



Title	移動通信用高能率無線伝送技術に関する研究
Author(s)	富里, 繁
Citation	大阪大学, 2002, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/2792
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

移動通信用高能率無線伝送技術
に関する研究

2002年4月

富里 繁

謝辞

本論文をまとめるに際し、終始懇切なるご指導、ご鞭撻を賜った、大阪大学大学院工学研究科教授森永規彦博士に厚く感謝の意を表します。

本論文をまとめるにあたってご教示を賜った、大阪大学大学院工学研究科教授小牧省三博士に厚く感謝の意を表します。

また、論文に対して有益なるご討論、ご助言をいただいた大阪大学大学院工学研究科教授塩澤俊之博士、同教授故前田肇博士、同教授北山研一博士、同教授河崎善一郎博士、同助教授原晋介博士、並びに大阪大学産業科学研究所教授元田浩博士に謹んで感謝の意を表します。

本研究の機会を与えて下さるとともに、ご指導、ご鞭撻をいただいた、株式会社NTTドコモ取締役研究開発本部長木下耕太博士、同社ワイヤレス研究所長正村達郎博士、元同社ワイヤレス研究所室田和昭所長(現 三菱電機株式会社モバイルターミナル製作所副所長)、並びに元同社ワイヤレス研究所長中嶋信生博士(現 電気通信大学教授)に深く感謝いたします。

また、日頃ご指導をいただくとともに本研究の機会を与えていただいた株式会社NTTドコモワイヤレス研究所電波信号処理研究室長須田博人博士、同社無線ネットワーク開発部主幹員松本正博士に深く感謝いたします。

また、長年にわたり研究のご指導をいただいた、日本無線株式会社常務取締役平出賢吉博士、東京工業大学教授鈴木博博士、同助教授府川和彦博士に深謝の意を表します。

本研究は、以上の他数多くの方々のご指導、ご協力のもとに達成されたものであり、ここに謹んで感謝の意を表します。

最後に、本論文執筆にあたって著者を支えてくれた妻幸代、そして両親に感謝いたします。

内容梗概

近年、移動通信においては、急速にユーザ数が増大し、また、i モードに代表されるモバイルインターネットの発展により、音声だけでなく画像伝送や大量のデータ伝送の需要が高まってきている。このため移動通信では、同じ帯域幅でより多数のユーザを収容するための(1)周波数利用の高効率化、大量のデータを短時間で伝送するための(2)高速化、音声や画像を品質良く伝送するための(3)高品質化を目指して研究が行われており、このような特長を併せ持つ無線伝送方式を本論文では高能率無線伝送方式と定義する。本論文は、この高能率伝送方式を実現するための技術について筆者が行ってきた研究をまとめたものであり、以下に示す7章により構成される。

第1章は序論であり、研究の背景および概要を述べる。

第2章では、周波数利用の高効率化と高品質が期待できるトレリス変調方式について、送信ピーク電力低減のため包絡線の変動を制御した包絡線制御型トレリス変調方式について述べる。

トレリス変調方式は送信シンボルを多値化した高能率変調技術とチャネル符号化技術を組み合わせた方式で、信号帯域の拡大なしに受信特性を改善できる方式である。

本章では、このトレリス変調方式の包絡線変動を制御した方式について、その手法を示し、送信ピーク電力低減効果および送信ピークを低減したときの受信特性を評価し、総合的な伝送能率を明らかにする。

第3章では周波数利用の高効率化が期待できる CDMA 方式において、直接拡散(Direct Sequence: DS)方式と高速周波数ホッピング(Fast Frequency Hopping: FFH)方式を組み合わせた DS-CDMA-FFH 方式について述べる。

CDMA 方式は比較的狭帯域な信号を広帯域に拡散することによりパスダイバーシチ効果や、フェージングによるレベル変動に対する平均化効果が得られる。また、各ユーザ間で直交するコードを用いることにより、同一周波数を複数のユーザが使用することが可能となる。このように優れた特徴を持つ CDMA 方式においては、情報信号系列を直交コードにより直接拡散する DS-CDMA 方式が広く用いられているが、この方式に周波数ダイバーシチが得られる FFH を組み合わせることによりさらに高品質化が可能となる。

本章では、このような方式である DS-CDMA-FFH 方式についてその概要を述べ、受信機に線形干渉キャンセラ及び非線形干渉キャンセラを用いた場合の受信特性を明らかにする。

第4章では、上記の DS-CDMA-FFH 方式を一般化した CFDMA(Code Frequency Division Multiple Access)方式について述べる。

FFH は周波数ダイバーシチ効果が得られるが、実際にハードウェア化する場合には周波数シンセサイザを高速に切り替える必要があり実現が難しい。このような欠点を改善したのがインターリーブ周波数ホッピング(Interleave Frequency Hopping: IFH)方式である。

本章では、この IFH 方式を中心に、DS-CDMA-FFH 方式を一般化した CFDMA 方式について概要を述べ、受信特性を明らかにする。

第5章では、伝送速度の高速化が可能なマルチキャリア伝送方式について、送信ピーク電力の

低減を図った低ピークマルチキャリア伝送方式について述べる。

伝送速度を高速化する手段としてマルチキャリア伝送方式がある。マルチキャリア方式は多数のサブキャリアを用いて伝送を行う方式で、1サブキャリア当たりの信号帯域が狭帯域化するため、信号帯域の広帯域化に伴う問題を回避することができる。

本章では、このマルチキャリア方式の欠点である送信ピーク電力について低減する手法を示し、送信ピーク電力の低減効果、および送信ピークを低減した場合の受信特性を明らかにする。

第6章では、周波数利用の高効率化、高速化、および高品質化を兼ね備えたシステムの実現が期待できる、アダプティブアレーアンテナと適応等化器を融合させた時空等化技術について述べる。

伝送速度の高速化に伴い、1シンボル時間に対する遅延時間が相対的に大きくなり、適応等化器だけでマルチパスフェージングによる符号間干渉の影響を除去するためには、ハードウェア規模が非常に大きくなる。一方、アダプティブアレーアンテナは到来方向の差により干渉波を除去する技術である。このため、適応等化器とアダプティブアレーアンテナを組み合わせれば、同一チャネル干渉波と適応等化器が処理できないような長い遅延波をアダプティブアレーアンテナが処理し、比較的短い遅延波を適応等化器で処理することが可能となる。この結果、各々の技術を単独で使用する場合と比較して飛躍的な性能の向上が期待できる。

本章では、この時空等化器の動作および演算量を削減する構成を示し、受信特性を明らかにする。

第7章は結論であり、本論文で得られた結果を総括する。

目次

第1章 序論

- 1.1 研究背景
- 1.2 研究目的
- 1.3 論文概要
- 参考文献

第2章 包絡線制御型トリス変調方式

- 2.1 序言
- 2.2 変復調器構成と動作
 - 2.2.1 SE-TC8PSK
 - 2.2.1.1 符号化変調
 - 2.2.1.2 包絡線制御法(EC)
 - 2.2.1.3 復号法
 - 2.2.2 CE-TC8PSK
 - 2.2.3 ピーク低減効果
- 2.3 計算機シミュレーション
 - 2.3.1 スペクトル特性
 - 2.3.2 BER 特性
 - 2.3.3 電力効率特性
 - 2.3.4 総合特性
- 2.4 結言
- 参考文献

第3章 DS-CDMA-FFH 方式

- 3.1 序言
- 3.2 方式構成と動作
 - 3.2.1 基本構成
 - 3.2.2 空間ダイバーシチ構成
 - 3.2.3 送信信号の多重化
- 3.3 計算機シミュレーション
 - 3.3.1 評価条件
 - 3.3.2 基本特性
 - 3.3.3 干渉の影響
 - 3.3.4 動特性

- 3.3.5 CIR 特性
- 3.4 非線形キャンセラの効果
 - 3.4.1 構成
 - 3.4.2 準静的特性
 - 3.4.3 動特性
- 3.5 結言
- 参考文献

第4章 CFDMA 方式

- 4.1 序言
- 4.2 基本構成
- 4.3 IFH 方式の構成と動作
 - 4.3.1 IFH の特長
 - 4.3.2 送受信機
 - 4.3.3 適応干渉キャンセラ
- 4.4 伝送特性
 - 4.4.1 干渉条件
 - 4.4.2 BER 特性
- 4.5 局間非同期の影響
 - 4.5.1 非同期干渉
 - 4.5.2 BER 特性
- 4.6 結言
- 参考文献

第5章 低ピークマルチキャリア伝送方式

- 5.1 序言
- 5.2 原理と構成
 - 5.2.1 基本原理
 - 5.2.2 送信機
 - 5.2.3 受信機
- 5.3 ピーク低減効果
- 5.4 受信特性
 - 5.4.1 基本特性
 - 5.4.2 符号化による受信特性
- 5.5 結言
- 参考文献

第6章 時空等化技術

6.1 序言

6.2 構成と動作

6.2.1 一括処理型

6.2.1.1 構成

6.2.1.2 動作

6.2.2 分離処理型

6.2.2.1 構成

6.2.2.2 動作

6.3 計算機シミュレーション

6.3.1 シミュレーション条件

6.3.2 アレーアンテナ指向特性

6.3.3 平均 E_b/N_0 に対する BER 特性

6.3.4 フェージング変動に対する BER 特性

6.3.5 シンボル同期精度に対する BER 特性

6.4 結言

参考文献

第7章 結論

第1章 序論

1.1 研究背景

近年、移動通信においては、急速にユーザ数が増大し、また、モバイルインターネットの発展により音声だけでなく画像伝送や大量のデータ伝送の需要が高まってきている。図1に携帯電話ユーザ数の増加の様子、及びモバイルインターネットユーザ数の増加の様子を図2に示す。

移動通信は歴史的には、第1世代と呼ばれるアナログ方式からデータ伝送が容易に可能な第2世代のデジタル方式へと発展してきており、現在、伝送速度がより一層高速な第3世代移動通信方式がサービスされようとしている。図3にこのような移動通信の発展の様子を示す。

第1, 2世代では、各国(地域)が独自の仕様でシステムを開発してきたが、移動通信の発展に伴いグローバル化の必要性が高まってきた。このため、第3世代からは世界で方式を統一するための標準化活動がさかんに行われるようになった。一方、現在、第4世代方式の議論が進められているが、この方式についても世界的な標準化が行われることは間違いない。このような標準化の場で優位を占めるためには、優れた方式コンセプトや飛躍的に性能を改善できる技術を提案することが必要で、このため技術開発の重要性がより一層高まってきている。

1.2 研究目的

このような背景の下、第3世代方式と比較して10倍以上の伝送速度を持つ第4世代方式の研究が行われている。第4世代方式の位置付けを図4に示す。このように、第4世代では、第3世代方式と比較して、著しく高速・広帯域化が進むため、これに伴う課題を克服する技術が必要となる。

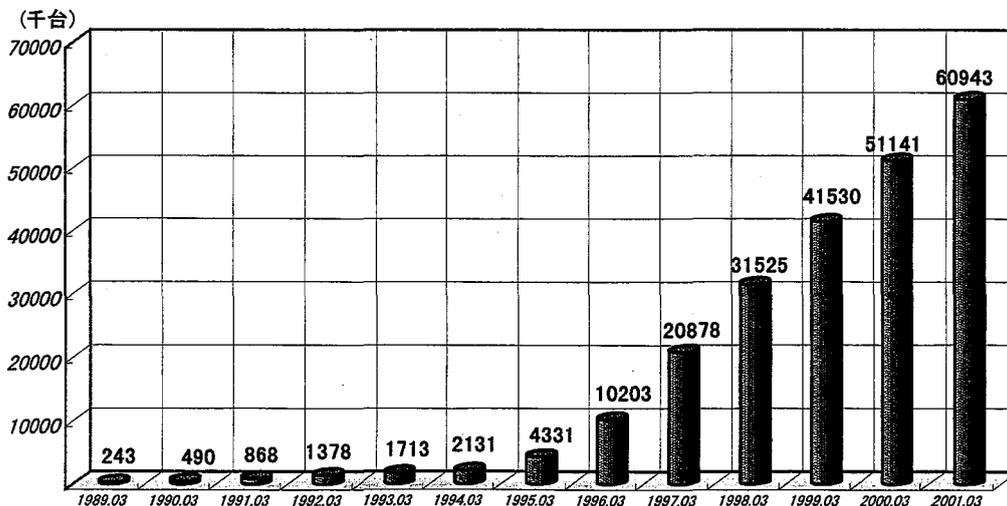


図1 携帯電話ユーザ数

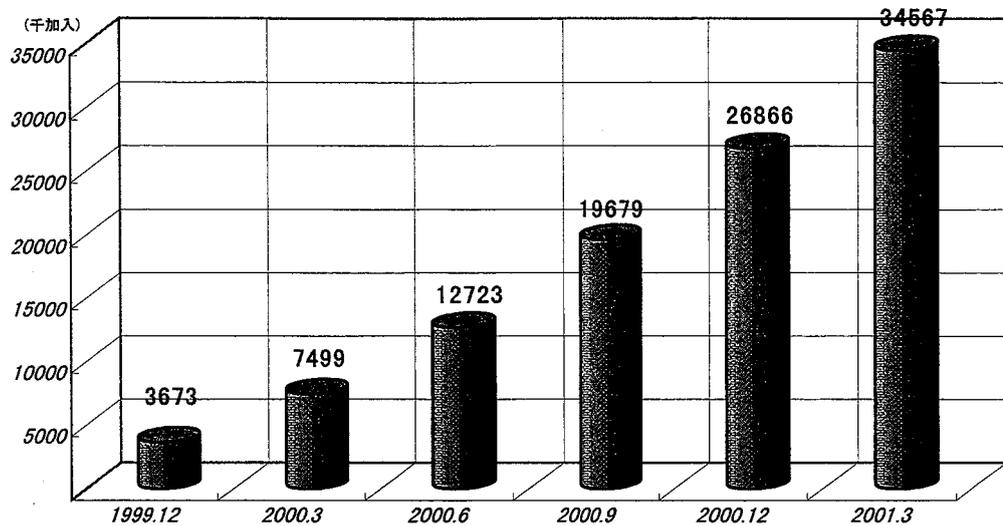


図2 モバイルインターネットユーザ数

一方、移動通信の研究が目指す究極的なシステムは、(i)同一周波数、同一タイムスロットをすべてのユーザが使えるような周波数利用の高効率化、(ii)大量のデータを短時間で伝送するための高速化、(iii)音声や画像を品質良く伝送するための高品質化という3つの特長を兼ね備えたシステムであると言える。

そこで、本論文では、上記の周波数利用の高効率化、高速化、高品質化という3つの特長を併せ持つ無線伝送方式を高効率無線伝送方式と定義することとし、このような高効率伝送方式を実現することが第4世代移動通信方式の実現につながるという立場で検討を行う。

この3つの課題を解決する手法と具体的な手段を表1に示す。従来から移動通信では、同一周波数を面的に繰り返して利用するセルラ方式を採用することにより周波数利用の高効率化を図っ

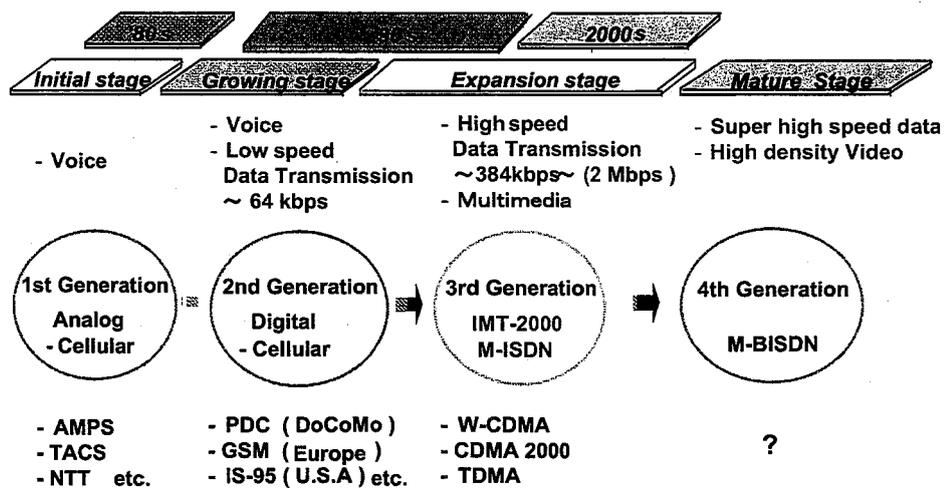


図3 移動通信の発展

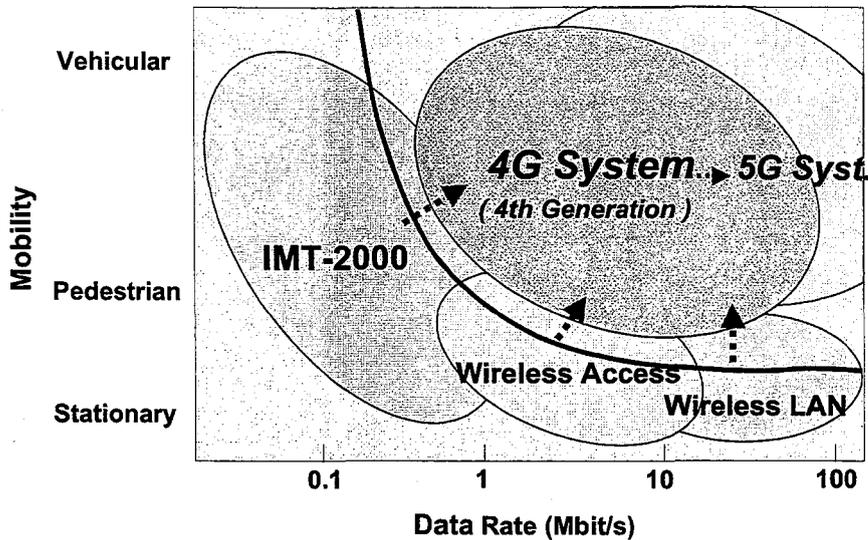


図4 第4世代移動通信の位置付け

てきた。また、このようなセルラ方式においては、さらに同一周波数繰り返し距離を短くし周波数利用の効率化を図るため、ダイバーシチ技術、チャンネル符号化、干渉キャンセル技術、および多値変調に代表される高能率変調技術の研究が行われている。

一方、伝送速度の高速化に対しては、適応等化技術、およびマルチキャリア伝送に代表されるチャンネル多重化技術の研究が行われている。

さらに、伝送品質の高品質化に対しては、チャンネル符号化、ダイバーシチ技術、および適応等化技術が研究されている。

そこで、本論文では、このような技術の構成、および実現法を提案し、性能評価を行う。

1.3 論文概要

本論文は、以下に示す7章により構成される。

第2章では、周波数利用の効率化と高品質が期待できるトレリス変調方式について、送信ピーク電力低減のため包絡線の変動を制御した包絡線制御型トレリス変調方式について述べる。

トレリス変調方式は送信シンボルを多値化した高能率変調技術とチャンネル符号化技術を組み合わせた方式で、信号帯域の拡大なしに受信特性を改善できる方式である。

本章では、このトレリス変調方式の包絡線変動を制御した方式について、その手法を示し、送信ピーク電力低減効果および送信ピークを低減したときの受信特性を評価し、総合的な伝送能率を明らかにする。

第3章では周波数利用の効率化が期待できる符号分割多元接続(Code Division Multiple Access: CDMA)方式において、直接拡散(Direct Sequence: DS)方式と高速周波数ホッピング(Fast Frequency Hopping: FFH)方式を組み合わせたDS-CDMA-FFH方式について述べる。

CDMA 方式は比較的狭帯域な信号を広帯域に拡散することによりパスダイバーシチ効果や、フェージングによるレベル変動に対する平均化効果が得られる。また、各ユーザ間で直交するコードを用いることにより、同一周波数を複数のユーザが使用することが可能となる。このように優れた特徴を持つ CDMA 方式においては、情報信号系列を直交コードにより直接拡散する DS-CDMA 方式が広く用いられている。この方式において各チップを FFH することにより周波数ダイバーシチ効果が得られ、さらに高品質化が可能となる。

本章では、このような方式である DS-CDMA-FFH 方式についてその概要を述べ、受信機に線形干渉キャンセラ及び非線形干渉キャンセラを用いた場合の受信特性を明らかにする。

第 4 章では、上記の DS-CDMA-FFH 方式を一般化した CFDMA(Code Frequency Division Multiple Access)方式について述べる。

FFH は周波数ダイバーシチ効果が得られるが、実際にハードウェア化する場合には周波数シンセサイザを高速に切り替える必要があり実現が難しい。このような欠点を改善したのがインターリーブ周波数ホッピング(Interleave Frequency Hopping: IFH)方式である。

本章では、この IFH 方式を中心に、DS-CDMA-FFH 方式を一般化した CFDMA 方式について概要を述べ、受信特性を明らかにする。

第 5 章では、伝送速度の高速化が可能なマルチキャリア伝送方式について、送信ピーク電力の低減を図った低ピークマルチキャリア伝送方式について述べる。

伝送速度を高速化する手段としてマルチキャリア伝送方式がある。マルチキャリア方式は多数のサブキャリアを用いて伝送を行う方式で、1サブキャリア当たりの信号帯域が狭帯域化するため、信号帯域の広帯域化に伴う問題を回避することができる。

本章では、このマルチキャリア方式の欠点である送信ピーク電力について低減する手法を示し、

表 1 第 4 世代移動通信用技術

課題	周波数利用の高効率化	高速化	高品質化
解決手法	<ul style="list-style-type: none"> ・セルラ方式 ・ダイバーシティ ・チャンネル符号化 ・干渉キャンセル ・変調の高効率化 ・MIMOチャンネル伝送 	<ul style="list-style-type: none"> ・等化 ・Multi-Channel Signaling ・MIMOチャンネル伝送 	<ul style="list-style-type: none"> ・等化 ・ダイバーシティ ・チャンネル符号化
具体的手段	<ul style="list-style-type: none"> ・CCIキャンセラ ・パス/空間/時間/周波数ダイバーシティ ・符号化変調 ・干渉キャンセラ ・アダプティブアレー ・時空等化器 ・ピーク抑圧変調方式 ・多値変調方式 ・高効率線形電力増幅器 ・MIMO受信機 	<ul style="list-style-type: none"> ・ISIキャンセラ ・マルチキャリア伝送 ・OFDM伝送 ・時空等化器 ・時間/空間符号化 	<ul style="list-style-type: none"> ・ISIキャンセラ ・パス/空間/時間/周波数ダイバーシチ ・符号化変調 ・時空等化器 ・ターボ等化器

送信ピーク電力の低減効果, および送信ピークを低減した場合の受信特性を明らかにする.

第6章では, 周波数利用の高効率化, 高速化, および高品質化を兼ね備えたシステムの実現が期待できる, アダプティブアレーアンテナと適応等化器を融合させた時空等化技術について述べる.

伝送速度の高速化に伴い, 1 シンボル時間に対する遅延時間が相対的に大きくなり, 適応等化器だけでマルチパスフェージングによる符号間干渉の影響を除去するためには, ハードウェア規模が非常に大きくなる. 一方, アダプティブアレーアンテナは到来方向の差により干渉波を除去する技術である. このため, 適応等化器とアダプティブアレーアンテナを組み合わせれば, 同一チャネル干渉波と適応等化器が処理できないような長い遅延波をアダプティブアレーアンテナが処理し, 比較的短い遅延波を適応等化器で処理することが可能となる. この結果, 各々の技術を単独で使用する場合と比較して飛躍的な性能の向上が期待できる.

本章では, この時空等化器の動作および演算量を削減する構成を示し, 受信特性を明らかにする.

第7章は結論であり, 本論文で得られた結果を総括する.

第2章 包絡線制御型トリス変調方式

2.1 序言

移動通信において高能率なデジタル伝送を実現するためには、デジタル変復調方式において次のような特性が要求される。(1)まず、限られた周波数帯域を有効に利用するために周波数利用の高効率化が必要である。(2)また、送信電力を下げても受信側で高品質に受信できる高感度特性が必要である。(3)さらに、移動機・携帯機における限られた電力を有効に利用するために、送信側では送信増幅において高電力効率特性が得られることが必要である。具体的には以下のような変復調方式が検討されている。

帯域制限条件下にあるシステムにおけるチャンネル数の増大を図るためには、狭帯域デジタル変復調方式が有効であり、4 相位相シフトキーイング(Quaternary Phase Shift Keying: QPSK)変調方式等の線形変調が知られている。第 2 世代のデジタル移動通信方式においては QPSK の一種でピーク電力が小さい $\pi/4$ シフト QPSK が採用されている[1]。更に狭帯域化を進めるために送信信号を多値化した 16 値の振幅位相変調(Quadrature Amplitude Modulation: QAM)が研究されている[2]。これらに用いられる線形送信電力増幅器の効率は徐々に改善されているが 50%以上の効率を実現するには相当の技術革新が必要である[3]。

一方、電力制限条件下にあるシステムに適合する変復調方式として、送信増幅において電力効率の高い C 級などの非線形増幅器が使用できる定包絡線変調方式がある。すでに、F 級増幅器では 60%以上の効率が得られている。定包絡線変調方式の代表的なものとして、変調指数が 0.5 のデジタル FM である Tamed Frequency Modulation (TFM), Gaussian-filtered Minimum Shift Keying (GMSK)変調方式がある[4][5]。更に、変調における変調指数と復調における波形観測時間とを最適化した Continuous Phase Modulation (CPM)方式は QPSK より高感度になることが報告されている[6]。しかしながら、変調指数は 0.5 の倍数ではないため、復調回路は非常に複雑になり実用的ではない。

電力制限条件下にあるシステムに適合した変復調方式への別のアプローチとして、送信電力を低減しても伝送品質を維持できるように符号化と変調を組み合わせた符号化変調による受信感度の高感度化がある。例えば、畳み込み符号化と 8 相 PSK 変調とを組み合わせたトリス符号化 8 相位相シフトキーイング(Trellis-Coded 8 Phase Shift Keying: TC8PSK)変調方式は QPSK と比較すると、帯域が同じであるにもかかわらず理論的には 3dB 程度の感度利得を得ることができる[7]。更に、16QAM においても多値化による最小信号空間距離の減少を補うためにトリス符号化を行ったシステムが提案されている[8]。しかし、これらの変調方式は、定包絡線変調と比較すると同一情報伝送速度では狭帯域になるが、電力効率の改善については考慮していないため、QPSK と同様に電力効率が低下する。

移動通信においては携帯端末の小型化が進展しており、その実現のためには電力増幅器の電力効率を上げることが非常に重要な技術課題となる。一般に、送信電力増幅用の線形増幅器は飽和入力レベルに比較して入力レベルが小さい場合、電力効率が低くなる。このため、平均電力に

対するピーク電力比が大きい変調波では電力効率が低下する。従って包絡線変動を制御してピーク電力比を低減することにより電力効率を改善できる可能性がある。

符号化変調におけるピーク電力を低減するために信号点生起確率が均一でない符号器を用いる方法が研究されている[9]。この方法は 16QAM のように信号点の振幅が多値の場合には有効である。しかしながら、TC8PSK のように各信号点の振幅が同一になる場合にはこの手法は適用できない。また、この方法におけるピーク電力比は信号点における評価であり、帯域制限された複素包絡線のピーク低減効果については検討されていない。更に、符号器における制御では信号点と信号点とを結ぶ帯域制限された複素包絡線の軌跡を直接制御していないので、複素包絡線のピーク電力比の低減は難しいと予想される。

本章では、ピーク電力比を低減する別のアプローチとして、帯域制限された複素包絡線を直接制御する包絡線制御法(Envelope Control: EC)を提案し、その特性について詳細に検討する。この方法は特に TC8PSK のように信号点の振幅が全て等しい多相 PSK になっているときに有効である。具体的には EC により、TC8PSK の包絡線を制御した平滑化包絡線 TC8PSK (Smoothed Envelope TC8PSK: SE-TC8PSK)、および包絡線制御を極限まで行った定包絡線 TC8PSK (Constant Envelope TC8PSK: CE-TC8PSK)を提案し検討する。これらの変調波では符号化変調による利得が包絡線制御により劣化するので、その定量的評価が必要である。

以下の節では、まず、SE-TC8PSK および CE-TC8PSK について変復調における構成法を述べ、次に、スペクトル特性、BER 特性および電力効率特性を明らかにする。最後にこれらの特性を総合的に評価する。

2.2 変復調器構成と動作

包絡線を制御する 2 つの方法について以下で述べる。第一の方法はロールオフ整形された包絡線において、2 つの信号点の中間点における包絡線を制御する方法であり、包絡線変動が平滑化される。この方法により SE-TC8PSK を生成できる。第二の方法は 2 つの信号点を定包絡線で結ぶ方法である。この方法では CE-TC8PSK を生成できる。基本となる TC8PSK には G. Ungerboeck が提案した 8 状態のトレリス符号化変調を用いる[7]。

2.2.1 SE-TC8PSK

SE-TC8PSK の変調回路の構成を図 1(a)に示す。変調回路はシリアル・パラレル(S/P)変換器、畳み込み符号器、IQ 変換器、および直交変調器からなる。畳み込み符号器の構成は TC8PSK と同じである。IQ 変換器において EC を行う。

なお、時刻 $t_n = nT_s$ 、ただし n は整数、 T_s はシンボル時間長とし、このタイミング時刻における変数には n の添字を付けることとする。

2.2.1.1 符号化変調

入力データ系列は S/P 変換器により 2 系統のデータ系列となる。これを $x_n = (x_{1n}, x_{2n})$ とする。 x_n は

符号化率 $R=2/3$ の畳み込み符号器に入力される。畳み込み符号器の回路図を図 1(b)に示す。この出力を $y_n=(y_{0n}, y_{1n}, y_{2n})$ とすると、入出力間の関係は次式のようなになる。

$$y_{0n} = x_{1,n-1} \tag{2-1a}$$

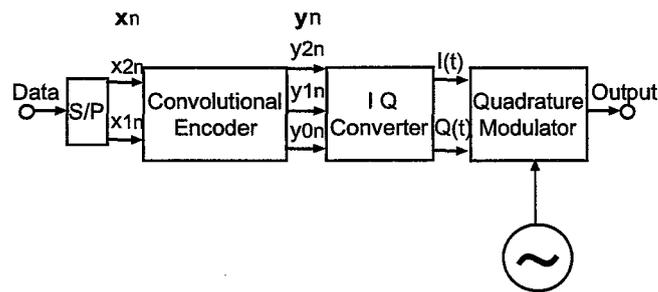
$$y_{1n} = x_{1,n-2} \oplus x_{2n} \tag{2-1b}$$

$$y_{2n} = x_{1n} \oplus x_{2,n-1} \tag{2-1c}$$

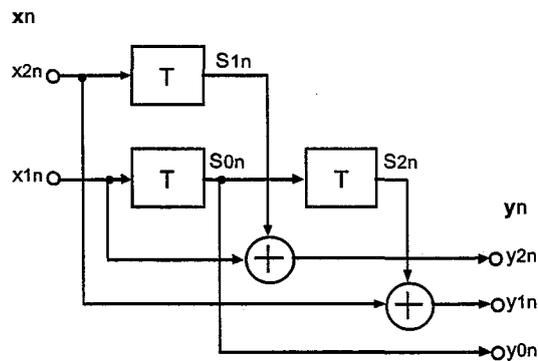
ここで \oplus は排他的論理和を表す。この出力 y_n は IQ 変換器に入力される。

2.2.1.2 包絡線制御法(EC)

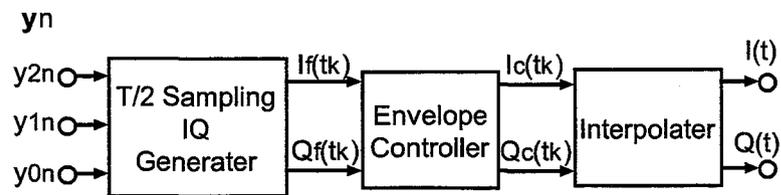
SE-TC8PSK 用の IQ 変換器の構成を図 1(c)に示す。IQ 変換器は入力データ系列 y_n をもとにし



(a) 変調回路構成



(b) 畳み込み符号器



(c) IQ 変換器

図 1 SE-TC8PSK 信号生成器

てECを行い、変調波の複素包絡線信号 $I(t)$, $Q(t)$ を生成するものである。まず、同図の $T/2$ サンプルIQ値変換器において、 y_n は8PSKの信号位相 ϕ_n に写像される。

$$\phi_n = -22.5^\circ + 45^\circ a_n \quad (2-2)$$

ただし

$$a_n = 4y_{2n} + 2y_{1n} + y_{0n} \quad (2-3)$$

である。この ϕ_n から $t=t_n$ の時点における $I_s(t_n)$ と $Q_s(t_n)$ を以下の式により求める。

$$I_n(t_n) = \cos(\phi_n) \quad (2-4a)$$

$$Q_n(t_n) = \sin(\phi_n) \quad (2-4b)$$

次に、この $I_s(t_n)$ と $Q_s(t_n)$ を用いて帯域制限波形を生成し、 $T_s/2$ ごとにサンプリングする。このサンプリング時刻を $t_k = kT_s$ とする。ただし、 k は0.5の整数倍を示す。このサンプリング値 $I_f(t_k)$ と $Q_f(t_k)$ は帯域制限用インパルスレスポンス $h(t)$ を用いて次式で表せる。

$$I_f(t_k) = \sum_n h(t_k - t_n) I_s(t_n) \quad (2-5a)$$

$$Q_f(t_k) = \sum_n h(t_k - t_n) Q_s(t_n) \quad (2-5b)$$

ただし、

$$h(t) = \begin{cases} \neq 0; & |t| \leq N_f T_s \\ = 0; & |t| > N_f T_s \end{cases} \quad (2-6)$$

とし、符号間干渉を $\pm N_f$ シンボルまで考慮する。

振幅制限変換器では $I_f(t_k)$ と $Q_f(t_k)$ を包絡線の変動が制限されるように変換する。包絡線変動を制限する方法としては、(i)最大値制限法：許容する振幅の最大値 R_{\max} を設定する方法と、(ii)最

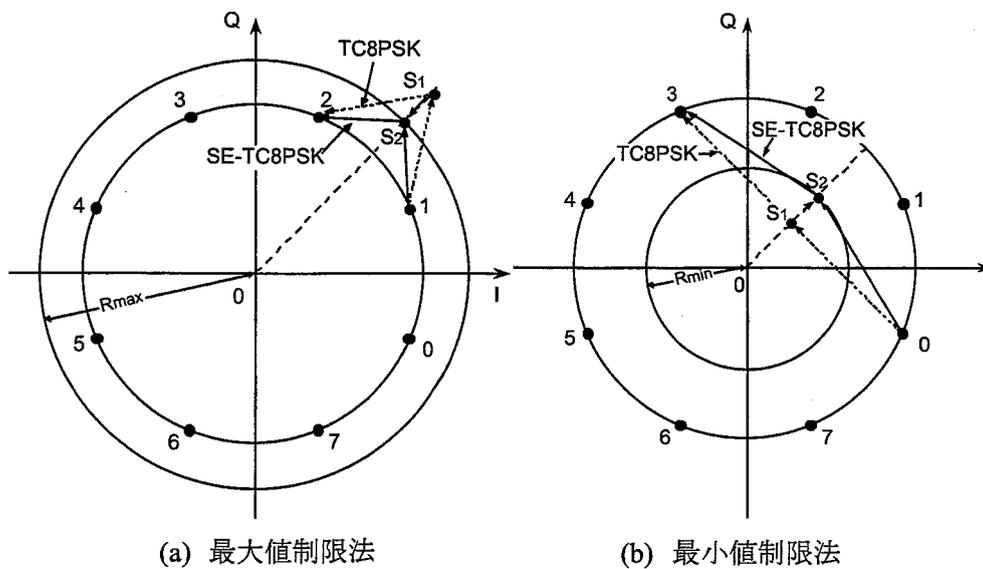


図2 振幅制限方法

小値制限法：許容する振幅の最小値 R_{\min} を設定する方法が考えられる。最大値制限法は時点 t_k においてIQ値変換器出力の包絡線が R_{\max} 以上になる場合にサンプル値の位相を保持したまま振幅を R_{\max} に変換するものであり、包絡線のピーク値の抑制に有効である。一方、最小値制限法は時点 t_k において包絡線が R_{\min} 以下になる場合にサンプル値の位相を保持したまま振幅を R_{\min} に変換するもので、信号がゼロ点付近を通らないように制御するのに有効である。具体的には以下の方法により包絡線を制御する。

最大値制限法では、まず $I_f(t_k)$ と $Q_f(t_k)$ の振幅 $R(t_k)$ を次式により求める。

$$R(t_k) = \sqrt{I_f(t_k)^2 + Q_f(t_k)^2} \quad (2-7)$$

この $R(t_k)$ を R_{\max} と比較し、その結果に応じて次式により $I_f(t_k)$ と $Q_f(t_k)$ を $I_c(t_k)$ と $Q_c(t_k)$ に変換する。

$$I_c(t_k) = \begin{cases} R_{\max} \times \frac{I_f(t_k)}{R(t_k)}; & (R(t_k) > R_{\max}) \\ I_f(t_k); & (R(t_k) \leq R_{\max}) \end{cases} \quad (2-8a)$$

$$Q_c(t_k) = \begin{cases} R_{\max} \times \frac{Q_f(t_k)}{R(t_k)}; & (R(t_k) > R_{\max}) \\ Q_f(t_k); & (R(t_k) \leq R_{\max}) \end{cases} \quad (2-8b)$$

例えば図2(a)に示すように信号点1から信号点2に遷移する場合に $1 \rightarrow S_1 \rightarrow 2$ と変化したとすると、 S_1 の振幅が R_{\max} より大きいため S_1 を S_2 に変換する。

最小値制限法でも同様に、振幅 $R(t_k)$ を R_{\min} と比較し、その結果に応じて次式により $I_f(t_k)$ と $Q_f(t_k)$ を $I_c(t_k)$ と $Q_c(t_k)$ に変換する。

$$I_c(t_k) = \begin{cases} R_{\min} \times \frac{I_f(t_k)}{R(t_k)}; & (R(t_k) > R_{\min}) \\ I_f(t_k); & (R(t_k) \leq R_{\min}) \end{cases} \quad (2-9a)$$

$$Q_c(t_k) = \begin{cases} R_{\min} \times \frac{Q_f(t_k)}{R(t_k)}; & (R(t_k) > R_{\min}) \\ Q_f(t_k); & (R(t_k) \leq R_{\min}) \end{cases} \quad (2-9b)$$

図2(b)に示すように例えば信号点1から信号点3に遷移する場合に $1 \rightarrow S_1 \rightarrow 3$ と変化したとすると、 S_1 の振幅が R_{\min} より大きい小さいため S_1 を S_2 に変換する。

補間波形生成器では、振幅制限変換器から出力されるサンプル値 $I_c(t_k)$ と $Q_c(t_k)$ を次式で示す $T/2$ サンプリング関数 $f(t)$

$$f(t) = \begin{cases} \frac{\sin[\pi t/(T_s/2)]}{\pi t/(T_s/2)}; & |t| \leq N_i T_s \\ 0; & |t| > N_i T_s \end{cases} \quad (2-10)$$

により補間し、連続波形 $I(t)$ と $Q(t)$ を次式により生成する。ただし、 $f(t)$ は $\pm N_i T_s$ までの符号間干渉まで考慮する。

$$I(t) = \sum_k f(t-t_k) I_f(t_k) \quad (2-11a)$$

$$Q(t) = \sum_k f(t-t_k) Q_f(t_k) \quad (2-11b)$$

具体的な波形については 2.2.3 節で述べる。この $I(t)$ と $Q(t)$ を用いて直交変調器により変調波を生成する。

2.2.1.3 復号法

SE-TC8PSK 信号の受信ブロック図を図 3 に示す。まず、受信波は同期検波される。キャリア位相同期およびタイミング同期は完全とする。受信側では受信波形を決定する場合の候補となる SE-TC8PSK 信号のレプリカを生成し、これらの候補の中から受信波形に最も近いものについてビタビアルゴリズムを用いて決定し復号を行う。

受信側で SE-TC8PSK 信号のレプリカを生成するには送信側と同様の帯域制限処理が必要である。この帯域制限により符号間干渉が生じるので時刻 t_n におけるシンボルを決定するためには t_{n-1} 以前および t_{n+1} 以後のシンボルを仮定し、 $t_n - T_s/2 \sim t_n + T_s/2$ の区間の波形を生成する必要がある。このため、符号間干渉を考慮したビタビアルゴリズムによる復号を行う必要がある。ビタビアルゴリズムで用いるトレリスの状態数は符号化法と考慮すべき符号間干渉の両方により決まる。符号器の状態数を S 、符号器に入力される情報ビット数を m とし、考慮すべき符号間干渉を L シンボルとすると状態数 N_s は

$$N_s = S \times 2^{m(L-1)} \quad (2-12)$$

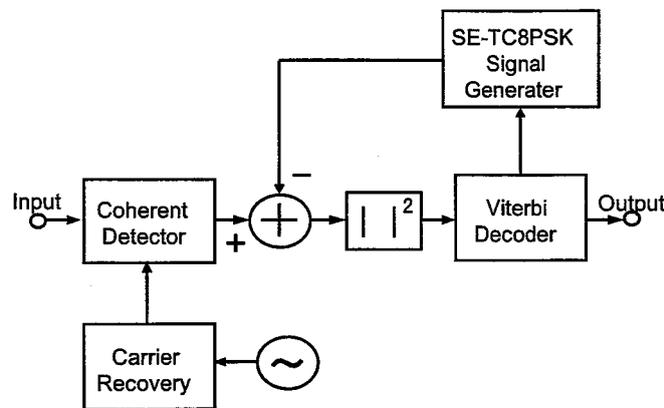


図 3 SE-TC8PSK 用受信機

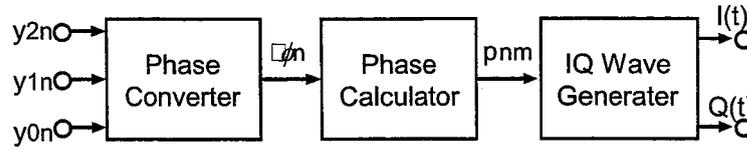


図4 CE-TC8PSK用IQ変換器

となる[10].ところで, 上式の状態数は一般に非常に多いので, これを簡略化により少なくする必要がある. 最尤系列推定(Maximum Likelihood Sequence Estimation: MLSE)型の等化器で状態数を減らす有効な方法としてDDFSE(Delayed Decision Feedback Sequence Estimation)が知られている[11].ここでは, 現時刻 t_n に対して, 過去の時刻 t_{n-1} 以前における状態を残存パスの系列からフィードバックすることを考える.このとき(2-12)式の $(L-1)$ を $(L-1)/2$ とすることができる.ただし, L は奇数とする.

SE-TC8PSKの場合, $m=2$ であり, また, 図1(b)の符号器の状態数 $S=8$ である.符号間干渉については送信側では ± 5 シンボルを考慮しているが, レプリカは近似であるから, 状態数の増加を抑えるため ± 1 シンボル, すなわち $L=3$ とする.このときの状態数は32となる.以下では32状態についてメトリックを計算し, ビタビアルゴリズムを行う.

検波信号を $r(t)$, 時刻 $t = t_{n-1}$ から $t = t_n$ になったとき, 状態 $s(t)$ の j から i への遷移に対応するSE-TC8PSK信号波形を $s_{ij}(t)$ とする.このとき $s(t_n)=i$ となるパスメトリック $M_i(t_n)$ は, $s(t_{n-1})=j$ となるパスメトリック $M_j(t_{n-1})$ を用いて次式で計算される.

$$M_i(t_n) = \min_j \left[M_j(t_{n-1}) + \int_{t_n - T_s/2}^{t_n + T_s/2} |r(t) - s_{ij}(t)|^2 dt \right] \quad (2-13)$$

ただし, $\min(x)$ は x の最小値を求める関数とする.(2-13)式の計算においては $s(t_n) = i$ となるような $s(t_{n-1})$ は4通りあるため, この4通りの $s(t_{n-1})$ について計算すればよい.更に32通りの $s(t_n)$ に対して $M_i(t_n)$ が最小になるものを選択する.ビタビアルゴリズムのパスメモリのメモリ長は符号器の拘束長3の5倍に相当する15とした.すなわち $M_i(t_n)$ が最小になるパスの $t = t_{n-15}$ における $s(t_{n-15})$ を用いて復号を行う.

2.2.2 CE-TC8PSK

CE-TC8PSKの変調回路はSE-TC8PSKの変調回路と比較してIQ変換器の構成が異なる.復号についてはSE-TC8PSKと同様である.

CE-TC8PSK用IQ変換器の構成を図4に示す.IQ変換器は位相変換器, 位相演算器, および波形変換器からなる.位相変換器では, (2-2)(2-3)式により符号器出力 y_n が8PSKの信号位相 ϕ_n に変換される.位相演算器では, まず, 信号位相 ϕ_n と, 1シンボル前の信号位相 ϕ_{n-1} との位相差 θ_n (ただし $|\theta_n| \leq 180^\circ$)が検出される.次に, 信号が定包絡線となるように, θ_n を用いて, 時刻 $t_{n-1}+$

t_m ($0 < t_m \leq T_s$)における ϕ_{n-1} からの信号位相変化量 δ_m が計算される。CE-TC8PSK を狭帯域化するため、 δ_m の計算において、次式に示すコサインロールオフ関数を用いた。この関数を用いることにより位相変化が滑らかになり、スペクトルの狭帯域化が図れる。

$$\delta_m = \begin{cases} 0; & 0 \leq t_m < \frac{T_s}{2}(1-\alpha_p) \\ \frac{\theta_n}{2} \left\{ 1 + \sin \left[\frac{\pi}{\alpha_p} \left(\frac{t_m}{T_s} - \frac{1}{2} \right) \right] \right\}; & \frac{T_s}{2}(1-\alpha_p) \leq t_m < \frac{T_s}{2}(1+\alpha_p) \\ \theta_n; & \frac{T_s}{2}(1+\alpha_p) \leq t_m < T_s \end{cases} \quad (2-14)$$

ただし、 α_p はロールオフ率を示している。(2-14)式で $\alpha_p \rightarrow 0$ とすれば位相変化は矩形となり、矩形パルスのTC8PSKと等価である。この δ_m を ϕ_{n-1} に加算することにより信号位相 p_{nm} が求められる。これらの関係を図5に示す。最後に波形変換器では、信号位相 p_{nm} から時刻 $t_{n-1}+t_m$ における $I(t_{n-1}+t_m)$ と $Q(t_{n-1}+t_m)$ を次式により求める。

$$I(t_{n-1}+t_m) = \cos(p_{nm}) \quad (2-15a)$$

$$Q(t_{n-1}+t_m) = \sin(p_{nm}) \quad (2-15b)$$

これらの値から連続波形 $I(t)$ と $Q(t)$ を生成する。生成方法は $t = t_{n-1}+t_m$ から $t = t_{n-1}+t_{m+1}$ まではそれぞれ $I(t_{n-1}+t_m)$ と $Q(t_{n-1}+t_m)$ に一定とする。以上の動作によりCE-TC8PSK信号の変調信号が生成される。 $\theta_n = 180^\circ$ となる場合には信号位相の回転方向が不定となるが、以下ではこの方向については一つ前の信号の回転方向と同じとした。

2.2.3 ピーク低減効果

図6にTC8PSK, SE-TC8PSK および CE-TC8PSK の信号空間軌跡を示す。(a)はTC8PSK, (b)~(d)は最小値制限法によるSE-TC8PSK, (e)~(g)は最大値制限法によるSE-TC8PSKであり、また、(h)はCE-TC8PSKの信号空間軌跡である。TC8PSKについては二乗余弦ロールオフ特性(ロ

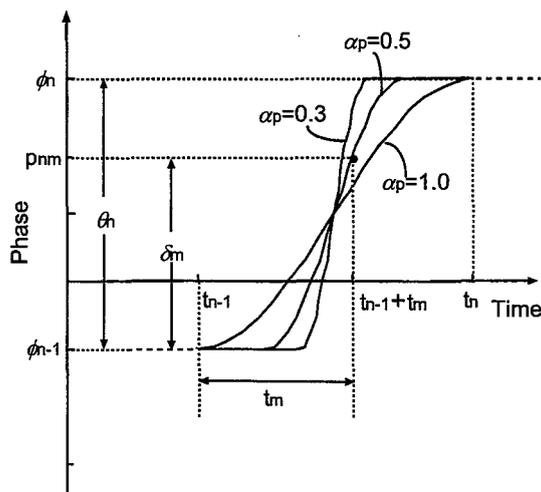


図5 CE-TC8PSK 位相遷移

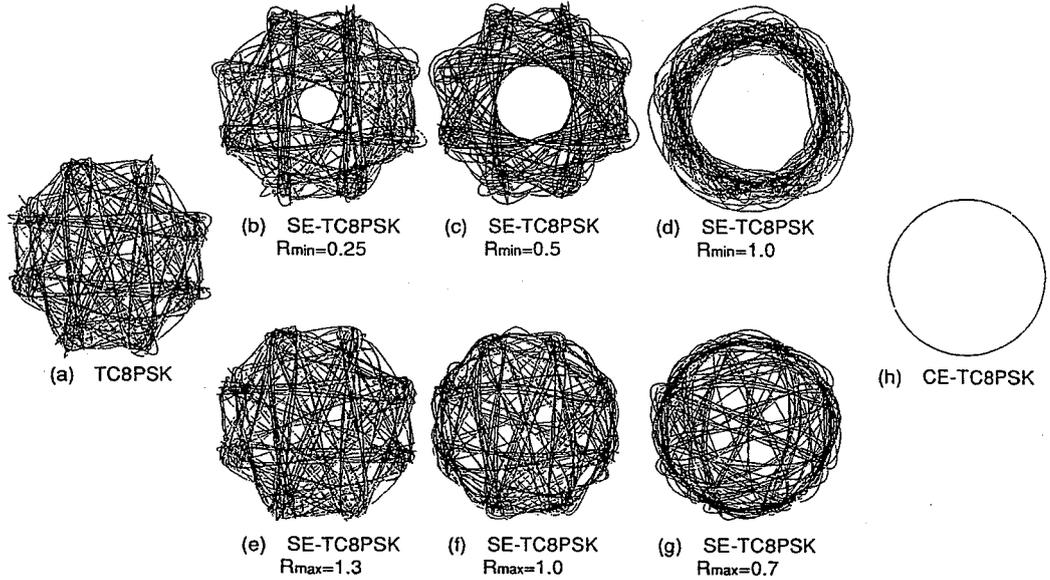


図 6 信号軌跡

ールオフ率 $\alpha=0.5$)となるように帯域制限を行った. SE-TC8PSK の信号波形については(5)式の $h(t)$ を二乗余弦ロールオフ特性(ロールオフ率 $\alpha=0.5$)として生成した. ただし, (2-6)式の N_f は 5 とし, (2-10)式の N_i は 10 とした. 図 6(a)の TC-8PSK と比較して(b)~(g)の SE-TC8PSK では包絡線変動が制限されていることがわかる.

包絡線の振幅 R の二乗である瞬時電力 q は次式で示される.

$$q = I(t)^2 + Q(t)^2 \quad (2-16)$$

図 6 に示した信号の q について, それぞれ確率密度関数 $p(q)$ を求めた結果を図 7 に示す. 最小値制限法では振幅が 0 に近い部分がなくなる. 一方, 最大値制限法ではピークが抑えられている.

2.3 計算機シミュレーション

SE-TC8PSK と CE-TC8PSK のスペクトル特性, BER 特性および電力効率特性を計算機シミュレーションにより求めた. なお, SE-TC8PSK については後述するように, 最小値制限法では電力効率特性はほとんど変化せず EC の効果が小さいため, この特性については詳細に触れず, 最大値制限法における特性を示す.

2.3.1 スペクトル特性

ビットレート $1/T_b$ で正規化した信号帯域 BT_b に対する SE-TC8PSK の R_{\max} を制限したときのスペクトル電力集中度を図 8(a)に示す. SE-TC8PSK は $T_s/2$ サンプリング関数を用いて値を補間するためスペクトルは理論的には $1/T_s$ の外側に広がることはない. このため, TC8PSK の帯域の 2 倍以下に抑えることができる.

CE-TC8PSK 信号のスペクトル電力集中度を図 8(b) に示す. CE-TC8PSK のスペクトル電力集中度は定包絡線変調である GMSK と比較するとやや悪く, 最も帯域の狭い $\alpha_p = 1.0$ のとき $B_b T = 0.5$

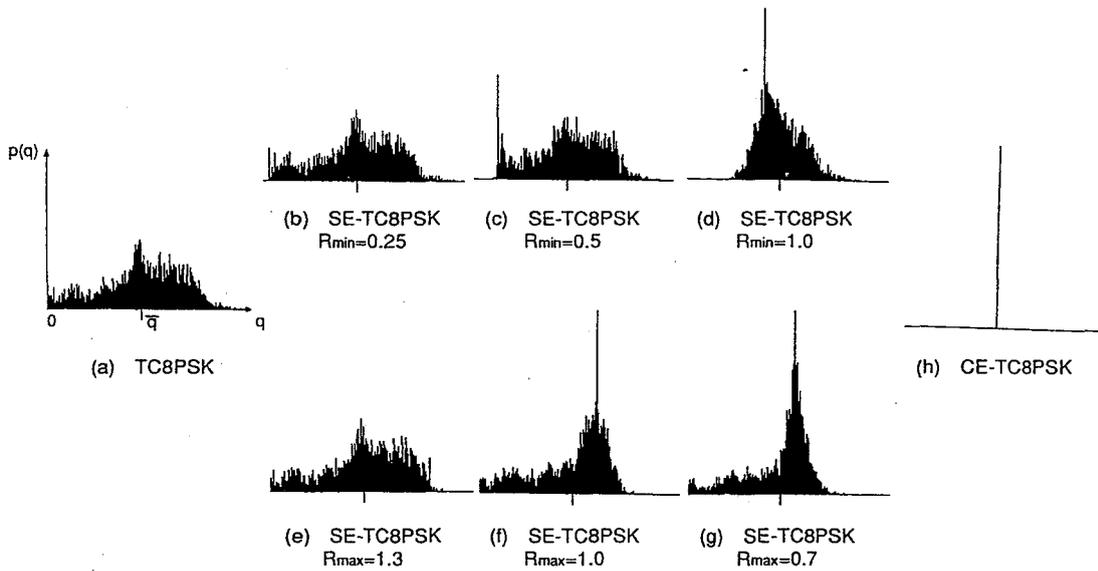


図7 瞬時電力分布

の GMSK とほぼ同等の特性となる[5].

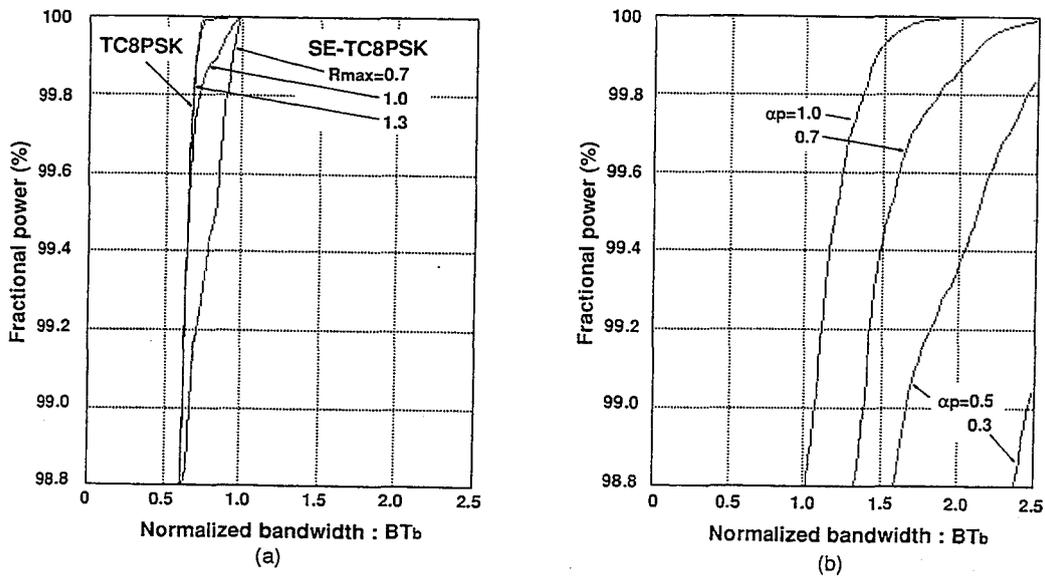


図8 電力集中度

2.3.2 BER 特性

復調は理想的な同期検波を仮定しており、キャリア位同期およびタイミング同期は完全であるとする。また、フェージングの影響は考慮していない。SE-TC8PSK 信号の E_b/N_0 に対する BER 特性を図9(a)に示す。比較のため QPSK および TC8PSK の BER についても示す。最大値制限法においては TC8PSK に比べて利得の劣化は 0.3dB 程度であり、QPSK に比べて $BER10^{-3}$ において 1dB の利得があることがわかる。なお、最小値制限法では $R_{min}=0.25$ のとき TC8PSK に比べて利得

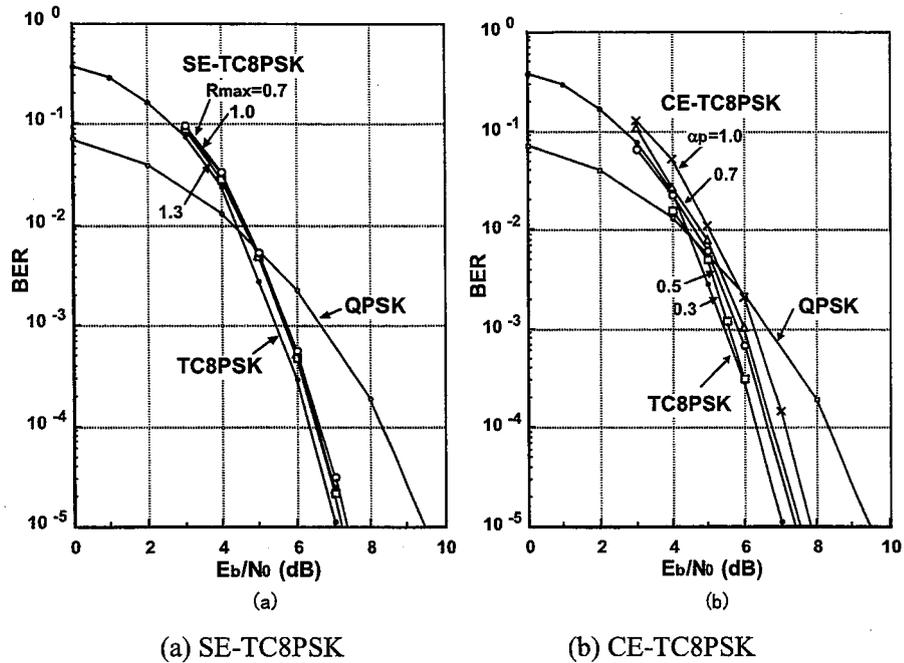


図9 BER 特性

の劣化量は 0.3dB であり、QPSK と比べて BER 10^{-3} において 1dB の利得があった。しかしながら、 $R_{min}=1.0$ のときには QPSK と比較して 0.5dB の利得となった。

CE-TC8PSK 信号の E_b/N_0 に対する BER 特性を図 9(b) に示す。QPSK と比較した場合、BER 10^{-3} においてロールオフ率 $\alpha_p=0.3$ で約 1dB の利得となり、TC8PSK に比べて 0.3dB 劣化している。ロールオフ率が大きくなるほど利得は減少し、 $\alpha_p=1.0$ では BER 10^{-3} において QPSK とほぼ同等の BER 特性となる。

以上の BER 特性からわかるように 10^{-2} 付近では TC8PSK が QPSK に対してほとんど利得がないため、SE-TC8PSK、CE-TC8PSK においても利得はないが、 10^{-3} 以下の BER において TC8PSK は QPSK に対して利得があるので、SE-TC8PSK、CE-TC8PSK においても BER= 10^{-3} 以下において QPSK より感度が高くなる。以下では理想状態に近い BER= 10^{-5} 以下の高品質伝送における諸特性について詳細に述べる。

SE-TC8PSK、CE-TC8PSK と従来のデジタル変調方式(TC8PSK、QPSK、BPSK、GMSK、CPM)について 99%帯域と最小信号空間距離から求めた高品質伝送時の受信における感度利得との関係を図 10 に示す。この図の感度は BER が十分小さいときの値を示しており、具体的には以下のようにして求めた。TC8PSK の感度については最小信号空間距離から理論的に求めた符号化利得である 3.6dB を用いた[7]。SE-TC8PSK および CE-TC8PSK についてはこの TC8PSK の利得から、シミュレーションにより求めた BER= 10^{-5} での劣化量を引くことにより求めた。GMSK については、受信フィルタとしてガウスフィルタを想定し、同期検波を行った場合の BER= 10^{-5} での利得である[5]。このため受信フィルタの不整合による劣化量が含まれている。また、CPM については変調指

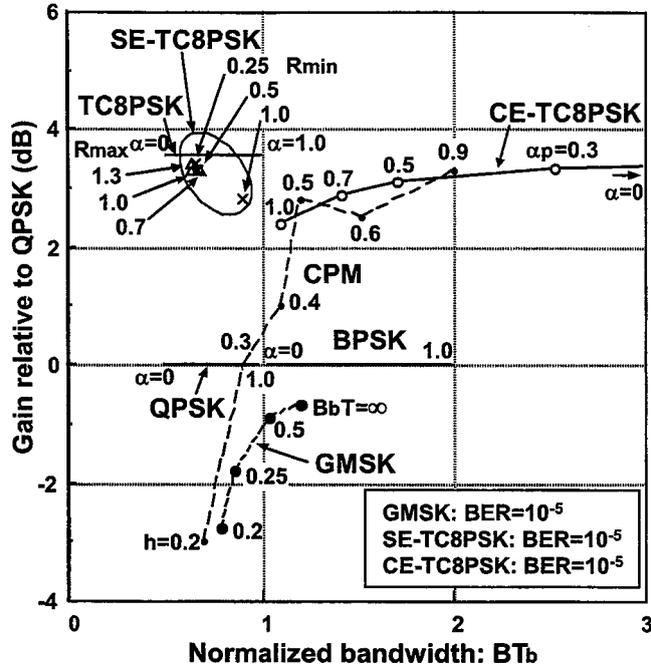


図 10 帯域と感度利得

数 h をパラメータとし、最小信号空間距離から求めた理論的な利得を用いており、また、QPSK、TC8PSK の情報信号の多値数と合わせるため 4 値のものを用いた[6]。図 10 からわかるように SE-TC8PSK は QPSK と比較して約 3dB の符号化利得がある。CE-TC8PSK の利得は 4 値 CPM とほぼ同等で、同帯域の GMSK と比較して約 3dB 大きい。

2.3.3 電力効率特性

SE-TC8PSK の電力効率の計算においては理想的な A 級増幅器を仮定した。A 級増幅器の瞬時電力効率 $\eta(q)$ は正弦波を増幅する場合、電源電圧を V_{cc} とすると次式で表せる[12]。

$$\eta(q) = \frac{q}{2V_{cc}^2} \quad (2-17)$$

そこで、SE-TC8PSK の包絡線のピークが電源電圧に等しいと仮定し、平均電力効率 η_a を次式により計算した。

$$\eta_a = \int_0^{\infty} p(q)\eta(q) dq \quad (2-18)$$

この η_a と R_{max}^2 および R_{min}^2 との関係を図 11 に示す。SE-TC8PSK は TC8PSK に比べてピーク電力が低いため SE-TC8PSK の電力効率は TC8PSK の 24% に対して最大 6% 改善され 30% となる。CE-TC8PSK の電力効率は変調波の包絡線が一定であるため理想的な A 級増幅器の最大電力効率である 50% となる。

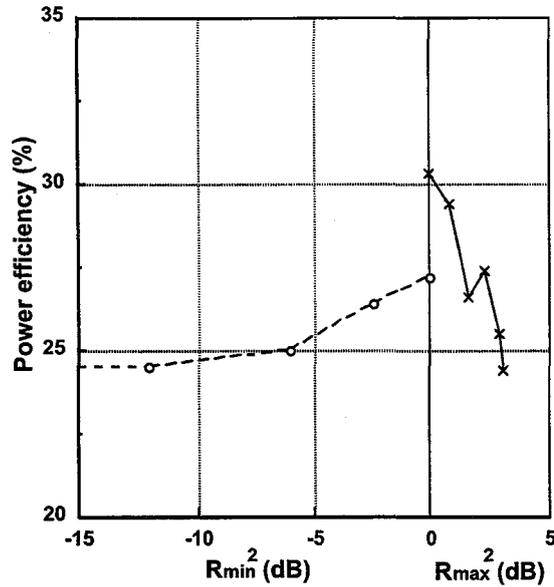


図 11 電力分布

2.3.4 総合特性

SE-TC8PSK, CE-TC8PSK および従来のデジタル変復調方式(TC8PSK, QPSK, BPSK, GMSK, CPM)において, 99%帯域幅と, 高品質伝送時の BER 特性が等しくなるように感度に応じて送信電力を調節したときの送信電力増幅器の消費電力との関係を比較した. 結果を図 12 に示す. 消費電力 P については QPSK の送信電力を 1W とし, 各方式の平均電力効率 η_a と QPSK に対する感度利得 G_Q とを用いて次式により求めた.

$$P = \frac{1}{\eta_a \cdot G_Q} \quad (2-19)$$

図 12 で左下すなわち原点に近いところに位置するものほど帯域特性, 感度特性, 電力効率特性という 3 つの特性のバランスにおいてより最適化された変調方式である. SE-TC8PSK は TC8PSK に比べて符号化利得が劣化するため送信電力をやや大きくする必要があるが, 電力効率が改善されているため, 消費電力は小さくなり, $R_{\max}=1.0$ のとき 15% 低減できる. この結果 SE-TC8PSK は最も左下に位置する. また, CE-TC8PSK は定包絡線であるため TC8PSK に比べて電力効率が約 2 倍の 50% となるため, 消費電力が約 1/2 となる.

図 12 の消費電力の比較については理想的な A 級増幅器を仮定したが, 包絡線変動のある変調方式については電力効率を改善した線形増幅器である LSA-BC(Linearized Saturation Amplifier with Bidirectional Control)を使用することにより消費電力を低減できる[3]. LSA-BC の電力効率を 40% とした場合, 例えば, QPSK($\alpha=0.5$)では理想 A 級増幅器を用いた場合, 平均電力効率は(2-18)式を用いて計算すると 24% となるが, LSA-BC では 40% の電力効率を得ることができる. このため消費電力を 40% 低減でき, 4.1W を 2.5W にできる. また, SE-TC8PSK($R_{\max}=1.0$)では,

30%の電力効率が LSA-BC では 40%となるため、1.5W を 1.2W にできる。定包絡線変調方式については、理想 A 級増幅器を用いた場合、電力効率は 50%となるが、さらに高電力効率である F 級増幅器を用いることにより消費電力をより一層低減できる[12]。F 級増幅器の電力効率を 70%とした場合には、消費電力を 30%低減でき、GMSK($B_bT=0.25$)では 3.0W を 2.1W に、CE-TC8PSK($\alpha_p=1.0$)では 1.1W を 0.8W にできる。このように、高電力効率化が進むことにより、消費電力がより一層低減されるが、変調方式の相対的關係は変化しないと考えられる。

2.4 結言

移動通信用デジタル変復調方式に必要な周波数利用の高効率化、高品質化、および高電力効率化を備えた変調方式を実現するため複素包絡線を直接制御する包絡線制御法(EC)を提案し、これを Trellis-Coded 8 Phase Shift Keying (TC8PSK)変調方式に適用した Smoothed Envelope TC8PSK (SE-TC8PSK)、及び Constant Envelope TC8PSK (CE-TC8PSK)について、スペクトル、BER、および電力効率を計算機シミュレーションにより明らかにした。これら 3 つの特性を従来の変調方式と比較し、総合的に評価した結果、BERが 10^{-5} 以下の高品質伝送条件においては、帯域、電力効率、感度の3つの特性に関して、より最適化された変調方式が得られることを明らかにした。

SE-TC8PSK は以下の特長があることを明らかにした。(i) 帯域は TC8PSK と比較して 99%帯域幅ではほとんど変わらず、狭帯域性が維持されている。(ii) 包絡線変動量を制限することによる符号化利得劣化量は $R_{\max}=1.0$ のとき 0.3dB 程度で、QPSK と比較して BER 10^{-3} では 1dB、高品質伝送条件では 3.3dB の利得がある。(iii) 理想 A 級増幅器の電力効率は 1.2 倍すなわち 30%となる。

CE-TC8PSK については以下の特長を明らかにした。(i) 帯域は、最も狭いもので $B_bT=0.5$ の Gaussian-filtered Minimum Shift Keying (GMSK)とほぼ同等となる。(ii) 符号化利得劣化量は TC8PSK に比べて 1dB 以内であり、GMSK と比較して高品質伝送条件では 3dB 以上の利得があり、4 値の Continuous Phase Modulation (CPM)と同等である。(iii) 電力効率は定包絡線であるため、TC8PSK に比べて大幅に改善され約 2 倍となる。

最後に高品質伝送条件において各デジタル変復調方式の BER が等しくなるように感度に応じて送信電力を調節したときの送信電力増幅器の消費電力を比較した。その結果、SE-TC8PSK は TC8PSK に比べて消費電力が 15%程度低減でき、SE-TC8PSK が BPSK, QPSK, TC8PSK, GMSK に比べて高品質伝送条件下では帯域、感度、電力効率という3つの特性のバランスにおいて、より最適化された変復調方式であることが明らかになった。また、CE-TC8PSK は SE-TC8PSK と比べて帯域が約 2 倍となる代わりに、TC8PSK に比べて消費電力が約 1/2 となることを明らかにした。

なお、以下に列挙する課題が残されている。(i) SE-TC8PSK および CE-TC8PSK では TC8PSK で用いられている符号器をそのまま用いている。しかしながら、この符号器は熱雑音伝送路において最適化されたセットパーティションの指針にもとづいて導かれたものであり、必ずしも電力効率を最適化する符号化とは言えない。今後、包絡線の制御を考慮した符号化を行えば、利得をさらに大きくできる可能性がある。(ii) BER 特性はガウス雑音の下での特性を示しているが、移動通信に本方式を適用するためにはフェージング下での特性を明らかにする必要がある。(iii) また、電力効率の計算では理想的な A 級増幅器を仮定したが、実用的な増幅器を用いた場合には改善量が異なることが予想されるため、具体的な検討が必要である。

参考文献

- [1] Y. Akaiwa and Y. Nagata, "Highly efficient digital mobile communications with a linear modulation method," *IEEE Journal on Selected Areas in Commun.* vol.SAC-5, No.5, pp.890-895, June 1987.
- [2] 三瓶 政一, "陸上移動通信用 16QAM のフェージングひずみ補償方式," 信学論(B-II),

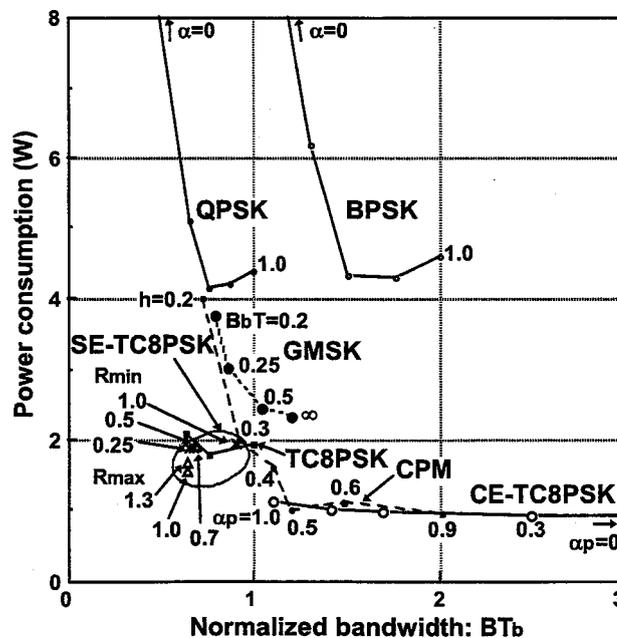


図 12 消費電力比較

J72-B-II, No.1, pp.7-15,平 1-01.

- [3] 千葉 耕司, 野島 俊雄, 富里 繁, "双方向フィード形ドレイン電圧制御増幅器 (BDF-DVCA)," 信学技報, RCS89-33, Oct. 1989.
- [4] F. de Jager and C. B. Dekker, "Tamed frequency modulation, a novel method to achieve spectrum economy in digital transmission," *IEEE Trans. Commun.*, vol.COM-26, No.5, pp.534-542, May 1978.
- [5] K. Murota and K. Hirade, "GMSK Modulation for digital mobile radio telephony," *IEEE Trans. Commun.*, vol.COM-29, No.8, pp.1044-1050, July 1981.
- [6] T. Aulin and C.-E. W. Sundberg, "Continuous phase modulation-Part I: Full response signaling, Part II: Partial response signaling," *IEEE Trans. Commun.*, vol.COM-29, No.3, pp.196-225 March 1981.
- [7] G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel / phase signals," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. IT-28, No.1, pp.55-67, Jan. 1982.
- [8] 三瓶 政一, 神尾 享秀, "陸上移動通信におけるトレリス符号化 16QAM / TDMA システムの特性," 信学論(B-II), J73-B-II, No.11, pp.630-638, 平 2-11.
- [9] 齊藤 秀俊, 牧山 智秀, 河野 隆二, 今井 秀樹, "最大信号電力制限下におけるアナログ符号化変調方式の検討," 信学技報, IT91-6, May. 1991.
- [10] P. R. Chevillat and E. Eleftheriou, "Decoding of Trellis-Encoded Signals in the Presence of Intersymbol Interference and Noise," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, No.7, pp.669-676, July.1989.
- [11] A. Duel-Hallen and C. Heegard, "Delayed Decision-Feedback Sequence Estimation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, No.5, pp.428-436, May 1989.
- [12] F. H. Raab, "High efficiency amplification techniques," *IEEE Circuits and Systems Newsletter*, vol.7, No.10, pp.3-11, Dec. 1975.

第3章 DS-CDMA-FFH 方式

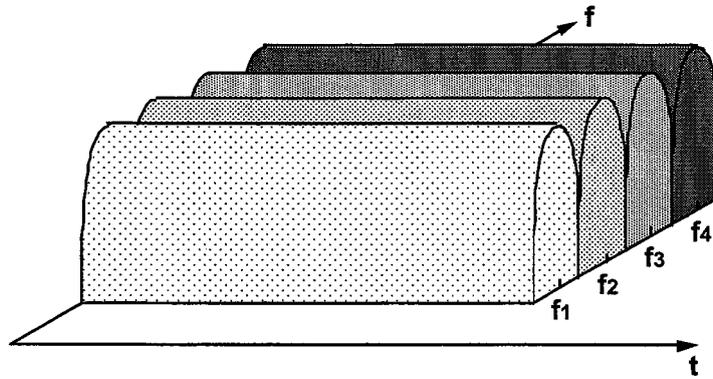
3.1 序言

移動通信における周波数利用効率を向上するための技術の 1 つとして、コード分割多元接続 (Code Division Multiple Access : CDMA) 方式が研究されている[1]-[5]. CDMA 方式では、拡散/逆拡散のプロセスにおいて多重化されている干渉信号を熱雑音と同等に扱うことにより、プロセスゲインに比例した数のユーザが同じ周波数帯を同時に使用することが許容される. CDMA で最もよく利用される直接拡散(Direct Sequence : DS)では、同一周波数を利用するユーザは疑似直交したコードで分離されているので、完全には分離できず、コード間の相関に応じて干渉波が希望波に重畳される. これらの干渉波成分を等価的な熱雑音と見なし、誤り訂正により伝送特性を改善することができる. さらに RAKE 受信を導入して、合成ダイバーシチ効果を得ることにより、希望波成分の電力レベル増加と、レベル変動の抑制が行われ、二次的な効果として変動している干渉波による劣化を抑制することができる. しかしながら、より積極的に他ユーザからの干渉成分を干渉キャンセラを用いて除去すれば、容量をさらに大きくできる可能性がある[6][7].

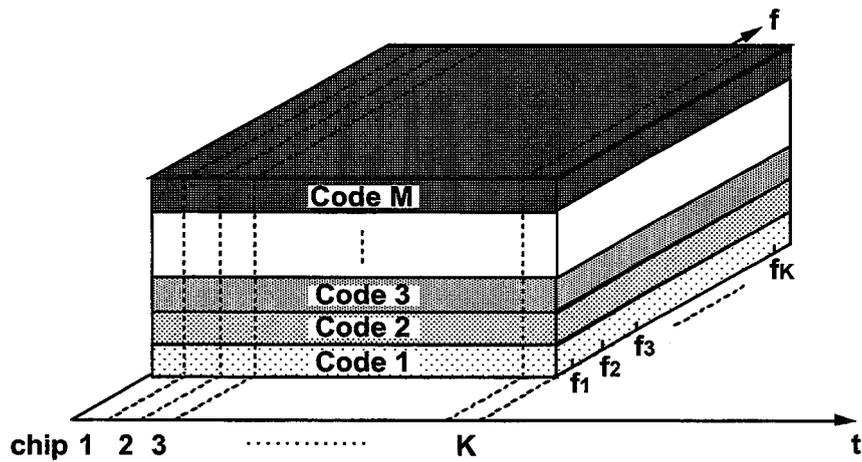
一方、従来の移動通信においては周波数分割多元接続(Frequency Division Multiple Access: FDMA)による狭帯域伝送が行われてきた. この方式は周波数帯を分割して多重化しているため、他ユーザの信号を簡単な受信フィルタにより除去できる利点がある. また、変復調における処理動作周波数も DS に比べれば低くできるので消費電力の点でも有利である. そこで、本章では、Walsh 関数を用いたコード分割による多重化と周波数分割による多重化とを組み合わせることにより CDMA と FDMA の利点を併せ持つ、コヒーレントハイブリッド DS-CDMA-FFH 方式 (CHYB-DS-FFH)を提案する.

従来の FDMA と DS-CDMA で用いる信号の時間/周波数軸上の違いを図 1(a)と(b)に示す. (a)の FDMA ではユーザごとに周波数帯を分割して割り当てており、各ユーザの信号帯域は狭帯域である. また、使用する周波数は時間的に変わらない. (b)は 1 シンボルあたりのチップ数 K 、ユーザ数 M の DS-CDMA を表している. DS-CDMA では全てのユーザが同一の周波数を使用している. 各ユーザの信号帯域は拡散により広帯域化している. 広帯域化によりパスダイバーシチ効果を得ることができる. 使用する周波数帯は時間的に不変である. この方式では広帯域信号のため、マルチパス、シンボル同期ジッタの影響が無視できず、多重化信号を完全に分離することができない. したがって、伝送特性は信号対干渉電力比にプロセスゲインを乗積した値に依存する. これに対して CHYB-DS-FFH で用いる信号は同図(c)のようになる. この CHYB-DS-FFH の特徴を図 2 に示す. これらの特徴は以下に述べる CHYB-DS-FFH の動作に基づいている.

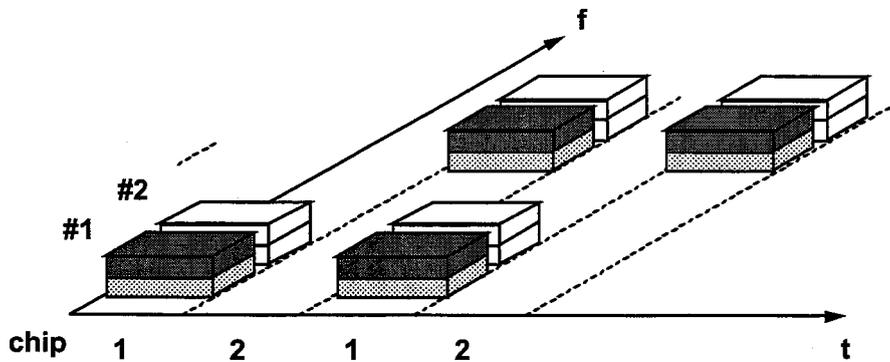
図 1(c)では 4 ユーザが同時に同一帯域を使用することを想定しており、チャンネル群#1 は 4 つのチャンネルを有している. 狭帯域性を保つため 1 シンボルあたりのチップ数を 4 という小さな値にしている. チップレートが低いので、マルチパスおよび同期回路の不完全性によるジッタの影響は小さく、Walsh 関数によるコードは 1 シンボル区間で互いに直交させることができ、多重化信号を完全に分離できる. したがって、伝送特性は信号対雑音電力比に依存する.



(a) FDMA



(b) CDMA



(c) Coherent Hybrid DS-SS

図1 アクセス方式の比較

周波数ホッピングにおける周波数間隔はそれぞれの FFH 波がほぼ独立に変動するように設定する。したがって、これらの FFH 波を合成すれば 1 シンボルごとの周波数ダイバーシチ効果が得られる。逆拡散において各ホッピング周波数におけるキャリア成分がローカル発振用 FFH シンセサイザでコヒーレントに生成されると仮定する。このときトレーニングを用いた FFH 波の最小 2 乗合成に

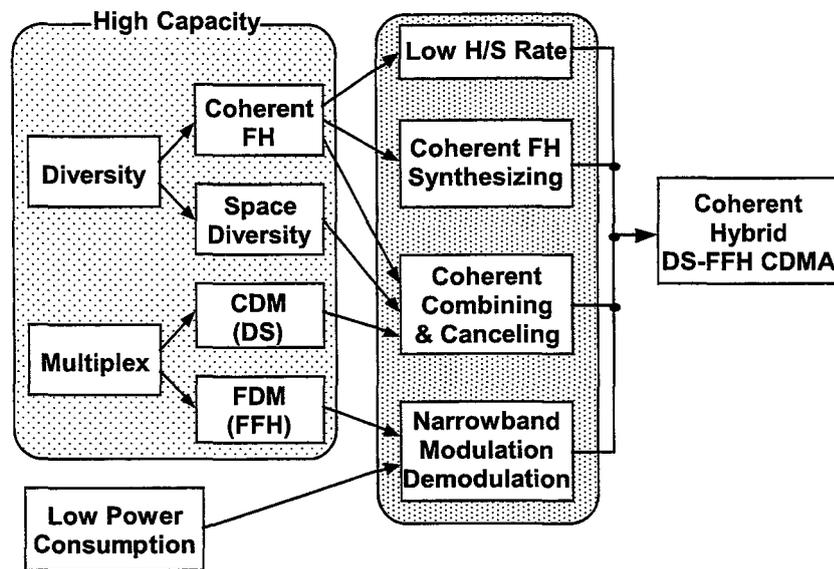


図2 提案方式の特徴

より最大比合成効果と干渉波キャンセル効果が得られる[8]. この合成には空間ダイバーシチを一体化することもできる. ダイバーシチ効果としては 10 ブランチ程度あれば十分であるから 1 シンボル当たりのホップ数は 10 以下で十分である. また, 周波数ホッピングは図 1(c)のチャンネル群#1と#2のように, チャンネル群がそれぞれ平行して遷移すればチャンネル群同士で重なることがない, すなわちヒットすることがないので, FDM と同様にバンドパスフィルタで容易かつ精度よくチャンネル群を分離することができる.

従来のハイブリッド方式ではスローホッピングが検討されているが, インターリーブと誤り訂正の導入なしには 1 シンボルごとのダイバーシチ効果は期待できない[9].

1 シンボルごとのダイバーシチ効果をねらいとする方法としては, 1 シンボルを時間上に拡散して, 時間軸上で局所的に生じる信号レベル低下の影響を分散させる時間拡散変復調方式が知られている[10][11]. この方法では, 拡散信号を 1 シンボル長より長くすることによる改善効果を期待しているのに対して, CHYB-DS-FFH は 1 シンボル内で周波数軸上に拡散した FFH による効果を期待している.

重畳された信号のコードによる分離は, レベル・位相変動の影響で不完全になるので干渉成分が発生し, それをキャンセルする技術が必要となる. 干渉キャンセラとしては, 線形キャンセラと非線形キャンセラが知られている[8]. ここでは, まず複数チップの信号を複数ブランチの出力とみなして合成する線形干渉キャンセラを検討し, 次に, 高品質化が期待できる非線形キャンセラを検討する.

以下では, 最初に CHYB-DS-FFH 方式の構成と動作について述べ, 計算機シミュレーションにより伝送特性を明らかにする.

3.2 方式構成と動作

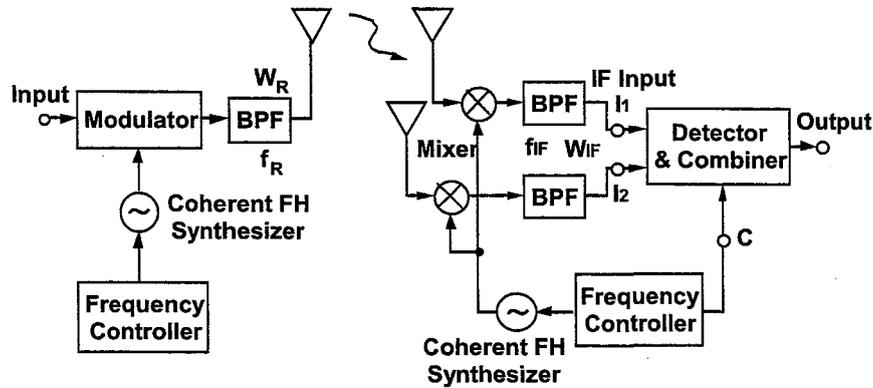


図3 送受信機構成

3.2.1 基本構成

本方式の送受信機のブロック図を図3に示す。送信機は直交変調器、送信用周波数シンセサイザおよび周波数制御回路から構成されている。送信出力を $s(t)=\text{Re}[S(t)]$ のように複素表示する。ただし、 $\text{Re}[\]$ は実数部を表す。入力端子から入力されるシンボル系列 $b(t)$ は次式で示される。系列 $b(t)$ は、ビットレートが $2/T$ の QPSK 複素包絡線を表し、 $\{-1,1\}$ の 2 値をとる 2 つの信号 $b_i(t)$ と $b_q(t)$ とから成る 4 値信号とする。

$$b(t) = b_i(t) + jb_q(t) \quad (3-1)$$

この $b(t)$ は、シンボルごとに K 個のチップに分割され、周波数シンセサイザから出力された正弦波 $c_i(t)$ を用いて直交変調器によって変調される。 k 番目 ($1 \leq k \leq K$) のチップに対するホッピング周波数を ω_k とし、初期位相を ϕ_k とすると、 $c_i(t)$ は次式で表される。

$$c_i(t) = \exp[j\omega(t)t + \phi(t)] \quad (3-2)$$

ただし

$$\omega(t) = \omega_k; \quad iT + (k-1)T/K \leq t < iT + kT/K \quad (3-3a)$$

$$\phi(t) = \phi_k; \quad iT + (k-1)T/K \leq t < iT + kT/K \quad (3-3b)$$

である。 $c_i(t)$ の周波数は周波数制御回路から出力される制御信号に応じて切り換えられる。変調波 $S(t)$ は次式で表される。

$$S(t) = b(t)c_i(t) \quad (3-4)$$

ω_k の値は、あらかじめ定められた順序でチップごとに变化する。その値はシステムの帯域 ω_b 全体にわたって分布させるとともに、 $\omega_k \neq \omega_k'$ とした方がダイバーシチ効果を期待できる。また、ホッピング周波数ごとの位相については保存されており、この位相制御については周波数制御回路で行われることとする。

受信機はミキサ、受信用周波数シンセサイザ、周波数制御回路、帯域通過フィルタおよび復調

回路から構成される。図 3 では 2 ブランチ構成となっているが、本節では、基本的な 1 ブランチ構成の受信について説明する。伝送路のフェージングによる複素包絡線変動成分 $A(t)$ と熱雑音 $N(t)$ を用いると受信波 $r_x(t)$ は次式で表される。

$$r_x(t) = A(t)S(t) + N(t) \quad (3-5)$$

ただし

$$A(t) = A_k(t); \quad iT + (k-1)T/K \leq t < iT + kT/K \quad (3-6a)$$

$$A_k(t) = |A_k(t)| \exp\{j \text{Arg}[A_k(t)]\} \quad (3-6b)$$

である。受信波は周波数シンセサイザ出力 $c_r(t)$ を用いて逆ホッピングされる。 $c_r(t)$ は送信ホッピング周波数 $c_t(t)$ を用いて次式で示される。

$$c_r(t) = c_t(t) \exp[j\phi_0(t)] \quad (3-7)$$

$\phi_0(t)$ は周波数シンセサイザの送受信間における位相差であるが、ここでは周波数シンセサイザの初期位相は完全に制御されていると仮定する。

$$\phi_0(t) = \phi_0 \quad (3-8)$$

受信用周波数シンセサイザの周波数は周波数制御回路からの制御信号により送信ホッピングパターンに同期して切り換えられる。ミキサ出力は帯域通過フィルタを通過し、復調回路によって復調される。準同期検波された複素包絡線信号 $r(t)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} r(t) &= r_x(t)c_r^*(t) \\ &= A(t)S(t)c_r^*(t) + N(t)c_r^*(t) \\ &= S_r(t) + N_r(t) \end{aligned} \quad (3-9)$$

このとき

$$S_r(t) = A(t)b(t) \exp(-j\phi_0) \quad (3-10a)$$

$$N_r(t) = N(t) \exp(-j\phi_0) \quad (3-10b)$$

である。

図3の復調回路部分の詳細を図4に示す。チップ数 $K=4$ の例を示している。この復調回路では適応アルゴリズムを用いたコヒーレント合成が行われる[12]。まず、IQ 検波器で準同期検波が行われ、複素包絡線 $r(i)$ が抽出される。次に、1 シンボルに対応する K チップの複素包絡線がスイッチを介してメモリに蓄積される。スイッチの切り換えは周波数制御回路の動作に同期した制御信号により制御される。メモリに蓄積した時点 iT での複素包絡線信号を $\mathbf{R}(i)$ とし、 $(i-1)T$ の時点で求めた複素包絡線信号のキャリア成分推定値である複素係数を $\mathbf{W}(i-1)$ とする。また、合成回路出力の複素合成信号を $y(i)$ とすると、 $y(i)$ は次式のようになる。

$$y(i) = \mathbf{W}^H(i-1)\mathbf{R}(i) \quad (3-11)$$

ただし

$$\mathbf{W}^H(i) = (w_1^*(i), w_2^*(i) \wedge w_k^*(i)) \quad (3-12a)$$

$$\mathbf{R}^H(i) = (r_1^*(i), r_2^*(i) \wedge r_k^*(i)) \quad (3-12b)$$

である。H は複素共役転置を表している。複素合成信号 $y(i)$ は判定回路により判定される。この複素判定結果を $d(i)$ とし、事前推定誤差を $\alpha(i)$ とすると、複素数 $\alpha(i)$ は $d(i)$ と $y(i)$ を用いて、次式で計算される。

$$\alpha(i) = d(i) - y(i) \quad (3-13)$$

複素係数制御回路において、 $\alpha(i)$ と $r(i)$ をもとに既知のトレーニング信号を用いた逐次最小 2 乗法 (Recursive Least Squares : RLS) により複素係数 $\mathbf{W}(i)$ のアップデートがおこなわれる[13]。この $\mathbf{W}(i)$ を用いて $(i+1)$ の時点での複素合成信号 $y(i+1)$ が求められる。以上の動作を繰り返すことによりシンボルの復調が行われる。

3.2.2 空間ダイバーシチ構成

K チップの CHYB-DS-FFH において L ブランチ空間ダイバーシチ受信を併用するときは式(3-11) の $\mathbf{R}(i)$ および $\mathbf{W}(i)$ は次式のように変形される。

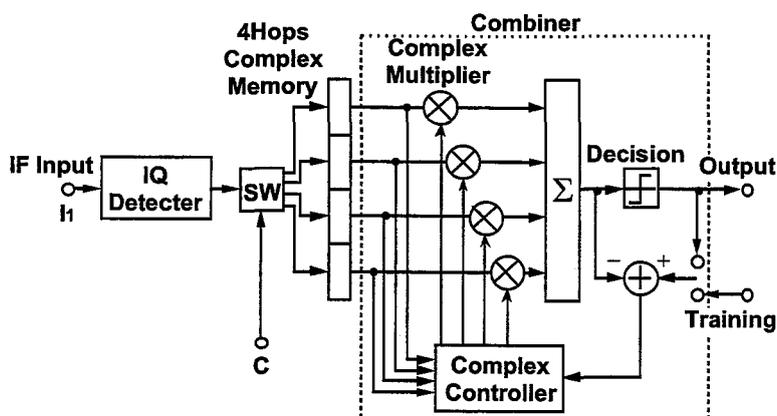


図4 復調器構成

$$\mathbf{W}^H(i) = (w_{1,1}^*(i), w_{1,2}^*(i) \Delta w_{1,K}^*(i), w_{2,1}^*(i) \Delta w_{2,K}^*(i) \Delta w_{L,1}^*(i) \Delta w_{L,K}^*(i)) \quad (3-14a)$$

$$\mathbf{R}^H(i) = (r_{1,1}^*(i), r_{1,2}^*(i) \Delta r_{1,K}^*(i), r_{2,1}^*(i) \Delta r_{2,K}^*(i) \Delta r_{L,1}^*(i) \Delta r_{L,K}^*(i)) \quad (3-14b)$$

ブランチ数 $L=2$, チップ数 $K=2$ としたときの復調回路の詳細を図5に示す。ブランチ1により受信した2つのチップはメモリ1およびメモリ2に蓄積される。また、ブランチ2により受信したチップはメモリ3およびメモリ4に蓄積される。これらの蓄積信号を用いて合成が行われる。メモリ以後の動作は図4に示した1ブランチの構成における $K=4$ の場合と同様である。

3.2.3 送信信号の多重化

1セル当たりのシステム帯域を W_S とし、FDMA方式における1チャンネル当たりの信号帯域を B_S とする。このときの総チャンネル数を N_S とすると、 N_S は次式で表せる。

$$N_S = W_S / B_S \quad (3-15)$$

一方、 K チップのFFHを行うため、1シンボルを K チップに分割すると、そのチップ伝送速度はシンボル伝送速度の K 倍となる。このため、各々のチップをホッピングすると、各チップのチップ長 T_c はシンボル長 T の $1/K$ になるので、信号帯域は、チップ分割を行わないシンボル伝送の信号帯域と比較して K 倍となり、 KB_S となる。この結果、FFHを行わない場合と比較して、周波数利用効率が $1/K$ に低下する。同じシステム帯域 W_S を用いてFFHを行う場合の1セル当たりのチャンネル数を N_{SH} とすると、 N_{SH} は N_S を用いて次式で表せる。

$$N_{SH} = W_S / (KB_S) = N_S / K \quad (3-16)$$

本方式では、直交コードを乗積した M 個の信号を同一キャリアに多重化してチャンネル群を形成し、同一周波数で複数のシンボル系列を送信することにより周波数利用効率の改善を図っている。すなわち、 N_{SH} 個のチャンネル群にそれぞれ M 個の信号が多重化されていることとなる。このときの総チャンネル数を N_{SM} とすると、 N_{SM} は次式のようになる。

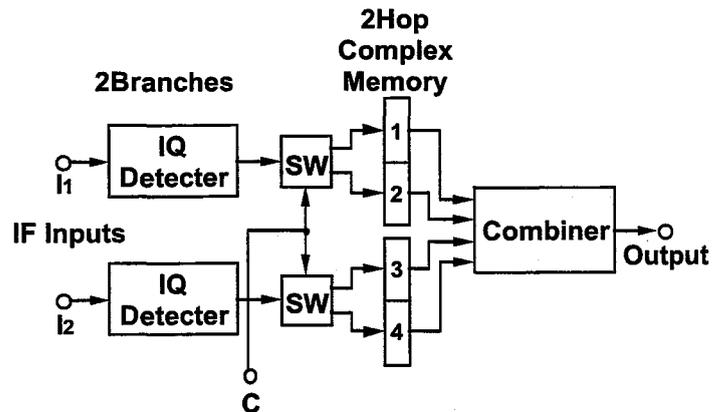


図5 復調器構成

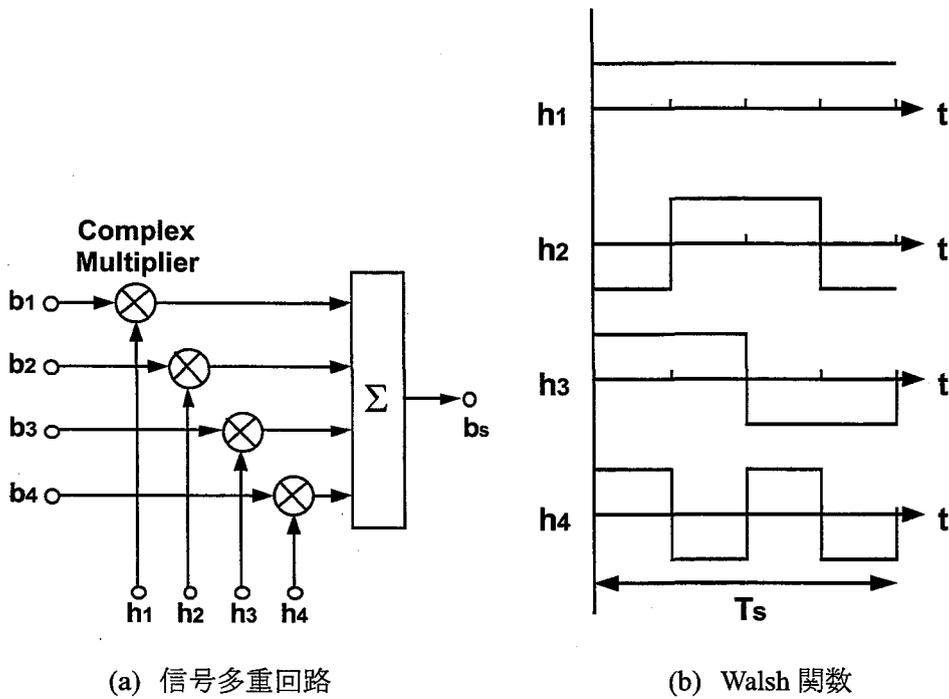


図6 送信信号の多重化

$$N_{SM} = MN_{SH} = (M/K)N_s \quad (3-17)$$

K チップの場合には最大 K 個の直交コードを作ることができるので、 $M=K$ とすれば FFH に伴う帯域拡大による周波数利用効率の低下が防げる。

以下では多重化の具体的な方法を説明する。簡単にするため 1 ブランチ ($L=1$) 受信の場合の多重化処理について述べる。多重化されている m 番目 ($1 \leq m \leq M$) のシンボル系列 $b_m(t)$ は次式で表される。

$$b_m(t) = b_{im}(t) + jb_{qm}(t) \quad (3-18)$$

これらのシンボル系列を単純に重畳して多重化すると、受信側で他の $(M-1)$ 個の信号を区別することができなくなるため復調が困難となる。そこで、復調時に多重波を分離できるように、多重化するシンボル系列を各々チップに分割した後に、次式に示すような互いに直交する符号 $h_m(t)$ を各々のチップに乗積しておく。多重化された信号 $b_s(t)$ は次式で表される。

$$b_s(t) = \sum_{m=1}^M b_m(t)h_m(t) \quad (3-19)$$

ただし、 $h_m(t)$ は

$$h_m(t) = h_{m,k}; \quad iT + (k-1)T/K \leq t < iT + kT/K \quad (3-20)$$

であり、次式の正規直交条件を満たすものとする。

$$\sum_{k=1}^K h_{m,k} h_{m,k}^* = 1 \quad (3-21a)$$

$$\sum_{k=1}^K h_{m,k} h_{m',k} = 0; \quad m \neq m' \quad (3-21b)$$

$h_m(t)$ の例としてはWalsh関数がある。チップ数 $K=4$ 、多重数 $M=4$ の場合について送信多重化処理の様子とWalsh関数の例を図6に示す。この処理では4つのシンボル系列に互いに直交する4種類の直交関数 $h_m(t)$ が乗算される。多重化された信号を受信する場合には、送信時に乗算されている $h_m(t)$ に対して、式(3-21)に示す $h_m^*(t)$ が受信側で乗算され、逆拡散が行われる。この場合の複素包絡線 $r_m(t)$ は次式のように表される。

$$\begin{aligned} r_m(t) &= [S_r(t) + N_r(t)] h_m^*(t) \\ &= S_r(t) h_m^*(t) + N_r(t) h_m^*(t) \\ &= A(t) b_s(t) h_m^*(t) \exp(-j\phi_0) + N_{r_m}(t) \\ &= A(t) \left(\sum_{m'=1}^M b_{m'}(t) h_{m'}(t) \right) h_m^*(t) \exp(-j\phi_0) + N_{r_m}(t) \end{aligned} \quad (3-22)$$

この $r_m(t)$ については1シンボルに対応する K チップの $r_m(t)$ がスイッチを介してメモリに蓄積される。メモリに蓄積されている時点 i での複素包絡線 r_{mi} と、 $(i-1)$ の時点で求められた複素係数 w_{i-1} とが複素乗算器で乗算され、乗積信号が合成回路で合成される。周波数選択性フェージングの影響が小さく各チップのレベルがほぼ同一の場合には A_k の値がほぼ同一となるため、合成信号 y_i は次式のように表される。

$$y(i) = \sum_{k=1}^K \left[\left(\sum_{m'=1}^M b_{m'}(i) h_{m',k} \right) h_{m,k}^* \exp(-j\phi_0) + N_{r_m,k} \right] \quad (3-23)$$

式(3-23)は式(3-21)より以下のようなになる。

$$y(i) = K b_m(i) \exp(-j\phi_0) + \sum_{k=1}^K N_{r_m,k} \quad (3-24)$$

となり、 $m'=m$ の信号が抽出される。以上により、直交コードによる信号の多重化が行える。

3.3 計算機シミュレーション

3.3.1 評価条件

CHYB-DS-FFHのBER特性について、基地局から移動局への下り回線における信号伝送特性の計算機シミュレーションを行った。シミュレーションでの周波数選択性フェージングの伝搬モデルは等レベル4波レイリーとし、基準波からの遅延時間は $1\mu\text{s}$ 、 $2\mu\text{s}$ および $3\mu\text{s}$ とした。また、伝送速度は 10kbps 、変調方式はQPSKとし、バースト信号の構成は16シンボルのトレーニング信号に128シンボルのデータ信号が続くものとした。トレーニング信号は、多重化されている信号および他局の干渉信号では、互いに直交している。RLSアルゴリズムの忘却係数は0.9とした。ホッピングによ

る拡散帯域は 1MHz とし、周波数ホッピング間隔は等間隔とした。また、ホッピングにおいては周波数帯で分割した各チャンネルは平行に遷移しており、受信フィルタで他のチャンネル群の信号は完全に分離できることとする。また、全てのセルのホッピングパターンおよび直交符号の種類は同一とする。さらに、同期系は正確に制御されており、他のチャンネル群のチップと受信側でオーバーラップすることがないと仮定する。基地局間同期も完全であると仮定する。

CHYB-DS-FFH の干渉の影響について分類すると、(i) 自局での多重化による干渉と、(ii) 他の基地局からの干渉がある。自局内での干渉波の数を I_0 、他局からの干渉波の数を I_1 として、次の 5 つのケースについて検討した。ただし、シミュレーションで考慮する移動機の総数を N_M とする。

(a) No Interference (NI), $M_{NM}=1$

$$I_0=0, I_1=0$$

(b) Single Cell (SC), $M_{NM}=4$

$$I_0=3, I_1=0$$

(c) Multi-Cell with Half Interference (MHF), $M_{NM}=4$

$$I_0=1, I_1=2$$

このケースではゾーン数は 2 とし、これらの 2 つのゾーンでは、同一周波数の繰り返しゾーン数 N が 1 の場合と同様に同一キャリア周波数を用いている。ただし、チップ数 $K=4$ であるから、拡散する前の帯域における 4 チャンネル分の帯域を 1 キャリア (1 チャンネル群) で用いている。このケースでは 1 チャンネル群当たり 2 ユーザを多重化しているので、結局、システムの総チャンネル数は繰り返しゾーン数 N が 2 の場合と等価になる。

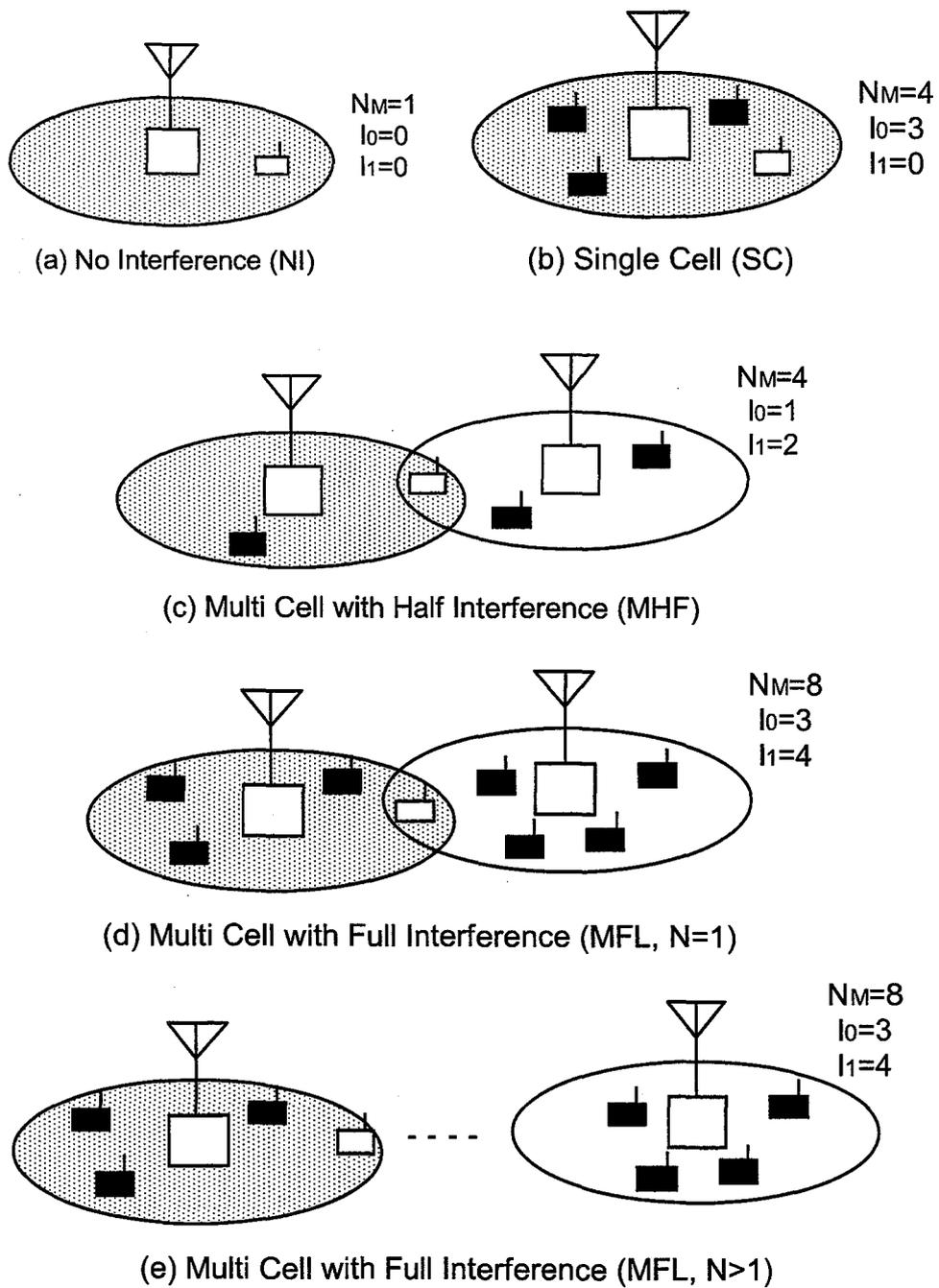


図7 干渉条件の分類

(d) Multi-Cell with Full Interference (MFL), $M_{NM}=8$

$$I_0=3, I_1=4$$

このケースでは1チャンネル群当たり4ユーザを多重化しているので、総チャンネル数は $N=1$ と等価になる。

(e) Multi-Cell with Full Interference (MFL, $N>1$), $M_{NM}=8$

$$I_0=3, I_1=4$$

このケースは(d)と I_0, I_1 は同じであるが、同一周波数を一定の距離をおいて利用することを想定している。このため、 $N > 1$ となる。

これらの 5 つのケースを直線的に並ぶゾーンを仮定して図 7 に示す。対象とする移動機は自ゾーンの境界に位置していると仮定した。このため、MHF および MFL($N=1$)では、自局および他局の 2 つの基地局からの信号について、対象とする移動機における平均受信レベルは等しい、すなわち、CIR=0dB とした。さらに、同一チャンネル群に多重化されている信号についても、各々の平均受信レベルは等しいとした。図 7 では、対象とする移動機を白、多重化されている他の信号を受信している移動機を黒で示している。白い移動機は網かけしたゾーンに属しているとする。本来は図示したゾーンの周辺にもゾーンが存在し、これらの基地局からも干渉波が到来するが、その影響は距離が離れているので無視できるとした。

以上の条件で行ったシミュレーション結果を以下に示す。

3.3.2 基本特性

CHYB-DS-FFH について、平均 E_b/N_0 を Γ 、平均 BER を P_e とし、最大ドップラ周波数 $f_D=0$ の場合の Γ に対する P_e の特性を図 8 に示す。 $K=2$ および $K=4$ とし、 $L=1$ とした。また、干渉は無し(NI)とした。破線は 1 ブランチ当たり E_b/K としたときの最大比合成による K ブランチダイバーシチ受信時の平均 BER の理論値である[14]。 $K=2$ および $K=4$ については周波数ダイバーシチ効果による理論値と同じ傾きになっている。 $K=4$ の場合 $P_e = 10^{-2}$ となる所要 Γ は 8dB である。 $K=2$ で 0.5dB、 $K=4$ で 1dB 理論値から劣化しているが、これは伝送路推定の誤差による。

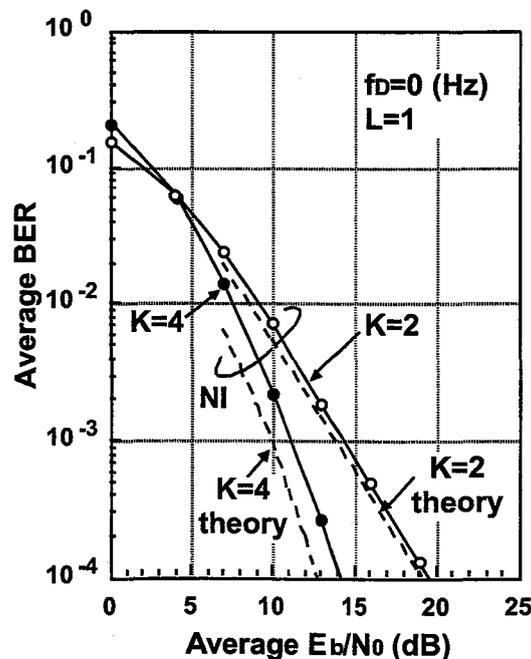


図 8 平均 BER 特性(干渉無し)

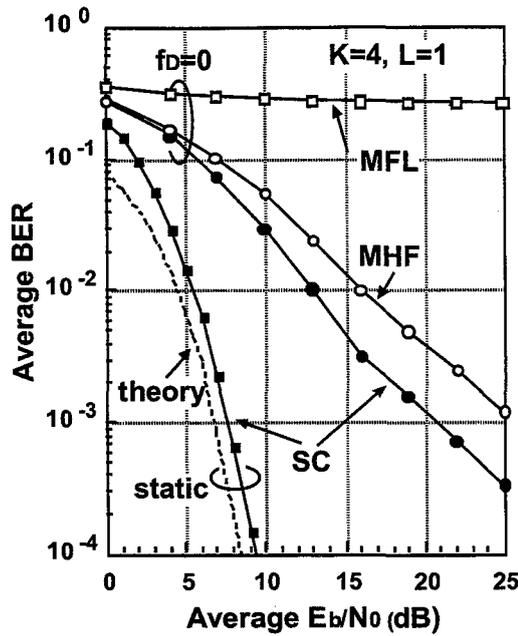


図9 平均 BER 特性(干渉有り)

3.3.3 干渉の影響

まず、干渉キャンセル効果を確認するため、 $K=4, L=1$ とし、SC における遅延波がないときの静特性と、SC、MHF および MFL ($N=1$) における準静的 ($f_D=0$) 周波数選択性フェージング条件における特性について述べる。各々のケースの Π に対する P_e の特性を図9に示す。図9には遅延波がないときの QPSK 同期検波の静特性理論値も示す[14]。静特性の結果から、遅延波がないと周波数

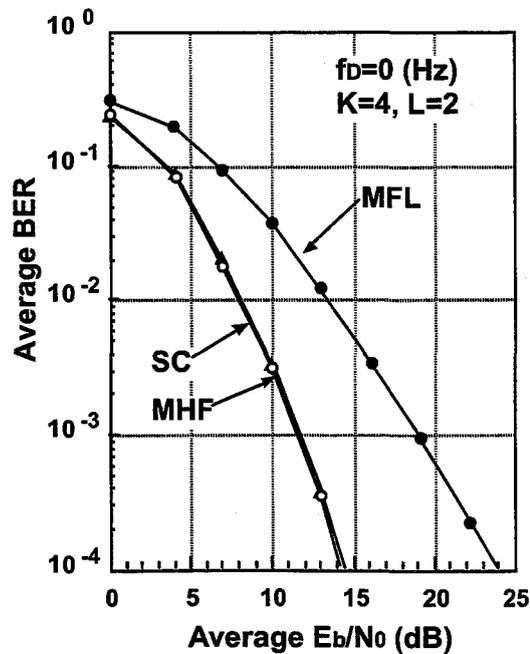


図10 平均 BER 特性 ($L=2$)

特性がフラットになり各チップのレベルが等しくなるので、干渉波を完全にキャンセルでき、多重化した信号を完全に分離できることがわかる。一方、選択性フェージング条件では、チップ間にレベル差が生じるため、信号を合成したときの干渉キャンセルが不完全になり、MHF のケースで $P_e = 10^{-2}$ となる所要 I は 16dB となる。

空間ダイバーシチを併用し、 $K=4, L=2$ とした場合の $f_D=0$ のときの結果を図 10 に示す。空間ダイバーシチの効果は大きく、SC および MHF であっても、図 8 に示した $K=4, L=1$ の NI と同じ特性が得られている。 $P_e = 10^{-2}$ となる所要 I は 8dB となる。また、MFL のケースでも $I=14\text{dB}$ で $P_e = 10^{-2}$ を達成できる。

3.3.4 動特性

$K=4, L=1$ の NI と、 $K=4, L=2$ の MHF について、 f_D に対する平均 BER 特性を図 11 に示す。 $I=15\text{dB}$ とした。 $K=4, L=1$ の NI では差動符号化(QDPSK)をすれば、 $f_D=80\text{Hz}$ まで $P_e=10^{-2}$ 以下で動作する。 $K=4, L=2$ の MHF では、 $f_D=20\text{Hz}$ 以下となる。この差は干渉キャンセルが不十分であることによる。すなわち、動特性においては各チップの受信レベルが異なるため、合成時に希望波と干渉波の直交性が完全でなくなり、干渉成分が残留するため適応動作が不完全になることによる。特性を改善するためには、干渉波についても伝送路推定および信号判定を行い、受信信号から干渉成分を引くことにより干渉波をキャンセルするような非線形キャンセラを適用することが有効であると考えられる[15]。

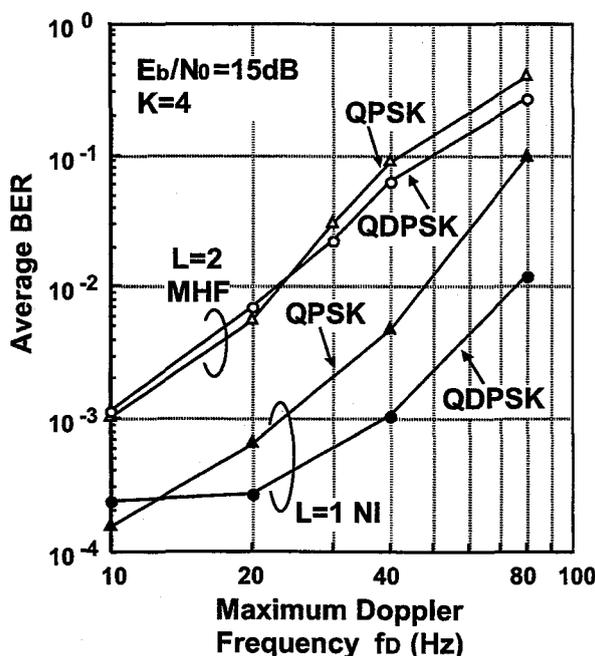


図 11 平均 BER 特性(動特性)

3.3.5 CIR 特性

干渉条件において繰り返しゾーン数 N が 1 に相当する MFL では、フェージング変動が速くなった場合、上述したように線形干渉キャンセラでは良好な平均 BER 特性を確保できない。そこで同一周波数を一定の距離をおいて繰り返し利用する $N > 1$ の場合について簡単に考察する。まず、MFL について平均 CIR を A とし、 A に対する P_e の特性を求めた。 f_D については携帯電話での使用を考慮して 0Hz, 10Hz および 20Hz とした。結果を図 12 に示す。ただし、 $I=15\text{dB}$ とした。 $I=15\text{dB}$ のとき $P_e=10^{-2}$ を達成する A はそれぞれ -10dB, 11dB および 25dB となる。 A を用いて N を計算することができる。 N は A を用いると

$$N = \frac{1}{3}(1 + A^{1/\alpha})^2 \quad (3-25)$$

となる[16]。 α は電波伝搬における減衰指数であり、ここでは 4 とする。上述した A の値は干渉局を 1 局と想定したときの値であり、実際のゾーン構成では、干渉局の数に応じて A にマージンを見込む必要がある。ここでは、主な干渉局を 3 局としてマージンを 5dB とする。このとき、 $f_D=0, 10, 20\text{ Hz}$ において N の値は 1, 4, 15 となる。

以上より、CHYB-DS-FFH は誤り訂正符号化をしなくても、 $f_D=0\sim 10\text{Hz}$ の携帯モードでは、ダイバーシチ効果により、1~4 繰り返しが実現できると予想される。正確な繰り返しゾーン数については、誤り訂正符号化の効果も含めて、今後、詳細に検討する必要がある。また、適応アルゴリズムの改良により追従性を良くすれば、 f_D が 10Hz 以上においても $N=1$ が実現できる可能性がある。

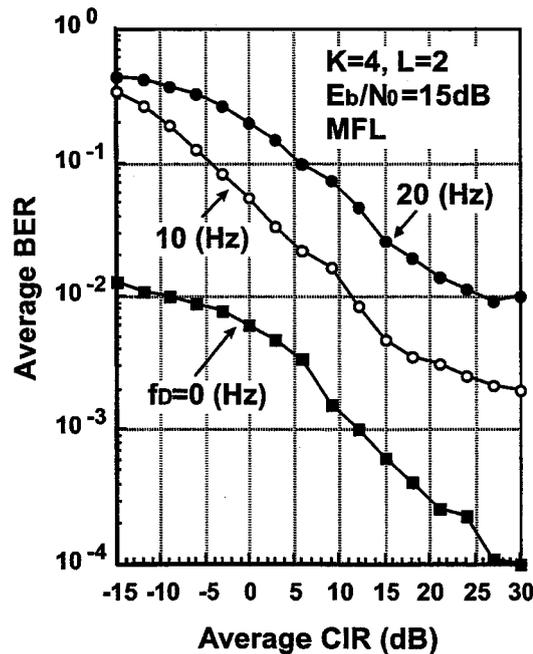


図 12 平均 CIR に対する平均 BER 特性

3.4 非線形キャンセラの効果

3.4.1 構成

CHYB-DS-FFH において他ユーザの信号をキャンセルし、自分の信号だけを復調する方式として、非線形キャンセラも考えられる。非線形キャンセラの構成を図13に示す。線形キャンセラでは、準同期検波した複素包絡線信号を線形変換して送信シンボルを直接推定する[7]。同一周波数を利用する他ユーザの信号は、1シンボル区間での直交性によりキャンセルされる。これに対して非線形キャンセラでは、以下に説明するような非線形処理により送信シンボルを推定する。

受信機には、自分の信号が変調されている希望波1波と、他ユーザの信号のみが変調されている干渉波 N 波が同時に受信されるとし、希望波には自分の信号以外に $(M-1)$ の他ユーザの信号が多重化され、また、 N 波の干渉波には、それぞれ M のユーザが多重化されているとする。この場合、他ユーザの信号の総数は $(N+1)M-1$ となる。

まず、準同期検波された複素包絡線 $n(t)$ の1シンボルに相当する K チップの複素包絡線信号がスイッチSWを介してメモリCMEMに蓄積される。時点 i での k 番目のチップに対応する複素包絡線信号を r_{ki} と表す。スイッチは周波数制御回路により制御されている。一方、最尤推定回路MLSEでは、自分および他ユーザ信号のシンボルパターン候補のある時点から次の時点への遷移に対応したパスが形成され、パス情報がシンボル候補発生器SGに出力される。シンボル候補発生器SGでは、このパス情報に対応して、自分および他ユーザの信号の総数である $(N+1)M$ 系列のシンボル候補が出力される。符号化器CODERでは、これらの $(N+1)M$ 系列のシンボル候補がそれぞれ K 個のチップに分割され、さらに送信側に対応して符号化される。これにより符号化チップ信号候補が生成される。 k 番目のチップに対応する $(N+1)M$ 系列の符号化チップ信号候補を $c_k(i)$ と表す。

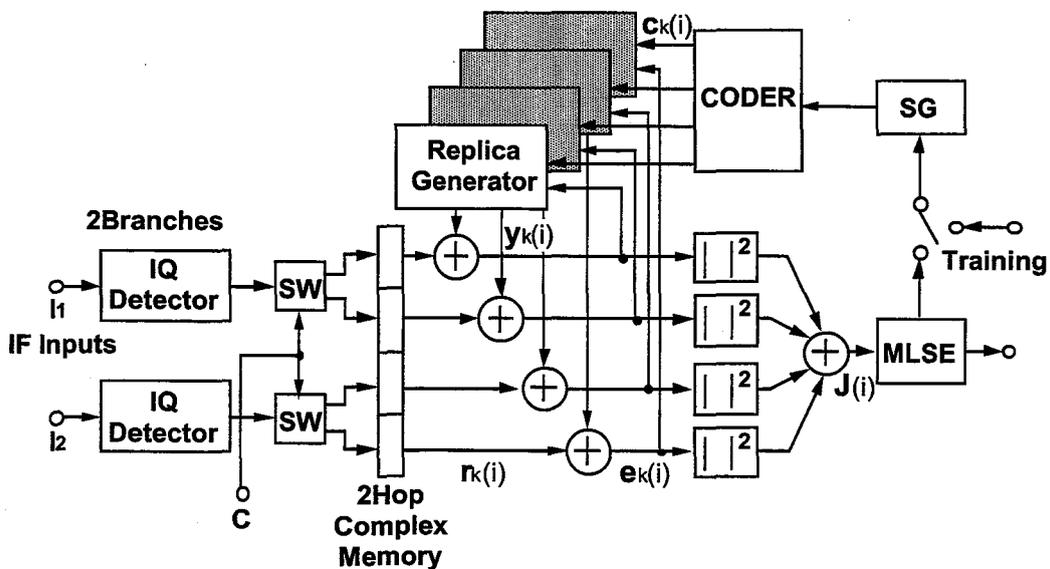


図13 非線形キャンセラ構成

$$\mathbf{C}_k(i) = (c_{k,1}(i), c_{k,2}(i) \Delta c_{K,(N+1)M}(i)) \quad (3-26)$$

レプリカ生成部では、この $\mathbf{C}_k(i)$ と時点 $(i-1)$ に求められた複素包絡線信号のキャリア成分推定値 $\mathbf{W}_k(i-1)$ とが複素乗算され、 k 番目の複素包絡線信号 $r_k(i)$ に対応するレプリカ $y_k(i)$ が生成される。

$$y_k(i) = \mathbf{W}_k^H(i-1) \mathbf{C}_k(i) \quad (3-27)$$

ただし

$$\mathbf{W}_k^H(i) = (w_{k,1}^*(i), w_{k,2}^*(i) \Delta w_{K,(N+1)M}^*(i)) \quad (3-28)$$

H は複素共役転置を表す。 $\mathbf{W}_k(i)$ の推定の初期にはトレーニング信号が用いられる。このレプリカ $y_k(i)$ とメモリに蓄積されている複素包絡線信号 $r_k(i)$ との比較により推定誤差 $e_k(i)$ が求められる。

$$e_k(i) = r_k(i) - y_k(i) \quad (3-29)$$

この推定誤差は K チップの複素包絡線信号それぞれに対して求められるので、チップ数 K に対して K 個の推定誤差が求められる。この推定誤差 $e_k(i)$ はレプリカ生成部に帰還され、キャリア成分推定値 $w_k(i)$ のアップデートに用いられる。また、これら K 個の推定誤差を用いて推定誤差の二乗和 $E(i)$ を求める。

$$E(i) = \sum_{k=1}^{k=K} |e_k(i)|^2 \quad (3-30)$$

以上述べた $E(i)$ を求める動作は、すべてのパスについて行われる。QPSK では、自分の信号の送信シンボルパターンは 4 通り考えられ、また、 $(N+1)M-1$ 系列の他ユーザ信号のシンボルパターンは $4(N+1)M-1$ 通り考えられる。このため、パスの総数は $4 \times 4(N+1)M-1$ 通りとなる。最尤推定回路 MLSE では、これらのパスの中で、 E_i が最小となるパスが選択され、この選択されたパスに対応するシンボル候補が最も確からしいと判定される。これにより送信シンボルが決定される。

非線形キャンセラが線形キャンセラと違う点は、自分の信号だけでなく、干渉成分となる他のユーザの信号についても各々伝送路推定を行い、受信信号のレプリカを生成している点である。線形キャンセラでは、干渉成分となる他のユーザの信号については雑音と同等に扱うため、フェージング変動により自分の信号と他のユーザの信号との間の直交性が不十分となった場合、推定誤差に干渉成分が残留することとなる。このため、推定誤差に基づいて行う伝送路推定が精度良く行えず、伝送特性が劣化する。これに対して、非線形キャンセラでは、他のユーザの信号についても伝送路推定を行ってレプリカを生成しているため、推定誤差から他のユーザの信号による干渉の影響が取り除かれ、伝送路推定の精度が向上する。このため、線形キャンセラに比べて伝送特性が改善される。

3.4.2 準静的特性

準静的条件における NI, SC, MFL の場合の平均 E_b/N_0 に対する平均 BER 特性を図 14 に示す。フェージング変動によりチップ間にレベル差が生じるため、多重化されている信号間で直交性が不

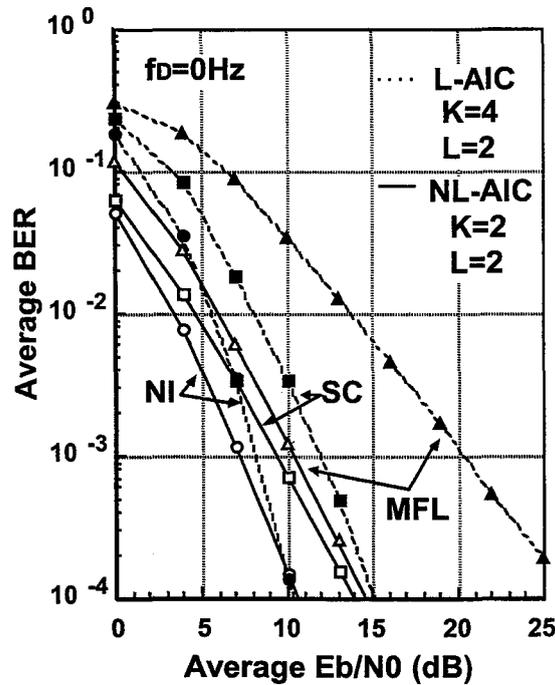


図 14 BER 特性(準静的特性)

完全となる。このため線形干渉キャンセラでは干渉波を完全にキャンセルできず、干渉条件が厳しくなるにつれて伝送特性が大きく劣化する。一方、非線形キャンセラでは、平均 $BER10^{-2}$ となる平均 E_b/N_0 は干渉条件が NI に対して、SC では 1dB、MFL の干渉条件で 2dB の劣化ですむ。

3.4.3 動特性

MFL の場合の最大ドップラ周波数 f_D に対する平均 BER 特性を図 15 に示す。平均 E_b/N_0 は 15dB とした。図 15 から線形キャンセラでは MFL の条件において平均 $BER10^{-2}$ を達成することは困難であるが、非線形キャンセラでは平均 $BER10^{-2}$ となる f_D は 30Hz となり、大きな改善があることがわかる。

3.5 結言

コード分割による多重化と周波数分割による多重化とを組み合わせた CHYB-DS-FFH を提案し、その特性解析を行った。CHYB-DS-FFH には次のような利点がある。(i)FFH により 1 シンボルごとの周波数ダイバーシチ効果が得られる。(ii)チップ帯域が狭帯域であるため、変復調における処理動作周波数が低い。(iii)通常の DS-CDMA と比較して同一周波数を利用するユーザが少ないため干渉キャンセル数が少ない。このような CHYB-DS-FFH の方式構成と動作を示し、伝送特性について計算機シミュレーションにより以下の点を明らかにした。

多重化を行わず干渉が無い場合(NI)、2 チップおよび 4 チップの CHYB-DS-FFH では、それぞれ 2 ブランチおよび 4 ブランチの周波数ダイバーシチ効果が確認できた。4 チップの場合平均

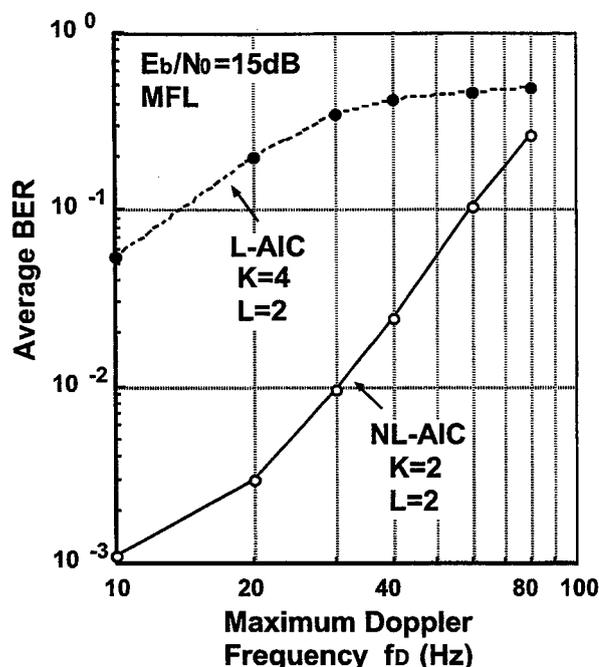


図 15 BER 特性(動特性)

BER 10^{-2} となる所要平均 E_b/N_0 は 8dB である。

$K=4, L=1$ の単一セル(SC)では、チップ間にレベル差が無いときには干渉波をキャンセルできることを確認した。レイリーフェージング条件ではチップ間にレベルの差が生じるため十分な干渉キャンセル効果が得られず、 $K=4, L=1$ の多セル低干渉条件(MHF)で平均 BER 10^{-2} となる所要平均 E_b/N_0 は 16dB である。

空間ダイバーシティを併用した場合には、その効果は大きく、 $K=4, L=2$ の SC および MHF で $K=4, L=1$ の NI と同じ特性が得られ、BER $=10^{-2}$ となる所要 E_b/N_0 は 8dB となる。また、さらに干渉条件が厳しい多セル高干渉条件(MFL)のケースでも平均 $E_b/N_0=14$ dB を達成できる。

動特性については平均 $E_b/N_0=15$ dB とした場合、 $K=4, L=1$ の NI では差動符号化をすれば、 $f_D=80$ Hz まで平均 BER 10^{-2} 以下で動作する。また、 $K=4, L=2$ の MHF では、 $f_D=20$ Hz 以下となる。

MFL を 2 次元のゾーン構成へ適用したとき、 $f_D=10$ Hz 以下では、同一周波数の繰り返しゾーン数は 1~4 程度である。

非線形キャンセラを用いた場合は、平均 BER 10^{-2} となる平均 E_b/N_0 は干渉条件が NI に対して、SC では 1dB、MFL の干渉条件で 2dB の劣化ですむ。また、MFL の条件でも、平均 BER 10^{-2} となる最大ドップラ周波数 f_D として 30Hz を達成できる。

本章では CHYB-DS-FFH の基本特性の解明を主眼としたが、(i)適応アルゴリズムの改良、(ii)低消費電力 FFH シンセサイザの実用性、(iii)誤り訂正符号化の導入効果、(iv)基地局間同期不完全性の影響、(v)移動機から基地局へ伝送するときの移動機間同期不完全性の影響、(vi)干渉を軽減させるゾーン配置法、などを検討し、総合的な有効性を明らかにする必要がある。

参考文献

- [1] Simon M.K., Omura J.K., Scholtz R.A., and Levitt B.K., "Spread Spectrum Communications," Computer Science Press 1985.
- [2] Cooper G.R. and Nettleton R.W., "A Spread Spectrum Technique for High-Capacity Mobile Communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.VT-27, pp.264-275, Nov.1978.
- [3] Lee W.C.Y., "Overview of Cellular CDMA System," *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, pp.291-302, May 1991.
- [4] Gilhousen K.S., Jacobs I.M., Padovani R., Viterbi A.J., Weaver L.A., Jr., and Wheatley C.E. III, "On the Capacity of a Cellular CDMA System," *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, pp.303-312, May 1991.
- [5] Pickholtz R.L., Milstein L.B., and Schilling D.L., "Spread Spectrum for Mobile Communications," *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, pp.313-322, May 1991.
- [6] Viterbi A.J., "Very Low Rate Convolutional Codes for Maximum Theoretical Performance of Spread-Spectrum Multiple-Access System," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.SAC-8, pp.641-649, May 1990.
- [7] Teder P. and Willars P., "Capacity Simulations of a CDMA System with Interference Cancellation," *Fifth Nordic Seminar on Digital Mobile Radio Communications*, Dec. 1992.
- [8] 鈴木 博, "最小 2 乗合成ダイバーシチ受信における干渉除去特性—MMSE と誤り率特性—," *信学論(B-II)*, J-74-B-II, 12, pp.637-645 (1991-12).
- [9] Geraniotis E.A., "Coherent Hybrid DS-SFH Spread-Spectrum Multiple-Access Communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.SAC-3, pp.695-705, Sept. 1985.
- [10] 笹岡秀一, 加藤英二, "デジタル陸上移動通信における時間拡散変復調方式," *信学論*, J75-B-II, 1, pp.17-26 (1992-01).
- [11] 大森陽子, 笹岡秀一, "陸上移動通信におけるマルチキャリア時間拡散変調方式の検討," *信学技報*, RCS92-23 (1992-06).
- [12] 高草木恵二, 中川正雄, "適応アルゴリズムを用いた高速周波数ホッピングスペクトル拡散信号のコヒーレント復調器," *信学技報*, RCS92-97 (1992-11).
- [13] 府川和彦, 鈴木 博, "逐次最小 2 乗形適応最尤系列推定(RLS-MLSE) 最尤推定理論の移動無線への応用," *信学論*, J76-B-II, 4, pp.202-214 (1993-04).
- [14] Proakis J. G., "Digital Communications," McGraw-Hill (1989).
- [15] 吉野 仁, 鈴木 博, "RLS-MLSE を拡張した適応干渉キャンセラ," *信学技報*, RCS92-120 (1993-01).
- [16] 奥村善久, 進士昌明, "移動通信の基礎," 電子情報通信学会 1986.

第4章 CFDMA 方式

4.1 序言

本章では、先に提案したコヒーレントハイブリッド DS-CDMA-FFH 方式 (Coherent Hybrid DS-CDMA-FFH: CHYB-DS-FFH)を一般化し、周波数分割多元接続(Frequency Division Multiple Access : FDMA)方式に CDMA を融合させた符号周波数分割多元接続(Code Frequency Division MA: CFDMA)方式を提案し、多様な伝送チャネル構成が導かれることを示す。特に、伝送路パラメータの変動に対する追従性が優れている伝送チャネル構成を提案し、その特性を詳細に検討する。

CHYB-DS-FFH は、干渉キャンセルを用いる CDMA 方式の一つとして低チップ数の直接拡散 (Direct Sequence: DS)方式と高速周波数ホッピング(Fast Frequency Hopping: FFH)方式を組み合わせたものである[1][2]。CHYB-DS-FFH の特徴は、直交コードを用いた低チップ数の DS による CDMと、コヒーレント FFH により拡散された複数のチップを1シンボルごとに最大比合成することにより、周波数ダイバーシチ効果が得られる点である。1シンボルごとのダイバーシチ効果をねらいとする方法としては、1シンボルを時間上に拡散して、時間軸上で局所的に生じる信号レベル低下の影響を分散させる時間拡散変復調方式が知られている[3][4]。この方法では、拡散信号を1シンボル長より長くすることによる改善効果を期待しているのに対して、CHYB-DS-FFH は1シンボル内で周波数軸上に拡散した FFH による効果を期待している。

本章で提案する CFDMA では、周波数ホッピングだけでなくマルチキャリア化も含めた周波数ダイバーシチ効果による伝送特性の改善を基本とし、符号化による同一周波数での多重化、および干渉キャンセルの適用を想定している。

CFDMA では、通常の DS-CDMA に比べて同一周波数を利用するユーザが少ないため、キャンセルすべき干渉波の数も少なくなり、干渉キャンセルの適用に有利である。干渉キャンセルとしては、線形キャンセルと非線形キャンセルが知られている[5][6]。ここでは、干渉キャンセル効果の高い非線形干渉キャンセルの適用を検討している。

次世代の移動通信では、使用周波数帯が高くなることが予想されるため、より一層高速なフェージング変動に追従することが要求される。また、FFH を行う場合には、一般的に周波数シンセサイザの切り換えが高速となる。このため、高速切り換え可能な周波数シンセサイザの実現が課題となっていた。CFDMA の1つで、本章で提案するインターリーブ化周波数ホッピング(Interleaved Frequency Hopping: IFH)を用いる方式では、フェージングに対する追従性が K チップの CHYB-DS-FFH に対して K 倍になる。また、周波数切り換えについても低速周波数ホッピング (Slow Frequency Hopping: SFH)程度の切り換え時間で実現できる。

以下では、まず、CFDMA の構成例を示し、その特徴を明らかにする。次に IFH を用いる方式について構成を示し、計算機シミュレーションにより伝送特性を明らかにする。

4.2 基本構成

CFDMA 方式では周波数ダイバーシチ効果を得る方式として、マルチキャリア化および周波数ホッピングがある。すでに提案した CHYB-DS-FFH 方式ではこのうち周波数ホッピングを用いていたが、マルチキャリアも含めることにより、様々な方式が考えられる。そこで、図 1(a)~(f)に CFDMA の実現例における時間-周波数軸上での信号の様子を示す。

図 1(a)の方式では、各々のシンボルは複数のチップに分割され、これらのチップは複数のキャリアを用いて送信されている。図 1(a)では、チップ数 $K=2$ とし、使用するキャリア数も 2 としている。また、シンボル長を T とし、チップ長を T_c とする。この方式では、 T_c は T と等しいため、1 チップ当たりの帯域はシンボル帯域と等しくなる。ただし、2 キャリアを同時に使用するためシンボル帯域の 2 倍の周波数を占有することとなり、周波数利用効率が低下する。そこで、同じキャリア周波数に複数のユーザのチップを多重化して送信している。また、受信側でこれらの多重化されたチップから自分の信号を分離できるように各々のチップは送信時に 1 シンボル区間で符号化されている。また、多重化されたチップ信号から自分の信号を復調するための干渉キャンセラの適用も可能である。この符号化による多重化という点が従来のマルチキャリア方式と異なっている。そこでこの方式を符号化マルチキャリア(Coded Multicarrier)方式と呼ぶ。

図 1(b)は従来からある SFH 方式である。(b)の方式でも 2 つのキャリア周波数を用いているが、(a)の方式とは異なり、同時に複数のキャリアを使用せず、ホッピングにより周波数ダイバーシチ効果を得ている。このため(a)のような周波数利用効率の低下はなく、各々のチップに多重化を行う必要はない。ただし、SFH の場合には、1 シンボルごとのダイバーシチ効果は得られないため、インターリーブと誤り訂正符号化を行う必要がある。

図 1(c)はマルチキャリア方式であるが、チップ長 T_c をシンボル長 T の $1/2$ としている。このため、チップ帯域はシンボル帯域の 2 倍となっている。そこで、この方式を拡散マルチキャリア(Spread Multicarrier)方式と呼ぶこととする。この方式では、(a)と同様に同一周波数に符号化により複数のユーザを多重化している。

図 1(d)は CHYB-DS-FFH 方式である。CHYB-DS-FFH 方式では FFH により周波数ダイバーシチ効果を得ている。また、 $T_c < T$ のためチップ帯域が広がり周波数利用効率が低下するが、同一周波数上に複数のユーザの信号を多重化することにより改善している。

図 1(e)は(c)の方式のチップ間隔をなくして時間的に圧縮し、一定のチップ数をグループ化して伝送する方式である。そこで、この方式を時間圧縮化マルチキャリア(Compressed Multicarrier)方式と呼ぶこととする。

図 1(f)は CHYB-DS-FFH 方式においてチップのインターリーブを行い、同一ホッピング周波数を用いるチップをグループ化してホッピングを行っている。そこで、この方式をインターリーブ化周波数ホッピング(IFH)方式と呼ぶ。図 1(f)ではグループ化するチップ数を 6 チップとしている。この場合には、周波数ホッピングの回数が $1/6$ となり、周波数切り換えが低速になる。

4.3 IFH の構成と動作

4.3.1 IFH の特長

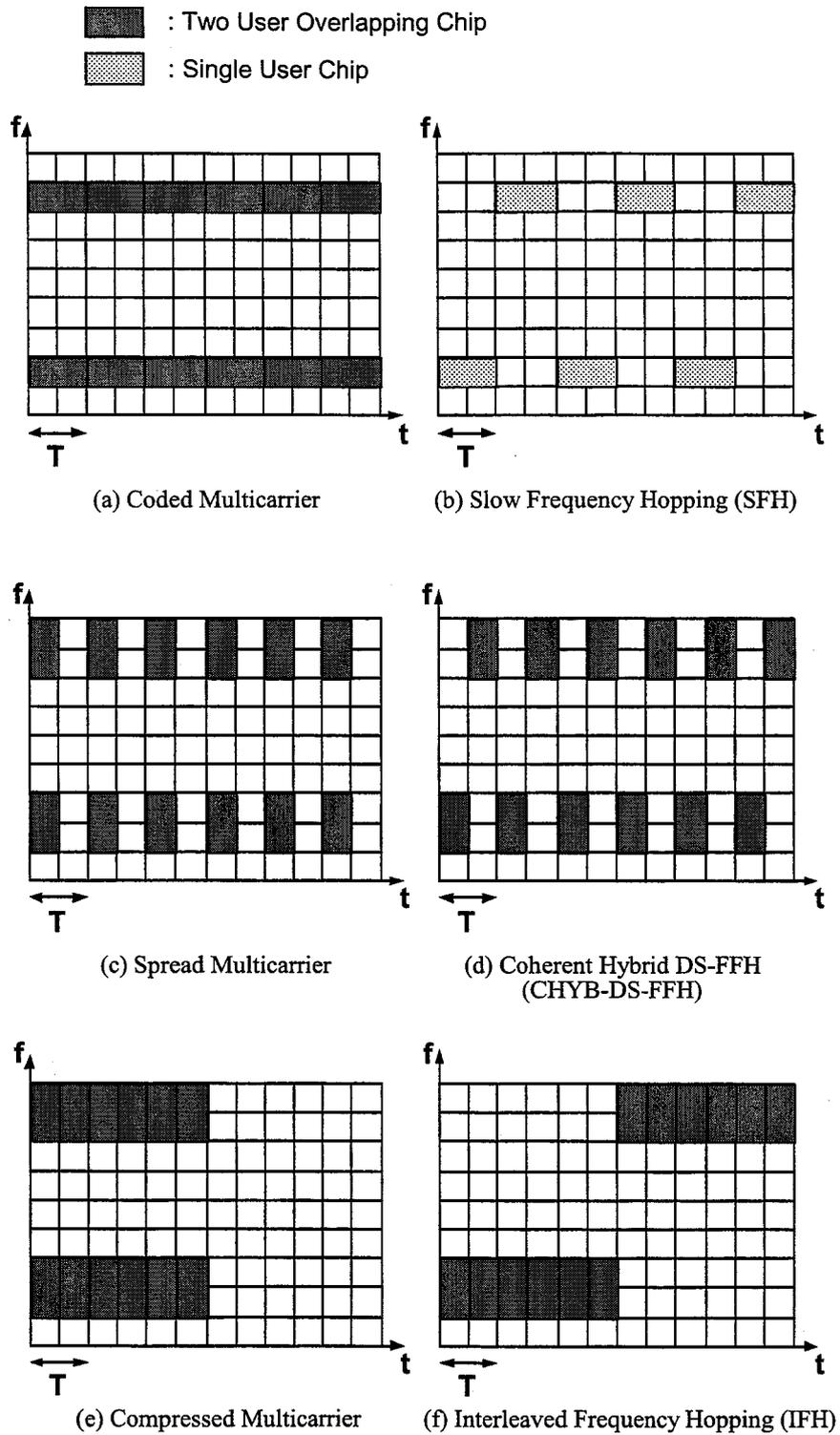


図 1 CFDMA 方式

前節で述べた方式の中では、以下に述べるような特長から、図 1(f)に示した IFH 方式が最も移動通信に適していると考えられる。(i)フェージング変動に対する追従性が CHYB-DS-FFH と比べて K

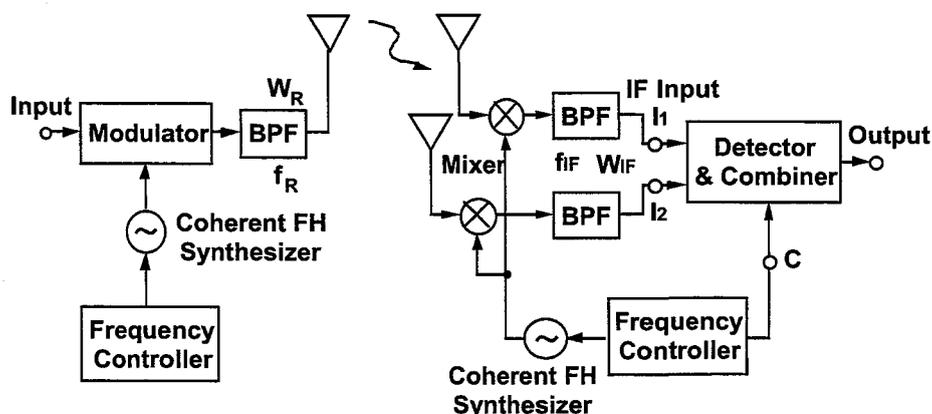


図2 送受信機構成

倍高速となる。(ii)周波数シンセサイザの切り換え時間は、1 バースト長を T_B とすると、CHYB-DS-FFH と比べて T_B/K 倍長くなり、切り換えが低速となる。(iii)帯域制限が容易となる。(iv)マルチキャリア形に比べて送信電力に脈動がなく、ピーク電力も低くなる。ただし、チップ並べ替えを行うため遅延が生じることが挙げられる。この遅延時間は、送信および受信時に各々チップ並べ替えを行うため、2 バースト長に相当する $2T_B$ となる。

そこで、以下ではこの IFH 方式の送受信機の構成と動作について述べる。

4.3.2 送受信機

送受信機のブロック図を図2に示す。送信機は直交変調器、送信用周波数シンセサイザおよび周波数制御回路から構成されている。送信出力を $s(t) = \text{Re}[S(t)]$ のように複素表示する。ただし、 $\text{Re}[\]$ は実数部を表す。入力シンボル系列 $b(t)$ はビットレートが $2/T$ の QPSK 複素包絡線を表し、4値信号とする。

$$b(t) = b_i(t) + jb_q(t) \quad (4-1)$$

この $b(t)$ を各シンボルごとに K 個のチップに分割し、チップ並べ替えを行う。チップ並べ替え方法を図3に示し、以下に説明する。

図3ではチップ数 $K=2$ としており、また、1 バーストのシンボル数を N_S としている。さらに、各シンボルを分割した2つのチップに対するホッピング周波数をそれぞれ f_1 、および f_2 としている。チップ並べ替え時には、 N_S 個のシンボルを一旦蓄積し、まず、各シンボルの1番目のチップを N_S 個グループ化する。次に、2番目のチップについても同様に N_S 個グループ化する。これにより、ホッピング周波数が同一のものが N_S 個並ぶこととなり、周波数切り換えが低速となる。

直交変調器では、この並べ替えた信号 $b_d(t)$ を用いて、周波数シンセサイザから出力された正弦波 $c_i(t)$ を変調し、変調波 $S(t)$ を生成する。

$$S(t) = b(t)c_i(t) \quad (4-2)$$

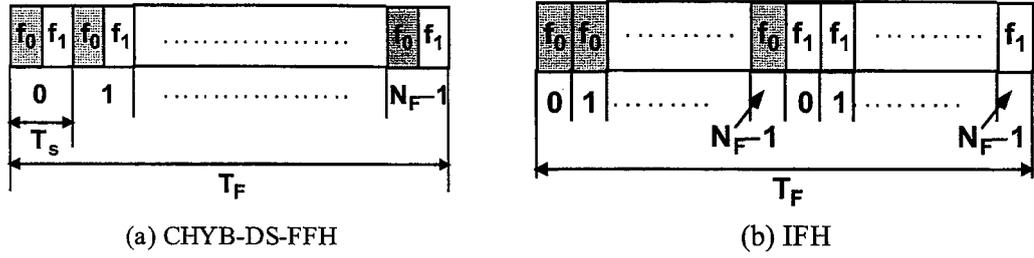


図3 チップ並べ替え手法

k 番目 ($1 \leq k \leq K$) のチップに対するホッピング角周波数を ω_k とし、初期位相を ϕ_k とすると、 $c_i(t)$ は次式で表される。

$$c_i(t) = \exp[j\omega(t)t + \phi(t)] \quad (4-3)$$

ただし、 i を整数として

$$\omega(t) = \omega_k, iT + (k-1)T/K \leq t < iT + kT/K \quad (4-4a)$$

$$\phi(t) = \phi_k, iT + (k-1)T/K \leq t < iT + kT/K \quad (4-4b)$$

である。角周波数 ω_k は周波数制御回路により制御し、あらかじめ定められた順序でチップごとに変化させる。その値はシステムの帯域 W_s 全体にわたって分布させるとともに、 ω_k と ω_k' の差分を大きくした方がダイバーシチ効果は大きくなる。

受信機はミキサ、受信用周波数シンセサイザ、周波数制御回路、帯域通過フィルタおよび復調回路から構成される。図2では2ブランチ構成となっているが、本節では、基本的な1ブランチ構成の受信について述べる。伝送路のフェージングによる複素包絡線変動成分 $A(t)$ と熱雑音の複素包絡線 $N(t)$ を用いると受信波 $r_x(t)$ は次式で表される。

$$r_x(t) = A(t)S(t) + N(t) \quad (4-5)$$

ただし

$$A(t) = A_k(t); \quad iT + (k-1)T/K \leq t < iT + kT/K \quad (4-6a)$$

$$A_k(t) = |A_k(t)| \exp\{j \text{Arg}[A_k(t)]\} \quad (4-6b)$$

である。この受信波を周波数シンセサイザ出力 $c_r(t)$ を用いて逆ホッピングする。 $c_r(t)$ は送信ホッピング周波数 $c_i(t)$ を用いて次式で示される。

$$c_r(t) = c_i(t) \exp[j\phi_0(t)] \quad (4-7)$$

$\phi_0(t)$ は周波数シンセサイザの送受信間における位相差である。周波数制御回路からの制御信号により受信用周波数シンセサイザの周波数を送信ホッピングパターンと同じパターンで同期させながら切り換える。帯域通過フィルタで帯域外雑音を除去し、復調回路で復調する。準同期検波された複素包絡線信号 $r(t)$ は次式で表される。

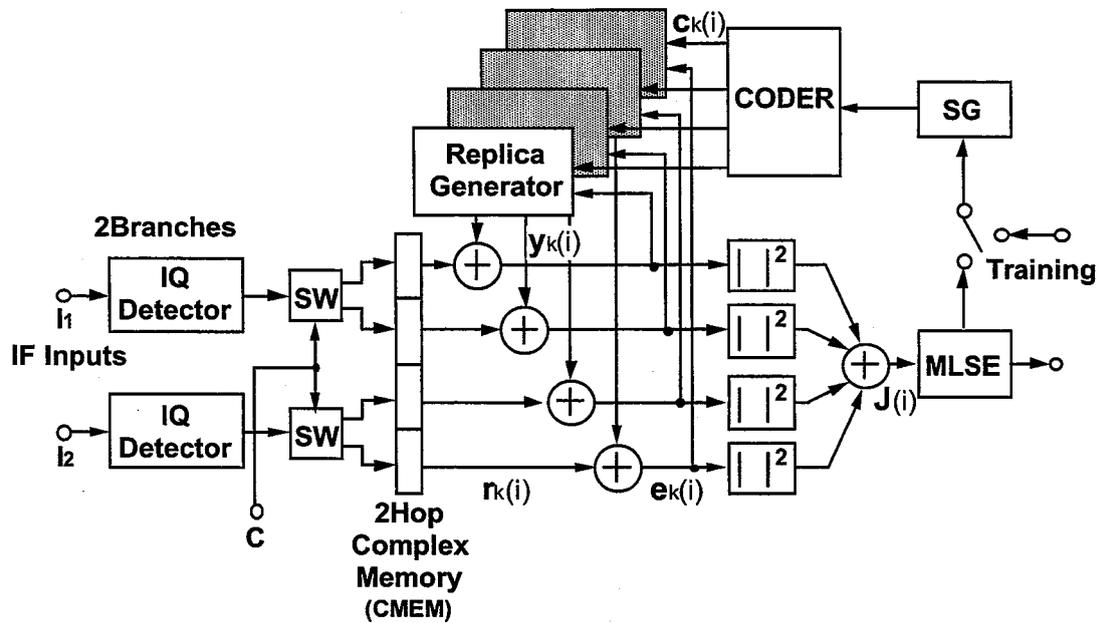


図4 非線形キャンセラ構成

$$\begin{aligned}
 r(t) &= r_x(t)c_r^*(t) \\
 &= A(t)S(t)c_r^*(t) + N(t)c_r^*(t) \\
 &= S_r(t) + N_r(t)
 \end{aligned} \tag{4-8}$$

このとき

$$S_r(t) = A(t)b(t)\exp(-j\phi_0) \tag{4-9}$$

$$N_r(t) = N(t)\exp(-j\phi_0) \tag{4-10}$$

である。この複素包絡線信号 $r(t)$ を送信時とは逆に並び変え、元の順序に戻すことにより、シンボルごとの復調が行える。

4.3.3 適応干渉キャンセラ

受信機で自分の信号だけを復調するためには、自局内で自分の信号と同一のチャネル群に多重化している他ユーザの信号、および自分の信号が含まれるチャネル群と同一の周波数を用いる他局からの干渉信号をキャンセルする必要がある。ここでは、適応干渉キャンセラを用いている。構成を図4に示す。図では $K=2, L=2$ の非線形キャンセラの構成を示している。復調時には適応アルゴリズムを用いたコヒーレント検波を行っている[7]。

受信機には、自分の信号および他ユーザの信号が多重化されている希望波 1 波と、他ユーザの信号のみが変調されている干渉波 N 波が同時に受信されるとし、希望波には自分の信号以外に $(M-1)$ の他ユーザが多重化され、また、 N 波の干渉波には、それぞれ M のユーザが多重化されて

いるとする。この場合、他ユーザの信号の総数は $(N+1)M-1$ となる。

まず、準同期検波された複素包絡線 $n(i)$ の 1 シンボルに相当する K チップの複素包絡線信号がスイッチ SW を介してメモリ CMEM に蓄積される。時点 i での k 番目のチップに対応する複素包絡線信号を $r_k(i)$ と表す。スイッチは周波数制御回路により制御されている。一方、最尤推定回路 MLSE では、自分および他ユーザ信号のシンボルパターン候補のある時点から次の時点への遷移に対応したパスが形成され、パス情報がシンボル候補発生器 SG に出力される。シンボル候補発生器 SG では、このパス情報に対応して、自分および他ユーザの信号の総数である $(N+1)M$ 系列のシンボル候補が出力される。符号化器 CODER では、これらの $(N+1)M$ 系列のシンボル候補がそれぞれ k 個のチップに分割され、さらに送信側に対応して符号化される。これにより符号化チップ信号候補が生成される。 k 番目のチップに対応する $(N+1)M$ 系列の符号化チップ信号候補を $C_k(i)$ と表す。

$$C_k(i) = (c_{k,1}(i), c_{k,2}(i) \Lambda c_{K,(N+1)M}(i)) \quad (4-11)$$

レプリカ生成部では、この $C_k(i)$ と時点 $(i-1)$ に求められた複素包絡線信号のキャリア成分推定値 $W_k(i-1)$ とが複素乗算され、 k 番目の複素包絡線信号 $r_k(i)$ に対応するレプリカ $y_k(i)$ が生成される。

$$y_k(i) = W_k^H(i-1)C_k(i) \quad (4-12)$$

ただし

$$W_k^H(i) = (w_{k,1}^*(i), w_{k,2}^*(i) \Lambda w_{K,(N+1)M}^*(i)) \quad (4-13)$$

H は複素共役転置を表す。 $W_k(i)$ の推定の初期にはトレーニング信号が用いられる。このレプリカ $y_k(i)$ とメモリに蓄積されている複素包絡線信号 $r_k(i)$ との比較により推定誤差 $e_k(i)$ が求められる。

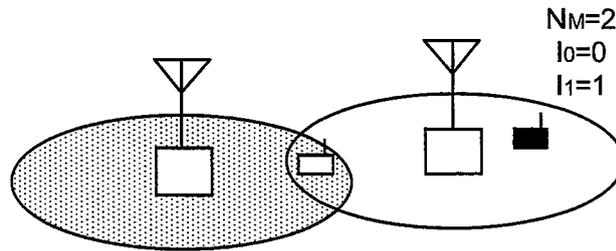
$$e_k(i) = r_k(i) - y_k(i) \quad (4-14)$$

この推定誤差は K チップの複素包絡線信号それぞれに対して求められるので、チップ数 K に対して K 個の推定誤差が求められる。この推定誤差 $e_k(i)$ はレプリカ生成部に帰還され、逐次最小二乗法(Recursive Least Squares : RLS)によるキャリア成分推定値 $W_k(i)$ のアップデートに用いられる[8]。また、これら K 個の推定誤差を用いて推定誤差の二乗和 $E(i)$ を求める。

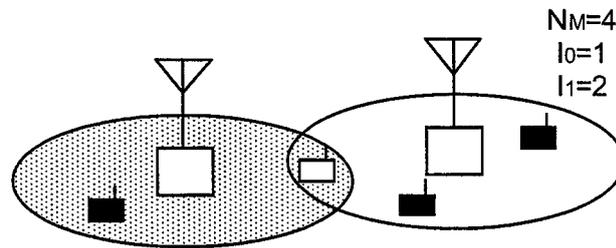
$$E(i) = \sum_{k=1}^{k=K} |e_k(i)|^2 \quad (4-15)$$

以上述べた $E(i)$ を求める動作は、すべてのパスについて行われる。QPSK では、自分の信号の送信シンボルパターンは 4 通り考えられ、また、 $(N+1)M-1$ 系列の他ユーザ信号のシンボルパターンは $4(N+1)M-1$ 通り考えられる。このため、パスの総数は $4 \times [4(N+1)M-1]$ 通りとなる。最尤推定回路 MLSE では、これらのパスの中で、 $E(i)$ が最小となるパスが選択され、この選択されたパスに対応するシンボル候補が最も確からしいと判定される。これにより送信シンボルが決定される。

4.4 伝送特性



(a) Multi Cell with Half Interference (MHF)



(b) Multi Cell with Full Interference (MFL)

図 5 干渉条件

非線形キャンセラを適用した IFH における基地局から移動局への下り伝送時の BER 特性について、計算機シミュレーションを行った。チップ数 K については、2 および 4 とした。また、アンテナ数 $L=2$ とした。シミュレーションでの周波数選択性フェージングの伝搬モデルは等レベル 4 波レイリーとし、基準波からの遅延時間は $1\mu\text{s}$, $2\mu\text{s}$ および $3\mu\text{s}$ とした。また、伝送速度は 10kbps 、変調方式は QPSK とし、バースト信号の構成は 16 シンボルのトレーニング信号に 128 シンボルのデータ信号が続くものとした。トレーニング信号は、多重化されている信号および他局の干渉信号では、互いに直交している。また、干渉信号のトレーニング信号は全て既知とした。周波数ホッピングによる拡散帯域は 1MHz とし、ホッピング間隔は等間隔とした。また、周波数ホッピングにおいては、周波数帯で分割した各チャンネルは平行に遷移しており、受信フィルタで他のチャンネル群の信号は完全に分離できることとする。同期系は正確に制御されており、他のチャンネル群のチップと受信側でオーバーラップすることがないと仮定する。

4.4.1 干渉条件

CHYB-DS-FFH の干渉の影響について分類すると、(i)自局での多重化による干渉と、(ii)他の基地局からの干渉がある。自局内での干渉波の数を I_0 、他局からの干渉波の数を I_1 とし、次の 2 つのケースについて検討した。ただし、シミュレーションで対象とする移動機の総数を N_M とする。

(a) Multi-Cell with Half Interference (MHF),

$$N_M = K, I_0 = K/2 - 1, I_1 = K/2$$

(b) Multi-Cell with Full Interference (MFL),

$$N_M = 2K, I_0 = K - 1, I_1 = K$$

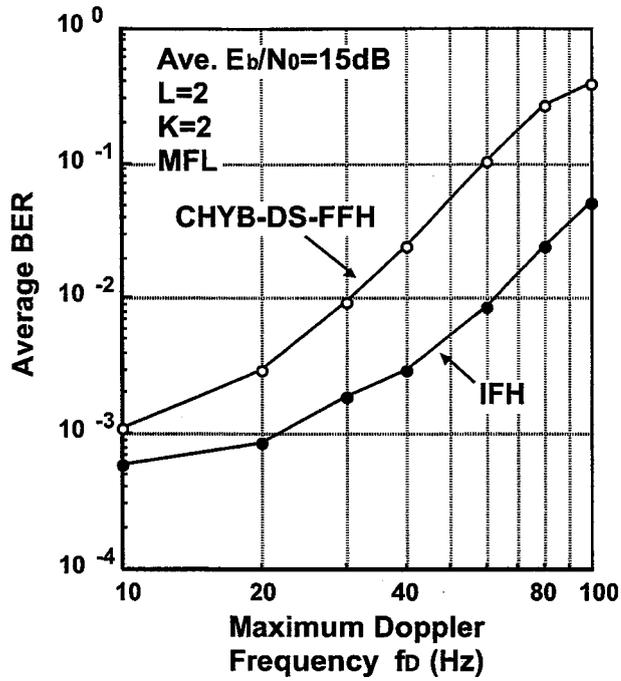


図6 平均 BER 特性(MFL)

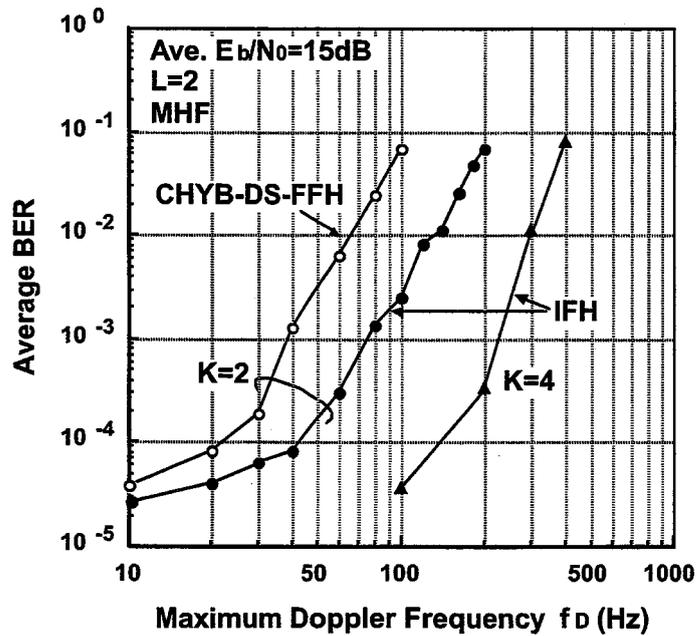


図7 平均 BER 特性(MHF)

これらの2つのケースについて、直線的に並ぶゾーンを仮定して図5に示す。ただし、図では $K=2$ とした。対象とする移動機はゾーンの境界に位置していると仮定し、このため、自局および他局の2つの基地局からの下り伝送信号について、対象とする移動機における平均受信レベルは等しい、

すなわち、平均 CIR=0dB とした。さらに、同一周波数に多重化されている信号についても、各々の平均レベルは等しいとした。図 5 では、対象とする移動機を白、多重化されている他の信号を受信している移動機を黒で示す。白い移動機は網かけしたゾーンに属している。本来は図示したゾーンの周辺にもゾーンが存在し、これらの基地局からも干渉波が到来するが、その影響は距離が離れているので本検討では無視できるとした。

4.4.2 BER 特性

干渉条件が MFL の場合の最大ドップラ周波数 f_D に対する IFH の平均 BER 特性を図 6 に示す。比較のため、CHYB-DS-FFH の平均 BER 特性も図 6 に示す。両方式ともチップ数 $K=2$ とし、 $I=15\text{dB}$ とした。IFH はフェージング変動に対する追従特性が改善され、平均 $\text{BER} P_e=10^{-2}$ となる f_D は CHYB-DS-FFH の 2 倍に相当する 60Hz となる。

次に、干渉条件が MHF の場合の f_D に対する平均 BER 特性を図 7 に示す。チップ数 $K=2$ とし、 $I=15\text{dB}$ とした。MHF の場合には干渉条件が緩和されるためフェージング変動に対する追従特性がさらに改善される。 $P_e=10^{-2}$ となる f_D は 140Hz となる。

また、さらに高速追従性を得るため、チップ数 $K=4$ とした場合の IFH の平均 BER 特性も図 7 に示す。チップ数が $K=2$ の場合の 2 倍となるため、 $P_e=10^{-2}$ となる f_D も 2 倍となり、300Hz となる。

4.5 局間非同期の影響

4.5.1 非同期干渉

下り伝送時に同一周波数を利用する自局と干渉局の IFH 信号において、同期が完全でない場合について図 8 に示す。チップ数 $K=2$ とし、使用する 2 つのホッピング周波数を f_1 および f_2 とする。干渉条件は MFL であり、各チャンネル群には、それぞれ 2 ユーザの信号が多重化されている。自局および干渉局の各バーストは N_s 個のチャンネル群で構成されており、この N_s 個のチャンネル群ごとに周波数ホッピングを行っている。自局のチャンネル群は同期が完全にとれていることとし、干渉局での同期のタイミングずれを Δt とする。基地局間の同期が完全で $\Delta t = 0$ の場合には、たとえば、図 8

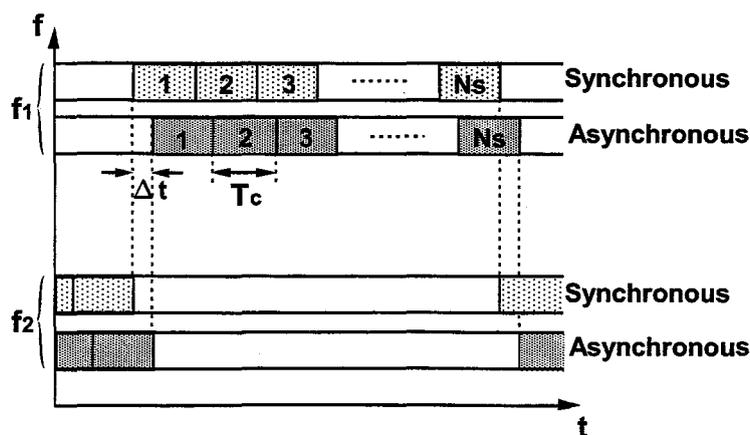


図 8 非同期干渉条件

における自局のチャンネル群2には干渉局のチャンネル群2がヒットするが、非同期の場合には、干渉局のチャンネル群2だけでなく、チャンネル群1についてもヒットする。以下では、このような非同期干渉条件での干渉キャンセル法を示し、そのBER特性を明らかにする。

4.5.2 BER 特性

図8に示すような非同期干渉条件では、自局の1つのチャンネル群に干渉局の2つのチャンネル群がある一定の割合でヒットする。そこで、同期ずれの量 Δt を予めトレーニング信号区間で検出し、干渉局である2つのチャンネル群のヒット割合に応じてレプリカ信号を合成した合成レプリカ信号を非線形干渉キャンセラで生成することにより非同期干渉波をキャンセルできる。

以上述べた干渉キャンセル方法による非同期干渉条件での平均BER特性を計算機シミュレーションにより求めた。結果を図9に示す。 $I=15\text{dB}$ とし、 $f_D=40\text{Hz}$ とした。また、比較のため非同期干渉を考慮しない場合の平均BER特性も図9に示す。非同期干渉を考慮しない場合には Δt が $0.5T_c$ 以上では、伝送路推定が十分行えないためBER特性が大きく劣化する。これに対して合成レプリカを用いて伝送路推定を行っている場合には、 $0\sim T_c$ のどの同期ずれに対しても $\Delta t=0$ の場合とほぼ同等の平均BER特性が得られる。

4.6 結言

すでに提案したCHYB-DS-FFHをより一般化したCFDMAを提案した。構成例としてFHを用いる方式およびマルチキャリア伝送を用いる方式を示した。また、その中のIFHについて、計算機シミュレーションにより、レイリーフェージング条件でのBER特性を明らかにした。その結果は以下の通りである。

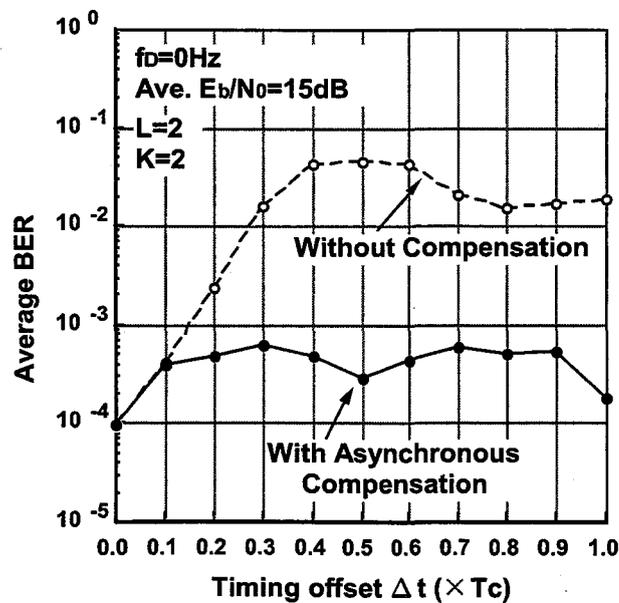


図9 非同期干渉条件におけるBER特性

動的なフェージング条件で, (i) $K=2, L=2$ の場合, 多セル高干渉条件(MFL)において, $I=15\text{dB}$ で $P_e=10^{-2}$ となる f_D は 60Hz となる. (ii)また, 干渉条件を緩和した多セル低干渉条件(MHF)においては, $I=15\text{dB}$ で $P_e=10^{-2}$ となる f_D は 140Hz となる. (iii)同じく, MHF の干渉条件において, さらに, 高速追従性を得るため $K=4$ とした場合には, $P_e=10^{-2}$ となる f_D は 300Hz となる. ただし, $K=4$ とした場合には高速追従性が得られるが, 多重化数も増加するため, キャンセルすべき干渉数が増加する. このため, MFL およびさらに厳しい干渉条件を想定した場合には, 非線形干渉キャンセラにおける演算量が増大することを考慮しなければならない.

また, 局間同期にずれがある場合の干渉キャンセル方法を示し, 平均 BER 特性を明らかにした. ヒットする 2 つのチャンネル群を合成したレプリカを生成する方法では, $0 \sim T_c$ のどの同期ずれに対しても $\Delta t=0$ の場合とほぼ同等の平均 BER 特性が得られた.

本検討では基地局から移動機への下り伝送を想定しているが, 今後の課題としては, 移動機から基地局への上り信号の伝送路構成法と伝送特性を明らかにする必要がある.

参考文献

- [1] 富里 繁, 府川和彦, 鈴木博, "コヒーレントハイブリッド DS-FFH CDMA 方式—移動無線における基本伝送特性—," 信学技報, RCS92-109 (1993-01).
- [2] 富里 繁, 府川和彦, 鈴木博, "非線形干渉キャンセラを適用したコヒーレントハイブリッド DS-FFH CDMA 方式," 信学技報, RCS93-32 (1993-06).
- [3] 笹岡秀一, 加藤英二, "デジタル陸上移動通信における時間拡散変復調方式," 信学論, J75-B-II, 1, pp.17-26 (1992-01).
- [4] 大森陽子, 笹岡秀一, "陸上移動通信におけるマルチキャリア時間拡散変調方式の検討," 信学技報, RCS92-23 (1992-06).
- [5] 鈴木 博, "最小 2 乗合成ダイバーシチ受信における信号伝送特性—希望波合成と干渉波キャンセルとの関係—," 信学論(B-II), J-75-B-II, 8, pp.524-534 (1992-8).
- [6] 吉野 仁, 鈴木 博, "RLS-MLSE を拡張した適応干渉キャンセラ," 信学技報, RCS92-120 (1993-01).
- [7] 高草木恵二, 中川正雄, "適応アルゴリズムを用いた高速周波数ホッピングスペクトル拡散信号のコヒーレント復調器," 信学技報, RCS92-97 (1992-11).
- [8] 府川和彦, 鈴木 博, "逐次最小 2 乗形適応最尤系列推定(RLS-MLSE) - 最尤推定理論の移動無線への応用 -, " 信学論, J76-B-II, 4, pp.202-214 (1993-04).

5.1 序言

移動通信においてマルチメディア伝送を行うためには、数十 Mbit/s の高速伝送の実現が必要となる。移動通信の高速伝送では、周波数選択性フェージングの影響を受け、受信特性が劣化する。この問題を解決するためには、受信機に適応等化器を持つことが考えられる[1]。しかしながら、遅延スプレッドが大きいエリアにおいて、適応等化器を用いて数十 Mbit/s の受信信号の処理を行うことは、処理速度やハードウェア規模の点から、困難が予想される。

そこで、マルチキャリア伝送のように、送信信号を分割し、平行に伝送する方法が有効と考えられる。CDMA 方式において同一のユーザが複数のコードを同時に用いて伝送速度を高速化するようなマルチコード伝送も平行伝送の一種と言える。このような平行伝送では、1波当りの情報伝送速度が低減できるため、周波数選択性フェージングの影響を軽減でき、マルチキャリアでは適応等化器、マルチコードでは RAKE の適用が容易になる。

しかしながら、平行伝送では、平行に生成した送信信号の合成波において、平均電力に対して大きなピーク電力が発生することが知られている。このため平行伝送を行うためには、送信電力増幅器の最大出力を大きくするとともに、大きなバックオフ量が必要となる。

このようなピーク電力は平行に生成される送信信号が同相で合成されることにより発生するが、無変調のトーン信号に対して各トーン信号の初期位相を適切に設定することによりピーク電力を低減する手法が提案されている[2]-[4]。しかしながら、この初期位相設定手法は、無変調波や低変調指数 FSK に対しては有効であるが、QPSK のような位相変調波では、キャリア間の位相関係がシンボルごとに変動するためあまり効果がない。

一方、マルチキャリア信号を符号化して信号点を制御し、ピーク電力を低減する方法も提案されている[5]。この手法は QPSK のような位相変調波にも有効であるが、効率よくピーク電力を低減する符号を見つける必要がある。また、符号化による冗長性の付加により所要帯域が拡大し、周波数利用効率が低下する。

別な手法として、各キャリアの位相制御を行うことにより全体のピーク電力を低減させる部分系列伝送方式(Partial Transmit Sequence: PTS)がある[6]。この手法は、まず送信キャリア群をいくつかのキャリアの束(クラスタ)に分割し、これらの各クラスタに位相回転をシンボルごとに与えることにより、全体のピーク電力を低減する方法である。この手法はシンボルごとに処理を行うため効果的にピーク電力を低減できるが、各クラスタに与えた位相回転量を受信側に送る必要があるため、結果的に所要帯域の拡大を招くこととなる。また、受信側に送った位相回転に関する情報が誤った場合、元の情報を復元することが困難となる。

さらに、送信帯域外にパリティキャリアと呼ばれるピーク低減用キャリアを設けることにより全体のピーク電力を低減させる手法がある[7]。しかしながら、送信帯域外にピーク低減用キャリアを設けるため、この手法においても所要帯域の拡大が生じる。

そこで、本章では、所要帯域を拡大することなくマルチキャリア信号のピーク電力を低減した、低

ピークマルチキャリア伝送方式を提案し、その特性を示す。この方式では、シンボルごとにピーク低減用信号を送信信号帯域内に挿入してピーク電力を低減している。送信信号帯域内に挿入するため、所要帯域の拡大がなく、周波数利用効率の低下はない。以下では、まず、原理と構成を述べ、次にピーク低減効果および受信特性を示す。

5.2 原理と構成

5.2.1 基本原理

図 1(a)にマルチキャリア方式における送信信号合成波の信号軌跡の一例を示す。キャリア数 M を 4 波とし、変調方式を QPSK とした。また、この例では帯域制限を行わず、送信信号のシンボルパターンを全てのキャリアにおいて 0 とした。特にピーク低減をしない場合には、マルチキャリア信号のピーク電力 P_{peak} はキャリア数 M と平均電力 P_{ave} の積となる。

$$P_{\text{peak}} = M \cdot P_{\text{ave}} \quad (5-1)$$

この 4 波の例では、平均電力に対して 6dB のピーク電力が発生する。このように、キャリア数が増えるに従って平均電力に対するピーク電力が増大する。提案方式では、規定振幅 C_{th} を設定し、 C_{th}

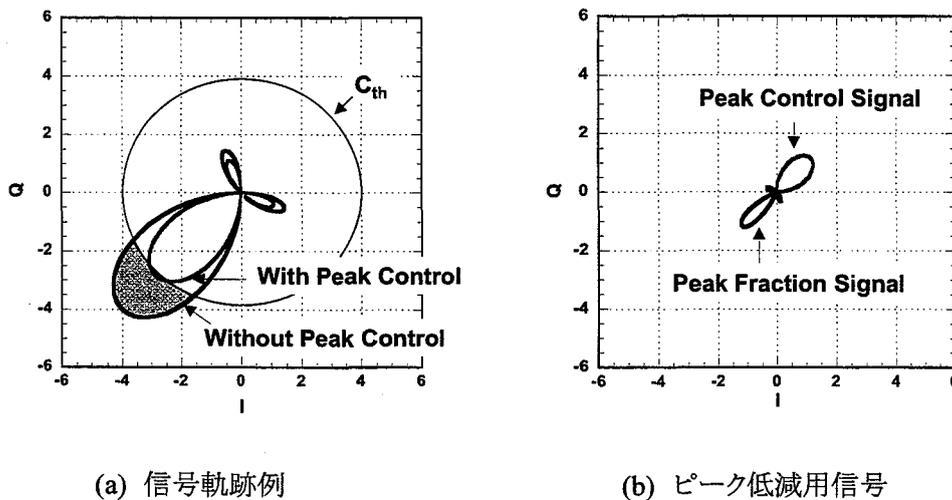


図 1 マルチキャリア信号

を上回る場合に、これを打ち消すピーク低減用信号を加えることによりピークの出現を低減し、包絡線を平滑化している。

図 1(b)は複素包絡線の C_{th} を上回る部分(グレー)を示している。この複素包絡線を各キャリア周波数成分に展開して、その展開係数を振幅とするキャリアを合成して低減信号を求め、送信信号に加えることによりピークを打ち消し、包絡線を平滑化する。

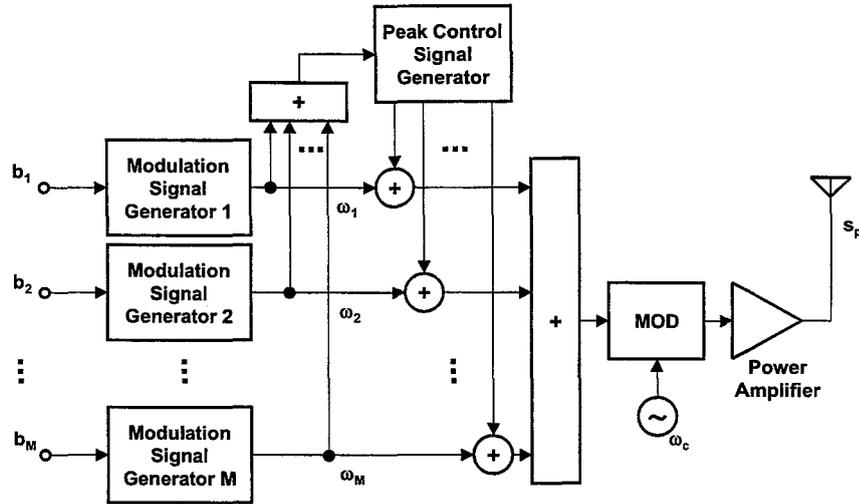


図2 送信機構成

この方法では、単にリミタ増幅器等で図1(a)のグレーの部分をクリックピングするのとは異なり、送信スペクトルが広がらないというメリットがある。

5.2.2 送信機

図2にマルチキャリア方式における送信機の構成を示す。キャリア数 $M=4$ とした。各キャリアの変調信号を生成する波形生成回路、送信パターンからキャリアごとの低減信号を生成する波形生成回路、信号合成器、直交変調器、送信電力増幅器からなる。これら送信機の動作を以下に説明する。

キャリア角周波数 ω_c の送信機の出力信号を $s_p(t)$ とすると、 $s_p(t)$ は

$$s_p(t) = \text{Re}[S_p(t) \exp(j\omega_c t)], \quad (5-2)$$

となる。ここで、 $S_p(t)$ は m 番目のキャリア ($m=1, 2, \dots, M$) の複素包絡線 $S_m(t)$ を用いると

$$S_p(t) = \sum_{m=1}^M S_m(t), \quad (5-3)$$

である。この $S_m(t)$ は QPSK の複素包絡線 $b_m(t)$ とキャリア信号 $q_m(t)$ を用いると

$$S_m(t) = b_m(t)q_m(t), \quad (5-4)$$

となる。ただし、 $b_m(t)$ は

$$b_m(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{b}_m(\tau) p_m(t-\tau) d\tau, \quad (5-5)$$

である。 $\tilde{b}_m(t)$ は、時刻 iT の複素シンボル b_i を用いて表すと

$$\tilde{b}_m(t) = b_i \delta(t-iT), \quad (5-6)$$

となる。\$T\$ は 1 シンボル区間長を表している。また、\$p(t)\$ は送信フィルタのインパルスレスポンスを表す。本検討では \$p(t)\$ は矩形波とした。一方、キャリア信号 \$q_m(t)\$ は次式のようになる。

$$q_m(t) = \exp(j\omega_m t) \quad (5-7)$$

ここで各キャリアの初期位相は 0 とし、またキャリア周波数間隔 \$\Delta\omega\$ を用いると \$\omega_m\$ は

$$\omega_m = \left[m - \frac{(M+1)}{2} \right] \cdot \Delta\omega, \quad (5-8)$$

となる。以下の検討では、\$\Delta\omega\$ は \$1/T\$ とした。ここで \$q_m(t)\$ は次式の正規直交条件を満たしているとする。

$$\int_{(i-1)T}^{iT} q_m(t) q_{m'}^*(t) dt = \delta_{m,m'}, \quad (5-9)$$

ここで \$\delta_{m,m'}\$ はクロネッカのデルタ関数である。すなわち、\$S_m(t)\$ は互いに直交している。次に \$S_p(t)\$ において規定振幅 \$C_{th}\$ をこえるピーク成分 \$U(t)\$ を次式に基づいて抽出する。

$$U(t) = \begin{cases} 0; & |S_p(t)| \leq C_{th} \\ S_p(t) - \frac{S_p(t)}{|S_p(t)|} C_{th}; & |S_p(t)| > C_{th}, \end{cases} \quad (5-10)$$

この \$U(t)\$ のキャリア成分を次式により求める。

$$U_m(t) = \int_0^{N_B T + \Delta t} U(t) q_m^*(t) dt, \quad (5-11)$$

ただし、\$N_B\$ は 1 バースト中のシンボル数で、また、\$\Delta t\$ はバーストのランプタイムである。この \$U_m(t)\$ を用いて上式の逆変換によりピーク低減用信号 \$\Delta S(t)\$ を生成する。

$$\Delta S(t) = - \sum_{m=1}^M U_m(t) q_m(t). \quad (5-12)$$

低減後の複素包絡線信号 \$S_t(t)\$ は次式となる。

$$S_t(t) = S_p(t) + \Delta S(t). \quad (5-13)$$

また、\$S_t(t)\$ は、各キャリアにおける低減後の複素包絡線信号 \$\tilde{S}_m(t)\$ で表すと次式のようになる。

$$S_t(t) = \sum_{m=1}^M \tilde{S}_m(t), \quad (5-14)$$

ここで、\$\tilde{S}_m(t)\$ は次式のようになる。

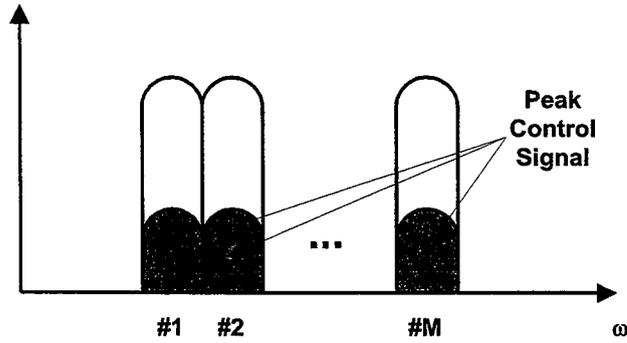


図3 送信スペクトル

$$\begin{aligned}
 \tilde{S}_m(t) &= S_m(t) - U_m(t)q_m(t) \\
 &= [b_m(t) - U_m(t)] \cdot q_m(t) \\
 &= d_m(t) \cdot q_m(t),
 \end{aligned} \tag{5-15}$$

図3に送信スペクトルの様子を示す。各々のキャリアにおいてピーク低減用信号を生成しているため、低減前の送信帯域外にスペクトルが拡がることはない。

5.2.3 受信機

図4に受信機構成を示す。受信機では1キャリアごとに準同期検波を行い、検波された信号から最尤系列推定 (Maximum Likelihood Sequence Estimation: MLSE) によりシンボルの復調を行う。受信機入力信号 $v_p(t)$ は次式で表せる。

$$v_p(t) = \text{Re}[V_p(t) \exp(j\omega_c t)], \tag{5-16}$$

ここで、受信機入力の複素包絡線信号 $V_p(t)$ は次式のようにになる。

$$V_p(t) = \sum_{m=1}^M \tilde{A}_m(t) \tilde{S}_m(t) + \tilde{N}(t), \tag{5-17}$$

ただし、 $\tilde{A}_m(t)$ は伝搬路のインパルスレスポンスであり、また、 $\tilde{N}(t)$ は白色ガウス雑音である。準同期検波における再生キャリアを $q_{rm}(t)$ とすると、 $q_{rm}(t)$ は次式で表せる。

$$q_{rm}(t) = q_m(t) \exp[j\theta_0(t)], \tag{5-18}$$

$q_0(t)$ は任意の位相差である。この $q_{rm}(t)$ により検波された複素包絡線信号 $r_m(t)$ は次式で表される。

$$r_m(t) = V_p(t) q_{rm}^*(t). \tag{5-19}$$

ここで伝搬路の変動が十分小さく、 M 波が互いに直交していると仮定すると、 $r_m(t)$ は次式で表される。

$$r_m(t) = A_m(t)d_m(t) + N(t), \quad (5-20)$$

ただし, $A_m(t)$ および $N(t)$ は次式のようになる.

$$A_m(t) = \tilde{A}_m(t) \exp[-j\theta_0(t)] \quad (5-21)$$

$$N(t) = \tilde{N}(t)q_{rm}^*(t), \quad (5-22)$$

この $r_m(t)$ において, 時刻 $t = (i+1/2)T$ でサンプリングした値を $r_m(i)$ で表し, 同様に $A_m(t)$ および $N(t)$ についてもそれぞれ $A_m(i)$ および $N(i)$ で表すこととする. また, $d_m(t)$ の時刻 $t = (i+1/2)T$ でサンプリングした値を $d_m(i)$ と表すと, $r_m(i)$ は

$$r_m(i) = A_m(i)d_m(i) + N(i), \quad (5-23)$$

となる. この $r_m(i)$ のレプリカ信号 $y_m(i)$ は, $A_m(i)$ の推定値と $d_m(i)$ のシンボル候補により

$$y_m(i) = \hat{A}_m(i)\hat{d}_m(i), \quad (5-24)$$

となる. 本検討では, 何らかの推定アルゴリズムでは精度よく推定できていると仮定する. 推定誤差 $e_m(i)$ は次式で求めることができる.

$$e_m = r_m(i) - y_m(i). \quad (5-25)$$

MLSE 回路で用いられるブランチメトリック $BR(i)$ は次式で求められる.

$$BR(i) = -\sum_{m=1}^M |e_m(i)|^2. \quad (5-26)$$

本検討では, $p(t)$ として 1 シンボル長の矩形波を用いているので, シンボルの判定時に系列推定は

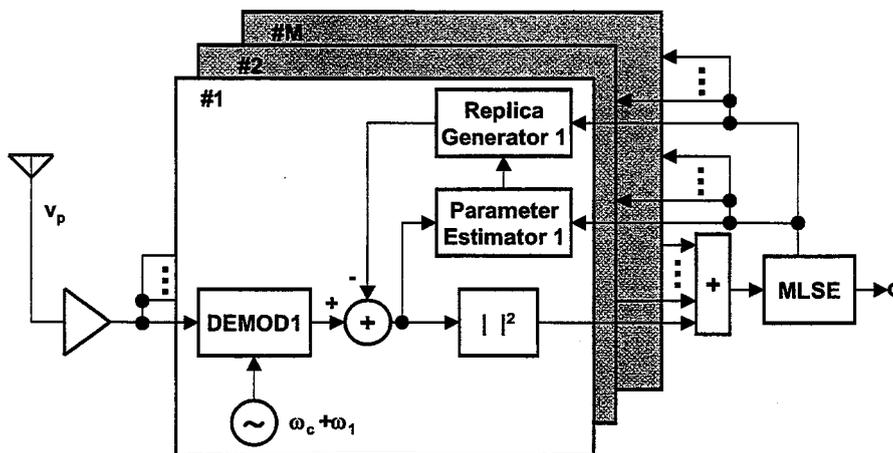


図 4 受信機構成

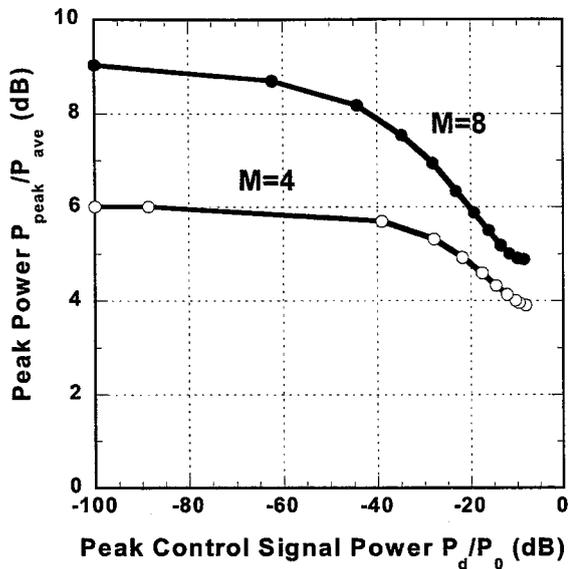


図5 ピーク低減効果

行わず、シンボルごとに判定するMLEを用いることとする。MLSE回路では、このブランチメトリック $BR(i)$ が最大となるシンボル候補を判定し、そのときの $\hat{d}_m(i)$ から送信シンボルを決定する。

5.3 ピーク低減効果

図5にピーク電力低減効果について示す。キャリア数は4および8とした。横軸の値は、1波あたりの平均電力 P_0 に対するピーク低減用信号の平均電力の比を表している。図5からピーク低減用信号が-10dBのとき、4波で2dB、8波で4dBピークが低減されている。

また、4波のマルチキャリア方式でピーク低減用信号レベルが-10dBにおけるピーク低減の様子を図6に示す。図6(a)は低減前の1シンボル区間におけるマルチキャリア信号の振幅を示している。また、図6(b)は低減後のマルチキャリア信号の振幅を示している。提案手法により、ピークが効果

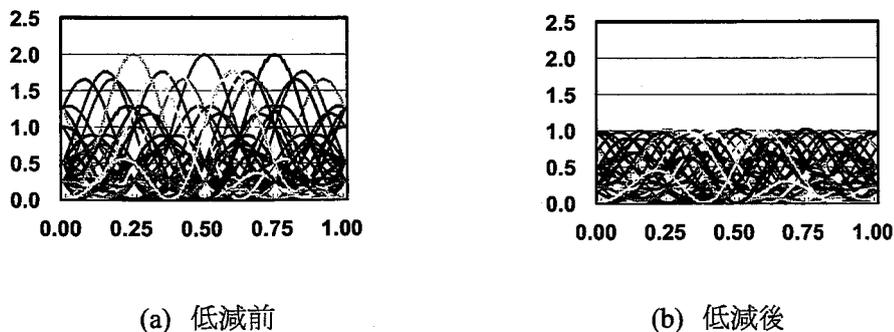


図6 ピーク低減例

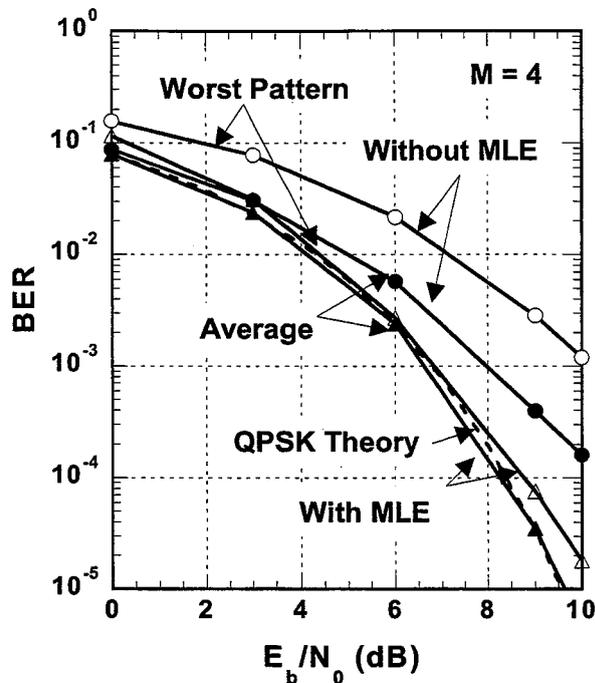


図7 受信特性

的に低減されているのがわかる。

5.4 受信特性

5.4.1 基本特性

図7に提案方式による静特性を示す。キャリア数を4とし、ピーク低減用信号の平均レベルについては-10dBとした。キャリアごとにシンボル判定を行った場合とMLEにより一括に復調した場合のBERについて示している。ところで、ピーク低減用信号のレベルは送信シンボルパターンにより変化するため、パターンごとでBERに違いが生じる。そこで、図7にはBERが最悪となるパターンと、全パターンの平均について示した。また、QPSKの静特性の理論値についても破線で示す。キャリアごとにシンボル判定を行う場合には、ピーク低減用信号が雑音とみなされるため、全パターンの平均においてもBERが 10^{-3} で E_b/N_0 は1dB劣化する。これに対してMLEを用いる場合には、 E_b/N_0 の劣化はほとんどない。

5.4.2 符号化による受信特性

図8にトレリス符号化8相位相シフトキーイング(Trellis-Coded 8 Phase Shift Keying: TC8PSK)変調方式[8]を適用した時のピーク電力低減を行った場合の受信特性を示す。復調はキャリアごとに行っている。ピーク低減により受信特性の劣化はあるが、BERが 10^{-3} でMLEを行うことなしにピーク低減を行わないQPSKと同等の特性が得られる。ピーク低減を行ったTC8PSKは、QPSKと所要

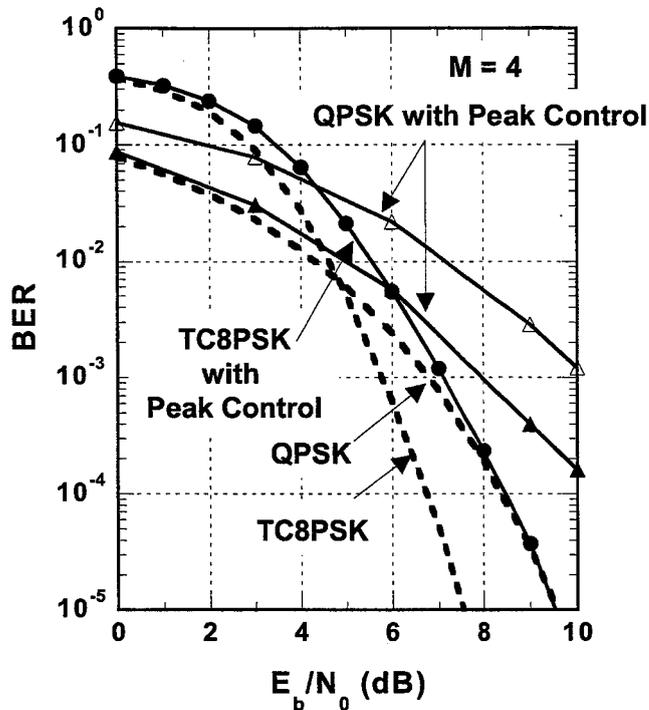


図 8 受信特性(符号化あり)

帯域幅が同じであり、また、キャリアごとの復調でも優れた特性が得られるため、非常に効率的な伝送方式であると言える。

5.5 結言

移動通信における高速伝送を効率よく実現するため、ピーク低減用信号を送信信号帯域内に挿入しピーク電力を低減した低ピークマルチキャリア伝送方式を提案した。この方式について送受信機構成を提案し、受信特性を明らかにした。検討結果から、QPSK 信号のピーク電力を効果的に低減でき、また、受信機で MLSE を行うことにより、ピーク電力を低減しても受信特性の劣化はほとんどないことが明らかとなった。さらに、トレリス符号化 8 相位相シフトキーイング(TC8PSK)変調方式を用いることにより、MLSE を用いずにキャリアごとに復調する場合でもピーク低減を行わない QPSK と同等の特性が得られることを明らかにした。

今後の課題としては、(i) MLSE の簡略化法、(ii) キャリア数が多くなった場合の性能評価及び処理量の削減があげられる。

参考文献

- [1] 富里 繁, 鈴木 博, "複局同時送信を用いる高速デジタル移動通信システム," 1995 年信学総大, B-386.

- [2] S. Boyd, "Multitone signal with low crest factor," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-33, no. 10, pp. 1018-1022, Oct. 1986.
- [3] D. R. Gimlin, "On minimizing the peak-to average power ratio for the sum of N sinusoids," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 41, no. 4, pp. 631-635, April 1993.
- [4] S. Narahasi and T. Nojima, "New phasing scheme of N-multiple carriers for reducing peak-to-average power ratio," *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 17, pp. 1382-1383, Aug. 1994.
- [5] T. A. Wilkinson and A. E. Jones, "Minimization of the peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes by block coding," in *Proc. 45th IEEE Vehic. Technol. Conf.*, pp. 825-829, 1995.
- [6] S. H. Muller and J. B. Huber, "A novel peak power reduction scheme for OFDM," in *Proc. PIMRC'97*, pp. 1090-1094, 1997.
- [7] 牟田 修, 高田 竜彦, 赤岩 芳彦, "マルチキャリア変調方式におけるパリティキャリアを用いたピーク電力低減方式," *信学論 B*, Vol. J84-B, No. 5, pp.849-860, 2001.
- [8] G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel / phase signals," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. IT-28, No.1, pp.55-67, Jan. 1982.

第6章 時空等化技術

6.1 序言

高品質なマルチメディア移動通信を実現するためには、伝送速度の高速化による送信信号の広帯域化、および送信周波数が高くなることに伴う受信レベルの低下を克服する技術が必要となる。この技術の一つとして、空間軸上で信号処理を行うアダプティブアレーアンテナ (Adaptive Array Antenna: AAA) と時間軸上で信号処理を行う適応等化器を融合させた時空等化器がある [1][2]。高速伝送時には 1 シンボル周期と比較して、非常に大きな遅延時間を持つ長遅延波が受信されるが、この時空等化器では、希望波中で等化器の等化範囲を超えるような長遅延波と他局からの干渉波を AAA で処理し、等化範囲内にある遅延波を適応等化器で処理している。このように AAA と等化器で干渉除去に関する役割を分担することにより、AAA 素子数および等化器タップ数の大幅な増大を抑えながら高速伝送に対応することが可能となる。

時空等化器では、従来から検討されてきた適応等化器を時間軸上での信号処理用に使用することができる。この等化器として判定帰還形適応等化器を用いるものが検討されており、トレーニング区間での信号処理を工夫することにより、アダプティブアレーアンテナと等化器での干渉除去に関する役割分担を実現している [3]。一方、最尤系列推定 (Maximum Likelihood Sequence Estimation: MLSE) 型の等化器を用いることにより、さらに受信特性の改善が期待できるため、従来から検討されてきた [4]。しかしながら MLSE 型の等化器には、シンボル同期の誤差により受信特性が大きく劣化するという欠点がある。

この欠点を克服する技術の一つとして、等化器前段に分数間隔のフィードフォワードフィルタ (Feed Forward Filter: FFF) を備え、高精度なシンボル同期を不要にする手法がある [5]。このような FFF を備えた時空等化器の構成法としては、一括処理型と分離処理型がある。

本章ではハードウェア実現性を考慮し、より信号処理量が少なくなりハードウェア規模を小さくできる分離処理型時空等化器 [6][7] について検討を行う。また、等化器についても演算量の削減が図れる Delayed Decision Feedback Sequence Estimation (DDFSE) 型の等化器 [8] を用いる。さらに、分離処理型時空等化器において、トレーニング信号区間で時空信号処理を繰り返し行うことを提案し、この場合の受信特性を評価する。

以下では、一括処理型及び分離処理型時空等化器の構成と動作を述べ、分離処理型時空等化器について計算機シミュレーションにより受信特性を明らかにする。

6.2 構成と動作

図 1(a)(b) に一括処理型および分離処理型時空等化器の基本構成を示す。いずれの構成においても、アレーアンテナ素子数を L 、FFF タップ数を N 、等化器タップ数を M としている。以下では、各々について説明する。

6.2.1 一括処理型

6.2.1.1 構成

図1(a)の一括処理型では、AAAの各素子にFFFを持つ構成となっている。この構成では、AAA、FFF、および等化器のタップ係数を同時に一括して算出しているため最適な受信特性が期待できる。ただし、この構成では時空等化器の総タップ数は $LN+M$ となり、AAAの素子数の増大に伴って総タップ数が大幅に増大する。このため現状ではハードウェア化が困難である。この一括処理型時空等化器の動作は以下のとおりである。

6.2.1.2 動作

時刻 i における L 素子アダプティブアレーアンテナの l 番目の素子における n 番目の FFF タップに対する入力信号を r_{ln} 、重み付け係数を w_{aln} とすると、アレーアンテナ合成信号 $y_a(i)$ は以下の式で表せる。

$$y_a(i) = \mathbf{W}_a^H \mathbf{R}(i) \quad (6-1)$$

ただし

$$\mathbf{W}_a = [w_{a11}, w_{a12}, \Lambda, w_{a1N}, w_{a21}, \Lambda, w_{a2N}, \Lambda, w_{aL1}, \Lambda, w_{aLN}]^T \quad (6-2)$$

$$\mathbf{R}(i) = [r_{11}(i), r_{12}(i), \Lambda, r_{1N}(i), r_{21}(i), \Lambda, r_{2N}(i), \Lambda, r_{L1}(i), \Lambda, r_{LN}(i)]^T \quad (6-3)$$

一方等化器では、受信信号に対するレプリカ信号が生成される。 M タップレプリカ生成器における m 番目のタップの信号を $a_m(i)$ とし、これに対応するタップ係数を w_{em} とすると、レプリカ信号 $y_e(i)$ は以下の式で表せる。

$$y_e(i) = \mathbf{W}_e^H \mathbf{A}(i) \quad (6-4)$$

ただし

$$\mathbf{W}_e = [w_{e1}, w_{e2}, \Lambda, w_{eM}]^T \quad (6-5)$$

$$\mathbf{A}(i) = [a_1(i), a_2(i), \Lambda, a_M(i)]^T \quad (6-6)$$

このレプリカ信号 $y_e(i)$ とアレーアンテナ合成信号 $y_a(i)$ の差から推定誤差信号 $e(i)$ が以下のように生成される。

$$e(i) = y_a(i) - y_e(i) \quad (6-7)$$

パラメータ推定器では、この誤差信号 $e(i)$ に基づき適応アルゴリズムを用いてアレーアンテナおよび等化器のタップ係数を算出する。

6.2.2 分離処理型

6.2.2.1 構成

図1(b)の分離処理型では、AAAの後段にFFFを備えている。この構成では、総タップ数は $L+N+M$ となり、FFFの総タップ数がAAAの素子数と無関係になる。このため一括処理型と比較して総タップ数を減らすことができる。ただし、この構成でAAAとFFFのタップ係数を一括して算出し

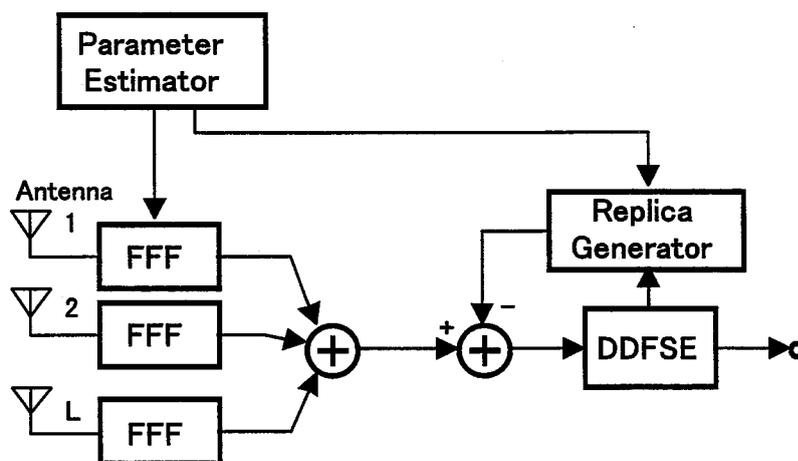
よとした場合, AAA のタップ係数と FFF のタップ係数が積の形となっているため, 線形パラメータ推定理論に基づくタップ制御を行うことができない. そこで, AAA と FFF のタップ係数を時間的に分けて処理する.

また, AAA と等化器のタップ係数算出処理を分離した場合, アレーアンテナ指向特性形成時に, 等化器で処理可能な遅延時間が短い希望波信号に対してもヌルを向けてしまう. そこで, AAA と等化器については同時にタップ係数を算出する. 以下に具体的な動作を説明する.

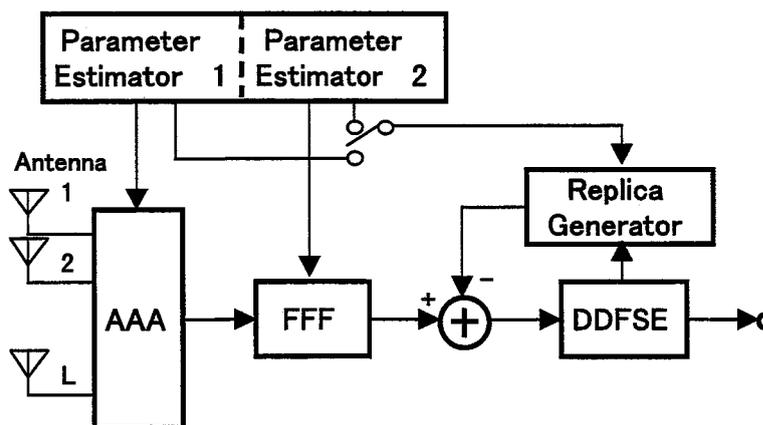
6.2.2.2 動作

(a) AAA および等化器タップ係数収束

トレーニング信号区間では, まず, AAA と等化器のタップ係数を収束させる. このとき FFF は入力信号を単純に通過させるのみとする. この場合の等価的な構成を図2(a)に示す. 時刻 i における L 素子アダプティブアレーアンテナの l 番目の入力信号を $r_l(i)$ とし, これに対するアレーアンテナの



(a) 一括処理型



(b) 分離処理型

図1 時空等化器基本構成

タップ係数を w_{al} とすると、アレーアンテナ合成信号 $y_a(i)$ は以下の式で表せる。

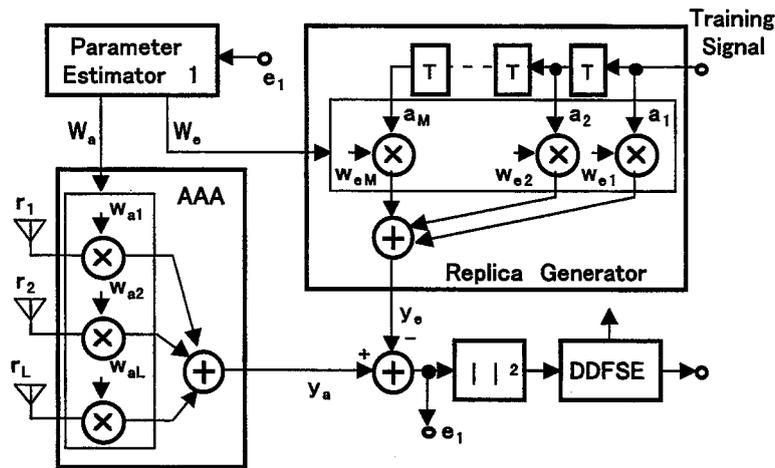
$$y_a(i) = \mathbf{W}_a^H \mathbf{R}(i) \quad (6-8)$$

ただし

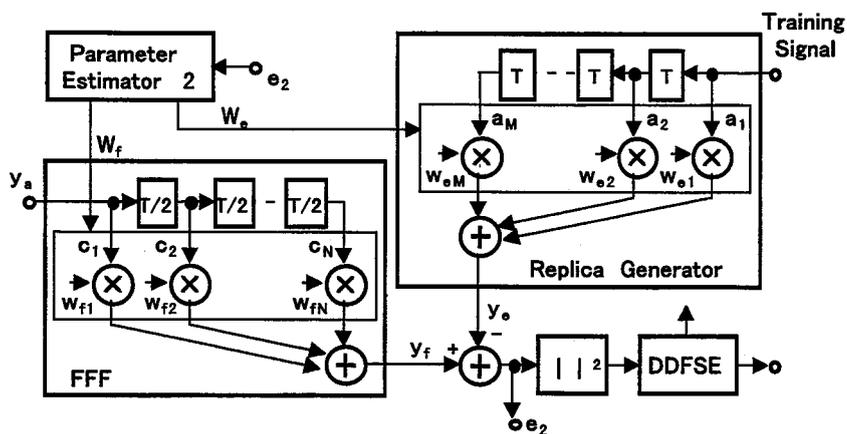
$$\mathbf{W}_a = [w_{a1}, w_{a2}, \Lambda, w_{aL}]^T \quad (6-9)$$

$$\mathbf{R}(i) = [r_1(i), r_2(i), \Lambda, r_L(i)]^T \quad (6-10)$$

一方等化器では、受信信号に対するレプリカ信号が生成される。 M タップレプリカ生成器における m 番目のタップの信号を $a_m(i)$ とし、これに対応するタップ係数を w_{em} とすると、レプリカ信号 $y_e(i)$ は以下の式で表せる。



(a) AAA および等化器タップ係数収束時



(b) FFF および等化器タップ係数収束時

図2 トレーニング信号区間での等価的な構成

$$y_e(i) = \mathbf{W}_e^H \mathbf{A}(i) \quad (6-11)$$

ただし

$$\mathbf{W}_e = [w_{e1}, w_{e2}, \Lambda, w_{eM}]^T \quad (6-12)$$

$$\mathbf{A}(i) = [a_1(i), a_2(i), \Lambda, a_M(i)]^T \quad (6-13)$$

このレプリカ信号 $y_e(i)$ とアレーアンテナ合成信号 $y_a(i)$ の差から推定誤差信号 $e_1(i)$ が以下のように生成される。

$$e_1(i) = y_a(i) - y_e(i) \quad (6-14)$$

パラメータ推定器 1 では、この誤差信号 $e_1(i)$ に基づき適応アルゴリズムを用いてアレーアンテナおよび等化器のタップ係数を算出する。

(b) FFF および等化器タップ係数収束

次に AAA のタップ係数をトレーニング信号区間の最後で算出した値に固定して FFF と等化器のタップ係数を収束させる。この場合の等価的な構成を図 2(b) に示す。 N 素子フィードフォワードフィルタの n 番目の入力信号を $c_n(i)$ とし、これに対応するタップ係数を w_{fn} とすると、フィードフォワードフィルタ出力信号 $y_f(i)$ は以下の式で表せる。

$$y_f(i) = \mathbf{W}_f^H \mathbf{C}(i) \quad (6-15)$$

ただし

$$\mathbf{W}_f = [w_{f1}, w_{f2}, \Lambda, w_{fN}]^T \quad (6-16)$$

$$\mathbf{C}(i) = [c_1(i), c_2(i), \Lambda, c_N(i)]^T \quad (6-17)$$

一方等化器では、(6-4)式により受信信号に対するレプリカ信号 $y_e(i)$ が生成される。このレプリカ信号 $y_e(i)$ とフィードフォワードフィルタ出力信号 $y_f(i)$ の比較から推定誤差信号 $e_2(i)$ が生成される。

$$e_2(i) = y_f(i) - y_e(i) \quad (6-18)$$

パラメータ推定器 2 では、この誤差信号 $e_2(i)$ に基づき適応アルゴリズムを用いてフィードフォワードフィルタおよび等化器のタップ係数を算出する。

(c) 繰り返し信号処理

上記のタップ係数算出処理を繰り返し行うことにより受信特性の改善が期待できる。具体的には、FFF と等化器のタップ係数算出処理後、再び AAA と等化器のタップ係数を再収束させ、さらに FFF と等化器のタップ係数についても再収束させる。

AAA と等化器のタップ係数を再収束させる場合には、FFF のタップ係数はトレーニング信号区間の最後の値に固定し、(6-14)式の $y_a(i)$ の代わりに FFF 出力である $y_f(i)$ を用いる。また、FFF と等化器のタップ係数再収束時には AAA のタップ係数を固定して処理を行う。

表 1 シミュレーション条件

項目	諸元
変調方式	QPSK
AAA	8素子 サーキュラー型
等化器, FFF	5タップ16状態DDFSE, 0.5T間隔 11タップ
適応アルゴリズム	RLS
フレーム構成	トレーニング 32シンボル, データ 128シンボル
干渉局数	1
パス数(遅延量)	3 (0, 1T, 10T)
到来方向	希望波 0°, 60°, 120° 干渉波 30°, 90°, 150°

(d) データ信号区間

データ信号区間では AAA のタップ係数は固定し, FFF と等化器のタップ係数のみ更新する. この場合の動作は, トレーニング信号区間で FFF と等化器のタップ係数を求める場合と同様で, 等化器でレプリカ生成を行う(6-4)式において, $A(i)$ としてトレーニング信号の代わりに, DDFSE におけるシンボル系列候補信号を用いることにより実現できる.

6.3 計算機シミュレーション

6.3.1 シミュレーション条件

分離処理型時空等化器の性能を評価するため計算機シミュレーションを行った. 表 1 にシミュレーション条件を示す. 変調方式は QPSK とした. AAA は 8 素子のサーキュラー型, 等化器は 5 タップ 16 状態の DDFSE 型とした. 等化器前段の FFF は 0.5T 間隔とし, タップ数は 11 とした. 各タップ係数算出時に用いる適応アルゴリズムは RLS アルゴリズムとした. フレーム構成はトレーニング信号を 32 シンボル, データ信号を 128 シンボルとした. 干渉局は 1 局想定した. パス数は希望波, 干渉波ともに 3 パスとし, 各々の遅延時間は 0, 1T, 10T とした. 各パスは等レベルとし, フェージングはレイリーとした. 到来方向については, 希望波は 0°, 60°, 120°, 干渉波は 30°, 90°, 150° とした.

6.3.2 アレーアンテナ指向特性

図 3 に, この時空等化器で形成されたアレーアンテナ指向特性を示す. 点線は静特性の場合であり, トレーニング信号長を 128 シンボルとしてアレーアンテナ指向特性を形成した. 各パスにレベル変動がなく, かつトレーニング信号長が十分であるため, 干渉波および希望波の長遅延波(10T)に対して正確にヌルを向けていることがわかる.

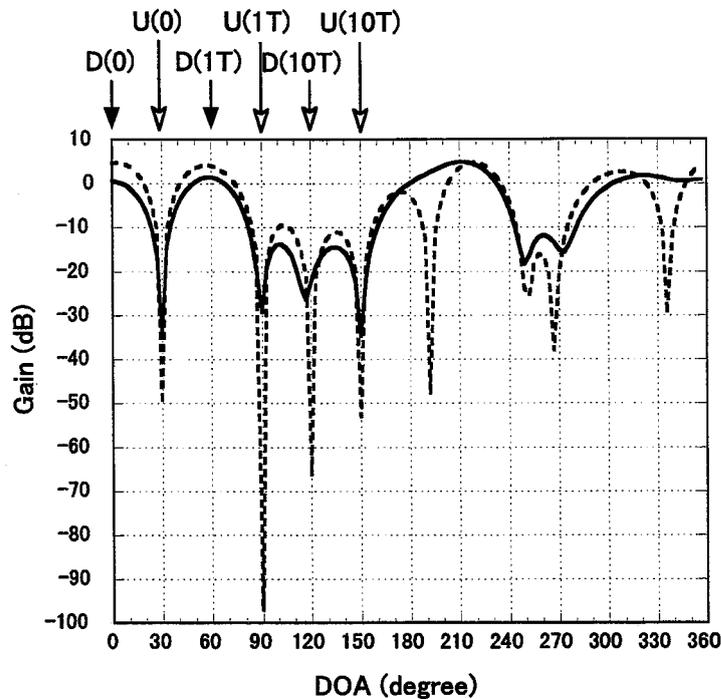


図3 アレーアンテナ指向特性例

次に、フェージング下におけるアレーアンテナ指向特性を実線で図3に示す。各パスにレベル変動があるため静特性時と比較してヌルが浅くはなるが、干渉波および希望波の長遅延波の方向にヌルが形成されていることがわかる。

6.3.3 平均 E_b/N_0 に対する BER 特性

図4に平均 BER 特性を示す。比較のため図3に示した静特性時のアレーアンテナ指向特性を固定的に用いた場合の特性についても点線で示すこととする。静特性時のアレーアンテナ指向特性を用いる場合と比較してアレーアンテナ指向特性形成が不完全となるため受信特性の劣化があるが、 $BER=10^{-3}$ に対する所要 E_b/N_0 の劣化量は 2dB 以内に収まっている。

さらに、トレーニング信号区間でのタップ係数算出処理を繰り返した場合についても図4に示す。ここでは繰り返し数は2としているが、図4より、静特性時のアレーアンテナ指向特性を固定的に用いた場合とほぼ同等な受信 BER 特性が得られていることがわかる。

6.3.4 フェージング変動に対する BER 特性

ここではフェージング変動に対する追従性を評価するため、1シンボル周期 T で規格化した最大ドップラ周波数 $f_D T$ に対する BER 特性を調べた。図5にその結果を示す。平均 E_b/N_0 は 15dB とした。AAA のアレーアンテナ指向特性形成の不完全性、および等化器における伝送路変動に対す

る追従の不完全性により特性が劣化するが、 $f_b T = 1.0 \times 10^{-4}$ まで追従できることが明らかとなった。これはシンボルレートを 10Msymbol/s とすると $f_b = 1000\text{Hz}$ に相当するため、実用的には十分な値と言える。

6.3.5 シンボル同期精度に対する BER 特性

等化器前段の FFF の効果を評価するため、シンボルクロックの同期精度に対する BER 特性について評価した。図 6 に結果を示す。ここでは FFF の効果を確認するため静特性時の固定パターンを用いた。また、各パスの遅延時間はここでは 0, $4T$, $10T$ とした。図 6 より、FFF が同期ずれの影響を補償し、 ± 0.5 シンボル以内の同期ずれに対して、良好な BER 特性が得られていることがわかる。

6.4 結言

移動通信において高速伝送を実現するために重要な時空等化技術について検討した。演算量および回路規模を低減できる分離処理型時空等化器を提案し、その構成と動作を示した。トレーニング信号区間で時空信号処理を繰り返し行う手法を提案し、受信 BER 特性が改善されること、また、この改善により静特性時に生成したアレーアンテナ指向特性を用いる場合と比較して、ほぼ同

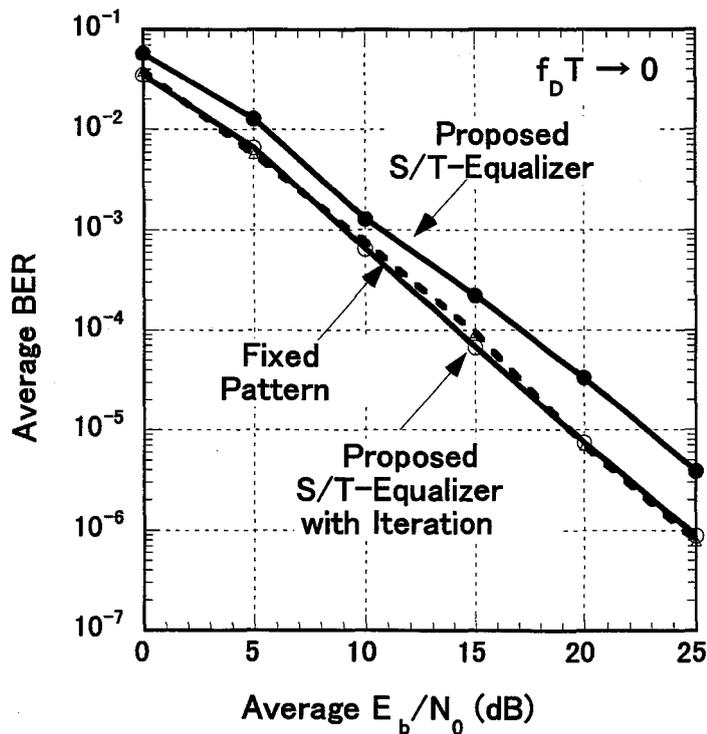


図 4 平均 E_b/N_0 に対する BER 特性

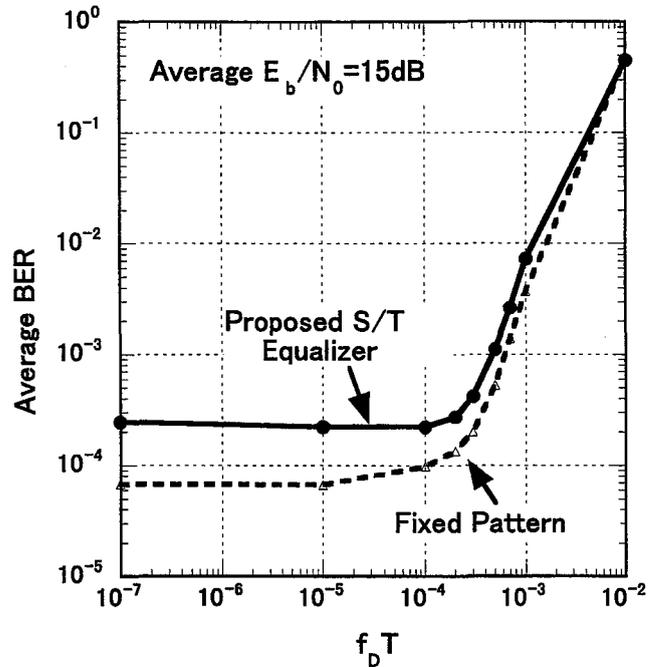


図5 フェージング変動追従特性

等の受信特性が得られることを明らかにした。

今後の課題としては、実伝搬環境により近い伝搬条件を設定して詳細な評価を行い、システムにおける有効性を明らかにすることがあげられる。

参考文献

- [1] Fukawa K. and Matsumoto T., "A New Joint Array Signal Processing Structure and Maximum Likelihood Sequence Estimation in Mobile Radio Communications," *Smart Antenna Workshop '97*, 1997.
- [2] Kohno R., "Spatial and Temporal Communication Theory Using Adaptive Antenna Array," *IEEE Personal Communications*, pp.28-35, Feb. 1998.
- [3] Lin M., "A Novel Hybrid of Adaptive Array and Equalizer for Mobile Communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.49, No.1, pp.1-10, Jan. 2000.
- [4] 藤井正明, "アダプティブアレーアンテナとMLSEの結合処理によるマルチパス分離・合成法に関する一検討," 信学技報, RCS95-97 (1995-11).

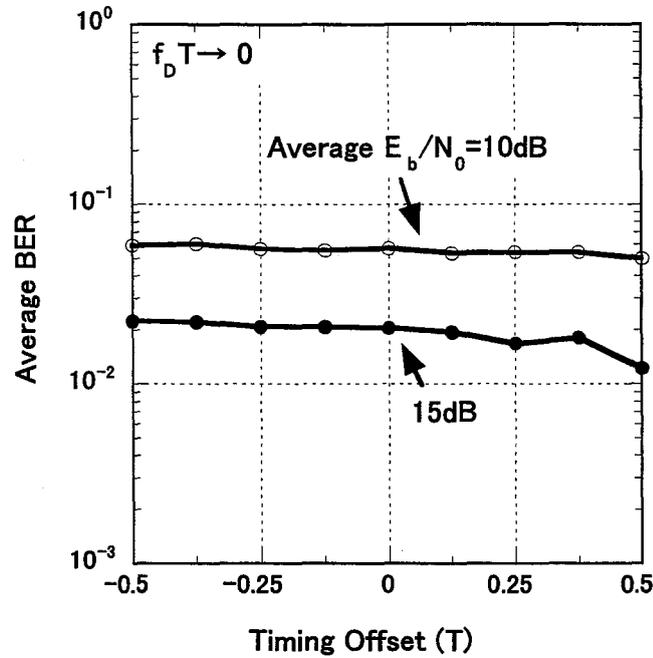


図 6 同期精度に対する BER 特性

- [5] 府川和彦, “アダプティブアレイと MLSE 検波器との従続構成法とその特性,” 信学技報, AP97-146 (1997-11).
- [6] 富里繁, 三木信彦, 松本正, “移動通信時間/空間分離処理型時空等化器の受信特性,” 信学ソ大, B-5-42 (1999-09).
- [7] 斉藤佳子, 北川恵一, 二木貞樹, 上杉充, “時空等化分離処理に関する一検討,” 信学技報, RCS99-183 (2000-01).
- [8] Duel-Hallen A. and Heegard C., “Delayed Decision-Feedback Sequence Estimation,” *IEEE Trans. Commun.*, vol.37, No.5, pp.428-436, May 1989.

第7章 結論

本論文では、(i)同一周波数、同一タイムスロットをすべてのユーザが使えるような周波数利用の効率化、(ii)大量のデータを短時間で伝送するための高速化、(iii)音声や画像を品質良く伝送するための高品質化という3つの特長を兼ね備えた究極的な移動通信システムを実現するため、このシステムに必要な技術について検討した。

本論文の研究成果の総括を以下に示す。

(1) 包絡線制御型トレリス変調方式

包絡線制御を行い高電力効率化したトレリス変調方式としてSE-TC8PSKとCE-TC8PSKを提案した。SE-TC8PSKはTC8PSKに比べて消費電力が15%程度低減でき、SE-TC8PSKがBPSK、QPSK、TC8PSK、GMSKに比べて高品質伝送条件下では帯域、感度、電力効率という3つの特性のバランスにおいて、より最適化された変復調方式であることが明らかになった。また、CE-TC8PSKはSE-TC8PSKと比べて帯域が約2倍となる代わりに、TC8PSKに比べて消費電力が約1/2となることを明らかにした。

(2) DS-CDMA-FFH方式およびCFDMA方式

コード分割による多重化と周波数分割による多重化とを組み合わせたCHYB-DS-FFHを提案した。CHYB-DS-FFHには次のような利点がある。(i)FFHにより1シンボルごとの周波数ダイバーシチ効果が得られる。(ii)チップ帯域が狭帯域であるため、変復調における処理動作周波数が低い。(iii)通常のDS-CDMAと比較して同一周波数を利用するユーザが少ないため干渉キャンセル数が少ない。

多重化を行わず干渉が無い場合、2チップおよび4チップのCHYB-DS-FFHでは、それぞれ2ブランチおよび4ブランチの周波数ダイバーシチ効果が確認できた。4チップの場合平均 $BER10^{-2}$ となる所要平均 E_b/N_0 は8dBである。

空間ダイバーシチを併用した場合には、その効果は大きく、多セル低干渉条件(MHF)では、 $BER=10^{-2}$ となる所要 E_b/N_0 は8dBとなる。また、さらに干渉条件が厳しい多セル高干渉条件(MFL)のケースでも平均 $E_b/N_0=14dB$ を達成できる。

動特性については平均 $E_b/N_0=15dB$ とした場合、チップ数 $K=4$ 、空間ダイバーシチブランチ数 $L=2$ のMHFでは、 $f_D=20Hz$ 以下となる。

非線形キャンセラを用いた検討も行った。この場合、平均 $BER10^{-2}$ となる平均 E_b/N_0 は、干渉無しに対して、干渉有りの条件で2dBの劣化ですむ。また、平均 $BER10^{-2}$ となる最大ドップラ周波数 f_D として30Hzを達成できる。

CHYB-DS-FFHをより一般化したCFDMAを提案した。構成例としてFHを用いる方式およびマルチキャリア伝送を用いる方式を示した。動的なフェージング条件で、(i) $K=2$ 、 $L=2$ の場合、多セル高干渉条件(MFL)において、平均 $E_b/N_0=15dB$ で平均 $BER10^{-2}$ となる f_D は60Hzとなる。(ii)また、干渉条件を緩和した多セル低干渉条件(MHF)においては、平均 $E_b/N_0=15dB$ で平均 $BER10^{-2}$ となる f_D は140Hzとなる。(iii)同じく、MHFの干渉条件において、さらに、高速追従性を得るため $K=4$

とした場合には、 $P_e=10^{-2}$ となる f_D は300Hzとなる。ただし、 $K=4$ とした場合には高速追従性が得られるが、多重化数も増加するため、キャンセルすべき干渉数が増加する。このため、MFL およびさらに厳しい干渉条件を想定した場合には、非線形干渉キャンセラにおける演算量が増大することを考慮しなければならない。

また、局間同期にずれがある場合の干渉キャンセル手法を提案し、平均 BER 特性を明らかにした。ヒットする2つのチャンネル群を合成したレプリカを生成する方法では、 $0 \sim T_c$ のどの同期ずれに対しても $\Delta t=0$ の場合とほぼ同等の平均 BER 特性が得られた。

(3) 低ピークマルチキャリア伝送方式

移動通信における高速伝送の実現のため、マルチキャリア伝送におけるピーク電力を低減した低ピークマルチキャリア伝送方式を提案した。この方式について送受信機構成を提案し、受信特性を明らかにした。

提案したピーク低減手法により、4波のマルチキャリア信号において2dB、8波のマルチキャリア信号において4dBピークが抑圧できることを明らかにした。

ピーク抑圧信号を挿入することにより $BER=10^{-3}$ で E_b/N_0 は1dB劣化するが、MLSEを用いる場合には、所要 E_b/N_0 特性の劣化はほとんどない。

(4) 時空等化技術

移動通信において高速伝送を実現するための重要な技術である時空等化技術について検討した。演算量および回路規模を低減できる分離処理型時空等化器を提案し、その構成と動作を示した。

静特性時のアレーアンテナ指向特性を用いる場合と比較して、 $BER=10^{-3}$ に対する所要 E_b/N_0 の劣化量は2dB以内に収まる。

トレーニング信号区間で時空信号処理を繰り返し行う手法を提案した。この手法により受信 BER 特性が改善され、静特性時のアレーアンテナ指向特性を用いる場合とほぼ同等の受信特性が得られることを明らかにした。

本論文に関わる原著論文等

A. 論文誌

1. Tomisato S., Chiba K., and Murota K., "Phase Error Free LINC Modulator," *Electron. Lett.*, Vol. 25, No.9, pp.576-577, April 1989.
2. 鷹見 忠雄, 齊藤 茂樹, 富里 繁, 山尾 泰, "QPSK 移動無線通信における近似ナイキスト伝送の検討," 信学論(B-II), Vol. J74-B-II, No.7, pp.405-412, (1991-07).
3. 富里 繁, 鈴木 博, "送信増幅における電力効率を改善した包絡線制御形デジタル変調方式 - 移動通信用トリス符号化 8PSK への応用 -, " 信学論(B-II), Vol. J75-B-II, No.12, pp.918-928, (1992-12).
4. 富里 繁, 府川 和彦, 鈴木 博, "コヒーレントハイブリッド DS-FFH CDMA 方式 - 移動無線における基本特性 -, " 信学論(B-II), vol. J77-B-II, No.1, pp.1-10, (1994-01).
5. Tomisato S., Fukawa K., and Suzuki H., "Coherent Hybrid DS-FFH CDMA with Adaptive Interference Cancelling for Cellular Mobile Communications," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E77-B, No.5, pp.589-597, May 1994.
6. Tomisato S., Fukawa K., and Suzuki H., "Coherent Frequency Hopping Multiple Access (CFHMA) with Multiuser Detection for Mobile Communication Systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 49, No.2, pp.531-539, March 2000.
7. 村田 英一, 塚本 悟司, 富里 繁, 松本 正, 吉田 進, "FPGA を用いて実現した干渉キャンセラ TCC のリアルタイム室内伝送実験," 信学論(B), vol. J84-B, No.7, pp. 1226-1232, (2001-07).
8. Asai T., Tomisato S., and Matsumoto T., "Field Test Results for a Beam and Null Simultaneous Steering S/T-Equalizer in Broadband Mobile Communication Environments," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E84-B, No.7, pp.1760-1767, July 2001.
9. Yamada T., Tomisato S., Mastumoto T., and Trautwein U., "Performance Evaluation of FTDL-Spatial/MLSE-Temporal Equalizer in the Presence of Co-channel Interference," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E84-B, No.7, pp. 1956-1960, July 2001.
10. Yamada T., Tomisato S., Mastumoto T., and Trautwein U., "Result of Link-Level Simulation Using Field Measurement Data for an FTDL-Spatial/MLSE-Temporal Equalizer," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E84-B, No.7, pp. 1961-1964, July 2001.
11. Tsukamoto S., Sasoh T., Sakaki T., Tomisato S., Asai T., and Matsumoto T., "A Complex Baseband Platform for Spatial-Temporal Mobile Radio Channel Simulations," *IEEE Trans.*

Veh. Technol., 採録決定.

B. 国際会議論文

1. Chiba K., Nojima T., and Tomisato S., "Linearized Saturation Amplifier with Bidirectional Control (LSA-BC) for Digital Mobile Radio," *Proceedings of IEEE GLOBECOM'90*, pp.1958-1962, Dec. 1990.
2. Takami T., Saito S., Tomisato S., Yamao Y., "Nyquist QPSK Transmission Using Rational-Function Filter for Mobile Radio," *Proceedings of IEEE VTC'91*, pp.663-668, May 1991.
3. Tomisato S., Fukawa K., and Suzuki H., "Coherent Hybrid DS-FFH CDMA with Adaptive Interference Cancelling for Cellular Communications," *Proceedings of IEICE JTC-CSCC'93*, Vol.1, pp.246-251, July 1993.
4. Tomisato S., Fukawa K., and Suzuki H., "Coherent Frequency Hopping Multiple Access (CFHMA) for Spectrally Efficient Mobile Communications," *Proceedings of Wireless 94*, pp.276-283, July 1994.
5. Tomisato S., Suzuki H., "Peak Suppression Processing (PSP) of Combined Multiple-Signal Power for High Bit-Rate Mobile Communications," *Proceedings of Wireless 96*, pp.608-613, July 1996.
6. Tomisato S., Fukawa K., and Matsumoto T., "A Space Pre-Equalization Technique for Down-Link Signal Transmission in Time-Division-Duplex (TDD) Mobile Multimedia Communications," *Proceedings of EUSIPCO 98*, pp.1349-1352, Sep. 1998.
7. Miki N., Asai T., Tomisato S., Matsumoto T., "Field Test Results for Beam and Null Simultaneous Steering S/T-Equalizer in Broadband Mobile Communication Environment," *Proceedings of IEEE VTC2000*, pp. 1663-1668, Sep. 2000.
8. Tomisato S. and Matsumoto T., "A Joint Spatial and Temporal Equalizer Using Separated Spatial and Temporal Signal Processing for Broadband Mobile Radio Communications," *3rd IEEE Signal Processing Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, pp. 298-301, March 2001.
9. Yamada T., Matsumoto T., Tomisato S., and Uwe Trautwein, "Performance Evaluation for FDTL-Spatial/MLSE-Temporal Equalizer Using Field Measurement Data," *3rd IEEE Signal Processing Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, pp. 106-109, March 2001.

C. 研究会論文

1. 富里 繁, 鈴木 博, “送信増幅における電力効率を改善した包絡線制御形デジタル変調方式,” 信学技報, RCS92-1 (1992-05).
2. 富里 繁, 府川 和彦, 鈴木 博, “コヒーレントハイブリッド DS-FFH CDMA 方式,” 信学技報, RCS92-109 (1993-01).
3. 富里 繁, 府川 和彦, 鈴木 博, “非線形干渉キャンセラを適用したコヒーレントハイブリッド DS-FFH CDMA 方式,” 信学技報, RCS93-32 (1993-06).
4. 富里 繁, 府川 和彦, 鈴木 博, “符号周波数分割多元接続方式(CFDMA),” 信学技報, RCS93-52 (1993-09).
5. 富里 繁, 鈴木 博, “包絡線平滑化パラレル変復調方式,” 信学技報, RCS95-77 (1995-09).
6. 富里 繁, 府川 和彦, 松本 正, “TDD マルチメディア移動通信方式用時空プリコーディングの伝送方式,” 信学技報, RCS97-178 (1998-01).
7. 三木 信彦, 富里 繁, 松本 正, “レイトレーシング法を用いたアダプティブアレーアンテナシステム場所率改善効果の推定,” 信学技報, RCS99-70 (1999-07).
8. 三木 信彦, 川島 誠, 富里 繁, 松本 正, “高速伝送用メトリック合成型時間・空間ダイバーシチ適応等化器の構成と受信特性,” 信学技報, RCS99-138 (1999-10).
9. 富里 繁, 三木 信彦, 松本 正, “移動通信用分離処理型時空等化器の伝送特性,” 信学技報, RCS2000-2 (2000-04).
10. 三木 信彦, 浅井 孝浩, 富里 繁, 松本 正, “ビーム/ヌル同時ステアリング方式を用いた時空等化器の受信特性,” 信学技報, RCS2000-13 (2000-05).
11. 山田 武史, Uwe Trautwein, 富里 繁, 松本 正, “実伝搬データを用いた時空等化器の伝送特性評価,” 信学技報, RCS2000-57 (2000-07).
12. 山田 武史, 富里 繁, 松本 正, “実伝搬データを用いた時空等化器のシステム評価,” 信学技報, RCS2000-119 (2000-10).
13. 山田 武史, 富里 繁, 松本 正, “実伝搬データを用いた時空等化器システムレベルシミュレーション評価,” 信学技報, RCS2001-35 (2001-05).
14. 富里 繁, 松本 正, 浅井 孝浩, “移動通信用 MIMO チャネル信号伝送における無線信号処理,” 信学技報, RCS2001-136 (2001-10).

15. 藤井 啓正, 阿部 哲士, 富里 繁, 松本 正, “実伝搬データを用いた MIMO チャネル伝送用時空ターボ等化器の伝送特性評価,” 信学技報, RCS2001-137 (2001-10).

D. 学会等講演

1. 富里 繁, 千葉 耕司, 室田 和昭, “ロールオフ QPSK 高電力効率送信系の一検討,” 信学秋季大会, B-448 (1988-09).
2. 富里 繁, 千葉 耕司, 室田 和昭, “位相誤差補正機能を有する LINC 変調方式の一検討,” 信学春季大会, B-332 (1989-03).
3. 富里 繁, 千葉 耕司, 山尾 泰, “デジタル移動通信用線形飽和増幅器のバースト送信特性,” 信学秋季大会, B-310 (1990-09).
4. 富里 繁, 千葉 耕司, “双方向制御線形飽和増幅器(LSA-BC)による移動高速 QPSK 信号増幅特性,” 信学春季大会, B-367 (1991-03).
5. 富里 繁, 鈴木 博, “振幅変動制限型トレリス符号化変調方式,” 信学春季大会, B-348 (1992-03).
6. 富里 繁, 鈴木 博, “デジタル信号処理による包絡線再生形リミタ増幅受信方式,” 信学秋季大会, B-262 (1992-09).
7. 富里 繁, 府川 和彦, 鈴木 博, “コヒーレントハイブリッド DS-FFH CDMA 方式,” 信学春季大会, SB-4-4 (1993-03).
8. 富里 繁, 府川 和彦, 鈴木 博, “非同期干渉条件におけるコヒーレントハイブリッド DS-FFH CDMA の特性,” 信学秋季大会, B-359 (1993-09).
9. 富里 繁, 府川 和彦, 鈴木 博, “符号周波数分割多元接続(CFDMA)方式の伝送特性,” 信学春季大会, B-416 (1994-03).
10. 富里 繁, 府川 和彦, 鈴木 博, “CFHMA のセルラシステムにおける伝送特性,” 信学秋季大会, B-302 (1994-09).
11. 富里 繁, 鈴木 博, “複局同時送信を用いる高速デジタル移動通信システム,” 信学総大, B-386 (1995-03).
12. 富里 繁, 鈴木 博, “ピーク電力を抑圧したマルチキャリア変調方式,” 信学秋季大会, B-294 (1995-09).
13. 富里 繁, 鈴木 博, “高速デジタル移動通信用トレリス符号化低ピークマルチコード伝送方式,” 信学総大, B-435 (1996-03).
14. 富里 繁, 鈴木 博, “低ピークマルチキャリア高速デジタル移動通信方式,” 信学秋季大会, SB-3-4 (1996-09).
15. 富里 繁, 松本 正, “TDD 移動通信システムにおけるアダプティブ送信アレーの効果,” 信学総大, B- 5-87 (1997-03).
16. 富里 繁, 府川 和彦, 松本 正, “TDD 移動通信システムにおける時間/空間プリコーディングの効果,” 信学ソ大, B- 5-145 (1997-09).

17. 富里 繁, 府川 和彦, 松本 正, “TDD 移動通信システムにおける時空プリコーディングの受信特性,” 信学総大, B- 5-176 (1998-03).
18. 富里 繁, 府川 和彦, 松本 正, “TDD 移動通信用時空等化による下り受信 SIR の改善効果,” 信学ソ大, B- 5-79 (1998-09).
19. 富里 繁, 府川 和彦, 松本 正, “TDD 移動通信システムにおける時空プリコライゼーションの受信特性,” 信学総大, B- 5-42 (1999-03).
20. 富里 繁, 高嶋 一勝, “適応等化特性に対する電力増幅器非線形歪の影響,” 信学総大, B- 5-93 (1999-03).
21. 三木 信彦, 富里 繁, 松本 正, “メトリック合成型時間ダイバーシチ適応等化器の特性,” 信学総大, B- 5-94 (1999-03).
22. 富里 繁, 三木 信彦, 松本 正, “移動通信時間/空間分離処理型時空等化器の受信特性,” 信学ソ大, B- 5-42 (1999-09).
23. 三木 信彦, 富里 繁, 松本 正, “アダプティブアレーアンテナによる場所率改善効果 – レイトレーシングを用いた推定 –,” 信学ソ大, B- 5-38 (1999-09).
24. 富里 繁, 三木 信彦, 松本 正, “移動通信用分離処理型時空等化器の受信特性,” 信学総大, B- 5-156 (2000-03).
25. 三木 信彦, 富里 繁, 松本 正, “ビーム/ヌル同時ステアリング型時空等化器による場所率改善効果,” 信学総大, B- 5-157 (2000-03).
26. 富里 繁, 松本 正, “繰り返しトレーニングによる分離処理型時空等化器の受信特性改善効果,” 信学ソ大, B- 5-59 (2000-09).
27. 山田 武史, 富里 繁, 松本 正, “実伝搬データに基づく移動通信用時空等化器受信特性評価,” 信学ソ大, B- 5-60 (2000-09).
28. 富里 繁, 松本 正, “広帯域移動通信用分離処理型時空等化器の伝送特性,” 信学総大, B- 5-156 (2001-03).
29. 山田 武史, 富里 繁, 松本 正, “実伝搬データを用いた時空等化器最適設計法の検討,” 信学総大, B- 5-157 (2001-03).
30. 山田 武史, 富里 繁, 松本 正, “実伝搬データを用いた分離処理型時空等化器受信特性評価,” 信学ソ大, B- 5-153 (2001-09).
31. 富里 繁, 山田 武史, 松本 正, “多次元チャネルサウンディング測定データを用いた広帯域移動通信リンクレベル性能評価,” 信学ソ大, B- 5-158 (2001-09).

E. 機関誌等論文

1. 富里 繁, 三木 信彦, 浅井 孝浩, 松本 正, “ビーム/ヌル同時ステアリング方式を用いた時空等化器,” ドコモテクニカルジャーナル, Vol.8, No.3 (2000-10).
2. 山田 武史, 富里 繁, 松本 正, “実伝搬データを用いた時空等化器性能評価,” ドコモテクニカルジャーナル, Vol.9, No.3, pp.86-91, (2001-10).

略語表

CDMA: Code Division Multiple Access(符号分割多元接続)
DS: Direct Sequence(直接拡散方式)
FFH: Fast Frequency Hopping(高速周波数ホッピング)
QPSK: Quaternary Phase Shift Keying(4 相位相シフトキーイング)
QAM: Quadrature Amplitude Modulation(振幅位相変調)
TFM: Tamed Frequency Modulation
GMSK: Gaussian-filtered Minimum Shift Keying
CPM: Continuous Phase Modulation
TC8PSK: Trellis-Coded 8 Phase Shift Keying(トレリス符号化 8 相位相シフトキーイング)
EC: Envelope Control(包絡線制御法)
SE-TC8PSK: Smoothed Envelope TC8PSK(平滑化包絡線 TC8PSK)
CE-TC8PSK: Constant Envelope TC8PSK(定包絡線 TC8PSK)
BER: Bit Error Rate(ビット誤り率)
MLSE: Maximum Likelihood Sequence Estimation(最尤系列推定)
DDFSE: Delayed Decision Feedback Sequence Estimation
BPSK: Binary Phase Shift Keying(2 相位相シフトキーイング)
LSA-BC: Linearized Saturation Amplifier with Bidirectional Control
FDMA: Frequency Division Multiple Access(周波数分割多元接続)
CHYB-DS-FFH: Coherent Hybrid DS-CDMA-FFH(コヒーレントハイブリッド DS-CDMA-FFH 方式)
RLS: Recursive Least Squares(逐次最小 2 乗法)
CFDMA: Code Frequency Division Multiple Access
SFH: Slow Frequency Hopping(低速周波数ホッピング)
IFH: Interleave Frequency Hopping
AAA: Adaptive Array Antenna
FFF: Feed Forward Filter

