



Title	マルチレートフィルタバンクの無線通信システムへの応用に関する研究
Author(s)	松田, 崇弘
Citation	大阪大学, 1999, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.11501/3155445
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

マルチレートフィルタバンクの 無線通信システムへの応用に関する研究

1999 年 1 月

松田 崇弘

謝辞

本論文は、大阪大学大学院教授森永規彦博士の御指導のもとに、筆者が大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻在学中に行った研究成果をまとめたものである。本研究を遂行するに当たり、森永教授から賜った御懇意なる教示、御鞭撻に対し、深甚なる感謝の意を表する次第である。

本論文をまとめるにあたり、筆者は大阪大学大学院教授前田肇博士に有益なる御教示、御助言を賜った。ここに深く感謝する。

筆者の大学院在学中、講義等を通じて通信工学全般、及び本論文をまとめるにあたって多くの御指導を賜った大阪大学名誉教授倉藺貞夫博士、高知工科大学教授長谷川晃博士、大阪大学大学院教授池田博昌博士、同教授塩沢俊之博士、同教授小牧省三博士、同教授児玉裕治博士、大阪大学産業科学研究所教授元田浩博士をはじめとする諸先生方に厚く感謝を申し上げる。

また、常に熱心な御討論と懇切丁寧な御助言を頂いた、大阪大学大学院助教授原晋介博士に厚く御礼申し上げる。

さらに、筆者は研究を行うにあたり、大阪大学大学院助教授三瓶政一博士、同助手宮本伸一博士、同助手岡田実博士に御助言、御激励を頂いた。ここに深く感謝の意を表する。

また、折に触れて熱心な御討論と有益な御助言、御協力を頂いた Attapol Wannasarnmaytha 博士（現在株式会社 NOKIA）、石倉勝利氏（現在シャープ株式会社）、毛利益忠氏（現在 NTT 関西移動通信網株式会社）、村島伸幸氏（現在シャープ株式会社）、林修一氏（現在三菱電機株式会社）、今村大地氏（現在松下通信工業株式会社）、山野浩仁氏（現在シャープ株式会社）をはじめとする卒業生、池田武弘氏、金本秀樹氏、児島史秀氏をはじめとする大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻森永研究室の諸兄ならびに半仁田徳満氏、林和則氏、四方博之氏をはじめとする大阪大学大学院工学研究科電子情報エネルギー工学専攻先端通信工学講座の諸兄に感謝申し上げます。

最後に、寛大なる心をもって惜しめない援助と理解を頂いた家族に感謝を捧げる。

内容梗概

本論文は、筆者が大阪大学大学院工学研究科（通信工学専攻）在学中に行ったマルチレートフィルタバンクの無線通信システムへの応用に関する研究成果をまとめたもので、以下の6章より構成されている。

第1章は、序論であり、本論文の背景となる研究分野に関して現状を述べ、本研究の占める位置について明らかにする。

第2章では、まず実数ベースバンド信号の処理に用いられているマルチレートフィルタバンクについて述べ、その性質を明らかにする。次に、無線周波数帯の信号をベースバンドで処理する場合に問題となる点を述べ、無線通信における信号処理に適した複素係数マルチレートフィルタバンクを提案する。

第3章では、複素係数マルチレートフィルタバンクを用いたマルチメディア無線伝送方式を提案する。まず、無線通信において伝送速度の異なる信号を伝送する手段の1つとして、伝送速度に応じて異なる帯域幅を割り当て、周波数分割多重を行う可変帯域割当法を提案し、その可変帯域割当法を複素係数マルチレートフィルタバンクを用いて実現する方法について述べる。一般に周波数分割多重を行うには送信機において信号の個数だけ局部発振器を必要とするが、本提案方式ではマルチレートフィルタバンクを用いるだけで、複数の信号を一括して周波数分割多重することが可能である。次に、計算機シミュレーションにより、本提案方式の解析を行い、本提案方式により無線通信におけるマルチメディア伝送が可能であることを示す。

第4章では、周波数多重された信号を複素係数マルチレートフィルタバンクを用いて一括して復調する方法を提案する。一般に、周波数多重された信号を同一受信機内で復調するためには多重された信号の数だけ局部発振器を必要とするが、本提案方式では複数の局部発振器を必要とせず、周波数多重された信号のベースバンド信号をマルチレートフィルタバンクだけを用いて効率よく得ることが可能である。まず、本方式の原理を明らかにし、次に計算機シミュレーションによりその特性を評価し、有効性を明らかにする。

第5章では、広帯域の直接拡散符号分割多元接続（DS-CDMA: Direct Sequence Code Division Multiple Access）と周波数多重された狭帯域の時分割多元接続（TDMA: Time Division Multiple Access）を周波数共用させる場合に問題となる互いの干渉について、複素係数マルチレートフィルタバンクを用いて干渉除去を行う方法を提案する。本章ではまず、TDMA信号からCDMA信号への狭帯域干渉を抑える方法として、複素係数マルチレートフィルタバンクを用いたノッチフィルタを提案し、計算機シミュレーションにより、提案ノッチフィルタが、TDMA信号全体の帯域幅がCDMA信号と比較して十分に狭い場合に

は有効であることを示す。しかし、提案ノッチフィルタは CDMA 受信機において TDMA 信号を除去するだけでなく、CDMA 信号自体を歪ませてしまう。そこで次に、ノッチフィルタを用いたときの CDMA 信号の歪みを解析し、CDMA 信号の平均信号対雑音+干渉電力比を理論的に導出する。そして数値計算により、共用する帯域幅が広い場合には CDMA 信号の特性が大きく劣化することを示す。最後に、より広い帯域の共用を可能とするために複素係数マルチレートフィルタバンクを用いた干渉キャンセラを提案する。この方法はノッチフィルタとは異なり、CDMA 信号を歪ませず TDMA 信号を除去することができ、さらに CDMA 信号から TDMA 信号への広帯域干渉も除去することが可能となる。計算機シミュレーションにより、本提案キャンセラを用いることで、ノッチフィルタを用いる場合よりも広い帯域を共用可能であることを示す。

第 6 章は、結論であり、本研究で得られた結果の総括を行う。

目次

第1章 序論	1
第2章 マルチレートフィルタバンク	5
2.1 序言	5
2.2 レート変換システム	5
2.3 2分割フィルタバンク	7
2.4 マルチレートフィルタバンク	11
2.5 無線通信におけるデジタル信号処理と複素係数マルチレートフィルタバンク	13
2.6 2分割フィルタバンク設計例	17
2.7 結言	21
第3章 マルチメディア無線伝送への応用	27
3.1 序言	27
3.2 複素係数 FIR 型マルチレートフィルタバンクによる可変帯域割当て	27
3.3 送受信機構成	32
3.4 システム解析	33
3.5 結言	36
第4章 周波数分割多重信号の一括復調への応用	39
4.1 序言	39
4.2 複素係数 IIR 型マルチレートフィルタバンクによる周波数分割多重信号の一括復調方式	39
4.3 送受信機構成	42
4.4 システム解析	43
4.5 結言	44
第5章 符号分割多元接続と時分割多元接続の共存問題への応用	47
5.1 序言	47
5.2 符号分割多元接続と時分割多元接続の周波数共用	47
5.3 複素係数 FIR 型マルチレートフィルタバンクによるノッチフィルタ	49
5.3.1 ノッチフィルタ構成法	49

5.3.2 システム解析	51
5.4 ノッチフィルタによる信号歪み解析	55
5.4.1 平均信号対干渉電力比の理論的導出	55
5.4.2 数値計算例	63
5.5 複素係数 FIR 型マルチレートフィルタバンクによる干渉キャンセラ	68
5.5.1 干渉キャンセラアルゴリズム	68
5.5.2 システム解析	71
5.6 結言	72
第 6 章 結論	77
参考文献	79
付録	83
A 式 (5.24) の導出	83
B 式 (5.31) の導出	84
本論文に関する原著論文	87

目 次

2.1	デシメータ	5
2.2	インタポレータ	7
2.3	レート変換技術	8
2.4	2分割フィルタバンク	9
2.5	実係数2分割フィルタバンクの周波数特性	10
2.6	2分割フィルタバンクのポリフェーズ構成	11
2.7	マルチレートフィルタバンク	12
2.8	無線通信におけるデジタル信号処理	14
2.9	複素係数2分割フィルタバンク	15
2.10	実数係数フィルタから複素係数フィルタへの変換	16
2.11	64タップFIRフィルタの周波数特性（振幅特性）	24
2.12	64タップFIR型2分割フィルタバンクの周波数特性（振幅特性）	24
2.13	63次IIRフィルタの周波数特性（振幅特性）	25
2.14	63次IIRフィルタの周波数特性（群遅延特性）	25
2.15	63次IIR型2分割フィルタバンクの周波数特性（群遅延特性）	26
3.1	複素係数マルチレートフィルタバンクによる可変帯域割当て	29
3.2	送信信号の周波数スペクトル	30
3.3	送信機フィルタと合成フィルタバンクの合成	31
3.4	送受信機構成	32
3.5	計算機シミュレーションに用いた送信信号	33
3.6	ビット誤り率特性（Case 1）	37
3.7	ビット誤り率特性（Case 2）	37
3.8	周波数オフセットに対するビット誤り率	38
3.9	瞬時電力/平均電力の確率密度関数	38
4.1	複素係数マルチレートフィルタバンクによる信号の分離	40
4.2	複素係数マルチレートフィルタバンクによる一括復調方式	41
4.3	実数係数マルチレートフィルタバンクによる一括復調方式の実現	42
4.4	送受信機構成	43
4.5	計算機シミュレーションに用いた受信信号	44
4.6	ビット誤り率特性（AWGN伝送路）	45

4.7	ビット誤り率特性 (フェージング伝送路)	45
4.8	ビット誤り率の周波数特性 (AWGN 伝送路)	46
4.9	ビット誤り率の周波数特性 (フェージング伝送路)	46
5.1	CDMA システムと TDMA システムの周波数共用	48
5.2	CDMA システムの狭帯域干渉抑圧能力	48
5.3	複素係数マルチレートフィルタバンクによるノッチフィルタ	49
5.4	ノッチフィルタの周波数特性	50
5.5	基地局の統合	51
5.6	システムモデル	52
5.7	計算機シミュレーションに用いた受信信号	52
5.8	狭帯域干渉波除去を行わないときのビット誤り率	54
5.9	提案ノッチフィルタによる狭帯域干渉波を除去したときのビット誤り率	54
5.10	P_{CT} に対するビット誤り率	55
5.11	理論解析に用いたノッチフィルタ	58
5.12	数値計算および計算機シミュレーションに用いた受信信号	63
5.13	ビット誤り率特性 (1CDMA ユーザ)	65
5.14	ビット誤り率特性 (10CDMA ユーザ)	66
5.15	複数狭帯域干渉波が存在するときのビット誤り率	66
5.16	ビット誤り率の周波数特性 (1CDMA ユーザ)	67
5.17	ビット誤り率の周波数特性 (10CDMA ユーザ)	67
5.18	$S/(N+I)$ の劣化量	68
5.19	干渉キャンセルアルゴリズム	70
5.20	計算機シミュレーションに用いた受信信号	72
5.21	TDMA 信号のビット誤り率 (アルゴリズム 1)	73
5.22	TDMA 信号のビット誤り率 (アルゴリズム 2)	73
5.23	CDMA 信号のビット誤り率 (アルゴリズム 1)	74
5.24	CDMA 信号のビット誤り率 (アルゴリズム 2)	74
5.25	複数 TDMA 信号が存在するときの CDMA 信号のビット誤り率 (アルゴリズム 1)	75
5.26	複数 TDMA 信号が存在するときの CDMA 信号のビット誤り率 (アルゴリズム 2)	75
5.27	ノッチフィルタとの特性比較 (アルゴリズム 1)	76
5.28	ノッチフィルタとの特性比較 (アルゴリズム 2)	76

第 1 章

序論

ディジタル信号処理技術の発展には目覚ましいものがあり、情報通信、信号解析など様々な分野でアナログ信号処理で行われてきた技術がディジタル信号処理に代わろうとしている。ディジタル信号処理ではアナログ信号をサンプリングをすることにより、時間的に離散な信号に変換して処理を行う。このとき、元のアナログ信号の帯域幅によって決まるサンプリングレートは、ディジタル信号処理において重要な意味をなし、ディジタル信号処理を実現するためのハードウェアである DSP (Digital Signal Processor) の処理能力や演算量に大きく影響する。つまり、広帯域信号の処理はサンプリングレートが高くなるためハードウェア能力の点で実現が困難となる。

1970 年代後半より盛んに研究が行われたフィルタバンク理論 [1]-[4] は、この広帯域信号の処理を可能とするものである。フィルタバンクは、高レートのディジタル信号を低レートの複数信号に分割して処理を行い、処理を行った後元の信号に復元するものであり、このフィルタバンク理論により、高レート信号を低レートで処理できるようになった。フィルタバンクは情報圧縮技術であるサブバンド符号化や高レートの信号を低レートの信号に分割して適応信号処理を行うサブバンド適応フィルタなど様々な分野に応用されている。フィルタバンク理論に基づいたマルチレートフィルタバンクは、信号を様々なサンプリングレートで扱うことにより、高レートの信号を低レートの信号に変換するだけでなく、信号の時間周波数分解能を自由に設定して解析することが可能である。つまり、信号の時間幅と周波数帯域を限定して取り出し、解析することができる。この性質は、時間領域あるいは周波数領域で局所性をもつ信号処理に非常に適している。

一方、近年の無線通信システムの発展にも目を見張るものがあり、特に携帯電話を始めとする移動通信サービスでは、その利用者は年々増加している。また、サービス内容についても音声伝送だけでなく、画像やデータなどの伝送についても検討されており、それらの情報を統合したマルチメディア伝送についての研究が盛んに行われている。従って、将来的には様々な形態の無線通信サービスが混在するであろうと予想される。このような状況の中で、様々な形態の無線通信サービスを統合するソフトウェア無線という考えが提案されるようになった [10]-[13]。これは基地局および端末における全ての処理をディジタル信号処理によりソフトウェア的に行い、通信システム自体を自由に変更可能とするもので

ある。すなわち、利用者が希望するサービス内容や伝搬路状況に応じて変調方式、多元接続方式、通信路符号化など様々なパラメータを選択して、その都度新たに通信システムを構築するわけである。

このソフトウェア無線環境下においては、送受信機において様々な信号処理技術が必要に応じて自由に選択することができる。また、ソフトウェア無線では伝送速度や品質の異なる多くの信号が混在するので、それらの信号を同時に処理し、コストや周波数利用効率などの面で最適な通信を行うための知的な信号処理が不可欠である。従って、既存の信号処理技術だけでなく、現在の通信システムには用いられていない新たな信号処理技術を通信システムに応用することが必要となり、またそのような研究は将来的な無線通信システムの発展のために非常に重要なことである。実際、制御理論や信号処理の分野では、マルチレートフィルタバンクのように通信システムではあまり知られていない技術が多く存在し、優れた理論であるにもかかわらずハードウェア上の拘束のため用いられない技術が埋もれている。しかし、近年のハードウェア技術の急激な発展を考えると、将来的により複雑な信号処理技術の実現が可能になるであろう。

本研究では、マルチレートフィルタバンクの無線通信システムへの応用技術について検討をしている。マルチレートフィルタバンクのもつ多重分解能特性は、様々な形態の信号が混在する状況において非常に有効である。しかし、このマルチレートフィルタバンクは本来実数信号の信号処理として用いられており、無線通信の信号処理には適していない。無線周波数帯の信号をベースバンド領域に周波数変換した場合、一般に同相成分と直交成分の2つの信号が得られるが、この2つの成分を1つの信号として扱うには、複素信号としての扱いが必要となるからである。この複素信号を周波数領域で観測すると、実数信号とは異なり、正負の周波数で非対称の特性を持つ。従って、複素信号の処理には非対称周波数特性をもつ複素係数フィルタが必要である。複素係数マルチレートフィルタバンクはマルチレートフィルタバンクを複素係数化することにより、この複素信号の処理を可能とするものである。

本研究では、この複素係数マルチレートフィルタバンクの無線通信システムへの応用として3つの応用例を示す。

第1の応用は、無線通信におけるマルチメディア伝送への応用である。無線通信においてマルチメディアを伝送するための最も重要な問題の1つは、複数のユーザを同時に通信可能とするための多元接続方式である。現在までに、無線通信でのマルチメディア伝送方式として提案されているのは各ユーザに異なる時間スロットを割り当て複数ユーザの通信を可能とする時分割多元接続（TDMA：Time Division Multiple Access）方式や、異なる符号を割り当てる直接拡散符号分割多元接続（DS-CDMA：Direct Sequence Code Division Multiple Access）方式に基づいた方法であった[15]。これらのシステムは、通信システム全体の周波数利用効率を高くするという意味では優れた方式であるが、全てのユーザに同一の伝送速度を要求する。ところで、マルチメディア伝送では、音声のように非常に情報伝送速度の低いメディアから画像やデータなどのように高いメディアまで様々な情報が混在する。しかし、無線通信においては特に端末への負荷という観点で考えると、低情報伝送速度のメディアに対しては低い伝送速度で伝送するのが望ましい。そのような意味で上

述の方式は必ずしも良いシステムとは言えない．そこで，本研究では下り回線におけるマルチメディア伝送方式として，各ユーザの情報伝送速度に応じて帯域幅を割り当て，周波数分割多元接続（FDMA：Frequency Division Multiple Access）を行う可変帯域割当方式について検討し，マルチレートフィルタバンクを用いた可変帯域割当方式を提案する．信号を様々なサンプリングレートで処理できるというマルチレートフィルタバンクの性質を用いると，帯域幅の異なる信号の合成を効率よく行うことができる．すなわち，低情報伝送速度のユーザの信号は低伝送速度で伝送し，高情報伝送速度のユーザの信号は高伝送速度で伝送することが可能となる．さらに，一般に周波数分割多重を行うには送信機において信号の個数だけ局部発振器を必要とするが，本提案方式ではマルチレートフィルタバンクを用いるだけで，複数の信号を一括して周波数分割多重することが可能である．

第2の応用は，周波数分割多重された信号の一括復調への応用である．現在サービスされているデジタル携帯電話およびPHS（Personal Handyphone System）ではTDMA方式が採用され，各ユーザは割り当てられた時間スロットを使用し，信号を伝送している．これらのシステムでは，複数のTDMA信号が周波数分割多重されており，基地局では，送受信機1つにつき1つの搬送波を用いることができる．しかし，今後ますます無線通信サービス利用者が増加することを予想すると，高トラフィック地域においてより多くのユーザに対応するために，1つの基地局に対し，複数の搬送波を割り当てる必要がある．ところで，基地局において複数の搬送波を同時に受信するには，一般に搬送波の個数だけ受信機に局部発振器を必要とする．しかし，受信機のハードウェア規模の観点で考えると，それらの処理を効率的に行うことが望ましい[21]-[24]．マルチレートフィルタバンクを用いると，受信信号から周波数分割多重された各々の信号を分離してそれぞれのベースバンド信号を効率的に得ることができる．また，マルチレートフィルタバンクは受信信号に応じてその形態を変更することができ，使用している帯域のみに注目して信号処理を行うことが可能であるため効率の良い処理が実現できる．さらに，非同期に受信される信号に対しても適用可能なため，上り回線における基地局での信号処理として適している．

第3の応用は，CDMAとTDMAの周波数共用への応用である．CDMAシステム[25]-[27]はマルチパスフェージングに強く，周波数利用効率が高いといった点で陸上移動通信において特に優れた性質を示すため，現行のセルラーシステムだけでなく，次世代移動体通信システムであるIMT-2000（International Mobile Telecommunications - 2000）[14][15]ではCDMAシステムが有力なシステムとして期待されている．CDMAシステムはパルス周期の短い拡散符号を信号に乗算することによって周波数軸上での拡散を行うため，非常に広帯域の信号を用いる．しかし，無線通信において周波数資源は限られたものであり，CDMAシステムに独自の周波数帯域を割り当てて運用することは非常に困難である．そこで，CDMA信号を既存の狭帯域システムと同一周波数帯域で伝送することが検討されている[27]-[31]．初期のころに考えられていた周波数共用問題は，アナログのFDMAシステムとの共存が主であったが，デジタル無線通信システムの発展と共にTDMAシステムとの共存も検討する必要がある．本研究では，CDMAシステムと周波数分割多重された狭帯域のTDMAシステムとの周波数共用について検討し，その際に問題となるCDMAシステ

ムと TDMA システムの間の干渉を抑えるために、干渉除去技術を提案する。CDMA システムは干渉に強いシステムとして知られているが、その干渉抑圧能力には限界があり、干渉除去技術を用いたほうが良い特性が得られることが分かっている [32]-[41]。本論文では、まず TDMA 信号から CDMA 信号への狭帯域干渉を除去する方法として、複素係数マルチレートフィルタバンクを用いたノッチフィルタを提案する。この方法では、狭帯域干渉である TDMA 信号を除去する際、狭帯域干渉の存在する帯域のみに注目して周波数解析を行うため、効率良くノッチフィルタを構成することができる。しかし、ノッチフィルタを用いた場合、同時に CDMA 信号の周波数成分も一部除去してしまうため、CDMA 信号に歪みが生ずる [43]-[46]。そこで次に、CDMA 信号の特性を理論的に解析してこの歪みを評価し、ノッチフィルタの帯域幅が広がると歪みが急激に増加することを示す。そして最後に、CDMA 信号と TDMA 信号がより広い帯域を共用するために、複素係数マルチレートフィルタバンクを用いた干渉キャンセラを提案する。この方法はノッチフィルタとは違い、CDMA 信号を歪ませず TDMA 信号を除去することができ、さらに CDMA 信号から TDMA 信号への広帯域干渉も除去することができる。

本論文では、以上 3 つの応用について、それぞれの特性を解析し、複素係数マルチレートフィルタバンクの有効性を明らかにする。まず、第 2 章では一般的なマルチレートフィルタバンクについて述べた後、無線通信への適用を目的とする複素係数マルチレートフィルタバンクを提案する。第 3 章では、複素係数マルチレートフィルタバンクを用いた可変帯域割当法を提案し、その特性を評価する。第 4 章では、複素係数マルチレートフィルタバンクを用いた周波数多重信号の一括復調方式を提案し、その特性を評価する。第 5 章では、CDMA システムと TDMA システムの周波数共用を目的として、複素係数マルチレートフィルタバンクを用いたノッチフィルタを提案し特性を評価する。次に、ノッチフィルタによる CDMA 信号の歪みを理論的に解析し、ノッチフィルタ使用に限界があることを示す。最後に、より広い帯域を共用するため複素係数マルチレートフィルタバンクを用いた干渉キャンセラを提案し、その特性を評価する。最後に第 6 章で本研究で得られた成果を総括し、結論としている。

第 2 章

マルチレート フィルタバンク

2.1 序言

通常，デジタル信号処理では，アナログ信号をサンプリングした一定サンプリングレートで処理を行うが，マルチレートフィルタバンクでは様々なサンプリングレートで信号処理を行う．本章ではまずこのマルチレートフィルタバンクについて述べる．次に，マルチレートフィルタバンクを無線通信システムに応用する際に問題となる点について述べ，無線通信システムへの適用が可能となる複素係数マルチレートフィルタバンクを提案する．

2.2 レート変換システム

マルチレートフィルタバンクの構成要素としては，デジタルフィルタとサンプリングレート変換のためのレート変換技術が挙げられる．本節では，レート変換技術としてインタポレータとデシメータについて解説する．

デシメータ

デシメータ (Decimator: 間引き器) はサンプリングレートを低くするための装置である． $M:1$ のデシメータを図 2.1 に示す．デシメータは信号を M 個間隔で取り出す (ダウンサ



図 2.1: デシメータ

ンプリング:Down Sampling) する働きがあり，式で表すと次のようになり，サンプリング

レートは $1/M$ 倍になる。

$$y_d(n) = x(Mn) \quad (2.1)$$

また図 2.3(b) に図 2.3(a) の信号を入力したときの $M = 2$ の場合の出力を示す。このとき入力信号を 1 つ置きに取り出すことになる。

次にダウンサンプリングをすることによって周波数領域でどのように信号が変化するかについて考察する。式 (2.1) を z 変換するために周期 M のインパルス列を $p(n)$ とし、

$$v(n) = x(n)p(n)$$

と置くと

$$y_d(n) = v(Mn) = x(Mn)p(Mn) \quad (2.2)$$

となる。また、 $p(n)$ は

$$p(n) = \frac{1}{M} \sum_{r=0}^{M-1} e^{j2\pi rn/M} \quad (2.3)$$

と離散フーリエ級数展開されるため $v(n)$ の z 変換は、

$$\begin{aligned} V(z) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} v(n)z^{-n} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)p(n)z^{-n} \\ &= \frac{1}{M} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)z^{-n} \sum_{r=0}^{M-1} e^{j2\pi rn/M} \\ &= \frac{1}{M} \sum_{r=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) \left(e^{-j2\pi r/M} z \right)^{-n} \\ &= \frac{1}{M} \sum_{r=0}^{M-1} X(e^{-j2\pi r/M} z) \end{aligned} \quad (2.4)$$

となる。さらに $y_d(n) = v(Mn)$ であり、かつ $v(n) = 0, n \neq Mk$ であることに注意すると、

$$\begin{aligned} Y_d(z) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_d(n)z^{-n} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} v(Mn)z^{-n} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} v(n)z^{-n/M} \\ &= V(z^{1/M}) = \frac{1}{M} \sum_{r=0}^{M-1} X(e^{-j2\pi r/M} z^{1/M}) \end{aligned} \quad (2.5)$$

となる。ここで、 $Y_d(z), X(z)$ はそれぞれ $y_d(n), x(n)$ の z 変換である。式 (2.5) に $z = e^{j\omega}$ を代入して $M = 2$ の場合について周波数領域で表したものが図 2.3(e) である。ただし、横軸は実際の周波数をサンプリングレートで正規化した正規化周波数 (Normalized Frequency) である。この図よりわかるように $M = 2$ でダウンサンプリングすることによりサンプリングレートを半分に下げるため正規化周波数で考えるとスペクトルが 2 倍に広がったように見える。その結果スペクトルが重なりエリアジング (Aliasing) が生じる。そこでダウンサンプリングの前に、フィルタを用いて帯域を制限しエリアジングを避ける必要がある。

インタポレータ

インタポレータ (Interpolator:補間器) はサンプリングレートを高くするための装置である. $1:L$ のインタポレータを図 2.2に示す. インタポレータは隣り合った時間の信号間に



図 2.2: インタポレータ

$L-1$ 個の零値を挿入 (アップサンプリング: Up Sampling) する. この動作を式で表すと次のようになり, サンプリングレートは L 倍になる.

$$y_i(n) = \begin{cases} x(\frac{n}{L}) & \text{if } n \text{ is a multiple of } L. \\ 0 & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (2.6)$$

例として図 2.3(c) に $L=2$ の場合の出力を示す. このとき図 2.3(a) の入力信号に 1 つおきに零値を挿入することになる.

次にアップサンプリングすることによって周波数領域でどのように信号が変化するかについて考察する. 式 (2.6) を $m \neq Ln$ で $y(m) = 0$ であることに注意して z 変換すると,

$$\begin{aligned} Y_i(z) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} y_i(m)z^{-m} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} y_i(Ln)z^{-Ln} \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)z^{-Ln} = X(z^L) \end{aligned} \quad (2.7)$$

となる. ただし $Y_i(z), X(z)$ はそれぞれ $y_i(n), x(n)$ の z 変換である. 式 (2.7) に $z = e^{j\omega}$ を代入して $L=2$ の場合について周波数領域で表したものが図 2.3(f) である. この図よりわかるように $L=2$ でアップサンプリングすることによりサンプリングレートを 2 倍に上げるため正規化周波数で考えるとスペクトルの幅が半分になったように見える. またそれまでは存在しなかった部分にスペクトル成分が出現したように見える. これをイメージング (Imaging) と呼ぶ. アップサンプリングの後, 所望信号成分のみを通過させるフィルタにより, このイメージング成分を取り除くことができる.

2.3 2分割フィルタバンク

最も代表的なフィルタバンクは, 以下に述べる 2分割フィルタバンクであり, 本研究で用いるマルチレートフィルタバンクは複数の 2分割フィルタバンクを接続することで構成される. 図 2.4に 2分割フィルタバンクの構成を示す. 2分割フィルタバンクはデジタルフィルタ $H_{low}(z)$, $H_{high}(z)$, $F_{low}(z)$, $F_{high}(z)$ および $M=2$ のデシメータと $L=2$ のインタポ

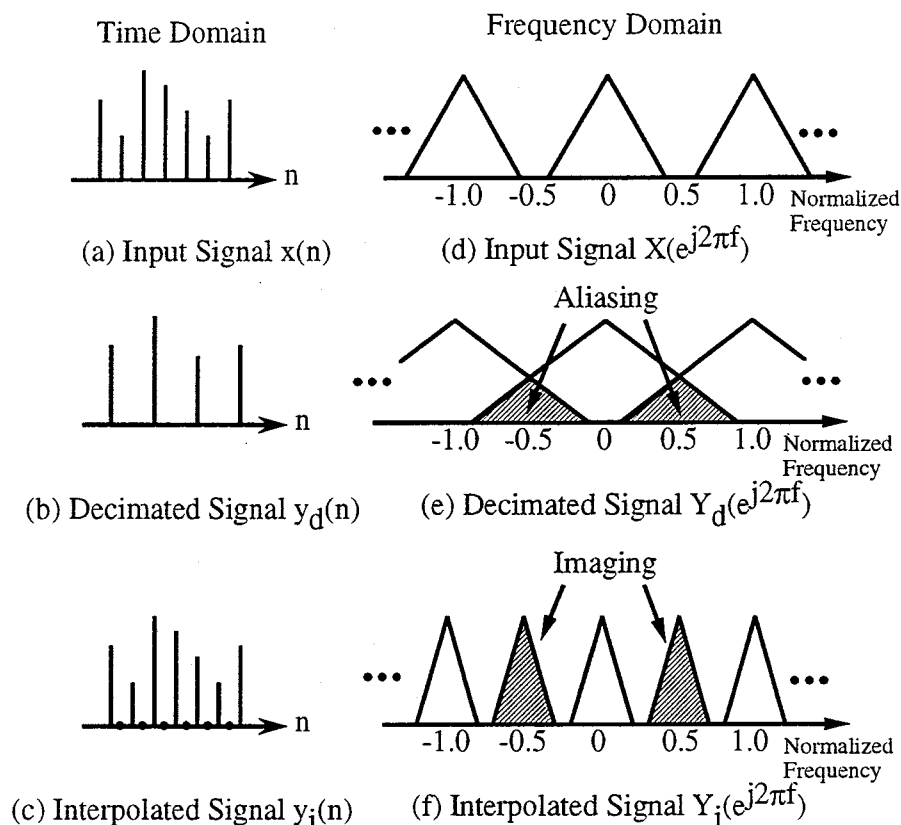


図 2.3: レート変換技術

レートより構成される。まず入力信号は $H_{low}(z), H_{high}(z)$ によって低周波成分および高周波成分に分割されデシメータを通過する。この2つの信号はさらにアップサンプリングされ $F_{low}(z), F_{high}(z)$ に通すことによって再び元の信号に復元される。 $H_{low}(z), H_{high}(z)$ は図 2.5 のように一般に低域通過フィルタ (LPF: Lowpass Filter), 高域通過フィルタ (HPF: Highpass Filter) の周波数特性をもち、解析フィルタ (Analysis Filter) と呼ばれ、 $F_{low}(z), F_{high}(z)$ は合成フィルタ (Synthesis Filter) と呼ばれる。解析フィルタとデシメータの一連の処理は、エイリアジングをなくし、サンプリングレートを下げる操作である。つまり、2分割フィルタバンクは低周波成分と高周波成分を取りだし、入力信号の半分のサンプリングレートで処理を可能とするものである。また、インタポレータと合成フィルタの一連の処理は、イメージングをなくし、サンプリングレートを上げる操作である。この操作により元の信号のサンプリングレートに戻される。

次に2分割フィルタバンクによって完全に信号が復元されるための条件について考える。式 (2.5), (2.7) より2分割フィルタバンクの場合、

$$Y_i(z) = X(z^2) \quad (2.8)$$

$$Y_d(z) = \frac{1}{2} \{ X(z^{\frac{1}{2}}) + X(-z^{\frac{1}{2}}) \} \quad (2.9)$$

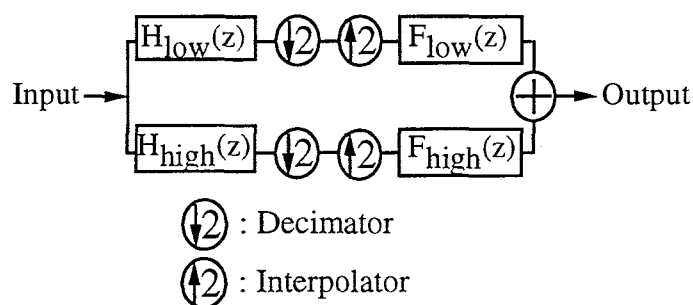


図 2.4: 2 分割フィルタバンク

であることを考慮すると復元された信号 $Y(z)$ は,

$$\begin{aligned}
 Y(z) = & \frac{1}{2} \{ H_{low}(z) F_{low}(z) + H_{high}(z) F_{high}(z) \} X(z) \\
 & - \frac{1}{2} \{ H_{low}(-z) F_{low}(z) + H_{high}(-z) F_{high}(z) \} X(-z)
 \end{aligned} \quad (2.10)$$

となる．入出力関係を考えると式 (2.10) 第 2 項はエイリアジングまたはイメージングによって現れたと考えることができる．いま, $H_{low}(z)$ と $H_{high}(z)$ は次式の関係があるとする．

$$H_{high}(z) = H_{low}(-z) \quad (2.11)$$

信号が完全に復元されるためには $y(n)$ が $x(n)$ の単純遅延つまり,

$$y(n) = x(n - N) \quad (2.12)$$

N : 非負の整数

であれば良い．ただし, N は遅延時間である． $x(n - N)$ の z 変換は $z^{-N} X(z)$ であるので,

$$H_{low}(z) F_{low}(z) + H_{high}(z) F_{high}(z) = z^{-N} \quad (2.13)$$

$$H_{low}(-z) F_{low}(z) + H_{high}(-z) F_{high}(z) = 0 \quad (2.14)$$

の条件を満たすとき信号は完全に復元され, このときこのフィルタバンクを完全再構成フィルタバンク (Perfect Reconstruction Filter Bank) と呼ぶ．式 (2.14) より,

$$F_{low}(z) = H_{high}(-z) \quad (2.15)$$

$$F_{high}(z) = -H_{low}(-z) \quad (2.16)$$

の条件を満たすときエイリアジングおよびイメージングを除去することができる．

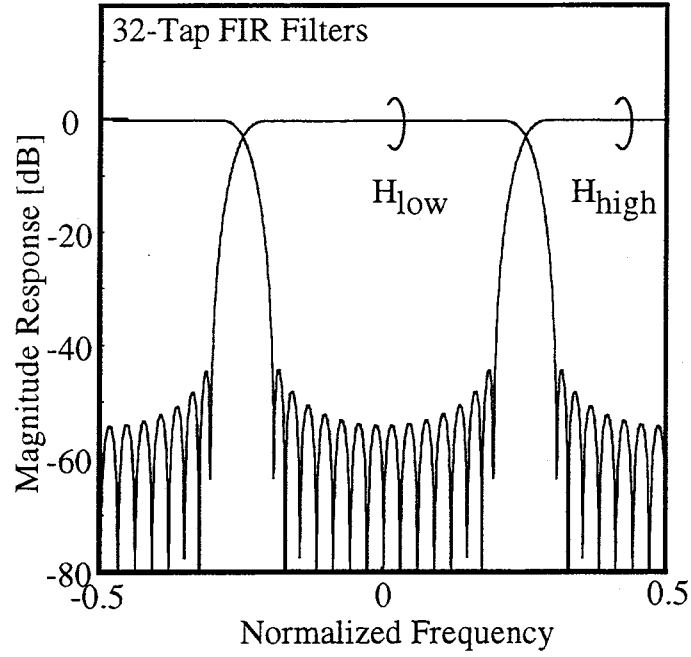


図 2.5: 実係数 2 分割フィルタバンクの周波数特性

2 分割フィルタバンクのポリフェーズ構成

一般に、任意のフィルタ $H(z)$ は、次式のように 2 つのフィルタ $E_0(z)$, $E_1(z)$ を用いて分解することができる。

$$H(z) = E_0(z^2) + z^{-1}E_1(z^2) \quad (2.17)$$

$E_0(z)$, $E_1(z)$ はポリフェーズフィルタといい、ポリフェーズフィルタを用いてフィルタを分解することをポリフェーズ分解という。 $H(z)$ のインパルス応答を $h(n)$, $(-\infty < n < \infty)$ とすると、 $E_0(z)$, $E_1(z)$ は次式で表すことができる。

$$E_0(z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(2k)z^{-k} \quad (2.18)$$

$$E_1(z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(2k+1)z^{-k} \quad (2.19)$$

解析フィルタバンク $H_{low}(z)$, $H_{high}(z)$ は式 (2.11) の関係を満たすため、次式のように同じポリフェーズフィルタ $E_0(z)$, $E_1(z)$ を用いて表すことができる。

$$H_{low}(z) = E_0(z^2) + z^{-1}E_1(z^2) \quad (2.20)$$

$$H_{high}(z) = E_0(z^2) - z^{-1}E_1(z^2) \quad (2.21)$$

この表現を用いると、2分割フィルタバンクにおいてデシメータおよびインタポレータとフィルタの位置を変更することが可能となり、図 2.6 のような構成で 2 分割フィルタバンクを実現することができる。この構成を 2 分割フィルタバンクのポリフェーズ構成という。ポリフェーズ構成では、2 分割フィルタバンクの 2 つの出力を同じポリフェーズフィルタから得られるため、演算量を半減することができる。また、フィルタを通過するときの信号がデシメータとインタポレータの間にあるため、 $E_0(z)$ 、 $E_1(z)$ を通過するときのサンプリングレートは半分になり、低いレートでの信号処理が実現できる。

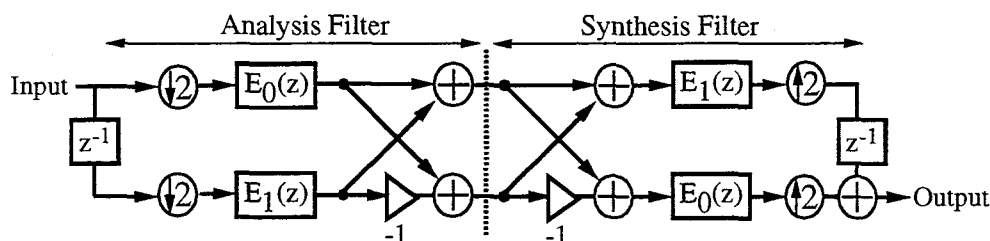


図 2.6: 2 分割フィルタバンクのポリフェーズ構成

2.4 マルチレートフィルタバンク

マルチレートフィルタバンクは図 2.7 のように、入力信号を分割する解析フィルタバンク（Analysis Filter Bank）と合成する合成フィルタバンク（Synthesis Filter Bank）に分けることができ、それぞれ解析フィルタとデシメータおよび合成フィルタとインタポレータを多段に接続することによって構成される。図 2.7 では、解析フィルタバンクと合成フィルタバンクがそれぞれ 3 段構成で構成されている。解析フィルタバンクでは、入力信号は各段において解析フィルタによって 2 つの信号に分割され、デシメータを通過する。先に述べたように、解析フィルタバンクの各段における解析フィルタとデシメータの一連の処理は、サンプリングレートを下げる処理に相当し、周波数領域では信号の観測領域を $1/2$ に狭くすることを意味する。つまり、解析フィルタバンクの段数を増やすにつれ、入力信号のより狭い帯域を観測することが可能である。従って、解析フィルタバンクの構成を変えることにより、入力信号の特定の周波数帯域を任意の周波数分解能で解析することが可能である。合成フィルタバンクでは、解析フィルタバンクと逆の順にインタポレータと合成フィルタを接続して信号を合成する。式 (2.15)、(2.16) の完全再構成条件を満たすとき、解析フィルタバンクにより分割された信号を完全に元の信号に復元することが可能となる。

マルチレートフィルタバンクの遅延時間と計算量

マルチレートフィルタバンクでは、フィルタを多段に接続するため、遅延時間と計算量は段数に依存する。以下では、 $H_{low}(z)$ および $H_{high}(z)$ を FIR (Finite Impulse Response :

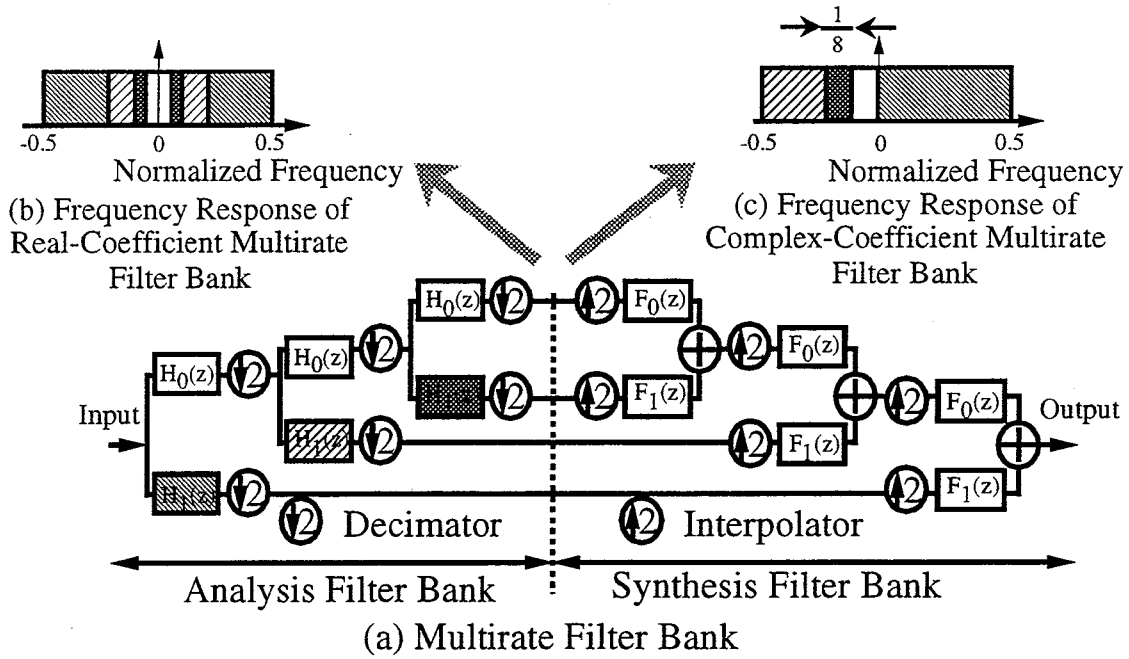


図 2.7: マルチレートフィルタバンク

有限長インパルス応答) フィルタで実現したときの遅延時間と、計算量として乗算器の個数について考察する。

まず解析フィルタバンクの遅延時間を考える。入力信号のサンプリングレートを f_s とし、デシメータとインタポレータによる遅延は考えないものとする。1 段目の解析フィルタによって生ずる遅延時間は、フィルタ長 L の FIR フィルタの遅延サンプル数が一般に $(L-1)/2$ となるので、 $(L-1)/2f_s$ となる。次段以降では、デシメータによりサンプリングレートが各段で半分下げられるので、 K 段の解析フィルタバンクの遅延時間 N_A は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 N_A &= \frac{L-1}{2f_s} + \frac{(L-1) \cdot 2}{2f_s} + \cdots + \frac{(L-1) \cdot 2^{K-1}}{2f_s} \\
 &= \sum_{k=1}^K \frac{(L-1) \cdot 2^{k-1}}{2f_s} \\
 &= \frac{(L-1)(2^K - 1)}{2f_s}
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

明らかに、合成フィルタバンクの遅延時間 N_S は解析フィルタバンクと同じであり、 $N_S = N_A$ である。従って、解析フィルタバンクと合成フィルタバンクを合わせた全体の遅延時間 N_{FB} は、

$$N_{FB} = \frac{(L-1)(2^K - 1)}{f_s} \tag{2.23}$$

この式より、マルチレートフィルタバンクの遅延時間は、その段数に対し指数的に増加することが分かる。

次に乗算器の個数について考える。一般に FIR フィルタの乗算回数はそのフィルタ長で決定され、フィルタ長 L の場合、乗算器の個数は N となる。従って、ポリフェーズ構成で 2 分割フィルタバンクを構成すると 2 つのポリフェーズフィルタを共通して使用できるので、解析フィルタ $H_{low}(z)$, $H_{high}(z)$ を合わせた乗算器の個数は N である。解析フィルタバンク全体の乗算器の個数 M_A はマルチレートフィルタバンクの構成によって異なり、その最小値 M^{min} は図 2.7 のように、2 分割フィルタバンクの一方の出力のみに接続した構造の場合であり、最大値 M^{max} は入力信号の全ての帯域を等しく分割した場合である。 K 段の解析フィルタバンクの場合、

$$M^{min} = NK \quad (2.24)$$

$$M^{max} = N(2^K - 1) \quad (2.25)$$

である。従って、

$$NK \leq M_A \leq N(2^K - 1) \quad (2.26)$$

であり、解析フィルタバンクと合成フィルタバンクを合わせたマルチレートフィルタバンク全体の乗算器の個数 M_{FB} は、

$$2NK \leq M_A \leq 2N(2^K - 1) \quad (2.27)$$

で与えられる。

2.5 無線通信におけるディジタル信号処理と複素係数マルチレートフィルタバンク

2.4 節で述べたマルチレートフィルタバンクは、入力信号としては実数のベースバンド信号を想定していた。ところが、無線通信では受信信号を無線周波数帯からベースバンド領域に周波数変換するときに、図 2.8 に示すように直交する 2 つの正弦波を用い直交検波を行うため、マルチレートフィルタバンクへの入力信号としては 2 つの成分が得られる。従って、入力信号を実数ではなくそれぞれの成分を実数部、虚数部とした複素信号として扱うと便利である。ここで複素信号の周波数スペクトルを考えると、実数信号 (図 2.8 (b)) とは異なり図 2.8 (c) のように、一般に正負の周波数で非対称となる。しかし、2.4 節で述べたマルチレートフィルタバンクの解析フィルタバンクの周波数特性は、正負対称の特性を持つため複素信号の周波数解析を行うことはできない (図 2.7 (b))。従って、無線通信においてマルチレートフィルタバンクを応用するためには、無線通信に適した複素信号の処理のためのマルチレートフィルタバンクを用いる必要がある。そこで本研究では図 2.9 のように 2 分割フィルタバンクを周波数領域で 0.25 シフトさせたフィルタを用いる。このとき

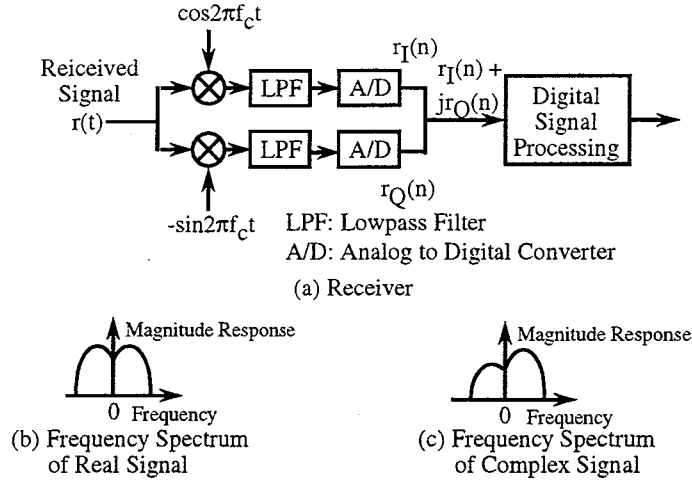


図 2.8: 無線通信におけるデジタル信号処理

$H_{low}(z)$, $H_{high}(z)$ は LPF, HPF ではなく負の周波数成分と正の周波数成分を通過させるフィルタとなり, 周波数応答が正負対称でなくなるためフィルタのインパルス応答は複素数になる. 図 2.9 のフィルタ $H_1(z)$, $H_0(z)$ のインパルス応答を $h_1(n)$, $h_0(n)$ とすると,

$$\begin{aligned}
 H_1(e^{j\omega}) &= H_{high}(e^{j(\omega+\frac{\pi}{2})}) \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} h_{high}(n) e^{-jn(\omega+\frac{\pi}{2})} \\
 &\iff \\
 h_1(n) &= e^{-j\frac{\pi}{2}n} h_{high}(n)
 \end{aligned} \tag{2.28}$$

同様にして,

$$h_0(n) = e^{-j\frac{\pi}{2}n} h_{low}(n) \tag{2.29}$$

と書くことができる. ここで, $h_{low}(n)$, $h_{high}(n)$ は $H_{low}(z)$, $H_{high}(z)$ のインパルス応答である. 図 2.10 に実数係数フィルタから複素係数フィルタへのインパルス応答の変化の様子を示す. この複素係数フィルタで 2 分割フィルタバンクを構成した場合, 入力信号 $x(n)$ は $H_1(z)$, $H_0(z)$ によって正と負の周波数領域に分割されダウンサンプリングされる. そしてさらにインタポレータと合成フィルタ $F_1(z)$, $F_0(z)$ によって信号が復元される. 入力信号 $X(z)$ と 2 分割フィルタバンクの出力信号 $Y(z)$ の関係は実数係数フィルタのときと同様に,

$$\begin{aligned}
 Y(z) &= \frac{1}{2} \{ H_0(z) F_0(z) + H_1(z) F_1(z) \} X(z) \\
 &\quad - \frac{1}{2} \{ H_0(-z) F_0(z) + H_1(-z) F_1(z) \} X(-z)
 \end{aligned} \tag{2.30}$$

で与えられる. この複素係数 2 分割フィルタバンクが完全再構成であるためには,

$$H_0(z) F_0(z) + H_1(z) F_1(z) = z^{-N} \tag{2.31}$$

$$H_0(-z) F_0(z) + H_1(-z) F_1(z) = 0 \tag{2.32}$$

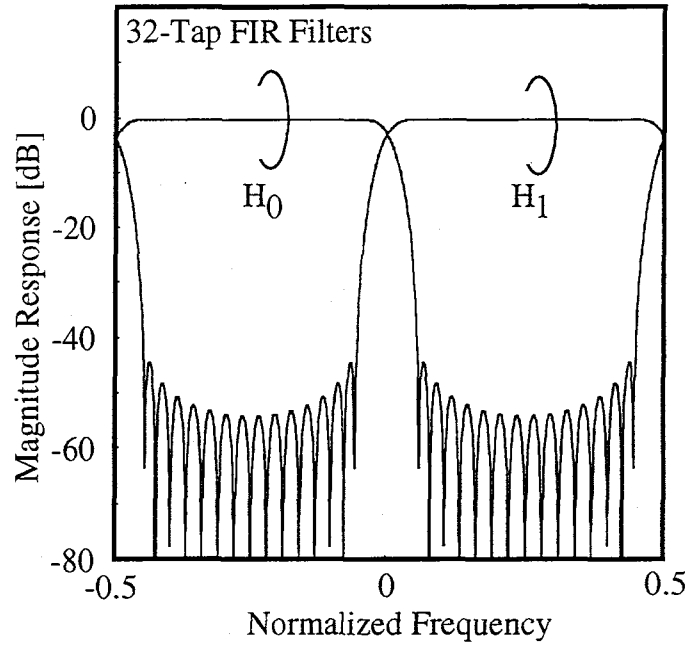


図 2.9: 複素係数 2 分割フィルタバンク

であればよい。また，式 (2.11)，(2.28)，(2.29) より

$$H_0(z) = H_1(-z) = H_{low}(jz) = H_{high}(-jz) \quad (2.33)$$

である。この式を式 (2.13) (2.14) に代入して変形すると，

$$H_0(z) \{j^N F_{low}(jz)\} + H_1(z) \{j^N F_{high}(jz)\} = z^{-N} \quad (2.34)$$

$$H_0(-z) \{j^N F_{low}(jz)\} + H_1(-z) \{j^N F_{high}(jz)\} = 0 \quad (2.35)$$

となる。式 (2.31)，(2.32)，(2.34)，(2.35) より，

$$F_0(z) = j^N F_{low}(jz) \quad (2.36)$$

$$F_1(z) = j^N F_{high}(jz) \quad (2.37)$$

であるとき，複素係数 2 分割フィルタバンクは完全再構成となる。従って，式 (2.15)，(2.16)，(2.33) より複素係数 2 分割フィルタバンクの完全再構成条件は，

$$F_0(z) = j^N H_0(z) \quad (2.38)$$

$$F_1(z) = -j^N H_1(z) \quad (2.39)$$

$$j^N \{H_0(z)^2 - H_0(-z)^2\} = z^{-N} \quad (2.40)$$

で与えられる。また，遅延時間 N はフィルタ長 L の FIR フィルタの場合， $N = L - 1$ となる。

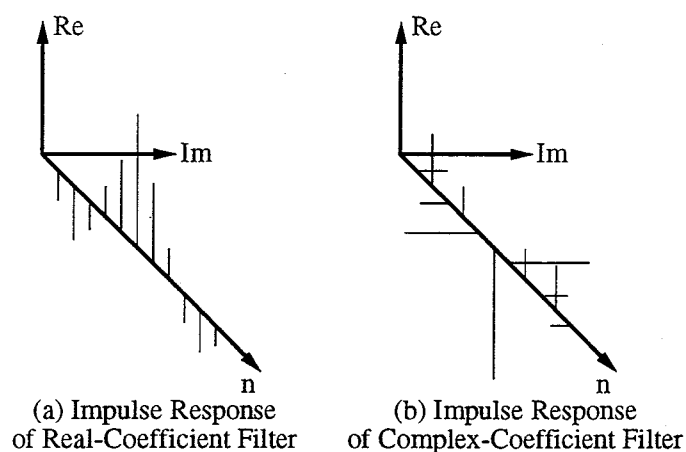


図 2.10: 実数係数フィルタから複素係数フィルタへの変換

複素係数マルチレートフィルタバンクは、以上に述べた複素係数2分割フィルタバンクを用いたマルチレートフィルタバンクである。複素係数マルチレートフィルタバンクと通常の実数係数マルチレートフィルタバンクは、構成方法は同じであるが、2分割フィルタバンクの周波数特性が異なるため、図2.7 (b) (c) に示すように解析フィルタバンクの出力の周波数特性は大きく異なる。実数係数マルチレートフィルタバンクでは、正負対称の周波数特性が得られるが、複素係数マルチレートフィルタバンクでは、正負非対称の周波数特性が得られ、図のように3段構成の場合3種類の異なる帯域幅をもつ帯域通過フィルタ (BPF: Bandpass Filter) が得られる。この非対称周波数特性は無線通信における複素ベースバンド信号の処理に適していると言える。

複素係数マルチレートフィルタバンクの特徴をまとめると、以下のようになる。

- 非対称周波数特性：正負の周波数に対して異なる周波数特性を持たせることが可能である。
- 可変周波数分解能：マルチレートフィルタバンクの段数を変えることにより、入力信号の特定の周波数成分を様々な周波数分解能で解析が可能である。
- 直線位相特性：2分割フィルタバンクを FIR フィルタを用いて構成することにより、容易に直線位相特性を持たせることができる。この直線位相特性は、次章以降で述べるデジタル無線通信システムへの応用に対し非常に重要な要素である。
- 完全再構成：マルチレートフィルタバンクを用いて分割した信号は完全に元の信号に復元することが可能である。

2.6 2分割フィルタバンク設計例

本節では、本研究で用いている2分割フィルタバンクの設計方法と設計例について解説する。前節までで説明したフィルタバンクはQMF (Quadrature Mirror Filter) バンクと呼ばれ、特殊な例を除き厳密に完全再構成フィルタバンクとはならない [1]-[4]。そこで本研究では、近似的に完全再構成となるフィルタを用いている。QMFの他にフィルタバンクの設計法として挙げられるものにCQF (Conjugate Quadrature Filter) がある。CQFは厳密に完全再構成となるフィルタバンクであるが、各フィルタを直線位相とすることが困難であるため、無線通信に適用するには不適切である。一方、QMFはFIRフィルタを用いた場合、直線位相特性を実現することが容易であり、無線通信への応用に適している。

本研究で用いる複素係数フィルタは実数係数フィルタを元に作られているため以下では実数係数フィルタバンクの設計法について述べる。

FIR フィルタによる2分割フィルタバンクの設計

入力信号 $x(n)$ と出力信号 $y(n)$ の関係が次式で与えられる FIR フィルタでは、インパルス応答を偶対称または奇対称とすることにより、直線位相特性を容易に実現できるため、直線位相フィルタバンクの設計に非常に有用である。

$$y(n) = \sum_{k=0}^{L-1} h(k)x(n-k) \quad (2.41)$$

$h(n)$: インパルス応答
 $L-1$: フィルタ長

本研究で用いている FIR フィルタは J. D. Johnston が提案した方法により設計されたインパルス応答を用いている [5][6]。この方法は、次式で与えられる目的関数 ϕ の最小化問題としてインパルス応答を決定するものである。この方法で設計されたフィルタバンクは再構成後の振幅特性が近似的に一定、すなわち式 (2.13) を近似的に満たす直線位相フィルタとなる。

$$\phi = \phi_1 + \alpha\phi_2 \quad (2.42)$$

$$\phi_1 = \int_0^\pi \left(2 - |H_{low}(e^{j\omega})|^2 - |H_{high}(e^{j\omega})|^2 \right) d\omega \quad (2.43)$$

$$\phi_2 = \int_{\omega_s}^\pi |H_{low}(e^{j\omega})|^2 d\omega \quad (2.44)$$

ここで、 α は $\alpha > 0$ で選ばれる近似のための重みであり、 ϕ_1 は一定振幅特性、 ϕ_2 は阻止域減衰量を得るための目的関数である。また、 ω_s は $H_0(e^{j\omega})$ の阻止域端角周波数である。表 2.1 と表 2.2 に設計された FIR フィルタのインパルス応答を、図 2.11 と図 2.5 にそれぞれの周波数特性を示す。また、64 タップの FIR フィルタを用いて 2 分割フィルタバンクを構成した場合のフィルタバンク出力の振幅特性を図 2.12 に示す。

IIR フィルタによる 2 分割フィルタバンクの設計

IIR (Infinite Impulse Response: 無限長インパルス応答) フィルタの入出力関係は次式で与えられる.

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} a(k)x(n-k) - \sum_{k=0}^{N-1} b(k)y(n-k) \quad (2.45)$$

IIR フィルタは有限個の係数 $a(n)$, $b(n)$ で無限長のインパルス応答を実現できるため、一般に FIR フィルタよりも少ない計算量で急峻な特性のフィルタを実現できる. 従って、より急峻な特性のフィルタを用いる必要がある場合には、IIR フィルタを用いるのが望ましい. しかし、IIR フィルタでフィルタバンクを実現する場合、FIR フィルタと異なり振幅特性を一定にすることは比較的容易であるが、直線位相を実現することは困難である. 本研究では、FIR フィルタを IIR フィルタで近似することにより近似的に直線位相 IIR フィルタを実現している. 以下にその方法を示す.

FIR フィルタによって実現された 2 分割フィルタバンクは、ポリフェーズ構成によって次式のように表現することができる.

$$H_{low}(z) = E_0(z^2) + z^{-1}E_1(z^2) \quad (2.46)$$

$$H_{high}(z) = E_0(z^2) - z^{-1}E_1(z^2) \quad (2.47)$$

このとき、フィルタバンクへの入力信号 $X(z)$ と出力信号 $Y(z)$ の関係は、次式で与えられる.

$$Y(z) = 4z^{-1}E_0(z^2)E_1(z^2)X(z) \quad (2.48)$$

先に述べた FIR フィルタによるフィルタバンクの設計法では、入出力関係が近似的に単純遅延となるため、 $E_0(z)$ と $E_1(z)$ は、近似的に全域通過フィルタ (Allpass Filter) となる. 一方、IIR フィルタでは次式の伝達関数を用いることにより、全域通過フィルタを容易に実現できる.

$$A(z) = \prod_{k=0}^{L-1} \frac{z^{-1} - z_k^*}{1 - z^{-1}z_k} \quad (2.49)$$

ここで、 z_k は全域通過フィルタの極を、 L は IIR フィルタの次数を表す. 従って、 $E_0(z)$, $E_1(z)$ を全域通過フィルタ $A_0(z)$, $A_1(z)$ で近似することにより、近似的に直線位相フィルタバンクを実現することができる. 本研究では、全域通過フィルタの近似法として、B. C. Moore により提案されたシステム低次元化法 [8]-[9] を用いる. この方法では、まず伝達関数 $E_i(z)$, ($i = 0, 1$) を次式のように状態方程式で表現する.

$$\mathbf{x}(n+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(n) + \mathbf{B}u(n) \quad (2.50)$$

$$y(n) = \mathbf{C}\mathbf{x}(n) + \mathbf{D}u(n) \quad (2.51)$$

ここで, $\mathbf{x}(n) = (x_1(n), x_2(n), \dots, x_{L-1}(n))^T$ は状態変数, $y(n)$ は出力信号, $u(n)$ は入力信号を表し, $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$, $\mathbf{C}$ はそれぞれ $(L-1) \times (L-1)$, $(L-1) \times 1$, $1 \times (L-1)$ の行列を表す. 例えば, フィルタ長 L の FIR フィルタ $h_i, (i = 0, 1, \dots, L-1)$ を状態方程式により表す場合, $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$, $\mathbf{C}$, D は次式のようになる.

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.52)$$

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{pmatrix}^T \quad (2.53)$$

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & \cdots & h_{L-1} \end{pmatrix} \quad (2.54)$$

$$D = h_0 \quad (2.55)$$

また, 元の伝達関数 $E_i(z)$ は次式で表すことができる.

$$E_i(z) = D + \mathbf{C}(z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} \quad (2.56)$$

ここで, $\mathbf{I}$ は $(L-1) \times (L-1)$ の単位行列である. 次に行列 $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$, $\mathbf{C}$ を低次元化法を用いて, 行列の次数を下げる. Moore の低次元化法は, システムの可制御性, 可観測性に注目して低次元化を行うものであり, 状態変数のうち可制御性, 可観測性の弱いものは入出力特性に影響を与えないとしてこれを無視しようとする方法である. 以下にその手順を示す.

1. 次式で与えられるリアプノフ方程式を解いて $\mathbf{W}_c$ と $\mathbf{W}_o$ を求める.

$$\mathbf{A}\mathbf{W}_c + \mathbf{W}_c\mathbf{A}^T = -\mathbf{B}\mathbf{B}^T \quad (2.57)$$

$$\mathbf{W}_o\mathbf{A} + \mathbf{A}^T\mathbf{W}_o = -\mathbf{C}^T\mathbf{C} \quad (2.58)$$

$\mathbf{W}_c$ と $\mathbf{W}_o$ はそれぞれ可制御性グラミアン, 可観測性グラミアンと呼ばれるもので, システムの可制御性と可観測性の度合いを図るものである.

2. $\mathbf{W}_c$ を $\mathbf{W}_c = \mathbf{V}_c\mathbf{\Sigma}_c\mathbf{V}_c^T$ と特異値分解する. ここで $\mathbf{V}_c$ は直交行列であり, $\mathbf{V}_c\mathbf{V}_c^T = \mathbf{I}$ を満たす.
3. $\tilde{\mathbf{W}}_o = (\mathbf{V}_c\mathbf{\Sigma}_c^{\frac{1}{2}})^T \mathbf{W}_o (\mathbf{V}_c\mathbf{\Sigma}_c^{\frac{1}{2}})$ を計算する.
4. $\tilde{\mathbf{W}}_o$ を次のように特異値分解する.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{W}}_o &= \tilde{\mathbf{V}}_o\tilde{\mathbf{\Sigma}}_o\tilde{\mathbf{V}}_o^T \\ \tilde{\mathbf{\Sigma}}_o &= \text{diag}(\sigma_1^2, \sigma_2^2, \dots, \sigma_{L-1}^2) \\ \sigma_1^2 &\geq \sigma_2^2 \geq \dots \geq \sigma_{L-1}^2 \end{aligned} \quad (2.59)$$

5. $T = V_c \Sigma^{\frac{1}{2}} \tilde{V}_o \tilde{\Sigma}_o^{-\frac{1}{2}}$ として, $\bar{A} = T^{-1}AT$, $\bar{B} = T^{-1}B$, $\bar{C} = CT$ を計算する.

6. $\sigma_l \gg \sigma_{l+1}$ なる整数 l を見出し, $\bar{A}$, $\bar{B}$, $\bar{C}$ を次式のように分割する.

$$\bar{A} = \left(\begin{array}{cc} \overbrace{A_{11}}^l & \overbrace{A_{12}}^{L-1-l} \\ \overbrace{A_{21}}^l & \overbrace{A_{22}}^{L-1-l} \end{array} \right) \left. \vphantom{\begin{array}{cc} \overbrace{A_{11}}^l & \overbrace{A_{12}}^{L-1-l} \\ \overbrace{A_{21}}^l & \overbrace{A_{22}}^{L-1-l} \end{array}} \right\} \begin{array}{l} l \\ L-1-l \end{array} \quad (2.60)$$

$$\bar{B} = \left(\begin{array}{cc} \overbrace{B_1}^l & \overbrace{B_2}^{L-1-l} \end{array} \right)^T \quad (2.61)$$

$$\bar{C} = \left(\begin{array}{cc} \overbrace{C_1}^l & \overbrace{C_2}^{L-1-l} \end{array} \right) \quad (2.62)$$

7. $\bar{A}$, $\bar{B}$, $\bar{C}$ の部分行列 A_{11} , B_1 , C_1 を低次元システムの係数行列とする.

FIR フィルタに対し上に述べた低次元化法を適用し, A_{11} , B_1 , C_1 を用いて式 (2.56) により再び伝達関数を求めた場合, その伝達関数は次式のように IIR フィルタとなる.

$$\bar{E}_i(z) = \prod_{k=0}^{l-1} \frac{z^{-1} - q_{k,i}^{-1}}{1 - z^{-1}p_{k,i}} \quad (2.63)$$

ここで, p_k , q_k はそれぞれ伝達関数の極と零点である. この伝達関数は厳密には全域通過フィルタとなっていないため, 次式のように極を用いて全域通過フィルタを構成し, 2分割フィルタバンクを構成する.

$$A_i(z) = \prod_{k=0}^{l-1} \frac{z^{-1} - p_{k,i}^*}{1 - z^{-1}p_{k,i}}, \quad (i = 0, 1) \quad (2.64)$$

最終的に 2 分割フィルタバンク $H_{low}(z)$, $H_{high}(z)$ は次式で与えられる.

$$H_{low}(z) = A_0(z^2) + z^{-1}A_1(z^2) \quad (2.65)$$

$$H_{high}(z) = A_0(z^2) - z^{-1}A_1(z^2) \quad (2.66)$$

l_0 , l_1 を伝達関数 $A_0(z)$, $A_1(z)$ の次数とすると, $H_{low}(z)$, $H_{high}(z)$ の次数は $2l_0 + 2l_1 + 1$ となる. 表 2.3 に表 2.1 の 64 タップの FIR フィルタより作った IIR フィルタの全域通過フィルタの極の値を示し, それぞれのフィルタの振幅特性と群遅延特性を図 2.13 と図 2.14 に示す. また, 設計した IIR フィルタを用いて 2 分割フィルタバンクを構成した場合のフィルタバンク出力の群遅延特性を図 2.15 に示す. ここで, IIR フィルタの次数は, $2 \cdot 16 + 2 \cdot 15 + 1 = 63$ より, フィルタの遅延時間は FIR フィルタと同じであるが, 係数の個数が約半分になっているため, IIR フィルタを用いることでフィルタ内の乗算器の個数を $(16 + 15)/64 = 31/64$ と約半分に減らすことができる.

2.7 結言

本章では、まず本研究における主要な要素技術であるマルチレートフィルタバンクについて述べ、これにより信号を様々な周波数分解能で解析できることを示した。次に、このマルチレートフィルタバンクを無線通信において適用する際に問題となる点についての述べ、無線通信においても適用可能となる複素係数マルチレートフィルタバンクを提案した。複素係数マルチレートフィルタバンクは、従来のマルチレートフィルタバンクの持つ性質に加え、複素信号の処理を可能とし正負の周波数で非対称の周波数特性の実現を可能とする。最後に、マルチレートフィルタバンクを実現するための2分割フィルタバンクの設計法について解説し、設計例を具体的に示した。

$h_{low}(0)$	3.596189e-5	$h_{low}(32)$	4.600981e-1
$h_{low}(1)$	-1.123515e-4	$h_{low}(33)$	1.382363e-1
$h_{low}(2)$	-1.104587e-4	$h_{low}(34)$	-9.779096e-2
$h_{low}(3)$	2.790277e-4	$h_{low}(35)$	-5.095487e-2
$h_{low}(4)$	2.298438e-4	$h_{low}(36)$	5.543245e-2
$h_{low}(5)$	-5.953563e-4	$h_{low}(37)$	2.644700e-2
$h_{low}(6)$	-3.823631e-4	$h_{low}(38)$	-3.764973e-2
$h_{low}(7)$	1.138260e-3	$h_{low}(39)$	-1.485397e-2
$h_{low}(8)$	5.308539e-4	$h_{low}(40)$	2.716055e-2
$h_{low}(9)$	-0.1986177e-2	$h_{low}(41)$	8.287560e-3
$h_{low}(10)$	-6.243724e-4	$h_{low}(42)$	-1.994365e-2
$h_{low}(11)$	3.235877e-3	$h_{low}(43)$	-4.313674e-3
$h_{low}(12)$	5.743159e-4	$h_{low}(44)$	1.459396e-2
$h_{low}(13)$	-4.989147e-3	$h_{low}(45)$	1.894714e-3
$h_{low}(14)$	-2.584767e-4	$h_{low}(46)$	-1.050689e-2
$h_{low}(15)$	7.367171e-3	$h_{low}(47)$	-4.857935e-4
$h_{low}(16)$	-4.857935e-4	$h_{low}(48)$	7.367171e-3
$h_{low}(17)$	-1.050689e-2	$h_{low}(49)$	-2.584767e-4
$h_{low}(18)$	1.894714e-3	$h_{low}(50)$	-4.989147e-3
$h_{low}(19)$	1.459396e-2	$h_{low}(51)$	5.743159e-4
$h_{low}(20)$	-4.313674e-3	$h_{low}(52)$	3.235877e-3
$h_{low}(21)$	-1.994365e-2	$h_{low}(53)$	-6.243724e-4
$h_{low}(22)$	8.287560e-3	$h_{low}(54)$	-0.1986177e-2
$h_{low}(23)$	2.716055e-2	$h_{low}(55)$	5.308539e-4
$h_{low}(24)$	-1.485397e-2	$h_{low}(56)$	1.138260e-3
$h_{low}(25)$	-3.764973e-2	$h_{low}(57)$	-3.823631e-4
$h_{low}(26)$	2.644700e-2	$h_{low}(58)$	-5.953563e-4
$h_{low}(27)$	5.543245e-2	$h_{low}(59)$	2.298438e-4
$h_{low}(28)$	-5.095487e-2	$h_{low}(60)$	2.790277e-4
$h_{low}(29)$	-9.779096e-2	$h_{low}(61)$	-1.104587e-4
$h_{low}(30)$	1.382363e-1	$h_{low}(62)$	-1.123515e-4
$h_{low}(31)$	4.600981e-1	$h_{low}(63)$	3.596189e-5

表 2.1: $H_{low}(z)$ のインパルス応答 (フィルタ長 $L=64$, 遷移域の周波数幅 $(\omega_s - \pi/2)/2\pi = 0.043$, $\alpha = 5.0$)

$h_{low}(0)$	1.248812e-3	$h_{low}(16)$	4.651328e-1
$h_{low}(1)$	-2.338817e-3	$h_{low}(17)$	-1.306370e-1
$h_{low}(2)$	-1.634958e-3	$h_{low}(18)$	-9.965670e-2
$h_{low}(3)$	5.864978e-3	$h_{low}(19)$	-4.177365e-2
$h_{low}(4)$	1.292840e-3	$h_{low}(20)$	5.39380e-2
$h_{low}(5)$	-1.158633e-2	$h_{low}(21)$	1.680582e-2
$h_{low}(6)$	7.179826e-4	$h_{low}(22)$	-3.307725e-3
$h_{low}(7)$	2.021601e-2	$h_{low}(23)$	-5.824011e-3
$h_{low}(8)$	-5.824011e-3	$h_{low}(24)$	2.021601e-2
$h_{low}(9)$	-3.307725e-2	$h_{low}(25)$	7.179826e-4
$h_{low}(10)$	1.680582e-2	$h_{low}(26)$	-1.158633e-2
$h_{low}(11)$	5.393805e-2	$h_{low}(27)$	1.292840e-3
$h_{low}(12)$	-4.177365e-2	$h_{low}(28)$	5.864978e-3
$h_{low}(13)$	-9.965670e-2	$h_{low}(29)$	-1.634958e-3
$h_{low}(14)$	-1.306370e-1	$h_{low}(30)$	-2.338817e-3
$h_{low}(15)$	4.651328e-1	$h_{low}(31)$	1.248812e-3

表 2.2: $H_{low}(z)$ のインパルス応答 (フィルタ長 $L=32$, 遷移域の周波数幅 $(\omega_s - \pi/2)/2\pi = 0.05$, $\alpha = 1.0$)

k	$p_{k,0}$	$p_{k,1}$
0	-7.502326e-1+j8.944929e-2	-7.363794e-01+j2.427383e-01
1	-7.502326e-1-j8.944929e-2	-7.363794e-01-j2.427383e-01
2	-5.866216e-1+j3.977001e-1	-5.784493e-01+j4.891981e-01
3	-5.866216e-1-j3.977001e-1	-5.784493e-01-j4.891981e-01
4	-3.771372e-1+j5.767653e-1	-3.371568e-01+j6.726667e-01
5	-3.771372e-1-j5.767653e-1	-4.325774e-02+j7.473283e-01
6	-1.265871e-1+j6.668743e-1	-4.325774e-02-j7.473283e-01
7	-1.265871e-1-j6.668743e-1	2.552523e-01+j7.007379e-01
8	1.357610e-1+j6.585962e-1	2.552523e-01-j7.007379e-01
10	6.521463e-1+j1.290662e-1	6.820621e-01+j2.941097e-01
11	6.521463e-1-j1.290662e-1	6.820621e-01-j2.941097e-01
12	5.547748e-1+j3.683493e-1	5.105900e-01+j5.409718e-01
13	5.547748e-1-j3.683493e-1	5.105900e-01-j5.409718e-01
14	3.740883e-1+j5.538607e-1	7.423893e-01
15	3.740883e-1-j5.538607e-1	

表 2.3: IIR フィルタの極

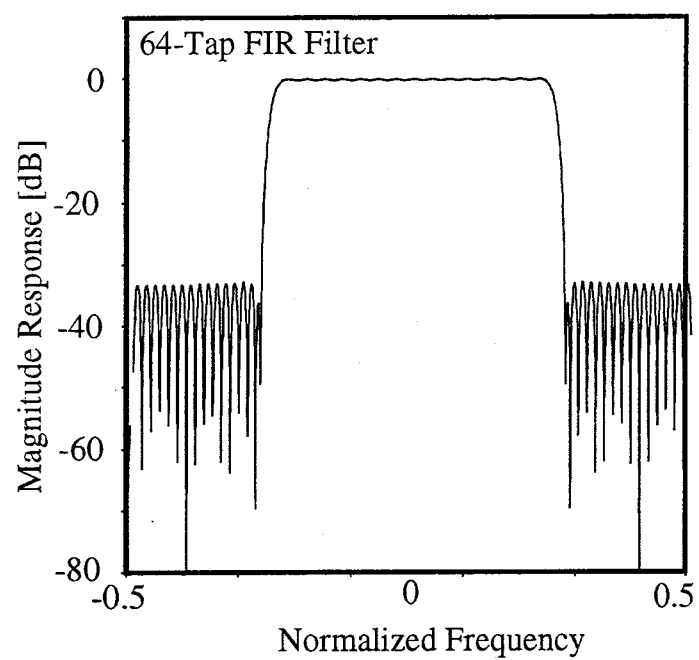


図 2.11: 64 タップ FIR フィルタの周波数特性（振幅特性）

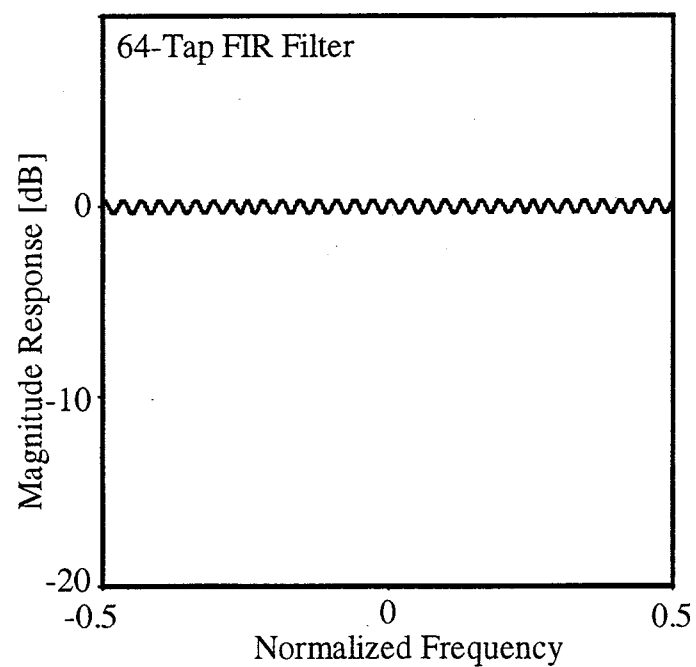


図 2.12: 64 タップ FIR 型 2 分割フィルタバンクの周波数特性（振幅特性）

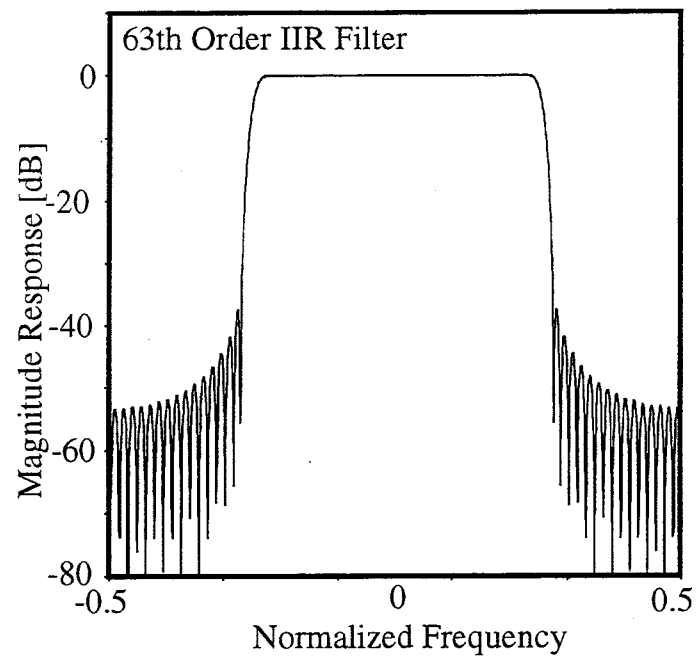


図 2.13: 63 次 IIR フィルタの周波数特性 (振幅特性)

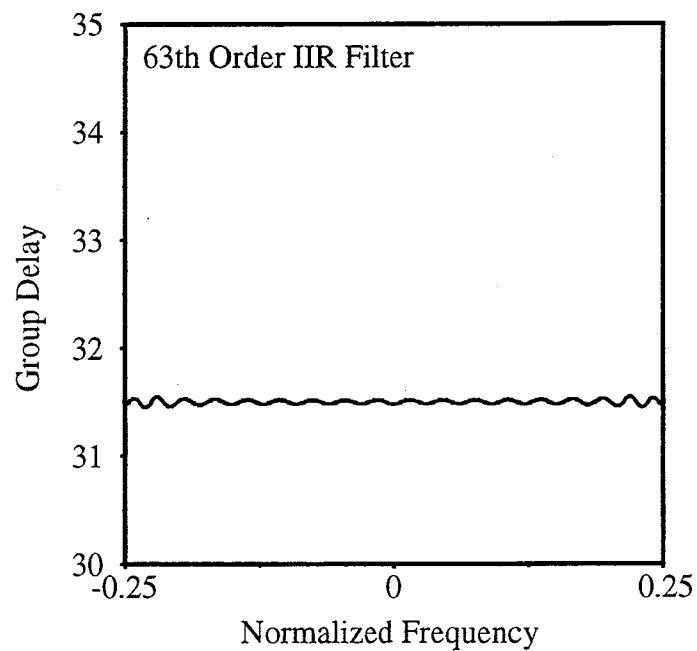


図 2.14: 63 次 IIR フィルタの周波数特性 (群遅延特性)

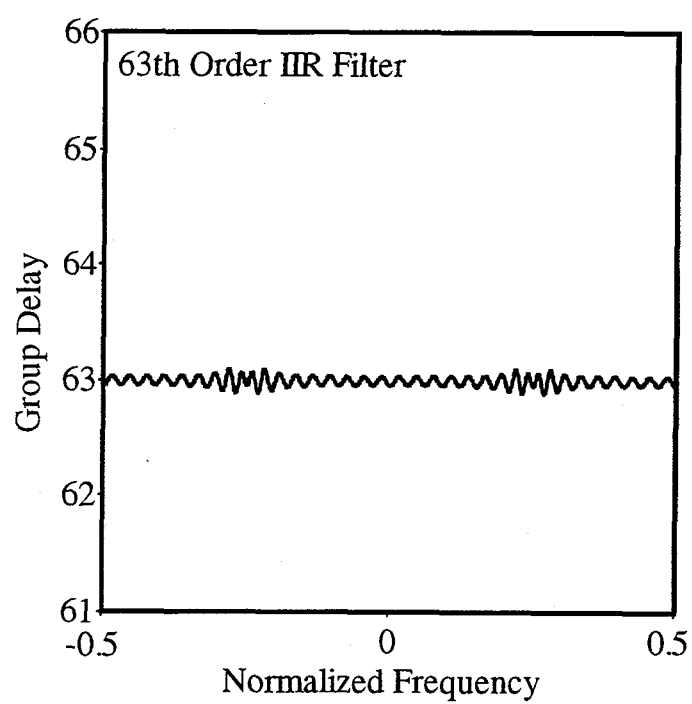


図 2.15: 63 次 IIR 型 2 分割フィルタバンクの周波数特性 (群遅延特性)

第 3 章

マルチメディア無線伝送への応用

3.1 序言

本章では、複素係数マルチレートフィルタバンクを用いたマルチメディア無線伝送方式を提案する。まず、無線通信において伝送速度の異なる信号を同時に伝送する手段の 1 つとして、下り回線において伝送速度に応じて異なる帯域幅を割り当て、周波数分割多元接続 (FDMA: Frequency Division Multiple Access) を行う可変帯域割当法を検討し、その可変帯域割当法を複素係数マルチレートフィルタバンクを用いて実現する方法を提案する。一般に周波数分割多重を行うには送信機において信号の個数だけ局部発振器を必要とするが、本提案方式ではマルチレートフィルタバンクを用いるだけで、帯域幅の異なる複数の信号を一括して周波数分割多重することが可能である。次に、計算機シミュレーションにより、本提案方式の解析を行い、本提案方式により無線通信におけるマルチメディア伝送が可能であることを示す。

3.2 複素係数 FIR 型マルチレートフィルタバンクによる可変帯域割当て

近年、有線系だけでなく無線通信の分野においても、音声、画像、データなどの伝送速度の異なる情報を統合したマルチメディア通信に対する要求が高まりつつある。次世代の移動体通信システムである IMT-2000 (International Mobile Telecommunications - 2000) においても、マルチメディア伝送のために数 kbps～数 Mbps までの広範囲にわたる伝送速度の情報を伝送するためのシステムが検討されている [14]。

マルチメディア伝送を実現するためには、音声やメッセージなどの比較的低速な情報からデータや動画像などの高速な情報までの性質や伝送速度の異なる多様な情報を統合して扱うことが必要不可欠であり、そのための多元接続方式が重要な要素となる。現在まで主に検討されているものは、時分割多元接続 (Time Division Multiple Access: TDMA) と符号分割多元接続 (Code Division Multiple Access: CDMA) である [15]。TDMA や CDMA

は、全体としては周波数利用効率の高いシステムの構築が可能であるが、その反面、全てのユーザに対して同一の高速伝送速度を要求することになり、低伝送速度のユーザに対し負荷を大きくする原因となる。多くの場合、携帯端末を用いる移動体通信において、このことはマルチメディア伝送を行ううえで非常に重要な問題である。また、近年の携帯電話を始めとする無線通信サービス利用者の急増に伴い、周波数資源が枯渇しているため、新たに独自の周波数帯域を設定してマルチメディア伝送を可能とするシステムを構築するのは困難であると考えられる。以上の理由から、無線通信においてマルチメディア伝送を実現するために、以下の2つの条件を強調したい。

- 音声やメッセージなどには低い伝送速度、画像やデータなどには高い伝送速度を割り当て、メディアに応じた可変伝送速度割り当てが可能であること。
- 既存のシステムに対しても容易に導入できるように、端末に対して基地局での処理を意識させない。つまり、基地局の変更を行うだけで既存のシステムの端末でも使用可能であること。

前者の条件を満たす1つの方法として、各ユーザに対し伝送速度に応じた周波数帯域を割り当てる周波数分割多元接続 (Frequency Division Multiple Access: FDMA) による伝送が考えられる。しかし、従来のアナログ携帯電話などで用いられてきた FDMA 方式とは異なって、様々な帯域幅の信号を適応的に割り当てる必要があるため、基地局での高度なデジタル信号処理が不可欠となる。この条件を満たす1つの方法が直交マルチキャリア変調 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) による可変帯域割当法である [17]。OFDM [16] は情報を複数の搬送波 (サブキャリア) に分配して並列に伝送する方法であり、高速移動体通信や地上デジタル放送において発生する周波数選択性フェージングに強い伝送方式として知られている。OFDM は本来多元接続のための方法ではないが、複数ユーザに対し各ユーザの伝送速度に応じて適応的に割り当てるサブキャリア数を変化させることによって、多元接続能力と可変伝送速度割り当て能力を実現することができる。しかし、この方法では、全てのユーザが OFDM に基づいたシステムを用いる必要があるため、システムの柔軟性に欠ける。例えば、周波数選択性フェージングの影響を受けにくい低速伝送に対しても OFDM を用いなければならない。

本研究では、下り回線 (基地局から端末への伝送) におけるマルチメディア伝送方式として、複素係数マルチレートフィルタバンクを用いた可変帯域割当法を提案する。本方式は、最小単位であるサブキャリアを複数個割り当てる OFDM に基づいた方式とは異なり、各ユーザが必要とする帯域幅全体を割り当てるだけであり、割り当てられた帯域幅の中では変調方式や通信路符号化等の信号形式の面で拘束されることがない。また、受信側である端末においては基地局での帯域割り当てに伴う信号処理を意識することなく、希望信号にのみ注目して受信を行うことが可能である。従って、先に挙げた2つの条件を満たすという意味で、本提案方式は無線通信におけるマルチメディア伝送にふさわしい方式と言える。

複素係数マルチレートフィルタバンクによる信号の合成

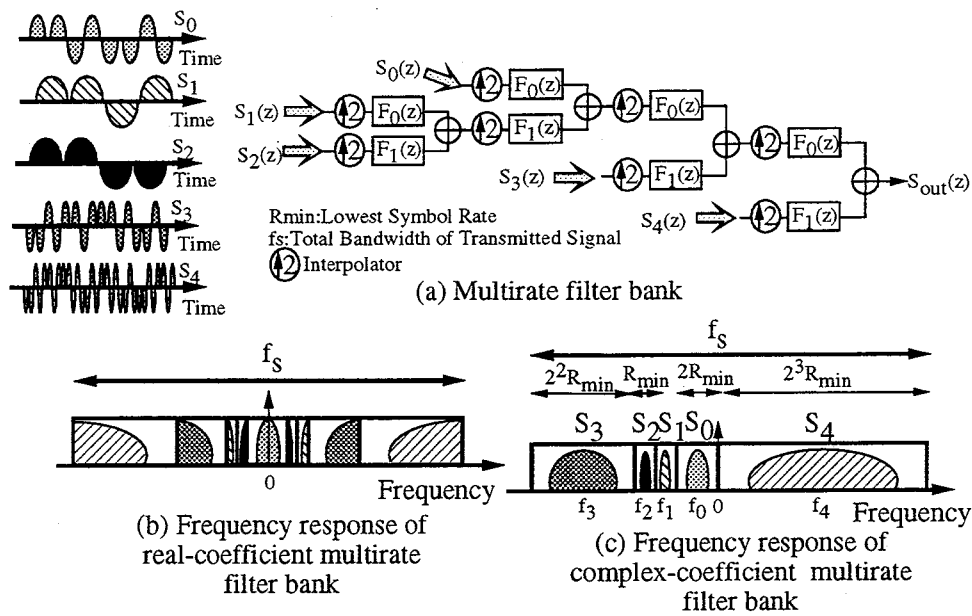


図 3.1: 複素係数マルチレートフィルタバンクによる可変帯域割当て

第2章で説明したように、2分割フィルタバンクの合成フィルタとインタポレータはサンプリングレートを2倍にする操作に相当し、さらに $F_0(z)$ と $F_1(z)$ の通過域は異なるので、2つのベースバンドの入力信号からうまく周波数多重された信号を得ることができる。このとき、入力信号が多段のフィルタバンクを通過すればするほど信号のサンプリングレートを上げることができるので、帯域の異なる信号も合成することが可能である。すなわち、広帯域の入力信号は通過する合成フィルタバンクの段数を少なくし、狭帯域の入力信号は段数を多くすることによって、異なる帯域幅をもつ複数の信号を自由に合成することができる。複素係数マルチレートフィルタバンクを用いて、異なる帯域幅を持つ信号を合成したときのフィルタバンクの出力信号は次式で与えられる。

$$S_{out}(z) = \sum_{i=0}^{N-1} H_{i,stage}^{position}(z) S_i(z^{2^{stage+1}}) \quad (3.1)$$

ここで、 $S_i(z)$ 、 $S_{out}(z)$ はそれぞれマルチレートフィルタバンクの i 番目入力信号と出力信号の z 変換、 N は入力信号の個数を表す。 $H_{i,stage}^{position}(z)$ は i 番目の入力信号が通過するフィルタの構成を表し、 $stage$ 、 $position$ によって決定される。 $position$ の $stage$ ビットの2進数表示を $b_1 b_2 \dots b_{stage}$ とすると、 $H_{i,stage}^{position}(z)$ は次式で与えられる。

$$H_{i,stage}^{position}(z) = F_{b_{stage}}(z) F_{b_{stage-1}}(z^2) \dots F_{b_1}(z^{2^{stage}}) \quad (3.2)$$

図 3.1 に 4 段構成のマルチレートフィルタバンクの例を示す。このとき、

$$S_{out}(z) = \sum_{i=0}^4 H_{i,stage}^{position}(z) S_i(z^{2^{stage+1}})$$

$$\begin{aligned}
&= H_{0,3}^0(z)S_0(z^{2^3}) + H_{1,4}^2(z)S_1(z^{2^4}) + H_{2,4}^3(z)S_2(z^{2^4}) + H_{3,2}^1(z)S_3(z^{2^2}) \\
&\quad + H_{4,1}^1(z)S_4(z^2) \\
&= F_0(z)F_0(z^2)F_0(z^4)S_0(z^8) + F_0(z)F_0(z^2)F_1(z^4)F_0(z^8)S_1(z^{16}) \\
&\quad + F_0(z)F_0(z^2)F_1(z^4)F_1(z^8)S_2(z^{16}) + F_0(z)F_1(z^2)S_3(z^4) \\
&\quad + F_1(z)S_4(z^2)
\end{aligned} \tag{3.3}$$

である．この図からも分かるように，4段構成のマルチレートフィルタバンクの場合，通過するフィルタの数を調節することにより，全周波数帯域の $1/2 \sim 1/16$ までの帯域幅の信号を合成することができる．このとき，合成フィルタバンクの出力の周波数スペクトルは図 3.1 (c) のようになる．

マルチメディア伝送方式

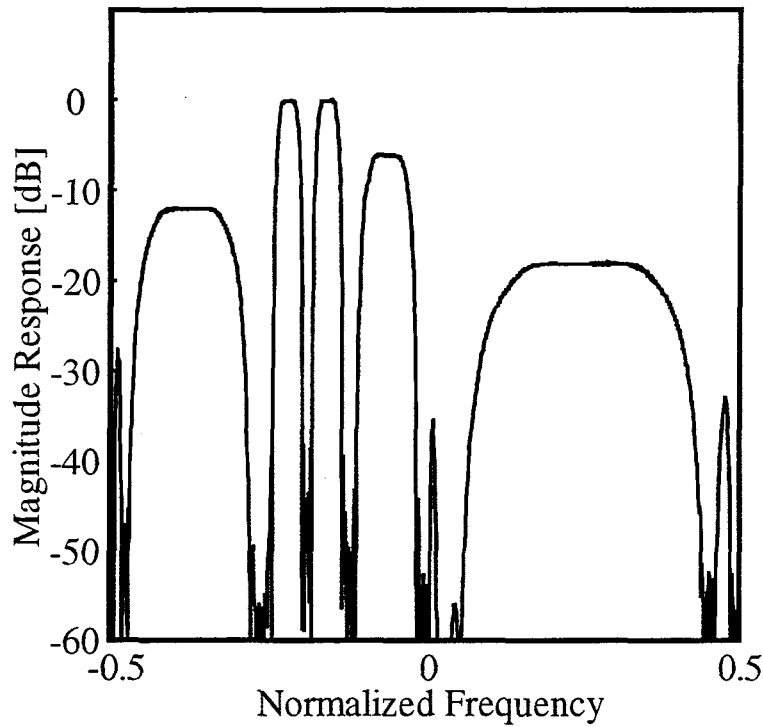


図 3.2: 送信信号の周波数スペクトル

以上より，複素係数マルチレートフィルタバンクを用いると，入力する複数のベースバンド変調信号に対し，通過させる合成フィルタバンクの段数を伝送速度に応じて変えることにより，複数の信号に対し異なる帯域幅を割り当てて合成することができる．

ところで，実数係数マルチレートフィルタバンクを用いても異なる伝送速度の信号の合成は可能である．しかし，実数係数と複素係数のマルチレートフィルタバンクの周波数特性を比較すると，実数係数では，図 3.1 (b) のように入力信号が正の周波数と負の周波数

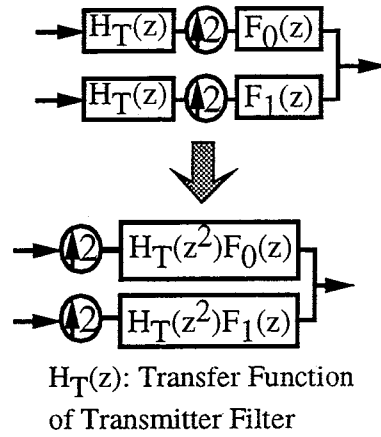


図 3.3: 送信機フィルタと合成フィルタバンクの合成

に分離されてしまうため、分離された状態で、元の信号を復元するには、受信側にもマルチレートフィルタバンクを設置して、復調する必要がある。今までにフィルタバンクを用いて伝送速度の異なる信号を合成する方法は提案されているが、それらはいずれも実数係数フィルタを用い送受信機にフィルタバンクを設置している [19]。一方、複素係数マルチレートフィルタバンクでは各チャンネルが独立した BPF となっているため、受信側で希望信号のみを通過させるフィルタを用いるだけで復調が可能である。図 3.2 に図 3.1 (a) の構成の複素係数マルチレートフィルタバンクを用いたときの、送信信号の周波数スペクトルを示す。この図より、隣接チャンネルをうまく遮断して周波数多重を行っていることが分かる。このことは、受信機である端末側では、特別な信号処理を行うことなく、他のチャンネルを意識せずに希望するチャンネルの信号が単一搬送波で伝送されたかのように考えて復調が行えるということを示している。さらに、マルチレートフィルタバンクの初段の 2 分割フィルタバンクについては、図 3.3 に示すように帯域制限フィルタである送信機フィルタと $F_0(z)$, $F_1(z)$ を合成することができる。このように合成することにより、直接送信データ系列を提案システムに入力し、送信信号を生成することが可能である。本提案システムと同様のことは、局部発振器を複数個設置し、周波数多重することによっても実現可能である。しかし、 M 段の複素係数マルチレートフィルタバンクでは中心周波数が $2 + 4 + 8 \cdots + 2^M = 2(2^M - 1)$ 種類の BPF を容易に構成することができるが、この方法では $2(2^M - 1)$ 個の局部発振器を設置する必要がある。つまり、送信機のハードウェア規模の面で考えても、提案システムは有効であると言える。マルチレートフィルタバンクの段数の最大値を $stage_{max}$ とし、 $stage_{max}$ 段の合成フィルタバンクを通過する入力信号のシンボルレートを R_{min} とすると、複素係数マルチレートフィルタバンクを通過させない場合には全周波数帯域を 1 つのチャンネルで占めることができるので、 $R_{min} \sim 2^{stage_{max}} R_{min}$ の範囲のシンボルレートの信号を帯域幅を可変にして周波数多重させることができる。例えば、図 3.1 の複素係数マルチレートフィルタバンクを用いた場合、 $R_{min} \sim 2^3 R_{min}$ までの 3 種類の伝送速度の信号の合成が可能である。

3.3 送受信機構成

本論文で用いる提案方式のシステムモデルを以下に示す.

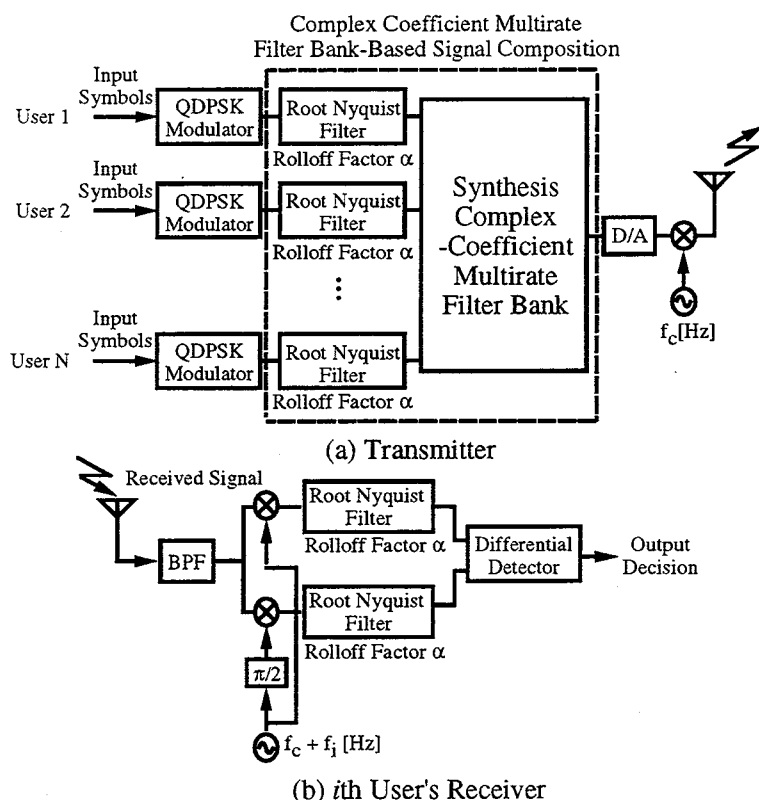


図 3.4: 送受信機構成

送信機

図 3.4 (a) に送信機の構成図を示す. 本論文の提案方式では, 下り回線を仮定しており, 送信側である基地局では, 異なるシンボルレートをもつ N ユーザの信号が伝送される. 各ユーザの情報信号は, ベースバンドで任意の変調方式によって変調された後, 波形整形フィルタによって帯域制限される. そして, 提案方式である複素係数マルチレートフィルタバンクによって全ての信号が効率良く合成された後 DA 変換 (Digital to Analog Conversion) される. 最後に, 搬送波周波数 f_c [Hz] で無線周波数帯へ周波数変換され伝送される. 提案方式によって全てのユーザに伝送速度に応じた帯域幅が割り当てられ, i 番目のユーザは中心周波数 $f_c + f_i$ [Hz] の周波数で伝送される.

受信機

図 3.4 (b) に i 番目のユーザの受信機の構成図を示す．受信信号はまず帯域フィルタ (BPF) を通過し，周波数 $f_c + f_i$ でダウンコンバートされ，受信フィルタを通過した後，送信データ系列が復調される．

図 3.4 (b) から分かるように，本提案システムの受信機においては付加的な信号処理は，全く行われない．つまり，提案システムはユーザの受信機の負荷を上げることのない，そして基地局での信号処理を全く意識させない構造となっている．

次節で示すシステム解析結果では，全てのユーザは 4 相 DPSK (QDPSK) で変調され，送受信機フィルタとしては，ロールオフ率 $\alpha = 0.5$ のルートナイキストフィルタが使用されている．また，提案システムの基本特性を評価するため伝搬路としては加法性白色ガウス雑音 (Additive White Gaussian Noise : AWGN) 通信路を仮定し，復調に際し，シンボル同期は完全であると仮定する．複素係数マルチレートフィルタバンクは表 2.1 の 64 タップの FIR フィルタを用いる．

3.4 システム解析

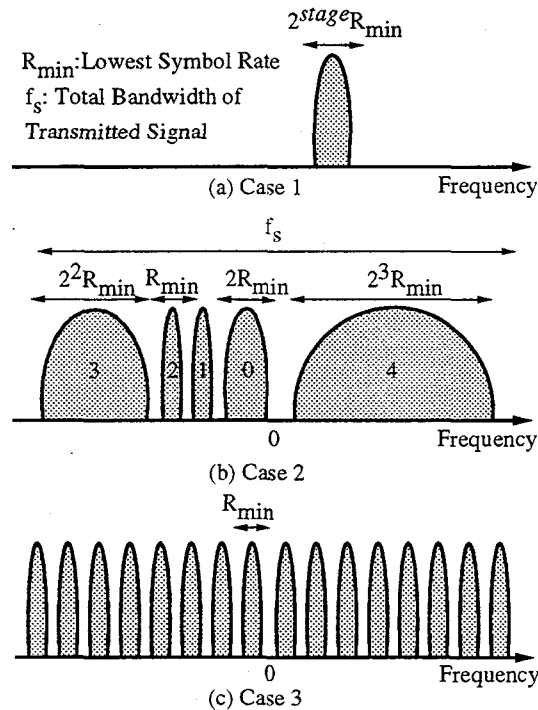


図 3.5: 計算機シミュレーションに用いた送信信号

本節では，提案システムの伝送特性を計算機シミュレーションにより評価する．複素係数マルチレートフィルタバンクは，最大で 4 段 ($stage_{max} = 4$) までのものを用いる．つま

り, $R_{min} \sim 2^4 R_{min}$ までの伝送速度の信号を伝送することが可能である. 送信信号としては, 図 3.5 に示す 3 つの信号の配置を使用する. Case 1 では, $stage$ 段 ($stage = 0 \sim stage_{max}$) の合成フィルタバンクを通過したシンボルレート $2^{stage_{max}-stage} R_{min}$ の信号が 1 つだけ伝送される. Case 2 では, 図 3.1 (a) の構成の複素係数マルチレートフィルタバンクを用いたときに伝送可能なチャネル配置を表している. Case 3 では, 複素係数マルチレートフィルタバンクの全チャネルが 4 段で構成され, $2^4 = 16$ 個のシンボルレート R_{min} の信号が等電力で伝送される.

ビット誤り率特性

ナイキストフィルタを用いてパルス波形整形を行うとシンボル判定点において符号間干渉 (Inter-symbol Interference: ISI) がなくなる [20] が, 提案システムでは, 送受信機フィルタの間に複素係数マルチレートフィルタバンクを挿入しているため, この性質が崩れ符号間干渉が生じビット誤り率 (Bit Error Rate: BER) の劣化をもたらす.

図 3.6 は, Case 1 で $stage = 0 \sim 4$ までの信号を伝送した場合の BER 特性を計算機シミュレーションにより示したものである. 横軸は E_b/N_0 (ビット当たりのエネルギー対雑音電力スペクトル密度比) を示している. Case 1 では, $stage$ 段の合成フィルタバンクを通過する信号は 2^{stage} 種類あるが, 図 3.6 では, それら全ての信号について平均している. また, 図で下界 (Lower Bound) は, 次式で与えられる QDPSK の遅延検波における理論 BER 特性である [20].

$$P_e = Q(a, b) - \frac{1}{2} e^{-(a^2+b^2)/2} I_0(ab) \quad (3.4)$$

$$a = \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{2}}\right) \quad (3.5)$$

$$b = \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}}\right) \quad (3.6)$$

ここで, $Q(a, b)$ は, マーカム Q 関数 (Marcum Q function), $I_0(\cdot)$ は, 第 1 種 0 次変形ベッセル関数である. この図より, $stage \geq 2$ ではほとんど下界と等しい BER が得られ, 複素係数マルチレートフィルタバンクによる特性劣化はほとんどないことが分かる. また, $stage = 1$ においても, $BER = 10^{-3}$ で E_b/N_0 の劣化が約 1dB 以下に抑えられていることが分かる.

図 3.7 は, Case 2 の信号を伝送したときの各チャネルの BER である. ただし, 図中の Channel の値は, 図 3.5 (b) に示された各チャネルの番号に対応している. $F_0(z)$, $F_1(z)$ は, 完全な遮断特性を持たないため, Case 2 のような信号を伝送する場合にはチャネル間干渉が生ずることが予想されるが, この図より複数の信号を同時に伝送してもその影響はあまりなく, Case 1 の場合と同様に E_b/N_0 の劣化が約 1dB 以下に抑えられていることが分かる.

周波数オフセットに対する特性

本提案方式では、複数の信号が周波数軸上で隣接して伝送されるので、受信機の局部発振器の周波数オフセットが大きい場合には隣接チャネルからの影響を受けると考えられる。図 3.8は、シンボルレート $1/T_{symbol}$ で正規化された周波数オフセット Δf に対する提案システムの BER 特性を示している。提案システムで伝送する信号としては Case 3 の信号を用いている。また比較のために 16 サブキャリアの OFDM 信号の特性と単一搬送波で伝送されたときの特性についても示す。図より、提案方式では周波数オフセットに対する BER 特性の劣化が OFDM よりも少なく、単一搬送波の特性とほぼ等しいことが分かる。OFDM では、サブキャリアの周波数スペクトルが重なっているために受信機の局部発振器の周波数オフセットに対し著しく特性が劣化するからである。従って、周波数オフセットに対する劣化が少ないという意味でも提案システムは OFDM より優れたシステムと言える。

送信信号の包絡線変動

OFDM や本提案システムでは、複数の搬送波を用いて信号を伝送することになるため、送信機における増幅器や伝搬路が非線形特性をもつ場合、相互変調による歪みが生じ、伝送特性の劣化が起こる。この相互変調歪みの大きさは、搬送波数に依存するが、複素係数マルチレートフィルタバンクでは各ユーザの伝送速度に応じて帯域幅を割り当てるため、平均的にみると送信信号の搬送波の数は OFDM よりも少ない。また、受信信号について考えると、OFDM の場合サブキャリアの数は、希望チャネル以外の余分なサブキャリアを遮断するため、送信信号よりは少なくなるが、基本的には複数のサブキャリアが存在する。そのため、受信機での増幅器の非線形性によっても相互変調が発生する。それに対し、本提案システムでは、受信機では希望チャネル以外の信号は、完全に遮断されて単一搬送波となるので、OFDM と比較すると相互変調の影響は明らかに少ないと考えられる。

図 3.9は、提案システムと OFDM 信号について、送信信号の瞬時電力/平均電力の確率密度関数 (Probability Density Function: pdf) を計算機シミュレーションにより求めたものである。ただし、複素係数マルチレートフィルタバンクの特性については、1, 2, 4, 8, 16 の 5 種類の数のチャンネルを伝送したときの pdf について示し、それぞれ 4 段までの複素係数マルチレートフィルタバンクで伝送可能なシンボルレート $R_{min} \sim 2^4 R_{min}$ までの信号の全ての組合せによって平均化している。相互変調による歪みは、信号の包絡線変動によって決定されるが、これは瞬時電力/平均電力の分布の広がりによって評価することができる。pdf の形が広がっているほうが瞬時電力が広範囲に分布しているため包絡線変動が激しいと言えるが、図より提案システムより OFDM の方が包絡線変動が激しいことがわかる。提案システムの搬送波の数が、16 のとき OFDM とほぼ同じであるが、送信する信号の伝送速度によりチャンネルの数が変動するため、平均的にみると、搬送波の数は OFDM より少なくなるからである。この結果より、提案システムは OFDM よりも相互変調歪みが低減されることがわかる。

3.5 結言

本章では、マルチメディア伝送を無線通信で行うための方法として、複素係数マルチレートフィルタバンクを用いた可変帯域割当法を提案した。本提案システムでは各ユーザに対し、伝送速度に応じた帯域幅を割り当てることにより、様々な伝送速度の情報が混在するマルチメディアトラフィックを伝送することが可能である。本システムの伝送特性を解析した結果、提案システムによる特性劣化はほとんど見られず、単一搬送波の信号を伝送した場合と近い特性を示すことが分かった。また、周波数オフセットに対する劣化と送信信号の包絡線変動を OFDM と比較することにより評価した結果、提案システムが比較的優れた性質を持つことが明らかとなった。

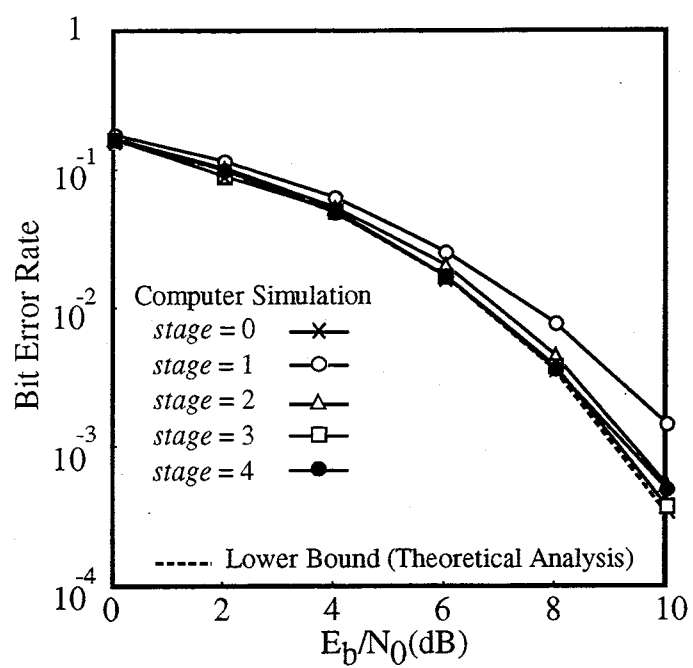


図 3.6: ビット誤り率特性 (Case 1)

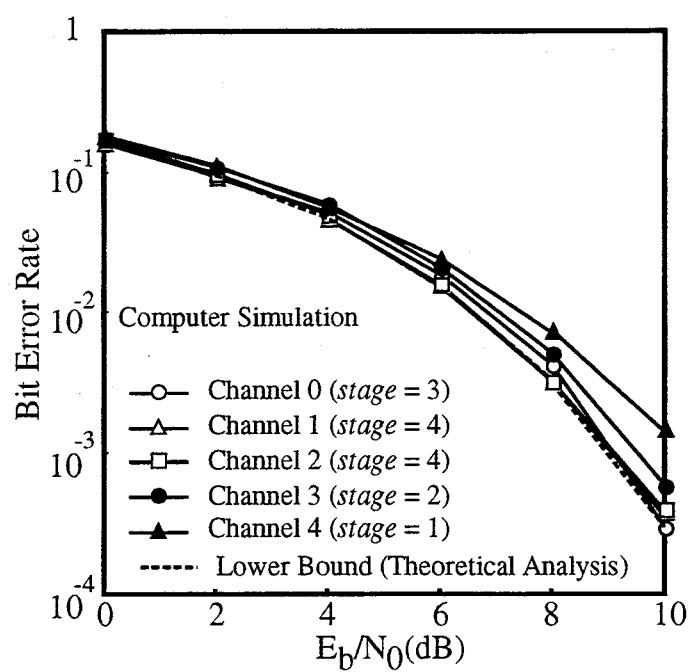


図 3.7: ビット誤り率特性 (Case 2)

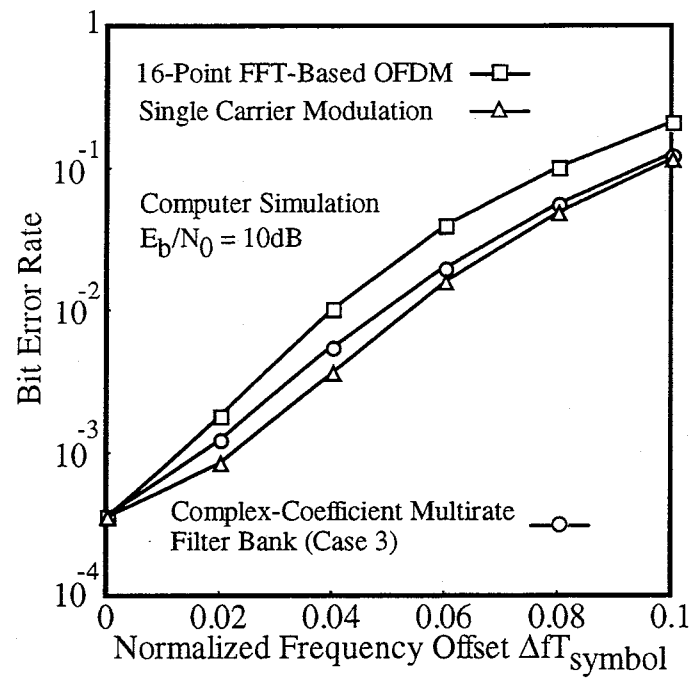


図 3.8: 周波数オフセットに対するビット誤り率

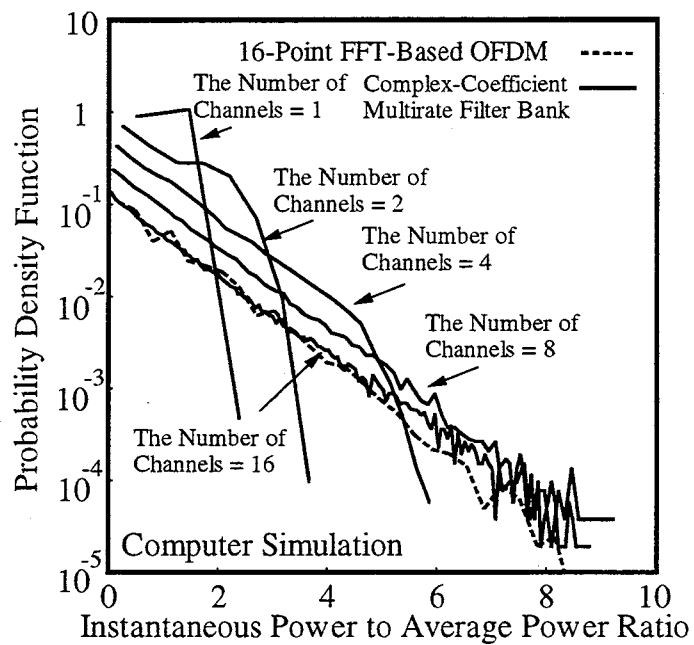


図 3.9: 瞬時電力/平均電力の確率密度関数

第 4 章

周波数分割多重信号の一括復調への応用

4.1 序言

本章では，周波数多重された信号を複素係数マルチレートフィルタバンクを用いて一括して復調する方法を提案する．一般に，周波数多重された信号を同一受信機内で復調するためには多重された信号の数だけ局部発振器を必要とするが，本提案方式ではそれらの処理をマルチレートフィルタバンクのみを用いて効率良く行うことが可能である．まず，本方式の原理を明らかにし，次に計算機シミュレーションによりその特性を評価し，有効性を明らかにする．

4.2 複素係数 IIR 型マルチレートフィルタバンクによる周波数分割多重信号の一括復調方式

現在サービスされているデジタル携帯電話および PHS では TDMA 方式が採用され，各ユーザは割り当てられた時間スロットを使用し，信号を伝送している．これらのシステムでは，複数の TDMA 信号が周波数多重されており，基地局では，送受信機 1 つにつき 1 つの搬送波を用いることができる．しかし，今後ますます無線通信サービス利用者が増加することを予想すると，高トラフィック地域においてより多くのユーザに対応するために，1 つの基地局に対し，複数の搬送波を割り当てる必要がある．しかし，複数の搬送波を同時に扱うためには，基地局において搬送波の数だけ局部発振器を用意する必要があり，基地局に要する費用の点で問題がある．従って，現在まで周波数多重された信号を効率良く一括して受信するための方法が検討されている [21]-[23]．今までに提案されてきた方法は，チャープフーリエ変換や，FFT（高速フーリエ変換：Fast Fourier Transform）を使用し，受信信号の周波数解析を行い一括復調を実現するものである．しかし，チャープフーリエ変換による方法は，アナログデバイスに基づくためシステムの変更に対し柔軟でなく，また FFT による方法は上り回線における非同期に受信される信号に対し有効ではない．そこで，本研究では，複素係数マルチレートフィルタバンクの解析フィルタバンクを用いた一

一括復調方式を提案する．本提案方式は，デジタル信号処理に基づいており，さらに非同期信号の受信も可能となる．また，上述の方式とは異なり，使用している搬送波のみに注目して処理を行うため効率的である．

複素係数マルチレートフィルタバンクによる一括復調方式

第2章でも説明したように，解析フィルタとデシメータはサンプリングレートを半分に下げる操作に相当し，図4.1に示すようにマルチレートフィルタバンクにおいて解析フィルタバンクの段数を多くすればするほど，入力信号の特定周波数成分を高周波数分解能で観測することが可能である．また，解析フィルタバンクは直線位相特性を持つようにできるので，デジタル変調された TDMA 信号が通過しても歪みなく復調することができる．図4.2に受信信号として4つの信号が周波数多重されたものを考える．図のように複素係数マルチレートフィルタバンクを信号の存在する帯域に注目して構成することにより，各信号のベースバンド信号を同時に取り出すことが可能となる．

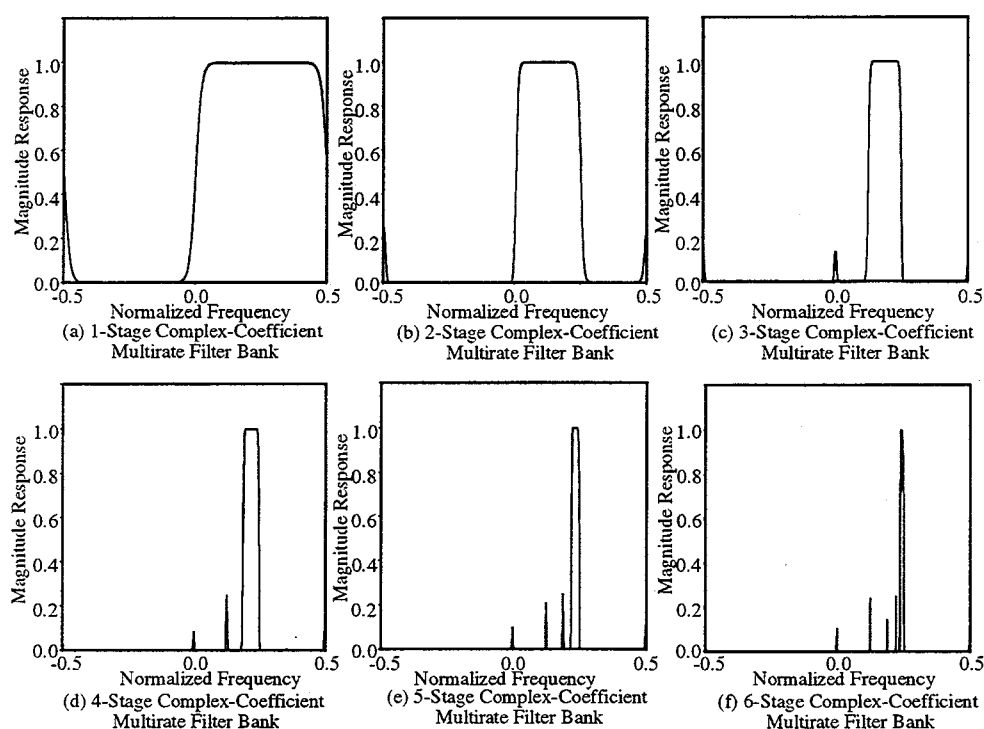


図 4.1: 複素係数マルチレートフィルタバンクによる信号の分離

複素係数マルチレートフィルタバンクへの入力信号のサンプリングレートを f_s とすると，各信号の帯域幅が $2^{-k}f_s$ である場合， k 段の複素係数マルチレートフィルタバンクを構成すればよい．このとき，信号がシンボルレート $2^{-k-1}f_s$ の PSK (Phase Shift Keying) 変調信号である場合，フィルタバンクの出力信号すなわち取り出されたベースバンド信号は，1シ

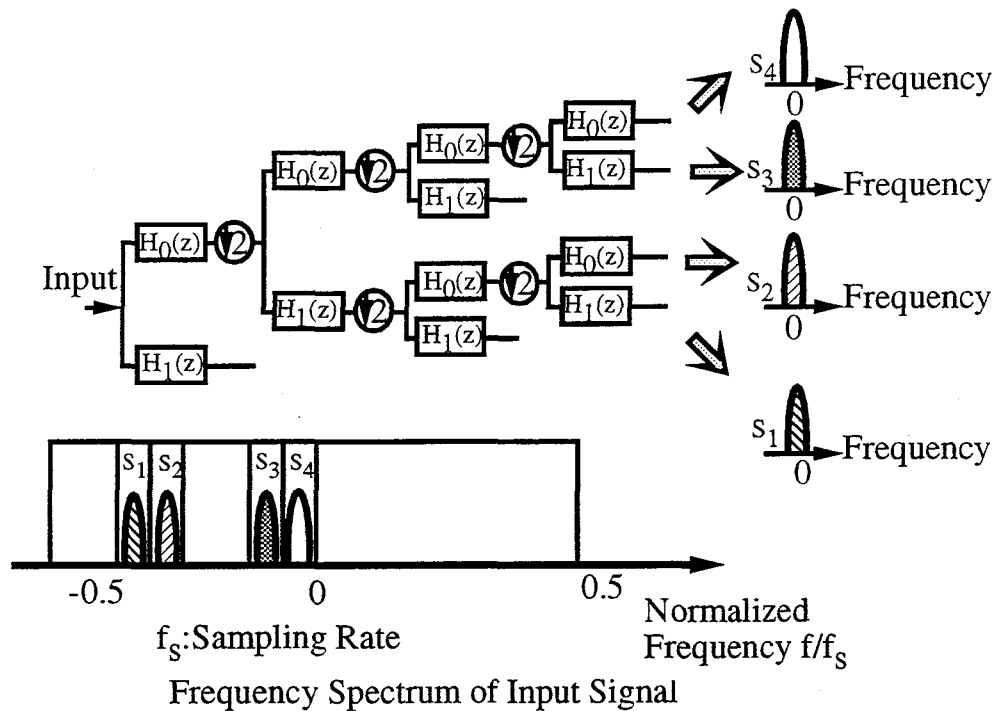


図 4.2: 複素係数マルチレートフィルタバンクによる一括復調方式

ンボル当たり 2 サンプルのサンプリングレートで得られる．この状態では，非同期に信号が受信される場合には，PSK 信号のパルスのピーク位置で信号を判定することができなくなる．しかし，本提案方式では，フィルタバンクの最終段において，信号をデシメータに通過させないことにより，1 シンボル当たり 4 サンプルの信号を得ることができる．すなわち，非同期信号の受信が可能である．

また，本提案方式と同様のことは，図 4.3 に示すように，実数係数マルチレートフィルタバンクでも可能である．しかし，実数係数の場合には，受信信号をベースバンドではなく，周波数シフトした信号で扱う必要があるため，サンプリングレートとしては複素係数の場合の 2 倍を要する．

上り回線で用いる本提案方式では，異なるチャネル間の干渉をなくすために，より急峻なフィルタを用いることが必要である．特に移動体通信環境では，各信号が伝搬路上で発生するフェージングにより様々な電力で受信されるため，信号の減衰時には隣接チャネルの干渉が大きな問題となるからである．ところが，FIR フィルタで急峻なフィルタを構成するとフィルタ長が非常に長くなり，計算量の増加を招く．計算量の大小は DSP の処理能力に影響し，計算量が多くなればなるほど高速処理の可能な DSP が要求される．単位時間当たりの DSP の処理量はサンプリングレートに依存するが，提案システムでは，複数の信号が周波数多重されているため複素係数マルチレートフィルタバンクへの入力信号のサンプリングレートが非常に高くなることが予想されるので，計算量をなるべく下げることが

重要である．そこで本章では，第2章で解説した直線位相 IIR フィルタによるマルチレートフィルタバンクを実現し，その特性を解析する．

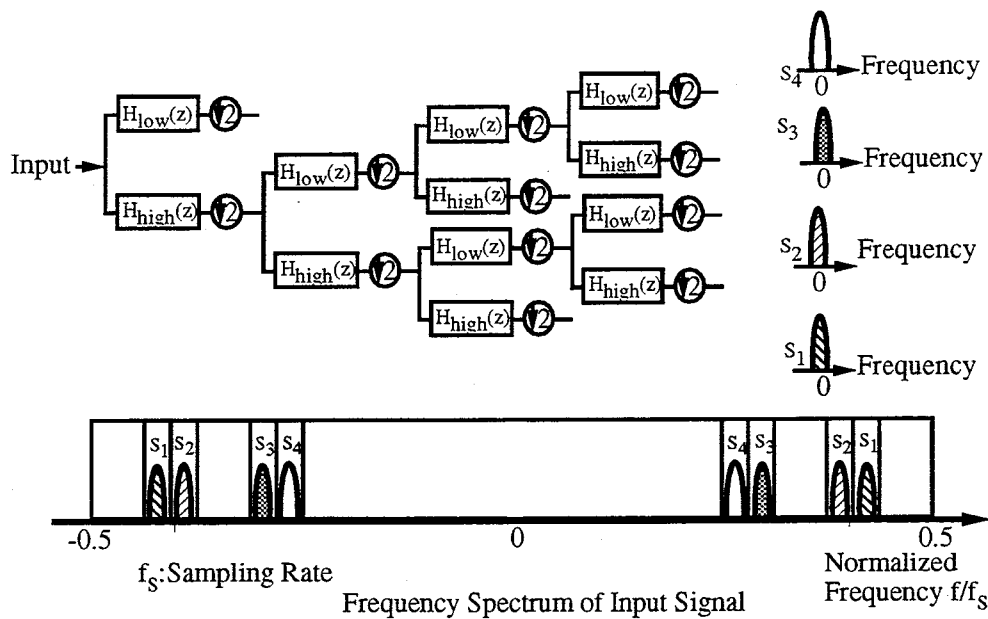


図 4.3: 実数係数マルチレートフィルタバンクによる一括復調方式の実現

4.3 送受信機構成

本論文で用いる提案方式のシステムモデルを以下に示す．

送信機

図 4.4 (a) に送信機の構成図を示す．本論文の提案方式では，上り回線（端末から基地局への伝送）を仮定しており，送信側である複数の端末より信号が非同期，つまり異なるタイミングで送信される． i 番目のユーザの信号の中心周波数は， $f_c + f_i$ であるとする．

受信機

図 4.4 (b) に基地局における受信機の構成図を示す．受信信号はまず BPF を通過し，周波数 f_c でダウンコンバートされ，LPF を通過した後 AD 変換（Analog to Digital Conversion）される．そして，提案方式である一括受信機を通過しそれぞれのベースバンド信号を得，受信フィルタを通過した後，送信データ系列が復調される．また，複素係数マルチレートフィルタバンクは表 2.3 の極を有する IIR フィルタを使用している．

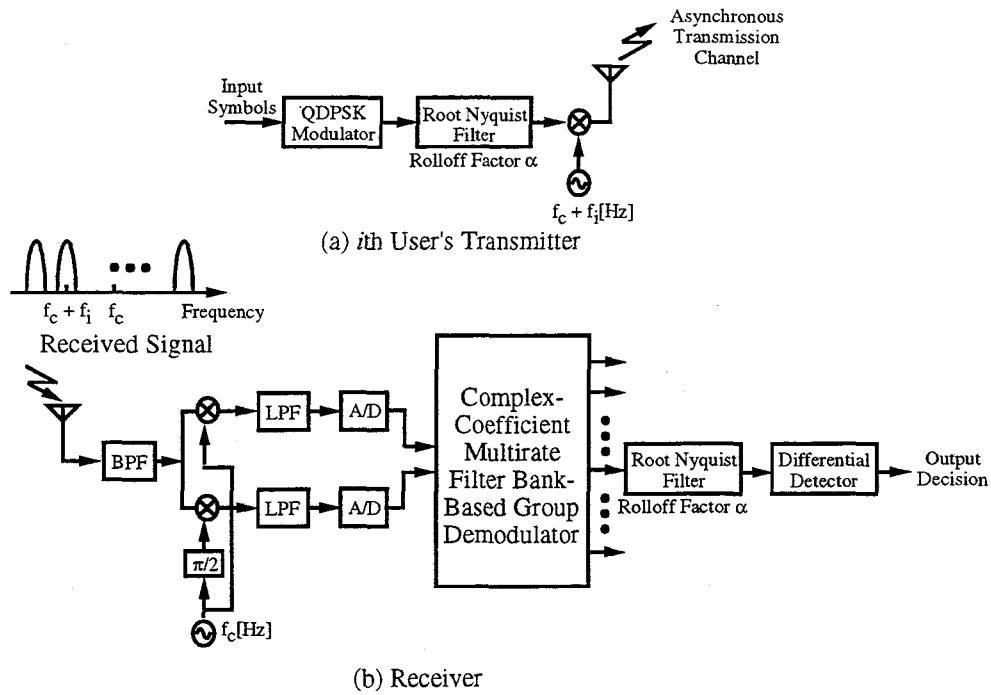


図 4.4: 送受信機構成

4.4 システム解析

本節では、提案システムの特性を計算機シミュレーションにより評価する．複素係数マルチレートフィルタバンクとしては、4段構成のものを用い、受信信号は図 4.5 の 2 種類の信号を用いる．Case 1 では、サンプリングレートの $1/16$ の帯域幅を持つ信号が 1 つ受信され、Case 2 では、16 個受信される．いずれの場合も、信号は QDPSK 変調され、遅延検波により復調が行われるとする．フィルタバンクは理想的な遮断特性を持たないため、各信号を完全に分離できず干渉が生ずるが、Case 1 はその干渉が最も少ない場合を表し、Case 2 は最も干渉が大きくなる場合を表す．つまり、この 2 種類の受信信号により、システムの最良と最悪の状態を評価することになる．また、伝搬路特性としては、AWGN 伝送路と各信号が最大ドップラー周波数 $f_d = 10\text{Hz}$ の一様レイリーフェージングを受ける場合の 2 つの伝搬路を考える．シンボルレートは、 150ksymbols/sec を仮定し、シンボル周期に対しフェージング変動は十分緩やかであると仮定する．

ビット誤り率特性

図 4.6, 4.7 は E_b/N_0 に対する BER 特性であり、AWGN 伝送路、レイリーフェージング伝送路についてそれぞれ示している．図で下界 (Lower Bound) は QDPSK の遅延検波による理論 BER 特性であり、AWGN 伝送路の場合は式 (3.4) で与えられ、レイリーフェー

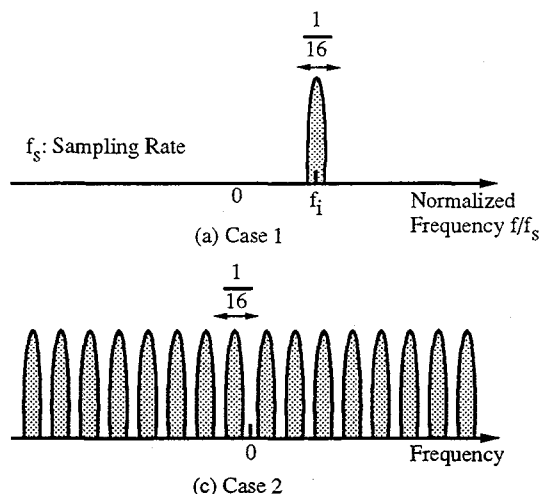


図 4.5: 計算機シミュレーションに用いた受信信号

ジング伝送路の場合の平均の BER 特性は次式で与えられる [20].

$$P_e = \frac{1}{2 \frac{E_b}{N_0} + 2} \quad (4.1)$$

ただし、ここでの E_b/N_0 は平均のビット当たりのエネルギー対雑音電力スペクトル密度比を表している。また、比較のため同じ図に同期的に受信されたときの BER を示す。図より、同期的に受信された場合も非同期に受信された場合もほとんど同じ特性を示し、下界に近い値を得ることができる。AWGN 伝送路の場合にわずかに非同期の BER 特性の方が劣化しているが、これは非同期に受信されるため、完全には受信パルスのピーク値でシンボル判定できないために生ずる劣化である。しかしこの劣化も 0.5dB 以下に抑えられていることが分かる。また、Case 1 と Case 2 を比較した場合でも特性の違いはほとんど見られない。これは、本提案システムにより AWGN 伝送路、フェージング伝送路共に、信号の分離がうまく行えていることを示している。

図 4.8, 4.9 は、横軸に各信号の中心周波数をとったときの BER 特性である。図より周波数を変えた場合でも、同期と非同期の違いおよび Case 1 と Case 2 の違いはほとんど見られない。すなわち、全ての周波数で提案システムが使用可能であることを示している。

4.5 結言

本章では、周波数多重された信号を一括して受信するための方法として、複素係数マルチレートフィルタバンクを用いた一括復調方式を提案した。本提案方式により、周波数多重信号を効率良く受信でき、非同期に受信された信号に対しても適用可能であることを示した。さらに計算機シミュレーションにより、IIR フィルタで構成された複素係数マルチレートフィルタバンクによる本提案システムの特性を評価し、その有効性を明らかにした。

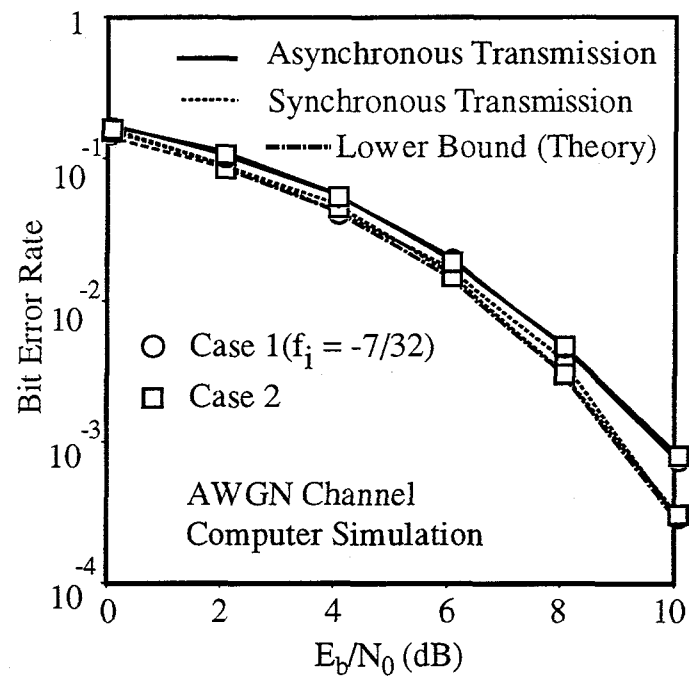


図 4.6: ビット誤り率特性 (AWGN 伝送路)

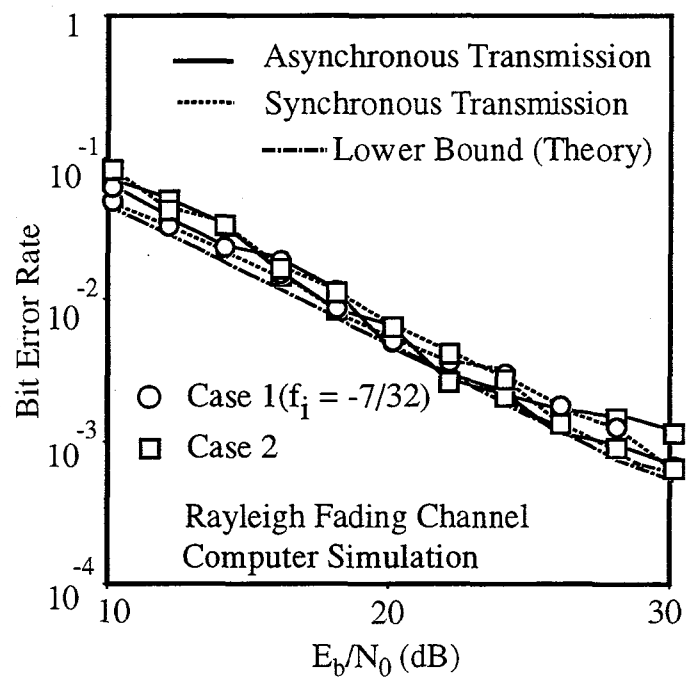


図 4.7: ビット誤り率特性 (フェーディング伝送路)

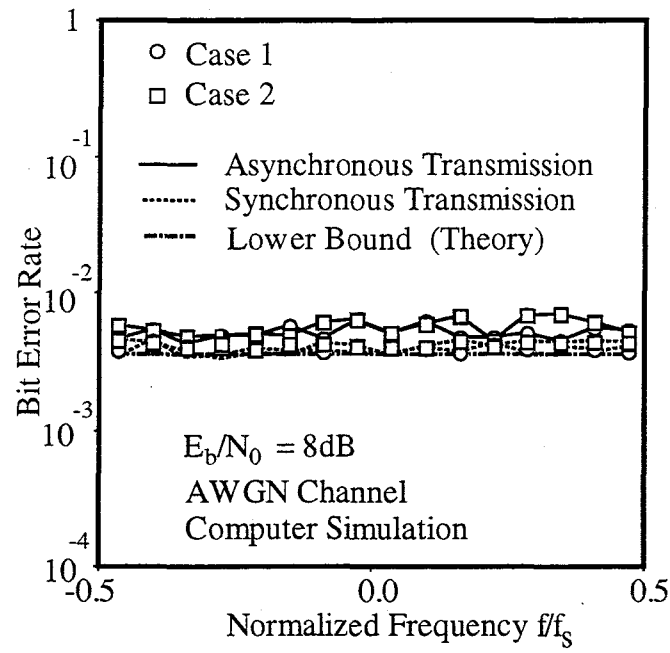


図 4.8: ビット誤り率の周波数特性 (AWGN 伝送路)

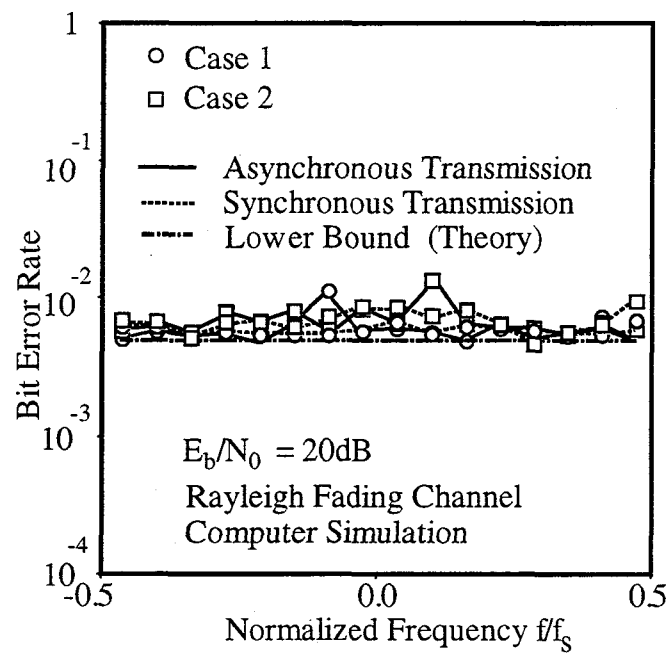


図 4.9: ビット誤り率の周波数特性 (フェージング伝送路)

第 5 章

符号分割多元接続と時分割多元接続の共存問題への応用

5.1 序言

本章では、広帯域の直接拡散符号分割多元接続 (DS-CDMA: Direct Sequence Code Division Multiple Access) と周波数多重された狭帯域の時分割多元接続 (TDMA: Time Division Multiple Access) を周波数共用させる場合に問題となる互いの干渉について、複素係数マルチレートフィルタバンクを用いて干渉除去を行う方法を提案する。本章ではまず、TDMA 信号から CDMA 信号への狭帯域干渉を抑える方法として、複素係数マルチレートフィルタバンクを用いたノッチフィルタを提案し、計算機シミュレーションにより、本提案ノッチフィルタが TDMA 信号全体の帯域幅が CDMA 信号と比較して十分に狭い場合には有効であることを示す。しかし、本提案ノッチフィルタは CDMA 受信機において TDMA 信号を除去するだけでなく、CDMA 信号自体を歪ませてしまう。そこで次に、ノッチフィルタを用いたときの CDMA 信号の歪みを解析し、CDMA 信号の平均信号対雑音 + 干渉電力比を理論的に導出する。そして数値計算により、共用する帯域幅が広い場合には CDMA 信号の特性が大きく劣化することを示す。最後に、より広い帯域を共用するために複素係数マルチレートフィルタバンクを用いた干渉キャンセラを提案する。この方法はノッチフィルタとは違い、CDMA 信号を歪ませず TDMA 信号を除去することができ、さらに CDMA 信号から TDMA 信号への広帯域干渉も除去することができる。計算機シミュレーションにより、本提案キャンセラを用いることで、ノッチフィルタを用いる場合よりも広い帯域を共用可能であることを示す。

5.2 符号分割多元接続と時分割多元接続の周波数共用

直接スペクトル拡散方式を用いた符号分割多元接続 (DS-CDMA: Direct Sequence Code Division Multiple Access, 以下 CDMA) システム [25]-[27] は、既存の狭帯域通信システムである周波数分割多元接続 (FDMA: Frequency Division Multiple Access) システム、時分

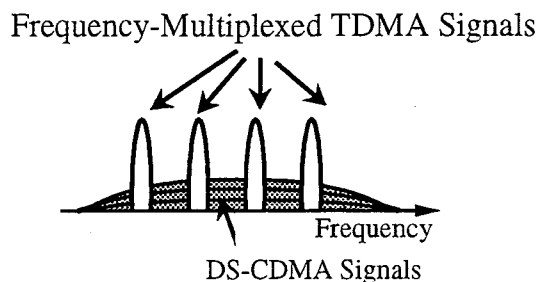


図 5.1: CDMA システムと TDMA システムの周波数共用

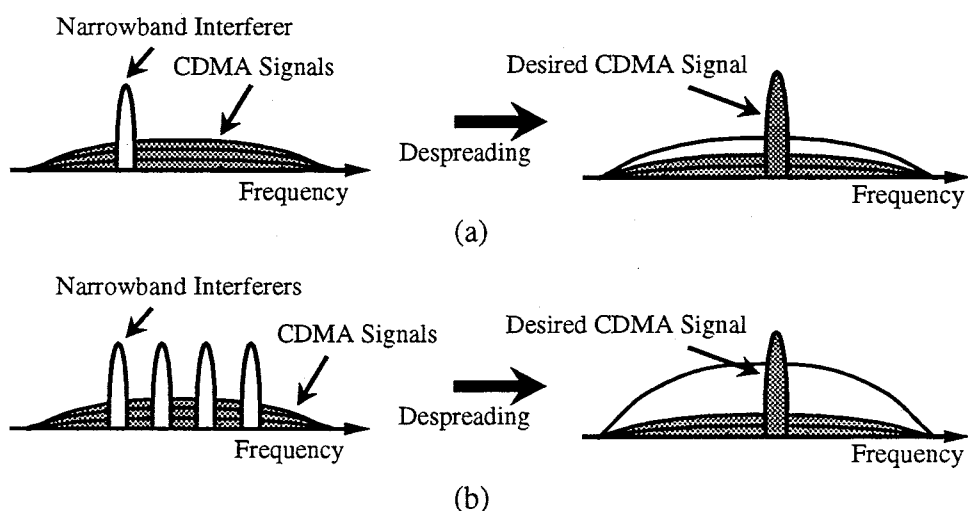


図 5.2: CDMA システムの狭帯域干渉抑圧能力

割多元接続 (TDMA: Time Division Multiple Access) システムと比較して高い周波数利用効率が得られ、また無線通信路上で発生するマルチパスフェージングに対して強い性質を持つため近年陸上移動体通信の分野で注目されている。しかし、CDMA システムは FDMA、TDMA と比較すると極めて広帯域を要するため、CDMA システムに独自の周波数帯域を割り当てて運用することは困難である。そのため、FDMA、TDMA システムと同一周波数帯域で CDMA 信号を重畳して伝送することも検討されている [28]-[31]。この CDMA システムと狭帯域システムの共存問題は、最初アナログ FDMA システムとの周波数共用として提案され、アナログ方式からデジタル方式へ移行する途中の段階で CDMA システムとアナログ FDMA システムを同一周波数帯域で運用し、徐々にデジタル方式である CDMA システムへ移行しようとするものであった。しかし、近年のデジタル無線通信技術の発展と周波数資源の枯渇を考えると、将来的にデジタル方式である TDMA システムと CDMA システムの共存について検討する必要がある。従って、本研究では CDMA 信号と周波数多重された TDMA 信号の周波数共用について検討する (図 5.1)。狭帯域信号

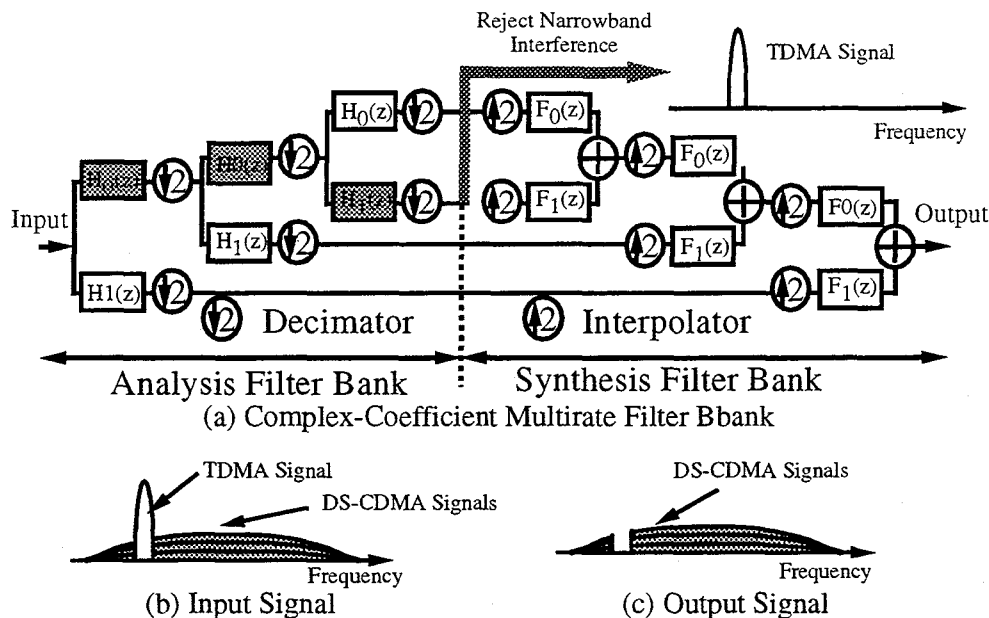


図 5.3: 複素係数マルチレートフィルタバンクによるノッチフィルタ

の受信において、CDMA 信号は広帯域の干渉波となるが、CDMA 信号が熱雑音と同程度の電力スペクトル密度に抑えられている場合、フィルタを通すことにより CDMA 信号の大部分の電力を除去することができるため、狭帯域信号の伝送特性に対する影響は小さい。一方、狭帯域信号は広帯域の CDMA システムにおいては逆拡散の際、CDMA 信号とは逆に拡散されて電力密度が雑音レベルまで下げられる (図 5.2 (a))。従って、一般に CDMA システムは狭帯域干渉波に強いとされているが、干渉波の電力が高い場合や複数の干渉波が存在する場合、その影響は無視できないものとなり (図 5.2 (b))、逆拡散前に狭帯域干渉波を除去する必要がある [32]-[41]。本章では、この狭帯域干渉波除去技術を複素係数マルチレートフィルタバンクを用いて実現する方法について検討する。複素係数マルチレートフィルタバンクは、入力信号の特定の周波数成分を任意の周波数分解能で解析できるので、狭帯域干渉波のように偏った周波数成分をもつ信号に対し非常に効果的な信号処理技術であり、狭帯域干渉波除去技術として有効である。

5.3 複素係数 FIR 型マルチレートフィルタバンクによるノッチフィルタ

5.3.1 ノッチフィルタ構成法

第 2 章で述べたように、複素係数マルチレートフィルタバンクによって分割された信号は元の信号を完全に復元することが可能となる。このことを利用して狭帯域干渉波の除去を行う。図 5.3 (b) に示すように受信信号が複数の CDMA 信号と 1 波の狭帯域干渉波で

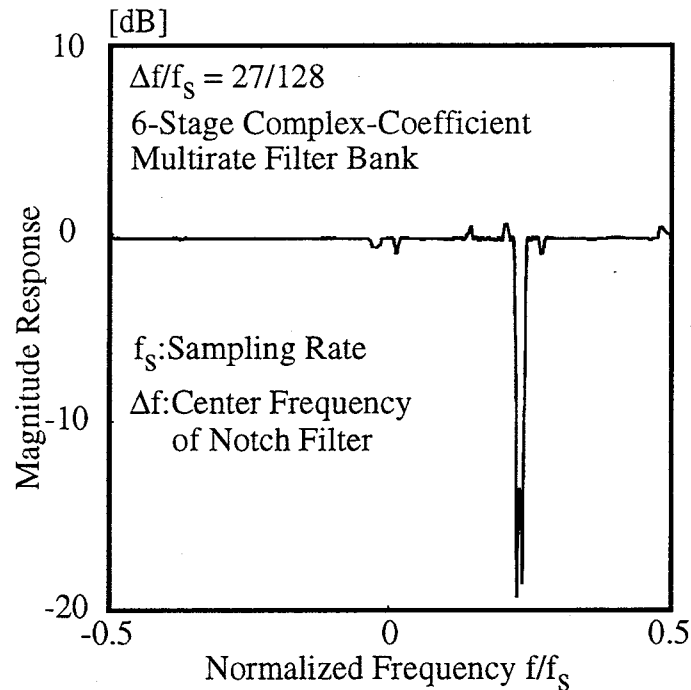


図 5.4: ノッチフィルタの周波数特性

構成されている場合を考える。受信信号をベースバンド領域に周波数変換した信号を複素係数マルチレートフィルタバンクに入力し、周波数分解能が狭帯域干渉波の帯域幅にできるだけ近くなるまで分割を繰り返す。このとき解析フィルタバンクの出力には狭帯域干渉波を含むフィルタの出力が得られるので、その出力を取り除き、信号を合成する。すると図 5.3 (c) に示すように狭帯域干渉波の含まれる帯域だけが取り除かれた信号が得られる。図 5.4 にノッチフィルタの周波数特性の例を示す。複素係数マルチレートフィルタバンクを用いると狭帯域干渉波の周波数位置に応じて周波数分解能を任意に設定することが可能なので、効率良く狭帯域干渉除去を行うことができる。さらに、複素係数マルチレートフィルタバンクで分割する場所を増やすことにより、複数の狭帯域干渉波についても容易に除去を行うことができる。本提案方式と同様のことは FFT を用いても可能であり、受信信号を FFT を用いて周波数領域で解析し、狭帯域干渉波の存在する帯域を除去した後、逆変換によって時間領域に戻し狭帯域干渉波除去を行う方法が考えられる。この方法は、FFT を用いることにより計算時間を減らし装置の複雑さを解消する面では優れた方法であるが、フーリエ変換の性質より受信信号の全帯域にわたって同じ周波数分解能で解析するため、狭帯域干渉波の存在しない帯域に対しては装置が冗長となる。

また、フィルタバンクの直線位相特性を利用し、第 4 章で提案した一括復調方式と組み合わせると、CDMA 信号と TDMA 信号の同時受信機として利用できる。通常 CDMA システムと TDMA システムが同一周波数帯で伝送される場合、CDMA システムと TDMA システムの基地局が独立に存在する状況が考えられる。しかし、複素係数マルチレートフィ

ルタバンクを用いることにより，図 5.5 に示すように CDMA システムと TDMA システムを 1 つの基地局に統合し，1 つのアンテナ系で同時に復調することが原理的に可能となる．

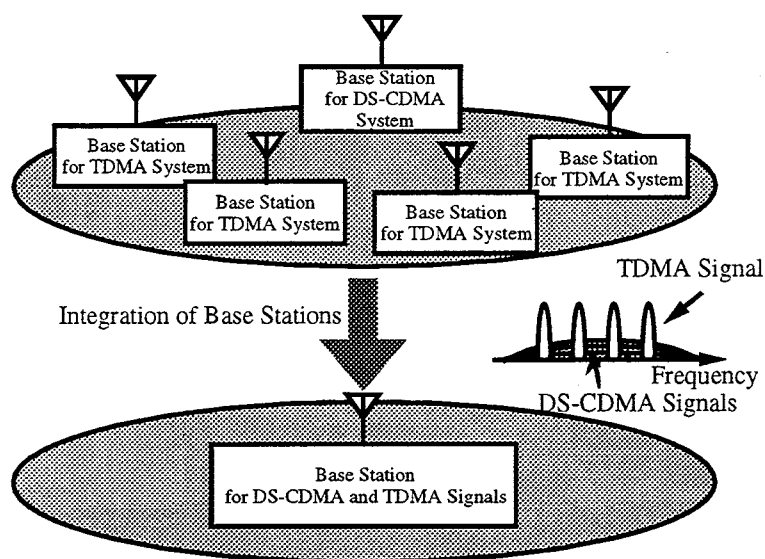


図 5.5: 基地局の統合

5.3.2 システム解析

システムモデル

図 5.6 に計算機シミュレーションに用いた CDMA システムのシステムモデルを示す．CDMA 信号は 1 次変調に QPSK 変調を用い，拡散系列として長さ 127 の Gold 符号を用いて拡散を行い，ロールオフ率 0.5 のルートナイキストフィルタを用いてチップ波形整形を行っている．TDMA 信号は変調方式として QPSK 変調を用い，送信機にロールオフ率 0.5 のルートナイキストフィルタを設置している．通信路としては，狭帯域干渉波除去の基本特性を確認するため，AWGN 伝送路を仮定する．

CDMA 受信機ではシングルユーザ受信機を用いて復調を行い，上り回線において送信電力制御が完全に行われ，拡散系列に対し完全に同期がとれているものとする．受信信号としては，図 5.7 に示すように，TDMA 信号が 1 波狭帯域干渉波として存在する場合と 4 波狭帯域干渉波として存在する場合の 2 種類を考える．

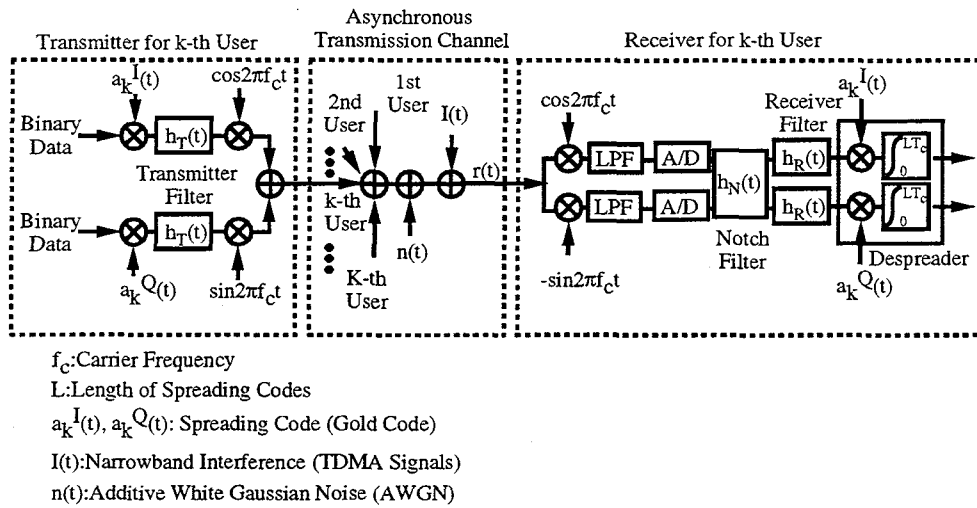
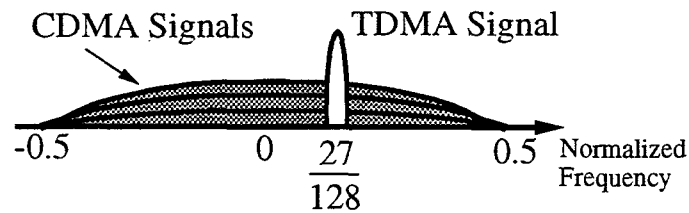
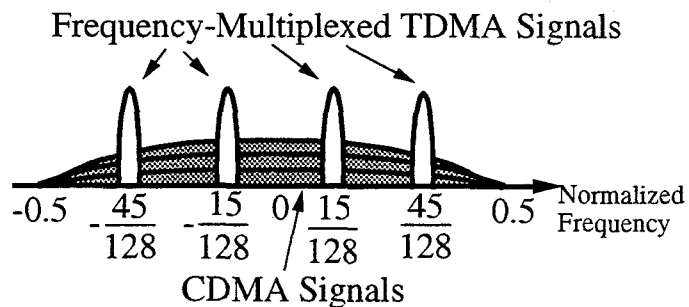


図 5.6: システムモデル



(a) CDMA Signals and 1 TDMA Signal



(b) CDMA Signals and 4 TDMA Signals

図 5.7: 計算機シミュレーションに用いた受信信号

図 5.5 に示す周波数共有システムでは、基地局でユーザに対し CDMA および TDMA の両方のチャンネル割り当てを制御するため、TDMA 信号の搬送波周波数と帯域幅は既知であると仮定できる。そのため、狭帯域干渉除去を行う複素係数マルチレートフィルタバンクの構成は、TDMA 信号の搬送波周波数と帯域幅に対し常に最適なものを用いることがで

きる．例えば，CDMA 信号と CDMA 信号の $1/64$ の帯域幅を持つ TDMA 信号が同一周波数帯域で伝送された場合，解析フィルタバンクおよび合成フィルタバンクがそれぞれ 6 段構成の複素係数マルチレートフィルタバンクを用いて，狭帯域干渉波の存在する帯域を元の帯域の $1/2^6 = 1/64$ まで分割して狭帯域干渉波除去を行う．

なお，以後 1 波あたりの CDMA 信号電力対 1 波あたりの TDMA 信号電力比を P_{CT} ，1 波あたりの CDMA 信号電力対 TDMA 信号全体の電力比を P_{CT}^{Total} ，CDMA 信号の帯域幅対 1 波あたりの TDMA 信号の帯域幅比を B_{CT} ，CDMA 信号電力対 TDMA 信号全体の帯域幅比を B_{CT}^{Total} と表す．

ビット誤り率特性

図 5.8, 5.9 はそれぞれ，CDMA 信号のユーザ数が 1, 10, 30 について， $P_{CT} = -10\text{dB}$ ， $B_{CT} = 16$ の TDMA 信号が存在する場合に TDMA 信号の除去を行わないときと除去を行ったときの BER 特性である．帯域内に TDMA 信号が存在するとき CDMA 信号の特性は大きく劣化するが，本提案システムを用いて TDMA 信号を除去することにより，その特性はユーザ数にかかわらず，TDMA 信号が存在しないときの特性にほとんど近づくことがわかる．また，16 サンプルの FFT を用いて TDMA 信号の除去を行ったときの特性を同図に示す．ただし窓関数としては矩形窓を使用している．FFT と提案システムでは同じ周波数分解能を持つが，図より提案システムの方が首尾よく除去ができていることは明らかである．この原因としては以下の理由が考えられる．

- FFT を用いた場合，矩形窓ではサイドローブが大きくなり，サイドローブが除去される分だけ提案システムよりも信号の歪みが大きくなる．
- FFT は基本的に正弦波と相関をとる操作なので，CW 干渉波のような単一の周波数成分しか持たない信号の除去には有効であるが，TDMA 信号のような帯域を持つ変調信号に対しては，除去できない周波数成分が残る．

図 5.10 は横軸に P_{CT}^{Total} をとり， $B_{CT} = 16$ の 1 波の TDMA 信号（図 5.7 (a)）および $B_{CT} = 64$ の 4 波（図 5.7 (b)）の TDMA 信号が帯域内に存在するときに提案システムおよび FFT を用いて TDMA 信号を除去したときの CDMA 信号の BER 特性である．ただし，FFT を用いる場合，1 波の TDMA 信号にたいしては 16 サンプルの FFT を使用し，4 波の TDMA 信号にたいしては 64 サンプルの FFT を使用している．

図より，FFT を用いた場合では，TDMA 信号を除去してもほとんど改善度が得られない．それに対し，提案システムの場合，ノッチフィルタの周波数位置によって除去される CDMA 信号の成分が異なるため，改善度に少しの差があるが，TDMA 信号を除去することによって 1 波および 4 波の TDMA 信号のいずれの場合においても，特性が大きく改善されていることが分かる．

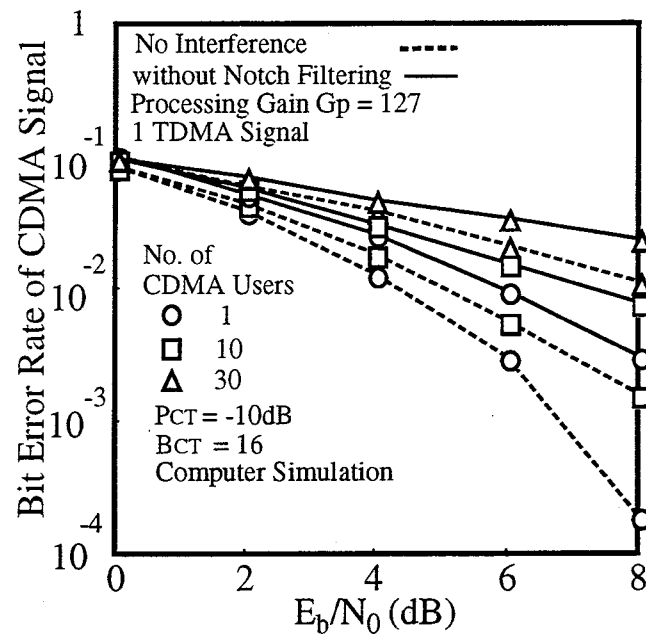


図 5.8: 狭帯域干渉波除去を行わないときのビット誤り率

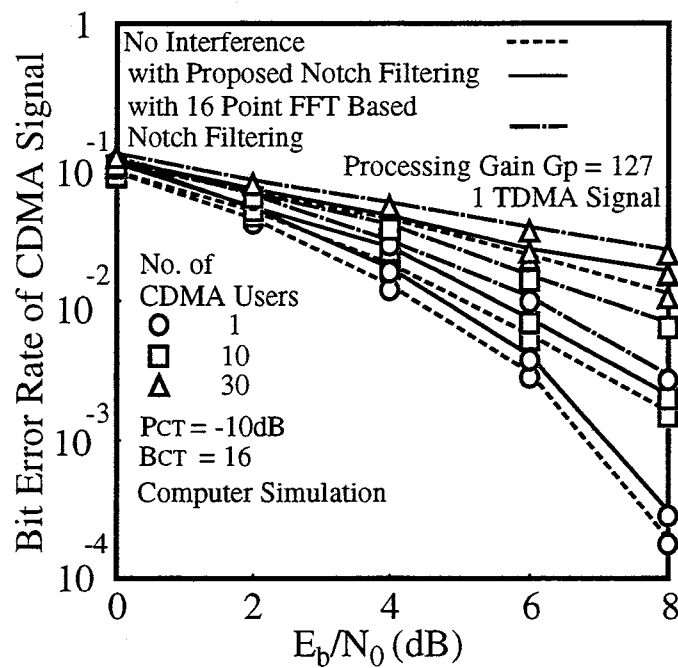
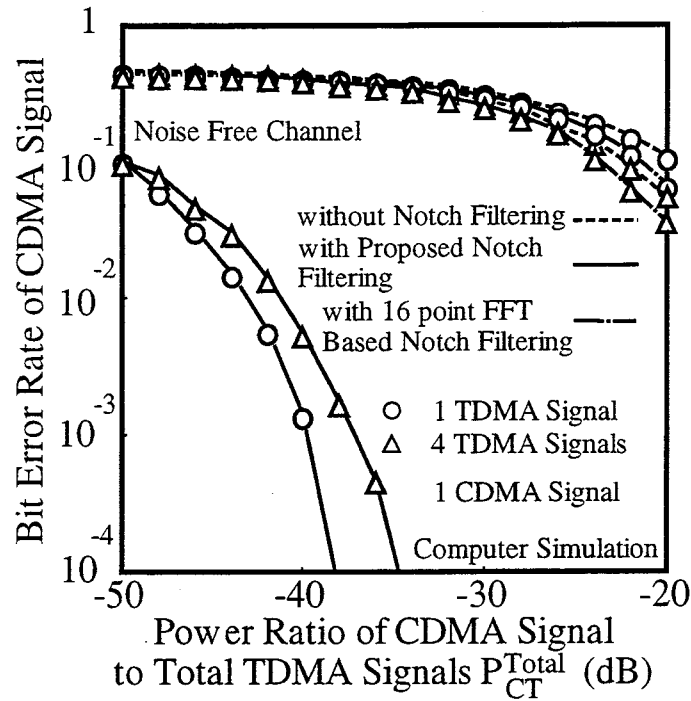


図 5.9: 提案ノッチフィルタによる狭帯域干渉波を除去したときのビット誤り率

図 5.10: P_{CT} に対するビット誤り率

5.4 ノッチフィルタによる信号歪み解析

図 5.9に示すようにノッチフィルタによって、BER 特性は改善される．しかし、TDMA 信号によって干渉を受けない本来の CDMA 信号の BER 特性と比較すると劣化している．これは、ノッチフィルタが狭帯域干渉波を除去するだけでなく、CDMA 信号の周波数成分も一部除去しているために生ずる劣化であり、ノッチフィルタの帯域幅が増加するとこの劣化も増加すると予想される．CDMA 信号と TDMA 信号を共用させる帯域幅が増加するとノッチフィルタの帯域幅も増加するので、ノッチフィルタを用いる場合にはこの劣化により共用できる帯域幅に限界があることがわかる．本節では、ノッチフィルタによる CDMA 信号の劣化量を推定するために、CDMA 信号の特性を理論的に解析し、平均信号対雑音＋干渉電力比 ($S/(N+I)$) を導出する．

5.4.1 平均信号対干渉電力比の理論的導出

CDMA システムとして図 5.6に示したシステムモデルを考える．図より k 番目のユーザの送信信号 $s_k(t)$ は次式で与えられる．

$$s_k(t) = \sqrt{P_k} \left[\{a_k^I(t)b_k^I(t)\} * h_T(t) \right] \cos(2\pi f_c t)$$

$$-\sqrt{P_k} \left[\{a_k^Q(t)b_k^Q(t)\} * h_T(t) \right] \sin(2\pi f_c t) \quad (5.1)$$

ここで、 $h_T(t)$ は送信機フィルタ、 f_c はCDMA信号の中心周波数、 P_k は k 番目のユーザの送信電力を表す。また、 $*$ は畳み込み積分を表す。 $a_k^{IorQ}(t)$ 、 $b_k^{IorQ}(t)$ はそれぞれ k 番目のユーザに用いた符号長 L の拡散符号と情報信号であり、次式で表すことができる

$$a_k^{IorQ}(t) = \sum_{n=0}^{L-1} a_{k,n}^{IorQ} \delta(t - nT_c) \quad (5.2)$$

$$b_k^{IorQ}(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} b_{k,l}^{IorQ} P(t - lLT_c) \quad (5.3)$$

$$a_{k,n}^{IorQ}, b_{k,l}^{IorQ} = \pm 1$$

$$P(t) = \begin{cases} 1; & 0 \leq t \leq LT_c \\ 0; & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5.4)$$

ここで、 T_c は拡散符号のパルス周期（チップ周期）である。また、本研究では拡散符号として、表B.1の相互相関特性をもつGold符号[48]を用いる。

伝搬路において、送信信号に希望信号以外のCDMA信号からの干渉（MAI：Multiple Access Interference）、狭帯域干渉波 $I(t)$ （TDMA信号）および白色ガウス雑音 $n(t)$ （電力スペクトル密度を N_0 とする）が加わり受信される。上り回線を仮定すると各CDMA信号は異なる遅延時間で受信されるため、受信信号は次式で与えられる。

$$r(t) = \sum_{i=1}^K \sqrt{P_i} \left[\{a_i^I(t - \tau_i)b_i^I(t - \tau_i) * h_T(t - \tau_i)\} \cos(2\pi f_c t + \phi_i) - \{a_i^Q(t - \tau_i)b_i^Q(t - \tau_i) * h_T(t - \tau_i)\} \sin(2\pi f_c t + \phi_i) \right] + n(t) + I(t) \quad (5.5)$$

ここで、 ϕ_i と τ_i は i 番目のCDMA信号の搬送波の位相と時間遅延である。

$r(t)$ のベースバンド信号 $r_{eq}(t)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} r_{eq}(t) &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^K \sqrt{P_i} \left[\{c_i^I(t - \tau_i) * h_T(t - \tau_i)\} (\cos \phi_i - j \sin \phi_i) \right. \\ &\quad \left. + \{c_i^Q(t - \tau_i) * h_T(t - \tau_i)\} (\sin \phi_i + j \cos \phi_i) \right] \\ &\quad + n(t) \cos 2\pi f_c t - j n(t) \sin 2\pi f_c t + I(t) \cos 2\pi f_c t - j I(t) \sin 2\pi f_c t \\ &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^K \sqrt{P_i} \left[\{c_i^I(t - \tau_i) * h_T(t - \tau_i)\} e^{-j\phi_i} + \{c_i^Q(t - \tau_i) * h_T(t - \tau_i)\} j e^{j\phi_i} \right] \\ &\quad + n(t) e^{-j2\pi f_c t} + I(t) e^{-j2\pi f_c t} \end{aligned} \quad (5.6)$$

ここで、 $c_i^{IorQ}(t)$ は次式で定義される。

$$c_i^{IorQ}(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} c_{i,m}^{IorQ} \delta(t - mT_c) = \sum_{n=0}^{L-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} a_{i,n}^{IorQ} b_{i,l}^{IorQ} \delta(t - nT_c - lLT_c) \quad (5.7)$$

k 番目のユーザの受信機では、信号はノッチフィルタ $h_N(t)$ と受信機フィルタ $h_R(t)$ を通過し、送信側で用いた拡散符号と同じ符号 $a_k^{IorQ}(t)$ を用いて相関をとり、次式で与えられる相関値を用いてビット判定を行う。

$$Z_k^I = \text{Re} \int_0^{LT_c} \{r_{eq}(t) * h_N(t) * h_R(t)\} a_k^I(t) dt \quad (5.8)$$

$$Z_k^Q = \text{Im} \int_0^{LT_c} \{r_{eq}(t) * h_N(t) * h_R(t)\} a_k^Q(t) dt \quad (5.9)$$

変調方式として QPSK 変調を用いているため、判定変数としては、 Z_k^I と Z_k^Q の 2 つが得られるが、2 つの変数は同じ結果を与えるため、以下では Z_k^I のみを扱う。

送受信機フィルタ

本研究では送受信機フィルタ $h_T(t)$, $h_R(t)$ としてルートナイキストフィルタを用いている。ルートナイキストフィルタを用いると、送信機フィルタと受信機フィルタの畳み込み $h_T(t) * h_R(t)$ (ナイキストフィルタ) がナイキストの第 1 基準を満たしシンボル判定点で符号間干渉 (ISI: Intersymbol Interference) がなくなる。ナイキストフィルタのインパルス応答と伝達関数は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} h_{Nyquist}(t) &= h_T(t) * h_R(t) \\ &= T_c \frac{\cos \pi \alpha t / T_c}{1 - (2\alpha t / T_c)^2} \frac{\sin \pi t / T_c}{\pi t / T_c} \end{aligned} \quad (5.10)$$

$$H_{Nyquist}(f) = \begin{cases} T_c^2; & |f| < \frac{1-\alpha}{2T_c} \\ T_c^2 \cos^2 \frac{2\pi T_c |f| - \pi(1-\alpha)}{4\alpha}; & \frac{1-\alpha}{2T_c} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T_c} \\ 0; & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5.11)$$

ここで、 α はロールオフ率を表す。また、ルートナイキストフィルタの伝達関数 $H_T(f)$, $H_R(f)$ は次式で与えられる。

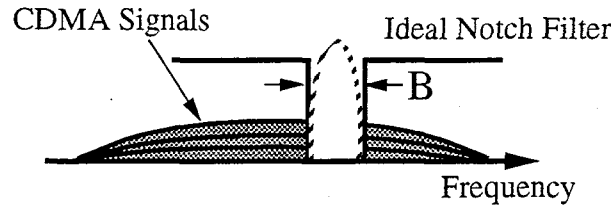
$$H_T(f) = H_R(f) = \sqrt{H_{Nyquist}(f)} \quad (5.12)$$

理想ノッチフィルタ

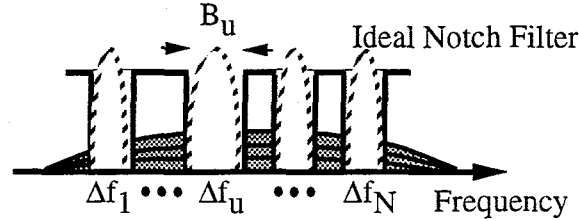
理論解析に用いたノッチフィルタとしては、狭帯域干渉波を完全に除去することが可能となる理想的なノッチフィルタを仮定する。1 波の狭帯域干渉波が存在するとき、理想ノッチフィルタは図 5.11 (a) の振幅特性と次式のインパルス応答を持つとする。

$$h_N(t) = \delta(t) - B \frac{\sin \pi B t}{\pi B t} e^{j2\pi \Delta f t} \quad (5.13)$$

ここで、 Δf と B は、ノッチフィルタの中心周波数と帯域幅を表し、ノッチフィルタと狭帯域干渉波の中心周波数と帯域幅は一致するものとする。また、複数狭帯域干渉波が存在



(a) 1 Narrowband Interferer



N: The Number of Narrowband Interferers

(b) Several Narrowband Interferers

図 5.11: 理論解析に用いたノッチフィルタ

するときも同様にして図 5.11 (b) の振幅特性と次式のインパルス応答を持つとする。

$$h_N(t) = \delta(t) - \sum_{u=1}^N B_u \frac{\sin \pi B_u t}{\pi B_u t} e^{j2\pi \Delta f_u t} \quad (5.14)$$

ただし、 N はノッチフィルタの個数を表し、 Δf_u と B_u は u 番目の狭帯域干渉波に対するノッチフィルタの中心周波数と帯域幅を表す。

$S/(N+I)$ の分類

本節では、 $S/(N+I)$ として以下の 4 つを区別して用いる。

- $\left(\frac{S}{N+I}\right)_{w/o NF}^{w/o NI}$: 受信信号に狭帯域干渉波が含まれず、受信機でノッチフィルタを用いない場合。
- $\left(\frac{S}{N+I}\right)_{w/o NF}^{w NI}$: 受信信号に狭帯域干渉波が含まれるが、ノッチフィルタを用いない場合。
- $\left(\frac{S}{N+I}\right)_{w NF}^{w NI}$: 受信信号に狭帯域干渉波が含まれ、ノッチフィルタを用いて除去をする場合。
- $\left(\frac{S}{N+I}\right)_{w NF}^{w/o NI}$: 受信信号に狭帯域干渉波が含まれないが、ノッチフィルタを用いる場合。

$S/(N+I)_{w/o NF}^{w/o NI}$ はガウス雑音と MAI によって決定され、次式で与えられる.

$$\left(\frac{S}{N+I}\right)_{w/o NF}^{w/o NI} = \frac{P_k}{N+I_{MAI}} \quad (5.15)$$

この式で、 I_{MAI} は MAI の電力を表す. $S/(N+I)_{w/o NF}^{w/o NI}$ はガウス雑音, MAI, および受信側で逆拡散操作によって拡散された狭帯域干渉波の電力で決定され、次式で与えられる.

$$\left(\frac{S}{N+I}\right)_{w/o NF}^{w/o NI} = \frac{P_k}{N+I_{MAI}+P_I/L} \quad (5.16)$$

ここで、 P_I は狭帯域干渉波の電力を表す. 以下では $S/(N+I)_{w/o NF}^{w/o NI}$ を導出するが、理想ノッチフィルタを用いた場合これが $S/(N+I)_{w/o NF}^{w/o NI}$ に等しいことは明らかである.

まず最初に、最もシンプルな場合である 1 波の狭帯域干渉波が存在する場合の $S/(N+I)_{w/o NF}^{w/o NI}$ を導出する. 複数干渉波が存在する場合は 1 波の場合の拡張として $S/(N+I)_{w/o NF}^{w/o NI}$ を導出する.

式 (5.6) を式 (5.8) に代入する.

$$\begin{aligned} Z_k^I &= \text{Re} \int_0^{LT_c} \frac{1}{2} \left[\sum_{i=1}^K \sqrt{P_i} \{ c_i^I(t - \tau_i) e^{-j\phi_i} + c_i^Q(t - \tau_i) j e^{-j\phi_i} \} * h_A(t) \right. \\ &\quad \left. + \{ n(t) e^{-j2\pi f_c t} \} * h_B(t) \right] a_i^I(t) dt \\ &= \text{Re} \left[\frac{1}{2} \sum_{k=1}^K \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{L-1} \sqrt{P_k} (c_{i,l}^I a_{k,m}^I e^{-j\phi_i} + c_{i,l}^Q a_{k,m}^I j e^{-j\phi_i}) \right. \\ &\quad \cdot \left. \int_0^{LT_c} h_A(t - lT_c - \tau_i) \delta(t - mT_c) dt \right] \\ &\quad + \text{Re} \sum_{m=0}^{L-1} a_{k,m}^I \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{LT_c} n(\tau) e^{-j2\pi f_c \tau} h_B(t - \tau) \delta(t - mT_c) dt d\tau \\ &= \text{Re} \left[\frac{1}{2} \sum_{i=1}^K \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{L-1} \sqrt{P_i} (c_{i,l}^I a_{k,m}^I e^{-j\phi_i} + c_{i,l}^Q a_{k,m}^I j e^{-j\phi_i}) \right. \\ &\quad \cdot h_A((m-l)T_c - \tau_i)] + \text{Re} \sum_{m=0}^{L-1} a_{k,m}^I \int_{-\infty}^{\infty} n(\tau) e^{-j2\pi f_c \tau} h_B(mT_c - \tau) d\tau, \quad (5.17) \end{aligned}$$

ここで、 $h_A(t)$, $h_B(t)$ は $h_A(t) = h_T(t) * h_N(t) * h_R(t)$, $h_B(t) = h_N(t) * h_R(t)$ で定義される. 式 (5.10) と式 (5.13) より、 $h_A(t)$ と $h_B(t)$ を次式のように表すことができる.

$$\begin{aligned} h_A(t) &= h_T(t) * h_N(t) * h_R(t) = h_{Nyquist}(t) * h_N(t) \\ &= h_{Nyquist}(t) - \int_{\Delta f - B/2}^{\Delta f + B/2} H_{Nyquist}(f) e^{j2\pi f t} df \quad (5.18) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} h_B(t) &= h_N(t) * h_R(t) \\ &= h_R(t) - \int_{\Delta f - B/2}^{\Delta f + B/2} H_R(f) e^{j2\pi f t} df \quad (5.19) \end{aligned}$$

簡単のため、 $b_k^I(t) = 1$ および $b_k^Q(t) = 1$ とする。このとき、式 (5.17) において $m-l$ を n で置き換えると、

$$\begin{aligned}
Z_k^I &= \operatorname{Re} \left[\frac{1}{2} \sum_{i=1}^K \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{L-1} \sqrt{P_i} (a_{i,l}^I a_{k,m}^I e^{-j\phi_i} + a_{i,l}^Q a_{k,m}^I j e^{-j\phi_i}) \right. \\
&\quad \cdot h_A((m-l)T_c - \tau_i)] + \operatorname{Re} \sum_{m=0}^{L-1} a_{k,m}^I \int_{-\infty}^{\infty} n(\tau) e^{-j2\pi f_c \tau} h_B(mT_c - \tau) d\tau \\
&= \operatorname{Re} \left[\frac{1}{2} \sum_{i=1}^K \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sqrt{P_i} (R_{i,k}^{II}(n) e^{-j\phi_k} + R_{i,k}^{QI}(n) j e^{-j\phi_i}) h_A(nT_c - \tau_i) \right] \\
&\quad + \operatorname{Re} \sum_{m=0}^{L-1} a_{k,m}^I \int_{-\infty}^{\infty} n(\tau) e^{-j2\pi f_c \tau} h_B(mT_c - \tau) d\tau \\
&= \frac{1}{2} \sqrt{P_i} \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_{i,k}^{II}(n) \operatorname{Re}[h_A(nT_c)] - \frac{1}{2} \sqrt{P_i} \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_{i,k}^{QI}(n) \operatorname{Im}[h_B(nT_c)] \\
&\quad + \operatorname{Re} \left[\frac{1}{2} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sqrt{P_i} (R_{i,k}^{II}(n) e^{-j\phi_i} + R_{i,k}^{QI}(n) j e^{-j\phi_i}) h_A(nT_c - \tau_i) \right] \\
&\quad + \operatorname{Re} \sum_{m=0}^{L-1} a_{k,m}^I \int_{-\infty}^{\infty} n(\tau) e^{-j2\pi f_c \tau} h_B(mT_c - \tau) d\tau \tag{5.20}
\end{aligned}$$

となる。ここで、 $R_{i,k}^{II}(n)$ と $R_{i,k}^{QI}(n)$ は拡散符号の相関関数であり、次式で定義される。

$$R_{i,k}^{II}(n) = \sum_{m=0}^{L-1} a_{i,m-n}^I a_{k,m}^I \tag{5.21}$$

$$R_{i,k}^{QI}(n) = \sum_{m=0}^{L-1} a_{i,m-n}^Q a_{k,m}^I \tag{5.22}$$

式 (5.20) において、右辺の各項はそれぞれ希望信号成分、希望信号の直交成分からの干渉、MAI、ガウス雑音成分を表す。

希望信号成分（第 1 項目）の電力は次式で計算される。

$$S = \frac{1}{4} P_k \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_{k,k}^{II}(n) \operatorname{Re}[h_A(nT_c)] \right\}^2 \tag{5.23}$$

一方、干渉成分（第 2～4 項）の電力は次式のようなになる（付録 A を参照）。

$$\begin{aligned}
N + I &= \frac{1}{4} P_k \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_{k,k}^{QI}(n) \operatorname{Im}[h_A(nT_c)] \right\}^2 \\
&\quad + \frac{1}{8LT_c} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \sum_{s=0}^{L-1} \sum_{q=-\infty}^{\infty} P_i \left(R_{i,k}^{II}(s) R_{i,k}^{II}(s+q) + R_{i,k}^{QI}(s) R_{i,k}^{QI}(s+q) \right) \psi_1(qT_c)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -\frac{1}{4LT_c} \sum_{i=1}^K \sum_{s=0}^{L-1} \sum_{q=-\infty}^{\infty} P_i R_{i,k}^{II}(s) R_{i,k}^{QI}(s+q) \psi_2(qT_c) \\
& + \frac{1}{4} N_0 \sum_{l=-(L-1)}^{L-1} R_{kk}^{II}(l) \psi_3(lT_c)
\end{aligned} \tag{5.24}$$

ただし,

$$\begin{aligned}
\psi_1(qT_c) = & \int_{-\infty}^{\infty} \{ \text{Re}[h_A(\tau_i)] \text{Re}[h_A(qT_c + \tau_i)] \\
& + \text{Im}[h_A(\tau_i)] \text{Im}[h_A(qT_c + \tau_i)] \} d\tau_i
\end{aligned} \tag{5.25}$$

$$\begin{aligned}
\psi_2(qT_c) = & \int_{-\infty}^{\infty} \{ \text{Re}[h_A(\tau_i)] \text{Im}[h_A(qT_c + \tau_i)] \\
& - \text{Re}[h_A(qT_c + \tau_i)] \text{Im}[h_A(\tau_i)] \} d\tau_i
\end{aligned} \tag{5.26}$$

$$\begin{aligned}
\psi_3(qT_c) = & \int_{-\infty}^{\infty} \{ \text{Re}[h_B(\tau)] \text{Re}[h_B(lT_c + \tau)] \\
& + \text{Im}[h_B(\tau)] \text{Im}[h_B(lT_c + \tau)] \} d\tau
\end{aligned} \tag{5.27}$$

である.

式 (5.18) (5.19) より, $\psi_1(t)$, $\psi_2(t)$, $\psi_3(t)$ は容易に計算でき,

$$\psi_1(t) = \int_{-\infty}^{\infty} |H_{Nyquist}(f)|^2 \cos 2\pi f t df - \int_{\Delta f - B/2}^{\Delta f + B/2} |H_{Nyquist}(f)|^2 \cos 2\pi f t df \tag{5.28}$$

$$\psi_2(t) = - \int_{\Delta f - B/2}^{\Delta f + B/2} |H_{Nyquist}(f)|^2 \sin 2\pi f t df \tag{5.29}$$

$$\begin{aligned}
\psi_3(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} H_{Nyquist}(f) \cos 2\pi f t df - \int_{\Delta f - B/2}^{\Delta f + B/2} H_{Nyquist}(f) \cos 2\pi f t df \\
&= h_{Nyquist}(t) - \int_{\Delta f - B/2}^{\Delta f + B/2} H_{Nyquist}(f) \cos 2\pi f t df
\end{aligned} \tag{5.30}$$

で与えられる. 式 (5.24) と式 (5.28) ~ (5.30) より, 拡散符号長 L が十分に長く, $h_N(t)$ の帯域幅が CDMA 信号の帯域幅と比較してある程度狭いと仮定すると, 平均 $S/(N+I)_{w NF}^{w NI}$ が次式のように得られる (付録 B を参照).

$$\begin{aligned}
& \left(\frac{S}{N+I} \right)_{w NF}^{w NI} = P_k L^2 \{1 - \gamma_1(\Delta f, B)\}^2 / [\gamma_2(\Delta f, B) P_k (L+2)] \\
& + (L+2) \sum_{i=1, i \neq k}^K P_i \left\{ 1 - \frac{\alpha}{4} - \gamma_3(\Delta f, B) \right\} + \frac{N_0 L}{T_c} \{1 - \gamma_1(\Delta f, B)\} \\
& + \frac{2N_0}{T_c} \gamma_4(\Delta f, B)
\end{aligned} \tag{5.31}$$

$\gamma_1(\Delta f, B)$, $\gamma_2(\Delta f, B)$, $\gamma_3(\Delta f, B)$, $\gamma_4(\Delta f, B)$ は CDMA 信号の歪みを表す歪み関数であり, 次式で定義される.

$$\gamma_1(\Delta f, B) = \int_{\Delta f - B/2}^{\Delta f + B/2} H_{Nyquist}(f) df \tag{5.32}$$

$$\gamma_2(\Delta f, B) = \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \int_{\Delta f - B/2}^{\Delta f + B/2} H_{Nyquist}(f) \sin 2\pi f n T_c df \right\}^2 \quad (5.33)$$

$$\gamma_3(\Delta f, B) = \int_{\Delta f - B/2}^{\Delta f + B/2} |H_{Nyquist}(f)|^2 df \quad (5.34)$$

$$\gamma_4(\Delta f, B) = \sum_{l=1}^{L-1} \int_{\Delta f - B/2}^{\Delta f + B/2} H_{Nyquist}(f) \cos 2\pi f l T_c df \quad (5.35)$$

$\gamma_1(\Delta f, B)$ と $\gamma_3(\Delta f, B)$ はそれぞれ伝達関数 $H_{Nyquist}(f)$ と電力スペクトル密度 $|H_{Nyquist}(f)|^2$ の歪みを表している．式 (5.31) より $\gamma_1(\Delta f, B)$ と $\gamma_3(\Delta f, B)$ はそれぞれ希望信号と MAI の電力の減少量に関係する．また， $\gamma_1(\Delta f, B)$ はガウス雑音の減少量にも関係することが分かる．ガウス雑音電力の減少量は $(1 - \gamma_1(\Delta f, B))$ に比例しているのに対し，希望 CDMA 信号電力の減少量は $(1 - \gamma_1(\Delta f, B))^2$ に比例している．これは，ガウス雑音が送信機フィルタを通過しないためである．

ところで，ナイキストフィルタはナイキスト基準を満たすため，次式の性質を有する．

$$h_{Nyquist}(nT_c) = \int_{-\infty}^{\infty} H_{Nyquist}(f) e^{j2\pi f n T_c} df = 0 \quad (5.36)$$

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

従って， $\int_{\Delta f - B/2}^{\Delta f + B/2} H_{Nyquist}(f) e^{j2\pi f n T_c} df$ はナイキスト基準の歪みを表すと考えることができ， $\gamma_2(\Delta f, B)$ と $\gamma_4(\Delta f, B)$ はナイキスト基準の歪みによって生じた関数であると解釈することができる．

以上は 1 波の狭帯域干渉波に対する解析であったが，複数の狭帯域干渉波が存在する場合も同様に考えることができ，歪み関数を次式のように書き換えるだけで $(S/N + I)_w^{NI}_{NF}$ を得ることができる．

$$\gamma_1(\Delta \mathbf{f}, \mathbf{B}) = \sum_{u=1}^N \int_{\Delta f_u - B_u/2}^{\Delta f_u + B_u/2} H_{Nyquist}(f) df \quad (5.37)$$

$$\gamma_2(\Delta \mathbf{f}, \mathbf{B}) = \sum_{u=1}^N \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \int_{\Delta f_u - B_u/2}^{\Delta f_u + B_u/2} H_{Nyquist}(f) \sin 2\pi f n T_c df \right\}^2 \quad (5.38)$$

$$\gamma_3(\Delta \mathbf{f}, \mathbf{B}) = \sum_{u=1}^N \int_{\Delta f_u - B_u/2}^{\Delta f_u + B_u/2} |H_{Nyquist}(f)|^2 df \quad (5.39)$$

$$\gamma_4(\Delta \mathbf{f}, \mathbf{B}) = \sum_{u=1}^N \sum_{l=1}^{L-1} \int_{\Delta f_u - B_u/2}^{\Delta f_u + B_u/2} H_{Nyquist}(f) \cos 2\pi f l T_c df \quad (5.40)$$

ただし， $\Delta \mathbf{f} = (\Delta f_1, \Delta f_2, \dots, \Delta f_N)$ ， $\mathbf{B} = (B_1, B_2, \dots, B_N)$ である．ここで，任意の k に対し $P_k = P$ ，すなわち送信電力制御が完全に行われ，全ての CDMA 信号の受信電力が等しいものとする， $S/(N + I)_w^{NI}_{NF}$ は次式のようにさらに簡単に表すことができる．

$$\left(\frac{S}{N + I} \right)_w^{NI}_{NF} = \{1 - \gamma_1(\Delta \mathbf{f}, \mathbf{B})\}^2 /$$

$$\left[\frac{(L+2)}{L^2} \left\{ (K-1) \left\{ 1 - \frac{\alpha}{4} - \gamma_3(\Delta f, B) \right\} + 2\gamma_2(\Delta f, B) \right\} + \frac{N_0}{2E_b} \{1 - \gamma_1(\Delta f, B)\} + \frac{N_0}{E_b L} \gamma_4(\Delta f, B) \right] \quad (5.41)$$

ただし, $E_b = PLT_c/2$ は CDMA 信号のビット当たりのエネルギーを表す.

5.4.2 数値計算例

次に, 以上に求めた理論解析による数値計算結果と, 複素係数マルチレートフィルタバンクによるノッチフィルタを用いた計算機シミュレーション結果を比較する. ただし, 数値計算の際, 拡散符号長 $L = 127$, ロールオフ率 $\alpha = 0.5$ とし, 送信電力制御が完全に行われているものとする. また, 受信信号としては, 図 5.12 に示す 2 種類の信号を用い, CDMA 信号と TDMA 信号の一波あたりの電力比は -10dB とする.

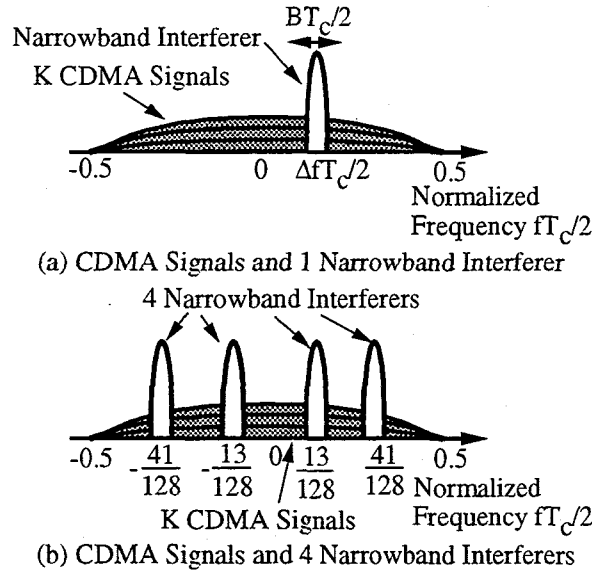


図 5.12: 数値計算および計算機シミュレーションに用いた受信信号

ビット誤り率特性

狭帯域干渉波が存在せずノッチフィルタを用いない場合の CDMA 信号の理論 BER 特性は $S/(N+I)_{w/o NF}^{w/o NI}$ を用いて次式で与えられる [20].

$$P_{e,w/o NF}^{w/o NI} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{S}{N+I} \right)_{w/o NF}^{w/o NI}} \right) \quad (5.42)$$

ただし,

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (5.43)$$

である. $S/(N+I)_{w/o NF}^{w/o NI}$ は, $S/(N+I)_w^{w/o NI}$ で $\gamma_1(\Delta f, B) = \gamma_2(\Delta f, B) = \gamma_3(\Delta f, B) = \gamma_4(\Delta f, B) = 0$ とした場合に等しいので容易に得ることができ,

$$\left(\frac{S}{N+I}\right)_{w/o NF}^{w/o NI} = \frac{(L+2)}{L^2} \left\{ (K-1) \left(1 - \frac{\alpha}{4}\right) + \frac{N_0}{2E_b} \right\}^{-1}$$

で与えられる. 同様に, 狭帯域干渉波が存在しノッチフィルタを使用しなかったときの BER 特性は,

$$P_{e,w/o NF}^{w/o NI} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{S}{N+I}\right)_{w/o NF}^{w/o NI}} \right) \quad (5.44)$$

となり, $(S/N+I)_{w/o NF}^{w/o NI}$ は,

$$\left(\frac{S}{N+I}\right)_{w/o NF}^{w/o NI} = \frac{(L+2)}{L^2} \left\{ (K-1) \left(1 - \frac{\alpha}{4}\right) + \frac{N_0}{2E_b} + \frac{P_I}{LP_k} \right\}^{-1}$$

で得られる. 一方, ノッチフィルタを用いたときの BER 特性は $S/(N+I)_w^{w/o NI}$ を用い次式で与えられる.

$$P_{e,w NF}^{w/o NI} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{S}{N+I}\right)_w^{w/o NI}} \right) \quad (5.45)$$

図 5.13 と図 5.14 は, 1 波の狭帯域干渉波が存在するときの E_b/N_0 に対する BER 特性を表し, それぞれ CDMA システムのユーザ数が $K=1$ と $K=10$ の場合を表している. ノッチフィルタを用いたときの BER 特性としては CDMA 信号と狭帯域干渉波の帯域幅の比が $BT_c/2 = 1/32, 1/8, 1/2$ の 3 種類の場合を示しているが, いずれの場合も理論と計算機シミュレーションの結果が良く一致しているのが分かる. また, ノッチフィルタの帯域幅が増加するにつれ BER 特性が劣化し, $BT_c/2 = 1/2$ の場合には, ノッチフィルタを用いないときの BER 特性 $P_{e,w/o NF}^{w/o NI}$ よりも特性が悪くなるのが分かる.

図 5.15 は, 4 波の狭帯域干渉波が存在するときの $P_{e,w NF}^{w/o NI}$ を表す. このとき, CDMA 信号と狭帯域干渉波 1 波あたりの帯域幅の比を 64, つまり, CDMA 信号と狭帯域干渉波全体の帯域幅の比を 16 としている. 図より, 複数狭帯域干渉波が存在する場合にも, 理論解析と計算機シミュレーションによる結果が一致しているのが分かる.

図 5.16 と 5.17 は, ノッチフィルタの中心周波数に対する $P_{e,w NF}^{w/o NI}$ を表しており, それぞれ CDMA 信号のユーザ数が $K=1$ と $K=10$ の場合を表している. この場合も理論解析結果と計算機シミュレーションがほぼ一致しているのが分かる. 理論とシミュレーションに少しの差が見られるが, これは理論解析が理想的なノッチフィルタを用いて完全に狭帯

域干渉波を除去していると仮定しているのに対し、計算機シミュレーションでは完全には狭帯域干渉波が除去できていないためである。また、同図にナイキストフィルタの周波数特性を示す。BER 特性をフィルタの周波数特性と比較すると、その変化が非常に良く似ているのが分かる。このことにより、ノッチフィルタによる CDMA 信号の劣化は送受信機フィルタの伝達関数に依存することが分かる。

$S/(N + I)$ の劣化量

図 5.18 は次式で定義される $S/(N + I)_{w/o NF}^{w NF}$ の劣化量 ξ をノッチフィルタの帯域幅に対して表したものである。

$$\xi = \frac{\left(\frac{S}{N + I}\right)_{w NF}^{w NF}}{\left(\frac{S}{N + I}\right)_{w/o NF}^{w/o NF}} \quad (5.46)$$

この図より、 $BT_c/2$ が約 0.2 以上になると、 ξ が急激に劣化していることが分かる。これは、共存問題に対しノッチフィルタを使用することの限界を表している。つまり、周波数共用する帯域幅が狭い場合には、ノッチフィルタを用いることにより、CDMA 信号の改善が図れるが、広い帯域幅を共用する場合、CDMA 信号の特性を劣化させない狭帯域干渉波除去技術が必要となる。

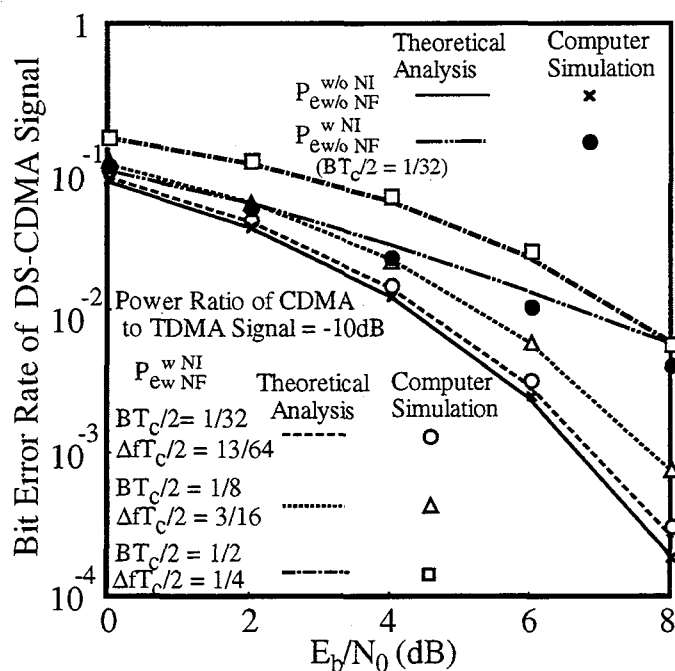


図 5.13: ビット誤り率特性 (1CDMA ユーザ)

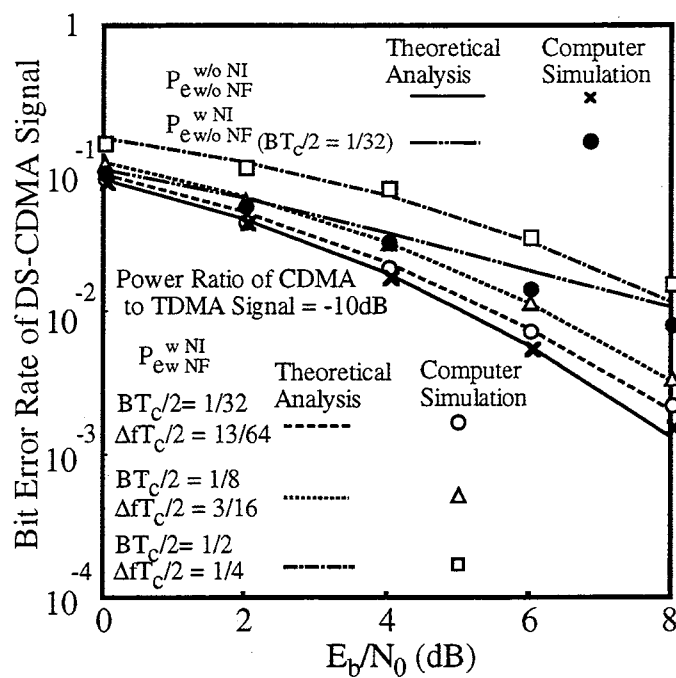


図 5.14: ビット誤り率特性 (10CDMA ユーザ)

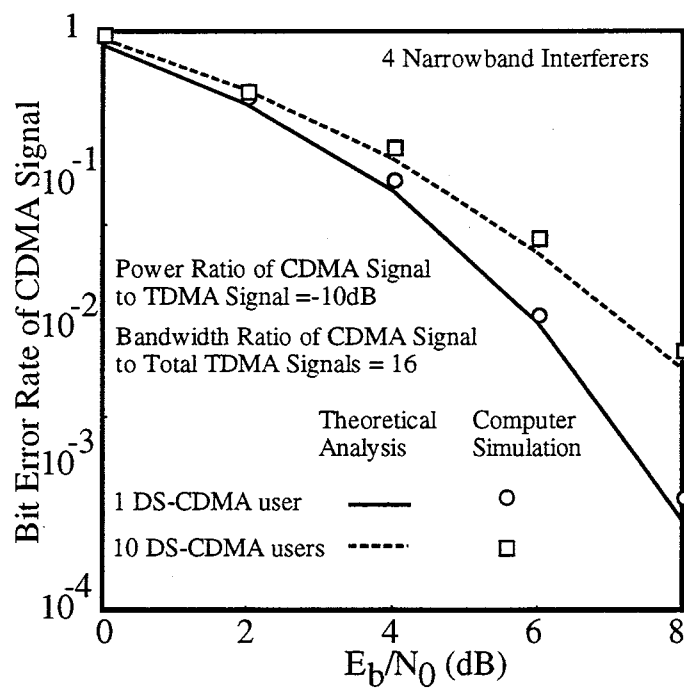


図 5.15: 複数狭帯域干渉波が存在するときのビット誤り率

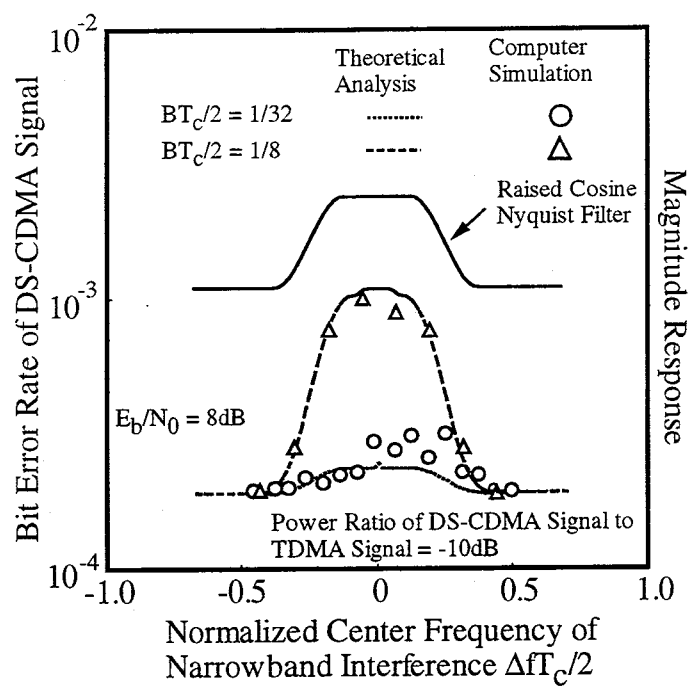


図 5.16: ビット誤り率の周波数特性 (1CDMA ユーザ)

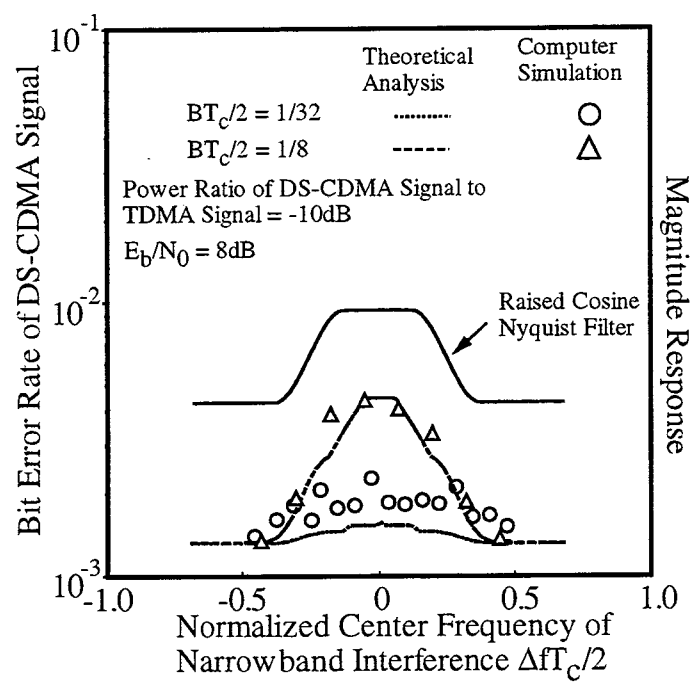
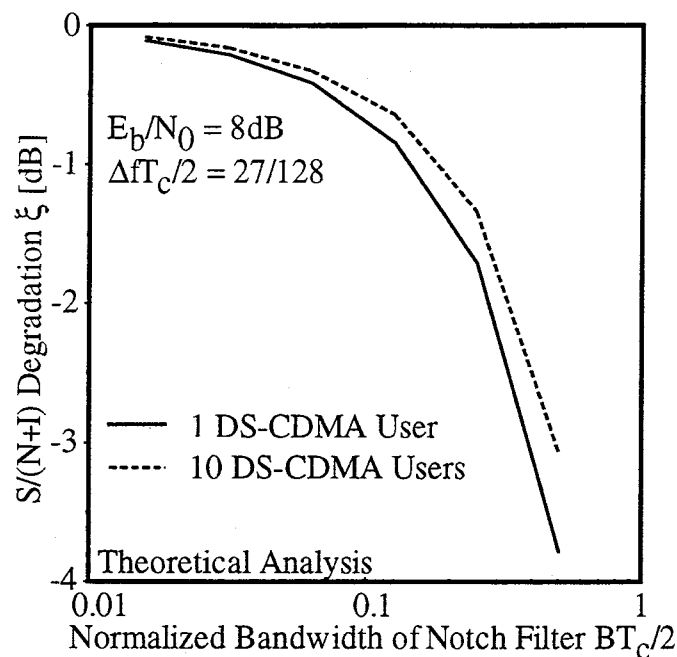


図 5.17: ビット誤り率の周波数特性 (10CDMA ユーザ)

図 5.18: $S/(N + I)$ の劣化量

5.5 複素係数 FIR 型マルチレートフィルタバンクによる干渉キャンセラ

本節では、CDMA 信号と TDMA 信号がより広い帯域を共用するために、複素係数マルチレートフィルタバンクを用いた干渉キャンセラを提案する。干渉キャンセラは、周波数領域での狭帯域干渉波除去法であるノッチフィルタとは異なり、時間領域で狭帯域干渉波である TDMA 信号の波形を推定し、除去する方法である。

5.5.1 干渉キャンセラアルゴリズム

提案キャンセラの基本的な原理は、CDMA 信号および TDMA 信号の復調したデータよりそれぞれの信号のレプリカを作り、干渉除去を行う方法である。すなわち、CDMA 信号の復調結果より、CDMA 信号のレプリカを作り、それを受信信号より差し引くことにより、CDMA 信号から TDMA 信号への干渉（広帯域干渉）を除去する。また、TDMA 信号の復調結果より、TDMA 信号のレプリカを作り、それを受信信号より差し引くことにより、TDMA 信号から CDMA 信号への干渉（狭帯域干渉）を除去する。提案キャンセラは、これらの広帯域干渉キャンセラと狭帯域干渉キャンセラを縦列に接続することによって構成される。また、TDMA 信号は周波数多重されているので、第4章で提案した一括復調方式と組み合わせることにより、効率的な干渉除去が行える。従って、複素係数マルチレートフィル

タバンクによって、ノッチフィルタのように、単なる狭帯域干渉波除去法ではなく、狭帯域干渉波と広帯域干渉波を同時に除去する干渉キャンセラが実現可能となる。レプリカの信頼度は CDMA 信号と TDMA 信号の BER, 言い換えると逆拡散後の CDMA 信号の信号対雑音+干渉電力比 ($SNIR_C$) と TDMA システムの信号対雑音+干渉電力比 ($SNIR_T$) で決まるので、干渉キャンセラを通過する前の CDMA 信号と TDMA 信号のそれぞれの BER によってどちらの信号のレプリカを先に作るかが重要である。TDMA 信号のビット誤り率が CDMA 信号よりも良い場合、まず信頼度の高い TDMA 信号のレプリカを作り受信信号より TDMA 信号を除去し、次に、TDMA 信号を除去した信号から CDMA 信号のレプリカを作成し、受信信号より CDMA 信号の除去を行う。一方、CDMA 信号の BER が TDMA 信号よりも良い場合、まず信頼度の高い CDMA 信号のレプリカを作り受信信号より CDMA 信号を除去し、次に、CDMA 信号を除去した信号から TDMA 信号のレプリカを作成し、受信信号より TDMA 信号の除去を行う。以下に、2つの干渉キャンセルアルゴリズムを示す。

アルゴリズム 1 ($SNIR_T > SNIR_C$)

1. TDMA 信号を一括復調方式により復調する。
2. TDMA 信号のレプリカを作る。
3. 受信信号より TDMA 信号を除去する (狭帯域干渉キャンセラ)。
4. 狭帯域干渉キャンセラの出力より CDMA 信号を復調する。
5. CDMA 信号のレプリカを作る。
6. 受信信号より CDMA 信号を除去する (広帯域干渉キャンセラ)。
7. TDMA 信号を再び復調する。

アルゴリズム 2 ($SNIR_C > SNIR_T$)

1. CDMA 信号を復調する。
2. CDMA 信号のレプリカを作る。
3. 受信信号より CDMA 信号を除去する (広帯域干渉キャンセラ)。
4. 広帯域干渉キャンセラの出力より TDMA 信号を復調する。
5. TDMA 信号のレプリカを作る。
6. 受信信号より TDMA 信号をキャンセルする (狭帯域干渉キャンセラ)。
7. CDMA 信号を再び復調する。

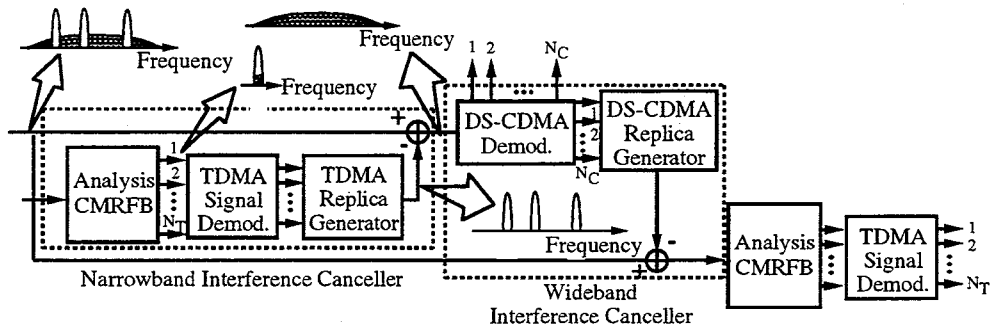
図 5.19 (a) (b) に以上の 2つのアルゴリズムのブロック図を示す。

$SNIR_C$ と $SNIR_T$ は次式より CDMA 信号と TDMA 信号の帯域幅比と電力比より推定することができ、これによりアルゴリズム 1とアルゴリズム 2の選択が行われる。

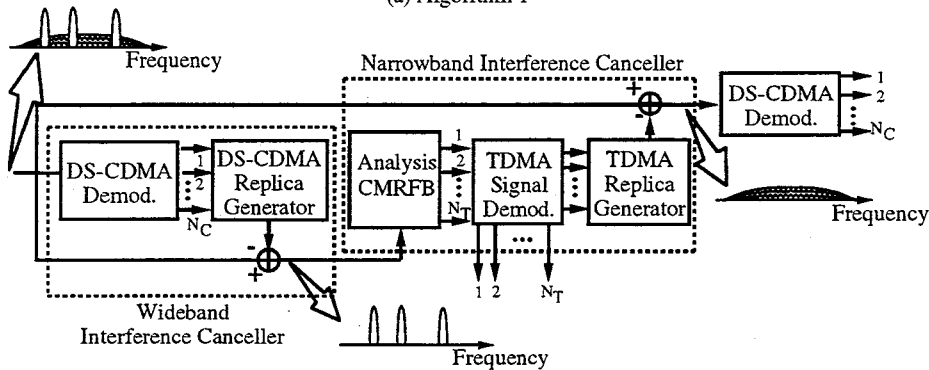
$$SNIR_C = \left(\frac{N_0}{2E_b^C} + \frac{N_T}{P_{CT}L} + \frac{N_C - 1}{L} \right)^{-1} \quad (5.47)$$

$$SNIR_T = \left(\frac{N_0}{2E_b^T} + \frac{N_C P_{CT}}{B_{CT}} \right)^{-1} \quad (5.48)$$

この式で、 E_b^C 、 E_b^T はそれぞれ CDMA 信号と TDMA 信号のビット当たりのエネルギーを表し、 N_C 、 N_T は CDMA 信号と TDMA 信号の信号の数を表す。式 (5.47) と (5.48) は、CDMA 受信機において TDMA 信号が $1/L$ 倍に拡散され、TDMA 受信機において CDMA 信号が受信機フィルタにより $1/B_{CT}$ 倍になると仮定すると容易に導出できる。



(a) Algorithm 1



(b) Algorithm 2

N_C : The Number of DS-CDMA Signals

N_T : The Number of TDMA Signals

CMRFB: Complex-Coefficient
Multirate Filter Bank

図 5.19: 干渉キャンセルアルゴリズム

5.5.2 システム解析

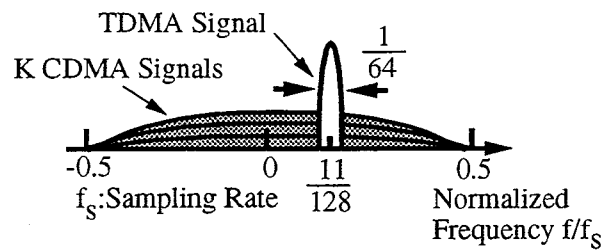
計算機シミュレーションにより、提案方式による TDMA 信号と CDMA 信号の特性評価を行う。受信信号としては図 5.20 に示す 1 波の TDMA 信号が存在する場合と 4 波の TDMA 信号が存在する場合の 2 つを検討する。CDMA 信号は 1 次変調として QPSK 変調を用い、TDMA 信号には DQPSK 信号を用いている。CDMA 信号と TDMA 信号の電力比 P_{CT} としては $-10dB$ と $0dB$ の 2 つを仮定し、式 (5.47) (5.48) より $P_{CT} = -10dB$ の場合アルゴリズム 1 を用い、 $P_{CT} = 0dB$ の場合アルゴリズム 2 を用いる。また、複素係数マルチレートフィルタバンクとしては、表 2.1 に示す 64 タップの FIR フィルタを用いる。

TDMA 信号のビット誤り率

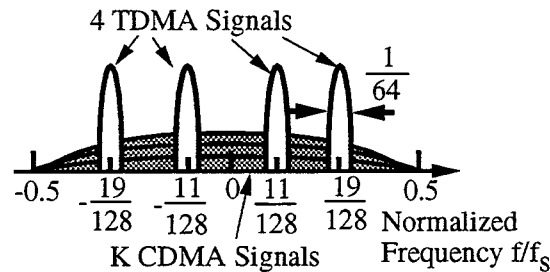
図 5.21, 5.22 は 1 波の TDMA 信号が存在するときの TDMA 信号の BER 特性であり、それぞれアルゴリズム 1 とアルゴリズム 2 の特性を表している。図で下界 (Lower Bound) は式 (3.4) で与えられる TDMA 信号の理論 BER 特性である。図より、干渉キャンセラを用いない場合は CDMA 信号のユーザ数が増加するにつれ特性が劣化していることが分かる。CDMA 信号は低い電力スペクトル密度を有するが、ユーザ数が増加するとその影響を無視できないことが分かる。それに対し、干渉キャンセラを用いた場合特性が大きく改善され、特にアルゴリズム 1 では、BER 特性が下界にほとんど近づいていることが分かる。アルゴリズム 2 の特性はアルゴリズム 1 と比較すると悪くなっているが、これは TDMA 信号の電力が CDMA 信号と比較すると非常に小さいため、アルゴリズム 1 の場合よりも CDMA 信号の影響が大きいためである。

CDMA 信号のビット誤り率

図 5.23, 5.24 は 1 波の TDMA 信号が存在するときの CDMA 信号の BER 特性であり、それぞれアルゴリズム 1 とアルゴリズム 2 の特性を表している。図より、アルゴリズム 1 では特性が非常に改善され、TDMA 信号が存在しないときの BER 特性にほとんど一致していることが分かる。また、図 5.25, 5.26 は 4 波の TDMA 信号が存在するときの特性である。この場合もアルゴリズム 1 では特性が大きく改善されている。アルゴリズム 2 (図 5.24, 5.26) の場合、キャンセラを用いたときと用いないときで特性の差がほとんど見られないがこれは TDMA 信号の電力が CDMA 信号と比較して小さいため、CDMA 信号の干渉抑圧能力より特性がほとんど劣化しないためである。図 5.27, 5.28 は干渉キャンセラとノッチフィルタを用いたときの CDMA 信号の BER 特性を比較したものである。TDMA 信号が 1 波の場合、TDMA 信号全体の帯域幅が狭いため、干渉キャンセラとノッチフィルタともに同じ程度まで特性が改善されているが TDMA 信号が 4 波存在する場合は改善度が異なり、CDMA 信号の成分を除去してしまうためノッチフィルタの特性が悪くなっているのが分かる。このことは干渉キャンセラを用いた場合、ノッチフィルタよりも広い帯域を共用できることを示している。また、ノッチフィルタの特性が図 5.27 と 5.28 で多少異なるが、これは TDMA 信号の電力が両者で異なるため、ノッチフィルタにより除去できな



(a) CDMA Signals and 1 TDMA Signal



(b) CDMA Signals and 4 TDMA Signals

図 5.20: 計算機シミュレーションに用いた受信信号

い TDMA 信号の成分が異なるからである。

5.6 結言

本章では、CDMA システムと TDMA システムの周波数共用問題に対し、複素係数マルチレートフィルタバンクを用いた狭帯域干渉波除去法を提案した。まず、複素係数マルチレートフィルタバンクの完全再構成の性質を利用して、CDMA 受信機において TDMA 信号を除去するためのノッチフィルタを提案し、TDMA 信号の帯域幅が CDMA 信号と比較して狭い場合には狭帯域干渉波除去法として有効であることを明らかにした。次に、ノッチフィルタが CDMA 信号に対し歪みを与えることに注目し、CDMA 信号の歪みを理論的に解析した。その結果、ノッチフィルタの帯域幅がある程度広くなると、CDMA 信号の特性が大きく劣化することを明らかにした。そして最後に、CDMA システムと TDMA システムがより広い帯域を共用するためにノッチフィルタに代わる狭帯域干渉波除去技術として、複素係数マルチレートフィルタバンクを用いた干渉キャンセラを提案した。これは、干渉信号波形を時間領域で推定し除去するものであり、TDMA 信号から CDMA 信号への干渉である狭帯域干渉波と CDMA 信号から TDMA 信号への干渉である広帯域干渉波を同時に除去することができる。この干渉キャンセラによりノッチフィルタで共用できる帯域よりも広い帯域を共用することができ、周波数共用問題に対し有効であることを明らかにした。

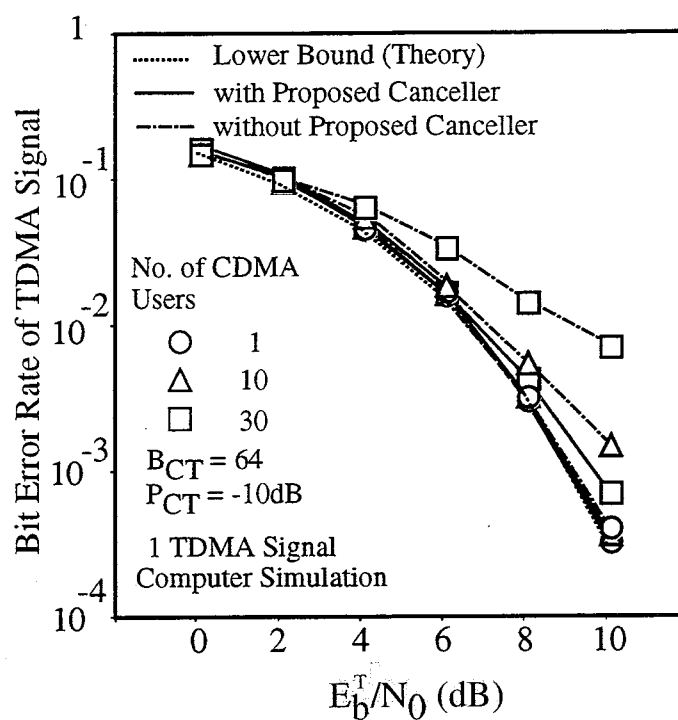


図 5.21: TDMA 信号のビット誤り率 (アルゴリズム 1)

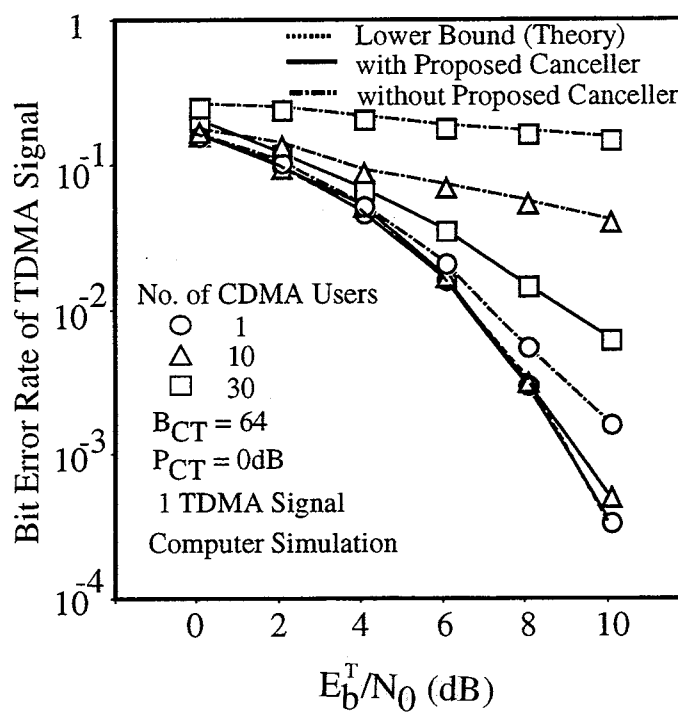


図 5.22: TDMA 信号のビット誤り率 (アルゴリズム 2)

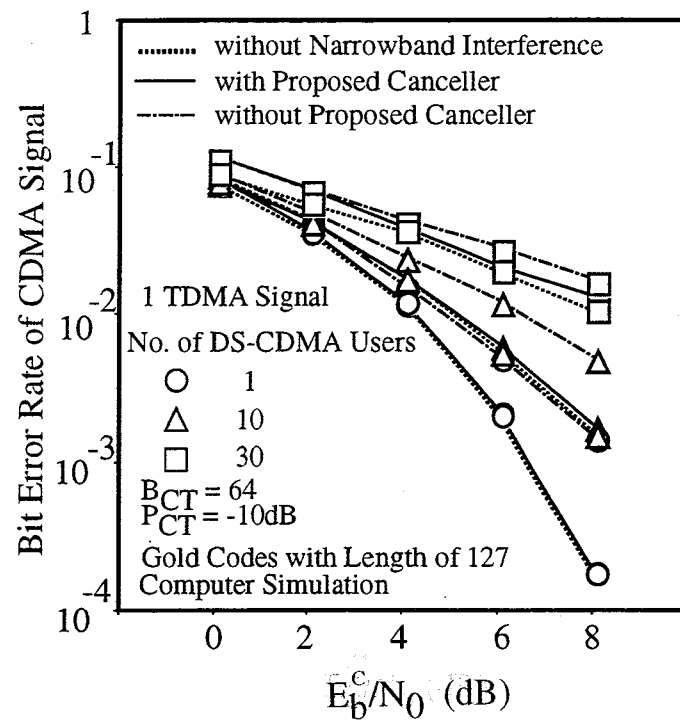


図 5.23: CDMA 信号のビット誤り率 (アルゴリズム 1)

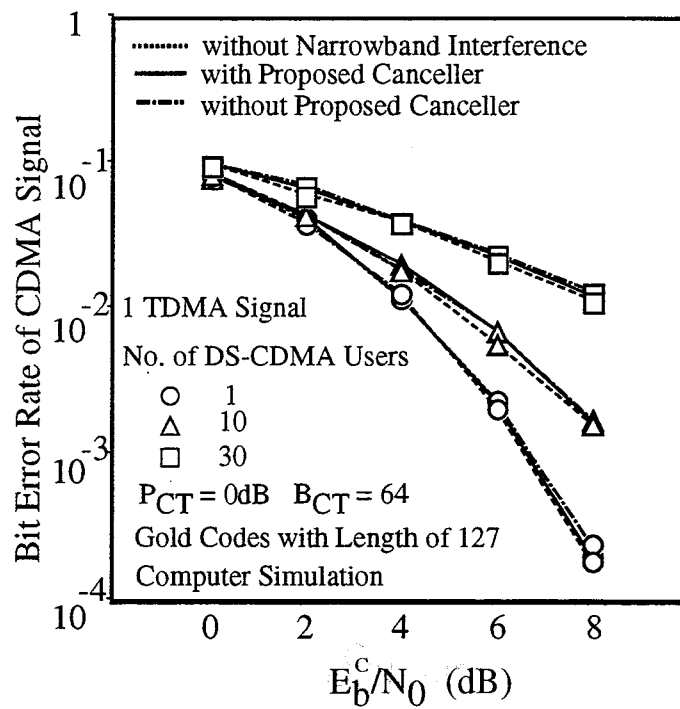


図 5.24: CDMA 信号のビット誤り率 (アルゴリズム 2)

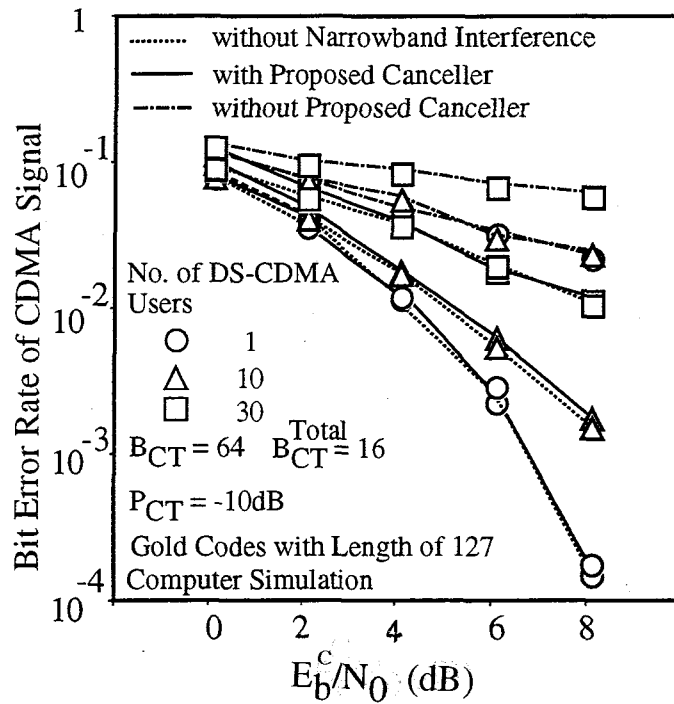


図 5.25: 複数 TDMA 信号が存在するときの CDMA 信号のビット誤り率 (アルゴリズム 1)

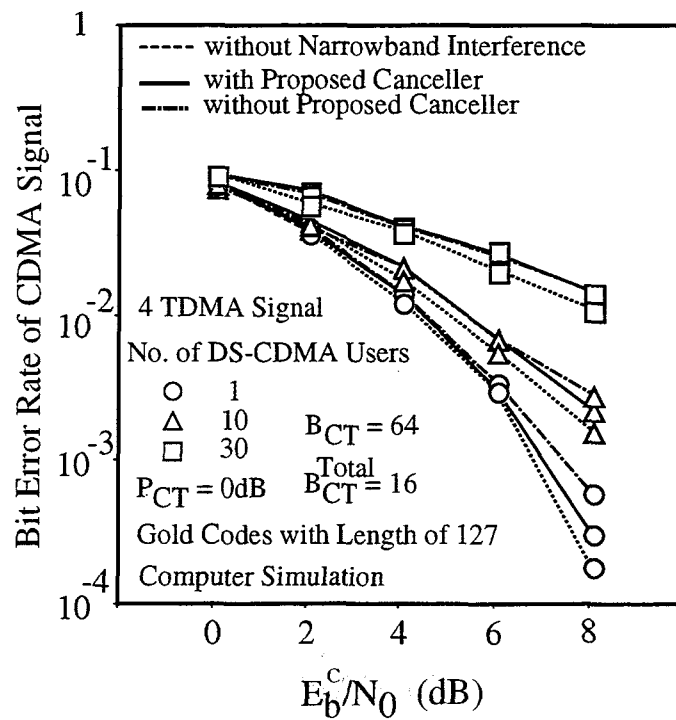


図 5.26: 複数 TDMA 信号が存在するときの CDMA 信号のビット誤り率 (アルゴリズム 2)

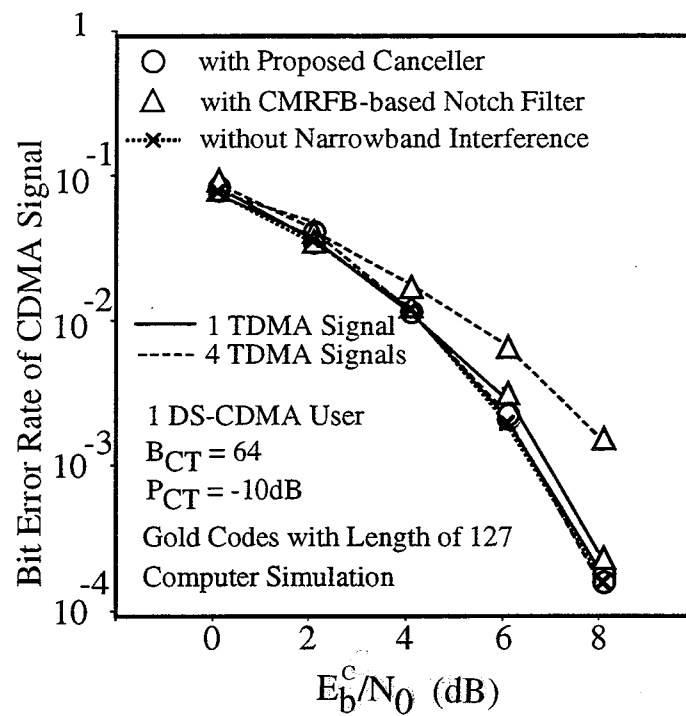


図 5.27: ノッチフィルタとの特性比較 (アルゴリズム 1)

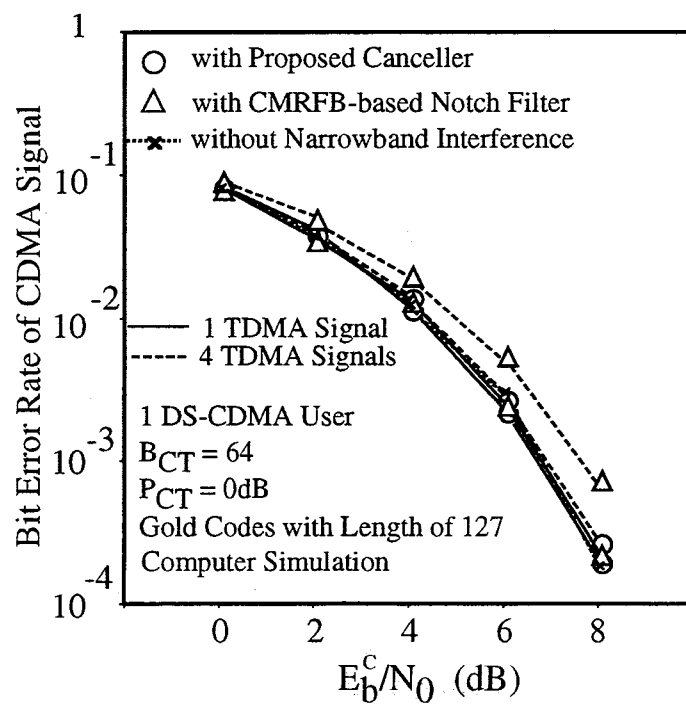


図 5.28: ノッチフィルタとの特性比較 (アルゴリズム 2)

第 6 章

結論

本論文は、筆者が大阪大学大学院工学研究科（通信工学専攻）在学中に行ったマルチレートフィルタバンクの無線通信システムへの応用に関する研究成果をまとめたものである。以下では、本研究で得られた成果を総括して述べる。

1. 実数ベースバンド信号の処理のためのマルチレートフィルタバンクの性質について考察し、それが信号を様々な周波数分解能で解析できることを示した。しかし、無線通信において信号処理をベースバンドで行うためには複素信号の処理技術が必要である。そこで、無線通信において適用可能となる複素係数マルチレートフィルタバンクを提案し、これが複素信号の処理を可能とし、正負の周波数で非対称の周波数特性を実現することが可能であることを明らかにした。さらに、デジタル変調信号への適用が可能となる直線位相のマルチレートフィルタバンクの設計方法を示し、FIR フィルタと IIR フィルタによる設計例を示した。
2. 無線通信で伝送速度の異なる信号が混在するマルチメディア伝送を行うために、複素係数マルチレートフィルタバンクを用いた可変帯域割当法を提案した。本提案方式により、複数のユーザに対し伝送速度に応じた帯域幅を割り当て、それらを一括して周波数分割多重することが可能となる。提案方式の伝送特性を評価した結果、複素係数マルチレートフィルタバンクによる劣化はほとんど見られず、単一搬送波の信号を伝送した場合と近い特性を示すことを明らかにした。
3. 周波数多重された信号を一括して受信するために複素係数マルチレートフィルタバンクを用いた一括復調方式を提案した。一般に、周波数多重された信号を受信するためには信号の個数に等しい局部発振器を必要とするが、本提案方式ではそれらの処理を一括して行うことができる。また、本方式では非同期信号の受信が可能であり、上り回線において有効である。本方式の伝送特性を評価した結果、良好な特性を得た。また、近似的に直線位相を満たす IIR フィルタを使用することにより、FIR フィルタよりも少ない計算量で一括復調を実現できることを明らかにした。
4. 符号分割多元接続（CDMA）方式と時分割多元接続（TDMA）方式の周波数共用問題に対し、複素係数マルチレートフィルタバンクを用いた狭帯域干渉除去法を提案した。

まず、複素係数マルチレートフィルタバンクの完全再構成の性質を利用して、CDMA 受信機において TDMA 信号を除去するためのノッチフィルタを提案し、TDMA 信号の帯域幅が CDMA 信号と比較して狭い場合には狭帯域干渉除去法として有効であることを明らかにした。次に、ノッチフィルタが CDMA 信号に対し歪みを与えることに注目し、CDMA 信号の歪みを理論的に解析した。その結果、ノッチフィルタの帯域幅がある程度広くなると、CDMA 信号の特性が大きく劣化することを明らかにした。そして最後に、CDMA システムと TDMA システムがより広い帯域を共用するためにノッチフィルタに代わる狭帯域干渉波除去技術として、複素係数マルチレートフィルタバンクを用いた干渉キャンセラを提案した。これは、干渉信号波形を時間領域で推定し除去するものであり、TDMA 信号から CDMA 信号への干渉である狭帯域干渉波と CDMA 信号から TDMA 信号への干渉である広帯域干渉波を同時に除去することができる。この干渉キャンセラによりノッチフィルタで共用できる帯域よりも広い帯域を共用することができ、周波数共用問題に対し有効であることを明らかにした。

以上の結果より、マルチレートフィルタバンクの性質が無線通信システムの様々な応用に対し有効であることを明らかにした。本研究では、3つの応用に対し、マルチレートフィルタバンクの基本的な特性解析を行ったが、今後これらの応用技術を現実のものとするためには、以下のような検討が必要である。

- 本研究で提案した応用技術はいずれも周波数多重された信号や CDMA 信号等の広帯域信号を対象としている。広帯域信号のデジタル信号処理には、高いサンプリングレートが必要であるため、高速処理の可能となる DSP が要求される。従って、実際のシステムに提案システムを適用する場合に必要な DSP の処理能力の検討が必要である。
- DSP で実現する場合、マルチレートフィルタバンクおよびマルチレートフィルタバンクへの入力信号は実際には AD 変換器により量子化される、この量子化によって生ずる量子化誤差は、システムの伝送特性や安定性などの面で非常に重要な要素であり、必要となる量子化ビット数についての検討が必要である。
- 本研究では、最も単純なシステムモデルについて特性解析を行ったが、無線通信においては、マルチパスフェージング等の様々な特性劣化の原因が存在する。従って、マルチレートフィルタバンクを実際のシステムに組み込んだ場合の特性解析についても行う必要がある。

参考文献

- [1] R. E. Crochiere, L. R. Rabiner, Multirate Digital Signal Processing, Prentice-Hall, 1983.
- [2] P. P. Vaidyanathan, Multirate Systems and Filter Banks, Prentice-Hall, 1993.
- [3] P. P. Vaidyanathan, "Multirate Digital Filters, Filter Banks, Polyphase Networks, and Applications: A Tutorial," Proc. of IEEE, Vol. 78, No. 1, Jan. 1990.
- [4] 貴家仁志, "マルチレート信号処理", 昭晃堂, 1995 年.
- [5] J. D. Johnston, "A Filter Family Designed for Use in Quadrature Mirror Filter Banks," Proc. of IEEE Int. Conf. ASSP, pp. 291-294, Apr. 1980.
- [6] V. K. Jain and R. E. Crochiere, "Quadrature Mirror Filter Design in The Time Domain," IEEE Trans. on ASSP, vol. ASSP-32, No. 2, pp. 353-361, Apr. 1984.
- [7] M. M. Ekanayake and K. Premaratne, "Two-Channel IIR QMF Banks with Approximately Linear-Phase Analysis and Synthesis Filters," IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 43, No. 10, pp. 2313-2322, Oct. 1995.
- [8] B. C. Moore, "Principal Component Analysis in Linear System: Controllability, Observability, and Model Reduction," IEEE Trans. on Automatic Control, vol. AC-26, No. 1, pp. 17-32, Feb. 1981.
- [9] 安藤和昭, 田沼正也, 梶原宏之, 兼田雅弘, 名取亮, 藤井隆雄, 数値解析手法による制御系設計, コロナ社, 1993 年.
- [10] J. Mitola, "Software Radios, Survey, Critical Evaluation and Future Direction," IEEE AES System Magazine, pp. 25-36, Apr. 1993.
- [11] J. Mitola, "The Software Radio Architecture," IEEE Communications Magazine, pp. 26-38, May 1995.
- [12] 品川宣昭, 椿和久, 猪飼和則, 本間光一, "ソフトウェア無線技術," 1998 年電子情報通信学会総合大会, TB-5-4, pp. 765-766, 1998 年 3 月.

- [13] 原田博司, 藤瀬雅行, “差分情報駆動型通信用デジタル信号処理チップセットを用いたマルチモードソフトウェアラジオシステム” 1998 年電子情報通信学会総合大会, B-5-83, p. 447, 1998 年 3 月.
- [14] K. Buchanan, R. Fudge, D. McFarlane, T. Phillips, A. Sasaki, H. Xia, “IMT-2000: Service Provider's Perspective,” IEEE Personal Communications, vol. 4, pp. 8-13, Aug. 1997.
- [15] T. Ojanpera, R. Prasad, “An Overview of Air Interface Multiple Access for IMT-2000/UMTS,” IEEE Communications Magazine, vol. 36, No. 9, pp. 82-95, Sep. 1998.
- [16] P. Dambacher, Digital Broadcasting, IEE TELECOMMUNICATION SERIES 34, IEE, 1996.
- [17] Y. Kinugawa, K. Sato, M. Okada, S. Hara, N. Morinaga, “Frequency and Time Division Multiple Access with Demand-Assignment Using Multicarrier Modulation for Indoor Wireless Communications Systems,” IEICE Trans. Commun., Vol. E77-B, no. 3, pp. 396-403, Mar. 1994.
- [18] 松田崇弘, 原晋介, 森永規彦, “複素係数マルチレートフィルタバンクを用いたマルチメディア無線伝送システム”, 信学論 (B-I), vol. J81-B-I, No. 11, pp. 671-680. 1998 年 11 月.
- [19] A. N. Akansu, M. V. Tazebay, M. J. Medley, P. K. Das, “Wavelet and Subband Transforms: Fundamentals and Communication Applications,” IEEE Communications Magazine, vol. 35, no. 12, Dec. 1997.
- [20] J. G. Proakis, Digital Communications Third Edition, McGraw-Hill, 1995.
- [21] T. Kumagai, and K. Kobayashi, “A New Group Demodulator with Multi-Symbol Chirp Fourier Transform for Mobile Communication Systems,” Proc. of ICUPC'95, pp. 397-401, Nov. 1995.
- [22] F. Takahata, M. Yasunaga, Y. Hirata, T. Ohsawa, and J. Namiki, “A PSK Group Modem for Satellite Communications,” IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol SAC-5, pp. 648-661, May 1987.
- [23] T. Hohri, M. Morikura, and S. Kato, “A 400ch SCPC Signal Demodulator Using Chirp Transform and Correlation Detection Scheme,” Proc. of IEEE GLOBECOMM'87, pp. 286-291, Nov. 1987.
- [24] R. Tanaka, M. Okada, S. Hara, N. Morinaga, “A New Asynchronous Group Demodulator with Complex Multirate Filter Bank,” Proc. of PIMRC'96, pp. 324-8, Oct. 1996.

- [25] 横山光雄, “スペクトル拡散通信システム”, 科学技術出版社, 1988 年.
- [26] R. L. Pickholtz, D. L. Shilling, L. B. Milstein, “Theory of Spread-Spectrum Communication – A Tutorial,” IEEE Trans. on Commun., Vol. COM-30, No. 5, pp. 855-884, May. 1982.
- [27] R. L. Pickholtz, L. B. Milstein and D. L. Shilling, “Spread Spectrum for Mobile Communication,” IEEE Trans. on Veh. Technol., Vol. 40, No. 2, pp. 313- 322, May. 1991.
- [28] L. B. Milstein, D. L. Shilling, R. L. Pickholtz, V. Erceg, M. Kullback, E. G. Kanterakis, D. S. Fishman, W. H. Biederman, and D. C. Salerno, “On the Feasibility of A CDMA Overlay for Personal Communication Networks,” IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 10, No. 4, pp. 655-668, May. 1992.
- [29] D. L. Shilling, G. R. Lomp, and J. Garodnick, “BROADBAND-CDMA OVERLAY,” Proc. of PIMRC’93, pp. 99- 103, Sep. 1993.
- [30] H. H. Hmimy, S. C. Gupta, “Overlay of Cellular CDMA on AMPS Forward and Reverse Link Analysis, “ IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 45, No. 1, pp. 51-56, Feb. 1996.
- [31] D. M. Grieco, “The Capacity Achievable with a Broadband CDMA Microcell Underlay to an Existing Cellular Macrosystem,” IEEE J. on Select. Areas in Commun., vol. 12, no. 4., pp. 744-750, May 1994.
- [32] L. B. Milstein, “Interference Rejection Techniques in Spread Spectrum Communications,” Proc. of IEEE, vol. 76, pp. 657-671, June 1988.
- [33] H. V. Poor and L. A. Rusch, “Narrowband Interference Supression in Spread Spectrum CDMA,” IEEE Personal Communications, Vol. 1, No. 3, pp. 14-27, 1994.
- [34] 松田崇弘, 原晋介, 森永規彦, “周波数帯域を共用する DS-CDMA/TDMA 信号一括受信機への複素マルチレートフィルタバンクの応用”, 電子情報通信学会論文誌 B-II, vol. J80-B-II, No. 12, pp. 1021-1027, 1997 年 12 月
- [35] S. Hara, T. Matsuda, N. Morinaga, “Application of Multirate Filter Bank to the Co-Existence Problem of DS-CDMA and TDMA Systems, ” Proc. of IWISP’96, pp. 409-412, Nov. 1996.
- [36] S. Hara, T. Matsuda, K. Ishikura and N. Morinaga, “Co-Existence Problem of TDMA and DS-CDMA Systems – Application of Complex Multirate Filter Bank –” Proc. of IEEE GLOBECOMM’96, pp. 1281-85, Nov. 1996.

- [37] 松田崇弘, 岡田実, 原晋介, 森永規彦, “広帯域 CDMA システムにおける複素マルチレートフィルタバンクを用いた狭帯域干渉除去”, テレビ学技報, ROFT96-45, vol. 20, No. 10, pp. 41-44, 1996 年 2 月.
- [38] 原晋介, 石倉勝利, 松田崇弘, 森永規彦, “DS-CDMA システムと TDMA システムの共存問題へのマルチレートフィルタバンクの応用”, 信学技報, SST96-17, pp. 14-18, 1996 年 6 月.
- [39] 松田崇弘, 原晋介, 森永規彦, “DS-CDMA システムにおけるマルチレートフィルタバンクを用いた狭帯域 TDMA 信号の検出・除去”, 信学技報, SST96-18, pp. 19-24, 1996 年 6 月.
- [40] 平田毅, 佐々木重信, 千喜良和明, 中静真, 菊地久和, 丸林元, “ウェーブレットパケットを用いた DS/SS 方式における狭帯域干渉抑圧法の検討”, 信学技法, DSP96-54, pp. 1-6, 1996 年 7 月.
- [41] 鈴木正延, 杉山隆利, 久保田周治, 加藤修三, “FFT 干渉波検出法を用いた抑圧型干渉補償方式”, 信学技法, SAT91-109, pp. 37-42, 1991 年 12 月
- [42] T. Matsuda, S. Hara, N. Morinaga, “Feasibility Study on DS-CDMA/TDMA Frequency Sharing System, ” Proc. of IEEE ICC'97, vol. 2, pp. 974-978, June 1997.
- [43] 松田崇弘, 原晋介, 森永規彦, “DS-CDMA/TDMA 周波数共用システムの周波数利用効率に関する検討”, 信学技報, RCS96-154, pp. 55-62, 1997 年 2 月.
- [44] T. Matsuda, S. Hara, N. Morinaga, “Theoretical Analysis of Distortion Due to Notch Filtering in DS-CDMA systems, ” Proc. of IEEE ISSSTA '98, pp. 145-149, Sept. 1998.
- [45] 松田崇弘, 原晋介, 森永規彦, “ノッチフィルタによる DS-CDMA 信号の歪みに対する理論解析”, 信学技報, RCS97-120, pp. 37-42, 1998 年 3 月.
- [46] S. M. Sussman and E. J. Ferrari, “The Effect of Notch Filters on the Correlation Properties of a PN Signal,” IEEE Trans. on Aerospace Elec. Sys., vol. 10, pp.385-390, May 1974.
- [47] T. Matsuda, S. Hara, N. Morinaga, “Narrowband/Wideband Interference Canceller for Frequency Sharing DS-CDMA/TDMA Systems, ” Proc. of WPMC'98, pp. 203-208, November 1998.
- [48] R. Gold, “Maximal Recursive Sequences with 3-valued Recursive Cross-correlation Functions,” IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-14, pp. 154-156, no. 1, Jan. 1968.

付録

A 式 (5.24) の導出

雑音を含む CDMA 信号の干渉電力 $N + I$ は式 (5.20) の右辺第 2～4 項の分散で得られ、次式のようになる。

$$\begin{aligned}
 N + I &= \frac{1}{4} P_k \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_{k,k}^{QI}(n) \text{Im} [h_A(nT_c)] \right\}^2 \\
 &+ \frac{1}{4} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{n'=-\infty}^{\infty} P_i \left\langle \left(R_{i,k}^{II}(n) e^{-j\phi_i} + R_{i,k}^{QI}(n) j e^{-j\phi_i} \right) \right. \\
 &\cdot \left. \left(R_{i,k}^{II}(n') e^{-j\phi_i} + R_{i,k}^{QI}(n') j e^{-j\phi_i} \right) h_A(nT_c - \tau_i) h_A(n'T_c - \tau_i) \right\rangle \\
 &+ \sum_{m=0}^{L-1} \sum_{m'=0}^{L-1} a_{k,m}^I a_{k,m'}^I \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left\langle \text{Re} \left[n(\tau) e^{-j2\pi f_c \tau} h_B(mT_c - \tau) \right] \right. \\
 &\cdot \left. \text{Re} \left[n(\tau') e^{-j2\pi f_c \tau'} h_B(mT_c - \tau') \right] \right\rangle d\tau d\tau' \\
 &= \frac{1}{4} P_i \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_{k,k}^{QI}(n) \text{Im} [h_A(nT_c)] \right\}^2 \\
 &+ \frac{1}{8LT_c} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{n'=-\infty}^{\infty} P_k \left(R_{i,k}^{II}(n) R_{i,k}^{II}(n') + R_{i,k}^{QI}(n) R_{i,k}^{QI}(n') \right) \\
 &\cdot \int_{(n-L)T_c}^{nT_c} \text{Re} [h_A(\tau_i)] \text{Re} [h_A((n' - n)T_c + \tau_i)] \\
 &+ \text{Im} [h_A(\tau_i)] \text{Im} [h_A((n' - n)T_c + \tau_i)] d\tau_i \\
 &- \frac{1}{4LT_c} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{n'=-\infty}^{\infty} P_i R_{i,k}^{II}(n) R_{i,k}^{QI}(n') \\
 &\cdot \int_{(n-L)T_c}^{nT_c} \left\{ \text{Re} [h_A(\tau_i)] \text{Im} [h_A((n' - n)T_c + \tau_i)] \right. \\
 &\cdot \left. - \text{Re} [h_A((n' - n)T_c + \tau_i)] \text{Im} [h_A(\tau_i)] \right\} d\tau_i
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{1}{4} N_0 \sum_{l=-(L-1)}^{L-1} R_{kk}^{II}(l) \int_{-\infty}^{\infty} \{ \text{Re}[h_B(\tau)] \text{Re}[h_B(lT_c + \tau)] \\
& + \text{Im}[h_B(\tau)] \text{Im}[h_B(lT_c + \tau)] \} d\tau.
\end{aligned} \tag{A.1}$$

ここで、 $\langle \cdot \rangle$ は $[0, 2\pi]$ 、 $[0, LT_c]$ の範囲で一様分布する確率変数 ϕ_i 、 τ_i に関する集合平均を表す。 $n' - n$ 、 n を q と $Lu + s$ で置き換え、相関関数の周期性（すなわち、 $R_{ik}^{II}(n) = R_{ik}^{II}(n+L)$ 、 $R_{ik}^{QI}(n) = R_{ik}^{QI}(n+L)$ ）に注目すると、式 (5.24) を得る。

B 式 (5.31) の導出

表 B.1 に示す Gold 符号の相互相関値を用いると、拡散符号長が十分長く、ノッチフィルタの帯域幅が CDMA 信号と比較して十分狭い場合、以下の近似を行うことができる。

表 B.1: Gold 符号の相互相関値

m-stage Shift Register †	Crosscorrelation Value	Occurrence Probability
odd m	$-2^{(m+1)/2} - 1$	~ 0.25
	-1	~ 0.5
	$2^{(m+1)/2} - 1$	~ 0.25
even m	$-2^{(m+2)/2} - 1$	~ 0.125
	-1	~ 0.75
	$2^{(m+2)/2} - 1$	~ 0.125

$$\dagger: L = 2^m - 1$$

$$\begin{aligned}
& E \left[\left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_{i,i}^{II}(n) \text{Re}[h_A(nT_c)] \right\}^2 \right] \\
& = E \left[R_{i,i}^{II}(0)^2 \right] \text{Re}[h(0)]^2 + \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} E \left[R_{i,i}^{II}(n)^2 \right] \text{Re}[h_A(nT_c)]^2 \\
& \quad + \sum_{\substack{n,n'=-\infty \\ n \neq n'}}^{\infty} E \left[R_{i,i}^{II}(n)^2 \right] E \left[R_{i,i}^{II}(n') \right] \text{Re}[h_A(nT_c)] \text{Re}[h_A(n'T_c)] \\
& = L^2 \text{Re}[h_A(0)]^2 + \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} (L+2) \text{Re}[h_A(nT_c)]^2 + \sum_{\substack{n,n'=-\infty \\ n \neq n'}}^{\infty} \text{Re}[h_A(nT_c)] \text{Re}[h_A(n'T_c)] \\
& \approx L^2 T_c^2 \text{Re}[h_A(0)]^2 = L^2 \left\{ 1 - \frac{1}{T_c} \int_{\Delta f - B/2}^{\Delta f + B/2} H_{Nyquist}(f) df \right\}^2
\end{aligned} \tag{B.1}$$

$$\begin{aligned}
& E \left[\left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_{i,i}^{QI}(n) \text{Im} [h_A(nT_c)] \right\}^2 \right] \\
&= \sum_{n=-\infty}^{\infty} E [R_{i,i}^{QI}(n)^2] \text{Im} [h_A(nT_c)]^2 \\
&\quad + \sum_{\substack{n,n'=-\infty \\ n \neq n'}}^{\infty} E [R_{i,i}^{QI}(n)^2] E [R_{i,i}^{QI}(n')] \text{Im} [h_A(nT_c)] \text{Im} [h_A(n'T_c)] \\
&= \sum_{n=-\infty}^{\infty} (L+2) \text{Im} [h_A(nT_c)]^2 + \sum_{\substack{n,n'=-\infty \\ n \neq n'}}^{\infty} \text{Im} [h_A(nT_c)] \text{Im} [h_A(n'T_c)] \\
&\approx \sum_{n=-\infty}^{\infty} (L+2) \text{Im} [h_A(nT_c)]^2 \\
&= (L+2) \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \int_{\Delta f - B/2}^{\Delta f + B/2} H_{Nyquist}(f) \sin 2\pi f n T_c df \right\}^2 \tag{B.2}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& E \left[\sum_{s=0}^{L-1} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \left\{ R_{k,i}^{II}(s) R_{k,i}^{II}(s+q) + R_{k,i}^{QI}(s) R_{k,i}^{QI}(s+q) \right\} \psi_1(qT_c) \right] \\
&= \sum_{s=0}^{L-1} \left\{ E [R_{k,i}^{II}(s)^2] + E [R_{k,i}^{QI}(s)^2] \right\} \psi_1(0) \\
&\quad + \sum_{s=0}^{L-1} \sum_{\substack{q=-\infty \\ q \neq 0}}^{\infty} \left\{ E [R_{k,i}^{II}(s)] E [R_{k,i}^{II}(s+q)] + E [R_{k,i}^{QI}(s)] E [R_{k,i}^{QI}(s+q)] \right\} \psi_1(qT_c) \\
&= 2L(L+2)\psi_1(0) + L \sum_{\substack{q=-\infty \\ q \neq 0}}^{\infty} \psi_1(qT_c) \approx 2L(L+2)\psi_1(0) \\
&= 2L(L+2) \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} |H_{Nyquist}(f)|^2 df - \int_{\Delta f - B/2}^{\Delta f + B/2} |H_{Nyquist}(f)|^2 df \right\} \\
&= 2L(L+2)T_c^2 \left\{ \left(1 - \frac{\alpha}{4}\right) - \int_{\Delta f - B/2}^{\Delta f + B/2} |H_{Nyquist}(f)|^2 df \right\} \tag{B.3}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& E \left[\sum_{s=0}^{L-1} \sum_{q=-\infty}^{\infty} R_{k,i}^{II}(s) R_{k,i}^{QI}(s+q) \psi_2(qT_c) \right] \\
&= \sum_{s=0}^{L-1} \sum_{q=-\infty}^{\infty} E [R_{k,i}^{II}(s)] E [R_{k,i}^{QI}(s+q)] \psi_2(qT_c) \\
&= L \sum_{q=-\infty}^{\infty} \psi_2(qT_c) = - \sum_{q=-\infty}^{\infty} \int_{\Delta f - B/2}^{\Delta f + B/2} |H_{Nyquist}(f)|^2 \sin 2\pi f q T_c df = 0 \tag{B.4}
\end{aligned}$$

ここで、 $E[\cdot]$ は拡散符号に関する集合平均を表し、表 B.1 より求めることができる。また、式 (B.1) (B.3) の近似はノッチフィルタの帯域幅 B が CDMA 信号に対し十分狭いときに $|h_A(0)| \gg |h_A(nT_c)| (n \neq 0)$ となる事実に基づいている。式 (B.1) ~ (B.4) より、式

(5.31) を求めることができる.

本論文に関する原著論文

A. 論文

1. 松田崇弘, 原晋介, 森永規彦, "周波数帯域を共用する DS-CDMA/TDMA 信号一括受信機への複素マルチレートフィルタバンクの応用", 信学論 (B-II), vol. J80-B-II, No. 12, pp. 1021-1027, 1997 年 12 月.
2. 松田崇弘, 原晋介, 森永規彦, "複素係数マルチレートフィルタバンクを用いたマルチメディア無線伝送システム", 信学論 (B-I), vol. J81-B-I, No. 11, pp. 671-680. 1998 年 11 月.

B. 国際会議

1. S. Hara, T. Matsuda, K. Ishikura, N. Morinaga, "Co-Existence Problem of TDMA and DS-CDMA Systems – Application of Complex Multirate Filter Bank –", Proc. of IEEE GLOBECOMM'96, pp. 1281-85, November 1996.
2. S. Hara, T. Matsuda, N. Morinaga, "Application of Multirate Filter Bank to the Co-Existence Problem of DS-CDMA and TDMA Systems, " Proc. of IWISP'96, pp. 409-412, November 1996.
3. T. Matsuda, S. Hara, N. Morinaga, "Feasibility Study on DS-CDMA/TDMA Frequency Sharing System, " Proc. of IEEE ICC'97, vol. 2, pp. 974-978, June 1997.
4. T. Matsuda, S. Hara, N. Morinaga, "Theoretical Analysis of Distortion Due to Notch Filtering in DS-CDMA Systems, " Proc. of IEEE ISSSTA '98, pp. 145-149, September 1998.
5. T. Matsuda, S. Hara, N. Morinaga, "Narrowband/Wideband Interference Canceller for Frequency Sharing DS-CDMA/TDMA Systems, " Proc. of WPMC'98, pp. 203-208, November 1998.

C. 全国大会

1. 松田崇弘, 原晋介, 森永規彦, "DS-CDMA システムにおける複素マルチレートフィルタバンクを用いた狭帯域干渉波除去法", 電子情報通信学会ソサイエティ大会, SA-4-1, pp. 266-267, 1996 年 9 月.

D. 研究会発表

1. 松田崇弘, 岡田実, 原晋介, 森永規彦, "広帯域 CDMA システムにおける複素マルチレートフィルタバンクを用いた狭帯域干渉除去", テレビ学技報, ROFT96-45, vol. 20, No. 10, pp. 41-44, 1996 年 2 月.
2. 原晋介, 石倉勝利, 松田崇弘, 森永規彦, "DS-CDMA システムと TDMA システムの共存問題へのマルチレートフィルタバンクの応用", 信学技報, SST96-17, pp. 14-18, 1996 年 6 月.
3. 松田崇弘, 原晋介, 森永規彦, "DS-CDMA システムにおけるマルチレートフィルタバンクを用いた狭帯域 TDMA 信号の検出・除去", 信学技報, SST96-18, pp. 19-24, 1996 年 6 月.
4. 松田崇弘, 原晋介, 森永規彦, "DS-CDMA/TDMA 周波数共用システムの周波数利用効率に関する検討", 信学技報, RCS96-154, pp. 55-62, 1997 年 2 月.
5. 松田崇弘, 原晋介, 森永規彦, "ノッチフィルタによる DS-CDMA 信号の歪みに対する理論解析", 信学技報, RCS97-120, pp. 37-42, 1998 年 3 月.

E. その他

1. T. Matsuda, S. Hara, N. Morinaga, "Theoretical Analysis of Distortion Due to Notch Filtering in DS-CDMA Systems, " IEEE Trans. on Commun. (投稿中).
2. T. Matsuda, K. Yamano, R. Tanaka, S. Hara, N. Morinaga, "Group Demodulator for Frequency-Multiplexed TDMA Signals Using Multirate Filter Bank," IEEE Trans. on Veh. Technol. (投稿予定).