

高速無線通信の品質向上技術としての
誤り訂正方式とその設計法に関する研究

相河 聡



①

高速無線通信の品質向上技術としての
誤り訂正方式とその設計法に関する研究

相河 聡

高速無線通信の品質向上技術としての 誤り訂正方式とその設計法に関する研究

内容梗概

マルコーニの実験から始まった無線通信は現在に引き継がれますます発展し、社会生活を営む上での重要な基盤のひとつとなっている。近年では画像通信やデータ通信など多様なサービスに対処するマルチメディア化が進められ、無線通信においても、基幹通信およびアクセス系通信において高速・高品質なデジタル伝送が要求されている。基幹無線通信については旧来から固定無線通信が光通信などの有線系システムと相補的に用いられてきた。また、アクセス系としては無線LANなどが各種機関で研究されている。いずれも数十から数百Mbpsの高速性と符号誤り率 10^{-6} 以下の高品質性が要求されるシステムである。

無線通信では周波数の有効利用と信頼度向上という2つの大きな課題がある。周波数有効利用のために、新周波数帯域の開拓や変調方式の多値化などが行なわれてきた。一方多値変調を適用する場合、干渉やフェージングに対する耐力が減少するため高品質化のための技術が重要となる。このため、従来から、無線通信においては、干渉補償や波形歪補償の技術が検討されてきた。これらの技術のひとつとして、誤り訂正は重要である。

本論文は高速デジタル固定無線通信に焦点をあて、無線チャネルの種々の劣化要因に対し、品質向上技術としての誤り訂正の方式およびその設計法に関する研究成果をまとめたものである。このような観点から、特に、高速多値符号化変調技術、符号化率可変誤り訂正技術、ビットインターリーブによる干渉対策技術について検討した。

第1章では、本研究の背景、目的、概要について述べる。

第2章では、まず、高速無線通信システムに関する各種詳細技術を挙げている。次に、デジタル無線通信特有の問題として、残留誤りのランダム性、ワード同期の高速化、誤り訂正ブロックを基本とした無線フレームフォーマット、シンドロームによる監視制御などについて

て詳細に述べている。

第3章では誤り訂正と多値変調技術を融合し大きな誤り訂正効果を得る符号化変調について述べる。まず、デジタルマイクロ波通信用高速多値変調に適した符号化変調技術として、SPORT-QAM (Signal POints Reduced Trellis coded QAM)を提案し、無線伝送路での特性をシミュレーションで明らかにするとともに具体的に小型、低消費電力化の特性をもつ回路構成について述べる。

第4章では、異なるサービスに効率的に対応する無線通信のための符号化率可変誤り訂正を取り上げている。音声、画像、データ転送など各種サービスの容量、符号誤り率、遅延などに関する要求条件は各々異なる。この異なる要求条件を満足させるためサービスごとに符号化率を可変する符号化率可変誤り訂正を提案し、その原理を述べている。更に符号化率可変誤り訂正の回路構成方法を示すとともにその効果について解析している。

第5章では他方式から干渉を受ける場合の誤り訂正について述べる。無線通信においては干渉は根本的な問題である。そのひとつとしてマイクロ波無線通信では船舶レーダ等の不要放射による干渉が大きな問題となっており、レーダパルスにより $1\mu\text{s}$ 程度のバースト誤りを発生する。このような誤りを訂正するため、バースト誤りをランダム化するビットインターリーブ技術の適用を検討する。特に、ランダム誤りとレーダ干渉によるバースト誤りが同時に発生する場合について効果を解析するとともに実験により効果を明らかにした。

第6章では、上述した技術のうち、符号化変調を適用した高信頼256QAM装置の特性を述べた。ここではさらに、超マルチキャリア、SDHインタフェースなどの技術を適用した4, 5, 6GHz帯高品質デジタルマイクロ波無線中継装置を試作した。これにより、本論文で述べた誤り訂正技術が実用的にも価値があることを明らかにする。

最後に、第7章ではまとめとして本研究の主要な成果を要約する。

本研究の結果、地上マイクロ波通信や高速無線LANなど数十から数百Mbpsの高速無線通信を符号誤り率 10^{-6} 以下の高品質に伝送する技術が確立されたことにより、中継系およびアクセス系の高速高品質無線デジタル伝送が可能となった。

高速無線通信の品質向上技術としての 誤り訂正方式とその設計法に関する研究

目次

| | |
|------------------------|----|
| 第1章 緒論 | |
| 1.1 背景 | |
| 1.1.1 歴史的背景 | 10 |
| 1.1.2 マイクロ波固定無線通信の特徴 | 12 |
| 1.1.3 無線通信の課題 | 14 |
| 1.2 研究の目的と論文の概要 | 19 |
| 第2章 高速無線通信技術 | |
| 2.1 まえがき | 25 |
| 2.2 高速無線通信技術の概要 | |
| 2.2.1 多値変調技術 | 25 |
| 2.2.2 誤り訂正技術 | 26 |
| 2.2.3 干渉補償技術 | 27 |
| 2.2.4 適応等化技術 | 28 |
| 2.2.5 ダイバーシティ技術 | 29 |
| 2.2.6 ISDN無線中継系の伝送品質規格 | 29 |
| 2.3 無線中継に適した誤り訂正 | |
| 2.3.1 符号構成法 | 31 |
| 2.3.2 ワード同期 | 37 |
| 2.3.3 フレームフォーマット | 41 |
| 2.3.4 監視制御 | 41 |
| 2.4 まとめ | 43 |
| 第3章 高速多値符号化変調技術 | |
| 3.1 まえがき | 47 |
| 3.2 符号化変調技術の概要 | 48 |

| | | |
|-------|--------------------|-----|
| 3.3 | 高利得・多値符号化変調 | |
| 3.3.1 | SPORT-QAM | 50 |
| 3.3.2 | フェージング伝搬路における特性 | 55 |
| 3.3.3 | 位相不確定性除去 | 58 |
| 3.4 | 高速多値符号化変調に適した回路構成法 | |
| 3.4.1 | 符号化変調用ビタビ復号回路の構成 | 61 |
| 3.4.2 | 分離型バスメモリ | 62 |
| 3.4.3 | 汎用マッピング | 66 |
| 3.4.4 | 低消費電力型バスメモリ | 68 |
| 3.5 | 回路集積化 | |
| 3.5.1 | パラメータ設計 | 72 |
| 3.5.2 | リングバスメモリ | 75 |
| 3.5.3 | バスメモリユニット | 78 |
| 3.5.4 | LSI主要緒元 | 80 |
| 3.6 | まとめ | 84 |
| 第4章 | 高速符号化率可変誤り訂正技術 | |
| 4.1 | まえがき | 90 |
| 4.2 | 高速アクセス系無線通信 | 91 |
| 4.3 | サービス別符号化率可変誤り訂正 | |
| 4.3.1 | 原理 | 95 |
| 4.3.2 | 構成 | 97 |
| 4.4 | 符号化率可変誤り訂正の効果 | |
| 4.4.1 | 解析 | 100 |
| 4.4.2 | 数値例 | 107 |
| 4.5 | まとめ | 112 |

| | | |
|-------|-------------------|-----|
| 第5章 | ビットインターリーブ型干渉補償技術 | |
| 5.1 | まえがき | 116 |
| 5.2 | レーダ干渉波の特徴と補償方法 | |
| 5.2.1 | レーダ干渉波の特徴 | 117 |
| 5.2.2 | レーダ干渉補償方法 | 120 |
| 5.3 | ビットインターリーブ | |
| 5.3.1 | ビットインターリーブの構成 | 122 |
| 5.3.2 | 深さと遅延時間 | 125 |
| 5.3.3 | ルートでの適用例 | 127 |
| 5.3.4 | ビットインターリーブ適用時のAGC | 128 |
| 5.4 | レーダ干渉補償特性 | |
| 5.4.1 | 理論検討 | 129 |
| 5.4.2 | 実験結果 | 135 |
| 5.5 | まとめ | 140 |
| 第6章 | 高速高品質無線通信の特性 | |
| 6.1 | まえがき | 144 |
| 6.2 | 適用技術 | |
| 6.2.1 | 超マルチキャリア | 144 |
| 6.2.2 | SDHインターフェース | 145 |
| 6.3 | 試作装置の特性 | 153 |
| 6.4 | まとめ | 155 |
| 第7章 | 結言 | 158 |
| | 謝辞 | 160 |
| | 付録 | 161 |

図表目次

| | | |
|--------|-----------------------------------|----|
| 図1-1. | 高速高品質無線通信技術. | 17 |
| 図1-2. | シャノンの定理による周波数利用効率. | 18 |
| 図1-3. | 本論文の位置付け. | 21 |
| 図1-4. | 本論文の構成. | 21 |
| 図2-1. | 干渉補償器の例. | 28 |
| 図2-2. | 適応等化器の例. | 29 |
| 図2-3. | 誤り分布測定系. | 33 |
| 図2-4. | 誤りの分布特性. | 34 |
| 図2-5. | 256QAMにおける誤り訂正の構成例. | 36 |
| 図2-6. | フレームフォーマット. | 41 |
| 図3-1. | set partition の概念図 | 49 |
| 図3-2. | 符号化変調の比較. | 51 |
| 図3-3. | 畳み込み符号器. | 54 |
| 図3-4. | シミュレーション系. | 56 |
| 図3-5. | シグナチャ特性の比較. | 57 |
| 図3-6. | 位相不確定性除去回路 | 59 |
| 図3-7. | 位相シフタ | 60 |
| 図3-8. | 符号化変調用ビタビ復号回路 | 61 |
| 図3-9. | バスメモリ分離型ビタビ復号回路 | 63 |
| 図3-10. | バスメモリ回路規模 (パラメータ; 変調方式) | 65 |
| 図3-11. | バスメモリ回路規模 (パラメータ; 拘束長) | 65 |
| 図3-12. | 汎用化を考慮した変調信号空間配置 | 67 |
| 図3-13. | 汎用マッピング回路を用いた符号器. | 68 |
| 図3-14. | 低消費電力バスメモリ型ビタビ復号回路. | 70 |
| 図3-15. | バスメモリ消費電力の比較 | 70 |
| 図3-16. | 符号化256QAMモデムの構成. | 73 |

| | | |
|--------|--|-----|
| 図3-17. | パラメータ設計 (メトリック精度) | 73 |
| 図3-18. | パラメータ設計 (バスメモリ長) | 74 |
| 図3-19. | パラメータ設計 (軟判定ビット数) | 74 |
| 図3-20. | パラメータ設計 (拘束長) | 75 |
| 図3-21. | リングバスメモリの原理. | 77 |
| 図3-22. | 多相クロック発生回路. | 78 |
| 図3-23. | バスメモリユニット. | 79 |
| 図3-24. | 枝と生き残りパスの関係 | 79 |
| 図3-25. | 機能ブロック図. | 81 |
| 図3-26. | L S I ハイアラキー. | 82 |
| 図3-27. | 符号化変調 L S I. | 83 |
| 図4-1. | 無線アクセス方式の概念図. | 92 |
| 図4-2. | 高速無線LAN. | 92 |
| 図4-3. | ATM-LANとマルチメディア高速無線LAN. | 93 |
| 図4-4. | 符号化率可変誤り訂正の原理. | 96 |
| 図4-5. | 符号化率可変エンコーダ. | 98 |
| 図4-6. | 符号化率可変デコーダ. | 98 |
| 図4-7. | ATMセルの誤り訂正ブロック化の構成. | 99 |
| 図4-8. | 誤り訂正前の符号誤り率とセル廃棄率の関係 (符号長63) 103 | |
| 図4-9. | 誤り訂正前の符号誤り率とセル廃棄率の関係 (符号長31) 104 | |
| 図4-10. | 各サービスにおける符号誤り率とセル廃棄率の関係 (Ts=1,5,3) 104 | |
| 図4-11. | 各サービスにおける符号誤り率とセル廃棄率の関係 (Ts=0,3,1) 105 | |
| 図4-12. | レーフェージング下での平均S/Nとセル廃棄率 (符号長63) 106 | |
| 図4-13. | レーフェージング下での平均S/Nとセル廃棄率 (符号長31) 106 | |
| 図4-14. | 情報伝送効率 (符号長63) | 108 |
| 図4-15. | 情報伝送効率 (符号長31) | 108 |
| 図4-16. | 情報伝送効率改善効果 (符号長63) | 111 |

| | | |
|--------|--------------------------------------|-----|
| 図4-17. | 情報伝送効率改善効果(符号長31) | 111 |
| 図5-1. | 割当周波数. | 118 |
| 図5-2. | レーダ波の特性. | 119 |
| 図5-3. | レーダ不要放射. | 119 |
| 図5-4. | ビットインターリーブブロック図. | 123 |
| 図5-5. | メモリの書き込み、読みだし. | 124 |
| 図5-6. | パルス幅とビットインターリーブ遅延時間. | 126 |
| 図5-7. | ビットインターリーブの適用例. | 127 |
| 図5-8. | AGC時定数とレーダ干渉補償特性の関係. | 128 |
| 図5-9. | ビットインターリーブによるレーダ干渉特性. | 133 |
| 図5-10. | レーダ干渉時の符号誤り率特性. | 133 |
| 図5-11. | レーダ干渉時の符号誤り率特性と誤り訂正符号の関係. | 134 |
| 図5-12. | 誤り訂正符号とビットインターリーブ効果の関係. | 134 |
| 図5-13. | 実験系. | 137 |
| 図5-14. | D/U-符号誤り率特性. | 138 |
| 図5-15. | パルス幅-符号誤り率特性. | 138 |
| 図5-16. | C/N-符号誤り率特性. | 139 |
| 図6-1. | 超マルチキャリアの耐波形歪み特性. | 145 |
| 図6-2. | 同期ハイアラキー. | 146 |
| 図6-3. | 周波数配置. | 147 |
| 図6-4. | BCH符号を基本としたフレームフォーマット. | 147 |
| 図6-5. | 符号化256QAMフレームフォーマット. | 148 |
| 図6-6. | フレーム回路の共通化. | 150 |
| 図6-7. | SDHインタフェースLSIブロック図. | 152 |
| 図6-8. | 高品質256QAM方式ブロック図. | 154 |
| 図6-9. | 試作した高品質256QAM装置のC/N-符号誤り率特性. | 154 |

| | | |
|-------|------------------------------|-----|
| 表1-1. | 周波数別電波の名称. | 13 |
| 表1-2. | 略語と正式名称. | 22 |
| 表1-3. | 変数一覧. | 23 |
| 表2-1. | BCH-LSIの諸元. | 32 |
| 表3-1. | SPORT-QAMの比較. | 52 |
| 表3-2. | 復調信号と位相シフタの関係. | 59 |
| 表3-3. | 符号化変調用VLSIパラメータ. | 75 |
| 表3-4. | LSI主要諸元. | 80 |
| 表4-1. | 各サービスの要求条件. | 96 |
| 表6-1. | SDHインタフェースLSIの諸元. | 152 |
| 表6-2. | 高品質256QAM方式と従来方式の比較. | 153 |

第1章 緒論

1. 1. 背景

1. 1. 1 歴史的背景

1864年イギリスの物理学者マクスウェルが電磁波の存在を予言した。1888年ドイツの物理学者ヘルツが電磁波を実験的に立証した。これにより人類は電波という共通の財産を手に入れた。その後電波は通信、放送、測位、気象、天文科学などさまざまな分野で用いられるようになった。

電波による無線通信は1895年マルコーニの無線電信機の発明による2400mの通信に端を発する。彼はその後1901年に大西洋を横断する通信の快挙を成し遂げた。日本においても1897年通信省において無線通信の実験に成功、1900年軍艦での海上通信を行なった。1905年日露戦争における“テキカンミュ”は有名である。

無線通信は一般に移動、衛星、固定の3分野に分類される。移動通信に関しては1921年アメリカのデトロイト警察が行なったのが最初である。公衆用移動通信としては1946年アメリカで150MHz帯を用いた移動通信が開始された。その後、需要が増大し、1955年にはチャンネル間隔を狭めた拡張システムが、1956年には450MHz帯のチャンネル追加がされたほどである。さらに1970年代のモータリゼーションの進展に伴い、需要は膨れ上がり1983年には800MHz帯の小ゾーン構成による大容量システムが導入された。ヨーロッパ諸国でも1960年代に150MHz帯のシステムが実用化された。日本では1953年公衆用船舶電話が開発され、その後、1957年列車電話、1968年ポケットベルが商用化された。そして、1967年400MHz帯を用いた自動車電話システムが導入された。800MHz帯のシステムは1979年東京で開始され、その後エリア拡大を行ない、1984年に全国サービスとなった。その後は小型化が進み、1986年に着脱型移動機(1500cc)、1987年に携帯型移動機(500cc)が実現した。更に、通信の自由化から競争が激化し、ポケットサイズの携帯電話やデジタル移動通信の出現により本格的携帯電話時代に突入したことは記憶に新しい。PHSの名称でよばれる第2世代コードレス電話の実用化は目前にせまり、今後、移動性、経済性のみでなく、携帯型端末の進歩とあいまってデータ通信に適した移動通信が身近なものになりつつある。

一方、1957年ソ連が世界初の人工衛星のスプートニク1号を打ち上げた。通信分野では1960年アメリカの風船衛星エコー1号が最初であるが、これは地球局からの電波を反射し、中継を行なう受動衛星である。1962年ベル研究所のテレスター1号とアメリカ航空宇宙局(NASA)のリレー1号は中継器を搭載した能動衛星であり、世界的規模での多重電話、テレビ伝送実験が行なわれた。1963年にはNASAが静止衛星シンコムII号の打ち上げに成功し、常時安定した通信を提供可能とした。1965年には大西洋上に打ち上げられたインテルサットI号により世界初の静止衛星による商業通信が開始された。日本においては1977年実験用衛星さくら(CS)により国内衛星通信の実験が行なわれ、1983年には実用衛星さくら2号の打ち上げに成功した。その後、通信衛星は経済化を図るため大型化の傾向をたどった。一方で、今後のシステムとしては複数の低軌道衛星を用いて、世界中どこでも通信可能とする計画などが進められている。

さて、固定通信に話を移そう。マルコーニ時代は中長波帯が中心であった無線通信だが、1924年のイギリス-オーストラリア間通信以来短波通信が適用されはじめた。1939年米沢、黒川らによる世界初の超短波多重電話方式以来、公衆通信回線としての無線伝送技術は大きく発展した。1947年アメリカでの4GHz帯を用いたテレビ1回線の伝送からマイクロ波通信の幕が切って落された。1954年には日本においても東京-大阪間でテレビ1回線を伝送できるマイクロ波回線が開通した。現在ではマイクロ波通信が市外回線の約半数、カラーテレビ中継網のほとんどを構成している。その後、我が国では1968年の4PSK変調を用いた2GHz帯通信が世界に先駆けて商用化したのをかわきりにデジタル無線通信の発展が始まった。1976年には20GHz帯を用いた400Mbpsシステムが実用化された。20GHz帯は降雨による減衰が大きいため、4、5、6GHz帯のマイクロ波帯において中継距離50kmのシステムが開発された。さらにマイクロ波帯では周波数有効利用の観点から、16QAM変調が1981年実用化された。さらに、1984年には本土-沖縄間のデジタル化のため中継距離100kmの長スパンマイクロ波通信が実用化されるなかで、さまざまなフェーディング補償技術や、装置の高信頼化技術が蓄積された。その後欧米では64QAMが開発されるなか、日本では1989年256QAMを用いた400Mbpsシステムにより10bps/Hzの世界最高の周波数利用効率を実現した。一方で、固定無線システムの経済性、迅速

性を活かすべく短距離小容量のシステムの開発も進められている。1978年に開発された2GHzシステムは離島への回線や集中局-端局間の小容量通信を目的としたものであり、その後11/15GHz帯を中心とした短距離小容量システム、26GHz帯を用いた加入者無線システムなど利用目的に応じた方式が種々開発されている。今後は無線LANなどにみられるように、さらにユーザに近い点における無線アクセスシステムとして発展するであろう。

ここで、無線通信から誤り訂正に話を転じる。符号理論は1948年のシャノンの定理から始まる。シャノンの第2定理いわゆる通信路符号化定理により誤りを伴う不完全な通信路を誤りが少ない高信頼度の通信路に変換する符号すなわち誤り訂正符号の存在が明らかにされた。具体的な符号として、1950年ハミング符号が出現した。これは1ブロック中の1ビットの誤りを訂正可能な符号である。その後、1955年にエライアスにより畳み込み符号が提案され、その復号法について種々考案された。なかでも1967年のビタビ復号は強力かつ実用的な復号法として現在広く適用されている。一方複数ビットの誤りを訂正できるブロック符号として1959年BCH(Bose-Chaudhuri-Hocquenghem)符号、1960年リードソロモン符号が発明された。これらの符号も現在最も一般的な符号として、通信、記録分野で多くの実用例がある。その後バースト誤り訂正の研究もさかんに進められ、著名な符号として1959年のファイヤ符号、ハメルバーガ符号、1963年の嵩符号、1968年の岩垂符号などが挙げられる。最近では、1977年の今井・平川符号、1982年のウンガーベックによるトレリス符号化変調など多値変調と誤り訂正を組み合わせる高い符号化利得を得る技術が提案され、実用化に至っている。

1. 1. 2 マイクロ波固定無線通信の特徴

マルコーニの実験から始まった無線通信は現在に引き継がれますますます発展し、社会生活を営む上での重要な基盤のひとつとなっている。無線通信の形態は大きく、テレビやラジオのように放送形態で利用されるものと、狭義の意味での通信として用いられる形態がある。また、後者はさらに、携帯電話のように、個人が無線機を保持して通信する形態と個人々の信号を多重化して、中継するいわゆる固定無線通信、また、衛星を利用した国際通信など、通信の目的に応じ、種々の形で用いられている。最近ではマルチメディア化に焦点があてられ、

表1-1. 周波数別電波の名称

| 周波数 | 電波の名称 | |
|--------|-------|-------|
| 3kHz | VLF | 超長波 |
| 30kHz | LF | 長波 |
| 300kHz | MF | 中波 |
| 3MHz | HF | 短波 |
| 30MHz | VHF | 超短波 |
| 300MHz | UHF | マイクロ波 |
| 3GHz | SHF | |
| 30GHz | EHF | ミリ波 |
| 300GHz | | |

無線通信の分野でも、たとえば無線LANなどの検討も進められている。無線通信はこのような通信目的とそれにあったシステムの提供として発展しており、従って技術の進展もこれに足並みが合わされていると言えよう。

表1-1. に示すように、電波は周波数によって決まる名称で呼ばれ、それぞれ異なる特質を持つ。マイクロ波とは、300MHz～3GHz帯のUHF、3～30GHz帯のSHFの波長0.1～10cm程度の電波の総称である。マイクロ波帯における無線技術は第2次世界大戦中のレーダの開発により大きな技術進歩をとげ、現在も通信、放送、測位、気象、天文科学など幅広く用いられている。マイクロ波は短波、超短波に比較して、周波数が高いため、小口径のアンテナで鋭い指向性特性が得られること、見通しのある区間において、一般に伝送損失が小さく且つ安定であることから、高品質な回線を経済的に実現できる。マイクロ波を用いた無線通信は耐災害性が優れ、回線が容易に設定できることから需要に即応できるなどの利点がある。このため、光ファイバなどの大容量伝送が可能だが、切断の可能性があり、回線の設定、復旧に時間がかかる有線伝送路と無線伝送路は相補的に用いられる。我が国の固定マイクロ波無線通信は基幹伝送路の急速な発展のため、2, 4, 5, 6, 11, 20, 26GHz帯において次々と開発が進められていった。現在までに主に長距離基幹ルートに用いられる4, 5, 6GHz帯だけでも43, 000km以上のルートが使用されている。これらの無線通信路は昭和50年代前半はFMなどのアナログ変調が中心であったが、その後多値変調などを用いたデジタル変調が中心に導入されている。デジタル無線については、情報化社会の到来によって多様化・高速化した電気通信が求められ、ISDNとい

うコンセプトに向かってあらゆる通信媒体とともに変革してきた。このようにデジタルマイクロ波固定無線中継は、基幹伝送網のなかで長い歴史を持ち、広く電気通信の基盤としての役割を果たしている。一方、近年研究が進められている方式として高速屋内無線LAN (Local Area Network)がある。マイクロ波を用いた無線LANとして、2.4GHzのISM帯 (Industrial, Scientific and Medical band) においてスペクトラム拡散技術を適用したものや、19GHz帯を用いたシステムが実用化されている。これは加入者端末に直接無線で信号を送るアクセス系無線のひとつであり、音声、画像、データ転送など様々なサービスを統括するマルチメディアの一翼を担うシステムとして注目されはじめている。これらデジタルマイクロ波固定無線中継や高速屋内無線LANは歴史の違いはあるが、共にフェージングや干渉の発生はあるものの、移動通信などに比較すると安定した伝送路において高速かつ高品質な特性が要求されるシステムである。

一方、30～300GHzのミリ波は通信用周波数としてはいまだ開発の余地が残されている。ミリ波は降雨による減衰が大きいため屋外における長距離通信に適さないとともに、その直進性のため移動通信用としても適用が困難である。また、デバイス技術についても十分研究開発が進められているとは言えない。しかし、未使用周波数帯域が広いこと、広帯域であることから今後無線通信用周波数としての開発が期待されている。特に、近年では郵政省により60GHz帯の使用が推奨され、さまざまな分野でその開発の必要性が叫ばれている。ミリ波を無線通信に適用する場合、見通し内の近距離通信が条件となる。特に無線LANなど特定範囲内の通信は応用分野のひとつとして有力である。また、屋外についても近年商用化されてきている携帯端末に高速無線で通信する場合などについては使用領域の限定などの条件があれば十分可能性のある応用分野であろう。

1. 1. 3 無線通信の課題

このような高速かつ高品質な無線通信を提供するためには、いくつかの克服すべき課題がある。無線通信における技術課題は大きく以下の2つに分類できる。

(1) 周波数有効利用

まず第一に周波数の有効利用である。現在の技術で使用できる電波の周波数は有限であり、

それは無線通信のみならず、放送、測位、など種々の方式に使用されている。このためより大容量の情報を通信しようとする場合、周波数を有効に利用する技術が必要となる。周波数有効利用には大きく2つの手段がある。ひとつは新周波数帯の開拓であり、他のひとつは周波数利用効率の向上である。

4 GHz帯は伝搬路の安定性からマイクロ波のなかでは扱い易い周波数であり、最初に実用化された。その後、伝送路需要の増大に伴い、さらに高い周波数帯がそれぞれの特徴にあわせて開拓されてきた。このうち、降雨などによる損失が少なく安定した品質を保てる4, 5, 6 GHz帯は50 kmの長距離伝送路として用いられてきた。伝送容量は多くできても降雨減衰のため長距離伝送に不向きな11, 15 GHz帯はそれぞれの特徴を活かし、短距離伝送に用いられている。また26 GHz帯は高速広帯域伝送を行なう加入者系無線用として開発された。屋内無線LANについては19 GHz帯で実現されている例がある。また、2.4 GHz帯を用いたシステムの実用化されている。この周波数帯はISMバンドとよばれ電子レンジや医療機器などにも適用され干渉が多いため、スペクトラム拡散技術により耐干渉特性の強力なシステムとなっている。さらに今後上述の30 GHz以上のミリ波が高速通信用周波数として開拓される動向にある。高い周波数を利用することはより大容量な通信に望ましいが、空間での減衰が大きくなることや直進性が増すことなど電波の特質を十分考慮する必要がある。さらに、高周波を扱うデバイスの開発も重要な課題である。デジタル無線システムとしては38 GHz帯を使用したシステムが実用化されている。さらにアナログ変調では50 GHz帯システムがある。これはFM変調された信号を通し50 GHzの無線周波数を得ている。しかし、デバイス技術から、50 GHz帯でのデジタルシステムはなく、さらに60 GHz帯の通信への適用にはしばらく時間がかかるものと考えられる。

一方すでに、開拓されている周波数帯においてその利用効率を向上することも重要である。特にアナログ変調から広帯域を要するデジタル変調への移行に伴い、周波数利用効率の向上が重要な研究テーマとして力が注がれた。特定2地点間の通信であるポイントツーポイントの無線通信では線的有効利用と面的有効利用がある。線的有効利用とはある送信局と受信局の間で使用している周波数帯域について帯域当たりの伝送容量をできるだけ大きくすることである。最も代表的な例は多値化による伝送容量の増大である。当初のデジタル無線通

信では変調方式とし4PSKが適用され、周波数利用効率は2bps/Hz程度であった。その後、変調方式の多値化、ロールオフフィルタによる狭帯域化、交差偏波の利用などの技術により周波数利用効率は格段に向上してきた。特に、16QAM変調によって5bps/Hzが実現され、さらに4, 5, 6 GHz帯においては256QAM変調によって世界最高の10bps/Hzが可能になった。また、面的有効利用とは同一周波数を使用するルートをできるだけ多くすることにより周波数利用効率を向上するものである。都心部など多くの無線ルートが集中する地域などでは特に重要となる。この場合、隣接するルートが近くなり干渉が増大する。一方、親局と複数の子局との間の通信であるポイントツーマルチポイント通信ではデマンドアサインすなわち利用者が必要な時に伝送路を割り当てる技術により周波数を有効に利用することができる。このための伝送路を時間や周波数あるいは符号で分割する多元接続技術(TDMA, FDMA, CDMA)が重要な技術として研究開発が進められてきている。また、今後は通信のマルチメディア化が叫ばれるなかで、利用者がどんな通信を行なうかまで判断し効率的な周波数の利用が必要になってくるであろう。

(2) 信頼度の向上

無線通信はある地点で空間に電波を放射し、ある地点でその電波を受信するという形で行なわれる。光ファイバを用いた通信のように通信用の“閉空間”を作らなくともよいという特徴を有している。すなわち、無線通信は“開空間”を利用しているといえよう。このため、無線通信は非常に便利にどこでも通信できる。一方で無線通信路である“開空間”にはあらゆる種類の電波がある。その中で必要な方向からの電波をアンテナで受信し、必要な周波数成分のみを受信フィルタでとりだし使用するが、通信をしている者の間で、混信が発生する場合がある。その原因として同一方式からの干渉、周波数を共用する他方式からの干渉、周波数は共用しない他方式の不要放射からの干渉など様々な干渉がある。また、自らの電波でも反射して伝わるものと、直接伝わるものと干渉する現象が生じる。これをマルチパス干渉とよぶ。定常時に良好な特性を持つ伝搬路においても、気象状況などの変化によって、ダクト性あるいは反射波などによるマルチパスが発生し伝搬路特性の悪化が起こる。このような伝搬特性の時間変動をフェージングとよぶ。また屋内高速無線LANでは壁面や什器などの

反射によりマルチパスが発生するが、ここでも人などの動きによりその特性が変動する場合がある。マルチパス伝搬路では受信波の波形歪みが発生し符号誤り率特性が劣化する。また、周波数帯によっては降雨等による減衰も品質劣化の原因となる。

このような伝搬路特性の劣化に追随し、最悪の伝搬路特性においても所要の特性を満足できるようにするため、誤り訂正、各種干渉補償、波形歪み補償技術が開発されてきた。またこのほかアンテナ技術や無線局の配置法などにより劣化を最小限に抑える手段も行なわれてきた。各技術はおおまかに、以下のように分類できる。

- a. 送受信装置技術
- b. アンテナ技術
- c. 伝搬技術

この中で送受信装置技術は主に以下の用に分類できる。

- a-1. 誤り訂正技術
- a-2. 変復調技術
- a-3. 干渉補償技術
- a-4. 適応等化技術
- a-5. ダイバーシティ技術

これらの技術の関係を図1-1. に示す。

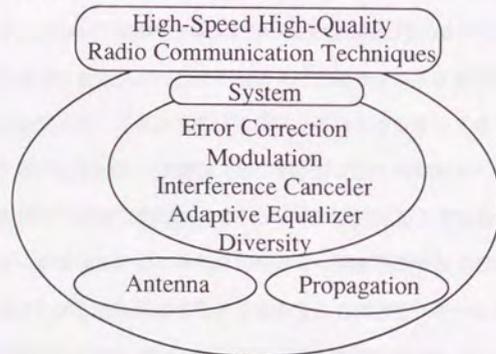


図1-1. 高速高品質無線通信技術

Fig.1-1 High-Speed High-Quality Radio Communication Techniques.

中でも誤り訂正技術は高品質化のためには不可欠なものであり、近年のLSI (Large Scale Integrated circuit)技術、DSP (Digital Signal Processing)技術等の進展に支えられ、急激に進展している。

以上に挙げた『周波数有効利用』と『信頼性の向上』の2つの課題は相反する課題でもある。シャノンの定理によると誤りなく伝送可能な単位周波数あたりの伝送容量は次式で与えられる。

$$C/W = \log_2(1+SNR) \text{ (bps/Hz)} \quad (1-1)$$

ここでCは伝送容量、Wは帯域幅、SNRは信号対雑音電力比である。この関係は図1-2. のようになる。これはすなわち、周波数利用効率を向上するため変調方式を多値化するに従い、一定のSNRにおける符号誤り率が劣化すること意味する。また、面的利用効率を上昇することは他ルートからの干渉を増大することであり、高い周波数を開拓することは減衰などによりSNRを劣化することになる。無線通信技術の歴史はこの相反する2つの課題に対して弁証法的に進歩発展してきたものといえる。すなわち、より周波数の有効利用を図るため、より優れた信頼度向上技術が要求されてきたのである。

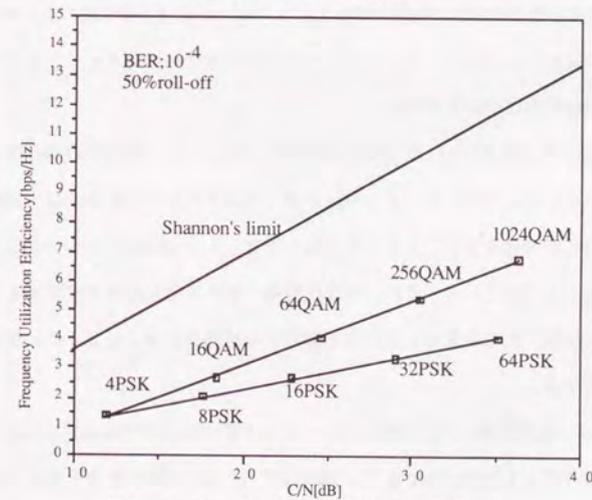


図1-2. シャノンの定理による周波数利用効率

Fig.1-2. Frequency Utilization Efficiency.

1. 2. 研究の目的と論文の概要

本論文は以上の観点から高速かつ高品質が要求される無線通信における誤り訂正の研究を担当してきた筆者が昭和59年以来行なった研究内容をまとめたものである。

本研究の目的は“開空間”を利用した無線チャネルの種々の劣化要因に対して、品質向上の観点からいかに優れた誤り訂正技術を確立するかという点にある。特にマイクロ波帯長距離無線基幹伝送に適用する多値直交振幅変調(QAM)と屋内高速無線LANにターゲットを絞り研究を行なった。ただし、ここで取り上げる各技術はその他の方式にも適用できる。図1-3. に示すように、まず、熱雑音、干渉雑音、波形歪への耐力を向上する各種誤り訂正技術を提案し、理論的検討を加えた。さらに、具体的装置を実現するための回路構成について詳細な検討を行ない、これらの設計をもとに試作した装置を用いた実験結果について報告している。

本論文は図1-4. に示すような内容で構成されている。

第2章では、個々の技術として多値変調、誤り訂正、干渉補償、適応等化、ダイバーシティについて概要を述べている。さらに本研究の主要テーマである誤り訂正技術をデジタル無線中継に適用する場合の種々の問題を取り上げている。特に符号構成法、誤りのランダム性、ワード同期の高速化、SDHインターフェースに対するフレームフォーマット、シンδροームを用いた監視制御について述べる。

第3章では、多値変調に対して優れた信頼度向上能力を持つ符号化変調技術についての研究結果を述べている。まずデジタル無線中継で実現されている256QAMなどの超多値変調技術に対して有効なSPORT-QAMを提案し、その諸特性についてシミュレーション等により明らかにしている。また、符号化変調-ビタビ復号回路を実現するための回路設計法について小型、低消費電力、汎用化を実現する回路および、LSI化に適した回路について提案している。

第4章では、高速無線LANで異なるサービスを効率的にかつ高品質に伝送するための符号化率可変誤り訂正を提案する。音声、画像、データといったそれぞれのサービスは品質および伝送速度について異なる要求条件を持つ。そこで要求される品質にあわせて最適な符号化率の誤り訂正を選択して適用する符号化率可変誤り訂正が有効となる。本章ではサービス

ごとの符号化率可変誤り訂正についてその原理、構成を示すとともにその特性を解析した。

第5章では、干渉雑音のうちデジタル中継系の高品質化のなかでとくに大きな問題となっているレーダ干渉の補償について述べている。まず現状のレーダ干渉の影響について解説し、従来技術による補償の限界を示す。次にレーダ干渉波がパルス変調波であることから、バースト誤りをランダム化し訂正するビットインターリーブの適用を提案する。またレーダ干渉によるバースト誤りのほかにランダム誤りが発生している場合について解析し、さらに試作した装置によりビットインターリーブのレーダ干渉補償装置としての有効性を示している。

第6章では、ここまでに述べた技術の他に高信頼デジタルマイクロ波通信に必要となる技術としてSDHインターフェース、超マルチキャリアについて述べる。これらの技術をもとに設計した256QAMを試作した装置についてその特性を述べる。

第7章では、まとめとして、本研究の主要な成果を要約している。

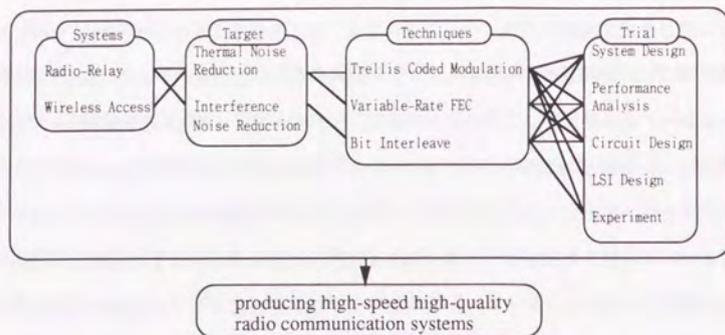


図1-3. 本研究の位置づけ
Fig.1-3.Position of research.

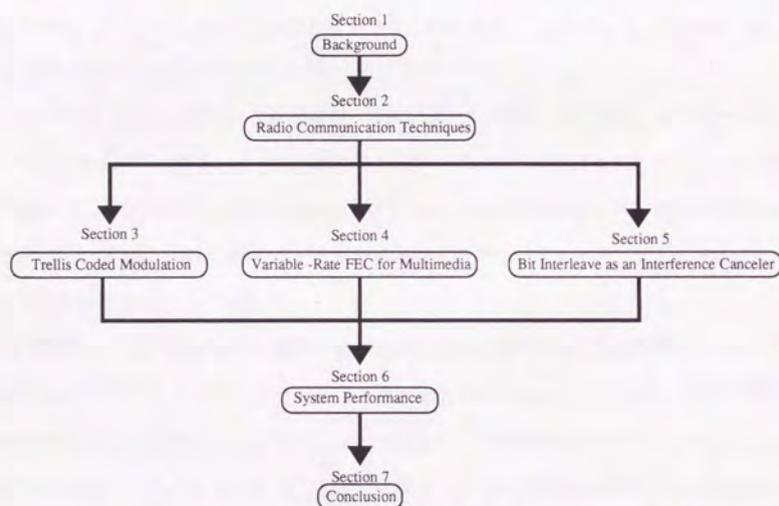


図1-4. 本論文の構成
Fig.1-4. Construction of Paper.

表1-2. 略語と正式名称

| 略語 | 正式名称 |
|-----------|---|
| A A L | ATM Adaptation Layer |
| A C S | Add Compare Select |
| A G C | Automatic Gain Control |
| A P S K | Amplifier Phase Shift Keying |
| A R Q | Automatic Repeat reQuest |
| A S K | Amplifier Shift Keying |
| A T M | Asynchronous Transfer Mode |
| B C H | Bose Chaudhuri Hocquenghem |
| B E R | Bit Error Rate |
| C D M A | Code Decision Multiple Access |
| C R C | Cyclic Redundancy Check |
| C S M A | Carrier Sense Multiple Access |
| C / N | Carrier to Noise ratio |
| D S C | Digital Service Channel |
| D S P | Digital Signal processing |
| F E C | Forward Error Correction |
| F D D I | Fiber Distribution Data Interface |
| F D M A | Frequency Decision Multiple Access |
| H E C | Header Error Control |
| I S D N | Integrated Services Digital network |
| I S M | Industrial, Scientific and Medical band |
| I T R | Information Transmission Rate |
| I T U | International Telecommunication Union |
| L A N | Local Area Network |
| L S I | Large Scale Integration |
| M I C | Monolithic IC |
| M O S | Mean Opinion Score |
| P H S | Personal Handyphone System |
| P S K | Phase Shift Keying |
| Q A M | Quadrature Amplifier Modulation |
| S D | Space Diversity |
| S D H | Synchronous Digital Hierarchy |
| S P O R T | Signal POInts Reduced Trellis code |
| S S T | Scarce State Transision |
| T C M | Trellis Coded Modulation |
| T D M A | Time Decision Multiple Access |
| % D M | percent Degraded Minutes |
| % E S | percent Errored Second |
| % S E S | percent Severely Errored Second |

表1-3. 変数一覧

| | | | |
|---------------------|----------------|--------------|-------------------|
| C | 伝送容量 | I | 情報ビット数 |
| W | 帯域幅 | S | 符号器状態数 |
| SNR | 信号対雑音電力比 | T_p | バスメモリ長 |
| n | 誤り訂正符号長 | K | 非符号化ビット数 |
| r | 符号化率 | S_{conv} | セレクト数 (従来) |
| t | 誤り訂正能力 | S_{pro} | セレクト数 (提案方式) |
| P_e | 誤り訂正後の符号誤り率 | $G(x)$ | 生成多項式 |
| P_b | 誤り訂正前の符号誤り率 | a | 生成多項式の根 |
| P_m | 誤同期発生確率 | b | 1セル中のブロック数 |
| M_d | 後方保護段数 | d_m | タミービット数 |
| S_c | シンδροーム | r_s | セル平均符号化率 |
| a_i | 2信号系列 | b_s | ヘッダを含むブロック数 |
| T_i | i 回誤同期時の同期時間 | h_s | ヘッダブロック中のビット数 |
| T_a | 位相検出時間 | d_s | ヘッダブロック中のビット数 |
| T_b | 後方保護時間 | i_s | ヘッダブロック中の情報ビット数 |
| T_c | 誤同期検出時間 | p_0 | 誤りなしブロックの確率 |
| T_d | 再同期時間 | $B_d(\cdot)$ | 2項分布 |
| $\langle T \rangle$ | 平均同期時間 | p_1 | 1ビット誤りブロック確率 |
| T_{on} | 警報発動時間 | p_2 | 2ビット誤りブロック確率 |
| T_{off} | 警報解除時間 | p_1' | 訂正後1ビット誤りブロック確率 |
| N_{on} | 発動測定ブロック数 | p_2' | 訂正後2ビット誤りブロック確率 |
| N_{off} | 解除測定ブロック数 | L_s | セル廃棄率 |
| M_{on} | 発動設定ブロック数 | T_i | メディア別誤り訂正能力 |
| M_{off} | 解除設定ブロック数 | γ_0 | レーザリング平均SN |
| k | ブロック中の情報ビット数 | I_i | 情報伝送効率 |
| D_{free} | 最小自由距離 | w | メディア別伝送量 |
| T | クロック周期 | I_{prop} | 情報伝送効率 (提案方式) |
| $P_i(e)$ | 誤り事象確率 | I_{conv} | 情報伝送効率 (従来方式) |
| E_s | 平均信号電力 | η | 情報伝送効率改善量 |
| G_{conv} | 漸近利得 (従来方式) | M_B | バイト長 |
| G_{prop} | 漸近利得 (SPORT) | f_c | クロック周波数 |
| ρ_0 | 反射波/直接波振幅比 | c | マルチキャリア数 |
| θ_0 | 反射波/直接波位相差 | τ | バースター長(レーザバース幅) |
| τ_0 | 反射波/直接波伝搬時間差 | e_B | 連続誤りビット数 |
| ω | 角周波数 | d_f | ビットインターリーブによる遅延時間 |
| $H(\omega)$ | フェージング特性 | D_r | レーダのデューティ |
| ν | 拘束長 | D_n | 正規化深さ |
| L | 多値変調系列数 | T_r | レーダ繰り返し周期 |
| N | 畳み込み符号器出力ビット数 | C_0 | パルス前後の誤り数 |
| M | 畳み込み符号器入力ビット数 | | |

参考文献

ここでは基本的な教科書を中心に挙げる。

- [1]C.E.Shannon: "A Mathematical Theory of Communication", Bell System Tech. J., vol.27, pp379-423, pp623-656, 1948.
- [2]S.Stein, J.J.Jones: "Modern Communication Principles with Application to Digital Signaling", McGraw-Hill, 1964.
- [3]R.W.Lucky, J.Salz, E.J.Weldon Jr.: "Principle of Data Communication", McGraw-Hill, 1968.
- [4]宮川洋, 岩垂好裕, 今井秀樹: "符号理論", 昭見堂, 1973.
- [5]A.J.Viterbi, J.K.Omura: "Principle of Digital Communication and Coding", McGraw-Hill, 1979.
- [6]宮川洋, 原島博, 今井秀樹: "情報と符号の理論", 岩波書店, 1983.
- [7]今井秀樹: "符号理論", 電子情報通信学会, 1990.
- [8]桑原守二: "デジタルマイクロ波通信", 企画センター, 1984.
- [9]室谷正芳, 山本平一: "デジタル無線通信", 産業図書, 1985.
- [10]宮内一洋, 野坂邦史: "デジタル衛星通信", 産業図書, 1985.
- [11]奥村善久, 進士昌明: "移動通信の基礎", 電子情報通信学会, 1986.
- [12]桑原守二: "デジタル移動通信", 科学新聞社, 1992.
- [13]進士昌明: "無線通信の電波伝搬", 電子情報通信学会, 1992.

第2章 高速無線通信技術

2.1 まえがき

前章で述べたように、無線通信には周波数有効利用と信頼度の向上という相反する2つの課題がある。これらを克服するため、種々の技術が開発されてきた。線の周波数利用効率は齊藤らによる256QAMにより10bps/Hzが実現されほぼ限界に達した観がある¹¹⁾。このような多値変調方式は装置の高精度化や各種劣化要因に対する種々の対策により実現されている。なかでも野口らは多値変調方式適用時に発生する残留誤りに対して誤り訂正を適用した¹²⁾。本章では、デジタルマイクロ波通信において開発されてきた主な技術として、多値変調技術、誤り訂正技術、干渉補償技術、適応等化技術、ダイバーシティ技術について、その概要を述べる。また、デジタル無線通信の品質の目標値について簡単に述べる。さらに、その中で本論文の主テーマである誤り訂正技術を固定無線通信へ適用するための個々の技術として、残留誤りのランダム性、ワード同期の高速化、誤り訂正ブロックを基本とした無線フレームフォーマット、シンドロームによる伝送路品質の監視などについて述べる。

2.2 高速無線通信技術の概要

2.2.1 多値変調技術

周波数の有効利用のために、変調方式の多値化が進められてきた。多値変調の種類としては大別すると振幅のみに情報をのせる振幅変調(ASK; Amplitude Shift Keying)、位相のみに情報をのせる位相変調(PSK; Phase Shift Keying)、振幅と位相の両方に情報をのせる振幅位相変調(APS K; Amplitude Phase Shift Keying)がある¹³⁾。APS Kのなかでも一定の符号誤り率を得るために必要なC/Nが小さくハードウェア実現性がよい直交振幅変調(QAM; Quadrature Amplitude Modulation)がよく用いられている。マイクロ波無線通信でのデジタル変調方式は4PSKからはじまり、16QAMという多値変調が開発され、さらに比較的伝搬特性の安定な4, 5, 6GHz帯においては64QAM、256QAMといった超多値変調方式が実用化されている¹⁷⁾。16QAMは4PSKの2倍、256QAMは16QAMのさらに2倍の周波数利用効率となる。

多値化技術としては、高精度化が最も重要な技術となる。一般に変復調機能を劣化させる要因として、

- ・フィルタ系などで発生する振幅/遅延の波形歪み要因
- ・キャリアの定常位相誤差、変調器の不完全性などの角度的要因
- ・AGCレベル変動、直流ドリフトなどの振幅的要因
- ・識別点のタイミング偏差などの時間的要因
- ・回路内で発生する雑音、キャリアジッタなど雑音的要因

などに分類される。

これらを克服するため、これまでに種々の技術が開発でされた¹³⁾。狭帯域化技術としてナイキストロールオフフィルタが広く適用されている。また、変調器、検波器に用いられる乗算器の高精度化のため差動増幅器を基本構成としたアナログ乗算器MIC (Monolithic IC)が開発され、優れた線形性が実現した。さらに、A/D変換器の下位ビットとして得られる誤差信号を利用して自動しきい値制御多値識別器などが開発され、識別器入力直流ドリフトや振幅レベル変動の吸収が図られた。キャリア再生回路についても各種技術が検討され低C/Nにおいても定常位相誤差、ジッタが少ないキャリア再生法が提案されている。さらに、高精度化、無調整化するため、全デジタル化モデムの研究も進められている¹⁴⁻¹⁵⁾。

2.2.2 誤り訂正技術

本節で述べる誤り訂正技術は本論文の主要テーマである。変調方式の多値数が2倍になると所要C/N値が約3dB上昇する。前節で述べた高精度化を進めて、定常時の残留誤りを完全に抑えることは高精度化が進むに従ってコストが飛躍的に上昇する。そのため、高精度化のほかに残留誤りを訂正するための誤り訂正の適用が多値変調方式には不可欠となる^{12,16-17)}。

このような残留誤りの抑制の考えから多値変調方式に適用されるようになった誤り訂正は冗長さの付加による帯域拡大をできるだけ抑えること、回路規模が簡単で低コストであることなどの制約から符号が選択されてきた。

その後LSI化技術の進展などから、誤り訂正などのロジック回路については比較的大規

模なものでも実現されるようになった。一方高品質化の要望から、誤り訂正による符号化利得を積極的に回線設計に組み入れる方向になってきた。さらに、多値変調方式に適した誤り訂正として符号間距離を従来のハミング距離から変調信号空間上のユークリッド距離で定義する符号化変調が提案された。符号化変調技術は実現するための回路規模が大きいためD S P技術を用いて低速のデータモデムから実用化が行なわれたが、これをL S I化技術などにより高速な無線通信に適用可能となってきた。

2. 2. 3 干渉補償技術

干渉問題は開空間を使用する無線通信においては避けることのできない本質的な問題である。干渉は他ルートからの干渉、自ルートからの干渉がある。特に都市部など無線ルートの密度が高い地域では他ルートからの干渉が厳しくなる。また周波数を有効に利用するために交差偏波に異なるチャンネルを割当てているがアンテナの特性が向上してもフェージング時には、交差偏波干渉が現われる。これらの干渉を補償するための補償技術が開発されている。これは主に以下のように分類される。

- ・希望信号自体の受信レベルの減衰を抑圧するスペースダイバーシティ技術
- ・干渉量を積極的に抑圧する干渉抑圧技術
- ・分岐特性の優れたアンテナを実現するアンテナ技術
- ・干渉による誤りに適応した符号により誤りを訂正する誤り訂正技術

干渉抑圧技術では、図2-1. に示すように、なんらかの方法で干渉波成分をリファレンスとして得て、これを干渉の逆特性に整形したレプリカを受信信号に加えて補償する。リファレンスのとりかたは交差偏波干渉などのように自ルートから直接得られるもの¹⁹⁸⁾、干渉波が受信局方向に到来するため補助アンテナなどで干渉成分のみを受信できるもの¹⁹⁹⁾、干渉波を独立に得ることができず干渉を受けた受信信号から干渉成分を抽出してリファレンスとするもの²⁰⁰⁾に分けられる。また干渉波成分がアナログ変調されている場合はリファレンス信号を干渉成分と逆位相と同振幅に制御し、デジタル変調されている場合には、トランスバーサルフィルタで逆特性に整形する。

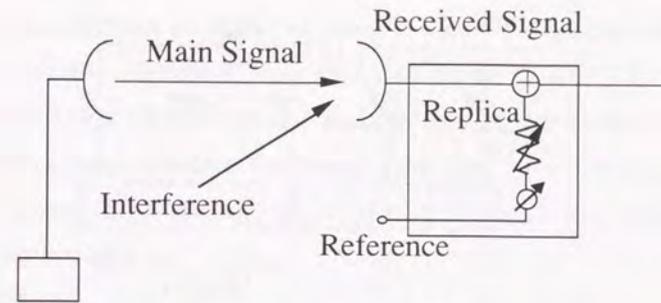


図2-1. 干渉補償器の例

Fig.2-1. Interference Canceller.

また干渉補償技術としての誤り訂正技術の一例として、ビットインターリーブ型干渉補償技術がある。レーダ等からの干渉の抑圧は従来のリファレンスによる干渉補償技術では困難である。レーダ干渉による誤りがバースト誤りであることからビットインターリーブによるバースト誤り訂正が効果的である。

2. 2. 4 適応等化技術

多値変調方式による無線通信を実現するためには伝搬路で発生するマルチパスフェージングの克服が重要となる。マルチパスの発生メカニズムについて説明する。受信点において直接受信する直接波の他に反射波等が受信される場合がある。ここでいう反射波等とは、マイクロ波中継においては海面や大地などでの反射による反射波と、温度の高さ方向の不均一により屈折率が変化する屈折層を通過した屈折波がある。また、屋内伝搬などでは壁面や什器、都市内の伝搬ではビルなどによる反射がある。これら反射等は直接波より遅れて受信点に到達する。干渉波等と直接波はある周波数では加算され、ある周波数では減算されるため結果として周波数特性を有し、それが時間的に変動する現象がフェージングである。

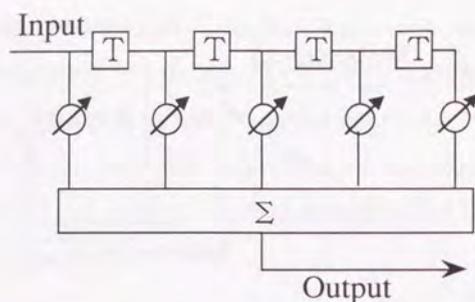


図 2-2. 適応等化器の例
Fig.2-2. Adaptive Equalizer.

フェージング補償技術のひとつに自動波形等化がある^[21-24]。波形等化器の基本構成は図 2-2. に示すように、トランスバーサルフィルタのタップ係数をフェージングに追随しながら制御し、伝搬路の逆特性をトランスバーサルフィルタに与え受信信号の波形歪を等化するものである。また、時間領域で説明するならば、隣接タイムスロットの信号を各タップからの出力から得て、これをリファレンスとして符号間干渉を抑制するものである。

当初このトランスバーサルフィルタは I F 帯におけるアナログ構成であった。そのため、周波数特性、インピーダンス、ダイナミックレンジなど種々の劣化要因が存在した。その後ベースバンド帯における全デジタル構成が開発された。これによって量子化誤差、タップ数以外の劣化要因がなくなり、高精度な等化器が容易に実現できるようになったのみならず、L S I 化が可能になり、小型、経済化、無調整化が進んだ。

2. 2. 5 ダイバーシティ技術

フェージング補償技術として S D (Space Diversity) がある。これは複数のアンテナで受信した信号を切り替えあるいは合成する技術である。制御の方法は最も簡単な切り替え方式、受信電力低下に強力な同相合成、波形歪に強力なノッチ検出型合成などがある。さらに、アンテナ面数を増やし改善効果を上昇する多面 S D などが実用化されている。

端局装置における高品質化技術として、周波数ダイバーシティがある。マルチパスフェー

ジングは周波数選択性があり、複数のチャンネルのうち 1 つのチャンネルのみに誤りが発生する場合が多い。この時、あらかじめいくつかの無線チャンネルを予備とし、あるチャンネルにエラーが発生した場合にこれを予備に切り替える。無瞬断で切り替えを行なうためには、エラーの検出、フレームの同期を高速に行なう必要がある。誤り訂正のシンドロームを用いてエラーを検出することにより、誤り訂正後にエラーが発生する前にフェージングによる回線品質の劣化を検出できるようになる。

2. 2. 6 I S D N 無線中継系の伝送品質規格

I S D N が提供するサービスには、レイヤ 1 ~ 3 までの基本的な伝達機能を提供する「ベアラサービス」とレイヤ 4 ~ 7 の端末設備の通信機能を意識した「テレサービス」に大別され、それぞれ伝送品質の評価が異なっている。本研究の対象である無線伝送路は前者ベアラサービスに分類される。

このデジタル伝送路の品質を評価する場合、符号誤り特性が最も重要である。符号誤り率特性の中では長時間平均符号誤り率 (B E R ; Bit Error Rate) が広く用いられてきた。符号誤り率は測定時間内に伝送された全符号とそのうちで誤って受信された符号の個数の割合で定義され、搬送波帯雑音電力比 (C / N) の劣化に伴って増加する関係など発生メカニズムに直接関係した評価ができる利点がある。しかし、フェージングなどによるバースト性の誤りと、ガウス雑音などによるランダム性の誤りでは、サービスに与える影響度は全く異なる。そこで I S D N では符号誤り率にかわり「符号誤り時間率」による規定を行なっている。

符号誤り時間率とは、ある時間毎に符号誤り率を測定し、これがある一定値を越える時間の全体の時間のなかの割合である。符号誤り時間率を評価する尺度として I T U - T 勧告 G . 8 2 1 では 6 4 k b p s 系 I S D N の符号誤りの尺度として % E S , % D M , % S E S を採用している。以下にアベイラブル時間、% S E S , % D M , % E S の定義を示す。

(1) アベイラブル時間

全測定時間から不稼働 (アンアベイラブル) 時間を除いた時間。1 0⁻³ 以上の誤りが発生する秒が 1 0 秒以上続いた場合アンアベイラブル時間が開始し、1 0⁻³ 以下の誤りの秒が 1 0 秒以上続いた場合アベイラブル時間が開始したとする。

(2) %SES (percent severely errored second)

アベイラブル時間において、1秒間に 10^{-3} 以上の誤りが発生する時間率。

(3) %DM (percent degraded minutes)

アベイラブル時間のうちSESを除いた時間において、1分間に 10^{-6} 以上の誤りが発生する時間率。

(4) %ES (percent errored second)

アベイラブル時間において、1秒間に1つ以上の誤りが発生する時間率。

G. 8.2.1 勧告では無線中継系での伝送品質規格値は%ESで2.4%以下、%DMで3.0%以下、%SESは最悪月で2500kmの中継に対して0.05%以下となっている。

本研究において、デジタルマイクロ波中継については全国の最も厳しいフェージング伝搬路における%SESを0.001%/2500kmにすることを目標としている。

2. 3. 無線中継に適した誤り訂正

2. 3. 1 符号構成法

デジタルマイクロ波通信では、多値化に伴い、定常時の残留誤りを高精度化技術のみによって抑えることは困難あるいは経済的に得策ではない。これを抑える方法として誤り訂正の採用は非常に有利な方法である。

誤り訂正技術はこれまで、種々のデジタル伝送あるいは記録方式に実用化され、それぞれの方式にあわせて最適な符号が多種にわたる符号のなかから選択されている。

誤り訂正符号はその形態からブロック符号と畳み込み符号に分けられる。また対象とする誤りの形態からランダム誤り訂正とバースト誤り訂正に分けられる。あるいはこれらを組み合わせた積符号などもある。また、ブロック符号のブロック長、畳み込み符号の拘束長などは回路規模、符号化率と符号化利得とのトレードオフで選択されるべきパラメータである。また何ビットまで訂正できるかという誤り訂正能力も重要なパラメータである。デジタルマイクロ波無線通信に誤り訂正を適用する場合にも同様にこれら多くの種類の符号のなかか

ら最適な符号を選択することが必要となる。

デジタルマイクロ波通信の残留誤り抑圧を目的とした誤り訂正を選択する場合の条件は以下のようなものみなる。

- (1) 回路規模；回路規模が比較的小さく容易に実現可能な符号。
- (2) 誤り特性；残留誤りの原因である、各種回路不完全性による誤りの特性にあった訂正能力の符号。
- (3) 帯域拡大；周波数有効利用の観点から符号化率ができるだけ小さく、誤り訂正による帯域拡大が約10%以下の符号。
- (4) トランスペアレント性；キャリア再生系で発生する90度位相不確定性に対応可能なトランスペアレント符号。
- (5) 同期速度；フェージング発生時の周波数ダイバーシティ動作として、誤りなしでチャネル切替を行うためワード同期時間の短い符号。

まず、(1) 回路規模の条件から、符号化利得は大きいのが、最尤復号などの回路が非常に大きくなる畳み込み符号より、ブロック符号が適している。実際に設計したBCH符号化および復号LSIの諸元を表2-1. に示す。

表2-1. BCH-LSI諸元

| | エンコードLSI | デコードLSI |
|------|------------------|------------------|
| プロセス | C-MOS | フルカスタム |
| ゲート数 | 8kゲート | 20kゲート |
| ピン数 | 64ピン | 135ピン |
| 機能 | 差動論理、符号化 速度変換 | シンドローム算出 誤り訂正 |
| 消費電力 | 400mW | 1W |
| 動作速度 | 25MHz | |
| 電源電圧 | +5V | |
| レベル | TTL | |

次に(2)誤り特性の条件について検討する。この条件において符号を選択するためには、まず、各種回路不完全性による誤りの特性を調べる必要がある。そこで誤りの各種劣化要因を与えた場合の誤りのランダム性を測定した。測定系を図2-3、に示す。ここでは一定の符号誤り率が発生するように劣化要因を与え、その時に1ブロック中の誤り個数の分布を測定した。条件としては、ブロック長255とし、誤り訂正前で符号誤り率を 10^{-6} とした。また各種劣化要因を与えて分布を測定したが、各劣化の影響を大きくするため、一種類の劣化要因の他には、内部雑音以外の劣化を与えていない。誤りが完全にランダムであった場合、1ブロック中の誤り個数の分布は2項分布に従うことが知られている。

実験ではキャリア位相誤差、復調器入力レベル変動、クロック周波数変動等についても測定を行なったが、これらの劣化要因による誤りの場合は誤り個数の分布は完全に2項分布に従った。その他、非線形歪み、振幅一次偏差による誤り分布特性、及びガウス雑音、による誤り分布特性と2項分布を図2-4、に示す。ここでは差動符号化回路の影響を受けない条件で測定している。この結果からわかるように、いずれも誤りはほぼ2項分布に従っている。このことから適用する誤り訂正はランダム誤り訂正符号が適当であると推定される^[25-26]。

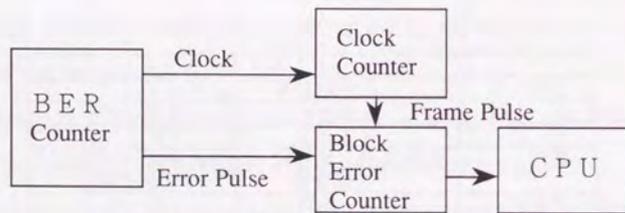


図2-3. 誤り分布測定系
Fig.2-3. Error Distribution Measurement Method.

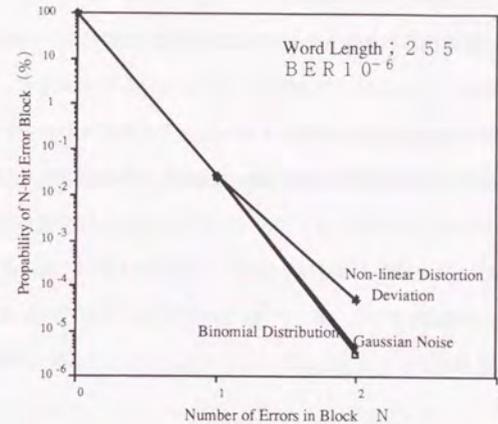


図2-4. 誤りの分布特性
Fig.2-4. Error Distribution Performance.

(3)帯域拡大率の条件について検討する。ランダム誤り訂正ブロック符号でとくに回路が容易で一般に広く用いられているBCH符号について検討する。原始BCH符号の符号長は 2^m-1 ビット ($m=3, 4, 5, \dots$)である。符号化率と符号長、誤り訂正能力の関係は以下の式であらわされる。

$$n = 2^m - 1 \quad (2-1)$$

$$r = (n - t \cdot m) / n \quad (2-2)$$

n ; ブロック長

r ; 符号化率

t ; 誤り訂正能力

m ; 自然数

符号化率が10%未満であることと、図2-4、に示す誤り個数分布特性から255の2ビット誤り訂正BCH(255,239)を選択した。なお、この符号は回路規模の観点からも実現性の有る符号である。ここで、BCH(255,239)の誤り訂正の効果として誤り訂正前後の符号誤り率を導出する。

(n,k) のtビット誤り訂正符号において

1ブロック中にj個の誤りの発生する確率P_jは2項分布から

$$P_j = {}_n C_j P_b^j (1 - P_b)^{n-j} \quad (2-3)$$

P_b; 誤り訂正前の符号誤り率

誤り訂正後の1ブロック中の誤り個数の期待値Eはtビットの誤訂正を考慮して

$$E = \sum_{j=t+1}^n (j-t) P_j \quad (2-4)$$

ここでP_{t+1} ≫ P_{t+2}の場合

$$E = (2t+1) P_{t+1} \quad (2-5)$$

t=2の場合

$$E = 5 \cdot {}_n C_3 P_b^3 (1 - P_b)^{n-3} \\ = 5 \cdot n \cdot (n-1) \cdot (n-2) \cdot (1 - (n-3)P_b) P_b^3 / (3 \cdot 2) \quad (2-6)$$

n = 255の場合

$$E = 1.37 \times 10^7 (1 - 252P_b) P_b^3 \quad (2-7)$$

誤り訂正後の符号誤り率; P_aはKをnで割って

$$P_a = 5.35 \times 10^4 (1 - 252P_b) P_b^3 \quad (2-8)$$

(4) トランスパレント性の条件について検討する。無線伝送系ではキャリアは伝送せず受信側で信号からキャリアを再生する方法が用いられる。この場合、QAM信号の場合には、再生キャリアには90度の位相不確実性が存在する。この位相不確実性による復調信号への影響をなくすため、一般に差動符号化回路を用いている。差動符号化回路とは連続する信号の差分成分に信号をのせることによって再生キャリアの位相によらず信号の伝送が可能になるようにする回路である。しかし、差動符号化回路入力信号に1ビットの誤りが発生した場合前後の信号に影響を与えるため差動符号化回路出力信号には2ビットの連続する誤りが発生する。これは、ランダム誤り訂正符号には不利である。そこで、誤り訂正を差動符号化回路の内側で行なう必要がある。しかし、その場合再生キャリア位相不確実性によらず誤り訂正復号が可能ないわゆるトランスパレントな符号が必要である。トランスパレント

性を確保するためには、同相、直交チャネルそれぞれ同一の符号を用い、しかも、全ビットがすべて反転した場合でも符号として成立するものが必要である。そこでBCH符号のうち全ビットが反転しても符号となるになる符号を利用して、図2-5、に示す各系列において個別に誤り訂正を施す方法を採用した。図に示す8系列の信号は256QAM変調器入力用の8系列に相当し、各系列にそれぞれ全く同一でかつビット反転時にも符号なる符号を適用する。また各系列は誤り訂正はワード同期している。これにより再生キャリアの90度位相不確実性により信号系列が入れ替わる場合または信号が反転した場合でも個別に誤り訂正復号され、復号された信号は受信側の差動符号化変換で正確に復号される。

(5) ワード同期の速度については、次節に述べる方法によって同期の高速化を図った。

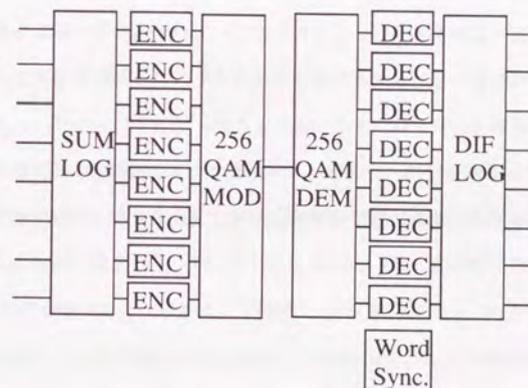


図2-5. 256QAMにおける誤り訂正の構成例

Fig.2-5. Construction of 256QAM with FEC.

2. 3. 2 ワード同期

(1) 誤同期

デジタルマイクロ波通信では周波数選択性フェージングによる誤りを回避するためにエラーの発生したチャンネルを予備チャンネルに切り替える周波数ダイバーシティを採用している。ここでは各チャンネルで発生したフェージングによる誤りを素早く検出し、予備チャンネルを同期させて切り替えるため、同期にかかる時間をできるだけ短く抑える必要がある。本節では誤り訂正ワード同期時間について述べる。フェージングの変動速度から切り替えにかかる時間は10ms以下が要求される。ワード同期にかかる時間は2~3ms以内である必要がある。まずワード同期の時間を短縮する方法として誤り訂正のブロックをシステムの同期に一致させる方法がある。無線システムでは、周波数ダイバーシティなどの制御用の信号としてDSC (Digital Service Channel; 回線制御信号) を情報信号と共に伝送するためために無線フレームを必要とする。このフレームが誤り訂正のブロックと一致していれば、ワード同期とシステムフレーム同期が同時に行なわれ全体の同期引込時間が短縮される。特に、255などの比較的長いブロック長の符号ではDSCによる冗長度を少なくできるので、システムフレームと誤り訂正ブロックは一致できる。

ワード同期をとる場合には、同期用パルスを各ブロックに挿入する方法とシンドロームから算出する方法がある。前者は符号化率が低下する欠点がある。後者の場合には、同期ずれが起きたときに符号語にならないいわゆるコンマフリー符号を用いるが、巡回符号はコンマフリー符号ではない。しかし、符号長 n 、情報ビット数 k の (n, k) 符号では任意の n 個の符号は $1/2^{n-k}$ の確率でしか符号にならず、 $n-k$ の大きい符号ではシンドロームによるワード同期は可能である。具体的には、シンドロームが0となるワード位相を検出することにより、ワード同期を得る。ただし、その場合には、誤同期を防止する手段が必要になる。まず、誤同期の発生機構について説明する。受信信号が

$$\dots a_{j-1}, a_0, a_1, a_2, \dots a_n \dots$$

で正しい符号語が

$$a_0, a_1, \dots a_n$$

である場合、その位置での受信符号多項式 $R_0(x)$ は

$$R_0(x) = a_0x^{n-1} + a_1x^{n-2} + \dots + a_n \quad (2-9)$$

同様に±1ビットずれた場合の受信符号は

$$R_{-1}(x) = a_0x^{n-1} + a_1x^{n-2} + \dots + a_n \quad (2-10)$$

$$R_{+1}(x) = a_0x^{n-1} + a_2x^{n-2} + \dots + a_n \quad (2-11)$$

シンドロームは $R(x)$ に生成多項式の根 α を代入したものであるから

$$\begin{aligned} S_0 = R_0(\alpha) &= a_0\alpha^{n-1} + a_1\alpha^{n-2} + \dots + a_n \\ &= 0 \end{aligned} \quad (2-12)$$

ここで1ビットずれた場合にシンドローム S_{-1} は

$$\begin{aligned} S_{-1} = R_{-1}(\alpha) &= a_1\alpha^{n-1} + a_2\alpha^{n-2} + \dots + a_n \\ &= R_0(\alpha) \cdot \alpha + a_0\alpha^n + a_n \\ &= a_n + a_0 \end{aligned} \quad (2-13)$$

従って、 $a_n = a_0$ の場合 $S_{-1} = 0$ となり、この確率は $1/2$ である。同様に

$$S_1 = (a_{-1} + a_{n-1}) \alpha^{n-1} \quad (2-14)$$

$$S_{-2} = (a_0 + a_n) \alpha + (a_1 + a_{n-1}) \quad (2-15)$$

$$S_2 = (a_2 + a_{n-2}) \alpha^{n-1} + (a_1 + a_{n-1}) \alpha^{n-2} \quad (2-16)$$

となり± i ビットずれた場合 $1/2^i$ の確率でシンドロームが0となる。このことに由来する誤同期を防止する方法として、まず一般の同期回路で用いられる後方保護回路、前方保護回路について検討する^[27-28]。

(2) 保護回路

後方保護回路はシンドロームが0である位相を発見した後、 M 回連続で同一位相でシンドロームを算出し正しい位相であることを確認する回路である。この時誤同期の発生確率 P_m は

$$P_m = 1/2^{Mk} \quad (2-17)$$

例えば誤同期確率を 10^{-6} 以下にするためには M を20以上にしなければならない。同期の過程で誤りが発生すると同期が確立せず同期が確立する確率は $1/(1-r)^{Mk}$ になる。 $(r$; 符号誤り率, n ; 符号長, M ; 後方保護段数) また、 M 段の後方保護のためには M ブロック長の時間

が必要となり同期引込時間が大きくなる。従って後方保護のみでの誤同期の防止はできない。

次に前方保護回路について検討する。前方保護回路とは同期確立後にエラーが複数ブロック連続して発生した場合に誤同期とみなし、再同期を行うための回路である。前方保護段数は誤同期が発生した場合の符号誤り率から設計する。1ビットずれた誤同期においても第2ビット以降は誤りが発生しない。誤りとなる可能性のある信号は本来の信号から前ブロックの信号に入れ替わった信号第1ビットである。ただし、この信号が本来のと異なる場合に誤りとなる。従って、1ビットずれた誤同期が発生した場合の符号誤り率は

$$1/2k$$

となる。一例として $(n, k) = (255, 239)$ の場合、訂正前の符号誤り率

2×10^{-3} を誤同期と判断する必要がある。これは訂正後で符号誤り率 1×10^{-4} となる。すなわち正常に同期している場合においても符号誤り率 1×10^{-4} で誤同期と判断することになる。このことから前方保護での誤同期の防止は適切でない。そこで誤同期の防止回路が必要になる。

(3) 誤同期防止回路

1ビットずれた場合のシンドロームは式(2-13),(2-14)から $1/2$ の確率でシンドロームは0になるが、残り $1/2$ では

$$S_i = a^0 \quad (2-18)$$

$$S_j = a^{*i} \quad (2-19)$$

となる。BCH符号ではシンドロームが a^i の場合第 $i+1$ ビット目が誤り位置となるのでそのビットに訂正のための反転用パルスが発生する。これにより誤同期を検出することができる。正常に同期している状態で符号誤り率が r のときこの誤同期検出回路で誤同期と判断される確率は $r \cdot 2/n$ であり、符号長 n が大きい場合これによって誤動作が起きる確率は極めて低い。

この他、誤同期を防止するために、送信側で1つの第 i ビットを反転して送信する方法がある。このとき、同期回路では、シンドロームが0ではなく第 i ビットに誤りがあるようなシンドロームが算出されたときに同期を確立する方法がある。これによっても誤同期を防止で

きる。

(4) シンドローム算出の高速化

同期引込時間を短縮するためにはシンドロームの算出時間を短縮することが重要である。特に最初にシンドロームが0になる位相を検出するためには最悪すべての位相のシンドロームを算出するため、符号長の長い符号の場合、特に重要な問題となる。シンドロームが0になる位相を検出するためには、任意の位相でシンドロームを算出し、これが0でない場合には、その算出結果を一旦クリアし、1ビットシフトした位相で再度算出を繰り返す。しかし、この場合、最悪 n ブロックの時間が算出にかかる。

前節で述べたように多値QAMの複数の信号系列に対して同一の誤り訂正符号を施す場合、各誤り訂正ワードは同期させることができる。それぞれのパスには独立に誤り訂正のためにシンドローム算出回路がある。そこでこれを利用して、同期引込過程において各パスで異なる位相でシンドロームを算出することによってシンドロームが0になる位相を速く検出することができる。たとえば、256QAMであれば8パスそれぞれことなる位相で算出すればシンドローム0になる位相を検出するまでの時間が約 $1/8$ になる。

(5) 平均同期引込時間

同期引込時間の平均時間(期待値)を算出する。同期にかかる時間は一般にはシンドロームが0となる位相を検出するまでの時間 T_s 、後方保護にかかる時間 T_e の合計になる。しかし、この状態では誤同期の可能性がある。その場合、誤同期を検出する時間 T_e と再度同期を確立するための時間 T_s がかかる。また、その結果再度誤同期であることもあるので、 i 回誤同期になった場合の同期引込時間 T_i は

$$T_i = T_s + T_e + i(T_e + T_s) \quad (2-20)$$

となる。誤同期の発生確立を P_m とすると平均同期引込時間 $\langle T \rangle$ は

$$\langle T \rangle = T_a + T_b + \sum_{i=1}^{\infty} P_m^i (T_c + T_d)$$

$$= T_a + T_b + (P_m / (1 - P_m)) (T_c + T_d) \quad (2-21)$$

一例として、12.5 Mbaud の 256 QAM では、 5.5×10^{-5} s となり、周波数ダイバーシティの切り替えに影響を与えない時間となる。

2.3.3 フレームフォーマット

前節で述べたように、誤り訂正ワード同期と無線フレーム同期を同時に行なうために、この2つを統一的行なう。これにより、同期引込時間を短縮するとともに、無線フレーム同期用パルスが不要になる。この場合のフレームフォーマットを図2-6.に示す。このように255ビットのうち2ビットをDSC信号に用いる。なお、本フレーム化によってSDHの312Mbpsの信号を256QAMの3マルチキャリアで伝送する場合、クロック速度は13.9443MHzになる。

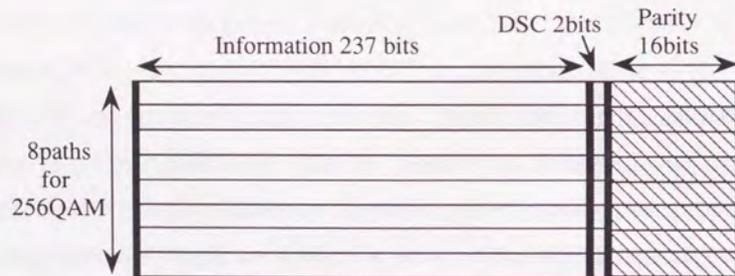


図2-6. フレームフォーマット

Fig.2-6. Frame Format

2.3.4 監視制御

周波数ダイバーシティを行なうためには、チャンネルの回線品質をつねに監視し、劣化した場合にはチャンネルアラームを発動し、予備チャンネルに切り替え、フェージングが終了した場

合には、チャンネルアラームを解除し、予備チャンネルからもとのチャンネルに戻す。このようにチャンネルアラームの発動/解除を行なうために、従来の誤り訂正を適用しない場合では1ビット誤りの検出用のパリティビットを無線フレームに加えていた。これに対して誤り訂正のある場合では誤り訂正のシンドロームによってチャンネルアラームの発動/解除を行なうことができる。これにより、誤り検出用のパリティビットの付加が不要になり、さらに、誤り訂正後に誤りが発生しない段階で回線の劣化を検出できる利点がある。

チャンネルアラームの発動は連続する N_{on} ブロック中に M_{on} ブロック以上で誤りが発生した場合に発動する。逆に N_{off} ブロック中で誤りの発生するブロックが M_{off} ブロック以下のときに解除する。この時平均のチャンネルアラーム発動/解除時間 T_{on} , T_{off} は以下ようになる。

N_{on} ブロック中 M_{on} ブロック以上で誤りが発生した場合に警報が発動するものとするその発生確率 P_{on} はブロック誤り率を P_b とすると

$$P_{on} = \sum_{k=M_{on}}^{N_{on}} C_k P_b^k (1 - P_b)^{N_{on}-k} \\ = 1 - \sum_{k=0}^{M_{on}-1} C_k P_b^k (1 - P_b)^{N_{on}-k} \quad (2-22)$$

同様に N_{off} ブロック中にエラーブロックが M_{off} ブロック以下の場合に解除するとその確率は

$$P_{off} = \sum_{k=0}^{M_{off}} C_k P_b^k (1 - P_b)^{N_{off}-k} \quad (2-23)$$

となる。

また発動までにかかる平均時間 T_{on} は1ブロックの時間長を T_0 とすると

$$T_{on} = T_0 N_{on} P_{on} \quad (2-24)$$

同様に解除までにかかる時間 T_{off} は

$$T_{off} = T_0 N_{off} P_{off} \quad (2-25)$$

となる。

2. 4 まとめ

本章では高速かつ高品質を要求されるデジタル無線通信の概要について述べた。

まず、無線通信における課題として周波数有効利用と信頼度向上があることを示した。

次に、信頼度向上技術として、高精度多値変復調、誤り訂正、干渉補償、適応等化、ダイバーシティ技術についてそれぞれ概要を説明した。

また、デジタルマイクロ波通信適用する誤り訂正の設計法について詳細を述べた。ここでは誤り訂正符号の選択および構成として、無線中継では回路規模、符号化利得、符号化率のほか、再生キャリア位相に対するトランスベアレント性、周波数ダイバーシティ切り替えを行なうための高速ワード同期が必要であることを示した。

更に、ワード同期法について誤同期の防止、同期引込の高速化について述べた。最後に、誤り訂正ブロックをもとにした無線フレームフォーマットの構成法、シンδροームを用いた伝送品質の監視などについて検討を加えた。これらの技術は高速高品質無線通信の基礎となるものであるが、次章以降ではさらに高品質化するための誤り訂正技術の詳細について述べる。

参考文献

- [1]Y.Saito, S.Komaki and M.Murotani: "Feasibility Considerations of High-level QAM Multi-Carrier Systems", IEEE ICC'84, pp.665-671, 1984.
- [2]T.Noguchi, T.Ryu, Y.Koizumi, S.Mizoguchi, M.Yoshimoto and K.Nakamura: "6GHz 135MBPS Digital Radio System with 64QAM Modulation", IEEE ICC'83, pp.1472-1477, 1983.
- [3]J.C.Hancock and R.W.Lucky: "Performance of Combined Amplitude and Phase-Modulated Communication Systems", IRE Trans. COM., vol.CS-8, no.4, pp.232-237, 1960.
- [4]C.M.Thomas, M.Y.Weider and S.H.Durrani: "Digital Amplitude-Phase Keying with M-ary Alphabets", IEEE Trans. COM., vol.COM-22, no.2, pp.168-180, 1974.
- [5]S.Komaki, I.Horikawa, K.Morita and Y.Okamoto: "Characteristics of High Capacity 16QAM Digital Radio System in Multipath Fading", IEEE Trans. COM., vol.COM-27, no.12, pp.1854-1861, 1979.
- [6]P.Dupuis, M.Joindot, A.Leclert and P.Vandamme, "16QAM Modem for High Capacity Microwave System: Design and Performance", IEEE ICC'81, pp.3.2.1-6, 1981.
- [7]H.Fuketa, M.Shinji and S.Komaki: "Present Status and Future Prospects of Digital Microwave Radio in Japan", 2nd ECRR, pp.35-42, 1989.
- [8]村瀬武弘, 山後純一, 小牧省三, 佐々木収: "256QAM変調を用いた大容量デジタルマイクロ波方式...4.5.6G-400M方式", 通研実報, vol.37, no.9, pp.475-513, 1988.
- [9]Y.Saito and Y.Nakamura: "256QAM for High Capacity Digital Radio System", IEEE Trans. COM., vol. COM-34, no.8, pp.799-805, 1986.
- [10]Y.Nakamura, Y.Saito and S.Aikawa: "256QAM Modem for Multi-Carrier 400Mbps Digital Radio", IEEE J.Selected Area Commun., vol.SAC-5, no.3, pp.329-335, 1987.
- [11]齊藤洋一, 松江英明, 中村康久, 相河聡: "4.5.6G-400M方式用256QAM変復調装置", 研究実用化報告, vol.37, no.9, pp.483-489, 1988.

- [12]相河聡, 中村康久: "マイクロ波400M方式高精度変調器の特性", 昭61信学総全大, pp.2296, 1986.
- [13]小楡山賢二, 小牧省三, 齊藤洋一, 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]岡田隆, 相河聡: "無線中継伝送における全デジタル型多値変調器の設計とその可変容量伝送方式への応用", 信学論(B-II), vol. J75-B, no.6, pp.325-336, 1992.
- [15]岡田隆, 相河聡, 白土正: "無線通信用全デジタル型高速多値変復調器における劣化要因解析", 信学論(B-II), vol.J77-B-II, no.6, pp.288-297, June.
- [16]M.Kaverad: "Convolutational Coding for High-Speed Microwave Radio Communications", AT&T Technical J.vol.64, no.7, pp.1625- 1637, 1985.
- [17]中村康久, 相河聡, 齊藤洋一: "多値変調方式における誤り訂正", 昭61信学総全大, S16-3, 1986.
- [18]H.Otsuka: "Frequency-Domain Analysis of a Cross Polarization Interference Canceller under Multipath Fading for Digital Radio Systems", Trans. IEICE, E74, no.9 pp.2798-2806, 1991.
- [19]松江英明: "ベクトル相関形干渉補償器", 信学論(B), J70-B, pp.1393, 1987.
- [20]渡辺 和 二, 松江英明, 村瀬武弘: "干渉抽出形補償器", 信学論 (B-II), no.9, pp.469-478, 1991.
- [21]E.Y.Ho and Y.S.Yeh: "A New Approach for Evaluating the Error Probability in the Presence of Intersymbol Interference and Additive Gaussian Noise", Bell Syst.Tech. J., vol.49, no.9, pp.2249-2265, 1970.
- [22]E.Y.Ho and Y.S.Yeh: "Error Probability of Multilevel Digital System with Intersymbol Interference and Gaussian Noise", Bell Syst. Tech. J., vol.50, no.3, pp.1017-1023, 1971.
- [23]R.W.Lucky: "Automatic Equalization for Digital Communication", Bell Syst. Tech. J., vol.44, no.4, pp.547-588, 1965.
- [24]R.W.Lucky: "Techniques for Adaptive Equalization of Digital Communication Systems", Bell Syst. Tech. J., vol.45, no.2, pp.255-286, 1966.

- [25]相河聡, 中村康久, 齊藤洋一: "多値変調方式のビット誤り分布特性", 昭61信学部門別全大, 414, 1986.
- [26]相河聡, 齊藤洋一: "多値変調方式における誤り訂正効果", 昭62信学総全大, 2160, 1987.
- [27]相河聡, 齊藤洋一: "2 5 6 Q A Mにおける誤り訂正のワード同期", 信学技報, CS88-68, RCS88-36, 1988.
- [28]相河聡, 齊藤洋一: "多値変調方式用 F E Cのワード同期特性", 昭63信学会春季全大, B-776, 1988.

3.1 まえがき

誤り訂正技術は限界に近づいた多値変調方式における雑音マージンの回復に有効である。256QAM等の多値変調を用いたデジタルマイクロ通信では、前章に示したように、これまで主に回路各部の不完全性に起因する残留誤りを軽減する手段として誤り訂正が用いられた。そのため、周波数利用率を考慮し冗長度が比較的小さい誤り訂正符号が採用されてきた。しかし、このような符号では定常時の残留誤りの低減に対しては有効なもの、さらなる高品質化は期待できない。フェージング等による受信電力低下あるいは波形歪みなど伝搬路特性劣化時の品質劣化を抑圧するためには符号誤り率 $10^{-3} \sim 10^{-4}$ の領域における符号化利得が必要であり、より強力な誤り訂正技術が望まれている。

デジタル変復調技術と誤り訂正技術を一体化した符号化変調が、同時期にUngerboeck、今井らによって提唱された^[12]。符号化変調は変調信号空間上のユークリッド距離に基づき符号化および復号を行なうため大きな符号化利得が得られることから、注目を浴びている技術である。トレリス符号を用いた符号化変調の場合、受信側にてビタビ復号などの最尤復号演算が不可欠で膨大な論理演算が必要となる。その結果必然的に、符号化変調は信号処理速度が比較的低速でビタビ復号演算のDSP (Digital Signal Processing) 処理が可能なデータ伝送モデムの分野でいち早く実用化された^[13]。これらが実用化されるなかで符号化変調技術は多値変調された無線通信への応用も検討されている^[14]。高速な無線通信に適用するためにはハードウェア実現性が鍵となる。

一方、強力な復号手順であるビタビ復号は、衛星通信への適用が提案され^[15]、さらに、近年のLSI技術のめざましい進展に伴い、高速なビタビ復号回路のLSI化が加藤らにより実現されている^[17]。このような技術動向を踏まえて、LSI技術を積極的に導入することによりデジタルマイクロ波通信においても符号化変調技術の適用が期待できる。

本章では、符号化に必要な冗長成分を送信信号点の増加に転換する従来のトレリス符号化変調に対して、冗長成分をクロック速度の増大に割り当てることにより符号化利得を一層増加し、さらに、ロールオフ率を低減することにより占有周波数帯域幅を従来と同等に保つこ

とが可能なSPORT (Signal POints Reduced Trellis coded) 符号化技術を提案し、その符号化利得特性やフェージング伝搬路における耐波形歪み特性等について検討した結果をまとめた。詳細な検討の結果、本技術はガウス雑音伝送系のみならず波形歪みを伴うフェージング伝搬路においても大きな符号化利得が得られ、誤り訂正技術として有効であることを明らかにしている。

符号化変調は同相チャンネル、直交チャンネル合わせてset partitionマッピングを行なうため、そのままでは再生キャリア位相の不確定性に対してトランスベアレントな符号にはならない。これを解決するためWeiは非線形符号を用いてトランスベアレント符号を実現した^[16]。しかし、この場合、符号選択が困難であり、拘束長の大きい符号等には適さない。そこで符号化変調の冗長性を利用し、位相不確定性を除去する方法について検討した。

また、モデム実現においては膨大な演算量を必要とするビタビ復号回路や信号マッピング回路のハードウェア実現が必須となる。このことから本章では、ビタビ復号回路の中でも特に回路占有率の大きいバスメモリ部の小型、低消費電力化、マッピング回路の変調多値数に対する汎用化について検討した。さらに、これらの検討をもとに実際のLSIを設計・試作しその特性を得た。

3.2 符号化変調技術の概要

符号化変調技術とは従来個別に検討されていた変復調と誤り訂正を統一的に扱うことにより、多値変調時において高い符号化利得を得る技術である。符号化変調では、従来の誤り訂正が異なる信号の数であるハミング距離で符号間距離を定義するのが一般的であったのに対して、変調信号空間上の距離で符号間距離を定義し、さらにset partitionと呼ばれる信号空間配置を行なうことによりガウス雑音による実際の誤りに対して大きな符号化利得が得られる。set partitionの概念図を図3-1. に示す。図3-1. で格子状に並ぶ16の点が16QAMの信号点に相当する。16点の中心が原点であり、原点からの距離が各信号点の振幅を意味する。原点を中心とする角度が信号点の位相を意味する。16QAMの場合、直交と同相それぞれに4値振幅変調された信号の加算であるため信号点は図のように格子状に並ぶ。

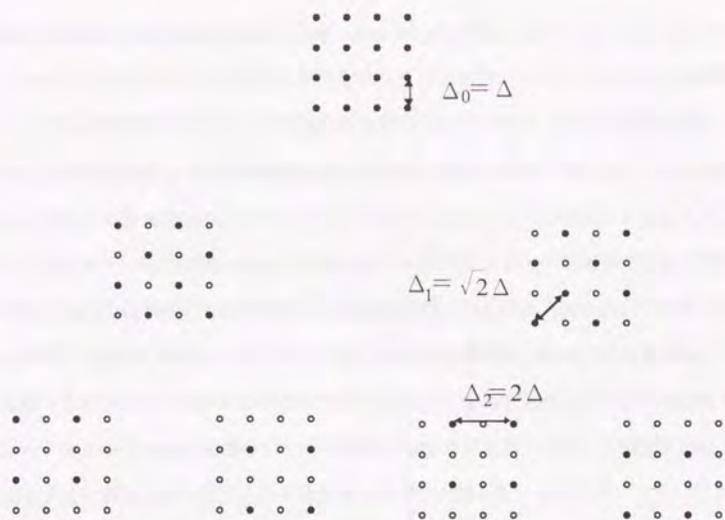


図3-1. set partition概念図

Fig.3-1. Set Partition.

送信側では、16の信号点のうちの一つを送信する。伝送路でガウス雑音が付加された後受信される場合、受信側では変調信号空間上で送信された信号点の周囲の信号に誤る確率が高い。たとえば、図3-1、最上段で信号点間の最も短い距離が Δ であるのに対して中段のように信号点を2つに分類すると、それぞれのなかの黒点で最も近い距離は $\sqrt{2}\Delta$ となる。同様に最下段では4つに分類することで距離が 2Δ となる。このような分類において変調信号空間上での距離が近い信号点に強い誤り訂正を施すことが符号化変調の特徴である。従来の符号化変調は今井・平川符号とUngerboeck符号が代表的であり、それぞれ同時期に独立に提案された。今井・平川符号は主にブロック符号を用い、誤り訂正による冗長信号伝送のためクロック速度を上昇し占有周波数帯域幅を拡大をした。一方、Ungerboeck符号はトレリス符号を用い、誤り訂正による冗長信号伝送のため変調多値数を増大した。

3.3 高利得・多値符号化変調

3.3.1 SPORT-QAM

本節では変調多値数が多い場合に、従来の符号化変調に比較して符号化利得を上昇できるSPORT符号 (Signal Point Reduced Trellis code) を詳細に説明する^{19,28)}。

(1) 原理

図3-2、に非符号化256QAMに対して、Ungerboeck符号、今井・平川符号、SPORT符号を適用した場合を比較する。Ungerboeck符号では冗長性を変調多値数の増大に加え、今井・平川符号では占有周波数帯域幅の拡大に加えたが、SPORT符号ではロールオフ率を低くすることにより冗長信号の伝送を行っている。従って、SPORT符号の場合、変調多値数および占有周波数帯域幅の増大はない。

Ungerboeck符号では、周波数利用効率の低下は防げるが、信号多値数の増加に伴い変調信号空間上の隣接信号点間平均距離が等価的に減少するため、結果として符号化利得が低減していた。さらに、モデム設計時には多値化に伴う雑音マージンの低下により回路各部に対する要求条件が厳しくなる欠点があった。

これに対してSPORT符号の場合、変調多値数の増大がないため、符号化利得が上昇する。さらにモデム設計についてはロールオフフィルタ以外は符号化をしない場合と同一となる点で有利である。なお、SPORT符号ではクロック速度を上昇する点においては今井・平川符号と同様であり、符号器としてはUngerboeck符号と同様のトレリス符号を適用している。

次にSPORT符号におけるロールオフ率の縮小分について検討する。ロールオフ率はインパルス応答波形を決定する係数であるが、ロールオフ率が小さいほど占有周波数帯域幅が小さくできる。ただし、ロールオフ率が大きい方が波形歪みに対する耐力が大きくなる。またロールオフ率の小さいフィルタを実現することは回路規模の上昇につながる。SPORT符号を符号化16, 64, 256QAMに適用した場合についてロールオフ率を算出した。ここで、対応する非符号化QAMでのロールオフ率を0.5とした。非符号化QAMの帯域幅を B_0 とし、SPORT符号化された場合の帯域幅を B_s とすると以下の式ようになる。

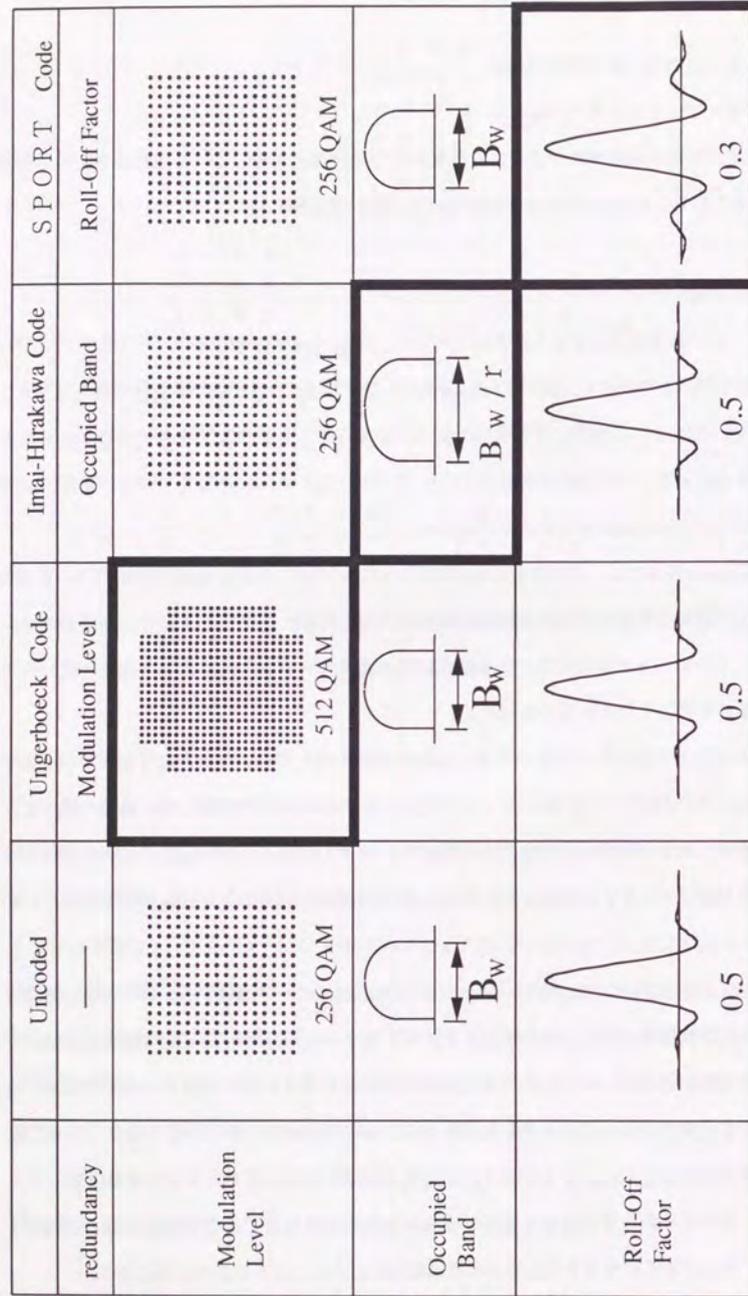


図3-2. 符号化変調の比較
Fig3-2. Comparison of coded modulations

$$B_s = (1 + \alpha) f_c \quad (3-1)$$

$$B_s = (1 + \alpha') f_c / r_s \quad (3-2)$$

α ; 非符号化QAMのロールオフ率

α' ; SPORT符号のロールオフ率

f_c ; クロック速度

r_s ; 非符号化ビットを含む全体の符号化率

ここで B_s と B_w が等しくなるように α' が設計される。 r_s はSPORT16QAMの場合3/4、SPORT64QAMの場合5/6、SPORT256QAMの場合7/8となる。それぞれのロールオフ率は表3-1. に示すように変調多値数が多いものほど大きい。逆にSPORT-16QAMなどではロールオフ率が0.13となりロールオフフィルタの構成や、符号間干渉などの観点から有効な方法とは言えない。このことからSPORT符号は256QAMなど変調多値数の大きい場合に特に有効であることがわかる。

表3-1. SPORT-QAMの比較

| 情報伝送容量 (bits/T) | 変調方式 | クロック速度上昇率 (%) | ロールオフ率 |
|--------------------|--------------|------------------|--------|
| 4 | SPORT-16QAM | 33 | 0.13 |
| 6 | SPORT-64QAM | 20 | 0.25 |
| 8 | SPORT-256QAM | 14 | 0.31 |

非符号化方式のロールオフ率0.5とした場合

(2) 漸近符号化利得特性

符号化変調における符号誤り率特性を厳密に求めるには、畳み込み符号化、信号マッピング、ビタビ復号演算を計算機上で忠実にシミュレーションする必要がある。しかしながら符号器構成により一義的に定まる D_{free} を用いれば、高C/N時の誤り事象確率(Error Event Probability) : $P_r(e)$ は次式で近似的に表現される。

$$P_r(e) \doteq N_{free} \cdot Q[D_{free}/2\sigma] \quad (3-3)$$

ここで、 $Q(\cdot)$ は

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-y^2/2) dy \quad (3-4)$$

N_{free} は、最小自由距離 $=D_{free}$ となる誤り事象の平均発生回数を示す。

上式より、高C/N時における漸近符号化利得(Asymptotic Coding Gain)は以下の式で求められる。

$$G = 10 \log [(D_{free,c} / D_{free,u}) / (E_{s,c} / E_{s,u})] \quad (3-5)$$

ここでcは符号化の場合、uは非符号化の場合を意味する。

ここに $D_{free,c}, E_s$ は符号化時、及び非符号化時における二乗最小自由距離及び平均信号電力を示す。

符号化により付加される冗長ビットは通常1ビットであるため、最小信号間隔を一定とした場合、符号化により平均信号電力は約2倍に増加、すなわち $E_{s,c} / E_{s,u} \doteq 2$ となる。その結果、従来の符号化変調の漸近符号化利得は、

$$G_{conv} \doteq 10 \log [(D_{free,c} / D_{free,u}) / 2] \quad (3-6)$$

で与えられる。

一方SPORT-QAMでは、前述したように符号化により平均信号電力は増加しないため $E_{s,c} / E_{s,u} = 1$ でありその結果、

$$G_{sport} \doteq 10 \log [(D_{free,c} / D_{free,u}) / 1] \quad (3-7)$$

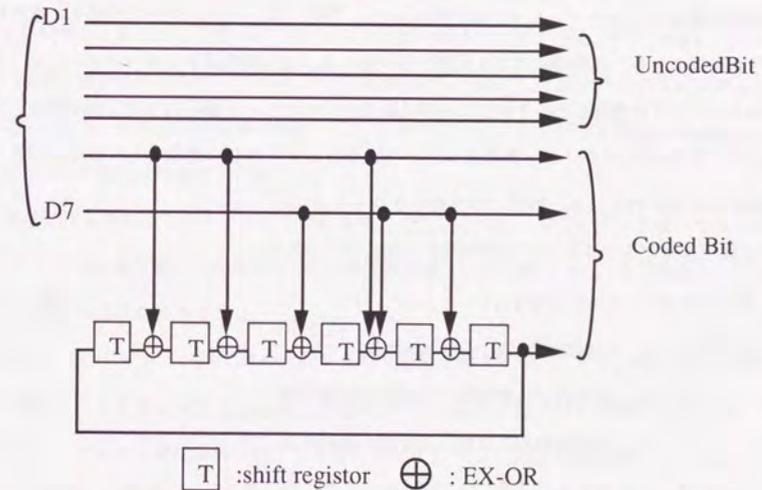
となる。両式の比較からSPORT-QAMでは、約3dBの漸近符号化利得の増大が可能である。

ただし、実際の符号化利得はクロック速度の上昇に伴う等価雑音帯域幅の拡大による利得減少を考慮する必要がある。この利得減少を考慮したSPORT-QAMの漸近符号化利得は、

$$G = 10 \log [(D_{free,c} / D_{free,u})] - 10 \log [m / (m-n)] \quad (3-8)$$

で与えられる。ただし、ここで

m : 情報伝送容量 (bits/T), n : 符号器で付加される冗長ビット数である。



\boxed{T} : shift register \oplus : EX-OR

図3-3. 畳み込み符号器

Fig.3-3.Convolutional Encoder.

式 (3-6) を SPORT 256 QAM の場合について図 3-3. に示す符号化率: $r=2/3$ 、状態数 64 (拘束長 6) の符号を適用する場合、漸近符号化利得は 7.9 dB となる。同じ符号を Ungerboeck 符号を用いる場合、漸近符号化利得は 5.4 dB となる。

3. 3. 2 フェージング伝搬路における特性

(1) シミュレーションモデル

符号化変調技術をデジタルマイクロ波無線通信に適用するためには、フェージング伝搬路における信号伝送特性を明らかにする必要がある。デジタルマイクロ波無線通信におけるフェージング伝搬路は 2 波干渉で近似できることが知られている。そこで、フェージング伝搬路の周波数特性を 2 波干渉モデルで与え、SPORT-256 QAM 信号の耐波形歪み特性をシミュレーションにより求めた。シミュレーションブロック図を図 3-4. に示す。PN 発生回路から出力された 7 系列のランダム信号のうち 2 系統が符号化率 $2/3$ のトレリス符号化回路に入力され、他の 5 系列は非符号化ビットとする。符号器からの出力がマッピング回路で set partition に従ってマッピングされたのち、256 QAM 変調器で変調される。変調信号はロールオフフィルタで波形整形されたのち、フェージングおよびガウス雑音が付加され復調される。復調器にはビタビ復調器を用いる。伝送特性はナイキストロールオフ系、識別タイミングは最適点としそれによる劣化はないものとした。畳み込み符号器は図 3-3. に示した符号化率 $r=2/3$ 、拘束長 $\nu=6$ (状態数 64) のものを用いた。また、ビタビ復調器の軟判定レベルは 8、バスマモリ長は 30 とした。

2 波干渉モデルのフェージング特性は、次式で示される。

$$H(\omega) = 1 + \rho_0 \cdot \exp\{-j(\omega \tau_0 - \theta_0)\} \quad (3-9)$$

ここに、 ρ_0 : 反射波の振幅/直接波の振幅

τ_0 : 反射波の伝搬時間-直接波の伝搬時間

θ_0 : 反射波の初期位相-直接波の初期位相

フェージングの正規化遅延差: $\tau_0/T=0, 1$ とした (T : クロック周期)。なお、トランスバーサル等化器等のフェージング補償装置は本シミュレーション系には含まれていない。

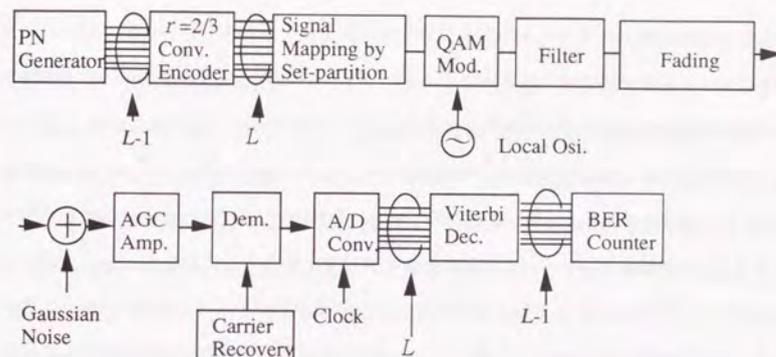


図 3-4. シミュレーション系
Fig. 3-4. Simulation Block Diagram.

(2) 耐波形歪み特性

前節までの議論で SPORT 符号が従来の符号化変調に比較し符号化利得が大きくできることがわかった。しかし、SPORT 符号を無線伝送路に適用する場合にはフェージングによって発生する波形歪みに対する耐力を検討する必要がある。SPORT 符号の場合には、符号化利得が上昇しているため、波形歪みによる誤りも多く訂正できるはずである。一方で、ロールオフ率を小さくしているため、一定の波形歪みが発生した場合における符号間干渉量が大きくなり、その分誤りが多く発生する。本章では SPORT 符号と従来の Ungerboeck 符号について耐波形歪み特性を比較した。

耐波形歪み特性はシグナチャとよばれる特性で評価される。シグナチャとは、フェージングのノッチ周波数を変化した時ある一定の符号誤り率 (ここでは 1×10^{-3}) を得る限界のフェージング深さを求めたものである。

上記シミュレーション系で求めたシグナチャ特性を図 3-5. に示す。ここで、符号器は SPORT-256 QAM と Ungerboeck 符号 (TC-512 QAM) は同一の符号器を用いている。ロールオフ率は非符号化 256 QAM と TC-512 QAM は 0.5 とし、SPORT-256 QAM のみ 0.3 としている。従ってすべての場合について占有周波数帯域幅は同一である。図 3-5. より TC-512 QAM 及び SPORT-256 QAM は、非符号化

256QAMに比べシグナチャ特性が改善されていることがわかる。このようにSPORT符号はガウス雑音に起因する誤りのみならず、フェージングによる波形歪みによって発生する符号間干渉に起因する誤りに対しても有効であることがわかった。TC-512QAMおよびSPORT-256QAMは、非符号化256QAMに比べフェージング深さに換算して約1dB程度シグネチャ特性が改善されている。これはSPORT-256QAMの場合、符号化による改善量がロールオフ率縮小による劣化を上回ることによる。

また、SPORT-256QAMはTC-512QAMに比べノッチ位置がセンタ周波数に近い領域では改善量大きい。また、ノッチが帯域端にある場合でも耐波形歪み特性はTC-512QAMとほぼ同等である。このことからSPORT-256QAMは従来のTC-512QAMと比較し、符号化利得が大きく得られると共に、耐波形歪み特性もノッチが帯域中央の場合には、良好であることがわかる。

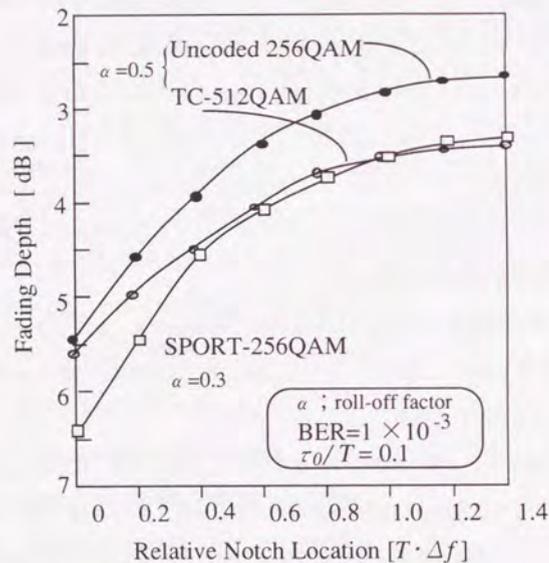


図3-5. シグナチャ特性の比較
Fig.3-5.Comparison of Systems Signature.

3. 3. 3 位相不確定性除去

一般に、直交振幅変調を用いた場合、受信側では変調信号の4乗操作によりキャリア成分を再生するが、その場合、再生キャリアに90度の位相不確定性が存在する。再生キャリアに位相不確定性が存在すると原信号を正しく復号できない。この位相不確定性による影響を解消するための有効な手段として、送るべき情報を絶対位相ではなく位相差に対応させる差動符号化がある。しかし本技術は、変調信号空間へのマッピング操作により符号の線形性が保てない符号化変調には適用できない。以上述べた問題点を解決する手段として、差動符号化技術と畳み込み符号を用いて90度毎のキャリア位相不確定性に対してトランスベアレントとなる符号がある。このうち、状態数8の畳み込み符号器に対しては非線形性要素を導入することにより既に解決され、その結果はITU-Tにて勧告され電話回線を用いたモデムに用いられている。一方、符号化利得が大きい状態数64の符号器を用いたトレリス符号化256QAMなど場合には、符号化利得が大きく同時に90度毎の位相不確定性に対してトランスベアレントな非線形符号の設計は困難になる。

本節では符号化変調における冗長性を利用した再生キャリアの位相不確定性除去を提案する。この方法は最適な線形符号器を使用でき、復号器からメトリックなどの情報を取り出すこともなく、しかも簡易な構成の回路で実現できる^[18,33-42]。

検討対象とするトレリス符号化256QAMシステムを図3-6. に示す。図でマッピング回路はset partitionにしたがってマッピングされた信号を変調器入力符号である自然2進符号形式で出力する。図中の位相シフタは図3-7. に示す構成である。自然2進符号において復調信号と再生キャリア位相の関係は表3-2. のようになる。すなわち送信側と同じキャリア位相を0とした場合、位相が180度回転している場合には、信号がすべて反転し、±90度回転している場合には同相と直交の信号系列が入れ代わり、さらに、一方の信号系列が反転する。この特徴から図3-7. の位相シフタによりベースバンド信号変換により等価的に再生キャリア位相を回転できる。トランスベアレント符号とはこのな符号の変換があっても正確に復号できる符号である。一方、ここで検討する位相不確定性除去方法とは符号化変調の冗長性を利用し、送信側と同じ位相を選択する方法である。図3-6. の位相不確

性除去回路は、制御部において簡易復号の役目をするデマッピング回路出力を再符号化し、正しいキャリア位相の場合にのみ再符号化による冗長信号が受信した冗長信号に一致することを利用するものである。デマッピング回路とは、識別結果を用いて各サブセットごとに最も受信点に近いシンボルを選択する回路を呼ぶ。一般にマッピングとは符号化された信号を符号化変調のための信号空間配置に従って同相、直交各チャネル毎に信号点の位置を表わす信号に変換する過程である。これに対しデマッピングとは符号器側のマッピングの逆の過程を意味する。すなわち、軟判定識別された信号は変調信号空間上での位置を示すが、これを信号空間配置にしたがって変換する過程である。

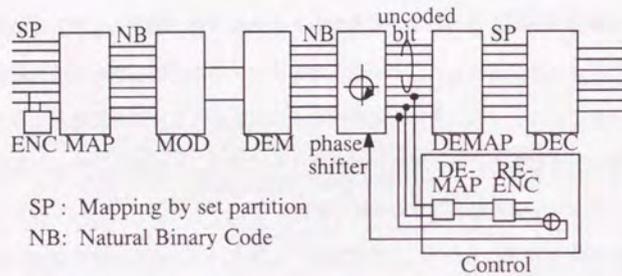


図3-6. 位相不確定性除去回路
Fig.3-6. Phase Ambiguities Rejector.

表3-2. 復調信号と位相シフタの関係
demodulated signal
natural binary code

| phae shift | I1 I2 I3...Im | Q1 Q2 Q3...Qm |
|------------|---|---|
| -90 | $\bar{y}_1 \bar{y}_2 \bar{y}_3 \dots \bar{y}_m$ | x1 x2 x3...xm |
| 0 | x1 x2 x3...xm | y1 y2 y3...ym |
| 90 | y1 y2 y3...ym | $\bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \dots \bar{x}_m$ |
| 180 | $\bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \dots \bar{x}_m$ | $\bar{y}_1 \bar{y}_2 \bar{y}_3 \dots \bar{y}_m$ |

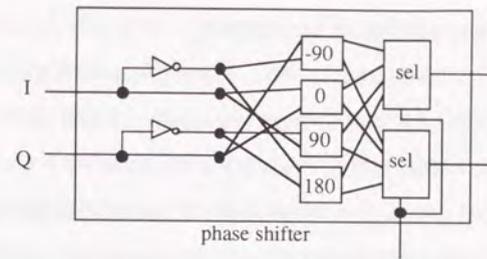


図3-7. 位相シフタ
Fig.3-7. Phase Shifter.

以下に本回路の構成と動作原理を示す。変調方式としては符号化率=2/3の畳み込み符号を用いたトレリス符号化256QAMを例にして説明する。

(a) 復調器のA/Dからの信号はビット復号などの誤り訂正は行わずに、変調信号空間上の点から符号化に用いられた2ビットと、パリティビット1ビットを出力させる回路が簡易復号器の役目をするデマッピング回路によって復号される。

(b) この符号化に用いられた2ビットは送信側と同一の畳み込み符号器に入力し再符号化される。

(c) 再符号化された信号は簡易化復号器にて得られたパリティビットとの間で相関を求める。この相関回路出力を用いれば、復号信号系列の誤りの程度を観測することができる。つまり正しい再生キャリア位相で復号した場合は、相関器は「1(正)」を出力し続けるのに対し、誤ったキャリア位相の場合は「0(誤)」と「1(正)」がランダムに出力される。

(d) 以上の演算は0度、90度、180度、270度の4つの位相について並列に行ない各位相ごとに相関回路出力を積分して、その積分値がもっとも大きい積分器に対応する位相を選択する。この信号系列が正しいキャリア位相で復調した信号系列に対応する復号信号にはかならない。

(e) 一時的にC/Nが劣化したときなどの誤り訂正を避けるため後方保護回路を設ける。以上述べた手法により再生キャリア位相の90度位相不確定性が除去できる。

3. 4 高速多値符号化変調に適した回路構成法

デジタルマイクロ波無線通信においては、一般に高速動作が要求されるためDSPの適用は限られ、ハードウェア処理に頼らざるを得ない。従って、装置実現のためには膨大な演算量を必要とするビタビ復号回路^{116,43)}や信号のマッピング回路のハードウェア実現が必須となる。本節ではLSI化に適し、従来回路に比較して大幅に回路規模を小型化し、低消費電量でかつ各種変調多値数に対して汎用な高速多値符号化変調用ビタビ復号回路について検討した^{44,46)}。

3. 4. 1 符号化変調用ビタビ復号回路の構成

符号化変調用ビタビ復号回路の一般的な構成を図3-8に示す。ここで拘束長 ν とは符号器のシフトレジスタの数とする。従って状態数は 2^ν となる。一般に符号化変調においては受信された信号は同相、直交各チャネルごとに識別回路によって軟判定識別される。次にデマッピング回路において、識別結果を用いて各サブセットごとに最も受信点に近いシンボルを選択する。

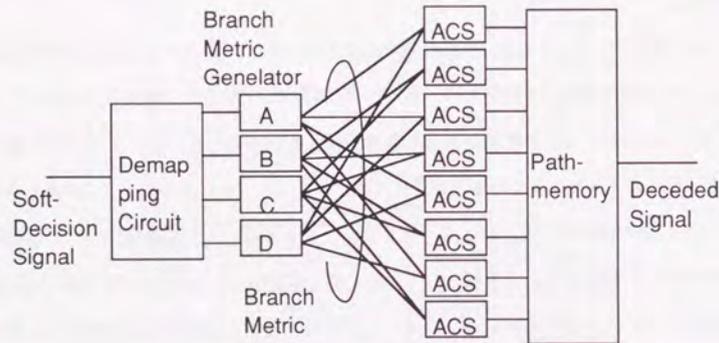


図3-8. 符号化変調用ビタビ復号回路 (拘束長2)
Fig.3-8. Conventional Viterbi Decoder for TCM.

さらに各サブセットについて変調信号空間上のユークリッド距離に基づきブランチメトリック (1ビットごとの信号の確からしさ) を算出する。こうして得られたブランチメトリックは各状態に対応するACS回路 (Adder, Comparator, Selector) に入力され、パスメトリック (ブランチメトリックを加算した結果で符号の確からしさ) が算出され、さらに最尤な状態遷移が各状態ごとに選択される。この結果はパスメモリに入力され、パスメモリのメモリ内容が順次更新され最終的にパスメモリ出力として復号信号を得る。

ここで符号化変調におけるビタビ復号回路は以下の特徴を有する。

- (1) マッピング、デマッピング回路が必要である
- (2) 信号が符号化ビットと非符号化ビットに分かれる
- (3) マッピング操作が非線形演算である。

3. 4. 2 分離型パスメモリ

パスメモリは単純なメモリの繰り返しであるが、その回路規模は大きく、ビタビ復号回路のうちでも回路規模、消費電力の多くを占める。従ってパスメモリ回路の簡易・小型化、低消費電力化は全体の回路規模、消費電力の低減に非常に有効である。本章では再符号化回路によるパスメモリ分離型ビタビ復号回路を提案する。本回路は符号化変調の信号ビットが符号化ビットと非符号化ビットに分かれる特徴を利用してパスメモリ入力を状態遷移を示す符号器入力のみとしたものである。

従来のパスメモリでは復号出力として必要な情報ビット全てをメモリしていたが、本回路ではそのうち非符号化ビット及び冗長ビットを除くビット、すなわち符号器に入力されるビットのみをパスメモリでメモリする。非符号化ビットについては各サブセットごとに代表する信号点について記憶する遅延回路をとす。

付録に簡単のため符号化率 $r=1/2$ 、拘束長 $\nu=2$ 、の符号化16QAMを例にとり復号原理を従来のトレースバックによる場合と提案する再符号化回路による場合について説明する。この場合の回路構成法を図3-9に示す。ここでパスメモリからの出力は復号信号のうち、符号化信号のみである。一方、非符号化信号は各サブセットに対応してメモリされている。サブセット信号は符号化信号のうちの冗長信号も知る必要がある。このため再符

号器で冗長信号を得て、その出力に応じてセクタで復号信号としての非符号化信号を得る。本回路での信号の流れは付録に示す通りである。

本提案回路構成によるバスメモリの回路規模削減効果を述べるため、従来のメモリと本回路におけるシフトレジスタとセクタの量を比較する。2^L値符号化変調について、符号化効率 $r=N/M$ 、拘束長 ν の符号器を用い、バスメモリ長を T_p とする。拘束長 ν の場合、状態数は $S=2^\nu$ となる。従ってバスメモリは S 種類についてそれぞれ ACS 出力を記憶する必要がある。信号ビット数は L ビット中 M ビットが符号化ビット、 $K=L-M$ ビットが非符号化ビットとなる。また、符号化率 $r=N/M$ とすると符号化 M ビットのうちの N ビットが情報ビットであり、全体では $I=N+K$ ビットが情報ビットとなる。従来のバスメモリでは情報ビット I を記憶するため、メモリ数は

$$M_{conv.} = I \cdot S \cdot T_p \quad (3-10)$$

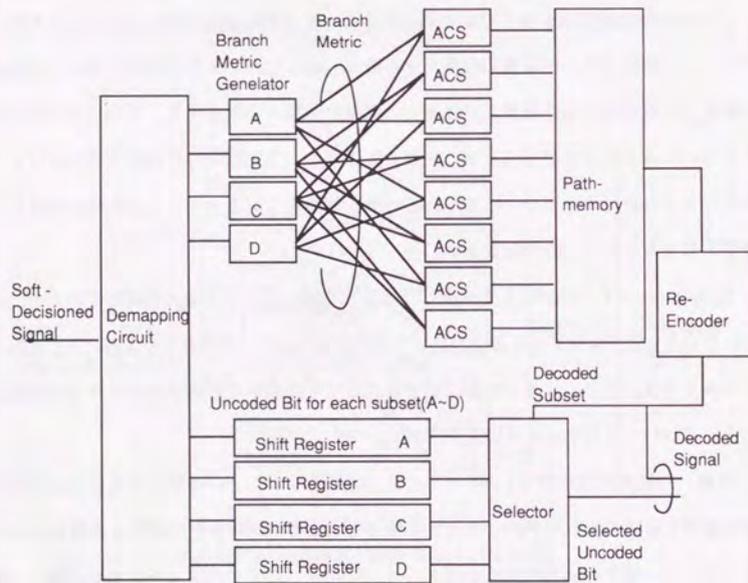


図3-9. バスメモリ分離型ビタビ復号回路

Fig.3-9.Separated Path-Memory Type Viterbi Decoder.

となる。これに対して、本回路では、バスメモリでは符号化ビットのうちで情報ビットに相当する N ビットのみがバスメモリに記憶されるため、バスメモリのメモリ数は $N \cdot S \cdot T_p$ となる。さらに各サブセットについて非符号化ビットを記憶するため、 $K \cdot 2^M \cdot T_p$ のメモリが必要になる。従って本回路に必要なメモリ数は

$$M = (N \cdot S + K \cdot 2^M) T_p \quad (3-11)$$

となる。同様にセクタ数は従来の方法では

$$S_{conv.} = I \cdot S \cdot T \quad (3-12)$$

に対して、本回路では

$$S_{pro} = N \cdot S \cdot T_p \quad (3-13)$$

となる。

この式をもとに本回路による回路規模の削減率を図3-10, 11. に示す。図より変調多値数が大きくなるに従い、非符号化ビットの数が増えるため、変調多値数の多い符号化変調ほど本回路の効果が大きいことがわかる。また、符号化効率が低いもの、すなわち非符号化ビットの多いものほど効果が大きい。さらに図3-11. に示すように拘束長が多くなるに従い、セクタ数が削減できる。たとえば符号化効率 $r=2/3$ 、拘束長 $\nu=6$ の符号化 256QAM ではメモリ数で63%、セクタ数で71%の削減が図れる。また $r=1/2$ 、 $\nu=8$ の符号化 512QAM ではメモリ数で86%、セクタ数で88%の削減が図れる。

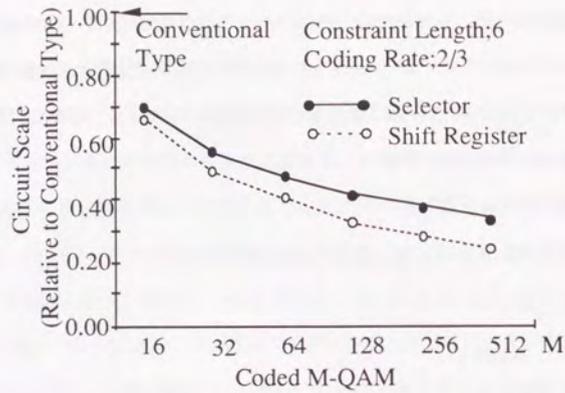


図3-10. パスメモリ回路規模
(パラメータ変調方式)
Fig.3-10.Path-Memory Circuit Scale
as a Function of Signal Constellations.

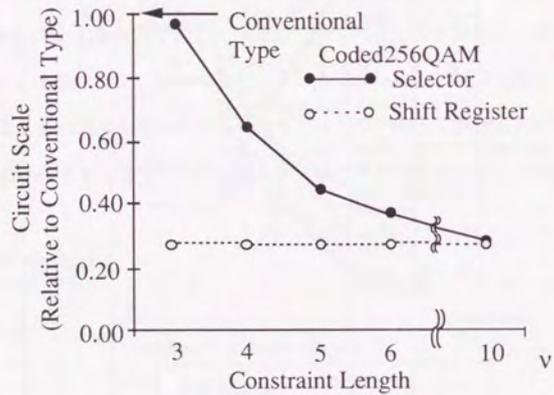


図3-11. パスメモリ回路規模
(パラメータ拘束長)
Fig.3-11.Path-Memory Circuit Scale
as a Function of Constraint Length.

3. 4. 3 汎用マッピング

符号化変調のマッピング方法では、符号化ビットはいわゆる set partition によって決まる。しかし、非符号化ビットを含めた全体のマッピングについては、従来各変調多値数毎に個別に定めていた。そこでこの非符号化ビットのマッピング方法を共通に使用できるように定めることにより、同一のマッピング/デマッピング回路を変調多値数の異なる符号化変調に用いることができる。こうして回路の汎用性を高めることができる。

高速な符号化変調を実現するためには復号回路を DSP を用いずに LSI で実現する必要がある。LSI に汎用性を持たせることにより、変調多値数の異なるシステムを構築する場合にも経済的で短い開発期間で実現が可能となる。

本マッピング方法は

- (1) 符号器の構成はすべて同一として、符号化ビットのマッピングはそのまま変更しない。
- (2) 非符号化ビットについては多値数の最大の変調多値数の場合にはそのまま使い、多値数の低い場合には不要なビット分だけ使わずに残りのビットはそのまま使う、という特徴がある。

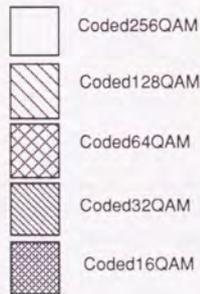
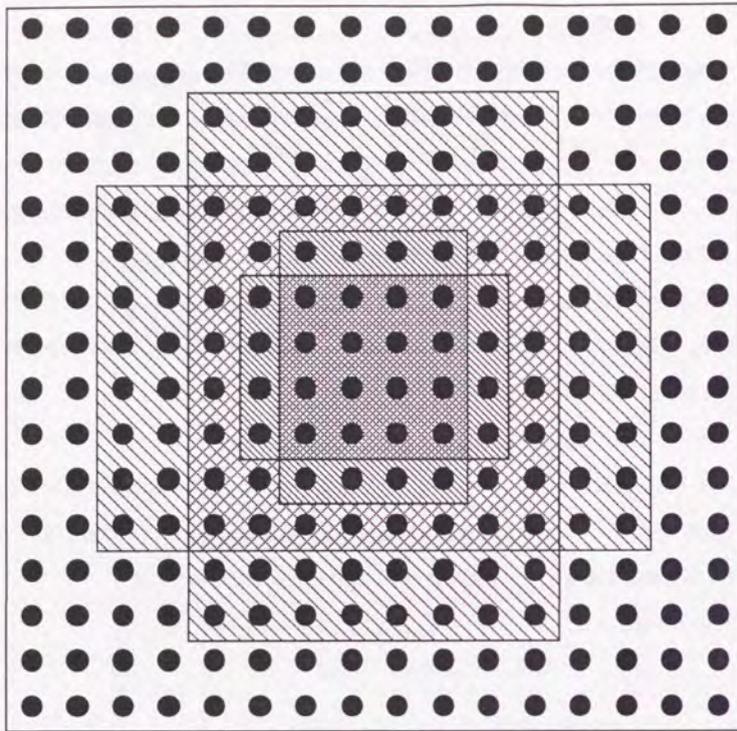


図3-12. 汎用化を考慮した変調信号空間配置
Fig.3-12. Proposed General Signal Mapping Method.

各種変調多値数における信号点の例を図3-12. に示す。これは同一の回路を16, 32, 64, 128, 256 QAMに用いる場合である。符号化256 QAMの場合にはこれを全てそのまま用いる。斜線で示した範囲内の信号点が各変調多値数に用いる場合である。なお、符号化ビットのマッピングはそのままである。非符号化ビットについては符号化率 N/M の符号化 2^L QAM の場合には、 L ビットのみ必要になる。そこでマッピング入力信号のうちで下位の L ビットのみを用いてそのまま 2^L QAM のマッピングになるように信号空間配置をした。なお、ここでは上位ビットは0としてある。この汎用マッピングを用いた場合のマッピング回路構成を図3-13. に示す。この図に示すように変調多値数が異なっても不要なビットを0にしておくだけで同一のマッピング回路を用いることが可能となる。なお、符号化利得は符号語のサブセット間の最小自由距離によってきまるため、符号化ビットのマッピングを変えなければ符号化利得が減少することはない。

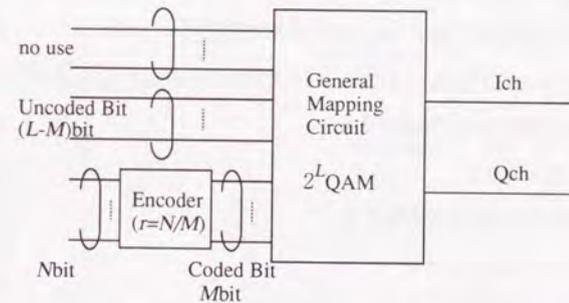


図3-13. 汎用マッピング回路を用いた符号器
Fig.3-13. Encoder with General Mapping Circuit.

3. 4. 4 低消費電力型バスメモリ

CMOS-ICはトランジスタにON/OFFの変化が生じた場合のみ電力を消費し、ONまたはOFFの状態のまま変化が生じない場合には電力を消費しない。この性質を利用しビタビ復号回路の入力を誤り成分のみとすることにより状態変化の確率を低減し、低消

費電力化を図る方法として SST (Scarce State Transition) 技術がある。これは誤り成分を復号したビタビ復号出力と簡易復号器出力を合成した結果が最終的に復号出力になる性質、すなわち符号の線形性を利用したものである。しかし、3.4.1. で述べたように符号化変調では非線形なマッピングを用いるため、SST をそのまま適用することはできない。

SST の特徴としては、最尤状態が「全0」状態の近傍に偏在し、収束特性が向上することと、バスメモリ内に「全0」が多くなることによって、消費電力の削減が図れることがある。これに対して提案する低消費電力型バスメモリは消費電力の削減に着目し、バスメモリの内部のみ誤差成分を入力する。バスメモリのみ着目した場合にはマッピングのような非線形な操作は存在しないため簡易な回路で実現でき、SST と同様に復号回路の低消費電力化が実現できる。

回路構成例を図3-14. に示す。送信シンボルの同相、直交各チャネルの信号を (I_T, Q_T) とし、受信硬判定信号を (I_R, Q_R) とする。ACS 回路においては、受信軟判定結果からデマッピング回路出力として各サブセット A~D 毎に最尤な信号

$(I_A, Q_A), (I_B, Q_B), (I_C, Q_C), (I_D, Q_D)$ 、を得る。ここで受信硬判定信号 (I_R, Q_R) に誤りがなく、この信号のサブセットが D であった場合すなわち、

$$(I_R, Q_R) = (I_D, Q_D) = (I_T, Q_T) \quad (3-14)$$

について以下信号の流れを説明する。

各サブセットにおける信号

$$(I_A, Q_A), (I_B, Q_B), (I_C, Q_C), (I_D, Q_D)$$

と受信信号 (I_R, Q_R) の差は

$$(I_A - I_R, Q_A - Q_R), (I_B - I_R, Q_B - Q_R), (I_C - I_R, Q_C - Q_R), (0, 0) = (I_D - I_R, Q_D - Q_R)$$

となり、これがバスメモリ入力となる。これらの信号がバスメモリ入力となる。バスメモリ内部においては最尤な信号が生き残るが、これは誤りが無い場合においては $(0, 0)$ となる。従ってバスメモリ数段めにおいては各状態に対応する生き残りの信号が全て $(0, 0)$ となるため、消費電力を削減できる。バスメモリ出力にはバスメモリによる遅延時間と同じだけ遅延した硬判定信号を加算する。従って最終的に得られる信号は

$$(I_R, Q_R) + (0, 0) = (I_R, Q_R) = (I_T, Q_T) \quad (3-15)$$

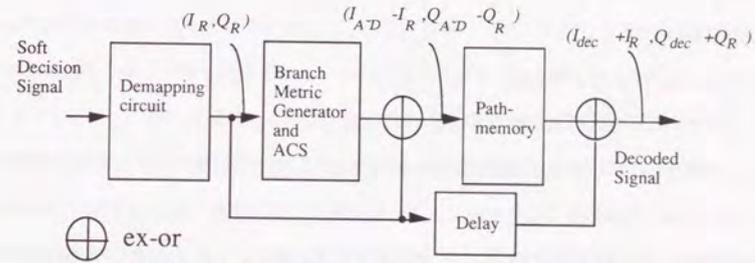


図3-14. 低消費電力バスメモリ型ビタビ復号回路
Fig.3-14. Low Power Consumption Type Path-Memory.

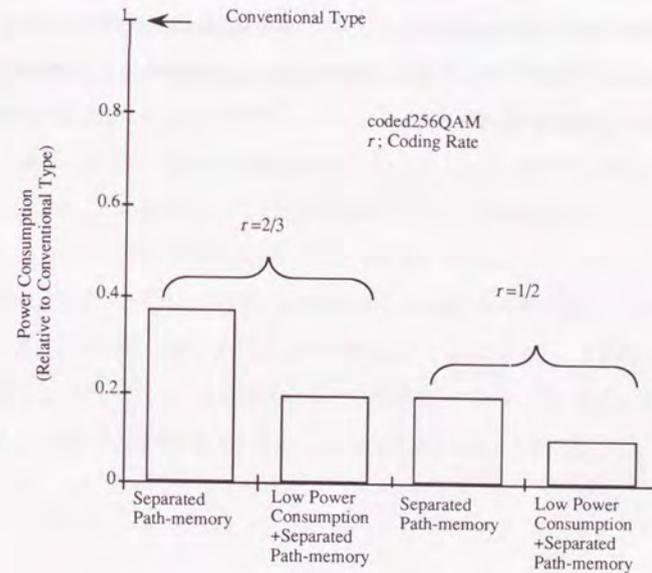


図3-15. バスメモリ消費電力の比較
Fig.3-15. Comparison of Power Consumption.

となり、式(3-14)と一致する。

また伝送路上で誤りがある、これが訂正されるのは、送信した信号のサブセットがDで、受信信号のサブセットが異なった場合、 (I_D, I_R, Q_D, Q_R) がバスマメモリで生き残る。従って最終的な出力は

$$(I_R, Q_R) + (I_D, I_R, Q_D, Q_R) = (I_D, Q_D) \quad (3-16)$$

となり、訂正された復号出力を得る。

この場合にはバスマメモリ内部で信号の変化があり、電力を消費する。ただし、このようにバスマメモリ内でON/OFFの変化が生じるのは伝送路上で誤りが生じた場合であり、その発生確率は誤り訂正前の符号誤り率と等しく通常非常に低く全体として消費電力の削減が図れる。低消費電力型バスマメモリと前述のバスマメモリ分離型ビタビ復号器と併用したときの消費電力削減効果を図3-15. に示す。3. 4. 2. で述べたバスマメモリ分離型ビタビ復号回路によりシフトレジスタは63%削減し、その分の消費電力を低減する。更に、符号化ビットのバスマメモリについては低消費電力型バスマメモリによる電力低減効果はSST型によるものと同じ60%以上が見込まれる。結果として符号化率2/3の符号化256QAM符号の場合で80%以上の消費電力低減が見込まれる。

3. 5. 回路集積化

3. 5. 1 パラメータ設計

前節までに符号化変調技術について無線通信に適用する場合について理論的に検討した。これらの装置を実現するためには、回路のLSI化が不可欠である。LSI化技術は現在のエレクトロニク工学の主要な技術であり、その進歩はめざましい情勢である^[17,47-50]。

LSI化を行なう際に問題となるのは、回路規模、動作速度、消費電力などがあり、これらを見積ったうえで設計を行なう。本節では符号化変調用符号化-ビタビ復号回路のLSIについて述べる^[51-56]。

LSIの構成は図3-16. に示すように符号器、マッピング回路、復号器、移相不確定性除去回路および伝送路特性を監視するためのエラー検出パルス発生器で構成される。

LSIを設計するにあたり、まず、パラメータの最適化を行なう必要がある。ここでは設計パラメータとして、拘束長、符号化率、バスマメモリ長、軟判定ビット数、メトリック精度がある。これらは符号化利得と回路規模のトレードオフで決定される。符号化利得は大型コンピュータを使用して計算機シミュレーションした。図3-17. ではメトリック精度と符号化利得の関係を示す。この図でわかるように、メトリック精度を上げる程符号化利得は上昇する。しかし、3ビット程度では飽和する。一方、メトリック精度が上昇するに従い回路規模も上昇する。この図から、メトリック精度を3とした。同様に図3-18-19. のように各パラメータと符号化利得の関係からそれぞれ設計を行なった。バスマメモリ長、軟判定ビット数は、大きくなるに従い符号化利得が大きくなるが、それぞれ30、3では飽和する。一方各パラメータは大きくするほど回路規模も大きくなることから、この飽和値をもって設計値とした。図3-20. の拘束長については飽和はしていないが、回路規模の観点から6とした。このような検討を踏まえ表3-3. に示すようにLSIを設計した。

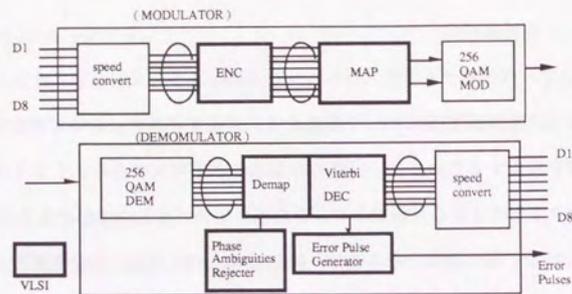


図3-16. 符号化256QAMモデムの構成
Fig.3-16. Block Diagram of Trellis-Coded 2456-QAM Modem.

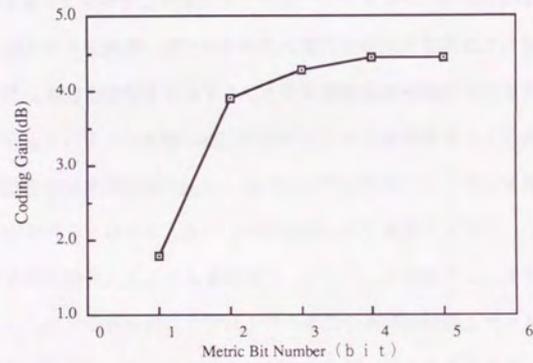


図3-17. パラメータ設計 (メトリック精度)
Fig.3-17. Coding Gain as a Function of Metric Bit Number.

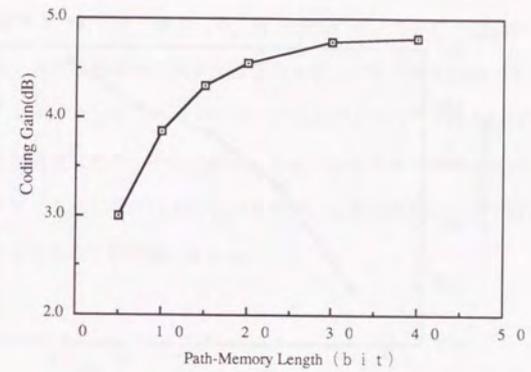


図3-18. パラメータ設計 (パスメモリ長)
Fig.3-18. Coding Gain as a Function of Path Memory Length.

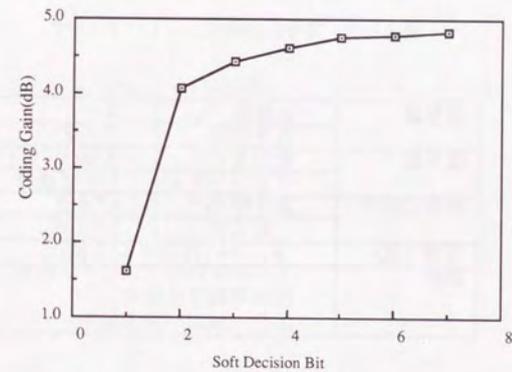


図3-19. パラメータ設計 (軟判定ビット数)
Fig.3-19. Coding Gain as a Function of Soft Decision Bit.

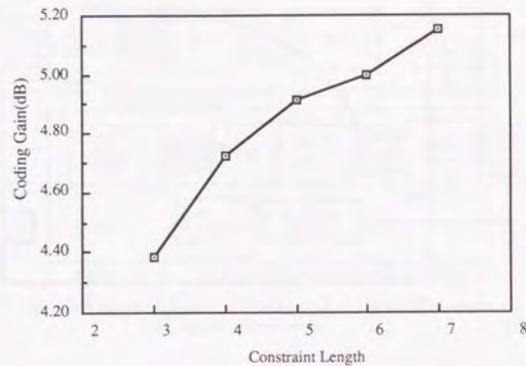


図3-20. パラメータ設計 (拘束長)

Fig.3-20.Coding Gain as a Function of Constraint Length.

表3-3. 符号化変調用LSIパラメータ

| | | |
|-------|-----------------------------------|----------|
| 符号器 | 状態数 | 64 |
| | 符号化率 | 2/3 |
| 復号器 | 軟判定ビット | 8値(3ビット) |
| | アルゴリズム | ビタビ復号 |
| 符号化利得 | 誤り率 10^{-4} | 4.7 dB |
| | 漸近値 | 7.9 dB |
| 変調方式 | 16,32,64,128,256 | QAM |
| 機能 | トレリス符号化、ビタビ復号、位相不確定性除去、エラー検出パルス発生 | |

3.5.2. リングバスメモリ

前節で述べたバスメモリ内の信号の変化を削減することによって消費電力を低減する方法として、リング型メモリをバスメモリに適用する方法がある。ここでは第1段めの書き込み段と最終の読み出し段以外のメモリはメモリ内容をホールドする。この概念図を図3-21に示す。ACS回路の出力は書き込み段に書き込まれる。読み出し段からの出力は選択された符号化ビットになる。この方法によってバスメモリ段数 T に対して消費電力は $1/T$ になる。また、リングバスメモリを用いることによって段間の配線を減少することができる。

この回路を制御するためには、書き込み、読み出しの段、さらに高速化のためバイプラインの段を選択するために3種類のパルスが必要になる。バスメモリ段数が30程度の場合、これをバイナリのカウンタとデコーダでハザードのないクロックを作るには、100以上のタイミングパルスが必要になる。そこで図3-22.に示すような巡回クロック発生回路を用いた。これによりスタート時にリセットが不要で、しかも少ないゲート数でハザードのないクロックを発生させることが可能になった。

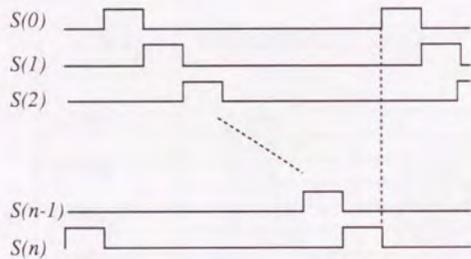
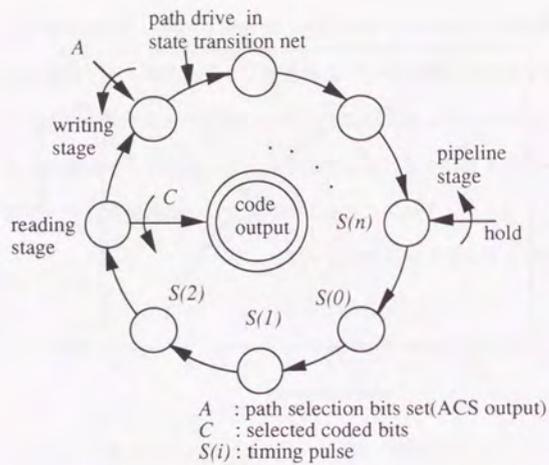


図3-21. リングパスメモリの原理
 Fig.3-21. Concept of Path-Memory operation.

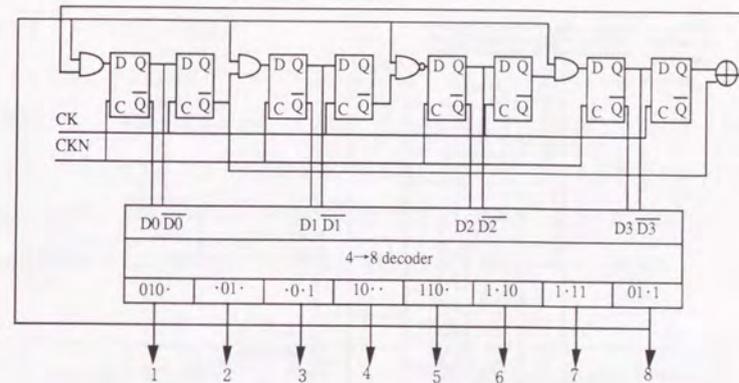


図3-22. 多相クロック発生回路
 Fig.3-22. Multi-Phase Clock Generator.

3. 5. 3. パスメモリユニット

パスメモリユニットを図3-23. に示す。パスメモリユニットとはパスメモリの各段の各状態に1つずつ用いられる。図でpath selection signalは最も尤度の高い枝を示す。ここでいう枝とは状態遷移のなかの状態間の部分を言う。

図のバスドライブ信号は各段の該当する状態へのバスが生き残っているか否かを示す。該当する状態へのバスが最も尤度の高い枝とつながればそのバスは生き残りバスとして次段へバスドライブ信号が送られ、他の場合にはそのバスは捨てられる。図3-23. のmatcherは生き残りバスと最も尤度の高い枝との接続を確認する。この間系を図3-24. に示す。

図3-23. のadditional bit generatorは該当するパスメモリユニットの位置する状態に従って選択された符号化ビットに対応する冗長ビットを出力する。この信号は3. 4. 2で述べた符号化ビットと非符号化ビットを分離した場合に選択された符号化ビットによって非符号化ビットを選択するのに用いられる。この方法では1タイムスロットのうちに順次パスメモリ段数だけ戻るため速度制限に問題がある。このため、パイプラインが用いられる。これによって1タイムスロット内には、パイプラインまでの段数についてバスを選択すればよいことになる。

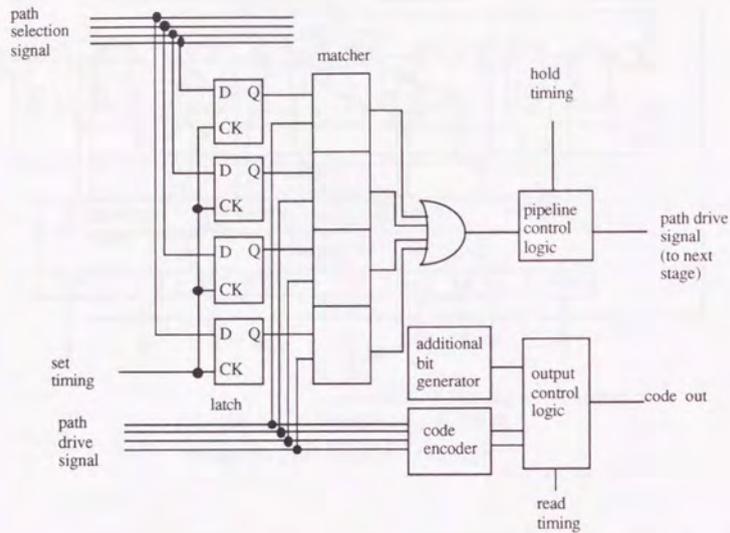


図3-23. パスメモリユニット回路
Fig.3-23. Path-Memory Unit Circuit Diagram.

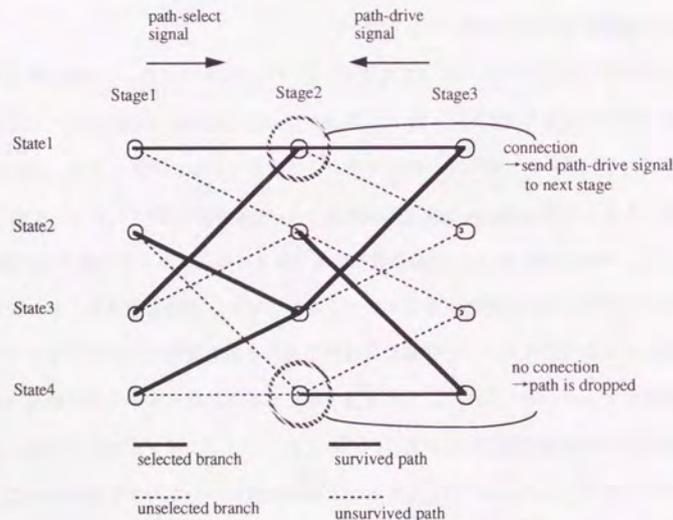


図3-24. 枝と生き残りパスの関係
Fig.3-24. Connection of Path and Branch.

3. 5. 4. L S I 主要諸元

L S I はおよそ 150k ゲートの規模であり、0.8 μ m ルールの BiCMOS プロセスを用いて設計した。主要諸元を表 3-4 に示す。またその機能ブロック図とハイアラーキを図 3-25, 26 に示す。L S I は回路規模、消費電力の限界から 2 チップ構成とした。また送信側では S P 0 1 機種を用い、受信側では S P 0 1 と S P 0 2 の双方を用いる。

以上の議論をもとに設計試作された符号化変調用 L S I を図 3-27 に示す。

表 3-4. L S I 主要諸元

| | S P 0 1 | S P 0 2 |
|----------|---|---|
| ピン数 | 144 | 208 |
| パッケージサイズ | 38×38mm | 43×43mm |
| チップサイズ | 8×14mm | 14×14mm |
| ゲート数 | 35k | 110k |
| 消費電力 | 1W(16.7MHz) | 1W(16.7MHz) |
| 保証速度 | 60ns(16.7MHz) | |
| 供給電圧 | +5V | |
| パッケージ | PGA | |
| プロセス | BiCMOS 0.8 μ m | |
| 機能分割 | 符号器、 位相不確定除去、 フランチメトリック生成、 非符号化ビットパストメモリ | 符号化ビットパストメモリ、 A C S 回路、 誤り検出ハルス発生 |

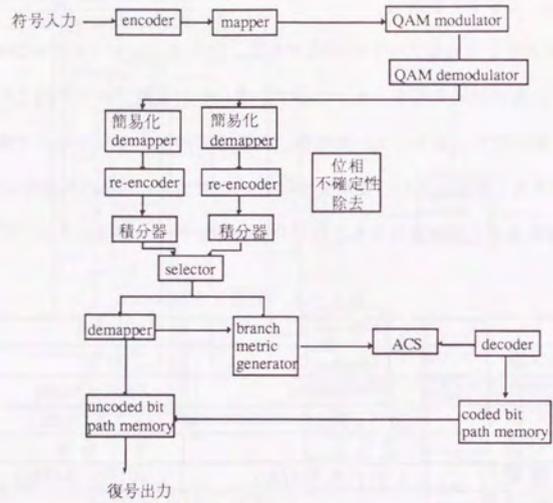
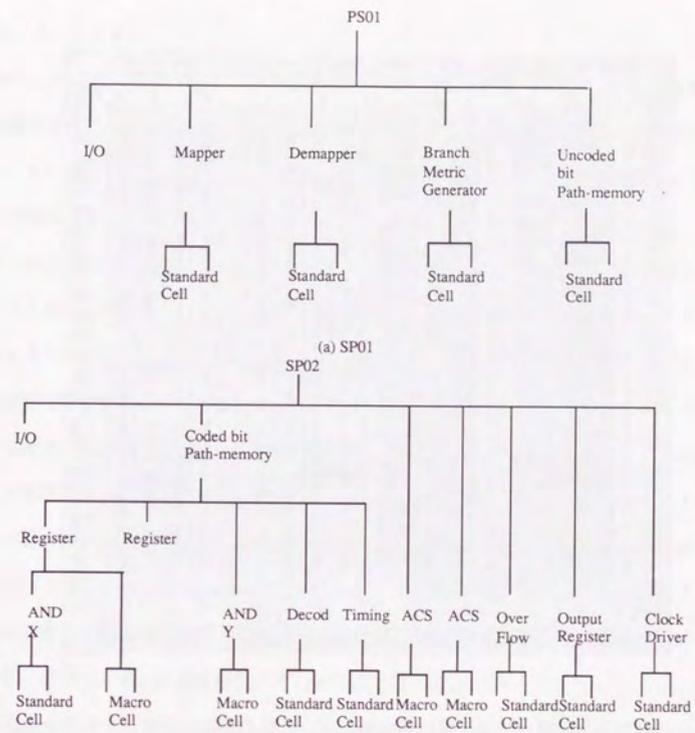


図3-25. 機能ブロック図
Fig.3-25.LSI Block Diagram.



(a) SP01
(b) SP02
図3-26. LSIハイアラキ
Fig.3-26.Hierarchies.

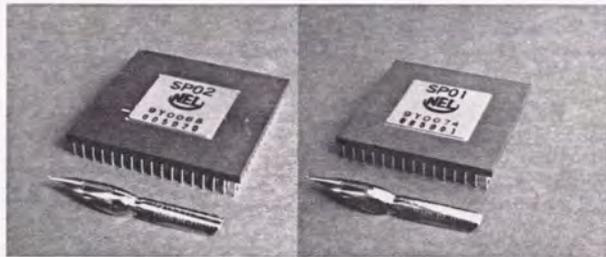
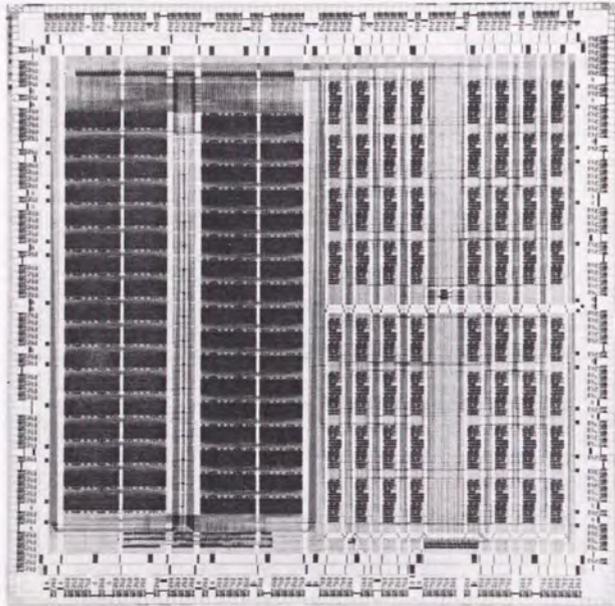


図3-27. 符号化変調LSI
Fig.3-27.TCM LSI.

3. 6 まとめ

本章は、符号化に必要な冗長成分を送信信号点の増加に転換する従来の符号化変調に対して、冗長成分をロールオフ率の縮小に割り当てることにより符号化利得の一層の増加が可能なるSPORT (Signal POints Reduced Trellis coded) 符号を提案し、その符号化利得特性やフェージング伝搬路における信号伝送特性について検討した。

まず、従来の符号化変調と比較して同一伝送容量下でより大きな符号化利得を得られるSPORT-QAMについてその原理及び具体的構成法を示し、次にその信号間最小自由距離を考察することによりその漸近符号化利得を明らかにした。その結果、従来の符号化変調より約3 dB (符号誤り率; 1×10^{-4}) 符号化利得が改善できることを示した。さらにフェージング伝搬路における信号伝送特性を把握するため2波干渉モデルを用いてシグナチャ及び符号誤り率特性を計算した。その結果フェージングに起因する符号間干渉存在時にも、SPORT-QAMにより耐波形歪み特性も従来に比べ改善することがわかった。これは、本技術がフェージング補償技術としても有効であることに他ならない。このようにSPORT-QAMは簡易な付加回路により従来の符号化変調技術に比べ大幅な符号化利得の向上が可能であり、通信システムの高信頼化に有効な手段となろう。

次に高速多値ビタビ復号回路構成法として回路規模削減と低消費電力化を目的とするバスメモリ分離型ビタビ復号回路、異なる変調多値数の符号化変調に対して同一のマッピング回路を適用できる汎用マッピング、バスメモリ入力を誤り成分のみとすることにより消費電力を低減する低消費電力型バスメモリを提案した。さらに、これらの技術をもとに現実の装置を実現するためにLSI化技術について検討した。ここでは必要なパラメータ設計を行なった後、LSI化のための回路構成法について検討し、実際にLSIおよびこれを用いた回路を試作し、その特性を明らかにすることにより、高速多値符号化変調装置を実現した。

参考文献

- [1]H.Imai and S.Hirakawa: "A New Multilevel Coding Method Using Error-Correcting Codes", IEEE Trans. IT. vol.IT-23, pp.371-377, 1977.
- [2]G.Ungerboeck: "Channel Coding with Multilevel/phase Signals", IEEE Trans. IT. vol.IT-28, pp.55-67, 1982.
- [3]平田康夫, 安田豊: "誤り訂正符号と変調技術の一体化について", 信学技報, CS85-141, 1985.
- [4]笠原正雄: "符号化変調方式とその動向", 信学技報, IT87-15, 1987.
- [5]CCITT Red Book V32: "A Family of 2-wire Duplex Modems Operating at Data Signaling Rates of up to 9600bit/s for Use on the General Switched Telephone Network on Leased Telephone-type Circuit," ITU, 1984.
- [6]田中良紀, 海上重之: "高速音声帯域モデムにおける多次元トレリスコーディング装置化の検討", 信学技報IT87-23, 1987.
- [7]C.J.Carlisle, W.K.Kennedy and M.Shafi: "Outage Simulations for Digital Microwave Radio Systems with Trellis-Coded Modulation", IEEE ICC'89, pp.1020-1024, 1989.
- [8]C.Schlegel and D.J.Costello Jr.: "Bandwidth Efficient Coding for Fading Channel :Code Construction and Performance Analysis", IEEE J. Selected Areas Commun. vol.SAC-7, no.9, pp.1356-1368, 1989.
- [9]A.Chouly and H.Sari: "Application of Trellis Coding to Digital Microwave Radio", IEEE ICC'88, pp.15-1, 1988.
- [10]R.G.McKay and M.Shafi: "Trellis-Coded Modulation on Digital Microwave Radio Systems", IEEE GLOBECOM'88, pp.239-243, 1988.
- [11]T.Fujino: "A 120 Mbit/s 8-PSK Modem with Soft-Viterbi Decoding", ICDCS-7, pp.315-321, 1986.
- [12]D.Divsalar and M.K.Simon: "Trellis Coded Modulation for 4800-9600 bits/s Transmission Over a Fading Mobile Satellite Channel ", IEEE J. Selected Area Commun., vol.SAC-5, no.2, pp.162-175, 1987.
- [13]H.Ohtsuka, Y.Saito and S.Komaki: "Super Multi-carrier Trellis Coded 256 QAM Digital Microwave Radio", IEEE GLOBECOM'88, pp.8-2, 1988.
- [14]齊藤洋一: "フェージングチャネルにおける256QAM誤り訂正方式の検討" 信学技報, RCS88-19, 1989.
- [15]Y.Saito: "Error Correcting Techniques for 256QAM Digital Radio on Fading Channel", 2nd ECRR, pp.89-96, 1989.
- [16]J.A.Heller and I.M.Jacobs: "Viterbi Decoding for Satellite and Space and Communication", IEEE Trans. COM., vol.COM-19, no.5, pp.835-848, 1971.
- [17]加藤修三, 久保田周治, 大谷浩一, 石谷恒八, 宮原則男: "汎用高速・高能率ビタビ復号器LSI構成法", 信学論(A), A-J72, no.2, pp.241-250, 1989.
- [18]L.F.Wei: "Rotationally Invariant Convolutional Channel Coding with Expanded Signal Space Part II", IEEE J.Selected Area Commun., vol.SAC-2, no.5 pp.672-686, 1984.
- [19]高梨斉, 中村康久: "フェージング伝搬路におけるトレリス符号化256QAM信号伝送特性", 1989信学春季全大B-926, 1989.
- [20]中村康久, 相河聡, 高梨斉: "フェージング伝搬路におけるトレリス符号化256QAM方式-高利得・SPORT-QAMの諸特性", 信学論(A), vol. J73-A, no.2, pp.341-349, 1990.
- [21]中村康久, 相河聡, 高梨斉: "デジタルマイクロ波方式用高信頼変復調技術", NTT R&D, pp.1489-1498, 1990.
- [22]Y.Nakamura, H.Ohtsuka, S.Aikawa and H.Takanashi: "Advanced Techniques for Super Multi Carrier Digital Microwave Radio with Trellis-Coded 256QAM Modulation", IEEE GLOBECOM'89, pp.389-394, 1989.
- [23]H.Takanashi, S.Aikawa and Y.Nakamura: "BER Improvement due to Transversal Equalizer in Trellis-Coded Multi-level QAM Digital Microwave Radio", IEE Electronics Letter, vol.26, no.6, pp.406-408, 1990.
- [24]中村康久, 相河聡, 高梨斉: "トレリス符号化256QAM変復調方式の検討", 信学技報.IT88-94, SAT88-75, CS84-103, 1989.

- [25]中村康久, 相河聡: “デジタルマイクロ波通信への符号化変調の適用”, 昭63信学秋季全大, SB-6-5, 1988.
- [26]高梨齊, 相河聡, 中村康久: “フェージング伝搬路における等化器併用時の符号化変調の効果”, 1990信学春季全大, SB-4-3, 1990.
- [27]中村康久, 相河聡, 高梨齊: “各種劣化要因下のトレリス符号化256QAMモデムの諸特性”, 1989信学春季全大, B-925, 1989.
- [28]高梨齊, 相河聡, 中村康久: “トレリス符号化256QAMのビット誤り率特性”, 昭63信学秋季全大, B-487, 1988.
- [29]Y.Nakamura, S.Aikawa and H.Takanashi: "Robust Modem Technology for Outage-free Digital Microwave Radio Systems", NTT Review, vol.3, no.1, pp.28-37, 1991.
- [30]相河聡, 中村康久: “トレリス符号化変調モデムにおける誤差信号高精度化の検討”, 1989信学会秋季全大, B-554, 1989.
- [31]高梨齊, 相河聡, 中村康久: “多値デジタルマイクロ波方式用高耐力キャリア再生回路”, 1990信学秋季全大, B-323, 1990.
- [32]H.Takanashi, S.Aikawa and Y.Nakamura: "Advanced Carrier Recovery Loop for Outage-free Microwave Radio", 3rd ECRR, pp.133-140, 1991.
- [33]高梨齊, 相河聡, 中村康久: “トレリス符号化変調に適した再生キャリア位相不確定性除去回路”, 1989信学秋季全大, B-555, 1989.
- [34]高梨齊, 相河聡, 中村康久: “デジタルマイクロ波方式高信頼化技術(2) - 符号化変調に適した再生キャリア位相不確定性除去回路 -”, 信学技報, RCS89-3, 1990.
- [35]高梨齊, 相河聡, 中村康久: “符号化変調における再生キャリア位相不確定性除去”, 信学論(B-II), vol.J75-B-II, no.12, pp.896-905, 1992.
- [36]高梨齊, 相河聡, 中村康久: “符号化変調に適した基準搬送波位相不確定性除去回路”, 信学論(B-II), vol.J72-B-II, no.12, pp.672-676, 1989.
- [37]G.Ungerboeck: "Trellis-Coded Modulation with Redundant Signal Sets(Part-1,2)", IEEE Commun. Mag., vol.25, no.2, 1987.

- [38]梅田直哉, 村田正, 森永規彦: “ビット誤り率の改善を図ったトレリス符号化法”, 信学論(B-I), vol.J72-B-I, no.8, pp.642-648, 1990.
- [39]D.Divasalar, M.K.Simon and J.H.Yuen: "Trellis Coding with Asymmetric Modulations", IEEE Trans. COM, vol.COM-35, no.2, pp.130-141, 1987.
- [40]小林直哉, 大西誠, 古谷正博, 塚本信夫, 国領賀郎: “超高速モデムにおけるビタビ復号の簡略化”, 信学論(B-I), vol.J72-B-I, no.8, pp.667-674, 1989.
- [41]Y.Tanaka, S.Unagami, T.Kinoshita, T.Kaku and Y.Arai: "A19.2Kbp/s High-Speed Voiceband Data Modem Based on Eight-Dimensional Trellis Coding", IEEE GLOBECOM'87, pp.1397-1401, 1987.
- [42]安田豊, 平田康夫, 古谷之綱, 中村勝洋: “ビタービ復号における符号同期方法”, 信学論(B), vol.J66-B, no.5, pp.623-630, 1983.
- [43]A.J.Viterbi and J.Ohmura: "Principle of Digital Communication and Coding" McGraw Hill(1985).
- [44]相河聡, 中村康久, 高梨齊: “高速・多値トレリス符号化変調に適したビタビ復号回路の構成法”, 信学論(A), vol.J73-A, no.2, pp.331-340, 1990.
- [45]相河聡, 中村康久, 高梨齊: “デジタルマイクロ波方式高信頼化技術(1) - 高速多値符号化変調に適したビタビ復号回路 -”, 信学技報 RCS89-62, 1990.
- [46]相河聡, 高梨齊, 中村康久: “高速多値トレリス符号化変調に適したビタビ復号アルゴリズムの検討”, 1989信学秋季全大, SA-4-4, 1989.
- [47]H.Fukuda, S.Horiguchi, M.Urano, K.Fukami, K.Matsuda, N.Ohwada and H.Akiya: "A BiCMOS Channelless Masterslice with On-Chip Voltage Converter", IEEE International Solid-State Circuit Conf. pp.176, 1989.
- [48]H.Yoshimura, S.Horiguchi, K.Takeya, K.Ishikawa, S.Date, S.Muramoto and H.Yoshino: "500k Transistor Custom BiCMOS LSI using Automated Macrocell Design," IEEE International Solid-State Circuit Conf. pp.122, 1989.
- [49]久保田周治, 郡武治, 加藤修三: “SST型復号回路”, 信学論(B), vol.J.68-B, no.1, pp.38, 1985.

- [50]T.Ishitani, K.Tansho, N.Miyahara, S.Kubota and S.Kato: "A Scarce-State-Transition Viterbi-Decoder VLSI for Bit Error Correction", IEEE J. Solid-State Circuit, vol.SC-22, no.4, pp.575-582 1987.
- [51]S.Aikawa, Y.Nakamura and H.Takanashi: "Multi-Purpose High-Coding-Gain 0.8 μ m BiCMOS VLSIs for High-Speed Multi-Level Trellis Coded Modulation", IEEE J. Solid-State Circuit, vol.SC-26, no.11, pp.1700-1707, 1991.
- [52]中村康久, 相河聡, 高梨齊: "デジタルマイクロ波中継方式用符号化変調LSI (SPORT-LSI)", NTT R&D, vol.39, no.7, pp.1095-1104, 1990.
- [53]Y.Nakamura, S.Aikawa and H.Takanashi: "150KGate High-Coding Gain TCM VLSIs (SPORT-LSI) for Outage-Free Digital Microwave Radio", NTT Review vol.2, no.5, pp.84-91, 1990.
- [54]S.Aikawa, Y.Nakamura and H.Takanashi: "150KGate General-Purpose High-Coding-Gain TCM VLSIs for High-Speed Multi-Level QAM Systems", IEEE GLOBECOM'90, pp.1963-1967, 1990.
- [55]相河聡, 高梨齊, 中村康久: "トレリス符号化変調汎用ビタビ復号LSIの設計", 1989信学会春季全大, B-927, 1989.
- [56]相河聡, 中村康久, 高梨齊: "無線中継方式における符号化変調技術と汎用・高利得SPORT-LSIの特性", 1990信学春季全大, SB-4-2, 1990.

第4章 高速符号化率可変誤り訂正

4.1 まえがき

音声、画像、データなど異なるサービスの通信を同一の伝送路あるいは端末で効率的に行なうマルチメディアが注目されている。高速なマルチメディア通信を実現する手段として、ATM(Asynchronous Transfer Mode)技術に基づくB-ISDNの研究が盛んに行なわれている。これは主に、広帯域かつ定常時の符号誤り率が極めて低い光通信技術を用いたものが主流である^[1-3]。

一方、端末の携帯性も通信において重要な課題である^[4-8]。近年、情報処理端末あるいは通信端末機器の小形化および高機能化によって実現されたノート型パソコンや携帯電話が広く用いられるようになった。今後は携帯端末の通信機能の高速化、マルチメディア化が進められるであろう。一方、屋内におけるマイクロ波を用いた無線LANが実現されて以来、大きな注目を浴びている^[9-15]。現在、有線LANは広く利用されているが、無線LANは室内のレイアウト変更、配線に伴うコストを小さくし、さらに、屋内における移動性からも利便性の高いシステムである。これらの無線システムは加入者端末まで高速な無線通信により情報を伝送するアクセス系無線システムに分類される。

無線システムではマルチパス、干渉雑音等による伝送路品質の劣化によって誤りが発生する場合があります、その対策として、これまで多くの補償技術が研究開発されている。なかでも誤り訂正は最も重要な技術の1つである^[16-17]。マルチメディアに対応するために、アクセス系無線システムにおいても誤り訂正の最適化は重要となる。誤り訂正符号では符号化率を上げるほど、冗長ビット数が減少し、伝送容量が増大するが、符号化利得すなわち誤り訂正による効果が減少する。従って誤り訂正を設計する場合、その符号化率と符号化利得のトレードオフから最適パラメータを設計する必要がある。実際には、新たにシステムを設計する場合、そのシステムに要求される符号誤り率、帯域幅、伝送容量、回路規模等を勘案して最適な誤り訂正符号が選択される。

一方、マルチメディア通信では、1つの伝送路において、異なる複数のサービスを伝送するため、要求される、符号誤り率、伝送容量がサービスによって異なる。従って各サービス

に対応して、誤り訂正を選択する方式が有効である。本論文では音声、画像、データに分類される各サービスに応じた符号化率可変誤り訂正を提案する^[18-19]。

これまで、伝送品質または伝送容量を無線伝送路に応じて最適化する方式として、符号化率可変誤り訂正^[20-21]や多値数可変モデム^[22-24]などが提案されてきているが、これらは、フェージング等による伝送路品質の時間的変動あるいはトラフィック量の変動に応じて符号化率あるいは変調多値数を可変制御するものであり、マルチメディアにおけるサービスによって可変制御するものはなかった。またATM技術として、サービスごとに行なう輻輳制御などの検討はあるが^[25-26]、無線伝送路においてサービスごとの符号化率可変誤り訂正はなかった。

本章では、まず、無線通信を用いたマルチメディア通信の一例としてATM-LANに対応できるマルチメディア無線LANを示し、これらを実現するための課題について検討を加える。次に、提案するサービスごとの符号化率可変誤り訂正を提案し、原理と構成を述べる。さらに、符号化率可変誤り訂正の評価を行なうため、上述のATM対応無線LANにおいてATMセルを伝送するモデルを示す。次に、無線伝送路での符号誤り率とセル廃棄率の関係を解析した後、情報伝送効率（ITR；Information Transmission Rate）を定義し、本技術を適用した場合の情報伝送効率を理論的に求める。ここで情報伝送効率とはスループットと符号化率の積で定義したものであり、帯域が有限な場合における伝送効率を示すパラメータである。最後に各サービスの要求条件あるいは伝送容量をもとに、その効果を定量的に示す。以上の検討結果から無線伝送を適用したマルチメディア通信においてサービスに対応した符号化率可変誤り訂正の有効性を示した。

4.2 高速アクセス系無線通信

前節で述べたように無線LANは近年注目を浴びているアクセス系無線通信システムのひとつである。現在まで、無線LANは2.4GHz帯においてスペクトラム拡散技術を適用した低速のシステムや1.9GHz帯における10Mbpsクラスのイーサネット対応のシステムが実現されている。今後は有線系のATM-LANと同様に、さらに高速で、マルチメディア対応の無線LANの研究が進められるであろう^[27]。

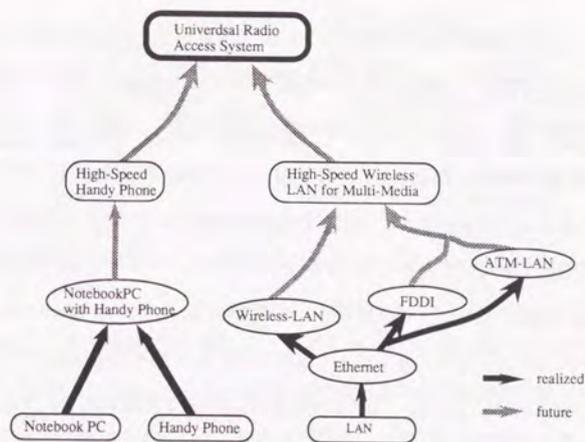


図4-1. 無線アクセス方式の概念図
Fig.4-1.Radio Access Systems.

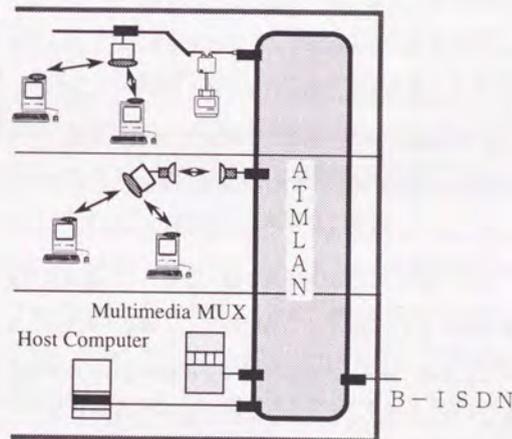


図4-2. 高速無線LAN
Fig.4-2.High-Speed Wireless LAN for Multi-Media.

さらに、将来は移動範囲の広い携帯端末による無線通信と、伝送容量の大きい高速無線LANが統合され、容量／移動性ともに優れたマルチメディア対応アクセス系無線通信システムが究極の通信となろう。これらの流れの概念を図4-1. に示す。

アクセス系無線通信の例としてATM無線LANのイメージを図4-2. に示す。これはATM-LANにインターフェースできる高速な無線LANである。また、有線のLANにおいては現在広く普及している10Mbpsクラスのイーサネットでは端末数の増加に伴い、容量の不足が問題となり、100MbpsクラスのFDDI(Fiber Distribution Data Interface)が実現されている。一方で、ATM-LANはマルチメディアへの適合性から研究開発が盛んに行なわれている。ATM-LANが普及する状況下では無線LANにおいてもATM-LAN対応のシステムが要求されるようになるであろう。

ATM技術は帯域が十分あり、定常時における符号誤りが少ない光ファイバ通信技術をもとに開発されているものである。これに対して、ATM-LAN対応の無線LANを実現するためには、符号誤り率、伝送容量、遅延といった品質の観点からユーザに既存ATM-LANと同様の品質のサービスを提供することが必要であることはいままでもない。一方、無線通信では限られた周波数を有効に利用するための技術とともに、マルチパスや干渉など伝送路の劣化を補償する技術が重要である。これまで、固定、移動、衛星といった無線通信分野で様々な研究開発が行なわれたが、これらの技術は無線LANにおいても基盤技術となる。また、伝送路占有を基本とする有線のATM-LANとの親和性をいかに実現するかも重要な課題となる。スター型トポロジの有線ATM-LANと周波数共用型の高速ATM対応無線LANの比較を図4-3. に示す。この図のように端末へアクセスする伝送路は有線では個別のファイバであるが、無線の場合には周波数有効利用のため無線伝送路を共用する。このため、既存ネットワークとのインタフェースも重要な課題となる。

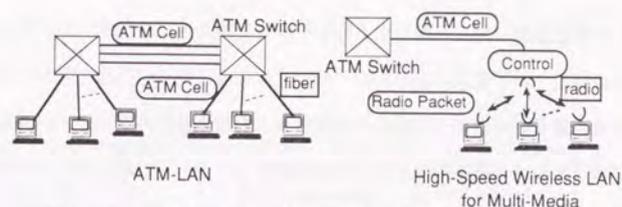


図4-3. ATM-LANとマルチメディア高速無線LAN
Fig.4-3.ATM-LAN and High-Speed Wireless LAN for Multimedia.

一方、マルチパスや干渉などの対策として、ダイバーシチ、等化器、干渉補償器など様々な補償技術が実現されている。そのなかでも、誤り訂正は非常に有効な技術である。誤り訂正は冗長ビットを付加することにより、誤りを訂正するもので、品質を向上するかわりに周波数利用効率を低下させる。従って、周波数利用効率の低下を最低限に抑えたいうえで、十分な品質を提供できる誤り訂正を設計する必要がある。しかし、マルチメディア通信においては、各サービスにおいて要求される誤り、容量、遅延などの品質が異なるため、それらに応じた設計が必要となる。なお、ATMシステムでは伝送路で発生する誤りに関する品質を評価するパラメータとしてセル廃棄率を使用するのが一般的である。ATMでは情報信号をセルとよばれる58バイトの信号ごとに区切って伝送するが、誤りが検出された場合や、伝送途中で輻輳によりバッファにオーバフローが発生した場合にセル単位で信号が廃棄される場合がある。ここで、セルが廃棄される割合をセル廃棄率と呼ぶ。

ATM技術においては、各サービスごとに要求されるセル廃棄率を実現したうえで、できるだけ少ないバッファでスループット向上するため、優先制御が提案されている。このシステムではサービスを音声、画像、データに分類し、それぞれに応じたセル廃棄率を実現する。すなわち、再送が不可能で、特に低いセル廃棄率を要求されるリアルタイム画像を優先的に伝送する形式の輻輳制御によって、スループットを向上するものである。このようなATM網においては、伝送路が光ファイバを基本とするため、セル廃棄は輻輳によるもののみを考慮している。

一方、無線伝送路では、伝送路においてフェージングや干渉が発生した場合、ある確率で誤りが発生するため、誤りによるセル廃棄を検討する必要がある。以上のことから、各サー

ビスごとに最適な誤り訂正を適用する符号化率可変誤り訂正を提案する。これは特に低いセル廃棄率を要求される画像においては、符号化率が低く誤り訂正効果の大きい誤り訂正を適用し、再送可能であるため、画像よりは高いセル廃棄率を許容できるが、容量の大きいデータ通信では比較的符号化率の高い誤り訂正を適用し、さらに、最も高いセル廃棄率を許容できる音声については最も高い符号化率の符号あるいは誤り訂正なしで伝送するものである。

次章以降ではこのサービス別符号化率可変誤り訂正について検討する。

4.3 サービス別符号化率可変誤り訂正

4.3.1 原理

音声、画像、データ転送などの各サービスは、誤り、容量、遅延に関する要求条件が異なる。誤りはATMにおいては主にセル廃棄率で評価される。また、遅延についてはサービスがリアルタイムであるか否かで主に分類される。リアルタイム性を要求されないデータ転送においては再送が可能であり、その分セル廃棄率の要求条件は緩和される。この場合、再送によるスループットの低下が問題にならない程度のセル廃棄率が要求条件となる。

一方、音声あるいは画像では、リアルタイムサービスであるため、再送は適用できない。これらは主観評価(MOS; Mean Opinion Score)とセル廃棄率の関係から要求条件が決まる。要求されるセル廃棄率や伝送容量は上位レイヤで適用する音声あるいは画像符号化やデータ転送における再送方式等によって異なる。これらの値に関する検討は今後の課題とし、本論文では表4-1. に示すように、音声、画像、データで 10^{-3} 、 10^{-12} 、 10^{-8} とした^[25,28,29]。本章で提案する符号化率可変誤り訂正は画像に最も高い符号化利得の、音声に最も高い符号化率の、データにその中間の誤り訂正を適用するものである。ブロック符号におけるサービス別符号化率可変誤り訂正のフレーム構成の原理を図4-4. に示す。

符号化率可変の誤り訂正として、バンクチュアード技術を利用した畳み込み符号も考えられるが、ここではセル伝送との整合性から、ブロック符号について検討することとした。また、符号はBCH符号としたが、他の符号でも同様と予想される。

なお、サービスごとの要求条件にあわせた制御としては、符号化率可変誤り訂正の他、変調多値数、マルチキャリア数などによる容量可変も考えられ、同様な検討ができる。

表4-1. 各サービスの要求条件

| | Average transfer rate (kbps) | Required cell loss probability |
|---------------|------------------------------|--------------------------------|
| Voice | 11.24 | 10^{-3} |
| Video | 370 | 10^{-12} |
| Data Transfer | 1000 | 10^{-8} |

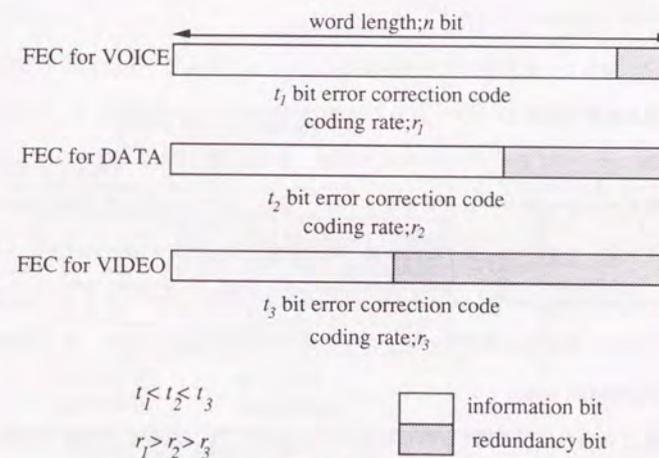


図4-4. 符号化率可変誤り訂正の原理
Fig.4-4.Principle of Variable Rate FEC for Multimedia Communication.

4. 3. 2 構成

A TMセルは情報信号4 8バイト、ヘッダ信号5バイトの合計5 3バイト(424ビット)で構成される。1セルを誤り訂正の1ワードとするには、符号長が大きく、回路規模と遅延時間から不利であるので、複数のブロックに分割した後、誤り訂正符号化するものとする。また無線区間では同期信号、ユニークワード、トレーニング信号などのプリアンブルを含めた無線パケット信号化が必要であるが、本稿では誤り訂正の効果を検討するため誤り訂正符号化のみを考慮している。

また回路簡化のため、各誤り訂正の符号長は同一とした。符号長 n の i ビット訂正 BCH符号の生成多項式 $G(x)$ はガロア体 $GF(2^n)$ (ただし符号長 $n=2^{m-1}$)の原始元を α とした場合、

$$G(x)=(x-\alpha)(x-\alpha^3)\cdots(x-\alpha^{2^{i-1}}) \quad (4-1)$$

となる。従って、符号器では生成多項式において訂正するビット数に従って式(4-1)の第1項から順次乗算すればよいため、回路の簡化が図れる。これを図4-5に示す。

復号側については1ビット誤り訂正の場合、誤り位置は受信多項式を $(x-\alpha)$ で割った剰余として得られるシンドロームから算出される。また、2ビット誤り訂正の場合 $(x-\alpha)$ 、 $(x-\alpha^3)$ でそれぞれ割った剰余から誤り位置が得られる。従って、図4-6に示すように復号器においても受信多項式を $(x-\alpha)$ 、 $(x-\alpha^3)$ 、 \dots 、 $(x-\alpha^{2^{i-1}})$ で割った剰余であるシンドロームを算出することで、ここでも回路の共通化が図れる。さらに、符号同期についても、同一の符号長であれば、回路が簡易になる。

受信側では符号化率に関する情報が必要であるが、これは送信側で信号とともに伝送するか、A TMの場合のAAL(ATM Adaptation Layer)タイプなどで判断する方法が考えられる。AALタイプとはA TMアダプテーションレイヤにおけるプロトコルのタイプであり、タイプ1から5に分類されるように勧告化されている。AALタイプは通信のサービス種別ごとに選択される。言い換えれば、通信中のサービスがどのAALタイプを選択しているかを知ることによってサービスの種別が判断できる。

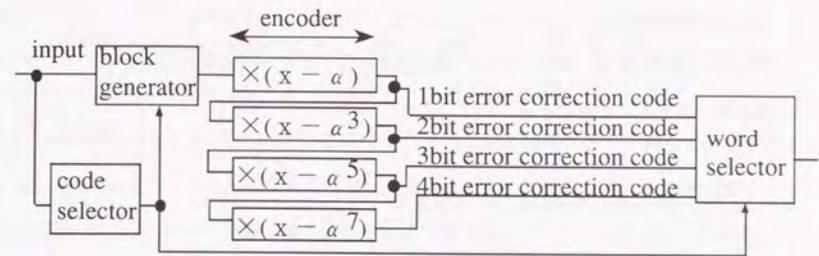


図4-5. 符号化率可変エンコーダ
Fig.4-5.Construction of Variable-Rate Encoder.

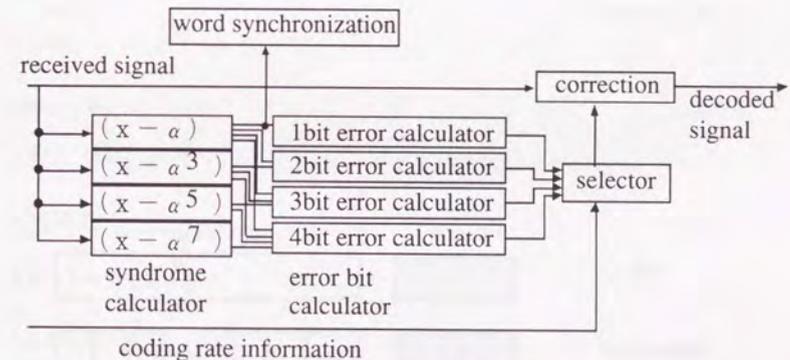


図4-6. 符号化率可変デコーダ
Fig.4-6.Construction of Variable-Rate Decoder.

符号長 n 、情報ビット数 k の (n,k) 符号とした場合に、ATMセル内のビット数424が k で割り切れない場合、最終ブロックにおいてのみはダミービットを挿入した短縮符号化が必要がある。この関係を図4-7. に示す。ここで、ダミービットはできるだけヘッダと同一の誤り訂正ワード内とする。ダミービットは伝送する必要がないため誤ることがなくヘッダの符号誤り率を抑えることができる。

1つのセルが含む誤り訂正ワード数 b は

$$b = \lceil 424/k \rceil \quad (4-2)$$

ここで $\lceil * \rceil$ は $*$ を越える最小の自然数を示す。このときダミービット数 d_m は

$$d_m = bk - 424 \quad (4-3)$$

従って全体の符号化率 r_a は次のようになる。

$$r_a = 424 / (nb - d) \quad (4-4)$$

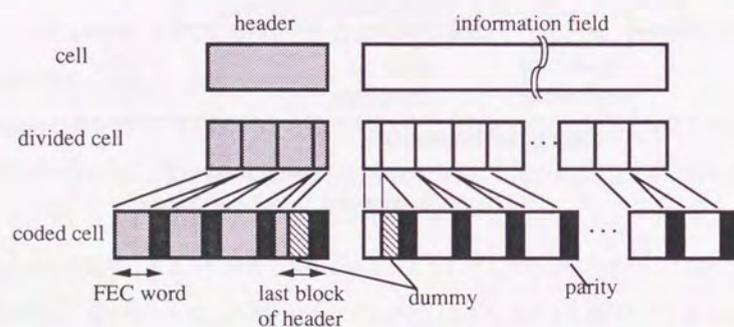


図4-7. ATMセルの誤り訂正ブロック化の構成
Fig.4-7.Coded Cell Construction.

4.4 符号化率可変誤り訂正の効果

4.4.1 解析

ATM伝送にはHeader Error Control (HEC) 機能があり、CRC (Cyclic Redundancy Check)符号により、1ビット誤り訂正、複数ビット誤り検出を行ない、複数ビットの誤りが検出された場合はセルを廃棄する^[9]。無線では伝送路である確率で誤りが発生するため、HEC機能によるセル廃棄率も重要となる。また、セルは廃棄されないが情報ビットの中に誤りが生じているセル誤り率も評価されるべきであるが、セル廃棄率の方が品質に大きく影響する点、セル誤り率とサービスの品質との関係が定量的に明確でなく今後の課題であることから、本論文ではセル廃棄率のみを扱う。以降誤り訂正前の符号誤り率とセル廃棄率の関係を導く。

ヘッダは40ビットで構成される。これを (n,k) の t ビット訂正BCH符号化する。

$$n = 2^m - 1 \quad (4-5)$$

とすると

$$k = n - tm \quad (4-6)$$

であり、符号化率 r は $r = k/n$ となる。ヘッダを含むブロック数 b_h は

$$b_h = \lceil 40/k \rceil \quad (4-7)$$

そのうち最終ブロックは

$$h_h = 40 - (b_h - 1)k \quad (4-8)$$

なる h_h ビットのヘッダ情報ビットを有し

$$d_h = \text{MIN}(k - h_h, d) \quad (4-9)$$

なる d_h ビットのダミービット含む。さらに d が $n - h_h$ より小さい場合には、

$$i_h = k - d_h - h_h \quad (4-10)$$

なる i_h ビットの情報フィールドの信号がヘッダを含む最終ブロックに含まれる。

次に最終ブロック以外のブロックにおけるワード誤り率について検討する。伝送路での誤り訂正前の符号誤り率を p とする。誤りは十分ビットインターリーブがかかり、バースト性はないものとする。従って、ブロック内の誤りの個数は 2 項分布に従うとする。

誤りが $j (=t+1)$ 個以上発生した場合、発生した誤りに対応しないシンδροームが算出され、このシンδροームから求められる誤り位置を反転するため誤訂正が発生する。 t ビットの信号が誤訂正により反転した場合、誤り訂正後には、 $j+t$ 個の誤りとなる。ただし、誤りの増加が t ビット未満の場合もあるが、確率的に小さいので無視した。このとき誤りがパリティビットに発生した場合は誤りは除去される。誤り訂正後にブロック内に誤りがない確率 p_0 は誤り訂正前の誤り個数が t 以下の場合であるか、発生した誤りがパリティビットである場合であり、その確率は

$$p_0 = \sum_{j=0}^t \text{Bd}(j, n, p) + \sum_{j=t+1}^n \text{Bd}(j, n, p)(1-r)^{(j+t)} \quad (4-11)$$

となる。ここで $\text{Bd}(j, n, p)$ は符号誤り率 p で n ビット中に j 個の誤りが発生する確率である。

$$\text{Bd}(j, n, p) = {}_n C_j p^j (1-p)^{(n-j)} \quad (4-12)$$

1 ビットのみが情報ビットに発生する確率は、 $j+t$ 個の誤りのうち 1 つのみ情報ビットに発生する場合であり、

$$p_1(j) = {}_{j+t} C_1 r(1-r)^{(j+t-1)} \text{Bd}(j, n, p) \quad (4-13)$$

であり、訂正後に 1 ビットの誤りが発生する確率は

$$p_1 = \sum_{j=0}^n {}_{j+t} C_1 r(1-r)^{(j+t-1)} \text{Bd}(j, n, p) \quad (4-14)$$

となる。さらに、2 ビット以上の誤りが発生する確率は次のようになる。

$$p_2 = 1 - p_0 - p_1 \quad (4-15)$$

次にヘッダを含む最終ブロックについて検討する。上述のように、最終ブロックは、 h_k ビットのヘッダ信号、 i_k ビットの情報フィールド信号、 d_k ビットのダミービット、 $p_k (=n-k)$ ビットの誤り訂正パリティビットからなる。ここで誤り訂正後に誤りのない確率は p_0' 、誤りが全

くない確率と誤りがあってもすべてヘッダ以外にある確率から求められる。ダミービットに誤りがないことから次式で表される。

$$p_0' = \sum_{j=0}^t \text{Bd}(j, n-d_h, p) + \sum_{j=t+1}^{n-d_h} \text{Bd}(j, n-d_h, p)(1-r')^j (1-r'')^t \quad (4-16)$$

誤訂正後の誤りがパリティ、ダミービット、情報ビットの場合には、ヘッダに誤りが現われないことから、ヘッダ信号に 1 ビットの誤りが発生する確率 p_1' は

$$p_1' = \sum_{j=t+1}^{n-d_h} \text{Bd}(j, n-d_h, p) \{ C_1 r'(1-r')^{j-1} (1-r'')^t + C_1 (1-r')^j r'' (1-r'')^{t-1} \} \quad (4-17)$$

となる。ここで、

$$r' = h_h / (n-d_h) \quad (4-18)$$

$$r'' = h_h / n \quad (4-19)$$

である。またヘッダに 2 ビット以上の誤りが発生する確率 p_2' は次のようになる。

$$p_2' = 1 - p_0' - p_1' \quad (4-20)$$

次にセル廃棄率について検討する。セル廃棄率はヘッダ信号中に 2 ビット以上の誤りが発生する確率となる。まずヘッダ信号中に誤りがない確率 h_0 は

$$h_0 = p_0'^{(b_k-1)} p_0' \quad (4-21)$$

また 1 ビットのみ誤りがある確率 h_1 は

$$h_1 = {}_{(b_k-1)} C_1 p_1' p_0'^{(b_k-2)} p_0' + p_0'^{(b_k-1)} p_1' \quad (4-22)$$

以上からセル廃棄率 L_c は

$$L_c = 1 - h_0 - h_1 \quad (4-23)$$

となる。以上から、セル廃棄率を誤り訂正前の符号誤り率で表すことができる。

サービスの種類は音声、画像、データとし、要求するセル廃棄率および、トラフィック量は表 4-1. に示すものとした場合、誤り訂正前の符号誤り率対セル廃棄率の関係を図

4-8~9. に示す。図4-8. は符号長を63に、図4-9. は符号長を31の場合を示す。また誤り訂正ビット数は0~5の場合について示している。ダイバーシティ、等化器などの補償技術により、無線区間の符号誤り率 10^{-4} 以下を実現し、さらに十分なビットインターリーブを適用し、誤りがランダムとなるとしたと仮定し、誤り訂正前の符号誤り率 10^{-4} で評価する。誤り訂正後のセル廃棄率として、要求条件を十分満足するためには、符号長63では音声で1ビット、画像で5ビット、データで3ビットの訂正が必要であることがわかる。この後この符号選択を $T_r=(1,5,3)$ と示す。同様に符号長31では $T_r=(1,4,3)$ で要求条件を満足する。

図4-10~11. は音声、画像、データにそれぞれ、 $T_r=(1,5,3)$ 、 $T_r=(0,3,1)$ を適用した場合の各サービスの誤り訂正前の符号誤り率対セル廃棄率の関係を示す。この図から誤り訂正前の符号誤り率 10^{-6} が実現できれば $T_r=(0,3,1)$ で各サービスの要求条件を満足できるが、誤り訂正前の符号誤り率が 10^{-4} であれば、 $T_r=(1,5,3)$ が必要であることがわかる。また、符号長63, 31の場合について計算した結果、同一の T_r について符号長による差異は小さいことがわかる。符号化率の点からは符号長の大きい符号が有利であるが、回路規模、遅延時間の点からは符号長の小さいもの有利である。

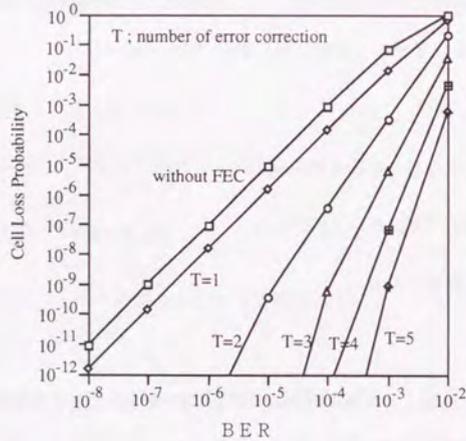


図4-8. 誤り訂正前の符号誤り率とセル廃棄率の関係 (符号長63)
Fig.4-8.Cell Loss Probability vs. Bit Error Rate before FEC(Word Length 63).

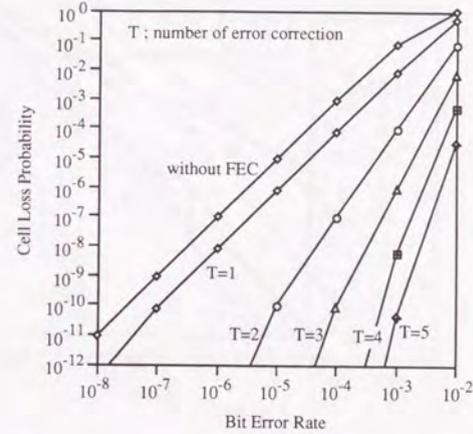


図4-9. 誤り訂正前の符号誤り率とセル廃棄率の関係 (符号長31)
Fig.4-9.Cell Loss Probability vs. Bit Error Rate before FEC (Word Length 31).

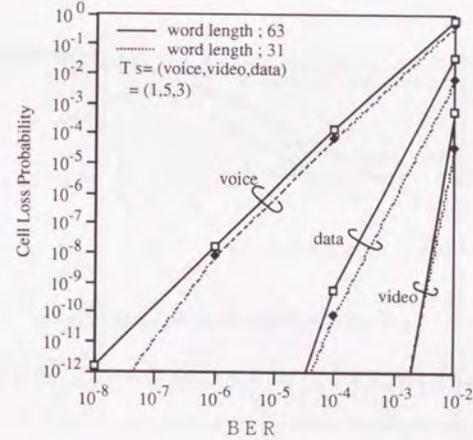


図4-10. 各サービスにおける符号誤り率とセル廃棄率の関係($T_s=1,5,3$)
Fig.4-10.Cell Loss Probability vs. Bit Error Rate before FEC ($T_s=1,5,3$).

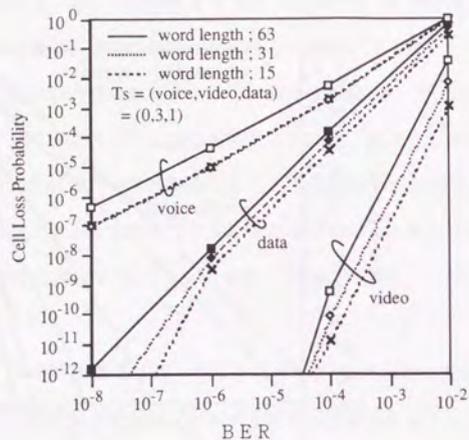


図4-11. 各サービスにおける符号誤り率とセル廃棄率の関係($T_s=0,3,1$)
Fig.4-11. Cell Loss Probability vs. Bit Error Rate before FEC ($T_s=0,3,1$).

一方、レイリーフェージング下での平均S/N γ_0 と符号誤り率の関係は以下の式で現わされる。

$$p = \int_0^{\infty} p_e(\gamma) p(\gamma) d\gamma = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \sqrt{\frac{\gamma_0}{1+\gamma_0}} \right\} \quad (4-24)$$

$$p_e(\gamma) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) : \text{BPSKの符号誤り率}$$

$$p(\gamma) = \frac{1}{\gamma_0} e^{-\frac{\gamma}{\gamma_0}} : \text{S/Nの密度分布関数density probability function}$$

式(4-24)を(4-23)に代入することにより平均符号誤り率、S/N及びセル廃棄率の関係を求めることができる。

図4-12. ~13. はレイリーフェージング下での平均S/N対セル廃棄率の関係を示す。この図から約30dB以上の平均S/Nを実現すれば、符号長63の場合、 $T_e=(1,5,4)$ 、符号長31の場合 $T_e=(1,5,3)$ で各サービスに要求されるセル廃棄率を実現できることがわかる。

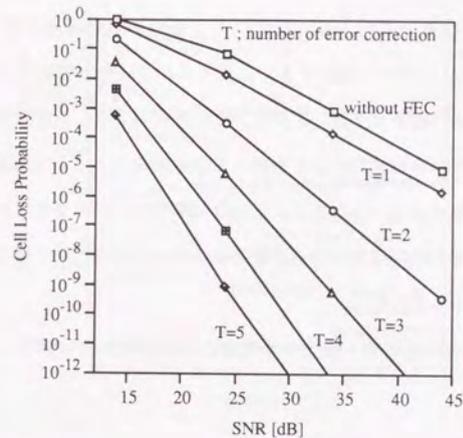


図4-12. レーリフェージング下での平均S/Rとセル廃棄率
(符号長63)

Fig.4-12. Average SNR vs. Cell Loss Probability under Rayleigh Fading (Word Length 63).

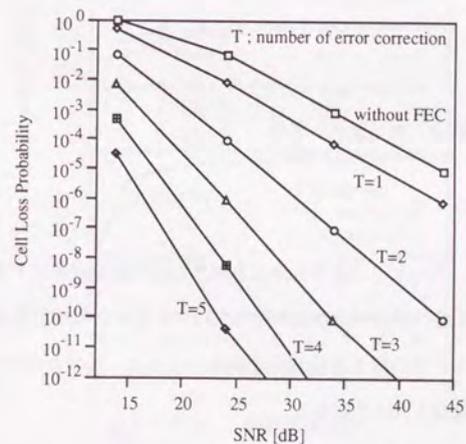


図4-13. レーリフェージング下での平均S/Rとセル廃棄率
(符号長31)

Fig.4-13. Average SNR vs. Cell Loss Probability under Rayleigh Fading (Word Length 31).

4.4.2 数値例

ここでは符号化率可変誤り訂正を適用した場合の情報伝送効率 (ITR; Information Transmission Rate) について検討する。伝送帯域に十分な余裕がある場合には、スループットはセルの成功率の関数となる。しかし、無線通信のように周波数帯域に制限がある場合においては伝送信号中の情報信号量を考慮する必要がある。ここで本論文ではこれを情報伝送効率と定義し評価パラメータとする。伝送信号中には、情報信号以外に、誤り訂正パリティビットや無線区間の同期用信号等が必要となるが、ここでは誤り訂正による比較のため、誤り訂正パリティのみ考慮する。

本論文では情報伝送効率 I_i をセル廃棄率 L_c と符号化率 r_s の関数として以下の式で定義する。

$$I_i = (1 - L_c) r_s \quad (4-25)$$

ここで、符号化率可変誤り訂正として各サービスに適用する誤り訂正の符号化率がそれぞれ r_1, r_2, r_3, \dots 、伝送量の比率が w_1, w_2, w_3, \dots 、それぞれのセル廃棄率が $L_{c1}, L_{c2}, L_{c3}, \dots$ である場合を検討する。ただし、

$$\sum_{j=1}^{\infty} w_j = 1 \quad (4-26)$$

である。この場合、情報伝送効率は

$$I_i = \sum_{j=1}^{\infty} (1 - L_{cj}) r_j w_j \quad (4-27)$$

となる。なお、サービス別符号化率可変誤り訂正技術を採用せず常に1つの誤り訂正を用いる場合には、画像伝送が可能な最も符号化効率が低い符号化効果が大きい誤り訂正を適用する必要がある。この誤り訂正の符号化率を r_{min} とし、このときのセル廃棄率を L_{cmin} とするとスループットは以下ようになる。

$$I_i = (1 - L_{cmin}) r_{min} \quad (4-28)$$

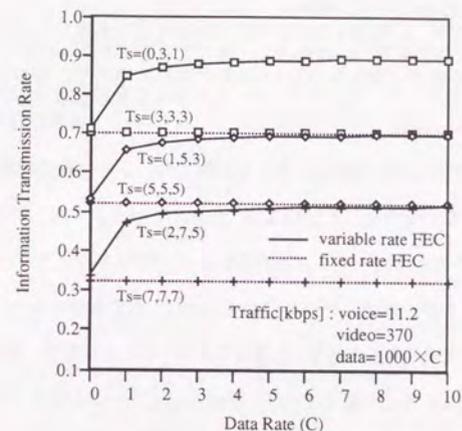


図4-14. 情報伝送効率
(符号誤り率 10^4 ,符号長63)

Fig.4-14.Information Transmission Rate (Word Length 63).

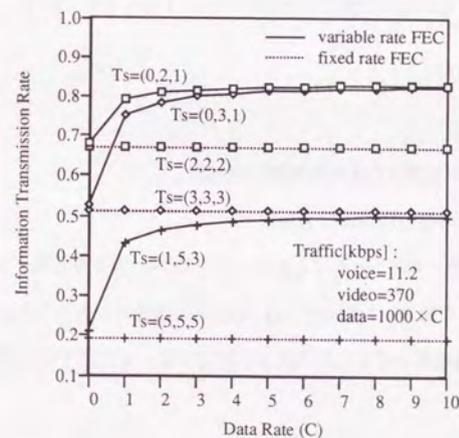


図4-15. 情報伝送効率
(符号誤り率 10^4 ,符号長31)

Fig.4-15.Information Transmission Rate (Word Length 31).

図4-14~15. に提案する符号化率可変誤り訂正を適用した場合としない場合の情報伝送効率の比較を示す。図4-14. は符号長63の場合で、符号は $T_i=(0,3,1)$, $(1,5,3)$, $(2,7,5)$ のそれぞれの場合について比較した。図4-15. は符号長31の場合で $T_i=(0,2,1)$, $(0,3,1)$, $(1,5,3)$ のそれぞれの場合について比較した。また比較の対象として、符号化率可変誤り訂正を適用しないものとして $T_i=(2,2,2)$, $(3,3,3)$, $(5,5,5)$, $(7,7,7)$ の場合について示した。これは、すべての符号を同一にし、誤り訂正ビット数はもっと大きい画像用のものとしている。これにより、音声、画像、データのすべてに対して要求されるセル廃棄率を満足できる。また、符号化率可変誤り訂正を適用した場合のスループットは音声、画像、データのトラフィック量によって異なる。そこで図では音声、画像各1chとデータがあるトラフィックについてデータのチャンネル数をパラメータとした。この図から符号化率可変誤り訂正が大きな情報伝送効率の改善効果があることがわかる。

図4-16~17. は符号化率可変誤り訂正の改善効果を示す。これは符号化率可変誤り訂正がある場合とない場合の情報伝送効率の比率を示すものである。すなわち

$$I_e = \frac{I_{ipro}}{I_{iconv}} (\times 100\%) \quad (4-29)$$

I_e ; 改善効果

I_{ipro} ; 符号化率可変誤り訂正時の情報伝送効率

I_{iconv} ; 同一符号の場合の情報伝送効率

で評価した。データが1chでもあるところから、大きな効果が現われ符号長63の場合で120~160%, 符号長31の場合で120~260%の効果があることがわかる。またデータが増加するに従い改善効果は符号化率の比 η に漸近する。 η は以下の式で現わされる。

$$\eta \equiv \frac{r_3}{r_2} (\times 100\%) \quad (4-30)$$

r_2 ; 画像に対する符号化率

r_3 ; データに対する符号化率

なお、各サービスの伝送容量は表1. に示すものを適用したが、データ転送については近

年要求される容量は増加している。一方リアルタイム画像については圧縮技術の進歩等により小容量で高い品質の伝送が可能となっている。これに伴い、提案する符号化率可変誤り訂正の効果は増大する方向にあると考えられる。

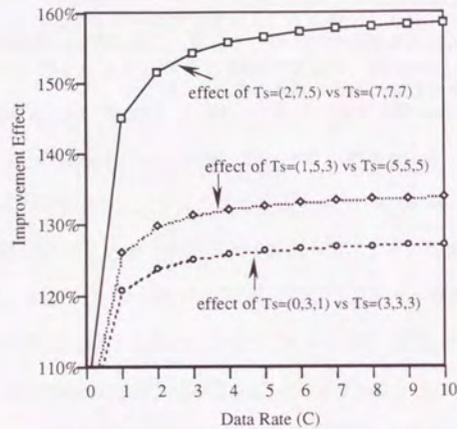


図4-16. 情報伝送効率改善効果 (符号長63)

Fig.4-16.Improvement Effect of Information Transmission Rate (Word Length63).

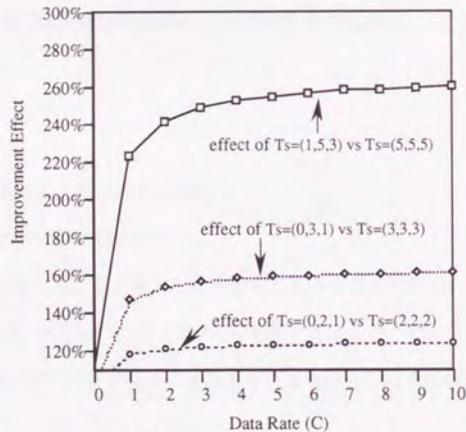


図4-17. 情報伝送効率改善効果 (符号長31)

Fig.4-17.Improvement Effect of Information Transmission Rate (Word Length31).

4.5 まとめ

本章では、マルチメディア通信を無線で伝送する場合、サービス毎に最適な誤り訂正を適用する符号化率可変誤り訂正を提案した。これは、サービスを音声、画像、データに分類し、最も低いセル廃棄率を必要とするリアルタイム画像について最も誤り訂正効果の大きい誤り訂正を適用し、最も高いセル廃棄率を許容できる音声に最も高い符号化率の誤り訂正を適用し、再送が可能なデータについてはその中間の誤り訂正を適用するものである。

まず、高速マルチメディア通信の将来像として無線ATM-LANを一例として示し、必要となる誤り訂正の構成について検討を加えた。また、以下の評価においてはATM対応無線LANをモデルとして使用した。

次に、符号化率可変誤り訂正の原理及び構成について述べ、無線区間における誤り訂正なしでの符号誤り率とセル廃棄率の関係、さらに、符号化率を考慮した情報伝送効率の検討を行った。また、各サービスの要求するセル廃棄率から、各々に適用する誤り訂正について示した。また、フェージングの発生する無線伝搬路の特性について同様の検討を行なった。さらに、音声、画像、データが共存するモデルについて符号化率を考慮した情報伝送効率を示し、提案する符号化率可変誤り訂正が効果があることを示した。

参考文献

- [1]G.M.Parulkar: "Local ATM Network", IEEE Network Mag., vol.7, no.2, pp.8-9, March, 1993.
- [2]M.D.Prycker, R.Peschi and T.V.Landegem:"B-ISDN and the OSI Protocol Reference Model", IEEE Network Mag., vol.7, no.2, pp.10-18, March 1993.
- [3]E.Biagioni, E.Cooper and R.Sansom: "Designing a Practical ATM LAN", IEEE Network Mag., pp.32-39, vol.7, no.2, March 1993.
- [4]K.Morita and H.Ohtsuka: "The New Generation of Wireless Communications Based on Fiber-Radio Technologies", IEICE Trans. Commun., vol.E-76-B, no.9, pp.1061-1068, 1993.
- [5]D.C.Cox: "Portable Digital Radio Communications - an Application to Tetherless Access", IEEE Commun. Mag., vol.27, no.7, pp.30-40, July 1989.
- [6] T.Hattori, H.Sekiguchi, K.Kohiyama and H.Yamamoto: "Personal Communication Concept and Architecture", IEEE ICC'90, pp.1351-1357, June 1990.
- [7]S.Komaki, K.Tukamoto, S.Hara and N.Morinaga: "Proposal of Fiber and Radio Extension Link for Future Personal Communications", IEEE Microwave and optical Tech. Letters, vol.6, no.1, pp.55-60, 1993.
- [8]H.Harada, H.-J.Lee, S.Komaki and N.Morinaga: "Performance Analysis of Fiber-Optic Millimeter-Wave Band radio Subscriber Loop", IEICE Trans. Commun., vol.E76-B, no.9, pp.1128-1135, 1993.
- [9]T.A.Freeburg: "Enabling Technologies for Wireless In-Building Network Communication - Four technical Challenge, Four Solutions", IEEE Commun. Mag., vol.29, no.4, pp. 58-64, April.1991.
- [10]J.W.Mckown and R.L.Hamilton: "Ray Tracing as a Design Tool for Radio Network", IEEE Network Mag., vol.5, no.6, pp.27-30, Nov. 1991.
- [11]K.M.Duch: "Baseband Signal Processing", IEEE, Network Mag., vol.5, no.6, pp.39-43, Nov. 1991.

- [12]D.Buchholz, P.Odlyzko, M.Taylor and R.White: "Wireless In-Building Network Architecture and Protocols", IEEE Network Mag., vol.5, no.6, pp.31-38, Nov. 1991.
- [13]A.S.Acampora and J.H.Winters: "System Application for Wireless Indoor Communication", IEEE Commun. Mag., vol.25, no.8, pp.11-20, Aug.1987.
- [14]G.Yang and K.Pahlavan: "Comparative Performance Evolution of Sector Antenna and DFE Systems in Indoor Radio Channel", IEEE ICC'92, pp.1227-1231, June 1992.
- [15]B.Tuch: "Development of Wave LAN, an ISM Band Wireless LAN ", AT&T Technical J., pp.27-37, July/Aug. 1993.
- [16]春山秀朗, 小澤和義, 木ノ内孝, 小林浩: "高速無線LANのための積符号誤り訂正を施したマルチキャリア伝送", 信学技報, IT92-73, 1992.
- [17]北見徳広, 太田宏: "誤り訂正符号化によるバースト多重伝送系のセル廃棄補償方式", 信学論(B-I), vol J74-B-I, no.3, pp. 217-227, 1991.
- [18]S.Aikawa, H.Sato and T.Yoshida: "Performance Analysis of Variable-rate FEC for Multimedia Radio Communication" IEICE Trans. Commun., vol.E77-B, no.9, pp.1104-1113, 1994.
- [19]李嬉珍, 相河聡: "マルチメディア無線通信における符号化率可変制御方式", 信学技報, DSP94-21, RCS94-12, 1994.
- [20]M.B.Pursley and S.D.Sandberg: "Variable-Rate Coding for Meteor-Burst Communications", IEEE Trans. COM, vol.COM-37, no.11, pp.1105-1112, 1989.
- [21]D.J.Goodman and C.-E.Sundberg: "Combined Source and Channel Coding for Variable-Bit-Rate Speech Transmission", Bell System Tech. J., vol.62, no.7, pp.2017-2036, 1983.
- [22]小牧省三: "可変容量マイクロ波方式に関する検討", 信学論 (B-II), vol.J73-B-II, no.10, pp.498-503, 1990.
- [23]H.-J.Lee, S.Komaki and N.Morinaga: "Theoretical Analysis of the Capacity Controlled Digital Mobile System in the Presence of Interference and Thermal Noise", IEICE Trans. Commun., vol.E75-B, no.6, pp.487-493, 1992.

- [24]B.S.Katakoli and S.L.Maskara: "Adaptive Variable Rate Communication System for Fading Channel", J.INSTN. Electronics & Telecom. Engrs., vol.32, no.3, pp.86-92, 1986.
- [25]馬場健一, 齊藤敏彦, 村田正幸, 宮原秀夫: "ATM網におけるマルチチャネルを考慮した帯域管理方式の比較評価", 信学論(B-I), vol.J76-B-I, no.3, pp.231-238, 1993.
- [26]久保田幸司, 村田正幸, 尾家祐二, 宮原秀夫: "画像トラフィックのバースト性を考慮したATM網におけるふくそう制御", 信学論(B-I), vol.J74-B-I, no.2, pp.97-106, 1991.
- [27]李嬉珍, 相河聡: "マルチメディア対応ATM-LANの一検討", 1994信学春季全大, SB-5-6, 1994.
- [28]A.Baiocchi, N.Melazzi, M.Listanti, M.Roveri and R.Winkler: "Loss Performance Analysis of an ATM Multiplexer Loaded with High Speed On-OFF Source", IEEE J. Selected Area Commun., vol.SAC-9, no.3, pp.388-393, 1991.
- [29]A.Baiocchi, N.Melazzi, M.Listanti, M.Roveri and R.Winkler: "Modeling Issues on an ATM Multiplexer Within a Bursty Traffic Environment", IEEE INFOCOM'91, pp.83-91, 1991.
- [30]ATM Forum Technical Committee: "UNI Specification Draft, section 2.1.1.2.2.1 HEC Generation/ verification".

第5章 ビットインターリーブ型干渉補償技術

5.1. まえがき

高速無線通信においては周波数利用効率を向上するため多値変復調装置が実現されている^[1-2]。多値変復調装置においては、ガウス雑音による誤りの抑圧、マルチパスフェージングによる波形歪みの補償とともに、干渉雑音の克服が重大な課題であり各種干渉補償装置が開発されている^[3-7]。

一方、近年デジタルマイクロ波通信を高速データ伝送などに適用するため、その高品質化が行なわれている。その中でレーダからの干渉が報告されている^[8-10]。4, 5, 6 GHz帯デジタルマイクロ波通信の干渉源となるレーダはSバンドとCバンドレーダが挙げられる。これらのレーダは固定無線通信と隣接する周波数帯が割当られている。

船舶レーダなどの干渉源が不特定多数であるものについては干渉源すべてにスプリアス除去用フィルタを設けることは困難であるため、被干渉側での自衛策が必要である。従って、本章は船舶など不特定多数のレーダに対応できる補償装置の実現を目的とする。

本章では、ビットインターリーブのレーダ干渉補償装置としての適用を提案する。レーダ波はパルス変調波であり、パルス幅内の短い時間において、バースト誤りが発生する。また、船舶レーダからの干渉が多く発生する伝搬路は海上区間であるためフェージングも多く発生することからバースト誤りとランダム誤りの双方を解決できることが必要となる。このことからバースト誤りとランダム誤りの双方に効果のあるビットインターリーブの適用が有効である。本論文ではビットインターリーブのレーダ干渉補償装置としての特性について示す。

まず、レーダ干渉波の特性について述べ、さらに従来まで行なわれていた対策について紹介する。これを受けて、ビットインターリーブのレーダ干渉補償装置としての適用を提案する。さらに、理論特性を明らかにし、ビットインターリーブ及び誤り訂正符号の設計法について検討する。最後に試作したビットインターリーブ付き16QAMモデムにより、そのレーダ干渉補償特性を実験的に明らかにし、理論特性の有効性を示す。

5. 2. レーダ干渉波の特徴と補償方法

5. 2. 1. レーダ干渉波の特徴

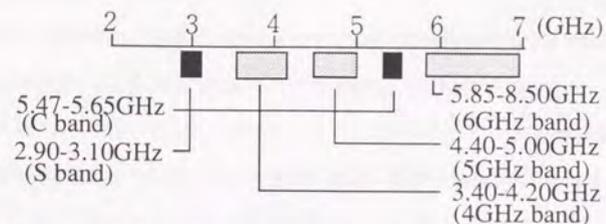
無線規則による3～6GHz帯における、レーダ及び公衆回線用固定マイクロ波通信の周波数割当を図5-1. に示す。レーダに割当てられている帯域のうち、4, 5, 6GHz帯のデジタルマイクロ波帯に干渉を与える可能性があるのはSバンド(2～4GHz)とCバンド(4～8GHz)である。Cバンドのスプリアスが5および6GHz帯のデジタルマイクロ波通信に、Sバンドの第2高調波が6GHz帯のデジタルマイクロ波通信に干渉を与える。

またレーダのピーク時の出力レベルは大きいものでは数百kW程度であるため、Xバンド(8～12GHz)を含むレーダの基本波によってマイクロ波通信のアンプが飽和するなどの原因によるエラーの発生も報告されている。アンプの飽和については被干渉側でレーダ基本波除去フィルタを挿入することによって比較的容易に解決される。

レーダとは電波を用いて、周辺にある物体の存在を認識するための装置である。その歴史は古く、第2次世界大戦時に飛躍的な技術進歩があり、現在では船舶、航空、気象、軍事など多くの分野で適用されている。レーダに用いるアンテナは一定周期で回転し、物体からの反射を受ける方向によって、その方向を確認する。また、レーダに用いる電波はパルス変調されており、反射波が受信されるまでの遅延時間によって物体までの距離を測定する。

従って、測定しようとする範囲によってそのパルスの形態は設定される。ここで、パルスの形態はパルスの繰り返し周期 (repetition period) とパルス幅 (pulse width) によってあらわされる。測定しようとする範囲が狭ければパルス幅は短く、繰り返し周期も短くなり、また、出力レベルも小さくなる。逆に範囲が広がれば、パルス幅、繰り返し周期は長くなり、出力レベルは大きくなる。ここで、パルス幅と繰り返し周期の比であるデューティはマグネトロン特性から一般に1/1000程度である。

例えば気象レーダなどは比較的对象とする範囲が広く3μs程度の長いパルス幅が一般に適用されている。一方、船舶レーダなどでは、比較的短いパルス幅として、0.08～1.5μs程度が適用される。また、同一の船舶レーダ装置でも測定対象が異なれば、そのレンジを異なる値に設定することが可能である。例えば、大洋での航海では、広い範囲での測定のため、長いパルス幅を設定し、湾内など比較的狭い範囲では、短いパルス幅に設定する。



Maritime Radio-navigation Fixed Radio-communication
(reference; Radio Regulations Article8 Frequency Allocation)

図5-1. 割当周波数

Fig.5-1. Assigned Frequency of Radar and Digital Microwave Radio Systems.

また、レーダは固定レーダと移動式レーダに分けられる。固定レーダとは、所定の位置において運用するものである。移動式のレーダとは、例えば船舶レーダなど、移動体内部にレーダ装置があり、干渉源が移動するものである。固定レーダの場合には、電波の発生する方向から干渉源を特定することが比較的容易で、またその個数も少ない。そのため、被干渉側は干渉源を探索し、干渉源にフィルタを挿入する方法が有効である。これに対して、船舶レーダなどの移動式レーダはその数が多いことと移動することから、干渉源の特定が困難である。従って本章で述べる被干渉側の自衛策であるビットインターリーブはフィルタ挿入による改善が困難な船舶用レーダを対象としたものであり、これは比較のパルス幅が短く出力レベルが小さいものになる。

レーダ波の送信管は、マグネトロンなどの自動発振機とクライストロン、進行波管 (TWT) などの増幅型に分類される。マグネトロンは小型で効率がよいことから、船舶レーダなどによく用いられる。マグネトロン発信機によるレーダ波の一例を図5-2-3. に示す。マグネトロン発信機はレーダに割り当てられた周波数のスペクトルで発振するべきであるが、経年劣化等によりスプリアスを発生する場合がある。スプリアスは2倍波、3倍波などの高調波のほか、高調波以外のいわゆるノンハーモニックのスプリアスもある。マグネトロン発信機の経年劣化によってノンハーモニックスプリアスが発生している例はITU-Rなどで報告されている¹⁰⁰⁾。なお、このようにスプリアスが発生している場合でもレーダとしての特

性に異常はない。

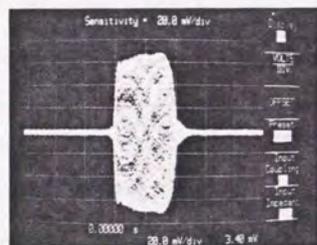
レーダがデジタルマイクロ波通信に干渉を与える場合として以下の2つの場合がある。

(1) レーダの基本波成分の出力が大きく、デジタルマイクロ波装置の受信機のアンプにおいて飽和を起こす。

(2) レーダ干渉源の帯域外スプリアスがデジタルマイクロ波通信の帯域内に発生し干渉する。

上記のうち、(1)については、被干渉側で解決する必要がある。これを補償する方法としては、デジタルマイクロ波装置の受信機のアンプの前段にレーダ干渉除去フィルタを適用することが最も効果的である。また、(2)については本来、与干渉側で解決すべき問題であり、スプリアスが発生しないようにマグネトロン発振機を交換するか、送信出力にスプリアス除去用フィルタを設ける方法が最も簡単で効率が良い。

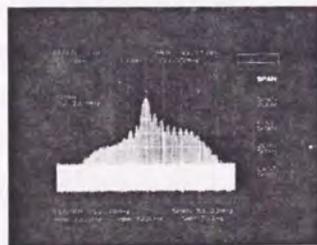
以上は従来技術で対応可能である。しかし、船舶レーダなどの干渉源が不特定多数であるものについては干渉源すべてにスプリアス除去用フィルタを設ける必要があり困難であるため、被干渉側での自衛策が必要である。このことから、本論文は船舶など不特定多数のレーダに対応できる補償装置の実現を目的とする。



Pulse Width $1 \mu s$
Repetition Period 750Hz
 $0.5 \mu s / div$
20mV / div

図5-2. レーダ波の特性

Fig.5-2.Radar Pulse.



Pulse Width $1 \mu s$
Repetition Period 750Hz
Resolution Band 300kHz
Video Band 300kHz
Sweep 200ms
Centerfrequency 150MHz
Span 30MHz
10dB / div

図5-3. レーダ不要放射

Fig.5-3.Radar Undisired Radiation.

5. 2. 2. レーダ干渉補償方法

本節ではレーダのスプリアス成分がデジタルマイクロ波通信の帯域内に発生し、干渉を起こす場合について、レーダ干渉によるエラーを抑圧する手段を検討する。

一般の干渉補償装置で用いられる方法として、リファレンス信号として干渉信号をなんらかの方法で得て受信信号との相関から、これを打ち消すような逆特性の成分をリファレンス信号からつくりこれを受信信号に加える方法があるが、レーダ干渉の場合には、干渉源の方向が一定でなく、また、時間的変動が急で装置の追従からこの方法は困難である。

また、バースト誤りを訂正できる符号としてリードソロモン符号などのバイト誤り訂正符号がある。1バイトを M_b ビットとする t バイト誤り訂正符号では最大で $M_b t$ ビットのバースト誤りを訂正可能であり、バースト誤り訂正に用いられる場合がある。しかし、レーダ干渉の場合には、バースト誤りと誤り訂正符号のバイトを同期させることが不可能であり、 $(t-1)M_b+1$ ビットのバースト誤りの訂正しか期待できない。従って、レーダ干渉によるバースト誤りを訂正する場合には、2バイト以上の訂正能力でなければならない。更に、2バイト誤り訂正の場合で1バイトをバースト誤りビット数以上にする必要があり、回路規模も大きくなる。更に、無線伝搬路では、フェージングやレーダ以外の干渉などによって発生するランダム誤りも訂正する必要がある。また従来からランダム誤りを訂正する手段として、無線中継系でランダム誤り訂正符号が適用されてきた。ランダム誤り訂正符号を適用した複数区間のルートの中なかでレーダ干渉の発生する区間のみでバイト誤り訂正符号などの異なる符号を用いると符号化率が異なりシステムのクロック速度、占有帯域幅が他区間と異なるものになる。更に誤り訂正符号をシステムのフレームに同期させている場合¹¹⁾にはフレーム構成も他区間と異なる構成にせざるを得ない。このため、誤り訂正符号のみならず、変復調器、制御装置まで異なる特殊な構成になる。従って、レーダ干渉補償を行なう区間においてもレーダ干渉補償を行なわない区間と同じランダム誤り訂正符号を適用することがシステム全体の設計上望ましい。

他の方法として、マルチキャリア数を増加する方法が考えられる。デジタルマイクロ波通信ではフェージングによる波形歪みを低減するために、マルチキャリアが用いられている。この場合1つのキャリアにおけるクロック周波数が低下し、バースト誤りの連続ビット数が

減少するので、ランダム誤り訂正で訂正できるビット数以下にすることも可能である。クロック周波数 f_c は以下の式であらわされる。

$$f_c = v / (r \cdot L \cdot c) \quad (5-1)$$

v ; 伝送速度 (bps)

r ; 符号化率

L ; 変調系列数 (2ⁿ値変調方式)

c ; マルチキャリア数

連続する誤りビット数 e_B は

$$e_B = \tau \cdot f_c \cdot L \quad (5-2)$$

τ ; パースト誤り時間長 (s)

となる。ここで e_B より大きい誤り訂正能力の誤り訂正を適用すれば誤りは訂正されることになる。また誤り訂正装置を多値変調の L 個の各系列にそれぞれ備える場合には各誤り訂正装置入力については連続する誤りビット数 e'_B は

$$e'_B = \tau \cdot f_c \quad (5-3)$$

一例として、パースト誤り長 $1.5 \mu\text{s}$ 、伝送速度 150Mbps 、 16QAM の場合、2重誤り訂正を適用すると、約28マルチキャリア以上が必要になる。現在 150Mbps / 16QAM のマイクロ波通信では3マルチキャリアなどが適用されているが、これを大きく上回るキャリア数が必要になる。これを現在の技術でそのまま適用しようとする経済的に不利であり、変復調器の全デジタル化、LSI化が必要であり、今後の課題である。

これに対して比較的簡単な方法で、パースト誤りをランダム誤り訂正符号で訂正する方法として、ビットインターリーブの適用を提案する。次章以降にビットインターリーブについて検討する。

5. 3. ビットインターリーブ

5. 3. 1. ビットインターリーブの構成

デジタルマイクロ波通信では伝搬路の誤りがランダムであることや、低い符号化率で高い符号化利得を得られることから一般にランダム誤り訂正が用いられている^{[12][16]}。本章では誤り訂正としてはデジタルマイクロ波通信で適用する誤り訂正符号の例として符号長255の2ビット誤り訂正BCH符号で検討している。

ランダム誤り訂正によってパースト誤りを訂正するために、ビットインターリーブが用いられる^{[17][16]}。ビットインターリーブの構成図を図5-4. に示す。これは送信側で誤り訂正符号化の後にインターリーブで信号の順序を一定の規則で並び替えてから変調し、受信側では復調の後に、デインターリーブでインターリーブの逆の規則で並び変えを行なうことによって信号の順序を元に戻してから誤り訂正復号するものである。並び替えの具体的規則は図5-5. に示すように深さ d 、セグメント長(誤り訂正符号長) n として、 $d \cdot n$ ビットのメモリを用意し、送信側ではセグメント方向に書き込みを行ない、深さ方向に読み出しを行なう。受信側でこの逆の動作を行なうことによって連続するビット誤りは n ビット離れた誤りとして誤り訂正復号器に入力される。これによって伝送路で発生した連続ビット誤りはデインターリーブで不連続な誤りに変換されるため、ランダム誤り訂正復号器で訂正可能となる。

ビットインターリーブは伝送路やメモリへの応用を含めこれまでも多くの議論がされてきた^{[17][16]}。伝送路への応用としては、パースト誤りを発生する雑音の種類とその場合の誤りの特性の解析が重要となる。その例としてインパルス雑音による誤りとビットインターリーブによる改善について検討されている。また、これを無線伝送路に応用する例として、移動通信のフェージング補償装置としての適用がさまざまな観点から議論されてきた。しかし、これまでデジタルマイクロ波通信におけるレーダ干渉補償装置として、ビットインターリーブを適用する方法の提案はなかった。なお、デジタルマイクロ波通信においては、移動通信に比較して、フェージング速度が遅く、さらに、信号のクロック速度が速いため、フェージング発生時間における誤りは、主信号のビット数に換算すると、非常に多くなり、これをビットインターリーブで補償しようとする場合には、そのメモリ数、回路規模からスペースダイバーシティ、トランスパースル等化器などに比較して実現性が低く得策ではない。その

ため、デジタルマイクロ波固定通信においては、ビットインターリーブの適用に関する検討は進められていなかった。しかし、本論文で論じようとするレーダ干渉補償装置としてのビットインターリーブは対象とするバースト誤りが船舶レーダのパルス幅に相当する $1 \mu s$ 程度であることから実現可能な深さのビットインターリーブで大きなレーダ干渉補償効果を得られる。

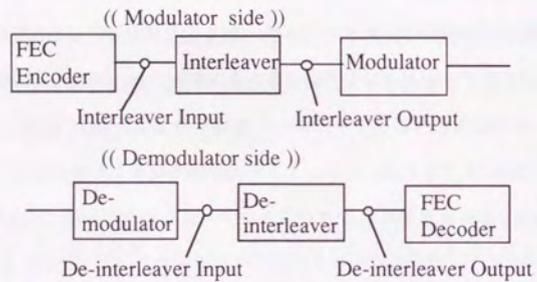


図5-4. ビットインターリーブブロック図
Fig.5-4.Bit Interleave Block Diagram.

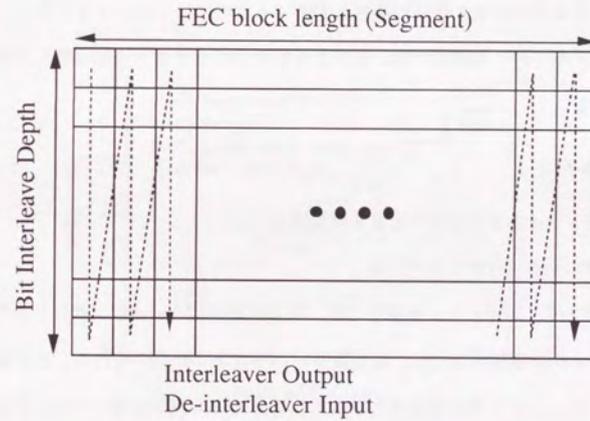
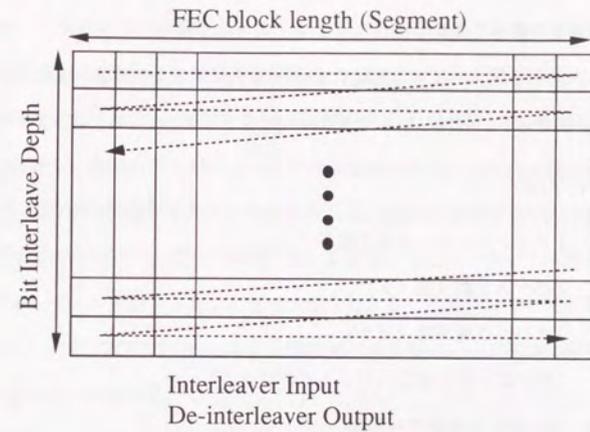


図5-5. メモリの書き込み、読みだし

Fig.5-5.Memory Input and Output.

5.3.2 深さと遅延時間

ビットインターリーブの深さは連続するバースト誤りのすべてを不連続にするために十分な大きさが必要である。必要となる深さは次式で表される。

$$d = \lceil \tau \cdot f_c / t \rceil \quad (5-4)$$

d ; ビットインターリーブ深さ

τ ; バースト誤り長 (s)

f_c ; クロック周波数 (Hz)

t ; 誤り訂正符号能力 (ビット/ブロック)

[*] ; *を越える最小の自然数

ビットインターリーブを採用する場合に、遅延時間が問題になる。ビットインターリーブでは送受信それぞれの側で信号の順序を変換するために、1ビットインターリーブフレーム分の信号をメモリに一旦蓄積する。そのために次式に示すように遅延時間は深さ、ブロック長に比例する。

$$d_t = 2d \cdot b / f_c \quad (5-5)$$

d_t ; ビットインターリーブによる遅延時間 (s)

b ; ブロック (セグメント) 長

一方、デジタルマイクロ波通信では、周波数選択性フェージングによる特定周波数チャネルの特性劣化を補償するため、周波数ダイバーシティが用いられる。この場合、誤りが発生する前にフェージングによる劣化を検出し切替時にも誤りを発生することなく予備チャネルに切り替える技術が開発されている。周波数ダイバーシティにおいては切り替えにかかる時間が、フェージングを検出してから誤りが発生するまでの時間より短い必要がある。切り替えにかかる時間は送受信端局に切り替え情報を伝送する時間と符号同期引込時間などの和となる。ビットインターリーブを付加することにより切り替え情報を伝送する時間が長くなることになる。一般に切り替えにかかる時間はフェージング速度から10ms以内にする必要がある。しかし、船舶レーダのパルス幅が1μs程度であり、レーダ干渉の発生する特定区間のみビットインターリーブを適用する場合には問題はない。

遅延時間は、システムでの許容値以下にする必要がある。システムでの許容値は伝搬遅延としての値と、デジタルマイクロ波通信の場合には、ビットレス切り替えに必要な値がある。伝搬遅延時間としては、レーダのパルス幅が数マイクロ秒程度であり、システムの遅延時間としては小さく、また、デジタルマイクロ波伝送の場合、光伝送などに比較して、遅延時間が小さいことから問題にならないと考えられる。式(5-4),(5-5)からパルス幅とビットインターリーブによる遅延時間の関係を図5-6に示す。ここで一例としてクロック速度12.5MHz、ブロック長255の2ビット誤り訂正BCH符号について計算した。この結果から船舶レーダなどで用いられる1μs程度のパルス幅のレーダ干渉に対して遅延時間による問題はないことがわかる。

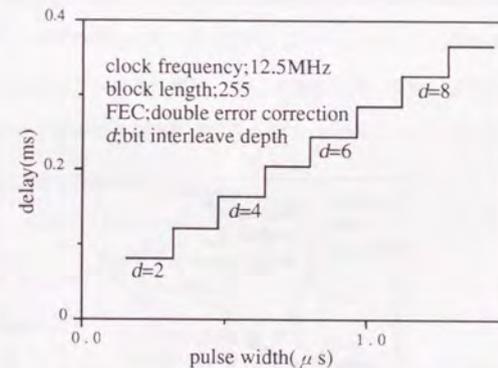


図5-6. パルス幅とビットインターリーブ遅延時間

Fig.5-6.Delay Time as a Function of Radar Pulse Width.

5. 3. 3 ルートでの適用例

ビットインターリーブを実際のデジタルマイクロ波通信に適用する場合についての設計について述べる。あるルートに誤り訂正を適用する場合には、ルート内の各中継所で誤り訂正の復号、符号化を行なう方法と、端局においてのみ誤り訂正符号化および復号を行なう方法が考えられる。各中継所で誤り訂正を行なう場合には、遅延時間を考慮すると図5-7に示すようにレーダ干渉のある区間のみにおいてビットインターリーブを適用するほうが良い。

また端局のみで誤り訂正を行なう場合には、インターリーブおよびデインターリーブを端局で行なう方法が考えられる。この場合、複数の区間で発生するレーダ干渉一つのビットインターリーブで訂正することが可能である。しかし、この場合には、各中継所で制御信号などをとり出すために、信号をもとの状態に戻す必要があり、デインターリーブが各中継所に必要になり、回路規模の面から不利である。これを防ぐ方法としては、レーダ干渉の発生する区間についてのみ、インターリーブ、デインターリーブを行ない、誤り訂正のみは、端局で行なう方法がある。また、他の方法として、制御信号はビットインターリーブの内側で行ない、ビットインターリーブのかかっている状態で制御信号を取り出せるようにする方法がある。

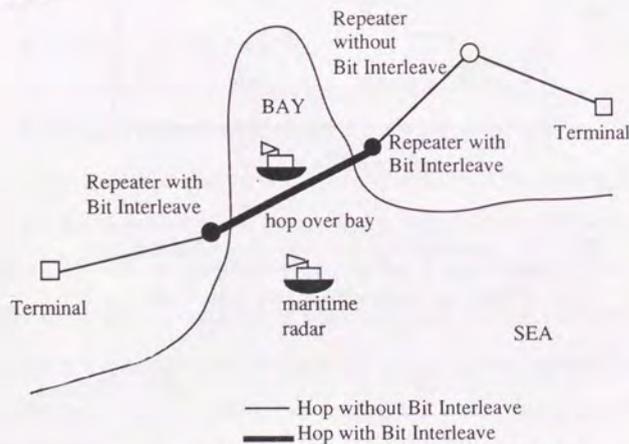


図5-7. ビットインターリーブの適用例

Fig.5-7.Example of Digital Microwave Radio Route with Bit Interleave.

5. 3. 4 ビットインターリーブ適用時のAGC

前章まではレーダ干渉による誤りはパルス発生時におけるD/U劣化のみによるものでパルスが発生していない時間には、誤りは発生しておらず、また、モデム内において、誤りを増加させる要因はないことを前提としていた。しかし、実際には、D/Uの低い状態では、モデム内において、誤りが増加し、パルス幅以上のバースト誤りが発生し、ビットインターリーブの効果を低下させる現象が起こる¹⁷⁾。

図5-8. にD/U対符号誤り率の関係の一例を示す。これは16QAM装置に船舶レーダ用パルス変調波を干渉源として加えた場合の実験結果である。この時パルス幅からインターリーブ深さは十分である。また、AGC(Automatic Gain Control)の時定数は0.16msである。ここでビットインターリーブがある場合でもD/U=10dB程度で誤りが発生している。このD/U値は実際にも発生し得る値である。また、ビットインターリーブ無しのエラーカーブはD/U=5dB程度でビットインターリーブ有りのエラーカーブに一致している。これは誤りがビットインターリーブ深さの不足によるものではなくモデム内での誤りの増加によるものであることを示す。

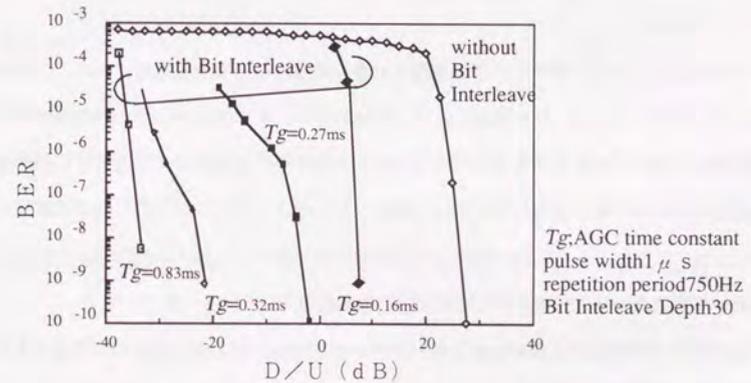


図5-8. AGC時定数とレーダ干渉補償特性の関係

Fig.5-8.Experimental Results of Bit Interleave Performance for AGC Time Constant.

この原因は、AGCによるものである。AGCは時定数によって定まる一定の時間内の平均入力レベルによって利得を制御し、その平均出力レベルが一定になるようにするアンプである。検出可能な入力レベル変動速度はフェージング速度より速い必要がある。またその追従速度もフェージング速度により設計される。AGCは一般にダイナミックレンジの大きいものから時定数の速いものまで数段備えてある。ここで最も時定数の速いものが問題になる。レーダのパルス変調波の繰り返し周期は短いもので1kHz程度である。AGCの時定数が、これより速い場合、AGCはレーダを検知することになる。レーダ干渉のレベルが低い場合には、AGCはこれに追従し、誤りはパルス内のみで発生する。しかし、干渉レベルが大きい場合、AGCはレーダを検知するが、これを追従することができない。この場合、AGCは適当でないゲインとなり、誤りを増加させる原因となる。これを防ぐため、AGC時定数を遅くし、AGCにレーダを検知させない必要がある。従って図に示すように時定数を大きくすることによりレーダ干渉補償特性を向上できる。

5.4 レーダ干渉補償特性

5.4.1 理論検討

(1) 解析

本節ではビットインターリーブを適用した場合の符号誤り率を理論的に求め、誤り訂正符号とビットインターリーブの設計法について検討する。16QAMでは4系列の信号を1シンボルとして1タイムスロットで伝送するが、その4系列を変調信号空間上の同相チャンネルと直交チャンネルの第1系列と第2系列と呼ぶ。ここでは4系列についてそれぞれ個別の誤り訂正を施す。また16QAMの変調信号配置は回転対象とし、第1系列のみ誤り訂正の外側において再生キャリア位相不確定性除去のため差動符号化を行なうものとする。

レーダ干渉の発生する無線伝搬路はバースト誤りとランダム誤りが同時に発生するものとして、理論検討ではパラメータとして以下のものを与えた。

D ; レーダ干渉波のデューティ

$1/D_n$; 正規化されたビットインターリーブ深さであり以下で示される。

$$D_n = P_n / Td \quad (5-6)$$

P_n ; レーダ干渉のパルス幅 (s)

T ; 無線中継のクロック周期 (s)

d ; ビットインターリーブ深さ (ビット)

n ; 誤り訂正符号長 (ビット)

t ; 誤り訂正ビット数 (ビット/ワード)

C/N ; レーダ干渉以外の原因で発生する干渉雑音の総和の等価C/N値

D/U ; レーダ干渉のピークD/U値

レーダによるバースト誤りのみについては、正規化されたビットインターリーブ深さ $1/D_n$ が t 以上のとき誤りは完全に訂正される。

符号誤り率の算出にはランダム誤りおよび、バースト誤りが発生している時間内のレーダ干渉による誤りはそれぞれ2項分布に従うものとした。16QAMの同相、直交各チャンネルの第1系列、第2系列の誤り訂正前の符号誤り率 P_1 、 P_2 は以下の式に従う。

$$\begin{aligned} P_1 &= \operatorname{erfc} \sqrt{\rho/10} / 2 \\ P_2 &= 3 \operatorname{erfc} \sqrt{\rho/10} / 4 \end{aligned} \quad (5-7)$$

ここで ρ はC/NまたはD/Uの真値。また $\operatorname{erfc}(\cdot)$ は誤差補関数であり、以下の式で表すことができる。

$$\operatorname{erfc}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_z^{\infty} \exp(-t^2) dt \quad (5-8)$$

ただし P_1 については差動符号化回路で1つの誤りが直後のビットに影響を与え誤りが増加する。

レーダ干渉波の繰り返し周期を T とすると、 T 中に T/nT 個の誤り訂正ワードが存在する。また、ビットインターリーブをかけた場合、 T 中に d 個のワードにレーダ干渉による誤りが位置する。従って平均では $(T/nT) / d = D_n / nD$ 個ワードに1つのワードでレーダ干渉の影

響を受けたビットが D_n ビット存在する。他のワードではランダム誤りのみ考慮する。また1ワード中に $j=i+1$ ビット以上の誤りが発生した場合には誤りが訂正できず、さらに誤訂正によって最大で t ビットの誤りが増すことがある。 t ビット誤りが増した場合ワード内での誤り訂正前のは $(j+t)/n$ となる。誤りの増加が t ビット未満の場合もあるが、ここではすべての場合に t ビット増加するものと近似する。レーダによる誤りとランダム誤りが同時にある場合はその合計が $t+1$ 以上の時に誤りが発生することから、 D_n が整数である場合には、ビットインターリーブを適用した場合の符号誤り率 P_i は以下ようになる。

$$P_i = \sum_{j=i+1}^n B_d(j, n, P_r)(j+t)(1-nD_n/D_n)/n$$

$$+ \sum_{i=0}^{D_n} \sum_{j=i+1-i}^n B_d(i, D_n, P_b) B_d(j, n, P_r)(j+i+t)nD_n/D_n/n \quad (5-9)$$

ここで、 $B_d(i, n, P)$ は符号誤り率 P の条件で n ビット中 i ビットの誤りが発生する確率を示す。なお、誤りは2項分布に従うとする。ただし、 $i < 0$ の場合 $B_d(i, n, P) = 0$ とする。また、 P_r はランダム誤りの符号誤り率であり、 P_b はパルス内のバースト誤りの符号誤り率である。式(4-9)で第1項はレーダ干渉による誤りがないワードでの誤りを示し、第2項はレーダ干渉による誤りがあるワードの誤りを示す。

また D_n が整数でない場合には、1ワード中のレーダ干渉の影響を受けたビット数は D_n を越える最小の整数 $[D_n]$ ビットの場合と $[D_n]-1$ ビットの場合がありその発生確率の比は $[D_n]-D_n$ によってきまるため P_i は以下の式となる。

$$P_i = \sum_{j=i+1}^n B_d(j, n, P_r)(j+t)(1-nD_n/D_n)/n$$

$$+ \sum_{i=0}^{[D_n]} \sum_{j=i+1-i}^n B_d(i, [D_n], P_b) B_d(j, n, P_r)(j+i+t)nD_n/D_n \times \{1 - ([D_n] - D_n)\}/n$$

$$+ \sum_{i=0}^{[D_n]-1} \sum_{j=i+1-i}^n B_d(i, [D_n]-1, P_b) B_d(j, n, P_r)(j+i+t)nD_n/D_n \times ([D_n] - D_n)/n \quad (5-10)$$

以上の式を用いて次節以降でビットインターリーブ及び誤り訂正符号の設計法について検

討する。

(2) ビットインターリーブによるレーダ干渉補償特性

図5-9. にビットインターリーブによるレーダ干渉補償特性を示す。ここではレーダの発振機特性から一般に用いられているデューティとして1/1000とした。誤り訂正符号は符号長255の2ビット誤り訂正BCH符号とした。また C/N は19 dBとした。図ではレーダ干渉がない場合と、レーダ干渉とビットインターリーブを加えた場合について D_n をパラメータとして比較した。 D_n が1で深さがパルス幅に比較して十分である場合には、 D/U が10 dB以下でも効果があることがわかる。2ビット誤り訂正では D_n が2以下であればランダム誤りがない系では完全にバースト誤りは訂正されるにもかかわらずランダム誤りが同時にある系では D_n が1の場合に比較して特性に差があることがわかる。更に深さが不足するに従い、 D/U が15 dB程度から劣化が生じることがわかる。従って多ビット誤り訂正符号の場合でも、ビットインターリーブ深さはパルス幅に対して十分なものが必要であることがわかる。

$D/U = 20$ dBでの P_b は 1×10^{-5} であり、 $1/1000$ のデューティから P_r が支配的となり D_n にかかわらずランダム誤りを訂正した値に収束する。

(3) レーダ干渉時の符号誤り率特性

図5-10. に $D/U = 0$ dBの場合について C/N 対符号誤り率特性について示す。この図から、 D_n が4以上ではビットインターリーブの効果が現われないことがわかる。 D_n が2の場合においては、2ビット誤り訂正であるため C/N が高くバースト誤りが支配的な場合には効果がある。しかし、バースト誤りとランダム誤りが同時に発生するため、 C/N が低くなるに従い D_n が1の場合に比較して特性の差が生じる。特に D_n が1.1においても劣化が生じていることがわかる。従って、2ビット誤り訂正を適用する場合でもバースト誤りとランダム誤りが同時に発生する系では D_n を1とすることが有効であることがわかる。ただし、2ビット誤り訂正であるため、 $D_n = 2$ まではビットインターリーブ効果がある。この場合、遅延時間を小さくすることができる。また、 $D_n = 1$ においてもレーダ干渉がない場合と全く同じ結果にはならず約1 dBの差が生じる。これは誤り訂正能力をバースト誤りに使っているため、ランダム誤り訂正能力が減少していることを示す。

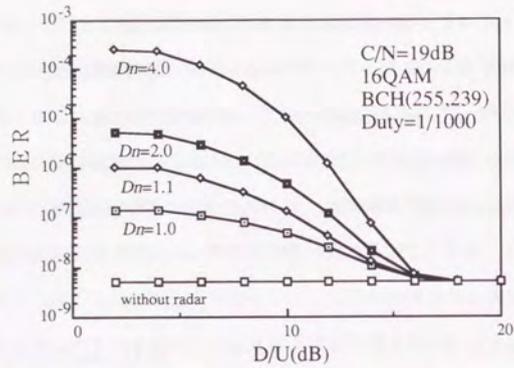


図5-9. ビットインターリーブによるレーダ干渉補償特性
Fig.5-9.Calculated Bit Interleave Performance.

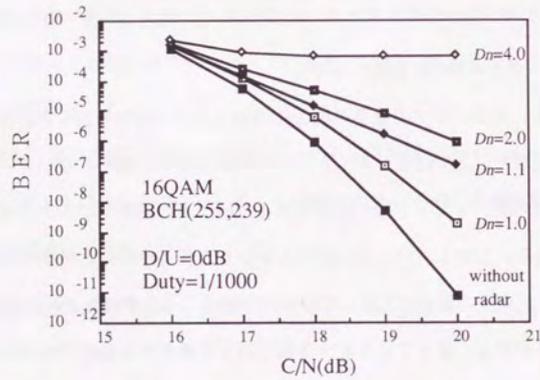


図5-10. レーダ干渉時の符号誤り率特性
Fig.5-10.Calculated Error Rate Performance with Radar Interference.

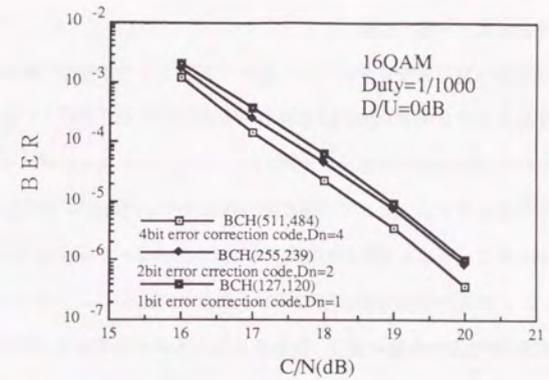


図5-11. レーダ干渉時の符号誤り率特性と誤り訂正符号との関係
Fig.5-11.Calculated Error Rate Performance with Radar Interference.

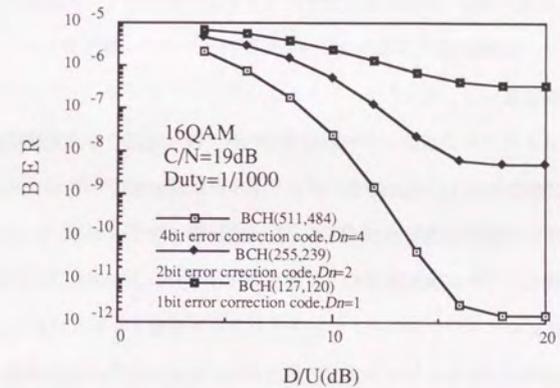


図5-12. 誤り訂正符号とビットインターリーブ効果の関係
Fig.5-12.Calculated Bit Interleave Performance for FEC Code.

(4) 誤り訂正ビット数の比較

符号長および誤り訂正ビット数について検討する。ここでは符号化率がほぼ等しくなるように、符号長511の4ビット誤り訂正符号、符号長255の2ビット誤り訂正符号、符号長127の1ビット誤り訂正符号とを比較した。また、ビットインターリーブによる遅延時間がほぼ等しくなるように、4ビット誤り訂正符号については $D_s=4$ 、2ビット誤り訂正符号については $D_s=2$ 、1ビット誤り訂正符号については $D_s=1$ とした。この場合のD/U対符号誤り率、C/N対符号誤り率を図5-11~12.に示す。これらの図からわかるように、バースト誤りが支配的な場合には、 D_s が異なるにもかかわらずほぼ同等の特性であるが、ランダム誤りが支配的になるに従い、ランダム誤りに対する符号化利得の差が現われ、多ビット誤り訂正のほうが効果が大きくなる。このことからランダム誤り訂正能力の高い多ビット誤り訂正符号の適用が有利であることがわかる。

5. 4. 2 実験結果

(1). 実験系

ビットインターリーブのレーダ干渉補償効果を実験で確認した。実験は試作したビットインターリーブ機能付き16QAMデジタルマイクロ波装置にマグネトロンを発振機とする船舶用レーダを干渉としてを加えて行なった。実験系を図5-13.に示す。デジタルマイクロ波通信のクロック周波数は6.972MHzである。また、レーダ基本波の周波数を3048MHzをデジタルマイクロ波通信のRF周波数3885MHzに変換して加えている。ここでのD/Uはスペクトラムアナライザから読み取った値から求めたパルス変調波のピークをU波(Undesired波)とする。なお、パルス変調波のピーク値に対してスペクトラムアナライザがどれだけ低く表示するかを示すパルス減感率¹³⁾を考慮している。また、レーダ出力は周波数シフトし、減衰させた後直接干渉として加えているため、アンテナの回転などの影響を考慮しておらず、干渉源としては最も厳しい状態での評価となる。変調方式は16QAM、誤り訂正は符号長255の2ビット訂正BCH符号を用いている。

(2) 実験結果

ビットインターリーブのレーダ干渉補償装置としての総合特性についてD/U、C/N、パルス幅などをパラメータとして符号誤り率を測定した。実験結果を図5-14~16.に示す。図5-14.はビットインターリーブ深さをパラメータとし、レーダ干渉補償特性を示す。パルス幅は船舶で用いられている値の中で最も長い1 μ sのレーダを加えている。ここでD/Uが-35dBにおいてもクロック周波数6.972MHzに対して深さ5以上で誤りはすべて訂正されている。これらの値は破線に示す計算結果とほぼ一致する。ただし、深さ4では計算上は誤りは完全に訂正されるはずであるが、D/Uの特到低い領域で誤りが発生している。これは後述の C_0 の影響と考えられる。

図5-15.はパルス幅対符号誤り率の関係を示す。ここでパルス幅は0.08、0.2、0.7、1.0 μ sのものとし、それぞれに対するパルス繰り返し周波数は3000、2000、1000、750Hzとした。これは実際の船舶レーダの一例であり、デューティはおよそ1/1000である。この図からわかるように、パルス幅が短いものであれば少ない深さで訂正可能となる。

レーダのパルスとデジタルマイクロ波装置のクロックは同期していないので、レーダパルスがクロック周期の途中で開始して場合、時間的にパルス変化点で1ビット多く誤りが発生する可能性がある。D/Uの低い場合には、パルスの立ち上がりにおいて誤りが発生可能性があり、レーダパルス幅より長い時間の信号に誤りが発生する可能性がある。このビット数を C_0 とする。ただしその確率は低いので深さが十分でない場合にもレーダ干渉補償効果はあらわれる。

パルス幅 P_w の場合、パルスの前後に発生する誤りを含めてバースト誤りを完全に訂正するために必要となる深さを $d(P_w)$ とすると

$$d(P_w) = [(P_w/T + C_0)/t] \quad (5-11)$$

ここで P_w ; パルス幅

T ; クロック周期

t ; 誤り訂正ビット数

C_0 ; レーダパルス前後で発生する誤りビット数

図5-15. ではクロック周波数6.972MHzで、2ビット誤り訂正であることから

$$d(P_w) = [(P_w \times 6.972 \times 10^6 + C_0) / 2] \quad (5-12)$$

となる。式(5-12)に $C_0=2$ を代入し、それぞれのパルス幅の場合について必要となる深さを求めると、 $d(1\mu s)=5$, $d(0.7\mu s)=4$, $d(0.2\mu s)=2$, $d(0.07\mu s)=2$ となりよく一致する。 C_0 はレーダ干渉のパルス波形によって決まる値であるため、レーダによって異なると考えられる。

図5-16. はレーダ干渉として $D/U=-30$ dBの船舶レーダを与えた場合の符号誤り率特性である。この図でわかるように深さを十分大きくすれば、 C/N 対符号誤り率特性はレーダがない場合に近づく。ただし、レーダがない場合に比較すると C/N で約1dBの特性の差がある。これは計算で求めた図5-10. と同様である。図5-15. で計算値から求めた破線は実験値によく一致する。このことから式(5-10)の有効性が確認される。

以上の実験で用いた値でパルス幅 $1\mu s$ は100マイル程度の観測が可能で船舶レーダとして十分大きいものである。 -35 dBの D/U はマグネトロンのスプリアス特性から検討として十分な値である。従って、これらの結果からビットインターリーブはデジタルマイクロ波通信のレーダ干渉補償装置として大きな効果があることがわかる。

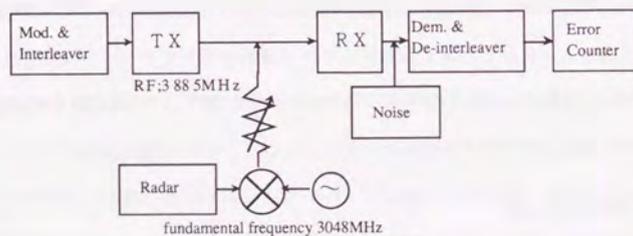


図5-13. 実験系
Fig.5-13.Experiment Construction.

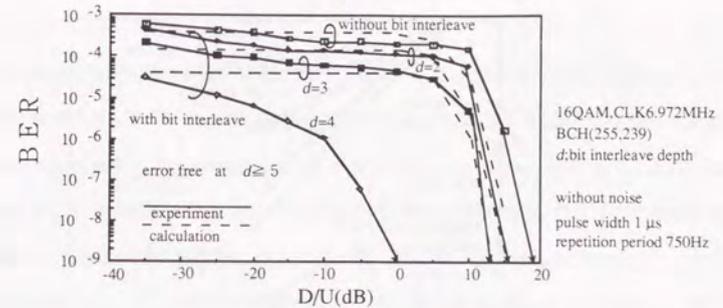


図5-14. D/U-符号誤り率特性
Fig.5-14.Calculated and Experimental Results of Bit Interleave Performance.

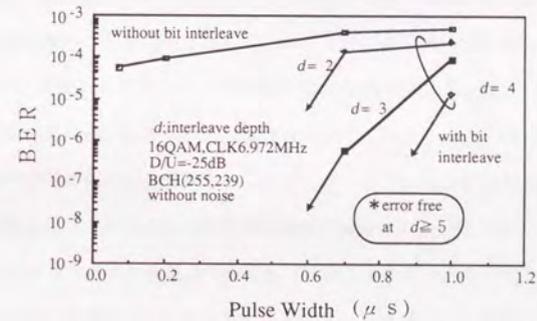


図5-15. パルス幅-符号誤り率特性
Fig.5-15.Experimental Results of Bit Interleave Performance for Pulse Width.

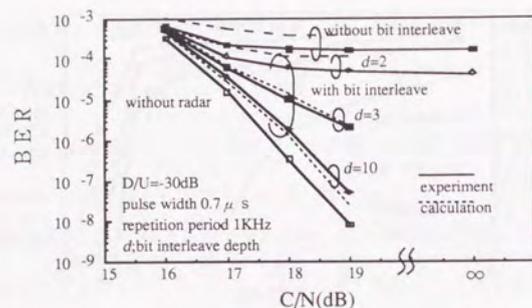


図5-16. C/N-符号誤り率特性
Calculated and Experimental Results of Bit Error Performance with Radar Interference.

5.5. まとめ

本章は無線通信における根本的な問題のひとつである干渉補償について検討した。特に、他方式干渉であり、レプリカによる補償が困難であると同時に干渉源側での対策も困難なレーダ干渉について検討した。レーダ波はパルス変調されており、レーダ干渉による誤りは典型的なバースト誤りである。このことからビットインターリーブの適用が非常に効果的である。

最初に、レーダ干渉の解決法に関して述べた。まずレーダの特性について述べ、デジタルマイクロ波通信への干渉について検討した。次にその解決方法について検討し、特に不特定多数の船舶レーダを対象にビットインターリーブの適用を提案した。

次にビットインターリーブの詳細について述べ、とくに4, 5, 6 GHz帯の16QAM変復調装置に船舶用レーダが干渉を与えた場合について構成、遅延時間と深さの関係などを示した。ここで、一般の船舶レーダからの干渉を抑圧する場合には、遅延が伝送品質に与える影響は問題にならないことを示すと同時に、ルートでの適用法の例を示した。更に、理論特性を明らかにし、ビットインターリーブの設計法について検討した。また、ビットインターリーブを適用する場合におけるAGCの設計法についても検討した。最後に、この効果について、室内実験で確認を行ない、効果としてD/Uが-35 dBにおいても誤りは完全に訂正されることを実証した。またこれらの実験結果は理論値とよく一致した。

レーダのデジタルマイクロ波通信への干渉は、現在ITU-Rなどでも盛んに議論されている品質劣化の大きな要因であるが、ビットインターリーブはこれを解決するものとして効果は大きい。

参考文献

- [1]Y.Nakamura, Y.Saito and S.Aikawa: "256QAM Modem for Multi-carrier 400 Mbps Digital Radio", IEEE J. Selected Areas Commun., vol.SAC-5, no.3, pp.329-335, 1987.
- [2]Y.Nakamura, H.Ohtsuka, S.Aikawa and H.Takanashi: "Advanced Techniques for Super Multi-carrier Digital Microwave Radio with Trellis-coded 256QAM Modulation", IEEE GLOBECOM'89, pp.389-394, 1989.
- [3]H.Otsuka: "Frequency-Domain Analysis of a Cross Polarization Interference Canceller under Multipath Fading for Digital Radio Systems", Trans. IEICE, vol.E74, no.9 pp.2798-2806, 1991.
- [4]松江英明: "ベクトル相関形干渉補償器", 信学論(B), J70-B, pp.1393, 1987.
- [5]渡辺和二, 松江英明, 村瀬武弘: "干渉抽出形補償器", 信学論(B-II), no.9, pp.469-478, 1991.
- [6]梅本典敬, 相河聡, 白土正: "長遅延エコー干渉に対する補償法の検討", 1994信学春季全大, B-498, 1994.
- [7]H.Ohtsuka, O.Kagami, S.Aikawa and H.Takanashi: "256 QAM Subcarrier Transmission for Broadband Distribution Network", IEEE GLOBECOM'91, pp.1817-1822, 1991.
- [8]H.U.Eichhorn: "Radar Interference into High Capacity Digital Radio" AEI 2nd ECRR, pp.187, 1989.
- [9]R.D.Cambell: "Radar Interference to Microwave Communication Service" AIEE Electrical Engineering, vol 77, pp.916, 1985.
- [10]CCIR SG9 Draft New Report: "Effects of Unwanted Emission from Radar Systems in the Radio determination Service on Systems in the Fixed Service", June 1991.
- [11]T.Murase, A.Hashimoto and J.Segawa: "Design and Performance of the SDH based Microwave Digital Radio Systems", 3rd ECRR, pp.A.3.3, 1991.
- [12]T.Noguchi, T.Ryu, Y.Koizumi, S.Mizoguchi, M.Yoshimoto and K.Nakamura: "6GHz 135MBPS Digital Radio System with 64QAM Modulation", IEEE ICC'83, pp.1472-1477, 1983.

- [13]M.Kaverahad: "Convolutional Coding for High-Speed Microwave Radio Communications", AT&T Tech. J., vol.64, no.7, pp.1625-1637, 1985.
- [14]Y.Saito: "Error Correcting Techniques for 256QAM Digital Radio on Fading Channel", 2nd ECRR, pp.89-96, 1989.
- [15]児玉智子, 中村誠: "差動符号化多値QAM通信における誤り訂正方式の構成法", 信学論(A), vol.J73-A, no.2, pp.322-330, 1990.
- [16]中村康久, 相河聡, 高梨齊: "フェージング伝搬路におけるトレリス符号化256QAM方式", 信学論(A) vol.J73-A, no.2, pp.341-349, 1990.
- [17]大久保昌哉, 今井秀樹: "誤り訂正符号の交錯法について", 信学論(A), vol.J64-A, no.5, pp.363-370, 1981.
- [18]末松俊成, 今井秀樹: "多重符号化方式の復号特性の一評価法", 信学論(A), vol.J72-A, no.10, pp.1666-1674, 1989.
- [19]中野幸男, 笠原正雄, 滑川敏彦: "交錯法を用いたバースト誤り訂正符号の復号法", 信学論(A), vol.J66-A, no.4, pp.344-351, 1983.
- [20]神尾享秀: "インターリーブの評価", 信学論(A), vol.J67-A, no.8, pp.843-844, 1984.
- [21]大上健二, 大竹孝平: "インターリーブを用いたスミア通信方式", 信学論(B), vol.J66-B, no.3, pp.321-328, 1983.
- [22]大下真二郎, 山本賢二: "インパルス雑音によるバースト誤りに対する符号化および挿入法の改善効果", 信学論(B) vol.J65-B, no.7, pp.965-966, 1982.
- [23]宮垣嘉也, 森永規彦, 滑川敏彦: "移動体データ伝送における誤り訂正符号, インターリーブ, ダイバースチ合成複合対策効果", 信学論(B), vol.J67-B, no.6, pp.599-606, 1984.
- [24]神尾享秀, 久保田文人: "デジタル陸上移動通信におけるインターリーブを組合せた誤り訂正能力の改善", 信学論(B), vol.J68-B, no.6, pp.761-762, 1985.
- [25]神尾享秀: "陸上移動通信における複数チャネル伝送によるインターリーブ効果の改善", 信学論(B-II), vol.J73-B-II, no.11, pp.804-806, 1990.

- [26]H.Suda and T.Miki: "Error Correction Capabilities of BCH Codes with Interleaving in Rayleigh Fading Channel", IEE Electronics Letters, vol.24, no.16, pp.1044-1045, 1988.
- [27]相河聡, 奥野隆夫, 大本隆太郎: "レーダ干渉補償用ビットインターリーブの設計法と特性", 電子情報通信学会論文誌(B-II), vol.J76-B-II, no.8, pp.679-689, 1993.
- [28]大塚裕幸, 渡辺和, 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.
- [29]H.Ohstuka, K.Watanabe, S.Aikawa and H.Nakamura: "Advanced Countermeasure Techniques for Outage-free Digital Microwave Radio", NTT Review, vol.3, no.1, pp.38-49, 1991.
- [30]S.Aikawa, T.Okuno, R.Omoto and M.Hatai: "Bit Interleaving Technique as a Radar Interference Canceller in Digital Microwave Radio Systems", IEEE ICC'92, pp.1482-1486, 1992.
- [31]大本隆太郎, 相河聡, 佐藤明雄: "インターリーブ方式によるレーダ干渉低減特性", 1990信学会秋季全大, B-337, 1990.
- [32]大本隆太郎, 相河聡: "インターリーブ方式によるレーダ干渉補償効果の実験的検討", 1991信学春季全大, B-429, 1991.
- [33]畑井光秋, 相河聡: "レーダスプリアス干渉に対するビットインターリーブによる改善効果", 1991信学秋季全大, B-280, 1991.
- [34]滝沢俊之, 青野芳民, 相河聡: "ビットインターリーブ機能を備えた16QAM変復調器", 1992信学会春季全大, B-415, 1992.
- [35]黒上雄三, 溝口祥一, 相河聡: "ビットインターリーブ機能付き16QAM変復調器", 1992信学会秋季全大, B-329, 1992.
- [36]中澤敬, 八木学, 荒井正巳, 黒上雄三, 相河聡, 馬場光浩: "4・5・6G-150M-E方式用デジタル無線送受信装置", 1993信学秋季全大, B-342, 1993.
- [37]相河聡, 畑井光秋, 奥野隆夫: "レーダ干渉補償用ビットインターリーブ付き16QAMモデムのAGC特性", 1992信学春季全大, B-414, 1992.
- [38]上村銃十郎: "スペクトラムアナライザのすべて", ラジオ社, 1981.

第6章 高速高品質無線通信の特性

6.1. まえがき

前章までにおいて高速無線通信における高品質化のための各種技術として、符号化変調、ビットインターリーブ、符号化率可変誤り訂正などについて検討を行った。一方で、これらの技術を実用のシステムに導入するためには、従来装置とのインタフェース、ハードウェアの実現、試作装置の実験的評価などが必要になる。

本章では前章までに述べた各種技術のうちSPORT-256QAM符号化変調技術を用いたマイクロ波帯高品質デジタル無線通信装置について実用システムとしての導入を図るための検討を行った。特に、従来システムとのインタフェースを可能とする設計を行い、装置試作を行い、その特性を評価した。6.2.において前章までに述べていないマルチバスフェージング対策の超マルチキャリア伝送、SDHインターフェースおよびそのインタフェース変換用LSIについて述べる。6.3.に高信頼技術を採用したSPORT-256QAM無線装置について、その主要諸元を述べる。最後に試作した装置についてその諸特性としてC/N対符号誤り率特性を述べる。これらの結果から高信頼方式が装置として実現可能なことを実証し、本研究の内容が実用的にも価値あることを示す。

6.2 適用技術

6.2.1 超マルチキャリア

デジタルマイクロ波無線通信では従来から、マルチバスフェージングによって発生する波形歪み対策としてマルチキャリア方式が用いられている。これは1システムの信号を複数のキャリアに分割して伝送することにより、シンボルレートおよびキャリアごとの帯域幅を下げ、これにより、フェージングによる波形歪みの影響を低減するものである。一般に波形歪みによる影響はフラットフェードによる影響より大きいため、海上区間など厳しいフェージングが発生する伝搬路では波形歪みの影響を抑えることは重要である。超マルチキャリアはマルチキャリア数を増大することによって波形歪みの影響を小さくするものである¹¹⁾⁹⁾。

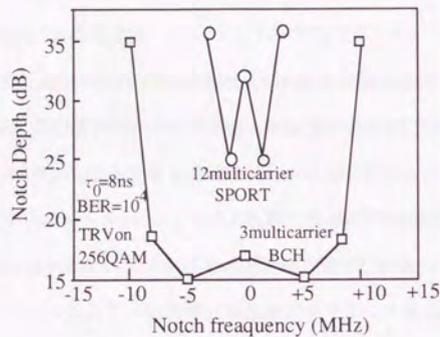


図6-1. 超マルチキャリアの耐波形歪み特性
Fig.6-1. Signature Performance of Super-Multicarrier.

帯域幅を1/2にすることにより、瞬断率は1/10程度に減少する。従来のマルチキャリアが3マルチキャリアであったのに対して、本節でいう超マルチキャリアでは6または12マルチキャリアを適用している。図6-1. に12マルチキャリアおよび従来の3マルチキャリアの波形歪みによる影響の比較を示す。図に示すように、12マルチキャリア化とSPORT符号化の双方の効果により耐波形歪み特性を大きく改善できていることがわかる。

6.2.2 SDHインターフェース

従来の伝送路符号の多重化は、大きく分けて日本、北米、欧州の3系列が存在していた。各国のデジタル信号の接続を行なうためには、世界的に統一されたハイアラークが必要になる。ITU-T (International Telecommunication Union) においてはデジタル接続およびB-ISDNの収容のため、新同期ハイアラーク (SDH; Synchronous Digital Hierarchy) が標準化された。ITU-Tで勧告化されたSDHハイアラークは図6-2. に示すものである^[6-9]。この図に示すように、最も低いインターフェースを1.5Mbpsとし、これを多重化する場合あるいはさらに大容量のインターフェースとして、6.3, 52, 156Mbpsのイ

ンタフェースから選択できる。

デジタルマイクロ波通信においてもSDH化が進められ、16QAMを用いた方式、256QAMを用いた方式ともに、図6-3. に示す周波数配置でSDH対応化を実現している。この図は、4GHz帯の無線通信用の周波数配置を示すものであるが、5, 6GHz帯も同様である。キャリアの周波数間隔は20MHzであり、3キャリアで1つのシステムを構成する3マルチキャリア方式の場合である。また、16QAMを適用したシステムも256QAMを適用したシステムも周波数配置は同一であり、伝送容量のみが異なる。上述の超マルチキャリアの場合には図6-3. の各キャリアを2ないし4に分割した配置となる。

デジタルマイクロ波中継通信においても52または156MbpsのSDHインターフェースをもっている。256QAM変調方式を採用した通信方式はシステムインターフェースは312Mbpsである。高品質デジタルマイクロ波中継通信においてもSDHとの接続性を確保する必要がある。この節ではSDHインターフェースについて述べる。

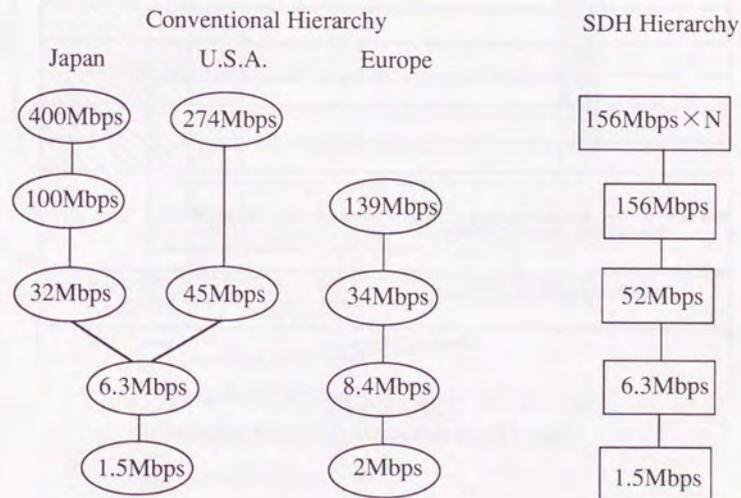


図6-2. 同期ハイアラーク
Fig.6-2. SDH Hierarchies.

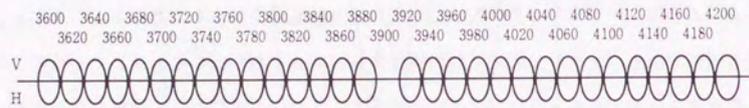


図6-3. 周波数配置 (4 GHz)
Fig.6-3.Frequency Allocation(4GHz).

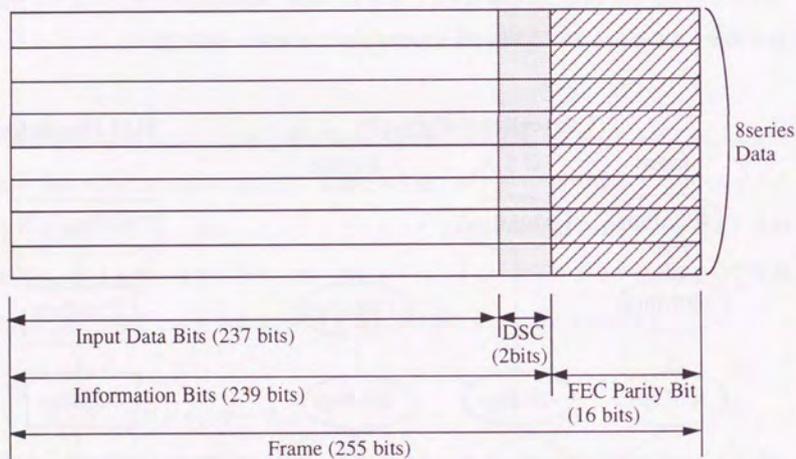
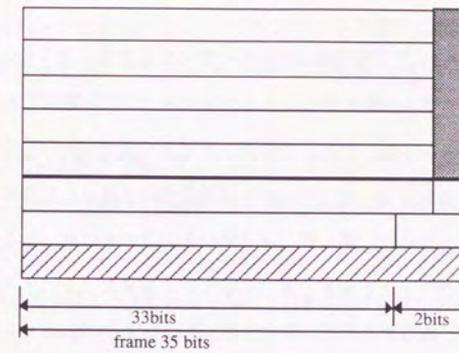
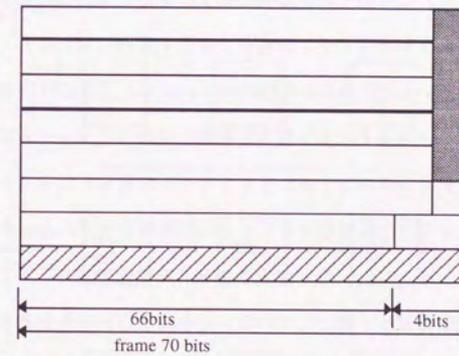


図6-4. BCH符号を基本としたフレームフォーマット
Fig.6-4.Frame Format of Ordinary SDH 256QAM System.



- input data bits (237bits)
- redundancy bits (35bits)
- DSC bits (3bits)
- frame sync bits (5bits)

(a) 12マルチキャリア



- input data bits (474bits)
- redundancy bits (70bits)
- DSC bits (6bits)
- frame sync bits (10bits)

(b) 6マルチキャリア

図6-5. 符号化256QAMフレームフォーマット
Fig.6-5.Frame Format of Outage-Free SPORT-256QAM Systems.
(a:12Multicarrier,b:6Multicarrier)

高品質デジタルマイクロ波無線通信方式においても従来の256QAM方式と同様の312Mbpsのシステム容量を持つ。12マルチキャリアを適用した場合の1キャリア当たりの伝送容量は26Mbpsであり2キャリアで52MbpsのSDHインタフェースを持つ。従来のSDH256QAM方式は誤り訂正符号のブロックを基本とする無線フレームフォーマットを適用していた。誤り訂正は2ビット訂正のBCH(255, 239)を適用した。フレームフォーマットを図6-4. に示す。255ビットのうち、16ビットはパリティビットであるが、残る239ビット中2ビットはDSC(Digital Service Channel)信号であり監視制御などの信号を伝送している。従って1誤り訂正ブロック中の237ビットが情報ビットとなる。

SPORT-256QAMを適用した高品質方式では上述のBCH符号を基本とした無線フレーム構成とのインタフェースを容易に実現するため、図6-5. に示すような無線フレームフォーマットとした。この図で第8系列の信号は符号化変調の冗長ビットにあたる。図6-5 (a). は12マルチキャリアの場合で信号7系列のなかに1フレームに237ビットの情報信号をのせている。これにより図6-4. に示したBCH符号を基本とした従来の無線フレームの1フレームをそのまま符号化変調の場合の1フレームに対応することができる。1フレーム35タイムスロット中に245ビットの信号と35ビットの符号化変調冗長ビットがある。245ビットの信号中5ビットは同期用信号であり、3ビットはDSC信号である。また、図6-5 (b). は6マルチキャリアの場合であり、474ビットを1無線フレームにおける情報信号ビット数としている。これはBCH符号を基本とした無線フレームの2フレーム分を1フレームとしている。これは以下に示すように、インタフェース用LSIを6マルチキャリア用と12マルチキャリア用で共通化するためである。

インタフェース用LSIに関して説明する。機能として速度変換、スクランブラ、DSC挿入/抽出、フレーム同期を持つ。LSIは異なるマルチキャリア数に適用できるように設計されている。図6-6. に示すシリアル/パラレル変換を用いることにより同一の回路構成で実現できる。すなわち、LSI内には速度変換、スクランブラ、DSC挿入回路を2系統容易し、12マルチキャリアの場合6個のLSIで12キャリア分に対応させる。一方6マ

ルチキャリアの場合には、LSI内部でシリアル/パラレル変換を行い、1つのLSIで1つのキャリアに対応させる。従って、6マルチキャリアの場合においても同一LSIを適用できる。

超マルチキャリアでは変調器の数が増大するため、回路の小型化、無調整化が重要となる。一方、超マルチキャリアでは各変復調装置でのクロック周波数は低下する。これら2つの要因から装置のLSIが有利となる。近年LSI技術は非常に速い速度で進歩している。本方式ではこれら技術により各種LSIを設計した。SDHインタフェース用LSIを表6-1. に示す諸元で設計した。

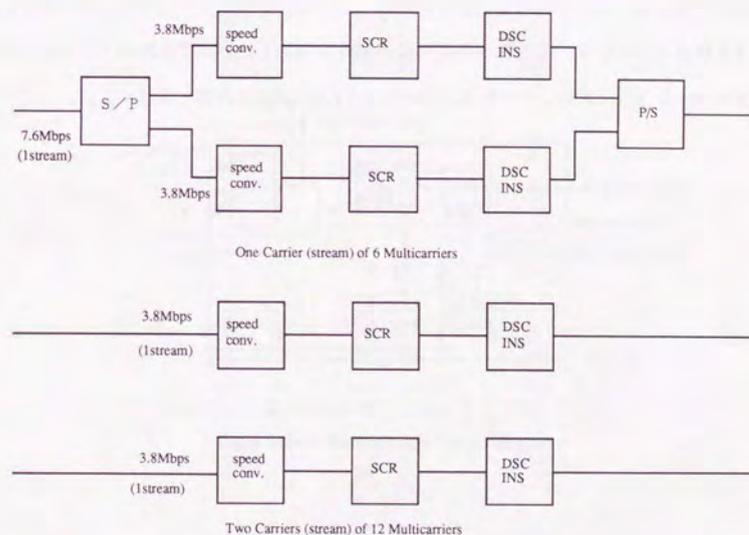


図6-6. フレーム回路の共通化
Fig.6-6.Signal Processing Circuit.

また、回路ブロック図は図6-7. に示す^{110,121}。この図で入力信号は51.84Mbpsのインタフェースを持つ2系列の信号であり、ここではBCH符号を基本とする従来の312Mbps-3マルチキャリアシステムの1キャリアに相当する。これをS/P(シリアル/パラレル)変換により25.92Mbps4系列の信号(D11,12,21,22)に変換する。これら4系列の信号は出力され、うち2系列はD11,D12として再度LSIに入力され、他の2系列は他に用意される同一のLSIのD11,D12端子に入力される。D11,D12はそれぞれ破線で囲まれた2系統の回路に入力される。ここでは237/247の速度変換、スクランブル(SCR)、フレーム同期用信号挿入(INS)される。12マルチキャリアの場合、それぞれが1つのキャリアの信号に相当するため、そのまま出力され、変調器に入力される。6マルチキャリアの場合、2系統をMUXで多重化し、52M段の信号としたものが、1キャリアの信号に相当するため、LSI内部にMUXを持ち、さらに、多重化した信号としない信号を選択できる構成としている。またDSC信号は外部から入力し、内部で多重化している。スクランブルパターン(SCR GEN)、フレーム同期パターン(FPAT GEN)は内部で発生する。

表6-1. SDHインタフェースLSIの緒元

| | |
|------------|--|
| インターフェース速度 | 51.84Mb/s |
| 符号速度 | 3.828Mb/s×7系列×2マルチ 又は7.656Mb/s×7系列 又は15.311Mb/s×7系列 |
| 適用マルチキャリア | 3, 6, 12マルチキャリア |
| ユニットフレーム | 12マルチ; 35ビット 6マルチ; 70ビット 3マルチ; 140ビット |
| スーパーフレーム | 30ユニットフレーム |
| 機能 | ・速度変換・フレーム変換・フレーム同期 ・スクランブル・ルート識別 ・DSC挿入・抽出・チャネルアラーム転送 |

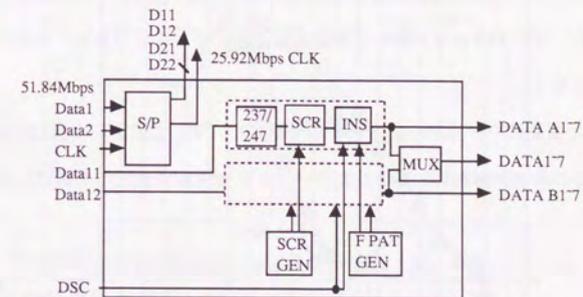


図6-7. SDHインタフェースLSIブロック図
Fig.6-7.SDH Interface LSI Block Diagram.

6.3 試作装置の特性

ここまで述べた技術を256QAM方式に採用した高品質256QAM方式を設計/試作した。本方式の主要諸元を表6-2. に示す。また、そのブロック図を図6-8. に示す。変調器側にはSDHインタフェース回路、畳み込み符号器、マッピング回路、256QAM変調器が各キャリアごとにある。ここで、インタフェース回路と符号器およびマッピング回路はLSI化されている。復号器側では、256QAM復調器、トランスバーサル等化器、交差偏波干渉補償器、デマッピング回路、ビタビ復号回路、SDHインタフェース回路が各キャリアごとであり、トランスバーサル等化器、交差偏波干渉補償器、デマッピング回路、ビタビ復号回路、SDHインタフェース回路がLSI化されている。また、今後は全デジタル型の変復調器のLSI化も重要な課題である¹³⁻¹⁷⁾。

ここに示すように、試作した装置は従来符号化変調を用いない方式に対して接続可能であり、無線ルートのうちで海上区間など伝搬路条件の悪い区間にのみ適用することが可能である。また、マルチキャリア数も伝搬路条件にあわせて選択できる。また、SDHのインタフェースをもつ。

試作した装置のC/N対符号誤り率特性を図6-9. に示す。実験結果としてシミュレーション通りの結果が得られ、SPORT-256QAMの実現性を確認した。

表6-2. 高品質256QAM方式と従来方式の比較

| | Outage-free Modem | Ordinary SDH Modem |
|-------------------------------|---|---|
| Modulation | SPORT 256 QAM | 256QAM |
| Coding & Decoding | Convolutional Encoding & Viterbi Decoding | BCH (double error correction) |
| Coding Gain | 5 dB | 2 dB |
| Multicarrier number | 6 or 12 carriers | 3 carriers |
| Spectrum shaping | 0.3 cosine roll-off | 0.5 cosineroll-off |
| Transmission Capacity | 312 Mbps/(system) 52 or 26Mbps/(carrier) | 312 Mbps/(system) 104 Mbps/(carrier) |
| Occupied bandwidth | 5 or 10MHz/carrier 60MHz/system | 20MHz/carrier 60MHz/system |
| Spectrum utilizing efficiency | 10 bps/Hz | |

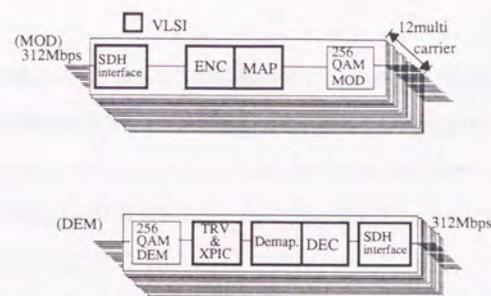
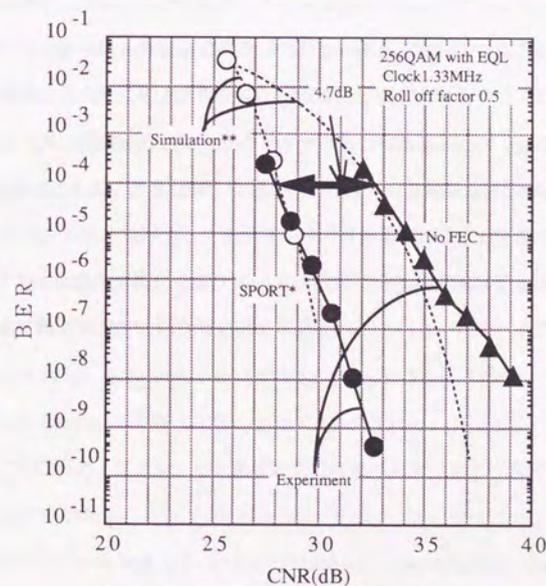


図6-8. 高品質256QAM方式ブロック図
Fig.6-8. Block Diagram of Trellis Coded 256QAM Modem.



*reduced by 0.6dB for bandwidth expansion
**included equivalent modem CNR degradation of 2dB

図6-9. 試作した高品質256QAM装置のC/N-符号誤り率特性
Fig.6-9. Bit Error Rate Performance of SPORT-256QAM System.

6. 4. まとめ

本章では前章まで述べた高速デジタル無線通信の高品質化技術を適用した装置について述べた。特に、SPORT-256QAMを適用したマイクロ波無線通信システムを設計、試作し、その特性を評価した。

まず、前章までに述べられていない超マルチキャリア、SDHインタフェースについて詳細に示した。

マルチキャリア方式については従来の3マルチキャリアから6ないし12の超マルチキャリアを適用することにより波形歪みによる瞬断率を1/10~1/100程度に抑えることを実験的に示した。

インタフェースとして世界標準のSDHを適用するとともに、従来のBCH符号を基本とした無線フレームと符号化変調を基本とする本システムのインタフェースも考慮して設計した。また、回路についてはマルチキャリア数が異なる方式に同一のLSIを適用できる構成とした。また、このインタフェースを実現するためにLSIを設計・試作し、動作を確認した。これらをもとに高品質SPORT-256QAM方式を設計・試作した。まず、システムの主要諸元を示し、従来のシステムとの比較をした。また、試作した装置の特性を示し、十分な符号誤り率特性と帯波形歪み特性を得られることを確認した。

これら装置は実際に試作により実現されたものであり、現場試験により十分な特性があることが確認されている。これにより、高品質な高速無線通信を実現可能であることが証明される。

参考文献

- [1]S.Aikawa, Y.Nakamura and H.Takanashi: "Performance of Trellis Coded 256QAM Super-Multicarrier Modem using VLSI's for SDH Interface Outage-Free Digital Microwave Radio", IEEE Trans. COM, vol.42, no.2/3/4, pp.1415-1421, 1984.
- [2]Y.Saito, S.Komaki and M.Murotani: "Feasibility Considerations of High-level QAM Multi-Carrier Systems", IEEE ICC'84, pp.665-671, 1984.
- [3]Y.Nakamura Y.Saito and S.Aikawa: "256QAM Modem for Multi-Carrier 400Mbps Digital Radio", IEEE J.Selected Area Commun., vol.SAC-5, no.3, pp.329-335, 1987.
- [4]Y.Nakamura H.Ohtsuka, S.Aikawa and H.Takanashi: "Advanced Techniques for Super Multi-Carrier Digital Microwave Radio with Trellis-Coded 256 QAM Modulation", IEEE GLOBECOM'89, pp.389-394, 1989.
- [5]H.Ohtsuka,Y.Saito and S.Komaki: "Super Multi-carrier Trellis Coded 256QAM Digital Micro-wave Radio", IEEE GLOBECOM'88, pp.244-249, 1988.
- [6]J.A.Nossek, J.A.Steinkamp, H.J.Thaler and K.Vogel: "Impact of Synchronous digital hierarchy on the design of a new generation of high capacity digital radio systems", 2nd ECRR, pp.21-28, 1989.
- [7]O.Deluca: "560Mb/s digital radio system using 256QAM modulation", 2nd ECRR, pp.202-208, 1989.
- [8]H.Ichikawa, J.Sango, K.Tanaka and Y.Shindo: "Digital Radio System Design with the Network Node Interface", IEEE ICC'89, pp.1297-1302, 1989.
- [9]相河聡: "高信頼デジタルマイクロ波方式用信号インターフェース装置", 1991信学春季全大, B-430, 1991.
- [10]S.Aikawa,Y.Nakamura and H.Takanashi: "150Kgate General-Purpose High-Coding-Gain TCM VLSI's for High-Speed Multi-Level QAM Systems", IEEE GLOBECOM'90, pp.1963-1967, 1990.

- [11]S.Aikawa,Y.Nakamura and H.Takanashi: "Multipurpose High-Coding-Gain 0.8mm BiCMOS VLSI's for High-Speed Multilevel Trellis-Coding Modulation", IEEE J. of Solid-State Circuits, vol.SC-26, no.11, pp.1700-1707, 1991.
- [12]L.F.Wei: "Rotationally Invariant Convolutional Channel Coding with Expanded Signal Space Part II", IEEE J. Selected Area Commun. vol.SAC-2, no.5, pp.672-686, 1984.
- [13]岡田隆, 相河聡: "無線中継伝送における全デジタル型多値変調器の設計とその可変容量伝送方式への応用", 信学論(B-II), vol. J75-B, no.6, pp.325-336, 1992.
- [14]岡田隆, 相河聡, 白土正: "無線通信用全デジタル型高速多値変復調器における劣化要因解析", 信学論(B-II), vol.J77-B-II, no.6, pp.288-297, June.
- [15]岡田隆, 相河聡: "全デジタル化多値変復調系の設計法", 1991信学春季全大, B-426, 1991.
- [16]岡田隆, 白土正, 相河聡: "高速全デジタル化多値変調器構成法の検討", 1991信学秋季全大, B-279, 1991.
- [17]岡田隆, 相河聡: "可変容量伝送に適した全デジタル変復調系の検討", 1990信学秋季全大, B-322, 1990.
- [18]相河聡, 中村康久, 高梨斉: "高信頼マイクロ波方式用トレリス符号化256QAM変復調装置の特性", 1990信学秋季全大, B-321, 1990.

第7章 結言

本論文は数十から数百Mbpsの高速性と符号誤り率 10^{-6} から 10^{-12} の高品質を要求される無線通信方式を実現するための、誤り訂正技術について研究を行なった。適用する方式としては、基幹伝送路として長い歴史を持つマイクロ波中継と今後の通信の大きなテーマであるマルチメディア通信を無線で伝送する高速無線LANを対象としている。

本論文は高品質化のための誤り訂正を高速な無線システムで効率的に実現するため、高利得多値符号化変調としてのSPORT-256QAM、それを実現するための回路構成およびLSIの最適設計法、マルチメディアの複数の異なる要求条件を同一の無線伝送路で効率的に満足するための符号化率可変誤り訂正、レーダなど他方式干渉によるバーストエラーを補償するためのビットインターリーブについて述べている。以下、本研究によって得られた結果および考察をまとめる。

(1) 高速多値符号化変調技術

多値変調方式に対して大きな符号化利得が得られる符号化変調技術について研究した。特に、誤り訂正の冗長性を信号多値数の増加ではなく、クロック速度の向上に与えることによって、変調多値数を上昇させないことにより従来の符号化変調に比較し符号化利得を2.4dB向上するSPORT-QAMを提案した。また、本技術がフェージング伝搬路においても効果があることをシミュレーションで確認した。さらに、高速の無線通信で回路を実現するための回路構成方法について検討した。具体的には、回路規模の縮小、消費電力の削減のための回路構成を提案し、符号化率 $2/3$ 、拘束長6の符号化256QAMでバスマモリのメモリ数を63%、セレクト数71%削減し、消費電力60%の削減を可能とした。これらの技術をもとにLSIを試作し、装置を実現し特性を確認した。

(2) 符号化率可変誤り訂正技術

マルチメディア通信を無線で伝送する場合、サービス毎に最適な誤り訂正を適用する符号化率可変誤り訂正を提案した。これは、サービスを音声、画像、データに分類し、最も低い

セル廃棄率を必要とするリアルタイム画像について最も誤り訂正効果の大きい誤り訂正を適用し、最も高いセル廃棄率を許容できる音声に最も高い符号化率の誤り訂正を適用し、再送が可能なデータについてはその中間の誤り訂正を適用するものである。

また、各サービスの要求するセル廃棄率から、各々に適用する誤り訂正について示した。さらに、音声、画像、データが共存するモデルについて符号化率を考慮した情報伝送効率を定義し効果を解析した。これによりデータ通信良が増すに従い、120%以上の改善効果があることがわかった。

(3) ビットインターリーブ型干渉補償技術

CNRの劣化、フェージングにならんで無線通信の特性劣化の原因となる干渉の問題がある。本研究ではこのなかでレーダ干渉について取り上げている。レーダ波がパルス変調されていることから、この干渉による誤りをキャンセルするための、ビットインターリーブ技術の適用を提案した。ここで、その効果を理論的に解析し、船舶等不特定多数のレーダ干渉に対して完全に誤りが訂正できることを示した。また、ビットインターリーブによって発生する遅延時間が無線中継の機能に影響を及ぼさないことを確認した。さらに、試作器を用いてビットインターリーブのレーダ干渉補償特性について実験的に明らかにし、理論値通りの特性が実現できることを確認した。

(4) 高信頼モデム総合特性

以上述べた高信頼技術、LSIを適用した高信頼装置を試作した。本方式では符号化変調の他に、超マルチキャリア伝送、SDHインタフェースなどを適用した。試作機によりその諸特性を実験的に明らかにした。これにより、本論文で提案した技術の数十~数百Mbpsの高速無線通信における実現性を明らかにした。

謝辞

本論文をまとめるにあたり、御懇切なる御指導、御鞭撻を賜った東京大学生産技術研究所今井秀樹教授に謹んで感謝の意を表します。

また、有益な御教示、御助言をいただいた東京大学工学部水町守志教授、東京大学工学部羽鳥光俊教授、東京大学工学部原島博教授、東京大学生産技術研究所坂内正夫教授、東京大学工学部田中良明助教授に深謝いたします。

本研究は日本電信電話株式会社電気通信研究所において1984年から1994年の間研究業務の一環として担当したものであり、多くの方々に御指導、御協力をいただきました。

本研究の機会ならびに御指導をいただきました小楡山賢二ワイヤレスシステム研究所長、森田浩三NTTアドバンステクノロジー部長（前無線方式研究部長）、栗田修無線方式研究部長に深く感謝いたします。

また、NTT御在職中から現在に至るまで高所からの御助言をいただきました進士昌明東海大学教授（前無線伝送技術研究部長）、山本平一奈良先端科学技術大学院大学教授（前無線システム研究所長）、小牧省三大阪大学教授（前無線システム研究所主幹研究員）に厚く感謝いたします。

さらに、本研究を進めるにあたり直接の御指導をいただき、かつ有益な御討論をいただいた村瀬武弘VI&P総合実験推進室長、橋本明主幹研究員、中谷清一郎電波部長、齊藤洋一主幹研究員に感謝いたします。

最後に、日頃御指導をいただいた、吉田彰顕主幹研究員、荒木正治グループ事業推進本部担当部長、瀬川純ネットワーク開発部担当部長、松江英明主幹研究員、中村康久NTT中央パーソナル通信網株式会社主幹技師、吉川誠主任研究員、白土正主任研究員、奥野隆夫長距離通信事業本部担当課長、佐藤明雄主任研究員、大塚裕幸主任研究員、渡邊和二主任研究員、齊藤利生長距離通信事業本部担当課長に御礼申し上げます。

バスメモリの分離

以下に簡単のため符号化率 $r=1/2$ 、拘束長 $\nu=2$ 、の符号化16QAMを例にとり復号原理を従来のトレースバックによる場合と提案する再符号化回路による場合について説明する。この例では、非符号化ビットは2ビット、符号化ビットも2ビットで、情報ビット3ビットのうち符号器入力は1ビット、さらに1ビット分が冗長ビットとなる。符号はすべて

$\{0, 1\}$ として、加算はMOD 2の演算とする。まず、原データ3系列を

$$X^{(1)} = [\dots X^{(1)}_{i-1}, X^{(1)}_i, X^{(1)}_{i+1}, X^{(1)}_{i+2}, \dots]$$

$$X^{(2)} = [\dots X^{(2)}_{i-1}, X^{(2)}_i, X^{(2)}_{i+1}, X^{(2)}_{i+2}, \dots] \quad (\text{A-1})$$

$$X^{(3)} = [\dots X^{(3)}_{i-1}, X^{(3)}_i, X^{(3)}_{i+1}, X^{(3)}_{i+2}, \dots]$$

とする。ただし、 $X^{(i)}$ ($i=1, 2, 3$)は第*i*系列の時刻*t*における原データである。

符号器の回路図を図A-1. に示す。ここで符号化された4系列の信号は

$$Y^{(3)} = X^{(3)}$$

$$Y^{(2)} = X^{(2)}$$

$$Y^{(1)} = X^{(1)}$$

(A-2)

$$Y^{(0)} = X^{(1)}_{i-1} + Y^{(0)}_{i-1}$$

ここで $Y^{(i)}$ ($Y^{(0)}, Y^{(1)}$)を符号化ビット、 $Y^{(j)}$ ($Y^{(2)}, Y^{(3)}$)を非符号化ビットと呼ぶ。

具体的なマッピングを図A-2. に示す。ここでは符号化2ビットの値(0,0),(0,1),(1,0),(1,1)4種類をA~Dのサブセットに対応させ、非符号化ビットの値4種類を1~4の文字に対応させる。

次に、符号化された Y_i ($Y^{(0)}_i, Y^{(1)}_i, Y^{(2)}_i, Y^{(3)}_i$)をSet Partitionに従いマッピングする。マッピングされた結果としてのIQ各チャンネルの値を I_i, Q_i とする。

伝搬路での雑音を Ei, Eq_i とすると、受信信号は Ri, Rq_i とすると

$$Ri = I_i + Ei \quad (\text{A-3})$$

$$Rq_i = Q_i + Eq_i$$

受信側ではデマッピング回路において、各サブセットA~Dについてそれぞれ受信点に最も近い1シンボルの選択を行なう。したがって各サブセットと選択されたシンボルが1対1に対応する。それぞれについて対応する非符号化ビット

$$Y'_A{}^{(j)} = (Y'_A{}^{(2)}, Y'_A{}^{(3)})$$

$$Y'_B{}^{(j)} = (Y'_B{}^{(2)}, Y'_B{}^{(3)})$$

$$Y'_C{}^{(j)} = (Y'_C{}^{(2)}, Y'_C{}^{(3)}) \quad (\text{A-4})$$

$$Y'_D{}^{(j)} = (Y'_D{}^{(2)}, Y'_D{}^{(3)})$$

は遅延回路に入力される。各シンボルのメトリックは対応するサブセットのブランチメトリックとしてACS回路に入力され、ありうる状態遷移のうち最も確からしいものを選択する。バスメモリにはACSの選択結果に1対1に対応する符号器入力 $X^{(i)}$ を1ビットメモリする。2段目以降は従来のバスメモリと同様にACS出力をもとに順次メモリされる。バスメモリからは復号されるべきシンボルに対応する符号器入力 $X^{(i)}$ が出力される。この $X^{(i)}$ は最終的な復号出力のうちの1ビットとなる。

ここでバスメモリの第*k*段から第*k+1*段への状態遷移のうちACS回路で選択されたものを $\Delta S_i(k+1, k)$ と表わす。また、第*k*段と第*k+1*段の状態 $S_i(k)$ と $S_i(k+1)$ の関係は $S_i(k+1) = S_i(k) + \Delta S_i(k+1, k)$ で表わす。トレースバック方式ではバスメモリでは各状態に対応するACS回路出力

$$Y^{(1)} = \Delta S_i(1, 0) \quad (\text{A-5})$$

はそのままバスメモリに記憶される。すなわち各段の各状態に対応するメモリにはそれぞれのありうるバスのうち最尤な状態遷移 $\Delta S_i(1, 0)$ をメモリする。記憶される段は順次循環する。次に初段に相当する段の状態 $S_i(0)$ のメモリ内容から順次トレースバックして最終段における最尤な状態遷移 $\Delta S_i(T, T-1)$ を求め、次式により復号出力 $Y^{(0)}$ を得る。ここで T はバスメモリ

段数である。

$$Y^{(1)} = \Delta S_i(T, T-1) \quad (A-6)$$

以上が一般的なトレースバック方式である。この時、最終段の状態遷移から最終段における最尤な状態を次式により得ることができる。

$$S_i(T) = S_i(0) + \sum_{i=1}^T \Delta S_i(i, i-1) \quad (A-7)$$

ここで言う状態とは符号器内部のシフトレジスタの内容 S_{i1}, S_{i2}, S_{i3} に対応する。すなわち

$$S_i(T) = (S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}) \quad (A-8)$$

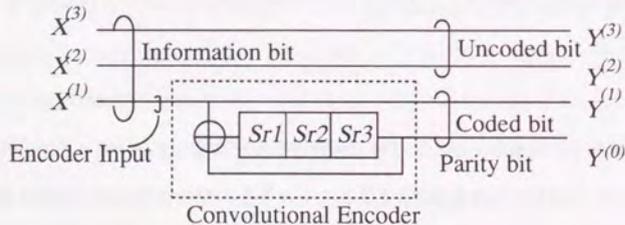
従って、この最終段の状態は図A-1. からわかるように冗長ビット $Y^{(0)}$ はシフトレジスタ最終段の S_{i3} に直接出力されるため

$$Y^{(0)} = S_{i3} \quad (A-9)$$

このことから冗長ビット $Y^{(0)}$ を得ることができ、復号されたサブセットが出力される。復号されたサブセットA~Dから復号されるべき非符号化ビット $Y^{(0)}, Y^{(1)}, Y^{(2)}, Y^{(3)}$ を得る。サブセットA~Dと非符号化ビット $Y_{A-D}^{(0)}$ の関係はデマッピング過程において1対1に対応されたため、この関係を用いばよい。上述の遅延回路はこの関係をバスメモリにおける遅延時間分記憶するものである。

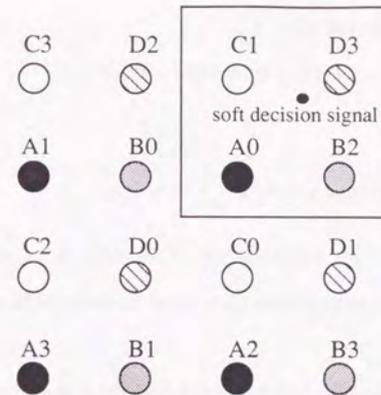
$$X^{(2)}_{i,T} = Y^{(2)}_{i,T} \quad (A-10)$$

$$X^{(3)}_{i,T} = Y^{(3)}_{i,T}$$



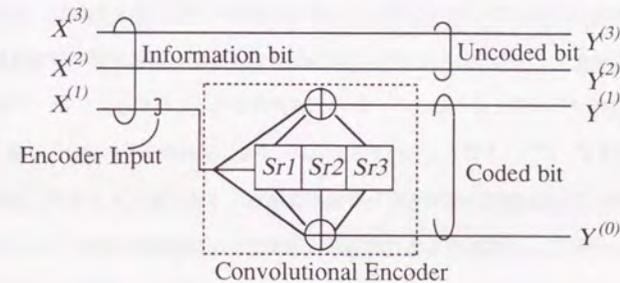
図A-1. 組織符号 (符号化率1/2、拘束長3)

Fig.A-1. Systematic Code.



図A-2. マッピング例 (16 QAM)

Fig.A-2. Signal Mapping.



図A-3. 非組織符号

Fig.A-3. Nonsystematic Code.

となり、バスメモリ出力 $X^{(1)}_{i,T}$ とあわせて復号出力

$$X'_{i,T} = (X^{(1)}_{i,T}, X^{(2)}_{i,T}, X^{(3)}_{i,T}) \quad (A-11)$$

を得る。

以上がトレースバックによるバスメモリ分離型ビタビ復号回路であるが、トレースバックは復号速度が遅いなどの欠点があり、特に本論文で述べる高速な符号化変調方式には適さない。これを解決するために符号器を非組織符号として再符号器を用いる方法が有効である。

非組織畳み込み符号器は図A-3. に示すような以下の生成多項式で現わされる非組織符

号とする。ここで D は遅延演算子とする。

$$G^{(0)} = 1 + D + D^2 + D^3 \quad (\text{A-12})$$

$$G^{(1)} = 1 + D + D^3$$

符号化された4系列の信号 $Y_i(Y_i^{(0)}, Y_i^{(1)}, Y_i^{(2)}, Y_i^{(3)})$ は

$$Y_i^{(3)} = X_i^{(3)}$$

$$Y_i^{(2)} = X_i^{(2)}$$

$$Y_i^{(1)} = X_i^{(1)} + X_{i-1}^{(1)} + X_{i-3}^{(1)} \quad (\text{A-13})$$

$$Y_i^{(0)} = X_i^{(0)} + X_{i-1}^{(0)} + X_{i-2}^{(0)} + X_{i-3}^{(0)}$$

バスメモリからは復号されるべきシンボルに対応する符号器入力 $X_{i,T}^{(1)}$ が出力される。組織符号の場合メモリがフィードバック型となっているため、送信側の符号器と再符号器のメモリの内容が不一致となれば、不一致のデータが $Y_{i,T}^{(0)}$ として永久にループをまわり、再符号化ができず、 $Y_{i,T}^{(0)}$ を得ることができない。しかし、非組織符号の場合には符号器がフィードバック型でないためには再符号器を用いる方法により、冗長ビット $Y_{i,T}^{(0)}$ を得ることができる。この $X_{i,T}^{(1)}$ は最終的な復号出力のうちの1ビットとなる。さらに、この出力からサブセットに対応する符号化2ビット $Y_{i,T}^{(0)}, Y_{i,T}^{(1)}$ を得るために、 $X_{i,T}^{(1)}$ を再符号器に入力する。再符号器は送信側と同様の構成をとり、以下の演算を行なう。

$$Y_{i,T}^{(1)} = X_{i,T}^{(1)} + X_{i-T,1}^{(1)} + X_{i-T,3}^{(1)}$$

$$Y_{i,T}^{(0)} = X_{i,T}^{(0)} + X_{i-T,1}^{(0)} + X_{i-T,2}^{(0)} + X_{i-T,3}^{(0)} \quad (\text{A-14})$$

この信号 $Y_{i,T}^{(0)}, Y_{i,T}^{(1)}$ は復号されたシンボルのサブセットA~Dを示す。

次に、再符号器出力として得られる復号されたサブセットA~Dから復号されるべき非符号化ビット $Y_{i,T}^{(0)}, Y_{i,T}^{(1)}, Y_{i,T}^{(2)}, Y_{i,T}^{(3)}$ を得る。サブセットA~Dと非符号化ビット $Y_{A-D}^{(0)}, Y_{i,T}^{(0)}$ の関係はデマッピング過程において1対1に対応されたため、この関係を用いればよい。これにより最終的に復号出力を得る。

(本論文に関し公表した論文)

1. 査読論文

(第2章)

- [1] Y. Nakamura, Y. Saito and S. Aikawa: "256QAM Modem for Multicarrier 400Mbit/s Digital Radio", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. SAC-5, no.3, pp.329-335, April 1987.
- [2] 岡田隆, 相河聡: "無線中継伝送における全デジタル型多値変調器の設計とその可変容量伝送方式への応用", 電子情報通信学会論文誌B-II, vol.J75-B-II, no.6, pp.325-336, June 1992.
- [3] 岡田隆, 相河聡, 白土正: "無線通信用全デジタル型高速多値変復調器における劣化要因解析", 電子情報通信学会論文誌B-II, vol.J77-B-II, no.6, pp.288-297, June 1994.

(第3章)

- [4] 相河聡, 中村康久, 高梨齊: "高速・多値トレリス符号化変調に適したビタビ復号回路の構成法", 電子情報通信学会論文誌A, vol.J73-A, no.2, pp.331-340, Feb.1990.
- [5] S. Aikawa, Y. Nakamura and H. Takanashi: "Multi-Purpose High-Coding-Gain 0.8μm BiCMOS VLSIs for High-Speed Multi-Level Trellis Coded Modulation", IEEE Journal of Solid-State Circuit, vol.SC-26, no.11, pp.1700-1707, Nov. 1991.
- [6] 中村康久, 相河聡, 高梨齊: "フェージング伝搬路におけるトレリス符号化256QAM方式—高利得・S P O R T—QAMの諸特性", 電子情報通信学会論文誌A, vol. J73-A, no.2, pp.341-349, Feb.1990.
- [7] 高梨齊, 相河聡, 中村康久: "符号化変調における再生キャリア位相不確定性除去", 電子情報通信学会論文誌B-II, vol.J75-B-II, no.12, pp.896-905, Dec. 1992.
- [8] 高梨齊, 相河聡, 中村康久: "符号化変調に適した基準搬送波位相不確定性除去回路", 電子情報通信学会論文誌B-II, vol.J72-B-II, no.12, pp.672-676, Dec. 1989.

[9]H.Takanashi, S.Aikawa and Y.Nakamura: "BER Improvement due to Transversal Equalizer in Trellis- Coded Multi-level QAM Digital Microwave Radio", IEE Electronics Letter, vol.26, no.6, pp.406-408, March 1990.

(第4章)

[10]S.Aikawa, H.Sato and T.Yoshida "Performance Analysis of Variable-rate FEC for Multimedia Radio Communication", IEICE Transactions on Communications, vol.E77-B, no.9, pp.1104-1113, Sept. 1994.

(第5章)

[11]相河聡, 奥野隆夫, 大本隆太郎: "レーダ干渉補償用ビットインターリーブの設計法と特性", 電子情報通信学会論文誌B-II, vol.J76-B-II, no.8, pp.679-689, Aug. 1993.

(第6章)

[12]S.Aikawa, Y.Nakamura and H.Takanashi: "Performance of Trellis Coded 256QAM Super-Multicarrier Modem using VLSI's for SDH Interface Outage-Free Digital Microwave Radio", IEEE Transactions on Communications, vol. COM-42, no.2/3/4, pp.1415-1421, Feb./Mar./Apr. 1994.

2. 技術論文

[1]齊藤洋一, 松江英明, 中村康久, 相河聡: "4・5・6G-400M方式用256QAM変復調装置", 研究実用化報告, vol.37, no.9, pp.483-489, Sept. 1988.

[2]中村康久, 相河聡, 高梨齊: "デジタルマイクロ波中継方式用符号化変調LSI (SPORT-LSI)", NTT R & D, vol.39, no.7, pp.1095-1104, July 1990.

[3]中村康久, 相河聡, 高梨齊: "デジタルマイクロ波方式用高信頼変復調技術", NTT R & D, vol.39, no.11, pp.1489-1498, Nov. 1990.

[4]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, Nov. 1990.

[5]Y.Nakamura, S.Aikawa and H.Takanashi: "150KGate High-Coding Gain TCM VLSIs (SPORT-LSI) for Outage-Free Digital Microwave Radio", NTT Review, vol.2, no.5, pp.84-91, Sep. 1990.

[6]Y.Nakamura, S.Aikawa and H.Takanashi: "Robust Modem Technology for Outage-free Digital Microwave Radio Systems", NTT Review, vol.3, no.1, pp.28-37, Jan. 1991.

[7]H.Ohstuka, K.Watanabe, S.Aikawa and H.Nakamura: "Advanced Countermeasure Techniques for Outage-free Digital Microwave Radio", NTT Review, vol.3, no.1, pp.38-49, Jan. 1991.

1. 国際会議

- [1]S.Aikawa, Y.Nakamura and H.Takanashi: "150KGate General-Purpose High-Coding-Gain TCM VLSIs for High-Speed Multi-Level QAM Systems", IEEE Global Telecommunications Conference, pp.1963-1967, Dec. 1990.
- [2]S.Aikawa, T.Okuno, R.Omoto and M.Hatai: "Bit Interleaving Technique as a Radar Interference Canceller in Digital Microwave Radio Systems", IEEE International Conference of Communications, pp.1482-1486, June 1992.
- [3]Y.Nakamura, H.Ohtsuka, S.Aikawa and H.Takanashi: "Advanced Techniques for Super Multi Carrier Digital Microwave Radio with Trellis-Coded 256QAM Modulation", IEEE Global Telecommunications Conference, pp.389-394, Nov. 1989.
- [4]H.Takanashi, S.Aikawa and Y.Nakamura: "Advanced Carrier Recovery Loop for Outage-free Microwave Radio", 3rd European Conference on Radio-Relay Systems, pp.133-140, 1991.
- [5]H.Ohtsuka, O.Kagami, S.Aikawa and H.Takanashi: "256 QAM Subcarrier Transmission for Broadband Distribution Network", IEEE Global Telecommunications Conference, pp.1817-1822, Dec. 1991.

2. 研究会

- [1]相河聡, 齊藤洋一: "256QAMにおける誤り訂正のワード同期", 電子情報通信学会, CS88-68, RCS88-36, (1988.11).
- [2]中村康久, 相河聡, 高梨齊: "トレリス符号化256QAM変復調方式の検討", 電子情報通信学会, IT88-94, SAT88-75, CS84-103, (1989.1).
- [3]相河聡, 中村康久, 高梨齊: "デジタルマイクロ波方式高信頼化技術(1) -高速多値符号化変調に適したビタビ復号回路-", 電子情報通信学会, RCS89-62, (1990.3).
- [4]高梨齊, 相河聡, 中村康久: "デジタルマイクロ波方式高信頼化技術(2) -符号化変調に適した再生キャリア位相不確定性除去回路-", 電子情報通信学会, RCS89-3, (1990.3).

- [5]李嬉珍, 相河聡: "マルチメディア無線通信における符号化率可変制御方式", 電子情報通信学会, DSP94-21, RCS94-12, (1994.5).
- [6]佐藤嬉珍, 相河聡: "動画像の無線伝送に関する一考察", 電子情報通信学会, CS94-169, IE94-101, (1994.12).

3. 国内大会

- [1]相河聡, 中村康久: "マイクロ波400M方式高精度変調器の特性", 昭和61年度電子通信学会総合全国大会, 2296, 1986.
- [2]中村康久, 相河聡, 齊藤洋一: "多値変調方式における誤り訂正", 昭和61年度電子通信学会総合全国大会, S16-3, 1986.
- [3]相河聡, 中村康久, 齊藤洋一: "多値変調方式のビット誤り分布特性", 昭和61年度電子通信学会部門別全国大会, 414, 1986.
- [4]中村康久, 相河聡, 齊藤洋一: "マイクロ波400M方式用変復調装置の特性", 昭和61年度電子通信学会部門別全国大会, 413, 1986.
- [5]相河聡, 齊藤洋一: "多値変調方式における誤り訂正効果", 昭和62年度電子情報通信学会創立70周年記念総合全国大会, 2160, 1987.
- [6]相河聡, 齊藤洋一: "多値変調方式用FECのワード同期特性", 昭和63年度電子情報通信学会春季全国大会, B-776, 1988.
- [7]高梨齊, 相河聡, 中村康久: "トレリス符号化256QAMのビット誤り率特性", 昭和63年度電子情報通信学会秋季全国大会, B-487, 1988.
- [8]中村康久, 相河聡: "デジタルマイクロ波通信への符号化変調の適用", 昭和63年度電子情報通信学会秋季全国大会, SB-6-5, 1988.
- [9]相河聡, 高梨齊, 中村康久: "トレリス符号化変調用汎用ビタビ復号LSIの設計", 電子情報通信学会春季全国大会(1989年) B-927, 1989.
- [10]中村康久, 相河聡, 高梨齊: "各種劣化要因下のトレリス符号化256QAMモデムの諸特性", 電子情報通信学会春季全国大会(1989年) B-925, 1989.
- [11]相河聡, 高梨齊, 中村康久: "高速多値トレリス符号化変調に適したビタビ復号アル

- ゴリズムの検討”，1989年電子情報通信学会秋季全国大会，SA-4-4，1989.
- [12]相河聡，中村康久：“トレリス符号化変調モデムにおける誤差信号高精度化の検討”，1989年電子情報通信学会秋季全国大会，B-554，1989.
- [13]高梨齊，相河聡，中村康久：“トレリス符号化変調に適した再生キャリア位相不確定性除去回路”，1989年電子情報通信学会秋季全国大会，B-555，1989.
- [14]相河聡，中村康久，高梨齊：“無線中継方式における符号化変調技術と汎用・高利得SPORT-LSIの特性”，1990年電子情報通信学会春季全国大会，SB-4-2，1990.
- [15]高梨齊，相河聡，中村康久：“フェージング伝搬路における等化器併用時の符号化変調の効果”，1990年電子情報通信学会春季全国大会，SB-4-3，1990.
- [16]相河聡，中村康久，高梨齊：“高信頼マイクロ波方式用トレリス符号化256QAM変復調装置の特性”，1990年電子情報通信学会秋季全国大会，B-321，1990.
- [17]岡田隆，相河聡：“可変容量伝送に適した全デジタル変復調系の検討”，1990年電子情報通信学会秋季全国大会，B-322，1990.
- [18]高梨齊，相河聡，中村康久：“多値デジタルマイクロ波方式用高耐力キャリア再生回路”，1990年電子情報通信学会秋季全国大会，B-323，1990.
- [19]大本隆太郎，相河聡，佐藤明雄：“インターリーブ方式によるレーダ干渉低減特性”，1990年電子情報通信学会秋季全国大会，B-337，1990.
- [20]相河聡：“高信頼デジタルマイクロ波方式用信号インターフェース装置”，1991年電子情報通信学会春季全国大会，B-430，1991.
- [21]岡田隆，相河聡：“全デジタル化多値変復調系の設計法”，1991年電子情報通信学会春季全国大会，B-426，1991.
- [22]大本隆太郎，相河聡：“インターリーブ方式によるレーダ干渉補償効果の実験的検討”，1991年電子情報通信学会春季全国大会，B-429，1991.
- [23]畑井光秋，相河聡：“レーダスプリアス干渉に対するビットインターリーブによる改善効果”，1991年電子情報通信学会秋季全国大会，B-280，1991.
- [24]岡田隆，白土正，相河聡：“高速全デジタル化多値変調器構成法の検討”，1991年電子情報通信学会秋季全国大会，B-279，1991.

- [25]相河聡，畑井光秋，奥野隆夫：“レーダ干渉補償用ビットインターリーブ付き16QAMモデムのAGC特性”，1992年電子情報通信学会春季全国大会，B-414，1992.
- [26]滝沢俊之，青野芳民，相河聡：“ビットインターリーブ機能を備えた16QAM変復調器”，1992年電子情報通信学会春季全国大会，B-415，1992.
- [27]黒上雄三，溝口祥一，相河聡：“ビットインターリーブ機能付き16QAM変復調器”，1992年電子情報通信学会秋季全国大会，B-329，1992.
- [28]中澤敏，八木学，荒井正巳，黒上雄三，相河聡，馬場光浩：“4・5・6G-150M-E方式用デジタル無線送受信装置”，1993年電子情報通信学会秋季全国大会，B-342，1993.
- [29]李嬉珍，相河聡：“マルチメディア対応ATM-LANの一検討”，1994年電子情報通信学会春季大会，SB-5-6，1994.
- [30]梅本典敬，相河聡，白土正：“長遅延エコー干渉に対する補償法の検討”，1994年電子情報通信学会春季大会，B-498，1994.

