの変動を加えた。またレーレフェージングに対するセル間切替の動作を確認するために、フェージングシミュレータを用いて10Hzの1波レーレ分布に従うアンテナ相関係数0の変動を重畳し、無線基地局のアンテナ入力に印加した。アンテナ入力レベルの平均値に対する受信誤り率の測定結果を図6.48.に示す。横軸はPINアッテネータおよびフェージングシミュレータによって変動させた受信信号レベルの平均値を示す。セル間切替を行った場合の受信特性は中央値変動が0dBの場合の受信特性より誤りが少ないため、セル間切替による誤りがなく瞬断が生じていないことがわかる。またセル間切替を行うことにより、セル間切替を行わない場合に比べて誤り率 10^{-3} において受信特性を3.8dB改善できた。

6.7 結言

スペクトルデリバリスイッチ(SDS)を用いたサブキャリア光伝送マイクロセル無線方式をした。このスペクトル分配は無線基地局を簡易な構成にできるという特徴の他フレキシブルでネットワークおよび無線基地局の経済化を実現する。光リンクの利得および雑音指数から光リンクの特性を計算法を示した。

ダイナミックレンジの拡大技術としてFM2次変調による方法を提案した。上り回線では、受信信号はFM変調器のベースバンド信号として入力され、FM変調後の信号がLDで強度変調される。 -70dBm の入力電気電力で20dBのCNRを得た。実験ではダイナミックレンジは、従来方式と比較して約20dBの改善効果があった。広帯域FM変調器の実現が必要であり、FM中心周波数の設計が必要である。

TDD方式における送受ダイバーシチの経済的構成について検討した。E/O変換前の電気信号を多重して伝送する構成はE/OおよびO/Eの数を減少することができる。また、FM2次変調とダイバーシチの組み合わせについても議論した。

無線スペクトル集中制御方式は複数のマイクロセルを一つの束ねられたセルとして管理することができる。移動端末のマイクロセル間の移動に対して無瞬断で切り替える方法を提案し、実験により効果を確認した。本方式の切替はデータ通信等の瞬断に敏感なシステムに特に有効であると思われる。

マイクロセル通信方式において、集中制御方式を使用してスペースダイバーシチとセル間ダイバーシチを併用した場合の効果について評価を行った。その結果通話品質に関して平均誤り率を 10^{-3} まで許容する場合には、スペースダイバーシチのみを適用したときと比較してセル半径を110m拡大できることが明らかとなった。

第7章 結論

デジタル無線通信は、多値変調方式により一層の周波数利用効率を実現して大容量伝送を実現してきた。デジタル伝送の需要も増大し、回線の信頼性についても電話回線収容主体のアナログ方式では無かったがより一層の伝送品質の向上が要求されるようになってきた。また、移動通信の分野においては、移動する端末のフェージングに対する信頼性を向上させるため無線基地局に複数のアンテナを装備したスペースダイバーシチにより伝送品質を向上させる技術があり、さらに移動に追従するハンドオーバ技術が適用されている。

本論文は、そのような背景のもとで、無線デジタル通信における種々の新しいダイバーシチ方式の提案を行い、それらによる伝送品質の改善について検討した。以下に、本研究により得られた成果の要点を示す。

(1) マルチキャリア周波数ダイバーシチ方式の実現と伝送品質改善効果の理論解析

第3章において、デジタル無線方式の周波数ダイバーシチ効果についての推定法を提案し、マルチキャリア周波数ダイバーシチ方式における回線切換構成として各種のマトリクス切換方式の提案を行い、周波数ダイバーシチ効果を定量的に比較した。

(2) マルチキャリア方式におけるスペースダイバーシチ構成法

第4章において、デジタル無線方式のスペースダイバーシチの改善効果について理論的解析法を明らかにした。また、IC化構成が容易な各波個別同相合成スペースダイバーシチを提案し、従来から提案されている最小偏差合成SDおよびノッチ制御SDよりも優れた特性を有することを明らかにした。さらにこのスペースダイバーシチ方式実現のキーデバイスである無限移相器のMMIC化、およびIC化構成を実現できる構成としてベクトル合形成無限移相器構成を提案し、デュアルゲートGaAs MESFETを使用したMMIC化無限移相器およびSST(Super Self Aligned Process Technology)によるワンチップIC化無限移相器の構成法について新しく理論検討し試作した結果について述べ、デジタル無線方式のマルチキャリア方式における各波制御スペースダイバーシチ方式を実現した。

(3) 予備伝送路を用いた周波数軸誤り訂正方式の提案と特性改善効果の理論解析

第5章において、予備回線を使用した周波数軸誤り訂正方式の構成法を提案し、符号誤り分布を実験的手法により明らかにした。また、バースト誤り発生について明らかにするとともにデジタル無線方式でランダム誤り訂正符号を用いる場合の新しい

多値系列間ビット遅延誤り訂正方式構成について提案しビット誤り率改善効果を実験により明らかにし、提案方式が効果のあることを明らかにした。

(4) スペクトルデリバリスイッチの提案と無瞬断ハンドオーバーおよびセル間ダイバースイッチによる伝送品質の改善

第6章において、サブキャリア光伝送技術を使用した集中制御スペクトル分配方式を提案し、変復調装置を複数の無線ゾーンで共用する場合の呼損率の改善効果について解析した。また、光ファイバマイクロセル無線方式におけるダイナミックレンジ改善法としてFM2次変調技術、SEFA技術、SLC技術を提案し、改善効果について実験確認した。さらに、スペクトルデリバリスイッチの高アイソレーション化の課題について実験的検討を加え、HIC化およびLSI化の最適構成法を明らかにした。

以上の研究成果は、現在運用されているSDH対応デジタルマイクロ波方式の高度化、さらに将来の高速無線システムおよび移動体通信システム、無線LANシステムの实用化において生ずるフェージング補償の解決策であり、デジタル無線通信システムで有用となると考えられる。

参考文献

- [1] 室谷正芳, 山本平一: "デジタル無線通信.", デジタルコミュニケーションシリーズ, 産業図書 (1995).
- [2] 桑原守二: "デジタルマイクロ波通信.", 企画センター(1984).
- [3] 山本平一, 森田浩三: "4/5/6L-D1デジタルマイクロ波方式.", 通研実報vol.31. no.7, pp.1267-1276., 1982.
- [4] 森田浩三, 村瀬武弘, 小牧省三: "4/5/6L-D1方式の方式設計.", 通研実報, vol.31. no.7, pp.1277-1289., 1982.
- [5] 小牧省三, 斎藤洋一, 吉田彰顕, 市川敬章: "4/5/6L-D1方式用送受信装置.", 通研実報, vol.31. no.7, pp.1291-1303, 1982.
- [6] 荒木正治, 田島浩二郎, 松江英明: "4/5/6L-D1方式用フェージング補償技術.", 通研実報, vol.31. no.7, pp.1305-1318., 1982.
- [7] 栗原功幸, 小林満男, 伊藤清敏: "4/5/6L-D1方式現場試験結果.", 通研実報, vol.31. no.7, pp.1333-1347., 1982.
- [8] 橋本明, 吉田彰顕, 荒木正治, 小檜山賢二: "長スパンデジタルマイクロ波方式.", 通研実報, Vol.34, No12, pp.1727-1737., 1985.
- [9] T. Yoshida, S. Komaki and K. Morita: "System design and new techniques for an overwater 100km span digital radio.", in Proc. ICC'83 Vol.1 of 3 C.27., 1983.
- [10] T. Murase, "256QAM 400 Mb/s Microwave Radio System.", JTR, vol.30, No.2, pp. 23-30, Apr. 1988.
- [11] H. Ichikawa, J. Sango and T. Murase, "256QAM Multi-carrier 400Mb/s Microwave Radio System Field Tests.", in Proc. ICC'87 52.3., 1987.
- [12] Y. Saito and Y. Nakamura: "256QAM Modem for High Capacity Digital Radio System.", IEEE Trans. On Commun. vol.COM-34, no.8, pp.799-805, Aug.1986.
- [13] 小檜山賢二, 小牧省三, 斎藤洋一, 中村康久: "デジタルマイクロ波方式高信頼化技術の概要", NTT R&D vol.39, no.11, pp.1481-1488., 1990.
- [14] K. Kohiyama, S. Komaki, Y. Saito and Y. Nakamura: "Outage - free digital microwave radio technologies.", NTT Rev., vol.3, no.1, pp.19 - 27. 1991.
- [15] CCITT Rec. G707: "Synchronous Digital Hierachy Bit Rates.", 1989
- [16] K. Maki, H. Ueda, H. Tsuji and H. Shirakawa: "Implementation and Application of Equipment with Network Node Interface.", IEEE GCOM, 1988
- [17] I. Tokizawa, H. Ueda and H. Tsuji, "A Synchronous DS4 Multiplexer with Cross-connect Function.", IEEE J. Select. Areas Commun., vol.SAC-5, no.1, pp.19-23, Jan. 1987.

- [18] 河西宏之, 白川英俊, 和才博美: "ネットワークの構造を変えた新しい伝送路網.", NTT 技術ジャーナル, vol.1, no.6, pp.39-42., Sep. 1989.
- [19] 槇一光, 三浦秀利: "ネットワークのシンプル化と運用性の向上に寄与する伝送装置.", NTT 技術ジャーナル, vol.1, no.6, pp.43-47., Sep. 1989
- [20] H. Ichikawa, J. Sango K. Tanaka and Y. Shindo: "Digital Radio System Design with the Network Node Interface.", in Proc. ICC'89, no.42.4, pp.1297-1302, Jun. 1989
- [21] 村瀬武弘, 竹村修一: "新しい同期インターフェースを適用したデジタル無線方式.", NTT 技術ジャーナル, vol.1, no.6, pp.48-51, Sep. 1989
- [22] 牧野英夫, 諸墨忠雄, 森田和夫, 沼野雄司: "見通し内マイクロ波回線におけるスペースダイバーシチ方式.", 通研実報 Vol.13, No8, pp1127-1204, 1964.
- [23] 荒木正治, 村瀬武弘: "マイクロ波帯デジタル無線用トランスバーサル形自動等化器.", 信学誌, vol.J-64-B, No.10, pp.1131-1138., 1981.
- [24] 浅井孝司, 斉藤洋一, 小林満男: "4/5/6L-D1 方式用無線端局装置および監視制御装置.", 通研実報 Vol.31, No.7, pp.1319-1347, 1982.
- [25] 市川敬章, 今村裕二, 橋本明: "長スパンデジタルマイクロ波方式端局装置および監視装置.", 通研実報, Vol.34, No.12, pp.1759-1769., 1985
- [26] 仲上稔, 宮垣嘉也: "マイクロ波回線における回線切換え効果の理論的研究.", 研実報, vol.16, No.7, (昭 42) .
- [27] 村瀬武弘: "多値変調無線方式における伝搬歪の統一的解析.", 信学論(B) J67-B, No.8., 昭 59-08
- [28] T. Murase and K. Morita: "Analysis of Multipath Outage in the Presence of Thermal Noise and Interference on Multi-level Modulation System", Trans. IECE Japan, Vol. E68, No12, pp844-851, Dec.1985.
- [29] S. Komaki, K. Tajima and Y. Okamoto: "Minimum Dispersion Combiner for High Capacity Digital Microwave Radio." IEEE Trans. on COM vol.32, No.4, pp.419-428., 1984.
- [30] K. Araki and S. Komaki: "Theoretical Analysis of Synergistic Effects Using Space Diversity Reception and Adaptive Equalization in Digital Radio Systems." IEICE Trans. on COMMUN., vol.E79-B, No.4, pp.569-577., 1996.
- [31] 樋口伊佐夫, 森田和夫: "ダイバーシチによるフェージング改善効果についての理論的考察.", 信学論, vol. J 63-B, No.6, pp.627-633., 1980.
- [32] 野島俊雄, 岡本栄晴, 森田浩三, 小牧省三: "6GHz 帯 SSB-AM 方式の装置構成.", 研実報, vol.30, no.8, pp.1995-2010., 1981.
- [33] 小牧省三, 他: "マイクロ波帯無限移相器.", 信学全大, No.694, 1980.
- [34] 宮川洋, 岩垂好裕, 今井秀樹: "符号理論.", コンピュータ基礎講座, 昭晃堂(1973).

- [35] R. W. Lucky, J. Salz, E. W. Weldon 星子幸男訳, : "データ通信の原理.", ラティス (1972)
- [36] 古賀敬一郎, 安田豊, 村谷拓郎 : "BCH 符号と自己直交符号におけるビット誤り率改善特性.", 信学論, vol.J62-B, no.2. pp.117-124., 1979.
- [37] 鮫島秀一, 榎本清司 : "誤り訂正機能を追加した4相PSK遅延検波方式" 信学技報, CS-77, No.150, 1977.
- [38] C. L. Chen, R. A. Rutledge : "Single error correcting and double error detecting block codes for DQPSK channels.", IBM Tech Disclosure Bull, vol.19, No.10., pp.3789-3791, 1977.
- [39] 重田達郎, 中野幸男, 笠原正雄, 滑川敏彦 : "複合誤り通信路における誤り制御の方式.", 信学技報, CS-82, No.46., 1982.
- [40] 宮垣嘉也, 森永規彦, 滑川敏彦 : "フェージング通信回線における誤り訂正符号の効果について.", 信学技報, CS-73, No.131., 1973.
- [41] 檜木勘四郎, 安田豊 : "フェージング回線にヴィタビ復号法を適用する場合のビット誤り特性." 信学技報, CS-81, No.141., 1981.
- [42] H. Omori, K. Otani : "Burst error characteristics of digital land mobile radio." Conference Record of ICC '80 24.2, 1980.
- [43] H. Kanemoto, S. Miyamoto and N. Morinaga : "Performance of digital radio communication system with BCH coding under microwave oven interference.", Electron Lett., vol.34, no.15, pp.1465-1466.
- [44] J. Bursztejn : "Protection des systems de faisceau herziens numeriques. Nouveau principe d'evaluation du taux d'erreurs.", Rev. Tech. Thomson CSF Vol. 12, No. 2, pp.393-416, 1980.
- [45] 小牧省三, 岡本栄晴 : "選択性フェージング伝搬路に適した誤り訂正方式" 昭55信学会通信部門全国大会, No.420., 1980
- [46] N. Morinaga : "Advanced Wireless Communication Technologies for Achieving High-Speed Mobile Radios.", IEICE Trans. Commun., vol. E78-B, No.8, Aug. 1995.
- [47] T. Hattori, H. Sekiguchi, K. Kohiyama and H. Yamamoto : "Personal communication - concept and architecture.", in Proc. ICC'90, pp.1351-1357, 1990.
- [48] T. R. Rowbothm : "Local Loop Development in the U. K. ", IEEE Commun. Mag. vol.29, no.3, pp.50-59, Mar. 1991.
- [49] R. Olshansky, V. A. Lanzisera and P. M. Hill : "Subcarrier Multiplexed Lightwave Systems for Broadband Distribution.", IEEE J. Lightwave Technol., vol. 7, no.9, pp.1328-1340., 1989.

- [50] J. A. Chiddix, et. al. : "AM Video on Fiber in CATV Systems : Need and Implementation.", IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 8, no.7, pp.1229-1239., Sep. 1990.
- [51] E. Yoneda : "Subcarrier Multiplexed Optical Fiber Transmission Systems.", 信学技報 MW89-146., 1990.
- [52] S. Suzuki, T. Takeuti, K. Kaede and B. Hirosaki : "Environment Approach to the Fiber to the Home with Novel Analog CATV Distribution System.", in Proc. ISSLS'91, pp.425-431., 1991.
- [53] D. C. Cox : "Low-power Digital Radio as a Ubiquitous Subscriber Loop.", IEEE Commun. Mag., vol.29, no.3, pp.92-104., Mar. 1991.
- [54] R. Steele : "The Cellular Environment of Lightweight Hand-held portables.", IEEE Commun. Mag., vol.27, no.7, pp.20-29. Jul. 1989.
- [55] C. Harvey, I. Symington and D. Kirsten : "Cordless Communications Utilising Radio over Fibre Techniques for the Local Loop.", in Proc. ICC'91, Jun. 1991
- [56] S. Komaki, E. Ogawa : "Trends of Fiber-Optic Microcellular Radio Communication Networks.", IEICE Trans Electron., vol.E79-C, no.1, pp.98 - 104., 1996.
- [57] 塚本勝俊, 大塚裕幸 : "光・電波融合ネットワークの現状と将来.", 電子情報通信学会誌, vol.80, No.8, pp.859-868. 1997.
- [58] W. I. Way : "Subcarrier Multiplexed Lightwave System Design Consideration for Subcarrier loop Application.", IEEE J. Lightwave Technol. vol. 7, pp.1806-1818., 1989
- [59] N. Kanno and K. Ito : "Fiber-optic Subcarrier Multiplexed Video Transport Employing Multilevel QAM.", IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 8, no.7, pp.1313-1319., Sep. 1990.
- [60] H. Ohtsuka, O. Kagami, K. Kohiyama and M. Kavehrad : "256-QAM subcarrier transmission using coding and optical intensity modulation in distribution networks.", IEEE Photo. Tech. Letters,
- [61] M. Shibutani, T. Kanai, K. Emura and J. Namiki : "Feasibility Studies on an Optical Fiber Feeder System for Microcellular Mobile Communication Systems.", in Proc. ICC'91, pp.1176-1181 Jun. 1991.
- [62] S. Komaki, K. Tukamoto, S. Hara and N. Morinaga : "Proposal of Fiber Radio Extension Link for Future Personal Communications.", Microwave and Optical Technology Letters, vol.6, no.1, Jan. 1993.
- [63] H. Mizuguti, T. Okuno, S. Komaki and N. Morinaga : "Performance Analysis of Optical Fiber Link for Microcellular Mobile Communication Systems.", IEICE Trans Electron., vol.E76-C, No.2, pp.271 - 278., 1993
- [64] K. Araki and H. Ohtsuka : "Fiber-Oriented Wireless Systems for Intelligent Networks.",

IEICE Trans. Commun., vol. E79-B, No. 3, pp. 222-229, Mar. 1996.

- [65] H. Ohtsuka, R. Ohmoto, H. Ichikawa and T. Murase : "A Subcarrier Transmission Approach to Microcellular Systems.", in Proc. ICC'92, pp.82-86, 1992.
- [66] 松谷英之, 中川正雄: "周波数分散符号化を用いたマルチキャリアDS-CDMA.", 信学技報 RCS98, no.435, pp.49 - 54., 1998.
- [67] 安達文幸: "Performance Analysis of A Time Diversity ARQ in Land Mobile Radio.", IEEE Trans. Commun., vol.37, no.2, pp.177-183.
- [68] 朴潤賢, 宮本伸一, 小牧省三, 森永規彦: "光マイクロセル方式のセル間ダイバーシチにおける光リンク SNR の影響に関する検討.", 信学技報, RCS-92, No.38 (A-P-92-50), pp.7-11., 1992
- [69] 岡田常雄, 岡田実, 小牧省三: "光ファイバマイクロセル無線通信方式におけるマルチキャリア変調セル間ダイバーシチの検討.", 信学技報, vol.94, No.362 (SSE94.139-154), pp.85-90., 1994
- [70] 外山昌之, 岡田実, 小牧省三: "マイクロセルにおけるスロット付きアロハパケットのセル間ダイバーシチ受信方式.", 信学技報, vol.95, no.161 (SAT95 20-32), pp.7-11., 1995
- [71] H. Nakamura, S. Miura, K. Araki : "Site Diversity Performance in Multipath Fading Environment.", IEEE GCOM'97 Proc.pp.1173-1177., 1997.
- [72] T. Okada and M. Okada, S. Komaki : "Control Free Intercell Diversity Using Multi-Carrier Modulation for Fiber-Optic Microcellular Radio Communication System. ", ICUPC'95 Conference Record., 1995
- [73] 山本竜治, 市川敬章.: "マイクロセルにおける無線スペクトル分配制御を用いたハンドオーバの検討" 1993 信学秋季全大 B-338.
- [74] 山本竜治, 市川敬章.: "無線スペクトル集中制御方式における無瞬断セル間移動の実験的検討.", 1994 信学春季全大 B-500
- [75] 中村宏之, 山本竜治, 市川敬章.: "無線スペクトル集中制御方式における無瞬断セル間移動の実験的検討.", 1994 信学秋季全大 No. B-383.
- [76] 森田和夫: "見通し内マイクロ波回線におけるレーレフェージングの発生確率の推定.", 通研実報 Vol.18, No.9, pp.2327-2341., 1969.
- [77] 仲上稔, 藤村茂幸: "電界強度変動の分類並びにその特性表示に関する一提案.", 信学誌 Vol.36, No5, pp.234-247, 1953.
- [78] 森田和夫, 柿田潔: "マイクロ波回線のフェージング.", 通研実報, vol.7, no.9, pp.679-726., 1958
- [79] 樋口伊佐夫, 森田和夫: "ダイバーシチによる伝搬特性改善効果." 通研実報, vol.30,

No.6, pp.1621-1630, 1981.

- [80] 佐々木収, 佐藤明雄, 細矢良雄 : "3波モデルを用いた受信電力空間相関係数の推定式", 信学論, vol. J 74-B-II, No.10, pp.507-514. 1991.
- [81] S. Sakagami and Y. Hosoya : "Some experimental results on in-band amplitude dispersion and a method for estimating in-band linear amplitude dispersion.", IEEE Trans. Commun. COM-30, No.8, pp.1875-1888, 1982.
- [82] S. Sasaki and T. Akiyama : " Multipath Delay Characteristics on line-of-Sight Microwave Radio System.", IEEE Trans. Commun. Vol. COM-27, No.12, pp.1876-1886., 1979.
- [83] S. Nakatani, "Enhanced 200 Mb/s Digital Radio System in 4, 5 and 6 GHz Bands.", JTR, vol.30, No.3, pp. 34-41, July 1987.
- [84] 村瀬武弘, 山後純一, 小牧省三, 佐々木収 : "4.5・6G-400 M方式設計.", 研実報, vol.37, No.9, 1988.
- [85] K. Tanaka, "Improved 100 Mb/s Digital Radio-Relay System in 11GHz Band.", JTR, vol.29, No.2, April 1987.
- [86] 奥井重彦, 森永規彦, 滑川敏彦 : "フェージング信号包絡線の比の確率分布とその一般化について.", 信学論(B), J64-B, 11, pp1228-1235 (昭 56-11)
- [87] 坂上修二, 細矢良雄, 福岡博志, 向井正 : "マイクロ波回線におけるフェージング時間帯域内振幅特性.", 通研実報 vol.30 No.8 pp.2011-2019.,
- [88] 福井博, 菊池和二 : "マイクロ波 400M 方式スペースダイバーシチの検討.", 昭 61 年度信学全 No.2298.
- [89] 樋口講一, 福井博 : "デジタルマイクロ波方式におけるスペースダイバーシチ技術.", 昭和 63 電気関係学会東北支部連合大会, No.1F17
- [90] S. Nakatani, T. Nishiyama, and H. Higuchi : " Performance of a Long Overwater Span Digital Microwave Radio System.", IEEE GCOM'87 38.6.1-38.6.5., 1987.
- [91] 佐々木収, 佐藤明雄, 細矢良雄 : "多重ダイバーシチ受信技術.", NTT R&D vol.39, no.11, 1990
- [92] H. Ichikawa, J. Sango, and T. Murase : "256QAM Multi-carrier 400Mb/s Microwave Radio System Field Tests.", IEEE ICC'87, p.52.3.1-52.3.6. , 1987.
- [93] 今井伸明, 荒木正治, 中村俊男: "256QAM方式用モノリシックIC化1チップSD合成器.", 1989年信学秋季全国大会, B-558
- [94] 中村俊男, 荒木正治 : "LSI化スペースダイバーシチ制御回路.", 1989年信学秋季全国大会 B-557
- [95] 門脇, 八原, 中谷, 三井, 三木 : "デュアルゲート GaAs FET の位相調整機能", 昭 51 信学全大, 103.

- [96] C. Liechti : "Performance of Dual-Gate GaAs MESFET's as Gain-Controlled Low-Noise Amplifiers and High-Speed Modulators.", IEEE Trans., MTT-23, p.461., June 1975.
- [97] Asai, S., Murai, F. and Kodera, H. : "GaAs Dual-Gate Shottky-Barrier FET's for Microwave Frequencies.", IEEE Trans., ED-22, p.897., Oct.1975.
- [98] 菅田孝之, 井田雅夫, 内田正夫 : "GaAs-SBG FET の電子速度飽和領域を考慮した理論設計.", 信学論(C), J59-C, No.2, pp.107-114., 1976.
- [99] S.B. Cohn : "Characteristics Impedance of Shielded-Strip Transmission Line.", Trans. I. R. E., MTT-2, pp.52-55., 1954.
- [100] S.B. Cohn : "A Class of Broadband Three-port TEM-Mode Hybrids.", IEEE Trans., MTT-16, No.2., p.110., 1968.
- [101] 酒井徹志, 小中信典, 山本庸介, 内田正夫 : "超高速バイポーラ LSI プロセス技術 SST.", 通研実報, vol.36, No.4, pp.491-497., 1976.
- [102] 赤沢 幸雄 : "SSTによるGHz帯増幅回路ICの設計.", NTT R&D. Vol.36, No.4, pp.499-508
- [103] 鈴木 正雄 : "超高速 LSI.", NTT R&D, vol.40, no.2, pp.183-190.
- [104] T. Ohira, T. Tokumitsu, T.Hiraoka, Y. Kihata, K. Araki and H. Kato : "Development of Key Monolithic Circuits to Ka-band Full MMIC Receivers.", in IEEE 1987 Microwave Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symp. Dig., Las Vegas, NV, pp.69-74, Jun.1987.
- [105] H. Kato, T. Ohira, F. Ishitsuka, T. Tokumitsu, Y. Kihata and N. Imai : "A 30 GHz MMIC Receiver for Satellite Transponders.", IEEE Trans. Microwave Theory Tech. vol. 38, pp.896-903, Jul.1990
- [106] 大塚裕幸, 渡辺和二, 相河聡, 中村博幸 : "デジタルマイクロ波方式高性能干渉補償技術.", NTT R&D, vol.39, no.11, pp.1499-1510., 1990.
- [107] 斉藤洋一 : "デジタル無線通信の変復調.", 電子情報通信学会 (1996).
- [108] H. Ichikawa, T. Murase and K. Morita : "Dynamic Channel Assignment using Sub-carrier Multiplexing Techniques in Microcellular Systems.", in Proc. 42nd VTS Conference, pp.645-648, 1992.
- [109] H. Ohtsuka, R. Ohmoto, H. Ichikawa, "A subcarrier transmission approach to microcellular systems.", in Proc. ICC'92, pp.82-86, 1992.
- [110] 大塚裕幸, 市川敬章, 大本隆太郎, 清水達也, 荒井浩昭 : "ワイヤレスアクセス方式 MOST の高性能化技術.", NTT R&D, vol.45, No.6, pp.601-608. 1996.
- [111] M. Ogasawara, O. Kagami and H. Ichikawa : "Analysis and Measurement of Effects of SCM Technique in WLL Systems.", in Proc. GCOM'98, pp. 1479-1484, 1998.
- [112] 小笠原守, 市川敬章, 東原恒夫 : "高アイソレーション化 8×8 アナログスイッチ

- LSI.", 1995 年信学秋期全大 B-563.
- [113] 菊池博行、梅比良正弘、小中信典、河原田邦康："広帯域モノリシックアナログスイッチの設計と特性.", 信学技報 . SSD84-108, pp.41-47
- [114] 菊池博行、梅比良正弘、加藤修三："バースト変調器用高オンオフ比キャリアスイッチ IC.", 昭 63 信学秋全大 . No.C-129.
- [115] 小笠原守, 市川敬章："高アイソレーション化 8×8 アナログスイッチ LSI.", 1996 信学全, B-567, Sep. 1993.
- [116] 佐々木厚, 板倉真, 小杉裕昭, 吉川則之, 金澤邦彦："高周波 FET スwitch の伝送品質計算に関する一提案.", 1993 年信学春季大, No. C-91
- [117] Y. Ota, M. Sakakura, K. Fujimoto, S. Yamamoto, J.Ito and H. Fujimoto :"High Isolation Switch MMIC using GaAs MESFETs.", IEEE GaAs IC Symp., 1994.
- [118] 太田順道, 板倉真, 藤本和久, 山本真司, 藤本裕雅："3 段 SPST を用いた高アイソレーション型 RF スwitch MMIC.", 1994 年信学春季大, No. C-91
- [119] 野原龍男, 保田佳之："パーソナル通信を考慮した制御トラヒックに関する一検討.", 信学技報, SEE90-13(IN90-13, OS90-9), May. 1990.
- [120] 森田和夫："移動通信における熱・干渉雑音電力分布の推定法—レイリーと対数正規フェージングが重畳した場合.— 通研実報, Vol.32. No.10. pp.2159-2168, 1983.
- [121] 奥村善久, 進士昌明："移動通信の基礎.", 電子情報通信学会 (1986)
- [122] 進士昌明："無線通信の電波伝搬.", 電子情報通信学会 (1992)

本論文に関わる原著論文等

A. 論文誌

- [1] 市川敬章, 小牧省三 : "デュアルゲート FET を用いたマイクロ波帯無限移相器, 信学論 B, vol. J65-B, No.6, pp.715-722, 1982
- [2] 市川敬章, 山後純一, 村瀬武弘 : "デジタル無線通信における周波数ダイバーシチの効果," 信学論 B, vol. J70-B, No.10, pp.1177-1183, 1987.10
- [3] 市川敬章, 村瀬武弘 : "マルチキャリアデジタル無線通信における周波数ダイバーシチ効果," 信学論 B, vol. J73-B-II, No.8, pp.349-356, 1990.8
- [4] H. Ichikawa, H. Ohtsuka and T. Murase : "Fiber-optic Microcell Radio System with a Spectrum Delivery Switch," IEICE Trans. Electron., vol.E76-C, No.2, pp.279-286, Feb. 1993
- [5] H. Ichikawa, M. Ogasawara : "A Centralized Control Microcell Radio System with Spectrum Delivery Switches," IEICE Trans. commun., vol. E76-B, No.9, pp.1115-1121, Sep.1993
- [6] R. Ohmoto, H. Ohstuka and H. Ichikawa : "Fiber-optic Microcell Radio Systems with a Spectrum Delivery Scheme," IEEE J. on select. Areas Commun., vol.11, No.7, pp.1108-1117, Sep. 1993
- [7] N. Imai and H. Ichikawa : "One-chip Endless Phase Shifter IC's for Space Diversity Combiner," IEEE Trans. on CS-II., vol.43, No.4, pp.281-288, Apr. 1996

B. レター

- [1] 小笠原守、渡辺和二、市川敬章 : "サブキャリア光伝送における非線型ひずみ補償の検討". 信学誌 Vol.J75-B-II No.9, pp.658-660, Sep. 1992

C. 国際会議論文

- [1] H. Ichikawa, J. Sango and T. Murase : "256QAM Multi-carrier 400 Mb/s Microwave Radio System Field Tests," in Proc. ICC'87, pp.1803-1808, June 1987.
- [2] H. Ichikawa, J. Sango, K. Tanaka and Y. Shindo : "Digital Radio System Design with the Network Node Interface," in Proc. ICC'89, pp.1297-1302, June 1989.
- [3] H. Ichikawa and T. Nakamura : "A New Combiner for Multi-antenna Diversity in Multi-carrier Microwave Radio Systems," in Proc. ICC'91, pp.162-168, June 1991.
- [4] H. Ichikawa, T. Murase and K. Morita : "Dynamic Channel Assignment using Sub-carrier Multiplexing Techniques in Microcellular Systems," in Proc. 42nd VTC'92, pp. 645-648, May 1992.
- [5] H. Ichikawa, M. Ogasawara and T. Yoshoda : "A Microcell Radio System with a Dynamic Channel Control Method," in Proc. 43rd VTC'93, pp. 617-620, May 1993.

- [6] M. Araki, H. Ichikawa and H. Hashimoto : "100 KM Overspan Digital Radio System," in Proc. ICC'85, pp.460-465, June 1985.
- [7] H. Ohtsuka, R. Ohmoto, H. Ichikawa, M. Ogasawara and T. Murase : "A subcarrier transmission approach to microcellular systems," in Proc. ICC'92, pp. 82-86, 1992.
- [8] M. Ogasawara, H. Ichikawa and T. Tsukahara: "High Isolation Analog 4×4 Matrix Switch LSI for Centralized Control Microcell Radio Systems," in Proc. PIMRC'94, pp. 369-373, 1994.
- [9] S. Miura, H. Ichikawa and R. Yamamoto : "Centralized Control Method for Fiber-optic Microcell Radio System," in Proc. VTC'94, pp. 353-356, 1994.
- [10] O. Kagami, M. Ogasawara, F. Yamamoto H. Ichikawa and K. Shimokawa : "Subcarrier optical transmission techniques for wireless local loop (WLL)," in Proc. MWP'96, pp. 73-76, 1996.
- [11] M. Ogasawara, O. Kagami and H. Ichikawa : "Analysis and Measurement of Effects of SCM Techique in WLL Systems," in Proc. GCOM'98, pp. 1479-1484, 1998.

D. 研究会論文

- [1] 市川敬章, 小牧省三, 岡本栄晴 : "デュアルゲート FET を用いたマイクロ波帯無限移相器 ". 信学技報 MW80-1, 1980.4
- [2] 市川敬章, 小牧省三 : "16QAM デジタル無線方式への誤り訂正符号の適用 ". 信学技報 CS82-42, 1982.7
- [3] 市川敬章, 中村康久, 村瀬武弘 : "マイクロ波 400M 方式送受信装置の構成と特性, 信学技報 SAT86-19, pp.35-40, 1986.9
- [4] 小笠原守, 市川敬章 : "集中制御スペクトル分配切換方式の検討 ". 信学技報 RCS92-79, pp.61-66, 1992.10

E. NTT 技術誌

- [1] 市川敬章, 今村裕二, 橋本明 : "長スパンデジタルマイクロ波端局装置および監視装置 ". 研究実用化報告 vol.34. No.12, pp.1759-1769, 1985
- [2] H. Ichikawa, Y. Imamura and A. Hashimoto : "LS-200M Digital Microwave Terminal Equipment. " Review of the ECL, vol.34. No.3, pp.309-317, 1986
- [3] 市川敬章, 山後純一 : "4・5・6G-400M 方式用無線端局装置および監視制御装置 ". 研究実用化報告 vol.37. No.9, pp.499-505, 1988
- [4] 小牧省三, 齊藤洋一, 吉田彰顕, 市川敬章 : "4/5/6L-D1 方式用送受信装置 ". 研究実用化報告 vol.31. No.7, pp. 1291-1303, 1982

- [5] 大塚裕幸, 市川敬章, 大本隆太郎, 清水達也, 荒井浩昭 : "ワイヤレスアクセス方式 MOST の高性能化技術". NTT R&D, vol.45. No.6, 1996

F. 学会等講演

- [1] 市川敬章, 小牧省三, 岡本栄晴 : "FET を用いたマイクロ波帯無限移相器". 昭 55 年信学光. 電波部門全大 No.158, 1980
- [2] 市川敬章, 小牧省三 : "IF 帯無限移相器の設計". 昭 57 年信学全大 No.2015, 1982
- [3] 市川敬章, 小牧省三 : "デジタルマイクロ波方式における誤り訂正方式の検討". 昭 58 年信学全 No.2065
- [4] 市川敬章 : "デジタル無線方式における周波数ダイバーシチ効果". 昭 62 年信学全 No.2165
- [5] 中村俊男, 市川敬章, 白土正 : "個別制御形スペースダイバーシチの応答特性". 1991 信学春季全大 No.B-433
- [6] 友田郁雄, 竹村修一, 市川敬章 : "新同期網インターフェースに対応した無線端局装置の設計". 1989 年信学秋季全 No.B-553
- [7] 小笠原守, 市川敬章, 東原恒夫 : "デリバリスイッチ LSI の高アイソレーション化に関する検討". 1994 信学秋季全大 No.B-402
- [8] 小笠原守, 市川敬章 : "広帯域高アイソレーション化 8 × 8 スイッチ HIC". 1996 信学総合全大 No.B-567
- [9] 中村宏之, 山本竜治, 市川敬章 : "無線スペクトル集中制御方式を用いたセル間ダイバーシチ構成法の検討". 1994 信学秋季全大 No.B-383

他 27 件

G. 特許

- [1] 特許第 1815936 市川敬章, 橋本明, 小牧省三 : "無線通信方式".
- [2] 特許第 2761034 市川敬章, 玉井俊伊, 米倉弘, 村口仁俊 : "デジタル通信回線の監視方式" 平成 10 年 3 月 20 日
- [3] 特許第 2586263 大塚裕幸, 大本隆太郎, 市川敬章, 小笠原守 : "ダイバーシチ送受信方式" 平成 8 年 12 月 5 日
- [4] 特許第 2078945 嶋田秀明, 森本英明, 山後純一, 市川敬章 : "速度変換回路"

他出願 24 件

