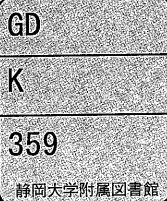


電子科学研究科



0003528288

R

静岡大学 博士論文

周波数領域サンプルを用いた
DSP による PSK 復調の研究



2003年9月

静岡大学大学院
電子科学研究科電子応用工学専攻
杉山克己

概 要

近年、ソフトウェア無線 (Software Radio あるいは Software Defined Radio) が注目されている。様々な無線通信システムを構築するためには、通信用携帯端末や放送受信端末などの機能変更を柔軟に行う必要がある。ソフトウェア無線とは、このような機能変更をソフトウェアのプログラミングやダウンロードによって可能にする新しい技術である。

また、衛星通信においては ATM (Asynchronous Transfer Mode) や IP (Internet Protocol) によるビーム間のオンボードルーティングを行う多ビーム大容量のマルチメディア衛星が実現されようとしている。このような衛星では多数かつ多種類のアップリンク信号をオンボード復調することが必須であり、これを実現するためには復調処理をソフトウェアによってフレキシブルに行うことができるシステムが要求される。

一方、これまでのデジタル変復調のソフトウェア化においては、アナログ信号を単純にサンプリングすることによって得た時間領域デジタル信号を処理することが多い。しかし、フィルタ処理を時間領域ではなく、周波数領域で必要な周波数成分のみを抽出するという処理に置き換えると、不要な周波数成分を含まない理想的な結果を容易に得ることが可能になる。このように周波数領域での信号処理は、時間領域での信号処理に比べて有効な場合が多い。時間領域と周波数領域との間の信号変換を実現する方法には、高速フーリエ変換 (FFT : First Fourier Transform) や高速フーリエ逆変換 (IFFT : Inverse First Fourier Transform) がある。

ソフトウェア無線や FFT/IFFT 処理を実現するためのキーデバイスとして、DSP (Digital Signal Processor) がある。DSP においては高速化が進んでおり、広帯域の FFT 処理が可能になりつつある。更に、DSP のプログラミングを行う環境も従来のようにデバイス固有のアセンブラ言語主体から C 言語に代表される移植性に優れた高級言語主体となっており、アルゴリズムさえ確立していれば、将来、より高速な信号処理能力を持つ DSP が開発された際には、パラメータ変更程度のプログラム改修によって高周波帯域への機能拡張が可能である。

本論文ではソフトウェア無線通信システムや多ビーム衛星オンボード処理への DSP の応用を目的として、FFT/IFFT を用いた周波数領域での搬送波再生と BPSK 復調の方法について述べる。

搬送波周波数が未知である BPSK 受信波サンプルの 2 乗値を FFT によって周波数領域信号化すると、搬送波の 2 倍の周波数付近に周波数成分のピークが現れる。本復調方式ではこの性質に着目して、受信波から搬送波を再生し同期検波による復調を周波数領域で行っている。具体的には、BPSK 波を周波数 f_s 及びその 2 倍の $2f_s$ でサンプリングする。周波数 f_s によるサンプル値は復調する信号として、また、周波数 $2f_s$ によるサンプル値は搬送波を再生するための信号としてそれぞれ用いる。搬送波は、この周波数 $2f_s$ によるサンプル値の 2 乗値を FFT し、その結果からピークを含む 2 周波数成分を抽出した後、初期位相 $\exp(j\phi)$ の補正を行って直接再生する。

本復調方式の搬送波捕捉範囲は、原理的にはサンプリング周波数 f_s に対して $0 \sim f_s/2$ となり、同調回路を用いた従来の復調システムに比べ広い周波数範囲に存在する BPSK 変調波の復調を可能とする。本復調方式では、無線周波数帯の信号に対して直接 DSP を適用することを理想としている。しかしながら、現状の DSP の処理能力を考慮すれば、復調に先立って Low-IF (Low-Intermediate Frequency) 方式等による受信信号の周波数ダウンコンバージョンを行う必要がある。ただし、本方式の場合ダウンコンバージョン後の IF 周波数を固定する必要はなく、受信波のサンプリング周波数 f_s とすると $f_s/2$ 以下であればよい。また、特定の搬送波周波数に同調する処理を行っておらず、受信した BPSK 波から直接計算により搬送波周波数や初期位相を求めて搬送波を再生している。このため、伝送路や周波数変換器で発生する搬送波周波数変動や位相変動の影響を受けない。

再生された搬送波の負の周波数成分と BPSK 波の正の周波数成分との周波数領域でのコンボリューションは、イメージ成分を発生させない復調を可能にし、結果を IFFT すれば、時間領域の復調出力が得られる。シミュレーションでの BER 特性の劣化は、劣化量が最大となる搬送波周波数が FFT の離散周波数から最もずれた場合においても、理論値に対して 1dB 未満に収まった。

最後に、DSP ボード (TMS320C6711DSK) を実際にプログラミングすることによって作成した送受信装置を用いて変復調実験を行い、本復調方式のリアルタイムでの実現性を確認した。

本方式は DSP の高速化によって、様々な受信周波数、帯域、ビットレート等への柔軟な対応が可能であり、多ビームインターネット衛星上でビーム間接続を行うオンボード処理などに適している。

目次

第1章 序論	1
1.1 まえがき	1
1.2 研究の背景	2
1.2.1 デジタル通信技術	2
1.2.2 ソフトウェア無線	3
1.2.3 周波数領域信号処理	5
1.2.4 DSP (Digital Signal Processor)	7
1.3 研究の目的	10
1.4 本論文の構成	14
第2章 周波数領域サンプルを用いた信号処理	17
2.1 周波数領域信号処理	17
2.1.1 時間領域信号と周波数領域信号の関係	18
2.1.2 正の周波数及び負の周波数と実信号の複素信号化	19
2.2 コンボリューション(畳込み)	20
2.2.1 サークュラコンボリューション	20
2.2.2 周波数領域におけるサーキュラコンボリューションと時間領域における積の関係	20
2.2.3 FFT/IFFTを用いた高速コンボリューション	21
2.3 端効果 (End effect)	22
2.3.1 無限長波形と有限長波形の離散値コンボリューション(サーキュラコンボリューション)	22
2.3.2 Overlap and Save	24
第3章 周波数領域におけるBPSK変調	27
3.1 BPSK変調波	27
3.2 ロールオフフィルタによるデジタル信号の帯域制限	28
3.3 帯域制限された変調信号によるBPSK変調	30
3.4 周波数領域におけるBPSK変調	31

第4章	周波数領域におけるBPSK復調	33
4.1	BPSK変調波のパワースペクトラム	33
4.2	BPSK変調波の2乗値のパワースペクトラム	34
4.3	信号の切り取り幅が離散フーリエ変換に及ぼす影響	35
4.3.1	帯域制限周期波形: 切り取り幅が周期に等しい場合	35
4.3.2	帯域制限周期波形: 切り取り幅が周期に等しくない場合	39
4.4	FFTの離散周波数と搬送波周波数の関係	42
4.4.1	FFTの離散周波数に一致した搬送波のFFT	42
4.4.2	FFTの離散周波数に一致しない搬送波のFFT	44
4.4.3	搬送波の周波数を離散周波数サンプル間隔内で変化させたときの周波数成分	46
4.5	周波数領域での搬送波再生	49
4.5.1	f_s でサンプリングした正弦波と $2f_s$ でサンプリングし2乗した正弦波の同一点FFTの関係	49
4.5.2	正弦波の2乗値をFFTした結果の最大2隣接サンプルから初期位相 ϕ を求める方法	53
4.6	周波数 $2f_s$ でサンプリングしたBPSK波の2乗値のFFTを用いた搬送波の再生	56
4.6.1	搬送波再生のために抽出する周波数成分の数	56
4.6.2	搬送波成分抽出のための狭帯域フィルタリングによる端効果とOverlap and Saveの適用	58
4.6.3	50%幅Overlap and Saveによる連続波のFFT/IFFT処理	60
4.7	BPSK復調器	62
4.7.1	BPSK復調のアルゴリズム	62
4.7.2	BPSK復調器の構成	64
第5章	周波数領域サンプルを用いたBPSK復調のシミュレーション	67
5.1	シミュレーションのパラメータ	67
5.2	BPSK変調	69
5.2.1	送信シンボル	69
5.2.2	マッピング	70
5.2.3	ロールオフフィルタ処理	71
5.2.4	BPSK変調	72
5.2.5	BPSK変調波の周波数スペクトラム	73
5.3	BPSK復調	74
5.3.1	BPSK受信波からの正の周波数成分の抽出(複素関数信号化)	74
5.3.2	2乗したBPSK受信波の周波数成分	75

5.3.3	2乗したBPSK受信波の負の周波数成分	76
5.3.4	受信波の正の周波数成分と再生搬送波の負の周波数成分とのコンボリューション	77
5.3.5	IFFTによる周波数領域復調出力の時間領域信号化	78
5.3.6	再生された伝送シンボル	79
5.3.7	アイパターン	80
5.3.8	BER(Bit Error Rate)特性	83
5.4	実利用モデルのシミュレーション(BER特性の評価)	88
5.4.1	雑音を考慮したシミュレーションパラメータ	88
5.4.2	アイパターンの評価	89
5.4.3	抽出する周波数成分とBERの関係	90
5.4.4	FFTの離散周波数からのずれとBERの関係	91
5.4.5	搬送波の初期位相 ϕ とBERの関係	92
5.4.6	Overlap and Save のOverlap長とBERの関係	93
第6章	TMS320C6711DSKによる本復調方式の実現	95
6.1	実験装置の概要	95
6.2	実験のパラメータ	96
6.3	BPSK送信機	97
6.4	BPSK受信機	99
6.4.1	入力部での受信波の切り出し方法	99
6.4.2	サンプル長 N の25%幅 Overlap and Save	100
6.4.3	復調回路の構成と復調処理	101
6.4.4	アイパターン	104
第7章	結言	105
	参考文献	109
	本研究に関する発表論文	114
	謝辞	116

第1章 序 論

1.1 まえがき

近年、プログラミングによって、その機能を自由に変更することができるソフトウェア無線が注目されている^{(1),(2)}。また、そのキーデバイスである DSP(Digital Signal Processor)については高速化が進んでおり、広帯域の高速フーリエ変換 (FFT : First Fourier Transform)処理が可能になりつつある。更に DSP のプログラミング環境も従来のようにデバイス固有のアセンブラ言語主体から、C 言語に代表される移植性に優れた高級言語主体となり⁽³⁾、アルゴリズムさえ確立していれば、将来、より高速な信号処理能力を持つ DSP が開発された際には、パラメータ変更程度のプログラム改修によって高周波帯域への速やかな機能拡張が期待できる。

一方、衛星通信においては ATM や IP によるビーム間のオンボードルーティングを行う多ビーム大容量のマルチメディア衛星が実用化されようとしている。このような衛星では多数かつ多種類のアップリンク信号のオンボード復調が必須であり、実現のためにはソフトウェアによって復調処理をフレキシブルに行うことができるシステムが要求される^{(4),(5)}。

本論文では、ソフトウェア無線通信システムや多ビーム衛星オンボード処理への DSP 応用を目的として、FFT/IFFT を用いた周波数領域での搬送波再生と PSK 復調方式を提案する。

1.2 研究の背景

本研究は以下のような技術の進歩を背景として行った。

- デジタル通信技術
- ソフトウェア無線
- 周波数領域信号処理
- DSP (Digital Signal Processor)

以下に本研究の背景となったこれらの技術について述べる。

1.2.1 デジタル通信技術

ブロードバンド(Broadband)時代を迎え、デジタル高速データ伝送サービスやデジタル映像配信サービスの開発、普及、発展がめざましい。本来、ブロードバンドという言葉は広帯域という意味で使用されていたが、現在では、高速・大容量のネットワーク・インフラの総称として用いられている。一方、近距離通信目的の家庭内やオフィス内のケーブルレス化・装置設備の簡略化を実現する規格である Bluetooth 無線 LAN、インターネット加入無線サービス FWA (Fixed Wireless Access) など、デジタル通信技術が注目されている⁽⁶⁾⁽⁸⁾。

さまざまな情報サービスを享受できる高度情報化社会の実現には、通信と放送、更にはコンピュータの融合が不可欠である。このようなマルチメディア情報通信を支える技術として欠かせないものにデジタル通信技術がある。特に、その中核を成すデジタル変復調技術には、いかに情報を効率良く伝送・記録できるか、また、誤りなく確実に伝達できるかという課題が常に存在する。通信方式をデジタル化することによって、通信端末内の信号処理を1チップのICによって実現することが可能であり、端末自身の小型化が期待できる。

アナログ通信とデジタル通信の大きな違いは、アナログ通信が信号波形の忠実な再生を目的とするのに対し、デジタル通信では伝送しようとする信号の持つ情報の伝送・記録を目的としていることである。すなわち、デジタル通信において伝送する情報は、必ずしも、デジタル情報を表す矩形パルスそのものである必要はない。また、デジタル通信はアナログ通信に比べて雑音に強く、符号の誤り訂正処理を用いることにより、受信信号に混入した雑音量が一定の範囲内であれば、受信信号から送信された符号を誤りなく完全に復号することができる。更に、送信側で伝達すべき情報を圧縮して伝送し、受信側で伸張することにより、伝送効率を向上させることも可能である。

このように、アナログに比べて多くの優れた特長を持つデジタル通信技術は、周波数利用効率や信頼性・経済性の向上を図りつつ、年々めざましい進歩を遂げ、現在に至っている。

1.2.2 ソフトウェア無線

自動車電話や携帯電話に代表的される無線通信技術は飛躍的な発展を遂げてきた。

現在、プログラミングによって、その機能を自由に変更することができるソフトウェア無線 (Software Radio 若しくは Software Defined Radio) が注目されている^{(1),(2)}。ソフトウェア無線では帯域幅やフィルタリング、変復調、符号化などといった無線の基本的機能は固定されたものではなく、ソフトウェアのダウンロードによりフィールドで自由に変更することが可能である。

ソフトウェア無線の概念に基づく無線機をソフトウェア無線機と呼ぶ。ソフトウェア無線機では、ディスクリット部品を用いて作成してきた従来の回路をプロセッサ IC とそれを動作させるソフトウェアによって構築している。ソフトウェア無線の特長を以下に示す。

- (a) プログラム処理することにより、同一端末装置を多種のアクセスモードに対応させることが可能である。
- (b) 最適なサービス、通信品質となる無線システムへの自動選択が可能である。
- (c) 最適な信号処理を行うことにより、無線通信の高品質化を可能にする。
- (d) 大量生産、保守・更新への適合性、セキュリティ機能への対応が可能である。
- (e) DSP ベースでの共通プラットフォームとソフトウェアにより実現するので、開発期間の短縮とそれに掛かる費用の削減を大幅に見込むことが可能である。

ソフトウェア無線を実現するための要素となる技術には、デジタル信号処理、電子デバイス、アレイアンテナ、ソフトウェア技術などがある。図 1.1 にソフトウェア無線のための要素技術と学術的統合領域を示す⁽¹⁾。無線情報通信としてのソフトウェア無線は、同図に示す「通信技術」や「ソフトウェア技術」、「信号処理技術」、「デバイス技術」及び「無線技術」といった要素技術が総合的に最適化されたときに完成する。

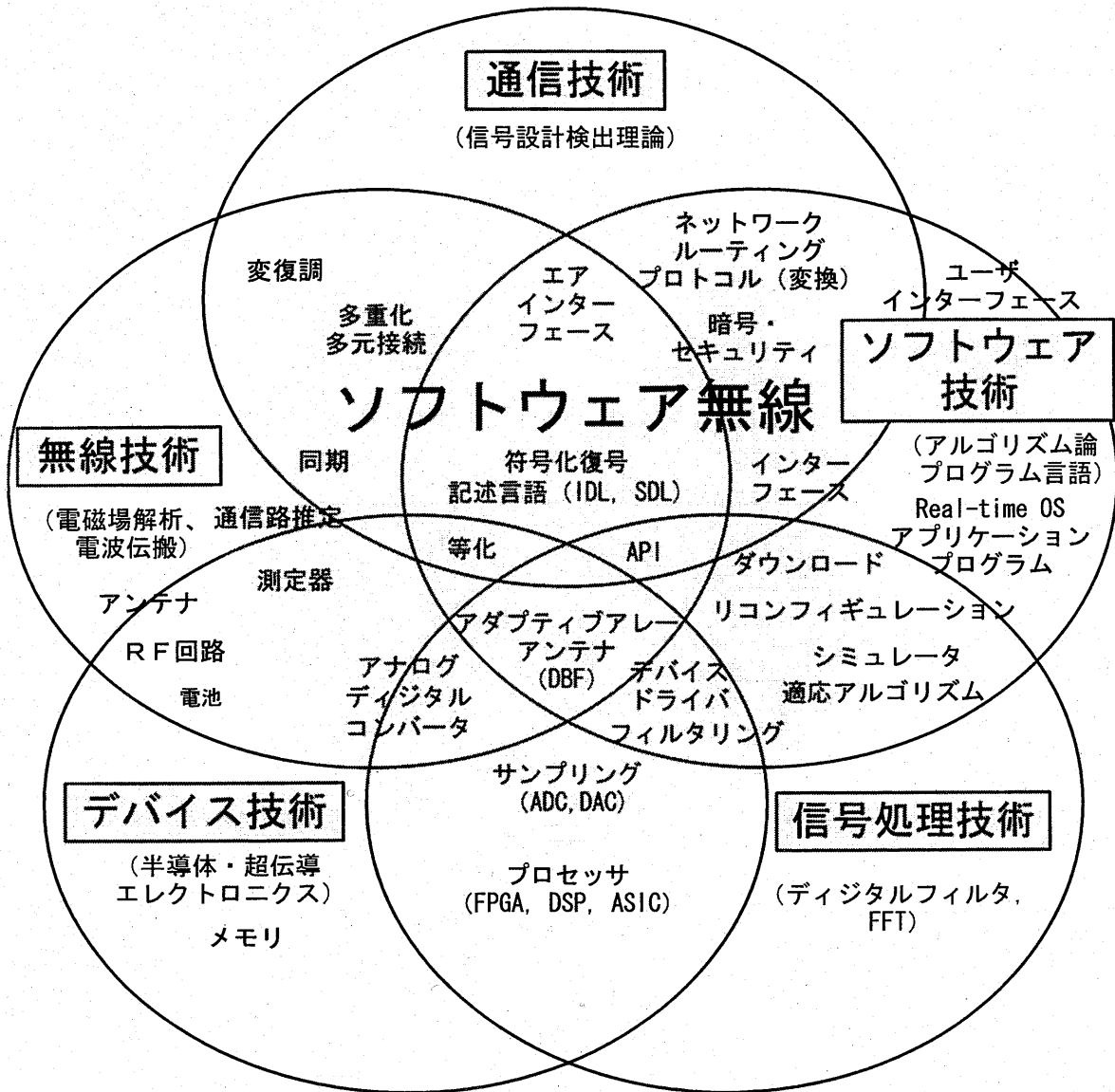


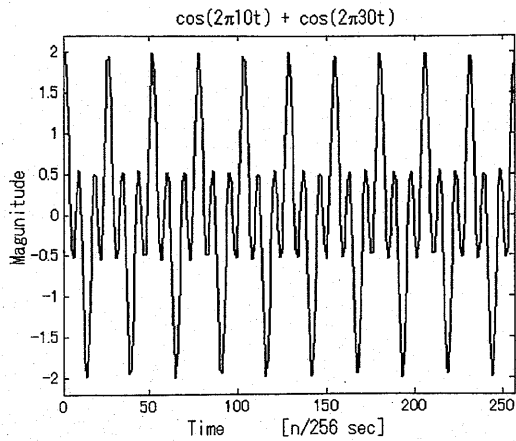
図 1.1 ソフトウェア無線のための要素技術と学術的統合領域⁽¹⁾

1.2.3 周波数領域信号処理

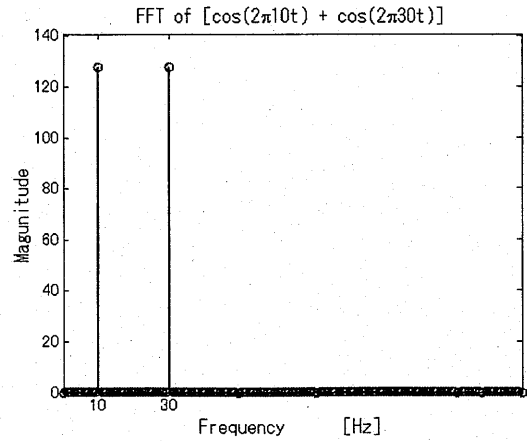
従来、時間の経過とともに変化する信号は時間領域信号として取り扱われてきた。これに対し、信号処理において時間領域より周波数領域で処理した方が処理し易いケースが増えてきている⁹⁾。

例えば信号のフィルタリングを考えた場合、**図 1.2**に示すようにフィルタリング対象の信号を一旦、周波数成分で表される周波数領域信号に変換する。この周波数領域信号から必要な周波数成分のみを取り出すためには、単に不必要な周波数成分を「0」とすればよい。同図では(a)に示す 10 Hz と 30 Hz の正弦波を合成した時間領域信号を、(b)に示すように周波数成分で表される周波数領域信号に変換する。(c)では(b)から取り除きたい 30 Hz の周波数成分を除去するため、これに相当する成分を「0」とする。(d)は(c)を時間領域信号に戻したものである。(d)では 30 Hz の正弦波は除去され、10 Hz の正弦波のみが存在している。以上の処理は、30 Hz の周波数成分のみをカットする狭帯域フィルタリングに相当している。

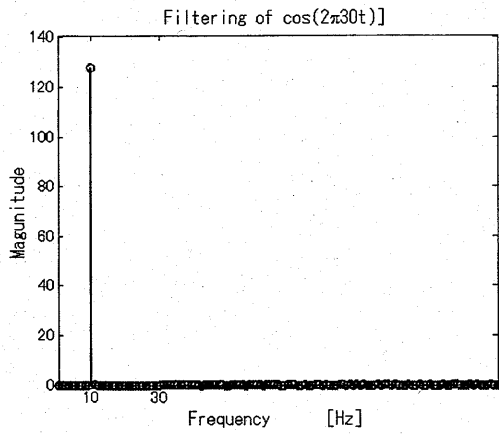
このような時間領域信号を周波数解析する理論は、19 世紀後半にフーリエによって初めて明らかにされた。しかし、この理論をリアルタイムの信号処理に応用できるまでに至ったのは、100 年以上も後の最近になってからのことである。この遅れた理由の 1 つに、リアルタイムの信号処理を可能とする演算回路を構築することが困難であったことが挙げられる。しかし、近年になって、時間領域一周波数領域間のリアルタイムでの信号変換が可能な DSP が開発された。DSP の出現によって、連続した信号を一定の時間ごとに切り出して周波数解析を行う短時間 FFT アルゴリズムを高速に実行することが可能になり、連続した信号のリアルタイムでの周波数領域処理が現実的なものとなった。



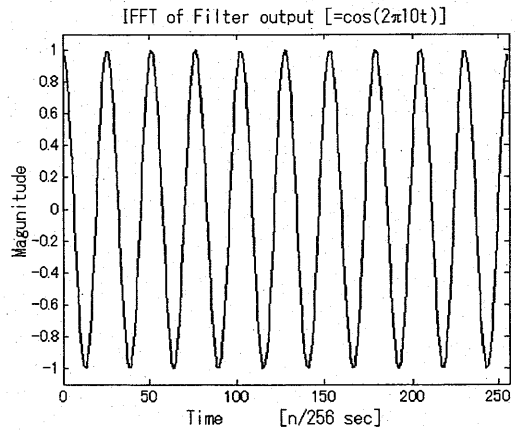
(a) 10 Hz と 30 Hz の正弦波を合成した時間領域信号



(b) 周波数領域信号化した(a)の時間領域信号



(d) 周波数領域で30 Hzの正弦波を除去((b)の30 Hz成分を0にする)



(c) (c)を時間領域に戻したもの((a)から30 Hzの正弦波を除去した結果)

図 1.2 周波数領域でのフィルタリング

1.2.4 DSP (Digital Signal Processor)

(a) DSP の現状

1982年にテキサス・インスツルメンツ社 (TI 社) から登場した DSP 「TMS32010」は、ハーバード型アーキテクチャを採用し、乗算器を内蔵することで乗算命令を含むほとんどの命令を 200ns で実行可能 (5MIPS : 1 秒間に 500 万命令実行) とした。20 年を経過した現在では、その 320 倍にあたる 1,600MIPS の処理能力を持つ「TMS320C6201」や「TMS320C6711」といった VLIW (Very Long Instruction Word) アーキテクチャによる DSP が開発されている^{(3),(10)}。DSP はプログラミングにより複雑な信号処理演算をリアルタイムで実現することが可能なマイクロプロセッサであり、その処理能力は汎用マイクロプロセッサよりはるかに高速である。

図 1.3 に DSP の開発状況を示す。

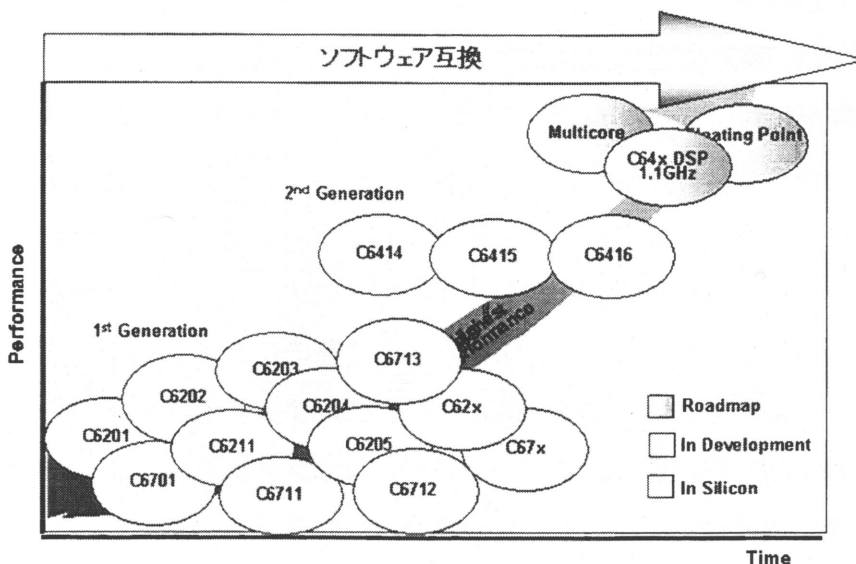


図 1.3 DSP の開発状況⁽³⁾

(b) 固定少数点と浮動小数点 DSP

初期の DSP は回路規模の制約のためにすべて固定少数点 DSP であったが、現在ではプログラムの組みやすい浮動少数点 DSP も流通している。しかし、固定少数点 DSP すべてが浮動小数点 DSP によって置き換えられてしまっているわけではない。すべてのアプリケーションが浮動小数点演算を必要とするわけではなく、携帯電話に代表される低消費電力であることが必須条件として要求される用途では、固定少数点 DSP が継続使用されている。

(c) DSP の高速化とアーキテクチャの複雑化

他の汎用プロセッサと同様、DSP もクロック周波数の向上に頼った処理性能の改善は困難になりつつある。そのため、以下に挙げるような複雑化したプロセッサ・アーキテクチャを採用することによって処理の高速化を図っている。

- 複数の演算ユニットの搭載
- パイプライン処理
- オンチップ・キャッシュの設置

しかし、プロセッサ・アーキテクチャを複雑化すれば、これに対応したプログラムの開発が難しくなってしまう。複数の演算ユニットを搭載した複雑なアーキテクチャを持つ DSP を動かすためのプログラムを、従来のようにハードウェア固有のアセンブラ言語で記述していたのでは、多大な時間と手間を費やすことになり効率的ではない。このため、DSP のプログラム開発には、プロセッサ・アーキテクチャに対応した最適化機能を持つコンパイラの使用が前提になる。

現在、コンパイラを用いたプログラム作成環境においては、C 言語に代表される移植性に優れプログラミングの容易な高級言語によってソースコードが記述されることが一般的になってきている。これは上に述べた DSP 自身の高速化とコンパイラの最適化機能の向上により、従来のアセンブラ言語で記述されたプログラムに比べ処理が遅くなりがちであった高級言語で記述されたプログラムが、アセンブラ言語で記述されたプログラムに近い処理時間で実行可能になってきているからである。

したがって、アルゴリズムさえ確立していれば、将来、より高速な信号処理能力を持つ DSP が開発された際には、パラメータ変更程度のプログラム改修によって高周波帯域への速やかな機能拡張が期待できる^{(3),(10)}。

(d) 今後の DSP の普及と汎用部品化への進展

特定用途向けの特異なアーキテクチャを持つ専用プロセッサとして生まれた DSP は、かつては専ら伝送システムの音声圧縮伸張処理に使われた。また、DSP を広く普及させるような応用例も存在していなかった。しかし、最近になって、家電メーカー・民生機器メーカー

がコンシューマ向け製品に DSP を使うようになった。現在、DSP の処理能力の向上と信号処理技術の発展、普及によりその応用分野は日々広がってきている。すなわち、DSP は特定ユーザだけが使用する特殊なプロセッサから、誰でも容易に使うことのできる汎用性の高いデバイスへと変わりつつある。

DSP を取り巻く環境には、大別して以下に示す 4 グループがあると考えられる。

- ① DSP を製造するグループ (メーカー)
- ② 信号処理のアルゴリズムを研究開発するグループ
- ③ サード・パーティと呼ばれる基板単位でのハードウェア及びソフトウェアを開発するグループ
- ④ 電気電子機器と呼ばれる機器に基盤を組み込んで製品化するグループ

したがって、DSP の選択には単に演算性能だけでの評価ではなくシステム開発が容易な環境に対する評価、別の言い方をすれば、DSP 単体ではなくそれを用いるためのソリューションの提供が充実している DSP メーカーであることが優先されると考えられる。

(e) DSP の応用分野の拡大

DSP の性能向上により、これまでデジタル信号処理が不可能であった分野にも DSP が用いられるようになってきている。例えば、従来は困難であった高周波帯域での変調復調も、現在では DSP でソフトウェア処理されることが珍しくない。アマチュア無線用のトランシーバには DSP を搭載しているものが増えてきている。このように高性能が要求されるハイエンドの用途では DSP の処理能力は他のプロセッサを圧倒している。今後、DSP の更なる性能向上とともに、様々な分野へデジタル信号処理技術が普及するであろう。

デジタル信号の演算処理には数学的な裏付けや基礎はかかせない。しかし、アナログ信号をデジタル化し所望の演算処理を行った後、結果をデジタル信号のまま、あるいは、アナログ信号へ再変換して用いる場合、DSP 自身だけでなく、直接 DSP と信号の授受を行う周辺機器との関わりが重要になってくる。デジタル信号処理や DSP アーキテクチャが複雑化するとともに、従来のようにすべての課題を独自に解決することは不可能になってきている。それ故、(d)で述べた ① ~ ④ で示した 4 つのグループの存在及び連携が重要になっている。

1.3 研究の目的

本論文では、新しいPSK復調方法として、受信したPSK変調波を高速フーリエ変換(FFT: First Fourier Transform) 処理することにより得られる周波数領域信号から信号成分と搬送波成分を抽出し、周波数領域でコンボリューションする方法を提案する。

本研究の目的とメリットを以下に述べる。

(1) 広い周波数範囲にわたる搬送波捕捉と PSK 復調

従来のPSK復調システムではコスタスループ(Costas Loop)を用いた同期検波方式が多く用いられており、時間領域で再生した搬送波を受信波に乗ずることにより復調出力を得ている⁽⁹⁾。コスタスループによる同期検波方式の場合PLL(Phase Locked Loop)の周波数引き込み制限から搬送波の捕捉範囲は狭くなる。これに対し本論文で提案する復調方式では、周波数領域で再生した搬送波と受信波を周波数領域上でコンボリューションして復調する。本方式ではPLLを用いていないため、広い周波数範囲にわたっての搬送波捕捉が可能となる。すなわち、原理的にはサンプリング周波数を f_s としたとき、本復調方式での搬送波の捕捉範囲は $f_s/2$ 以下である $0 \sim f_s/2$ となり、同調回路を用いた従来の復調システムに比べ広い周波数範囲に存在するBPSK変調波の復調を可能とする。

(2) PSK 受信波のリアルタイム復調処理

バーストデータに対するデジタル復調方式としては、固定参照搬送波による準同期検波を行う蓄積一括復調方式がこれまで提案されている^{(16),(17)}。このような蓄積一括復調に対し、本論文では受信波から直接搬送波を再生し連続信号の復調を実時間処理している。また、FFTを用いた復調方法として受信波をFFTしてスペクトラムを求め、その中央に位置する周波数を準同期検波の固定参照搬送波の周波数とする方法が報告されているが⁽¹⁸⁾、この方法でのFFTは搬送波周波数の近似値を求めるために用いられているのみである。これに対し本論文では、FFT結果から2つの周波数成分を抽出し、これら2成分に対して位相補正を行うことにより周波数領域で搬送波を直接再生する方法を考案している。

(3) 周波数領域における PSK 復調の提案と問題点の解決、及びシミュレーションによる本復調方式の検証

通常、搬送波周波数は FFT の離散周波数に一致しないため、BPSK 受信波の各サンプル値の 2 乗値を FFT して周波数領域信号に変換すると、搬送波周波数 f_c の 2 倍に相当する離散周波数 $2f_c$ 付近にピークを持つ複数の周波数成分が分散して現れる。更に、そのピークは搬送波周波数の 2 倍に最も近い離散周波数に存在する。

本論文では搬送波の再生方法として、BPSK 受信波のサンプリングに用いる周波数の 2 倍の周波数 $2f_s$ で受信波をサンプルして得たサンプル値の 2 乗値を FFT によって周波数領域信号に変換し、結果に現れるピーク周辺の成分の抽出と位相補正を行って搬送波を周波数領域で直接再生する方法を提案している。実際には、このようにして得られた 2 乗値を FFT して周波数領域信号とした結果に現れるピークの離散周波数成分とその付近に存在する多くの周波数成分の中から複数成分を抽出し、搬送波を再生している。

一方、周波数領域における復調のために再生搬送波とコンボリューションする BPSK 波自身の周波数領域信号は、上記の周波数 $2f_s$ でサンプリングして得た受信波のサンプル値を 1/2 デシメーションすることによって周波数 f_s でサンプリングして得た時間領域サンプル値に変換し、これを 2 乗値に用いた FFT と同じポイント数で FFT して得ている。

更に、この搬送波再生のために抽出する成分についてシミュレーションによる詳細な解析を行い、2 成分を抽出して搬送波を再生した場合に復調結果の BER (Bit Error Rate) 特性が最も良くなることを示している。

また、周波数領域で復調するためには信号を複素化する必要があるが、周波数領域においては正または負の周波数成分のうちいずれか一方を抽出することにより簡単に信号を複素化することができる。本論文では、受信波の正の周波数成分と再生搬送波の負の周波数成分をコンボリューションして復調している。

なお、搬送波を再生するために本復調方式では、連続して到来する受信信号を周波数 $2f_s$ でサンプリングすることによって得たサンプル値を一定の長さで切り出し、2 乗した後、FFT して得られた周波数領域信号から 2 成分を抽出するという狭帯域フィルタリングを行う。本復調方式の問題点として、この狭帯域バンドパスフィルタのインパルス応答によって IFFT 後の時間領域信号の前端と後端に端効果(End Effect)による誤差が発生する。本論文ではこのフィルタリングのインパルス応答を調べ、Overlap and Save⁽¹²⁾⁽¹⁵⁾を前端と後端に適用して端効果を軽減し、この問題を解決している。

(4) DSK (DSP Starter Kit) ボードによる本復調処理のリアルタイムでの実現

本復調方式のリアルタイムでの実現は、シミュレーションでは確認できない。

本研究では市販の DSK ボードを利用して、実際にハードウェア上で本復調のリアルタイム処理を実験した。本ボードに搭載された DSP (TI 社 : TMS320C6711) は汎用性の高い C 言語によりプログラミングが可能であり、一度プログラムを作成すれば他機種の DSP や、より高速な DSP へ容易に応用可能となる。

(5) ソフトウェア無線通信システムや多ビーム衛星オンボード処理への DSP 応用

本論文の手法は、ソフトウェア無線通信システムや多ビーム衛星オンボード処理への DSP 応用を目的としている。

現在、周波数領域での信号処理を実現するための FFT 処理として、文献⁽¹⁷⁾では 125 MHz 帯域の一括 FFT 処理が報告されている。また、ESA においては 500 M Sample/sec で 250 MHz 帯域を一括して FFT 処理する試作装置も報告されている⁽⁵⁾。本論文では数 100 Kbps ~ 数 Mbps の信号の復調を想定する。

現状の DSP の処理能力を考慮した上で、本復調方式を無線周波数帯の受信波に適用するには、復調に先立って受信信号を Low-IF 方式等によって周波数ダウンコンバージョンする必要がある^{(1),(2),(19)}。図 1.4 に Low-IF 方式における周波数ダウンコンバージョンを示す。本方式の場合、同図が示すように受信波の搬送波周波数 f_{RF-C} をダウンコンバージョン後の IF 周波数である f_{IF-C} にダウンコンバージョンする。ただし、この IF 周波数 f_{IF-C} は固定値である必要はなく、受信波のサンプリングに用いるサンプリング周波数 $f_s/2$ 以下の任意の周波数であればよい。ダウンコンバージョン以後は、この f_{IF-C} を搬送波 f_c に見立てて復調する。また、特定の搬送波周波数に同調する処理を行っておらず、受信した BPSK 波から直接計算により搬送波周波数や初期位相を求めて搬送波を再生している。このため、伝送路や周波数変換器で発生する搬送波の周波数変動や位相変動の影響を受けない。

本方式は DSP の高速化に伴い、受信周波数、帯域、ビットレート等への柔軟な対応が可能であり、ソフトウェア無線通信システムの構築や多ビームインターネット衛星でビーム間接続を行うためのオンボード処理などに適している。

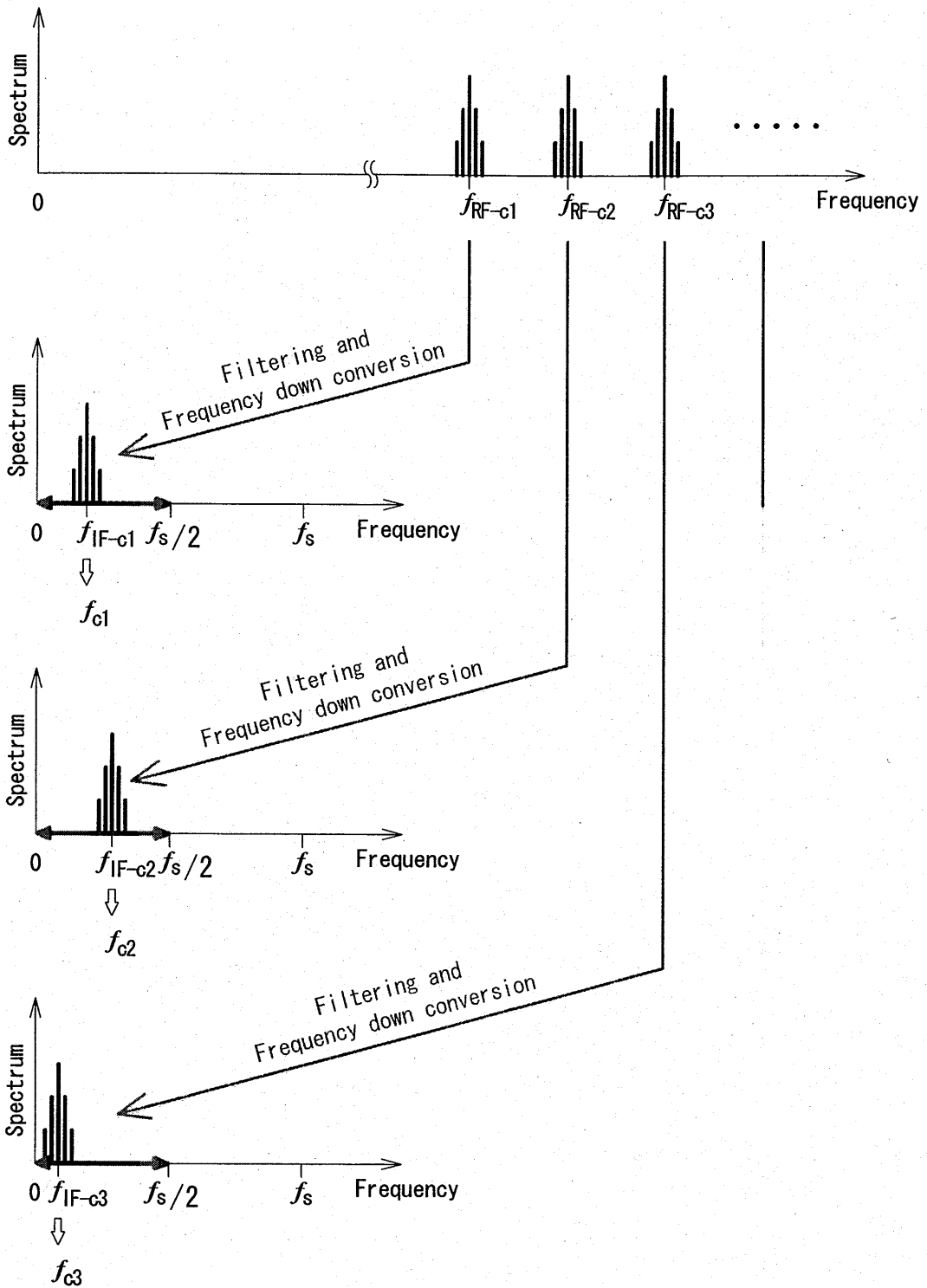


図 1.4 Low-IF 方式における周波数ダウンコンバージョン

1.4 本論文の構成

第1章 序論では本研究を始めるに至った背景を説明し、本研究の目的並びに本復調方式が従来の時間領域での復調方式に比べ優れている点について述べた。

第2章 周波数領域サンプルを用いた信号処理では、本研究の基礎である周波数領域サンプルを用いた信号処理の理論について述べる。ここでは、時間領域信号と周波数領域信号の関係及び正または負の周波数成分を利用した実信号の複素信号化について示し、本復調方式で行っている周波数領域におけるコンボリューションが時間領域での乗算、すなわち、復調処理に相当する理由を説明している。更に、本復調方式の問題点となる端効果及びその解決方法である **Overlap and Save** について述べる。

第3章 周波数領域における BPSK 変調では変調信号の帯域制限について説明し、従来の時間領域信号による変調処理と研究した周波数領域信号とを比較する。

第4章 周波数領域における BPSK 復調では通常受信状態で発生しうる信号の切り出し幅の変動が離散フーリエ変換に及ぼす影響、並びに FFT の離散周波数と搬送波周波数の関係について述べる。また、2乗値の FFT 結果から元の正弦波を再生することができる理由を明らかにするために、周波数 f_s でサンプリングした正弦波と周波数 $2f_s$ でサンプリングした正弦波の同一点 FFT の関係と、正弦波の2乗値を FFT した結果の最大2隣接サンプルから正弦波の初期位相 ϕ を求める方法を示し、これが搬送波再生に応用できることについて述べる。更に、搬送波を再生するために抽出する周波数成分の数及び初期位相の計算方法を明らかにした上で、研究した周波数領域における BPSK 復調の方法を従来の時間領域における方法と比較する。

第5章 周波数領域サンプルを用いた BPSK 復調のシミュレーションではこれまでの原理に基づいて変復調のコンピュータ・シミュレーションを行い、本復調方式の理論を確かめている。また、本復調方式が目的とする周波数帯の搬送波周波数でのシミュレーションでは、伝送路等で混入する雑音を考慮した受信波を復調することにより復調結果の BER 特性を求め、搬送波の再生方法の妥当性を検証する。

第6章 TMS320C6711DSK による本復調方式の実現ではシミュレーションでは確認できない本変復調方式のリアルタイム処理の可能性を確認するため、DSP を搭載した DSK ボードを実際にプログラミングすることによって製作した送受信機を用いて行った変復調実験について、その処理手順及び結果を示す。

第7章 結言では本研究の結果の考察及び今後の課題、応用についてまとめる。

図 1.5 に本論文の構成をフローチャートで示す。

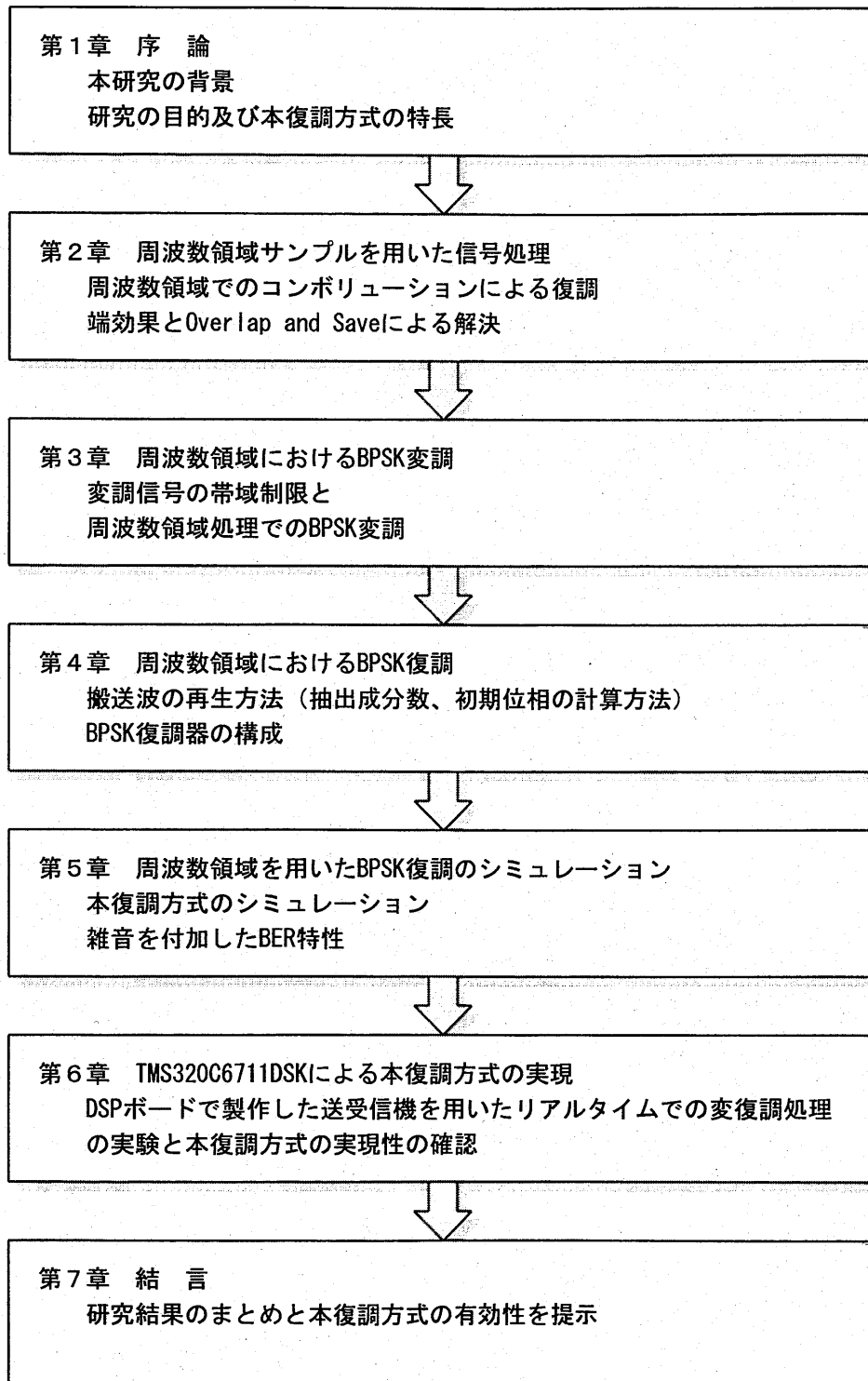


図 1.5 本論文の構成を示すフローチャート

第2章 周波数領域サンプルを用いた信号処理

本研究で用いる周波数領域信号処理とその応用について述べる。

2.1 周波数領域信号処理

時間領域信号と周波数領域信号との変換にはフーリエ解析が用いられる。

フーリエ (Fourier) 解析は、あらゆる波形を様々な周波数を持つ正弦波と余弦波に分解する解析方法である。フーリエ解析に用いられるフーリエ変換やフーリエ級数展開においては、解析しようとする関数の変数は連続的な値であるものとして定義される。

一方、デジタル信号処理では、連続的な数値ではなく離散的な数値を扱う離散フーリエ変換 (DFT : Discrete Fourier Transform) が用いられる。本研究においても、連続した受信信号をサンプリングした離散値サンプルが扱う対象であるため、離散フーリエ変換を用いる。

時間 t に関して連続した信号 (Continuous signal) を $g(t)$ としたとき、この信号を一定の間隔で標本化 (sampling) することによって離散値サンプル $g[n]$ が得られる。ここで n は整数である。 $g[n]$ の離散フーリエ変換を $G[k]$ と表せば、 $G[k]$ は式(2-1)で定義される。

$$G[k] = \sum_{n=0}^{N-1} g[n] \exp(-j2\pi nk/N) \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2-1)$$

上式で N は $g[n]$ の全サンプル数を表しており、 $g[n]$ と $G[k]$ は複素数である。式(2-1)の複素指数関数の部分を次式(2-2)で与えられる回転因子 (twiddle factor) W_N で置き換えれば、

$$W_N = \exp(j2\pi/N) \quad (2-2)$$

より、 $G[k]$ は次式(2-3)のように表すことができる。

$$G[k] = \sum_{n=0}^{N-1} g[n] W_N^{-nk} \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2-3)$$

また、逆離散フーリエ変換 (IDFT : Inverse discrete Fourier Transform) は次式(2-4)のように定義される。

$$g[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} G[k] W_N^{nk} \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2-4)$$

更に、高速フーリエ変換 (FFT : First Fourier Transform) 及び高速フーリエ逆変換 (IFFT : Inverse First Fourier Transform) は、DFT 及び IDFT の計算量を大幅に削減するためのアルゴリズムである⁽¹⁾。

図2.1は、ポイント数 N のDFTの計算量 $O(N^2)$ (O :オーダー)とFFTの計算量 $O(N \log_2 N)$ を示している。同図より、扱うサンプル数の増加に伴いDFTの計算量は著しく増加するが、FFTの計算量の増加は非常に小さいことがわかる。

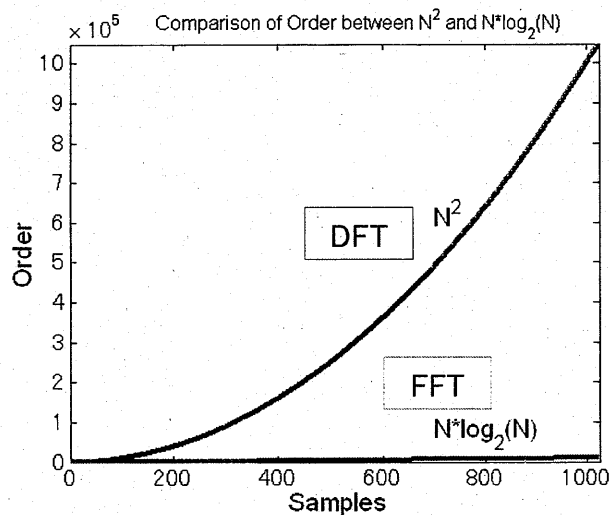


図 2.1 DFT の計算量と FFT の計算量の比較

2.1.1 時間領域信号と周波数領域信号の関係

時間領域信号と周波数領域信号はフーリエ変換対である。すなわち、時間領域信号を離散フーリエ変換すれば周波数領域信号を得ることができ、周波数領域信号を離散フーリエ逆変換すれば時間領域信号になる。

2.1.2 正の周波数及び負の周波数と実信号の複素信号化

一般に、時間領域信号をフーリエ変換して得た周波数領域信号は、図 2.2 に示すように横軸が正及び負の周波数で表される。信号のサンプリング周波数が f_s であるとき、横軸の中央は $f_s/2$ であり、これより左側が正の周波数、右側が負の周波数を意味する。

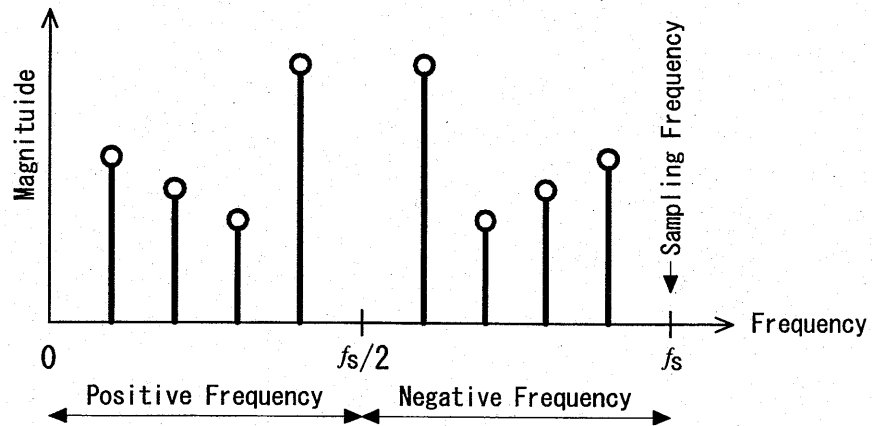


図 2.2 正の周波数と負の周波数の関係

実関数の信号である実信号及び複素関数の信号である複素信号を考える場合、両信号は、これら正と負の周波数の関係を利用することにより線形的に関連付けられる。特に、実信号は、周波数領域では共役複素数で表される信号の線形結合として表すことができる。すなわち、式(2-5)及び式(2-6)が示すように、周波数を f 、時刻を t としたとき、実信号である $\cos(2\pi ft)$ と $\sin(2\pi ft)$ は、複素指数関数 $\exp(j2\pi ft)$ とその複素共役関数 $\exp(-j2\pi ft)$ の和及び差による線形結合として表される。

$$\cos(2\pi ft) = \frac{1}{2} \{ \exp(j2\pi ft) + \exp(-j2\pi ft) \} \quad (2-5)$$

$$\sin(2\pi ft) = \frac{1}{2j} \{ \exp(j2\pi ft) - \exp(-j2\pi ft) \} \quad (2-6)$$

また、これら 2 式についての別の解釈として、実信号である $\cos(2\pi ft)$ や $\sin(2\pi ft)$ は正の周波数(f)と負の周波数($-f$)という 2 つの周波数成分を持っているとも言える。本論文では、この関係を利用することにより、実信号から正あるいは負の周波数成分を抽出することによって信号の複素化を行っている。

2.2 コンボリューション (畳込み)

2.2.1 サークュラコンボリューション

周期 N の2つの時間領域信号 $x(n)$ と $h(n)$ のサーキュラコンボリューション (Circular convolution : 巡回畳込み) $y(n)$ は、式 (2-7) のように定義される。

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) h(n-k) \quad (2-7)$$

2.2.2 周波数領域におけるサーキュラコンボリューションと時間領域における積の関係

周波数領域におけるサーキュラコンボリューションは、時間領域における積で表される。

周期が N である2つの時間領域信号のサンプル値 $x(n)$ と $h(n)$ をポイント数 N で離散フーリエ変換して得られた周波数領域信号を $X(n)$ と $H(n)$ としたとき、 $X(n)$ と $H(n)$ の周波数領域におけるサーキュラコンボリューションは、定義より式(2-8)のように表される。

$$\begin{aligned} \sum_{i=0}^{N-1} X(i) H(n-i) &= \sum_{i=0}^{N-1} \left[\sum_{m=0}^{N-1} x(m) \exp(-j2\pi m i / N) \right] \left[\sum_{k=0}^{N-1} h(k) \exp\{-j2\pi k (n-i) / N\} \right] \\ &= \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} x(m) h(k) \exp(-j2\pi k n / N) \left[\sum_{i=0}^{N-1} \exp(-j2\pi m i / N) \exp(j2\pi k i / N) \right] \end{aligned} \quad (2-8)$$

ここで、最後の[] 内については次式(2-9)の直交関係が成立しており、 $m=n$ のとき N に等しく、 $m \neq n$ のときでは0となる。

$$\sum_{i=0}^{N-1} \exp(-j2\pi m i / N) \exp(j2\pi k i / N) = \begin{cases} N & (m = n) \\ 0 & (m \neq n) \end{cases} \quad (2-9)$$

したがって、式(2-8)は次のように表される。

$$\sum_{i=0}^{N-1} X(i) H(n-i) = N \sum_{k=0}^{N-1} x(k) h(k) \exp(-j2\pi n k / N) \quad (2-10)$$

このように2つの周波数領域信号のサーキュラコンボリューションは、それら2つのフーリエ対である時間領域信号同士の積を離散フーリエ変換したものに等しくなる。

以上の関係を用いて本論文では、受信波と再生搬送波を乗算する時間領域での復調処理を、周波数領域信号化した受信波と再生した搬送波をサーキュラコンボリューションすることによって実現する。これが、周波数領域での復調処理である。

2.2.3 FFT/IFFT を用いた高速コンボリューション

前節で述べた関係を利用することにより、周期 N の2つのサンプル列 $x(n)$ と $h(n)$ のサーキュラコンボリューション $y(n)$ を求める演算を高速に行うことができる。これは高速コンボリューション (Fast convolution) と呼ばれている。図 2.3 は高速コンボリューションの計算手順を示している。同図が示すように、この方法では $x(n)$ と $h(n)$ をそれぞれ一度 FFT し、両者を乗算後、IFFT して再び元の時間あるいは周波数の領域に戻すことによりコンボリューション演算を達成している。高速コンボリューションではコンボリューションするサンプル列は共に周期性を持つことが前提となっており、本論文で扱うような周期性を持たない信号から生成した時間サンプル列のサーキュラコンボリューション結果には、次節で述べるような端効果が発生する。

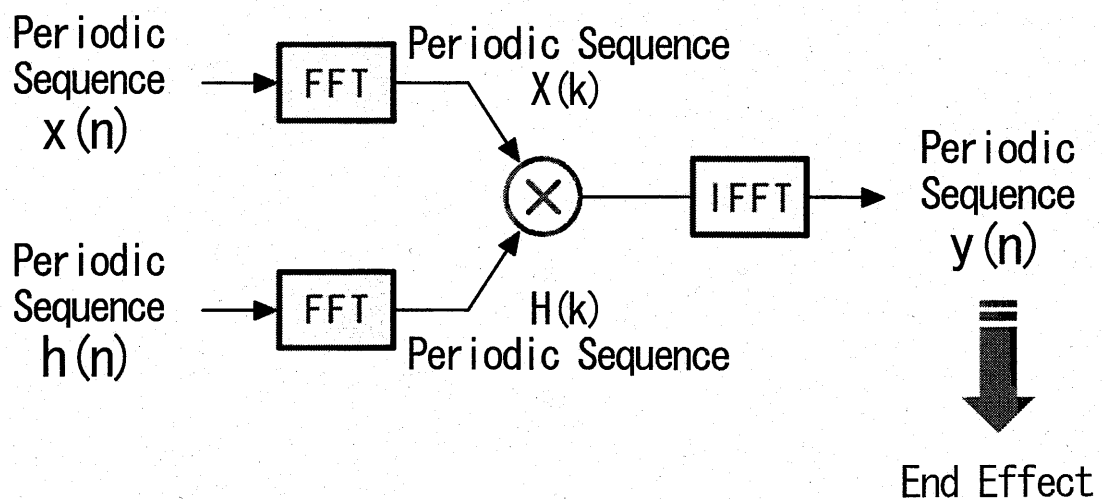


図 2.3 高速コンボリューション

2.3 端効果 (End effect)

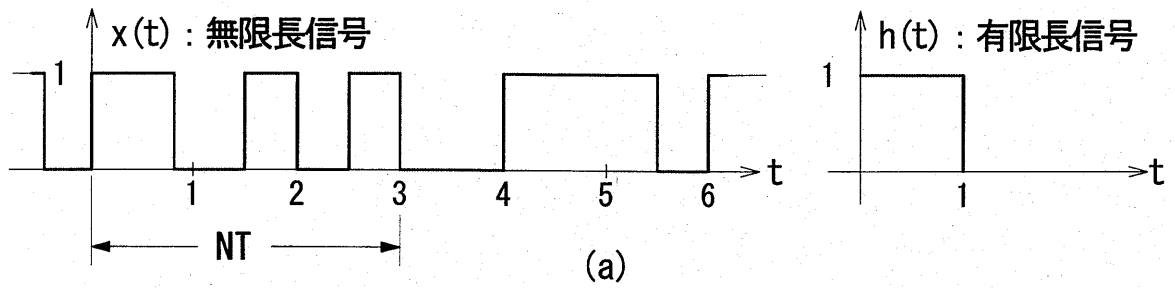
連続した信号をFFTによって周波数領域へ変換する場合、連続した信号を切り出して有限長の信号とする。時間領域における2つの有限長の信号の積は、周波数領域では、周波数領域信号に変換された2つのフーリエ変換対のコンボリューションとなる。FFTの基本である離散フーリエ変換では、切り出した信号が周期的に繰り返すことを前提としている。このため、本論文で用いる受信波や搬送波のように周期性を持たない離散値サンプル列の場合、コンボリューションした結果は端効果^{(2),(3)}により切り出した両端で誤差を生じる。

2.3.1 無限長波形と有限長波形の離散値コンボリューション (サーキュラコンボリューション)

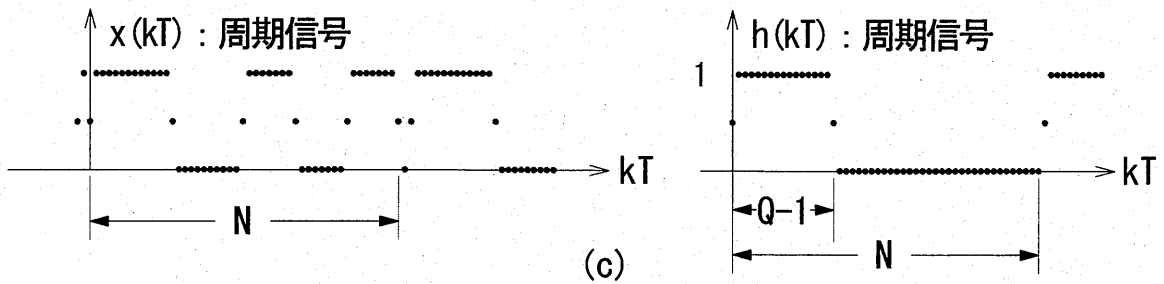
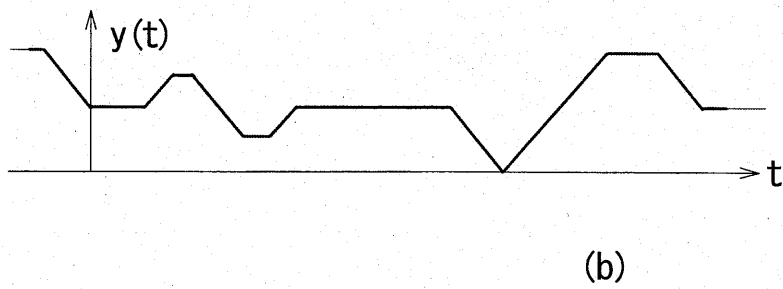
畳み込むべき信号のいずれか一方だけが有限長の信号である場合を考える。

図2.4に無限長波形と有限長波形について、連続値コンボリューションと離散値コンボリューション (サーキュラコンボリューション) の関係を示す。離散値コンボリューションを行うためには、同図(a)及び(c)に示すように周期 N を選び、同図(a)に示す連続した無限長波形 $x(t)$ 及び有限長波形 $h(t)$ を標本化して、同図(c)に示すような共に周期的な離散信号 $x(kT)$ 及び $h(kT)$ にしなければならない。同図(b)は(a)に示した連続値サンプル $x(t)$ と $h(t)$ の連続値コンボリューションの結果であり、同図(d)は(c)に示した離散値サンプル $x(kT)$ と $h(kT)$ の離散値コンボリューションの結果である。同図(b)が示す連続値コンボリューションの結果と同図(d) が示す離散値コンボリューション結果を比較すると、この2つの結果は離散値コンボリューション結果の最初の $Q-1$ 個分の部分を除いて一致している。一方、 $Q-1$ 個までの部分では離散値コンボリューションの結果には誤差が生じており、連続コンボリューションの結果とは異なったものとなっている。これは端効果 (End Effect) と呼ばれる現象であり、周期性のない無限長信号 $x(kT)$ から切り出した部分に周期性を課すことにより生じるものである。

図2.4の場合、端効果は推移が $k=Q-1$ になるまで、すなわち、コンボリューション結果の初めの部分にのみ生じている。離散コンボリューションは端効果を除いては、連続コンボリューションの良い近似となる。本論文では端効果を除去するための手法として次項に述べる Overlap and Save を用いる。



連続値コンボリューションの結果



離散値コンボリューションの結果

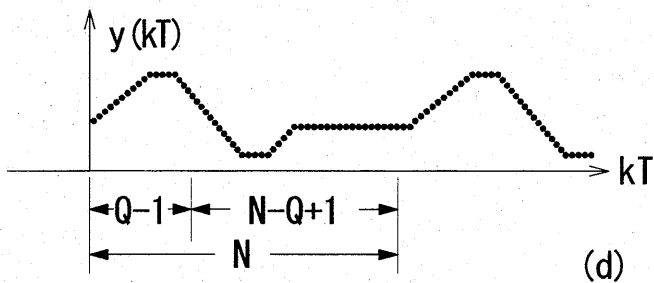


図 2.4 連続離散値コンボリューションと離散値コンボリューションの比較
(無限長信号と有限長信号の場合)

2.3.2 Overlap and Save

コンボリューション結果に生じている端効果を除去する手法として、2.3.1 に示した Overlap and Save⁽²⁾⁽⁵⁾について述べる。図 2.5 は、共に離散値サンプルである $h(n)$ と $x(n)$ の Overlap and Save によるコンボリューション演算を示している。

同図(a)に示す $h(n)$ はサンプル長 N_h の比較的短いサンプル列であり、後ろに $N-N_h$ 個の 0 を付加することによって N サンプル化してから FFT する。

一方、同図(b)に示すように入力サンプル列 $x(n)$ を長さ L で切り出す。次に(c)に示すように、この切り出した長さ L のサンプル列の前に、1つ前に切り出した長さ L のサンプル列の最後にある N_h-1 個のサンプルを追加することによって、長さ $N (=L+N_h-1)$ のサンプル列 $x^{(l)}(n)$ を得る。FFT は各 $x^{(l)}(n)$ ごとに行う。ただし、第1番目の区間については、追加するサンプル列が存在しないので N_h-1 個の 0 を付加する。

(d)は、(a)に示した $h(n)$ と(c)に示した $x^{(l)}(n)$ を高速コンボリューションを用いてサーキュラコンボリューションした結果 $y^{(l)}(n)$ を示している。 $y^{(l)}(n)$ には、 $x^{(l)}(n)$ を周期信号として扱ったことにより、前 N_h-1 個分のサンプル値に端効果が現れている。

このため、Overlap and Save では、端効果が現れている前 N_h-1 個分のサンプル値を捨てながら、 $y^{(l)}(n)$ をつなぐことにより、(e)に示す連続したコンボリューション結果 $y(n)$ を得ている。Overlap する幅は大きいほど端効果除去には有効であるが、(d)に示した $y^{(l)}(n)$ から捨てるサンプル数も増えるため、連続したコンボリューション結果を得るための信号処理効率が低下する⁽⁶⁾。

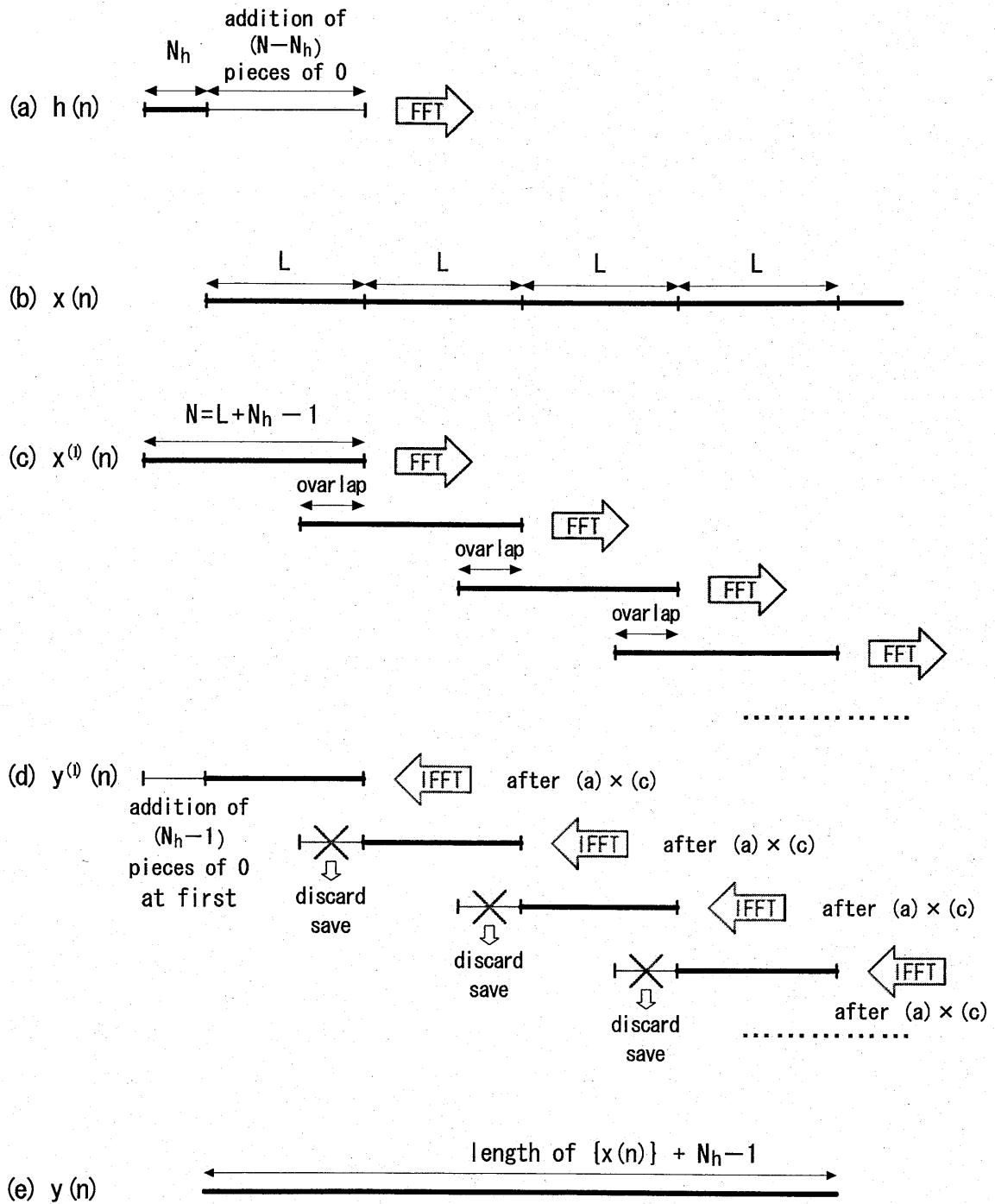


图 2.5 Overlap and Save

第3章 周波数領域における BPSK 変調

3.1 BPSK 変調波

BPSK 変調は、1 と 0 の送信データにより搬送波を 180 度位相シフトする変調方式である。すなわち、送信データのスペース「0」とマーク「1」に対応させ、搬送波 $\cos 2\pi f_c t$ (f_c : 搬送波周波数、 t : 時刻) の位相を「0」と「 π 」に変化している。BPSK 変調波を式(3-1)に示す。

$$S_{BPSK}(t) = V \cos \{2\pi f_c t + \theta(t)\} \quad (3-1)$$

ここで、

$$\begin{aligned} S_{BPSK}(t) &: \text{BPSK 変調波} \\ V &: \text{振幅} \\ f_c &: \text{搬送波周波数} \\ t &: \text{時刻} \\ \theta(t) &: \text{変調位相成分} \quad (0 : \text{送信データ「0」の場合} \\ &\quad \pi : \text{送信データ「1」の場合}) \end{aligned}$$

簡単のため $V=1$ とし $\theta(t)$ に 0 あるいは π を代入すれば、式(3-1)は式(3-2)のように変形できる。

$$S_{BPSK}(t) = \begin{cases} \cos(2\pi f_c t) & \dots\dots\dots \theta(t) = 0 \\ -\cos(2\pi f_c t) & \dots\dots\dots \theta(t) = \pi \end{cases} \quad (3-2)$$

このように BPSK 変調では、搬送波の位相変化は振幅の変化となって変調波に現れる。受信した BPSK 変調波から変調成分を除去し、復調に必要な再生搬送波を得るためには、変調波の 2 乗値を求め、次式(3-3)の関係を利用する。

$$\cos\{2 \cdot (2\pi f_c t)\} = 2 \{\pm \cos(2\pi f_c t)\}^2 - 1 \quad (3-3)$$

3.2 ロールオフフィルタによるデジタル信号の帯域制限

図 3.1(a)は周波数 1 Hz の矩形パルスを周波数 32 Hz でサンプリングして得た、時間領域サンプル値を示している。同図(b)は(a)のサンプル値をポイント数 128 で FFT して得た周波数領域信号である。同図(b)が示すように PSK 変調の変調信号となる矩形パルス信号は、多数のスペクトラム、理論的には直流から無限周波数にまでに及ぶ広帯域な周波数スペクトラムを含んでいる。このため、複数のユーザが同じ伝送路を使用して通信を行う場合にチャンネル間で干渉を起こす。したがって、有線・無線を問わず、矩形パルス信号伝送による通信システムを構成する際には周波数を有効利用するために変調データをできるだけ狭帯域化することが必要となる。この狭帯域化は変調信号をローパスフィルタに通し、高周波成分を除去することによって実現できる。

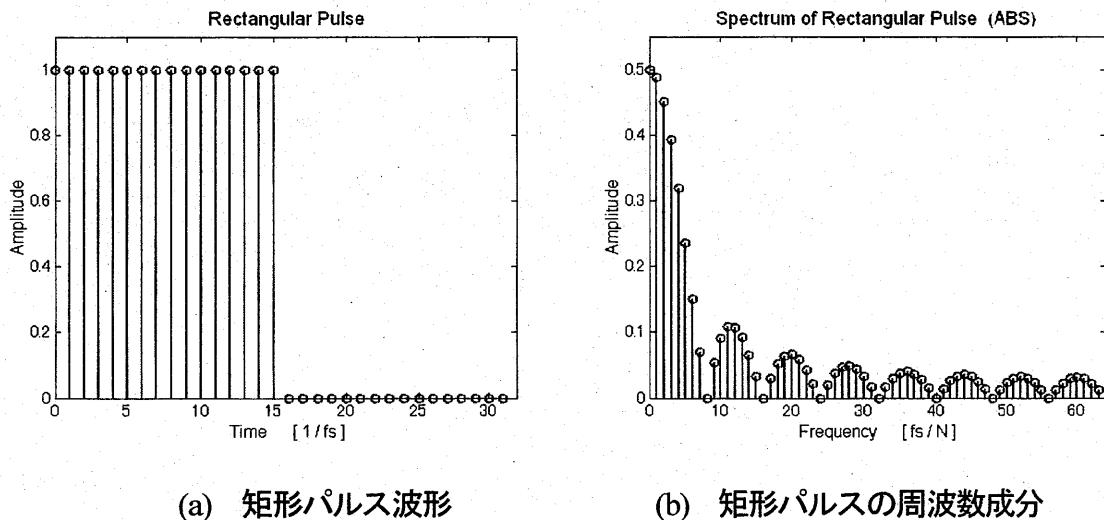


図 3.1 矩形パルス波形とその周波数成分

また、シンボル間干渉を生じることなくフィルタリングするためには、フィルタのインパルス応答がシンボル間隔 $T(\text{sec})$ ごとにゼロクロスするものでなければならない。この基準を満たすフィルタには、カットオフ周波数 $f_{\text{cut}} = 1/2T$ となる理想 LPF がある。しかし、この理想 LPF のインパルス応答は負の時間を含めた無限長になることから、これを実現することは不可能である。このため、実際には図 3.2 に示すような有限長のインパルス応答及び図 3.3 に示すような周波数特性を持つコサインロールオフフィルタを用いる。この 2 つの図はロールオフ率 $\alpha=0, 0.5, 1$ である場合のコサインロールオフフィルタのインパルス応答及び周波数特性を示している。コサインロールオフフィルタではロールオフ率 α が

ゼロに近づくとき急峻な振幅特性となり周波数利用効率は上がるが、欠点としてフィルタ出力波形のアイが狭くなり、シンボルの判定タイミングずれによりビットエラーが生じやすくなる。この原因は、図 3.2 に示したようにインパルス応答のサイドローブが大きくなることである。

以上より、送信側ではバイナリ (2 値) 系列の送信データから得たインパルス信号をコサインロールオフフィルタに通して帯域制限し、変調信号とする。変調器ではこの帯域制限された変調信号で搬送波を変調することにより、BPSK 変調波を得る。

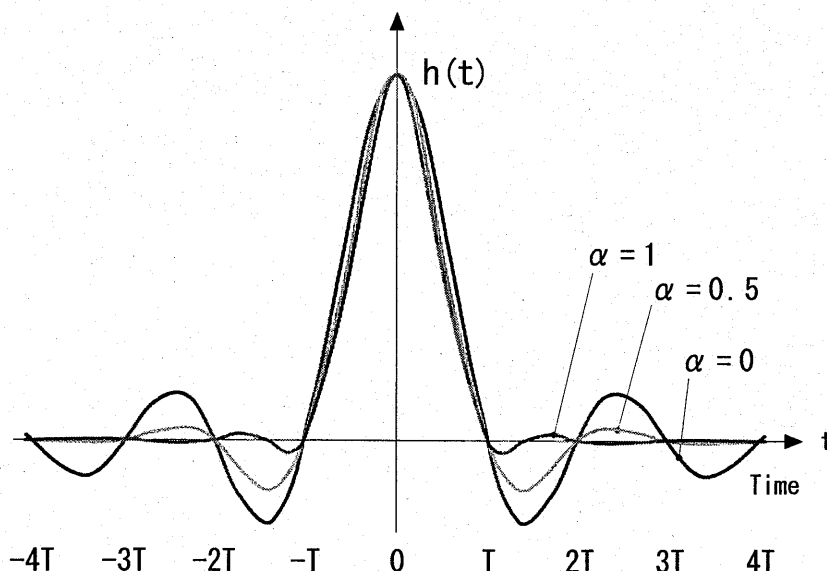


図 3.2 コサインロールオフフィルタのインパルス応答

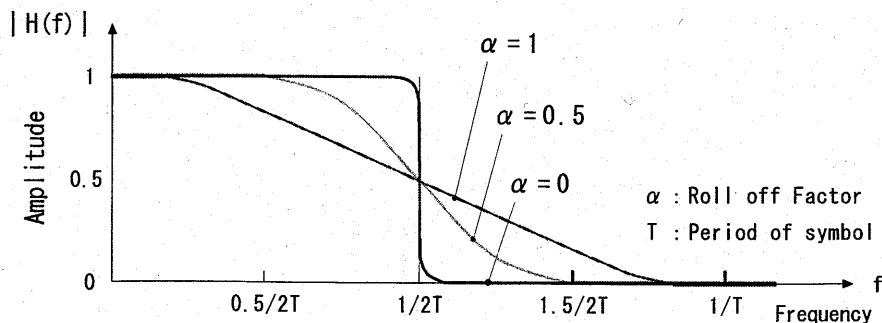


図 3.3 コサインロールオフフィルタの周波数特性

3.3 帯域制限された変調信号による BPSK 変調

以上のように BPSK 変調では変調信号を予め帯域制限しておく必要がある。変調信号を帯域制限するためには、まず、変調信号であるシンボル周期が T で正負の極性を持つ NRZ 矩形パルスをアップサンプルする。アップサンプルによって得られたサンプル値の中で各 NRZ ビットの先頭にあたるサンプル値のみを残し、以後のサンプルを「0」にすることによりシンボル周期が T の NRZ インパルス列 δ_n が得られる。この NRZ インパルス列 δ_n をコサインロールオフフィルタに通せば、変調信号は帯域制限される。

帯域制限された変調信号 $m(t)$ は、次式(3-4)のように表すことができる。

$$m(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta_n r(t - nT) \quad (3-4)$$

ここで、 $r(t)$ はロールオフフィルタのインパルス応答であり、 α はロールオフ率である。

$$r(t) = \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T} \cdot \frac{\cos(\alpha \pi t/T)}{1 - (2\alpha t/T)^2} \quad (3-5)$$

$$\delta_n \in (1, -1)$$

この帯域制限された変調信号 $m(t)$ によって周波数 f_c の搬送波を BPSK 変調すれば、式(3-6)で表される帯域制限された BPSK 変調波 $S_{BPSK}(t)$ が得られる。

$$S_{BPSK}(t) = m(t) \cos 2\pi f_c t \quad (3-6)$$

ここで、

$S_{BPSK}(t)$: 帯域制限された BPSK 変調波

$m(t)$: 帯域制限された変調信号

f_c : 搬送波周波数

t : 時刻

3.4 周波数領域における BPSK 変調

図 3.4 に時間領域と周波数領域における BPSK 変調を示す。図中で『 \leftrightarrow 』はフーリエ変換対 (Fourier Transform Pairs)、『 \times 』は積 (Multiplication)、『 \otimes 』はコンボリューション (Convolution)、『 \downarrow 』はその上に示した積、あるいはコンボリューション演算の結果を表している。

まず、伝送する符号「0」及び「1」を、「1」及び「-1」へとマッピングした同図(a)に示す周期 T の NRZ (Non Return to Zero) 信号である矩形パルスを生成し、これを BPSK 変調信号とする。

次に、コサインロールオフフィルタリングの前処理として、この NRZ 信号である矩形パルスを(a)を周期 T_s のインパルスでアップサンプルし、得られた各 NRZ ビット先頭にある 1 サンプルのみを残した上で、以後のサンプルを「0」とすることによりインパルス化した NRZ 信号(b)を得る。同図(B)は、この NRZ インパルス信号(b)の周波数成分を示している。

こうして得た NRZ インパルス信号(b)を帯域制限するために、コサインロールオフフィルタ(c)に通す。コサインロールオフフィルタによるフィルタリング処理は、時間領域では入力信号である NRZ インパルス信号(b)とロールオフフィルタのインパルス応答(c)とのコンボリューションであり、周波数領域では NRZ インパルス信号(b)の周波数成分(B)とコサインロールオフフィルタの周波数特性(C)との積である。帯域制限された変調信号の時間領域信号である波形を(d)に、また、その周波数領域信号である周波数成分を(D)に示す。

最後に、この帯域制限された変調信号で搬送波を PSK 変調すれば、BPSK 変調波が得られる。変調処理は時間領域では変調信号(d)と搬送波(e)との積であり、周波数領域では変調信号(D)と搬送波(E)とのコンボリューションである。

(f)は BPSK 変調波を時間領域信号である波形で表しており、(F)は同じ BPSK 変調波を周波数領域信号である周波数成分で表している。

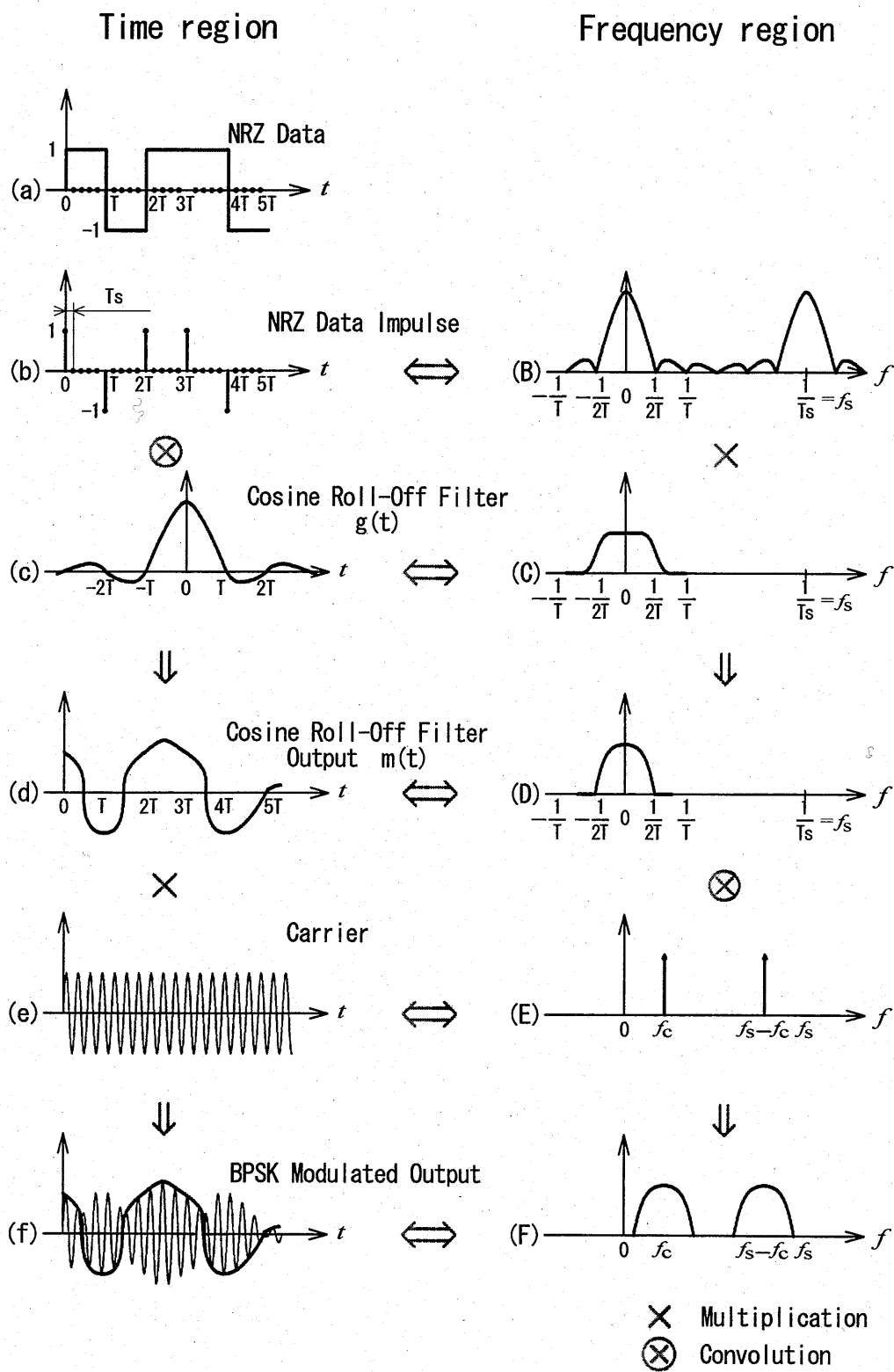


図 3.4 時間領域と周波数領域における BPSK 変調

第4章 周波数領域における BPSK 復調

本章では周波数領域での搬送波再生について述べる。BPSK 受信波を周波数 $2f_s$ でサンプリングして得たサンプル値の2乗値をFFTすると、その結果には搬送波周波数 f_c の2倍の周波数付近にピークが現れる。本復調方式では、このピークを含む2成分を抽出することによって周波数領域で搬送波を再生する。

4.1 BPSK 変調波のパワースペクトラム

図4.1にビットレート=64 Symbol/sec、ロールオフ率=0.5のロールオフフィルタによって帯域制限した変調信号で、搬送波周波数 $f_c=256$ Hzの搬送波をBPSK変調した変調波を周波数 $f_s=1,024$ Hzでサンプリングし、ポイント数 $N=1,024$ でFFTして得たパワースペクトラムを示す。横軸は周波数、縦軸はパワースペクトラムの大きさを示している。同図に示すように正の周波数に相当する256 ($=f_c$) Hzと、負の周波数に相当する768 ($=f_c - f_s = 1,024 - 256$) Hzを中心としたスペクトラムが確認できるが、BPSK変調波では搬送波は抑圧されており搬送波周波数を特定することは困難である。

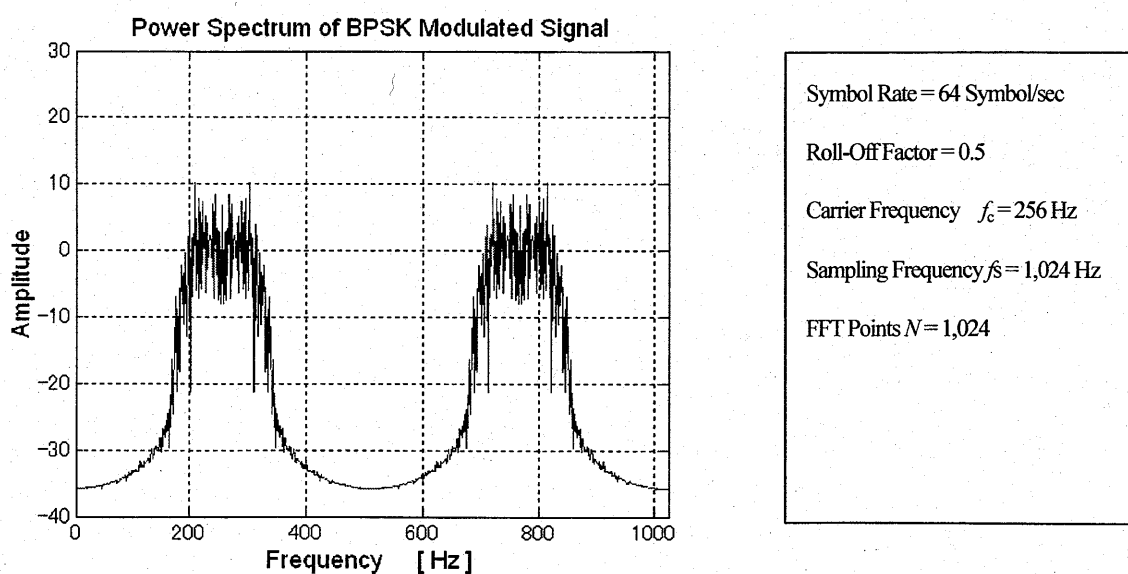


図 4.1 BPSK 変調波のパワースペクトラム

4.2 BPSK 変調波の2乗値のパワースペクトラム

図4.2に、4.1で示したBPSK変調波を周波数 $2f_s=2,048$ Hzでサンプリングし、各サンプル値の2乗値を求め、これをポイント数 $N=2,048$ でFFTして得られるパワースペクトラムを示す。横軸は周波数、縦軸はパワースペクトラムの大きさを示している。同図より明らかなように、2乗値のパワースペクトラムには搬送波の2倍の周波数に等しい正の周波数に相当する $512 (= 2f_c = 256 \times 2)$ Hzと負の周波数に相当する $1,536$ Hz ($= 2(f_c - f_s) = 2,048 - 256 \times 2$) Hzに大きなピークが現れる。本復調方式では、この2乗値のパワースペクトラムに現れるピーク近傍のサンプルを抽出し、初期位相 ϕ を補正して搬送波を再生する。

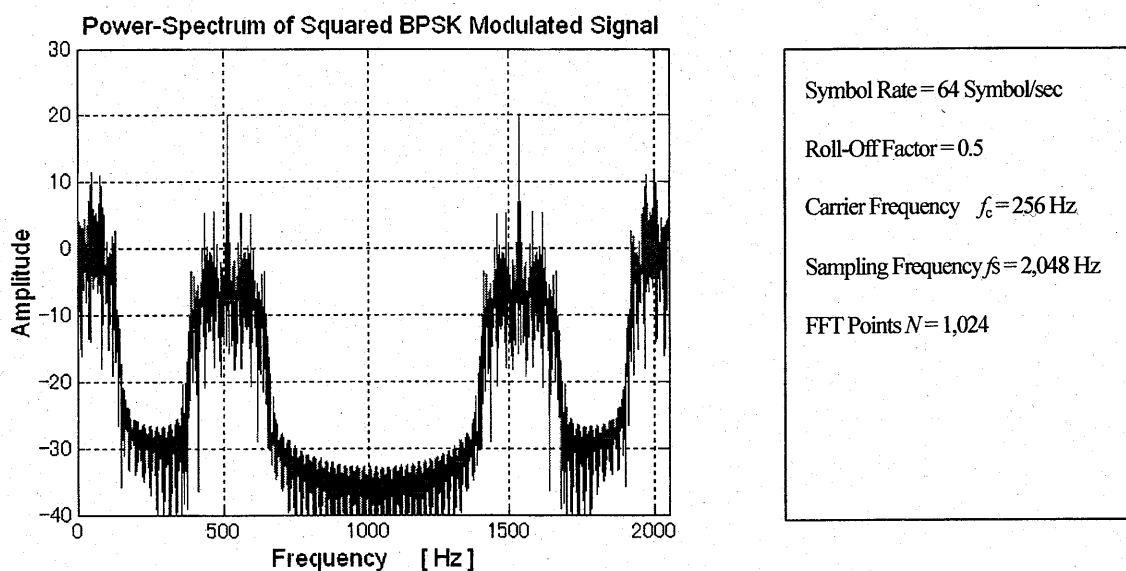


図 4.2 BPSK 変調波の2乗値のパワースペクトラム

4.3 信号の切り出し幅が離散フーリエ変換に及ぼす影響

離散フーリエ変換では、連続フーリエ変換の対象である連続信号を一定の周期で標本化し、任意の長さで切り出すことにより得られる有限長の離散サンプル列が扱う対象となる。更に、この有限長の離散サンプル列には周期性、すなわち切り出したサンプル列が繰り返されるという条件が付加される。

連続した周期信号を標本化して得られた離散サンプルが元の連続した周期信号の周期の整数倍で切り出されるのなら、切り出された離散サンプル列に周期性を課しても、離散サンプル列の繰り返しは連続した周期信号を標本化して得られた離散サンプルに等しくなる。このため、離散値であることを除けば、離散フーリエ変換の結果は連続フーリエ変換の結果と同じものになる。

しかし、切り出し幅が元の連続した周期信号の周期の整数倍でない場合には、離散フーリエ変換の結果と連続フーリエ変換の結果には誤差が生ずる。

ここでは、信号の切り出し幅が離散フーリエ変換に及ぼす影響について述べる。

4.3.1 帯域制限周期波形：切り出し幅が周期に等しい場合

図 4.3 に、正弦波信号 $h(t)$ をその 1 周期に相当する切り出し幅で切り出したときのフーリエ変換を示す。図中で『 \leftrightarrow 』はフーリエ変換対 (Fourier Transform Pairs)、『 \times 』は積 (Multiplication)、『 \otimes 』はコンボリューション (Convolution)、『 \Downarrow 』はその上に示した積、あるいはコンボリューション演算の結果を表している。

はじめに、同図(a)に示す正弦波信号 $h(t)$ を、(b)に示す周期 T の標本化インパルス列 $\Delta_0(t)$ を用いて標本化する。時間領域での標本化処理は、(a)に示す正弦波信号 $h(t)$ と (b) の標本化インパルス列 $\Delta_0(t)$ との積 $h(t) \Delta_0(t)$ であり、標本化された信号は(c)のようになる。また、この時間領域での標本化処理は、周波数領域では(A)に示す正弦波信号 $h(t)$ のフーリエ変換 $H(f)$ と (B) に示す標本化インパルス列 $\Delta_0(t)$ のフーリエ変換 $\Delta_0(f)$ とのコンボリューション $H(f) \otimes \Delta_0(f)$ であり、結果は(C)のようになる。

次に、標本化された信号から N 個の標本値を切り出して、標本化された信号を有限長化する。時間領域での信号の切り出しは標本化された信号(c)と長さ T_0 の方形窓(d)との積であり、切り出された信号(e)は $h(t) \Delta_0(t) x(t)$ で表される。一方、この時間領域での信号の切り出しは、周波数領域では(C)に示す標本化された正弦波の離散値信号 $h(t) \Delta_0(t)$ のフーリ

エ変換対 $H(f) \otimes \Delta_0(f)$ と、(D) に示す方形窓のフーリエ変換対である $X(f) = T_0 \sin(\pi T_0 f) / (\pi T_0 f)$ とのコンボリューション $H(f) \otimes \Delta_0(f) \otimes X(f)$ となる。図 4.3 では、切り出し後に残った N 個の標本値からなる有限長の標本値列(e)が元の波形(c)の 1 周期分に対応するように方形窓の長さを選んでいる。

この有限長の標本化列(e)のフーリエ変換(E)は、周波数領域ではインパルス関数列(C)と $X(f) = T_0 \sin(\pi T_0 f) / (\pi T_0 f)$ で表される(D)とのコンボリューションに等しい。図 4.4(B)に、図 4.3 (E) に示したコンボリューション結果 $H(f) \otimes \Delta_0(f) \otimes X(f)$ を拡大したものを示す。図 4.4(B)の細線は同図(A)に示した $H(f)$ の各インパルスを中心として置かれた $\sin(\pi T_0 f) / (\pi T_0 f)$ 関数を示しており、太線はこれらの波形を加え合わせたものである。コンボリューションされた後の信号である図 4.4(B)は、同図(A)が示す元の連続信号 $h(t)$ のフーリエ変換 $H(f)$ に比べて著しく歪んでいる。これが信号の切り出しによって現れる離散フーリエ変換と連続フーリエ変換との違いである。

しかし、この図 4.4(B)及び図 4.3 (E)が同図(F)に示す周波数標本化インパルス列で標本化されると、歪みは除去される。この周波数領域での標本化は、周波数領域信号(E)と $\Delta_1(f)$ で表される周波数標本化インパルス列(F)との積である。歪みが無くなるのは、(F)の周波数標本化インパルス間隔が $1/T_0$ であり、しかも、これらの周波数インパルスの現れる周波数において図 4.4 (B)の太線が $\pm 1/T_0$ では 0 となるからである。

この周波数領域での標本化は、時間領域では(e)に示す $h(t) \Delta_0(t) x(t)$ と(f)に示す信号 $\Delta_1(t)$ とのコンボリューション $[h(t) \Delta_0(t) x(t)] \otimes \Delta_1(t)$ となる。図 4.3 では、標本化され切り出された信号(e)の波形は元の波形のちょうど 1 周期分であり、時間領域のインパルス列(f)のインパルス間隔は T_0 であるから、このコンボリューション結果は(g)に示すような周期信号となる。したがって、(g)の波形は(c)の波形に等しくなる。周波数 $\pm 1/T_0$ は、図 4.3(A)に示す元の周波数信号 $H(f)$ に含まれるインパルスに対応する。時間領域における切り出しのために、これらのインパルスは元の面積 $A/2$ ではなく $AT_0/2T$ となっている。また、図 4.3 (g)の振幅の最大値は元の波形(a)の振幅の最大値が A であったのに対し、周波数領域における標本化のために AT_0 となっている。

以上から、離散フーリエ変換と連続フーリエ変換の結果が一致する条件は、(1) 時間信号 $h(t)$ が周期的であり、(2) $h(t)$ が折り返しを生じることの無いように帯域制限されていて、(3) 標本化周波数が $h(t)$ の最高周波数の少なくとも 2 倍以上であり、(4) 切り出し信号 $x(t)$ が $h(t)$ のちょうど 1 周期内 (または整数周期内) でのみ非零であることである。

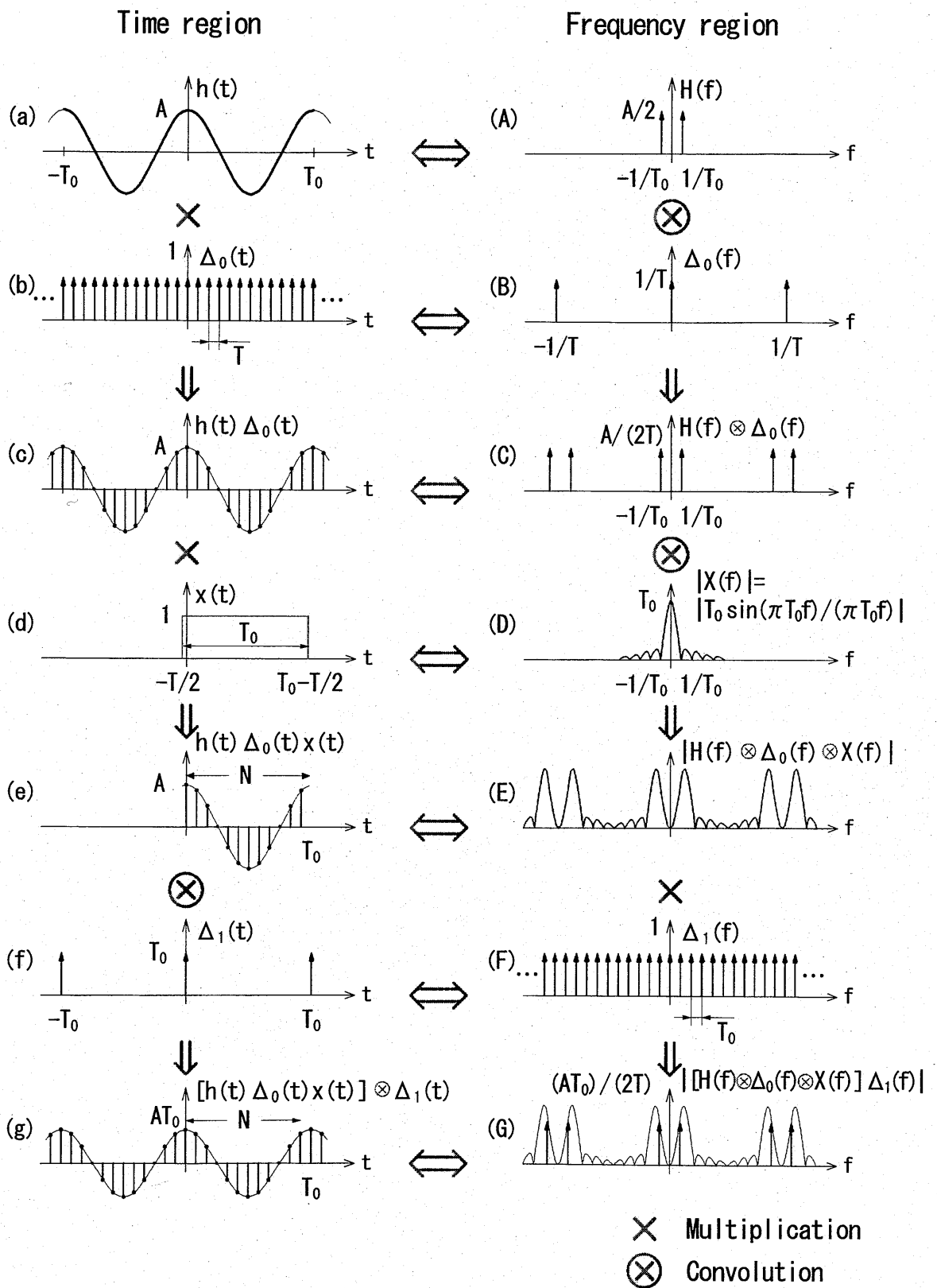
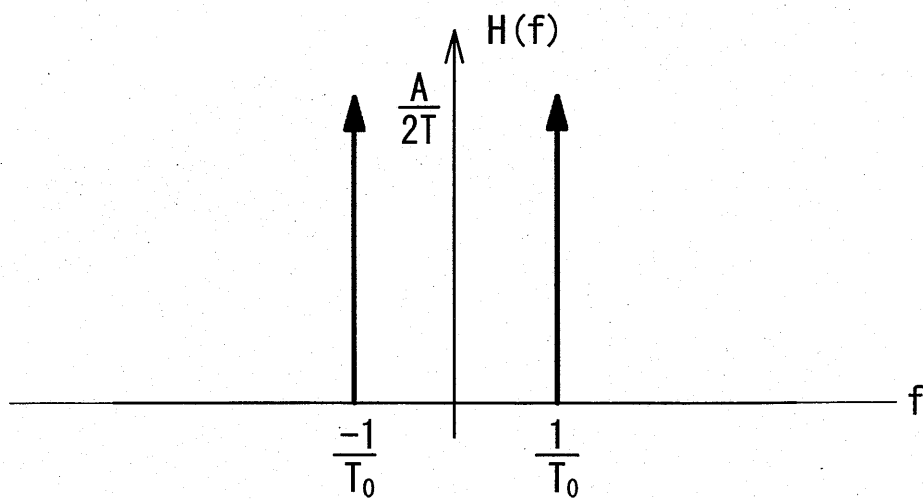
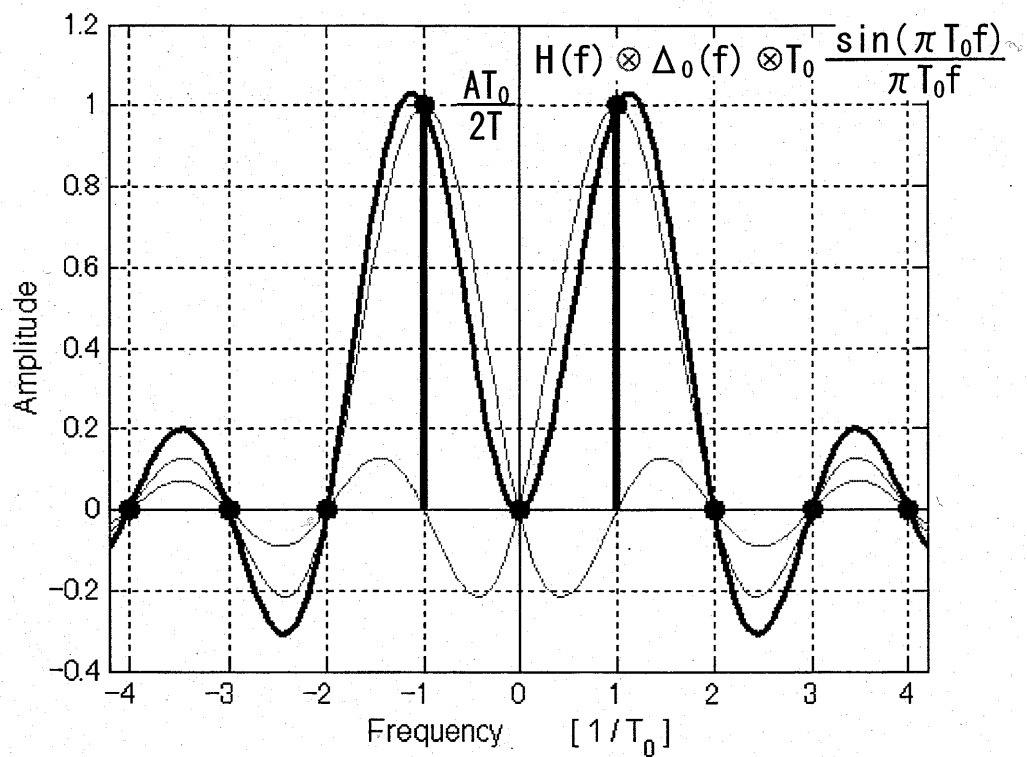


図 4.3 帯域制限波形の離散フーリエ変換：切り出し幅が周期に等しい場合



(A) 図 4.3(A)の拡大図



(B) 図 4.3(E)の拡大図

図 4.4 図 4.3(E) に示したコンボリューションの拡大図

4.3.2 帯域制限周期波形：切り出し幅が周期に等しくない場合

次に帯域制限された周期信号が標本化された後、4.3.1とは異なり1周期の整数倍でない長さで切り出された場合について述べる。この場合の離散フーリエ変換と連続フーリエ変換はかなり違ったものとなる。

図4.5に、前例4.3.1とは周波数が異なる正弦波信号 $h(t)$ をその1周期の整数倍でない長さの切り出し幅で切り出したときのフーリエ変換を示す。図中の『 \leftrightarrow 』はフーリエ変換対、『 \times 』は積、『 \otimes 』はコンボリューション、『 \downarrow 』はその上に示した積、あるいはコンボリューション演算の結果を表している。

同図に示す時間領域信号(e)と(f)を時間領域でコンボリューションすると、その結果(g)は周期信号となるが、結果は元の信号の写しにはならない。したがって、(a)と(g)のフーリエ変換(A)と(G)も一致しない。

標本化され切り出された波形(e)のフーリエ変換(E)は、周波数領域のインパルス列(C)と(D)に示す方形窓のフーリエ変換対である $X(f) = T_0 \sin(\pi T_0 f) / (\pi T_0 f)$ とのコンボリューション $H(f) \otimes \Delta_0(f) \otimes X(f)$ となる。図4.6(B)に図4.5(E)の拡大図を示す。図4.5(E)に示したコンボリューション結果を同図(F)に示す周波数間隔 $1/T_0$ の周波数標本化インパルス列で標本化すれば、図4.5(G)及び図4.6(B)に示すように複数のインパルス列が得られる。これは図4.5(g)の周期時間信号のフーリエ変換となっている。ここで、直流、すなわち周波数0のところインパルスがあるが、これは切り出された波形の平均値を示している。図4.5の場合、切り出された波形の長さ T_0 は1周期の整数倍ではないから、平均値は一般に0とならない。周波数領域においてこれ以外のインパルスが現れるのは、 $X(f) = T_0 \sin(\pi T_0 f) / (\pi T_0 f)$ 信号の0となる点が、前の例のように各標本点とは一致しないからである。1周期の整数倍以外の長さで切り出すと、その結果を1周期とする周期信号には(g)に示すような鋭い不連続が現れる。時間領域におけるこのような急激な変化は、(G)に示すように周波数領域において余分な周波数成分を付け加える。

したがって、周波数領域信号は、もはやインパルスではなく複数の周波数成分の連続信号である。この信号においては元のインパルスの位置に極大値(ピーク)が現れ、そのまわりにサイドローブ(side-lobe)と呼ばれる一連のピークが生じる。このようなサイドローブがあるために周波数領域における標本化の際、余分な周波数成分が付け加わる。この現象は漏れ(leakage)と呼ばれ、時間領域において信号の切り出しが必要な離散フーリエ変換に避けられないものである。

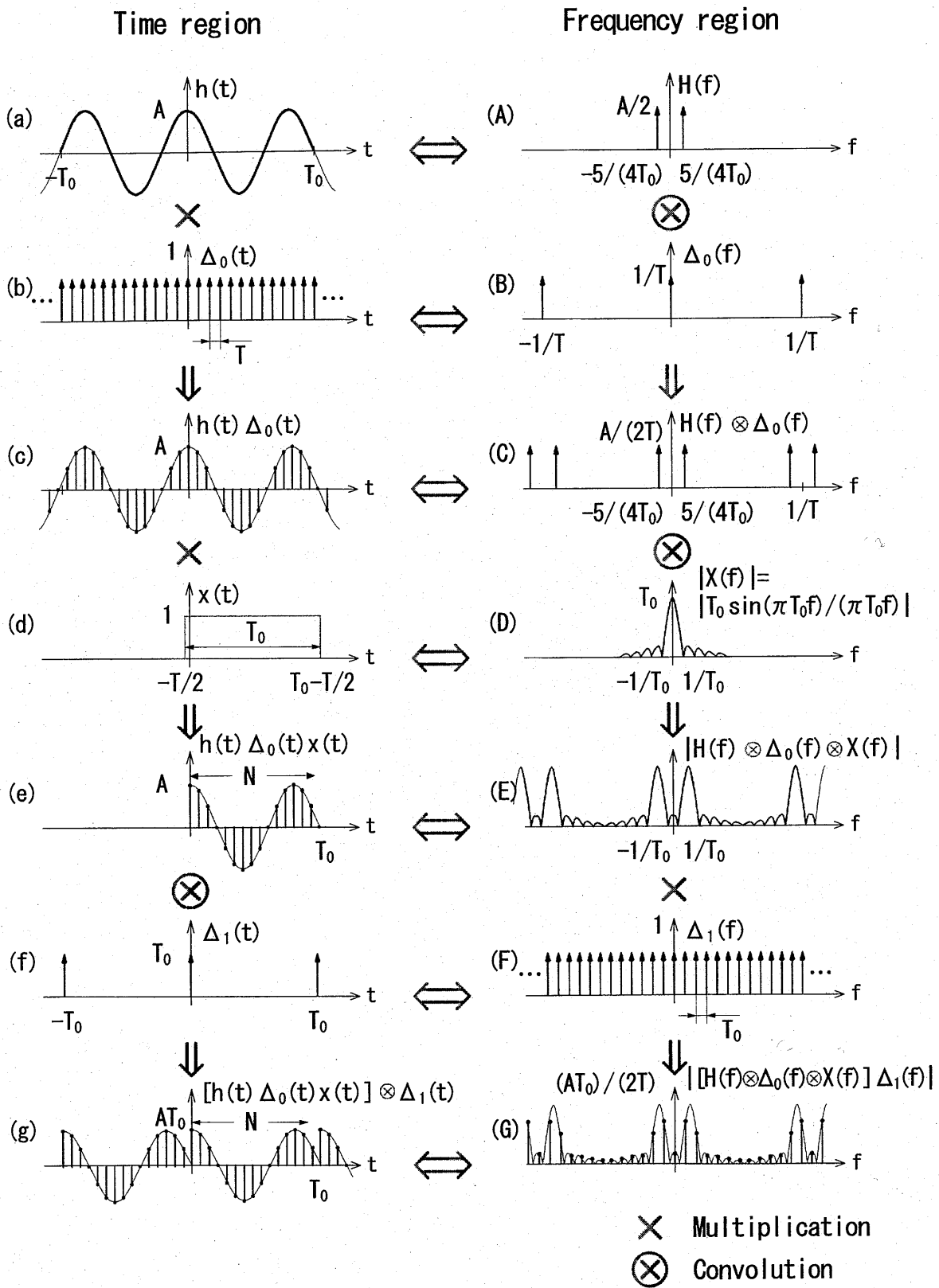
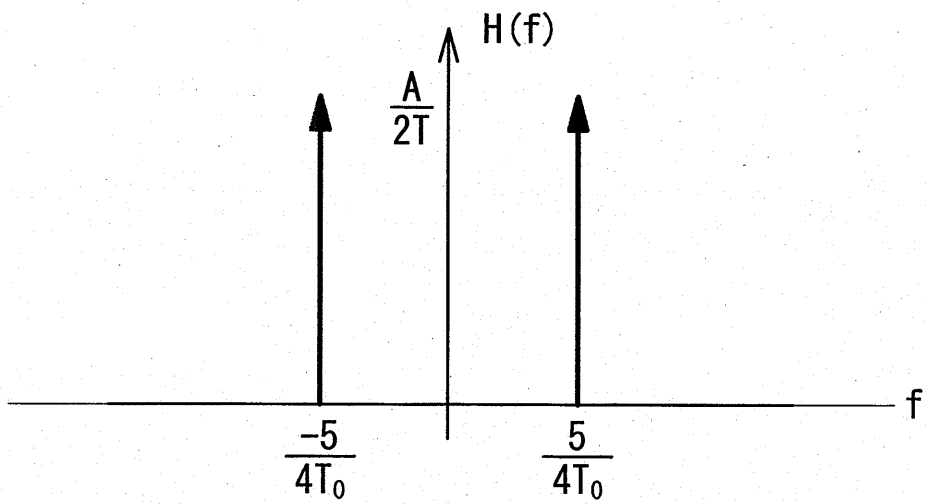
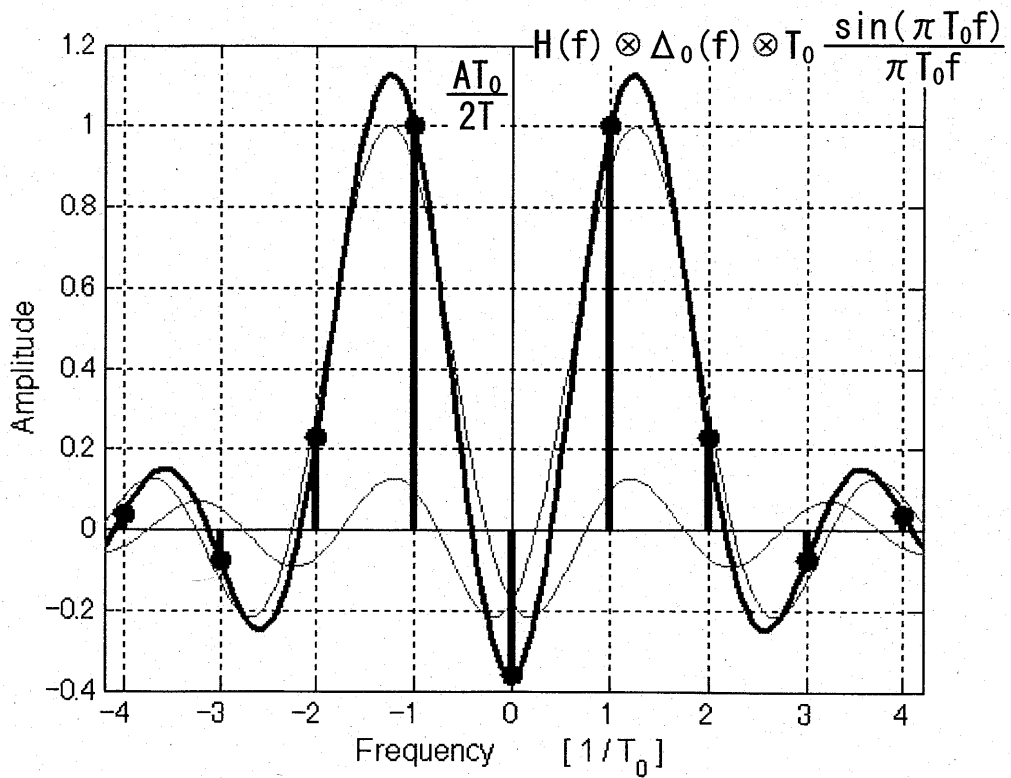


図 4.5 帯域制限波形の離散フーリエ変換：切り出し幅が周期に等しくない場合



(A) 図 4.5(A)の拡大図



(B) 図 4.5(B)の拡大図

図 4.6 図 4.5(B) に示したコンボリューションの拡大図

4.4 FFTの離散周波数と搬送波周波数の関係

4.4.1 FFTの離散周波数に一致した搬送波のFFT

離散フーリエ変換においては、時間領域信号の切り出した区間内の標本値が繰り返されること、言い換えれば、切り出した区間で周期性を持つことが前提となっている。したがって、切り出した信号の標本値の繰り返し波形が本来の連続信号波形と一致すれば、離散フーリエ変換は離散値で表現されることを除いて、連続フーリエ変換に等しくなる。

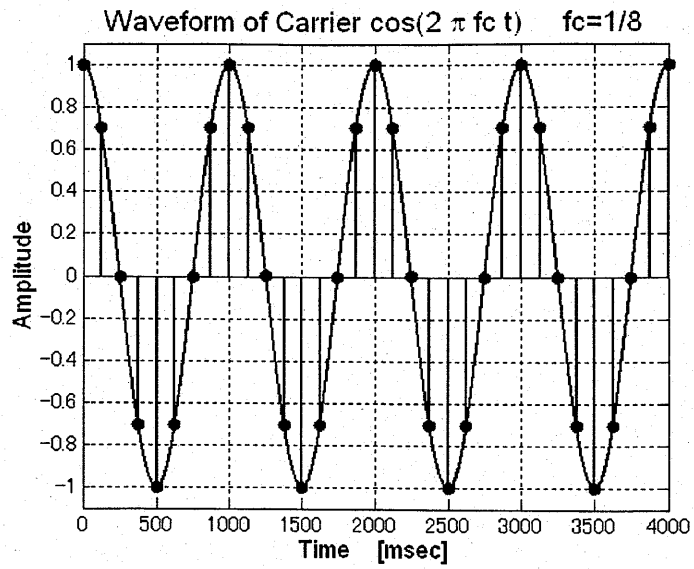
信号が周期的な単一周波数である搬送波をFFTの対象とする場合、搬送波をその周期の整数倍で切り出したときにのみFFTの離散周波数に一致した標本値が得られ、基本周波数の整数倍に正規化されて周波数成分が並ぶことになる。

図4.7(a)に周期信号である余弦波で表された周波数 $f_c = 1/8$ Hzの搬送波 $h(nT)$ が、その周期の整数倍の時間で切り出された場合の標本値を示す。これが、搬送波周波数がFFTすなわち離散フーリエ変換の離散周波数に一致した場合の標本値である。横軸は時間、縦軸は標本値の大きさを表している。同図は搬送波を標本化間隔 $T=1.0$ secで標本化することによって得られた、 $N=32$ 個の標本値である。この $N=32$ 個の標本値は、周期波形である搬送波の4周期分の標本値であり、この場合、標本値の繰り返しは連続信号に一致する。

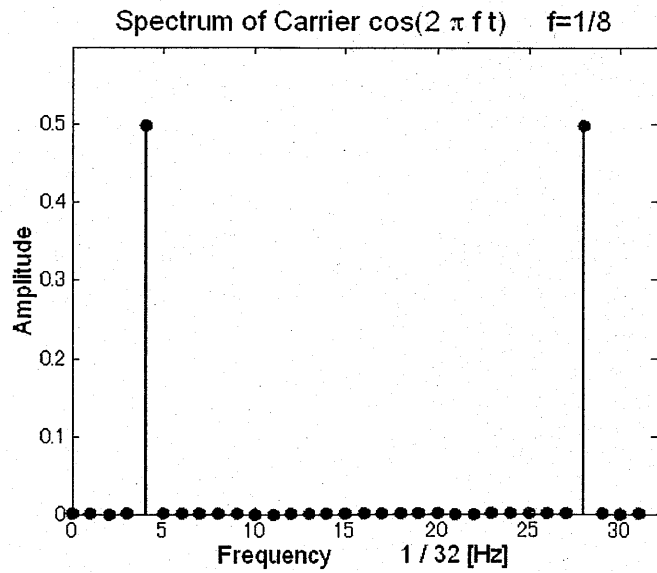
次に、次式(4-1)を用いて図4.7(a)の標本値をポイント数 $N=32$ でFFTした結果を同図(b)に示す。横軸は周波数、縦軸は周波数成分の大きさを表している。図中の標本値は、FFT結果の絶対値を示している。

$$H\left(\frac{n}{NT}\right) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} h(kT) e^{-j2\pi nk/N} \quad (4-1)$$

同図(b)が示すように搬送波がその周期の整数倍で切り出される場合、そのFFT結果は唯一の周波数成分となる。したがって、この場合の離散フーリエ変換と連続フーリエ変換は等しくなる。



(a) 連続した余弦波をその4周期分の長さで切り出した場合の標本値



(b) (a) のFFT 結果

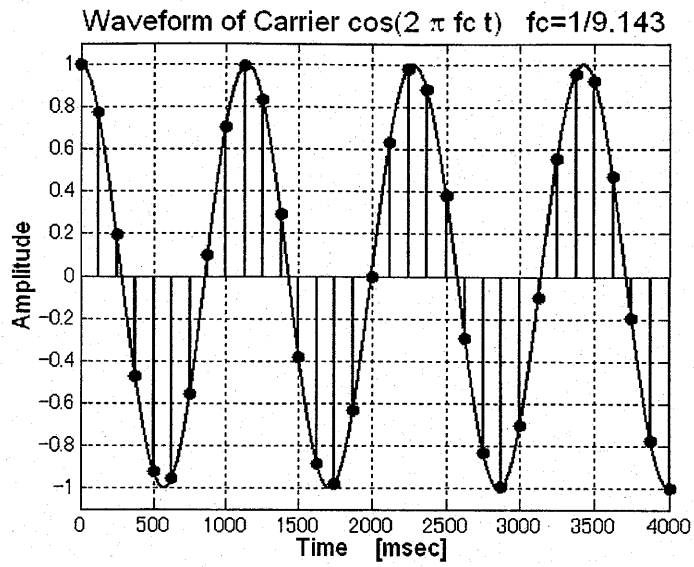
図 4.7 1周期の整数倍の長さで切り出した余弦波の離散フーリエ変換

4.4.2 FFTの離散周波数に一致しない搬送波のFFT

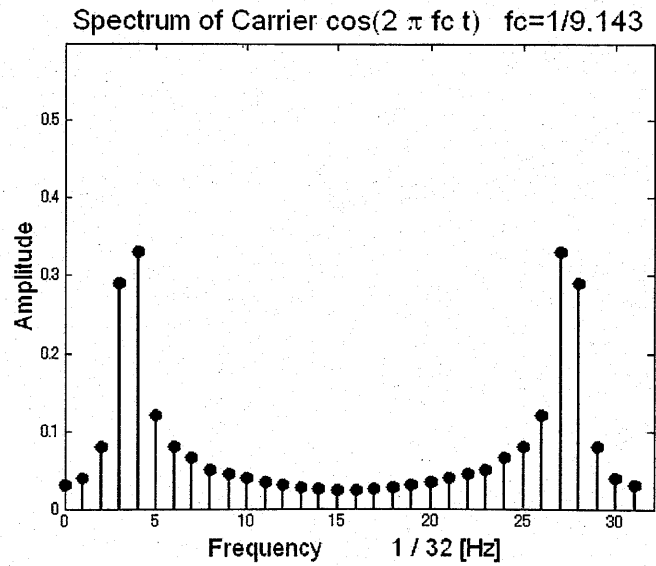
一方、図4.8(a)に周期信号である余弦波で表された周波数 $f_c = 1/9.143$ Hzの搬送波 $h(nT)$ がその周期の整数倍とならない時間で切り出された場合の標本値を示す。これが、搬送波周波数がFFTの離散周波数に一致しない場合の標本値である。横軸は時間、縦軸は標本値の大きさを表している。同図は、搬送波を標本化間隔 $T=1.0$ secで標本化することによって得られた $N=32$ 個の標本値を示している。周期信号を1周期の整数倍でない幅で切り出すと、時間領域において鋭い不連続を生じる。同図が示すように $N=32$ 個の標本値で表される波形は1周期の整数倍になっていない。したがって、この $N=32$ 個の標本値を繰り返すと急激な不連続が発生する。

図4.6(b)に、同図(a)の標本値をポイント数 $N=32$ でFFTすなわち離散フーリエ変換した結果を絶対値で示す。横軸は周波数、縦軸は周波数成分の大きさを表している。このような不連続部分を含んだ標本値をFFTすると、サイドローブと呼ばれる複数の周波数成分が生じる。サイドローブは、時間領域の標本化による切り出しがFFTの離散周波数に一致しない場合に、標本化信号 $\sin f/f$ が周波数領域においてサイドローブを持つために発生するものである。そのため、サイドローブを持つ標本化信号 $\sin f/f$ と切り出した信号との畳み込みであるFFT結果にも余分な周波数成分が生じる。これに対し、図4.5の場合のように切り出し幅を1周期の整数倍に選ぶならば、周波数領域での標本化インパルス列のインパルスの位置は $\sin f/f$ 信号が0となる点と一致するためにサイドローブは発生しない。

したがって、時間信号の切り出し幅が1周期の整数倍でない場合には、離散フーリエ変換の結果に複数の周波数成分が現れ、離散フーリエ変換と連続フーリエ変換の結果は異なったものとなる。



(a) 連続した余弦波をその周期の整数倍に等しくない長さで切り出した場合の標本値



(b) (a) の FFT 結果

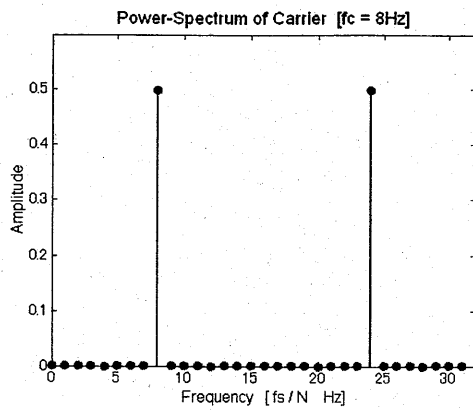
図 4.8 1周期の整数倍に等しくない長さで切り出した余弦波の離散フーリエ変換

4.4.3 搬送波の周波数を離散周波数サンプル間隔内で変化させたときの周波数成分

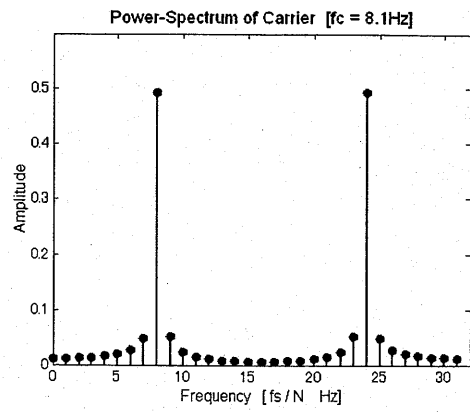
搬送波の周波数を離散周波数サンプル間隔内で変化させたときに周波数成分がどのようなのかについて検討する。図 4.9 では例として、切り出し幅と FFT のポイント数を一定にしたままで、余弦波の周波数を 8 Hz から 9 Hz まで変化させたときの FFT 結果である周波数成分を示す。サンプリング周波数は 32 Hz であり、FFT のポイント数は 32 であるので、FFT の離散周波数間隔は 1 Hz になる。同図(a)から 0.1 Hz 刻みで周波数を増加させていくと、切り出し幅が余弦波の整数倍になっている 8 Hz と 9 Hz の場合には正及び負の周波数にそれぞれ唯 1 つのスペクトラムが現れるが、それ以外の場合では複数の周波数スペクトラムが発生している。

ここで、正の周波数領域に注意すれば、周波数の 8 Hz から 9 Hz への増加に伴って 8 Hz の成分は減少し、代わりに 9 Hz の成分が増加している。周波数が 8 Hz から 8.4 Hz への増大部分では最大周波数成分を示す 8 Hz の成分は減少し、9 Hz の成分が増加している。周波数が 8 Hz と 9 Hz の中央値である 8.5 Hz では、8 Hz、9 Hz の両成分は等しい。更に周波数が 8.6 Hz から 9 Hz へと増大する部分では、周波数成分の最大値が 8 Hz から 9 Hz に移行し、次第に 9 Hz の周波数成分は増加している。負の周波数では、その性質から $f_s/2$ に対して対称的な変化を示している。

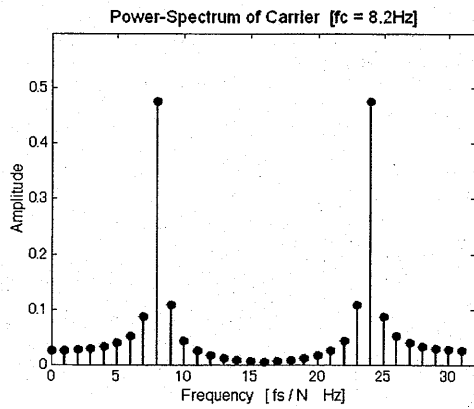
以上の結果、搬送波周波数が FFT の離散周波数に一致しない場合においても、搬送波周波数は FFT 結果に現れる最大周波数成分 (Max_Peak) を示す離散周波数と 2 番目に大きい周波数成分 (2nd_Peak) を示す離散周波数の間に存在することがわかる。



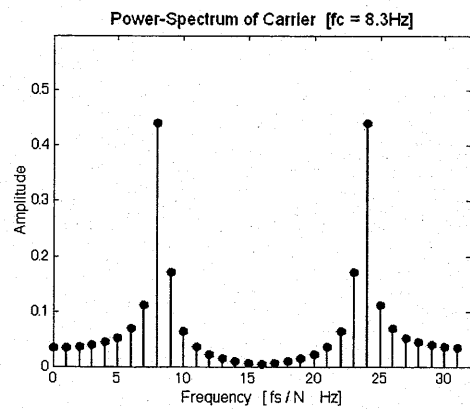
(a) $f = 8$ Hz



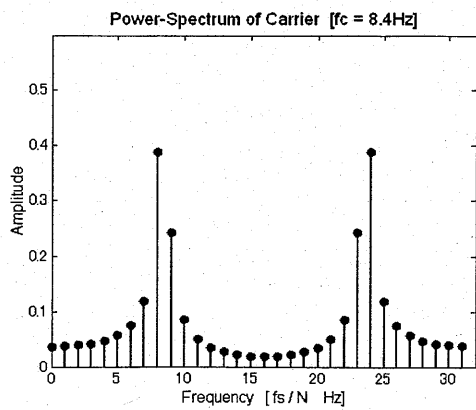
(b) $f = 8.1$ Hz



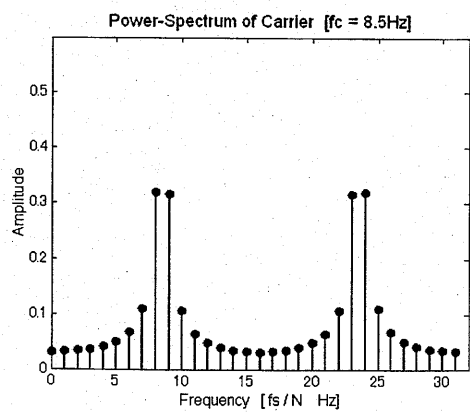
(c) $f = 8.2$ Hz



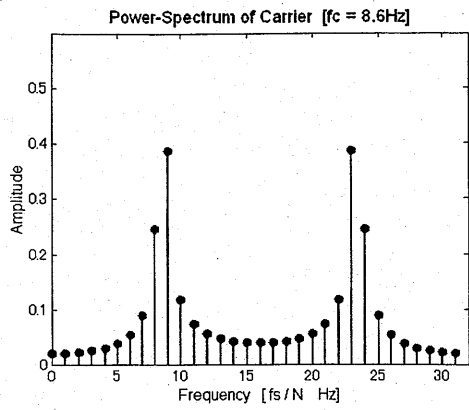
(d) $f = 8.3$ Hz



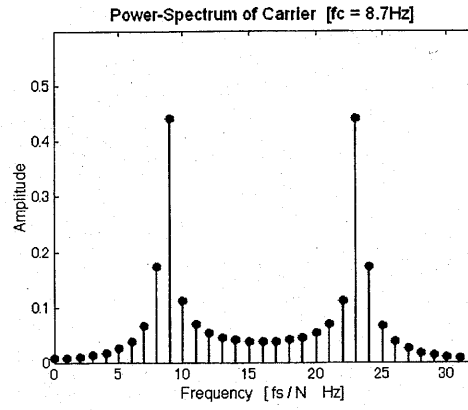
(e) $f = 8.4$ Hz



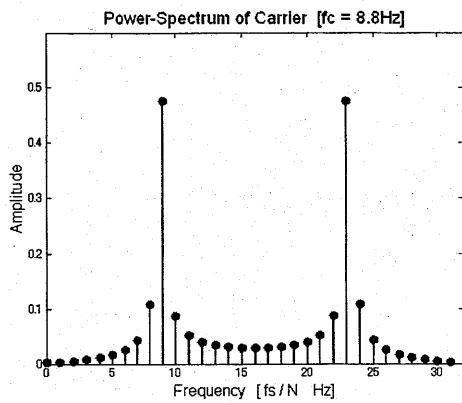
(f) $f = 8.5$ Hz



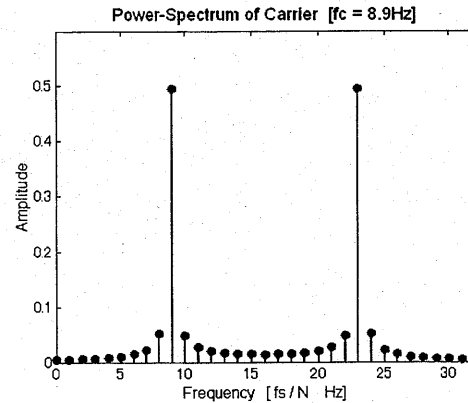
(g) $f = 8.6$ Hz



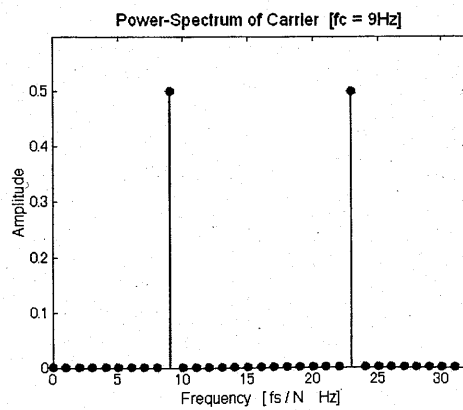
(h) $f = 8.7$ Hz



(i) $f = 8.8$ Hz



(j) $f = 8.9$ Hz



(k) $f = 9$ Hz

図 4.9 余弦波の周波数を 8 Hz から 9 Hz まで変化させたときの周波数成分

4.5 周波数領域での搬送波再生

BPSK 波の 2 乗値の FFT 結果に現れるピーク付近のサンプルから搬送波を再生する方法について述べる。本復調方式では f_s でサンプルした正弦波を $2f_s$ でサンプルし、その FFT 結果と同じ正弦波の 2 乗値の FFT との関係を利用する。

4.5.1 f_s でサンプリングした正弦波と $2f_s$ でサンプリングし 2 乗した正弦波の同一点 FFT の関係

同一正弦波を周波数 f_s でサンプリングして得た最初の N サンプルを N 点 FFT した結果と、周波数 $2f_s$ でサンプリングして得た最初の N サンプルの 2 乗値を N 点 FFT した結果との関係を明らかにする。

図 4.10(a) に示す正弦波 $f(t) = \cos(2\pi f_c t + \phi)$ を想定する。ここで、 f_c は周波数、 ϕ は初期位相 ($t=0$ における位相)、「 \Leftrightarrow 」はフーリエ変換対を示している。この正弦波 $f(t)$ を周波数 f_s でサンプリングして得たサンプル値を $f(n)$ と表せば、同図(b)に示す $f(n) = \cos(2\pi n f_c / f_s + \phi)$ となる。この $f(n)$ の最初の N サンプルに対する N 点 DFT を $F(k)$ ($k=0, 1, \dots, N-1$) と表せば、

$$\begin{aligned}
 F(k) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} f(n) e^{-j2\pi nk/N} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \cos(2\pi n f_c / f_s + \phi) e^{-j2\pi nk/N} \\
 &= \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{N-1} \left[e^{j\{2\pi n(f_c/f_s - k/N) + \phi\}} + e^{-j\{2\pi n(f_c/f_s + k/N) + \phi\}} \right] \quad (4-2) \\
 &= \frac{1}{2N} e^{j\phi} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n(f_c/f_s - k/N)} + \frac{1}{2N} e^{-j\phi} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi n(f_c/f_s + k/N)} \\
 &= F^+(k) + F^-(k)
 \end{aligned}$$

となる。ただし、

$$F^+(k) = \frac{1}{2N} e^{j\phi} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n(f_c/f_s - k/N)} \quad (4-3)$$

$$F^-(k) = \frac{1}{2N} e^{-j\phi} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi n(f_c/f_s + k/N)} \quad (4-4)$$

である。ここで $F^+(k)$ と $F^-(k)$ は、同図(c)に示す $F(k)$ の正及び負の周波数成分である。

一方、同じ正弦波 $f(t)$ を周波数 $2f_s$ でサンプリングして得たサンプル値を $f_{1/2}(n)$ と表せば、同図(d)に示す $f_{1/2}(n) = \cos(\pi n f_c / f_s + \phi)$ となる。この $f_{1/2}(n)$ の各サンプル値の2乗値 $\{f_{1/2}(n)\}^2$ から直流成分を除去した $g(n) = 2\{f_{1/2}(n)\}^2 - 1$ を求める。同図(e)は $g(n)$ を示している。 $g(n)$ の最初の N サンプルに対する N ポイント DFT を $G(k)$ と表せば、

$$\begin{aligned}
 G(k) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} g(n) e^{-j2\pi nk/N} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} [2\{f_{1/2}(n)\}^2 - 1] e^{-j2\pi nk/N} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} [2\{\cos(\pi n f_c / f_s + \phi)\}^2 - 1] e^{-j2\pi nk/N} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \{\cos(2\pi f_c n T_s + 2\phi)\} e^{-j2\pi nk/N} \tag{4-5} \\
 &= \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{N-1} [e^{j\{2\pi n(f_c / f_s - k/N) + 2\phi\}} + e^{-j\{2\pi n(f_c / f_s + k/N) + 2\phi\}}] \\
 &= \frac{1}{2N} e^{j2\phi} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n(f_c / f_s - k/N)} + \frac{1}{2N} e^{-j2\phi} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi n(f_c / f_s + k/N)} \\
 &= G^+(k) + G^-(k)
 \end{aligned}$$

となる。ただし、

$$G^+(k) = \frac{1}{2N} e^{j2\phi} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n(f_c / f_s - k/N)} \tag{4-6}$$

$$G^-(k) = \frac{1}{2N} e^{-j2\phi} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi n(f_c / f_s + k/N)} \tag{4-7}$$

である。ここで $G^+(k)$ と $G^-(k)$ は同図(f)に示す $G(k)$ の正及び負の周波数成分である。

式(4-3)と式(4-6)及び式(4-4)と式(4-7)を比較すると、 $F^+(k)$ と $F^-(k)$ 及び $G^+(k)$ 、 $G^-(k)$ の間には、式(4-8) 及び式(4-9)で表される関係が成立していることがわかる。

$$F^+(k) = e^{-j\phi} G^+(k) \quad (4-8)$$

$$F^-(k) = e^{j\phi} G^-(k) \quad (4-9)$$

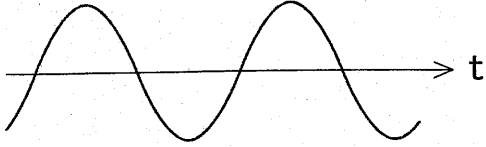
式(4-8)、式(4-9)は初期位相成分である $\exp(j\phi)$ が求めれば、正弦波の 2 乗値の周波数成分 $G^+(k)$ 、 $G^-(k)$ から元の正弦波の周波数成分 $F^+(k)$ 、 $F^-(k)$ を求めることができることを示している。

本論文では、以上の関係を用いて BPSK 波を周波数 $2f_s$ でサンプリングして得た最初の N サンプルの 2 乗値を FFT し、その結果に現れる $2f_c$ または $2(f_s - f_c)$ 付近のピークを中心に複数の周波数成分を抽出することによって、 f_s でサンプルされた搬送波の周波数成分を求める。初期位相 ϕ を求める方法については次項で述べる。

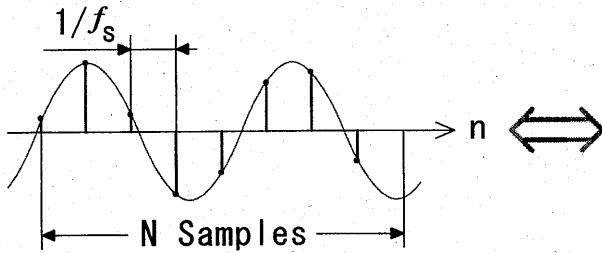
Time Region

Frequency Region

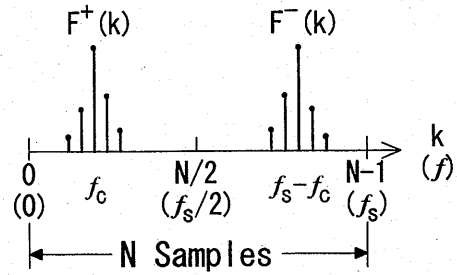
(a) $f(t) = \cos(2\pi f_c t + \phi)$



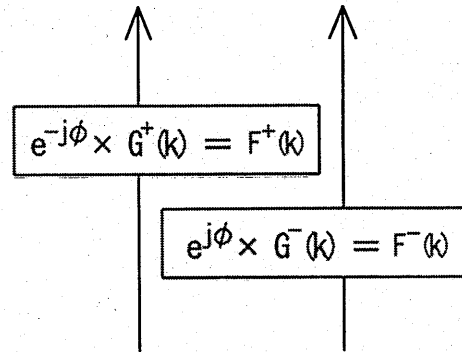
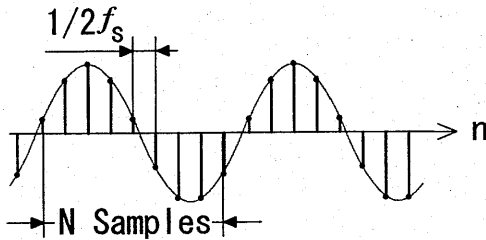
(b) $f(n) = \cos(2\pi n f_c / f_s + \phi)$



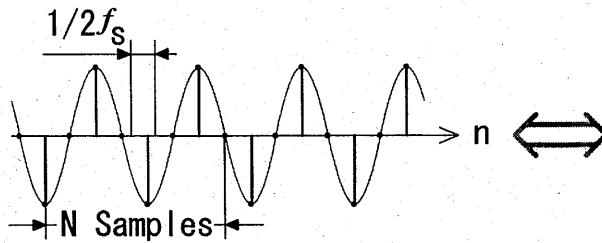
(c) $F(k) = F^+(k) + F^-(k)$



(d) $f_{1/2}(n) = \cos(\pi n f_c / f_s + \phi)$



(e) $g(n) = 2\{f_{1/2}(n)\}^2 - 1$



(f) $G(k) = G^+(k) + G^-(k)$

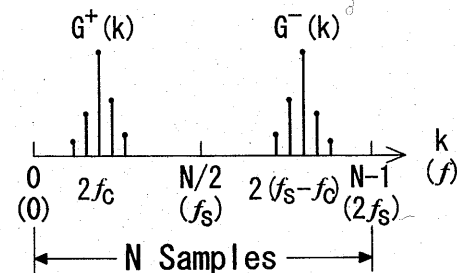


図 4.10 f_s でサンプルした正弦波及び $2f_s$ でサンプルし 2 乗した正弦波の N 点 FFT

4.5.2 正弦波の2乗値をFFTした結果の最大2隣接サンプルから初期位相φを求める方法

周波数 f_c の正弦波を周波数 $2f_s$ でサンプリングし、サンプル値の2乗値を N 点FFTすると、搬送波の2倍の周波数である $2f_c$ 付近にピークを持つ分散した周波数成分が現れる。

図4.11は2乗値サンプルのFFT結果 $G(k)$ を示している。横軸は $2f_s$ でサンプリングした搬送波を f_s でサンプリングした搬送波とするために、周波数スケールを $2f_s \rightarrow f_s$ と置き換えた後の値を示している。細線は NT_s の長さで切り出した周波数 f_c の正弦波のスペクトラム $|T_s \text{sinc}\{\pi N(f-f_c)/f_s\}|$ を表している。同図は正弦波の周波数 f_c が、 k_{\max} で表される周波数($=k_{\max}f_s/N$)よりわずかに高い場合の正の周波数領域成分を示しており、正弦波の周波数 f_c は、 $k_{\max}f_s/N$ より高く、 $(k_{\max}+1/2)f_s/N$ より低い位置にある。このとき、Max_Peak(最大ピーク)は k_{\max} に存在し、2nd_Peak(次に大きいピーク)は $k_{\max}+1$ に存在する。 f_c が $k_{\max}f_s/N$ より低く、 $(k_{\max}-1/2)f_s/N$ より高い場合の2nd_Peakは $k_{\max}-1$ に現れる。

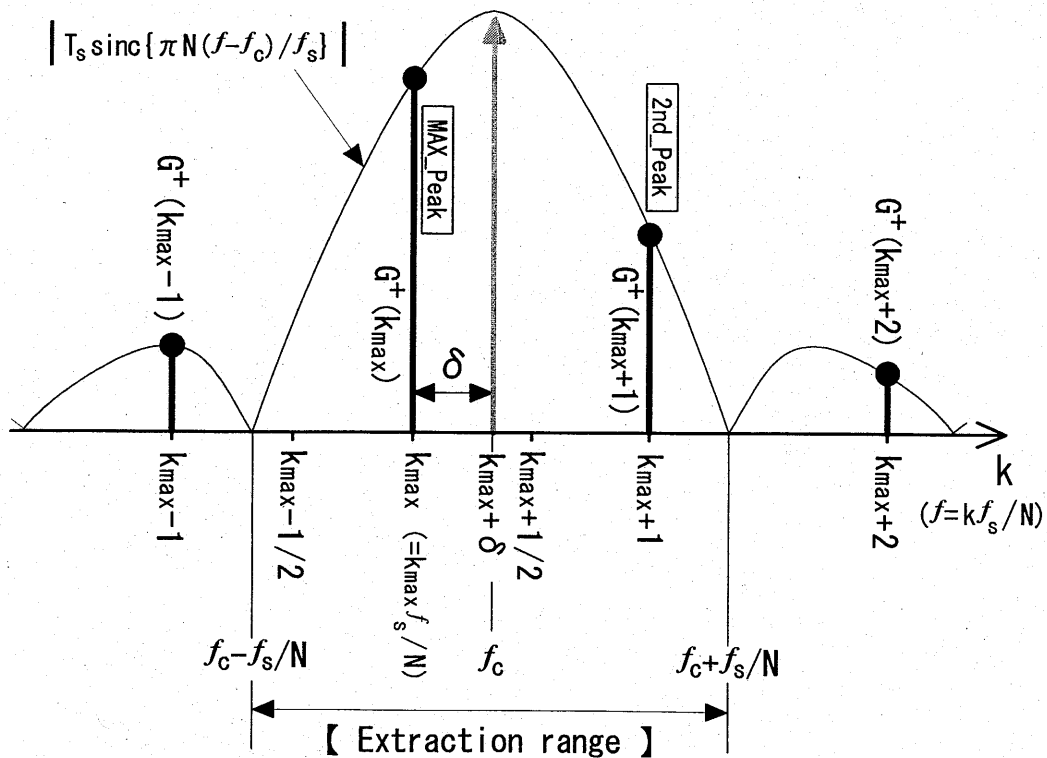


図 4.11 $2f_s$ でサンプルした正弦波の2乗値を N 点FFTして得たスペクトラム

同図に示した正弦波周波数 f_c は、 k_{\max} と δ ($-1/2 < \delta < 1/2$) を用いて式(4-10)のように表すことができる。

$$f_c = (k_{\max} + \delta)f_s / N \quad (4-10)$$

この時、受信波の 2 乗値の FFT である $G(k_{\max})$ 及び $G(k_{\max}+1)$ は次式(4-11)及び(4-12)のようになる。

$$G(k_{\max}) = j \frac{e^{j2\phi}}{2\pi\delta} (1 - e^{j2\pi\delta}) \quad (4-11)$$

$$G(k_{\max} + 1) = j \frac{e^{j2\phi}}{2\pi(\delta - 1)} (1 - e^{j2\pi\delta}) \quad (4-12)$$

両式より δ を求めると、 δ が正すなわち搬送周波数 f_c がインデックス k_{\max} の示す離散周波数より高い場合は、

$$\delta = \frac{G(k_{\max} + 1)}{G(k_{\max} + 1) - G(k_{\max})} \quad (4-13)$$

同様にして δ が負すなわち搬送周波数 f_c が k_{\max} の示す離散周波数より低い場合は、

$$\delta = \frac{G(k_{\max} - 1)}{G(k_{\max}) - G(k_{\max} - 1)} \quad (4-14)$$

Max_Peak の値、 $G^+(k_{\max})$ は式(4-6)より、

$$G^+(k_{\max}) = \frac{1}{2N} e^{j2\phi} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n(f_c / f_s - k_{\max} / N)} \quad (4-15)$$

となる。ここで、

$$\sum_{n=0}^{N-1} x^n = \frac{1 - x^N}{1 - x} \quad (4-16)$$

の関係を用いると $G^+(k_{\max})$ は、

$$G^+(k_{\max}) = \frac{1}{2N} e^{j2\phi} \frac{1 - e^{j2\pi(f_c N / f_s - k_{\max})}}{1 - e^{j2\pi(f_c / f_s - k_{\max} / N)}} \quad (4-17)$$

となる。式(4-10)を式(4-17)に代入すれば、

$$G^+(k_{\max}) = \frac{1}{2N} e^{j2\phi} \frac{1 - e^{j2\pi\delta}}{1 - e^{j2\pi\delta/N}} \quad (4-18)$$

であり、これを変形して $\exp(j\phi)$ は次式で求められる。

$$e^{j\phi} = \sqrt{2NG^+(k_{\max})} \frac{1 - e^{j2\pi\delta/N}}{1 - e^{j2\pi\delta}} \quad (4-19)$$

この $\exp(j\phi)$ を共役複素数である $\exp(-j\phi)$ を受信波の2乗値のFFTに乗ずることによって式(4-8)に示した搬送波成分を再生することができる。

4.6 周波数 $2f_s$ でサンプリングした BPSK 波の 2 乗値の FFT を用いた搬送波の再生

前節で求めた関係を適用することにより、BPSK 波の 2 乗値の FFT 結果から搬送波を求めることができる。

4.6.1 搬送波再生のために抽出する周波数成分の数

周波数 f_c の正弦波に含まれる離散周波数成分のエンベロープは *sinc* 関数であり、周波数 f_c から離れるに沿って急激に減衰する。正弦波を搬送波とする BPSK 変調波では搬送波周波数から大きく離れた離散周波数には搬送波成分より変調成分が多く含まれた周波数成分が存在する。このため、周波数抽出帯域を広げ過ぎて搬送波を再生すると搬送波成分以外の成分を含んだ搬送波を再生してしまい、結果的に CN を低下させ BER (Bit Error Rate) を劣化させることになる。したがって、搬送波を再生するには抽出する周波数成分を極力少なくしなければならない。

本論文では、受信した搬送波の持つ電力に対して、再生搬送波を得るために抽出した周波数成分の電力が占める割合を求め、抽出する成分数を決めた。図 4.12 は図 4.11 に細線で示した $T_s \text{sinc}\{\pi N(f-f_c)/f_s\}$ を T_s で正規化した $\text{sinc}\{\pi N(f-f_c)/f_s\}$ の電力スペクトラムである $\text{sinc}^2\{\pi N(f-f_c)/f_s\}$ を示している。同図から搬送波の持つ大部分の電力が $f_c - f_s/N \leq f \leq f_c + f_s/N$ の間に集中していることがわかる。図 4.13 は $\Delta f = |f - f_c|$ として f_c を中心に $\pm \Delta f$ の範囲で選択した周波数成分の合計電力が受信搬送波の全電力に対して占める割合を示している。同図から $|f - f_c| \leq |f_s/N|$ の範囲で抽出した周波数成分によって再生された搬送波は、搬送波全電力の 92% を含んでおり、この範囲外の成分を抽出しても、電力増加は殆ど見込めないことがわかる。

以上の点を考慮し、本論文では周波数抽出範囲を図 4.12 で示した $f_c - f_s/N \leq f \leq f_c + f_s/N$ とした。この周波数範囲での抽出周波数成分は図 4.11 に示した Max_Peak の値 $G^+(k_{\max})$ である 1 成分と、2nd_Peak の値 $G^+(k_{\max}+1)$ あるいは $G^+(k_{\max}-1)$ のいずれか 1 成分の計 2 成分である。

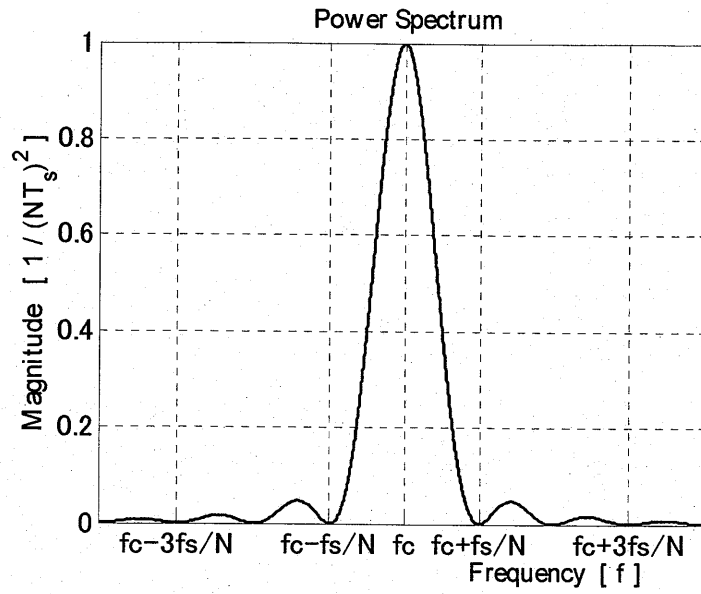


図 4.12 搬送波の電カスペクトラム

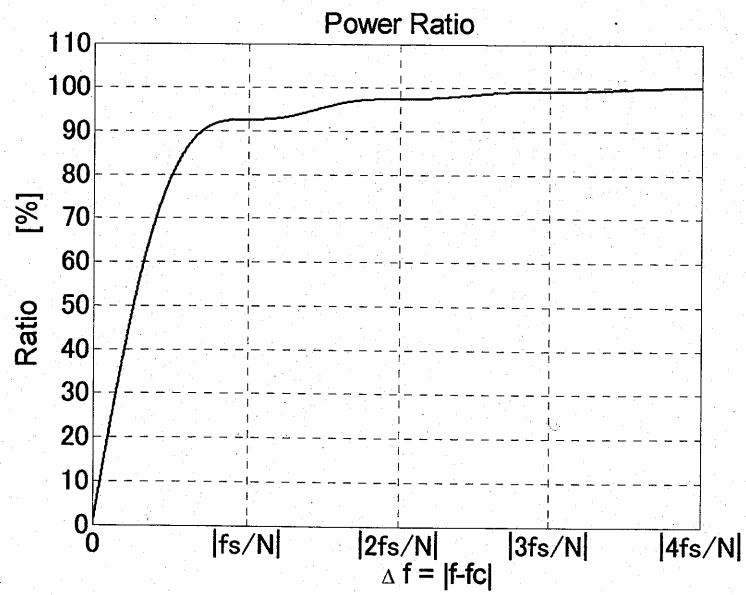


図 4.13 選択した周波数成分電力の全電力に対する比

4.6.2 搬送波成分抽出のための狭帯域フィルタリングによる端効果と Overlap and Save の適用

FFT 結果として得られる周波数サンプルから隣接する幾つかのサンプルを抽出することは、狭帯域のフィルタリングに相当する。周波数領域においてフィルタリングを行うとそのフィルタ特性のインパルス応答に相当する端効果 (End Effect) が IFFT 後の時間領域信号に発生する。単に周波数サンプルを選択抽出するフィルタリングの場合、端効果は、**図 4.14** に示すように $t=0$ に対称に+及び-の時間に存在する。同図は、2 サンプル抽出に相当する搬送波抽出フィルタリングの端効果の例を示している。**図 4.15** に端効果が搬送波再生に及ぼす影響を示す。同図は 2 周波数成分を抽出して再生した搬送波の波形の代表的な例を示している。同図(a)は搬送波周波数が FFT の離散周波数に一致している場合であり、フィルタによって抽出される周波数成分は 1 成分のみとなるので、再生搬送波は一定振幅の搬送波として完全に再生できる。しかし、搬送波周波数が FFT の離散周波数に一致しない場合には振幅が変動した搬送波が再生される。同図(b)に搬送波周波数が離散周波数から $1/4$ 間隔ずれた場合、同図(c)に搬送波周波数が離散周波数から $1/2$ 間隔ずれた場合を示す。この再生搬送波には端効果として振幅変動が発生している。

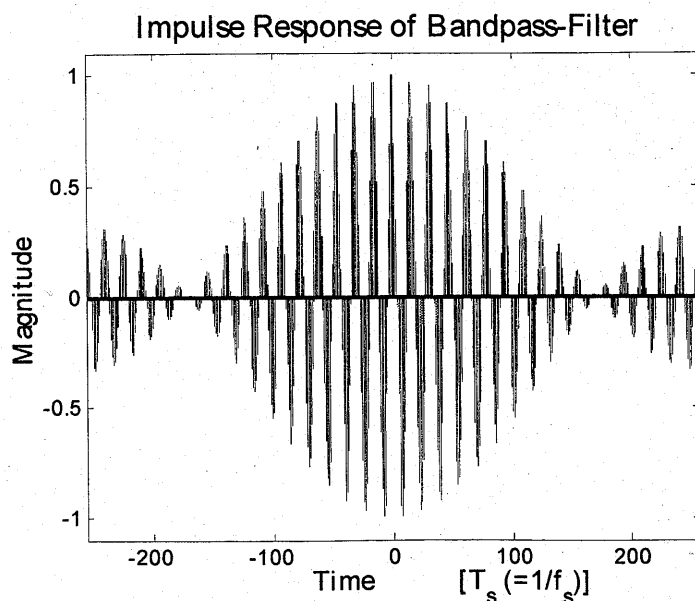
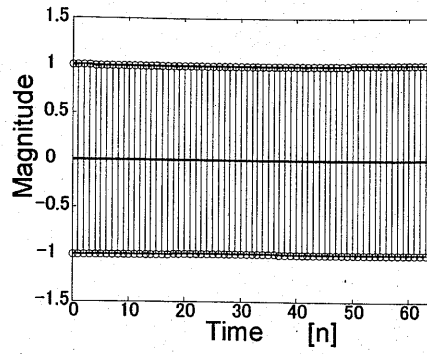
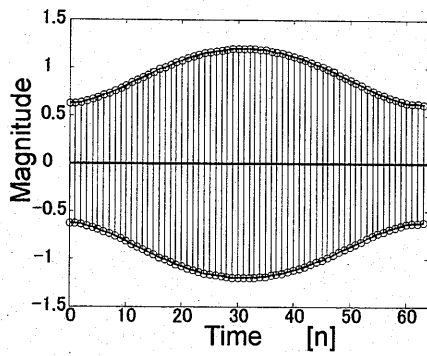


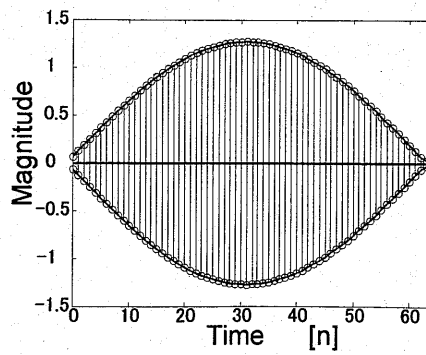
図 4.14 搬送波成分抽出用狭帯域フィルタのインパルス応答



(a) 一致



(b) 1/4 間隔ずれ



(c) 1/2 間隔ずれ

図 4.15 離散周波数からのずれと再生搬送波

4.6.3 50% Overlap and Save による連続波の FFT/IFFT 処理

端効果は、FFT のために切り出した時間サンプル列の前端及び後端で Overlap and Save を行うことにより軽減できる。Overlap 区間は長いほど端効果軽減には有効であるが、実際に処理を行うプロセッサにとっては負担が大きくなる。Overlap 区間については対象とする全サンプル長の 25%あるいは 50%に相当する長さで Overlap した場合、FFT 計算を効率的に行うことができる⁽¹⁾。また、パイプライン FFT を用いた場合、50% Overlap によって効率的な FFT 処理が可能である⁽²⁾。これらの理由により、本論文では1回の切り出しによって得られるサンプル列の前後端で、サンプル列の長さの 25%に相当する個数のサンプルを Overlap する 50% Overlap and Save を適用した。

図 4.16 に採用した 50% Overlap and Save による連続波の FFT/IFFT 処理を示し、以下にその処理手順を示す。

まず、同図①に示すように、受信波をサンプル長の 50% が重なり合うように切り出す。次に②では、受信波サンプルを FFT により周波数領域に変換し、搬送波との周波数コンボリューションによる復調を行ってから、結果を IFFT により時間領域信号に戻す。更に③では、時間領域信号の前端と後端の 25% 部分を削除した上で各 구간をつなぎ、連続信号化する。2回目以降では、前に処理した信号の後端より 50% 前の信号から FFT 処理する。

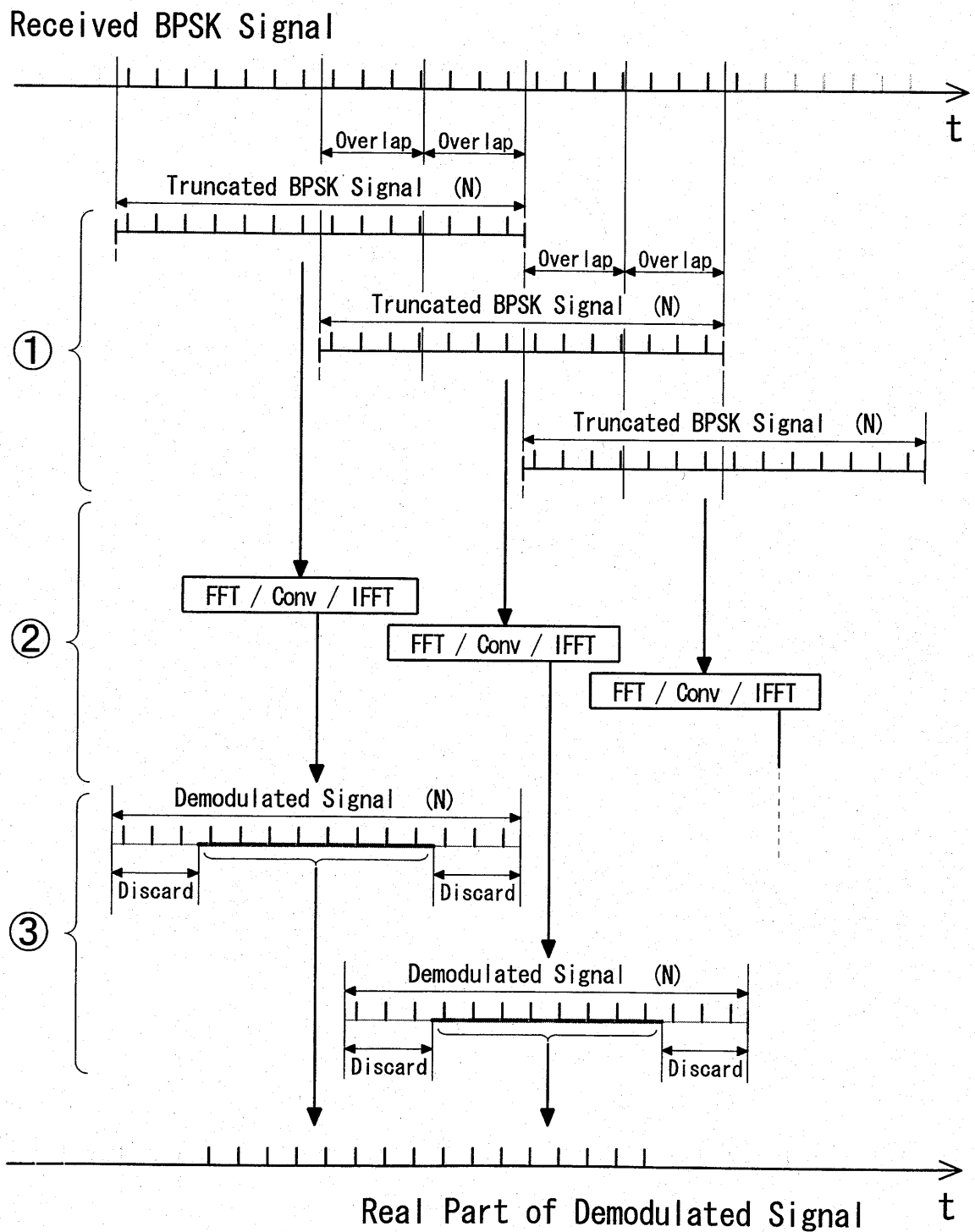


図 4.16 Overlap and Save による連続波の FFT/IFFT 処理

4.7 BPSK 復調器

以上、述べてきた理論を基に BPSK 復調器を考案した。以下に DSP プログラミングに通じる復調処理のアルゴリズム及びその回路構成を示す。

4.7.1 BPSK 復調のアルゴリズム

DSP に用いるプログラム作成のためのアルゴリズムを図 4.17 に示す。

初めに同図①に示す受信波を②に示すように周波数 $2f_s$ でサンプリングし、適当なサンプル数が得られた時点でそれらのサンプル列についての復調処理を始める。このサンプル列長が受信波の切り出し幅となる。ただし、③に示すように、復調結果に発生する端効果を軽減するために予め、実際の復調対象のサンプル列を Overlap and Save の Overlap 処理する。

④では Overlap したサンプル列について $1/2$ デシメーションを行い、周波数 f_s でサンプリングした受信サンプル列を作成する。⑤は、この受信サンプル列の FFT 処理であり、⑥ではこの FFT 結果から正の周波数成分を抽出して信号の複素化を行う。

一方、⑦は③の Overlap and Save 処理したサンプル列を 2 乗し、⑧では⑤と同じポイント数で FFT する。⑨では、この FFT 結果を用いて負の周波数成分からピーク成分を含む 2 周波数成分を抽出する。更に⑩では搬送波の初期位相に関する $\exp(j\phi)$ を計算後、⑪では抽出した周波数成分に $\exp(j\phi)$ を乗じて搬送波を再生する。

⑫では⑥の受信サンプルと⑪の再生搬送波との周波数領域でのコンボリューションを行い、周波数領域で復調結果を得る。この結果を⑬では IFFT し、⑭で Overlap and Save 処理を戻せば、⑮の時間領域で表された復調信号が得られる。

なお、受信サンプルの取り込み部分である①から④及び⑦と、出力部分である⑭⑮は実数演算となるが、周波数領域信号処理の区間すなわち、⑤及び⑧の FFT 以後、⑬の IFFT 以前は複素数演算となる。

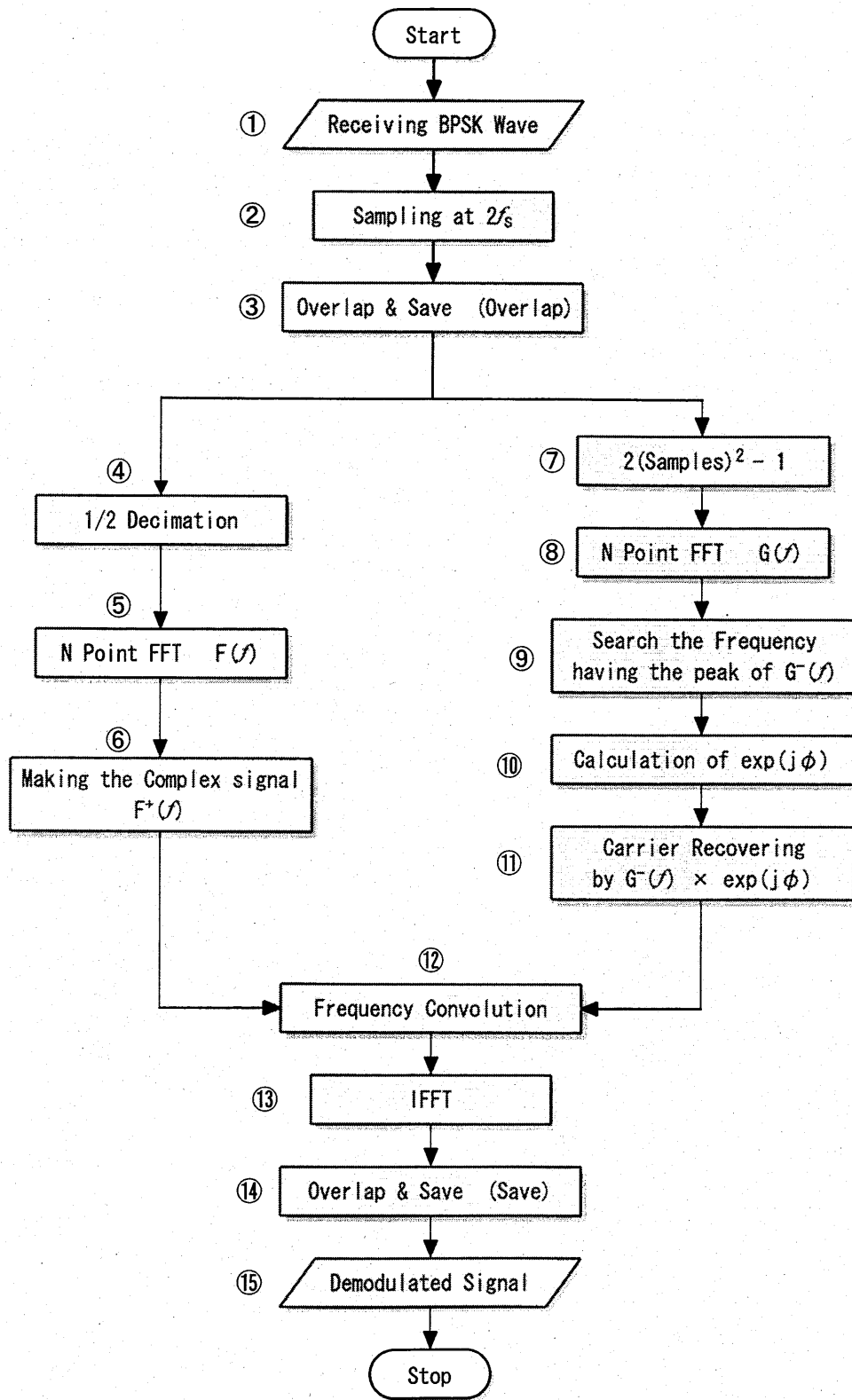


図 4.17 BPSK 復調のアルゴリズム

4.7.2 BPSK 復調器の構成

図 4.18 に本論文で提案する BPSK 復調器の構成を示す。

BPSK 受信波を周波数 $2f_s$ でサンプリングし、4.6.3 で述べた Overlap and Save を適用してサンプル数 $2N$ ごとに切り出す。切り出したサンプルを $1/2$ デシメートすれば、周波数 f_s でサンプリングしサンプル数 N ごとに切り出された受信波のサンプル値となり、これを N 点 FFT して周波数領域信号(A)を得る。次に、 $0 \sim f_s/2$ の方形窓(B)を用いて(A)から正の周波数成分のみを取り出せば、複素信号(C)が得られる。

一方、搬送波を再生するためには、BPSK 受信波を周波数 $2f_s$ でサンプリングして得たサンプル値を 2 乗する。この 2 乗値サンプルの最初から N サンプルを N 点 FFT すれば、2 乗波の周波数領域信号(D)となる。(D)には正の周波数である $2f_c$ 付近と負の周波数である $2f_s - 2f_c$ 付近にピークが存在する。4.5.1 で述べたように、このピークとその周辺の離散周波数成分は、初期位相の補正項 $\exp(j\phi)$ を除いて受信波の搬送波成分と一致する。すなわち、(D)の正の周波数成分に $\exp(-j\phi)$ を、負の周波数成分に $\exp(j\phi)$ をそれぞれ乗じ、周波数スケールを $2f_s \rightarrow f_s$ と置き換えれば、搬送波周波数付近において受信搬送波成分と再生搬送波成分は等しくなる。この理由から、本復調方式では、2 乗波の周波数成分(D)から $2f_s - 2f_c$ 付近に存在するピーク近傍を狭帯域方形窓(E)を用いて抽出して成分(F)を得た後、これに $\exp(j\phi)$ を乗じ、周波数スケールを $2f_s \rightarrow f_s$ と置き換えて負の搬送波成分(G)を再生する。受信波の正の周波数成分(C)と、搬送波の負の周波数成分(G)をコンボリューションすると f_s を中心とした復調信号が現れる。これを周波数について $-f_s$ だけシフトすれば、周波数領域での復調出力(H)となる。これを IFFT し Overlap を除去すれば、時間領域復調信号が得られる。

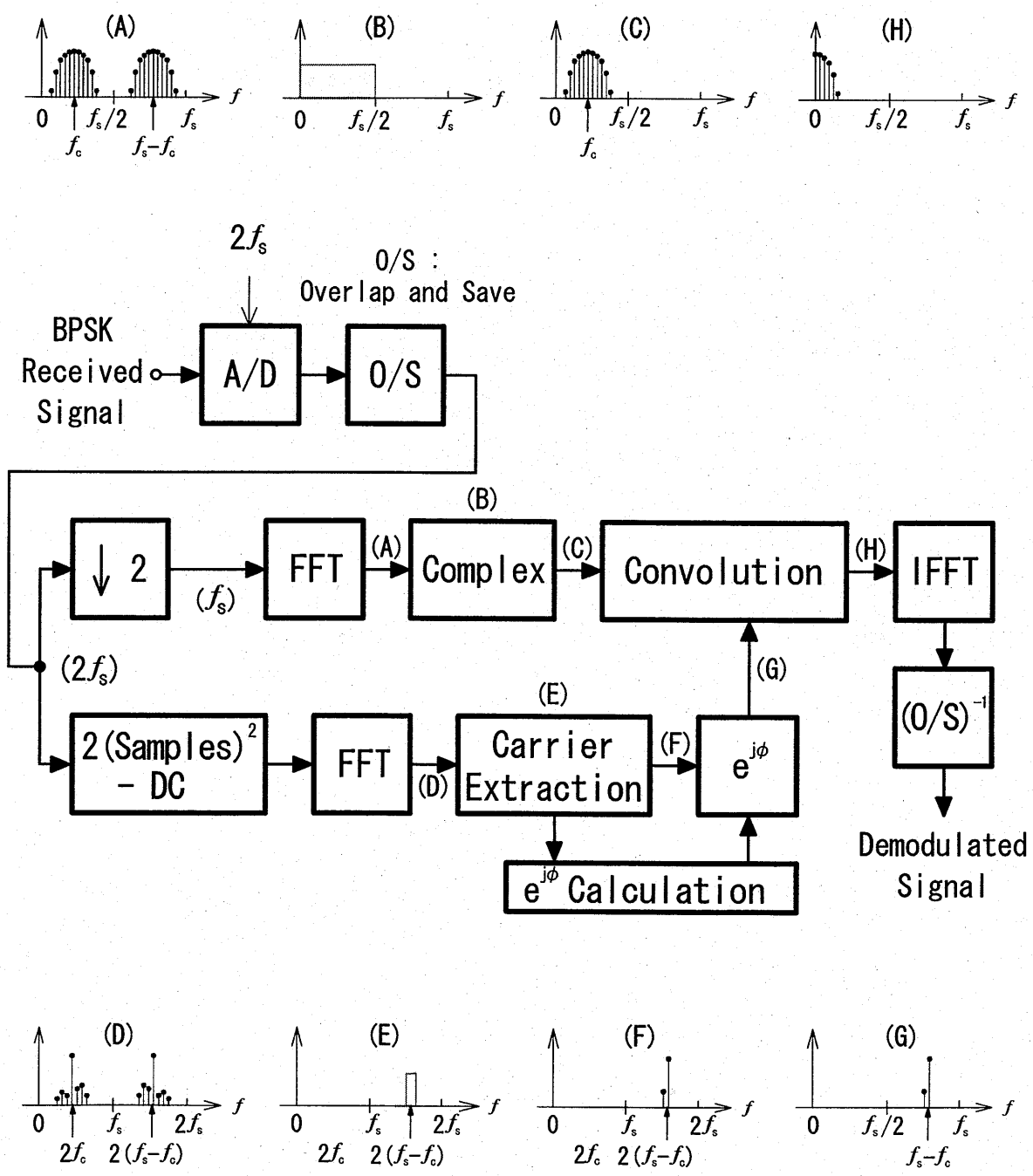


図 4.18 復調器の構成

第5章 周波数領域サンプルを用いた BPSK 復調のシミュレーション

前章までに述べた手法による周波数領域サンプルを用いた BPSK 復調の計算機シミュレーションを行った。以下に結果を述べる。

5.1 シミュレーションのパラメータ

表1にシミュレーションのパラメータを示す。

表1 シミュレーションのパラメータ

パラメータ	設定値
伝送信号のシンボルレート	1 K symbol/sec
ロールオフ率	0.5
搬送波の周波数 f_c	1,248 Hz
搬送波再生用サンプルを得るための受信波のサンプリング周波数 $2f_s$	8,192 Hz
1シンボル当たりのサンプル数	8 sample/symbol
1回の復調で切り出すサンプル数 N	64
FFTのポイント数 N	512
FFTの離散周波数間隔 f_s/N	8 Hz
Overlap and save 幅	50%

送信側では送信するメッセージデータとして、スペース「0」とマーク「1」のバイナリ符号を連続してランダムに発生させ、これをスペース「0」が位相「0」を表す「1」、マーク「1」が位相「 π 」を表す「-1」となるようにマッピングする。次に、各マッピング値の後ろに「0」を7つ挿入することにより8倍のアップサンプルを行って、マッピングデータをシンボルレート=1K symbol/secのインパルス列に変換した後、これをロールオフ率=0.5

のコサインロールオフフィルタに通して帯域制限した。こうして得た変調信号を用いて周波数 $f_c=1,248$ Hz の搬送波を変調し、BPSK 変調波とした。

一方、受信側では連続して到来する BPSK 変調波を周波数 $2f_s=8,192$ Hz でサンプリングした。一回の復調処理のために切り出される時間領域信号サンプルは、受信側のサンプリング周波数 $2f_s$ とサンプルの蓄積に用いる受信バッファの大きさで決まる。本論文では、得られたサンプル値 64 個分、すなわち、約 7.8 msec に相当する周期で受信波を切り出して復調した。

受信波サンプルを得るためのサンプリング周波数は $f_s=4,096$ Hz であり、FFT ポイント数 $N=512$ としたので、FFT の離散周波数間隔は $f_s/N=8$ Hz になる。なお、搬送波の初期位相を $\phi=3/16\pi$ rad、Overlap and Save 幅は切り出した全サンプル長の 50%長（前端及び後端にてそれぞれ全サンプル長の 25%長）と設定した。

5.2.2 マッピング

図 5.2 に図 5.1 に示した送信シンボルのマッピング結果を示す。横軸は時間、縦軸はマッピングした値を示している。マッピングにより送信シンボルは、スペース「0」が位相「0」を表す「1」に、マーク「1」が位相「 π 」を表す「-1」に、それぞれマッピングされた NRZ (Non Return to Zero) パルス信号になる。

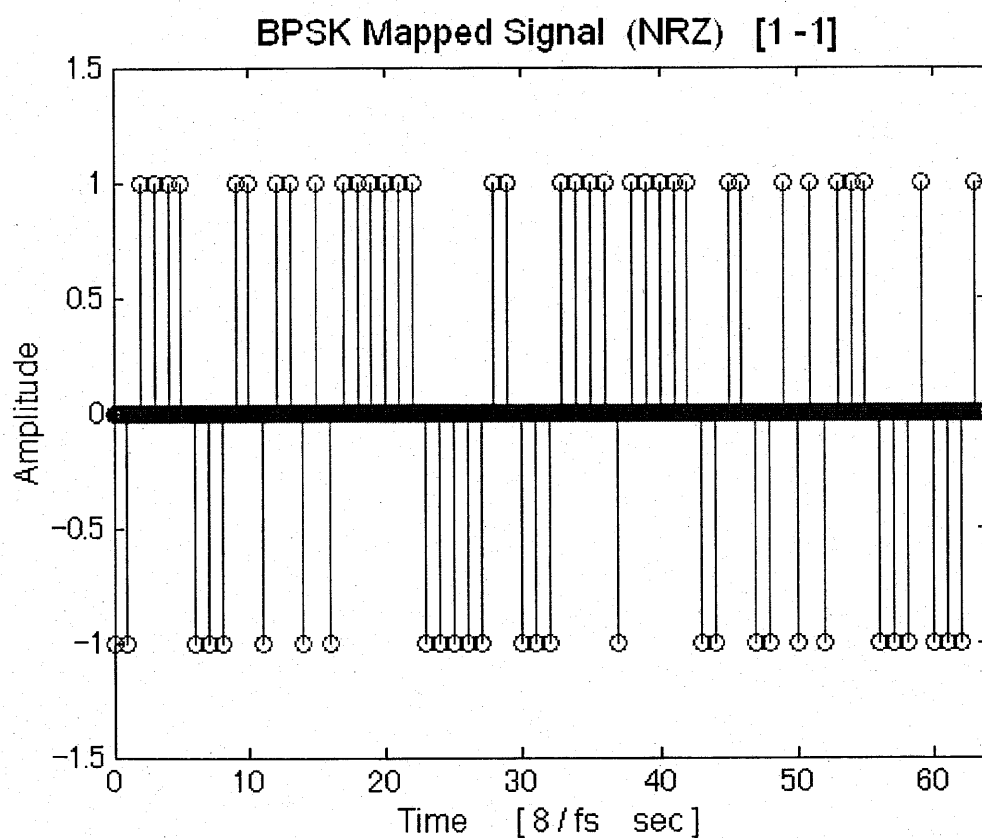


図 5.2 送信シンボルのマッピング

5.2.3 ロールオフフィルタ処理

図5.3に図5.2で示したマッピング信号と、これをロールオフ率=0.5のコサインロールオフフィルタに通すことによって帯域制限した変調信号を示す。同図において横軸は時間、縦軸は振幅値を示している。図中の細線はマッピング信号を示しており、各マッピング値の間に「0」を7つ挿入することにより8倍アップサンプリングを行い、マッピング信号をインパルス化している。太線はコサインロールオフフィルタ出力であり、これが変調信号となる。

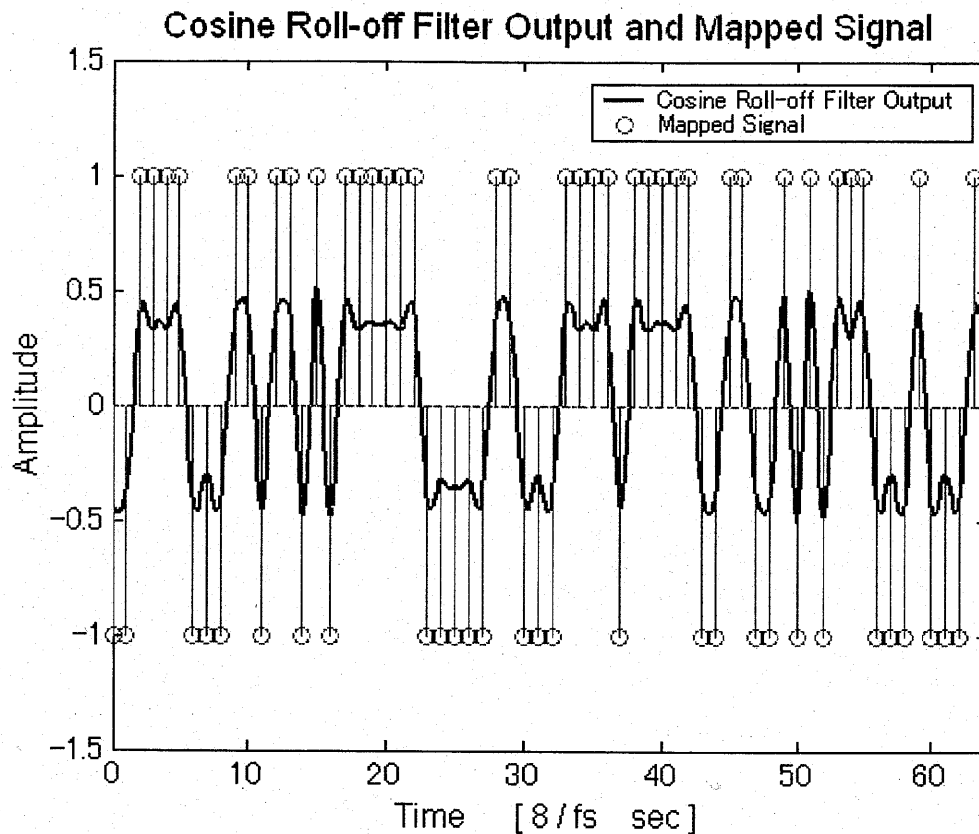


図 5.3 帯域制限された変調信号

5.2.4 BPSK 変調

図 5.4 は、コサインロールオフフィルタによって帯域制限された変調信号で、周波数 $f_c=1,248$ Hz の搬送波を変調した BPSK 変調波である。横軸は時間、縦軸は振幅値を表している。太線で示す変調信号波形の零クロス点で搬送波の位相は反転している。本復調方式では連続して到来する受信波を、一旦、バッファに蓄積する。このバッファ長が受信波の切り出し長であり、本シミュレーションではこの区間が切り出されたものとして復調する。ただし、切り出した全サンプル長の 50% (前後端にてそれぞれ全サンプル長の 25%) Overlap and save 処理をするため、切り出した 64 サンプルの前端に 1 区間前の 64 サンプルの後半 32 サンプルを、後端に 1 区間後の 64 サンプルの前半 32 サンプルを、それぞれつないだ計 128 サンプルを処理する。

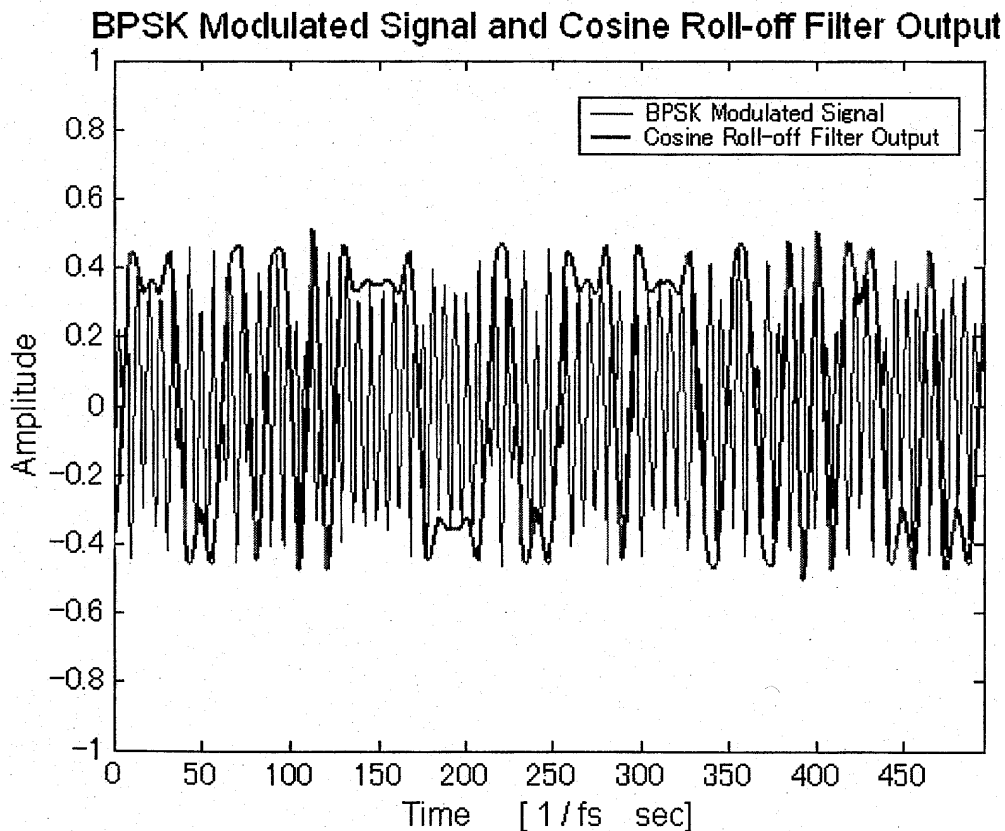


図 5.4 BPSK 変調波

5.2.5 BPSK 変調波の周波数スペクトラム

Overlap により 128 サンプル化した受信サンプルから 1 つおきにサンプル値を取り出す 1/2 デシメーションを行えば、周波数 f_s でサンプリングした 64 サンプルを得ることができる。図 5.5 は、この 64 サンプルを $N (=512)$ ポイント FFT して得られた周波数スペクトラムの実数成分である。横軸は周波数、縦軸はスペクトラムの大きさを示している。

受信した 64 サンプルが実信号であるため、中央の $f_s/2$ を挟んで正と負の周波数成分が対称に現れる。また、搬送波周波数 f_c は同図の横軸スケールの 156 ($=156 \times f_s / N = 1,248 \text{ Hz} = f_c$) 及び 356 ($=356 \times f_s / N = 2,848 \text{ Hz} = f_s - f_c$) になる。変調信号がロールオフフィルタによって帯域制限されているため、変調波の周波数成分は一定の帯域内に存在する。

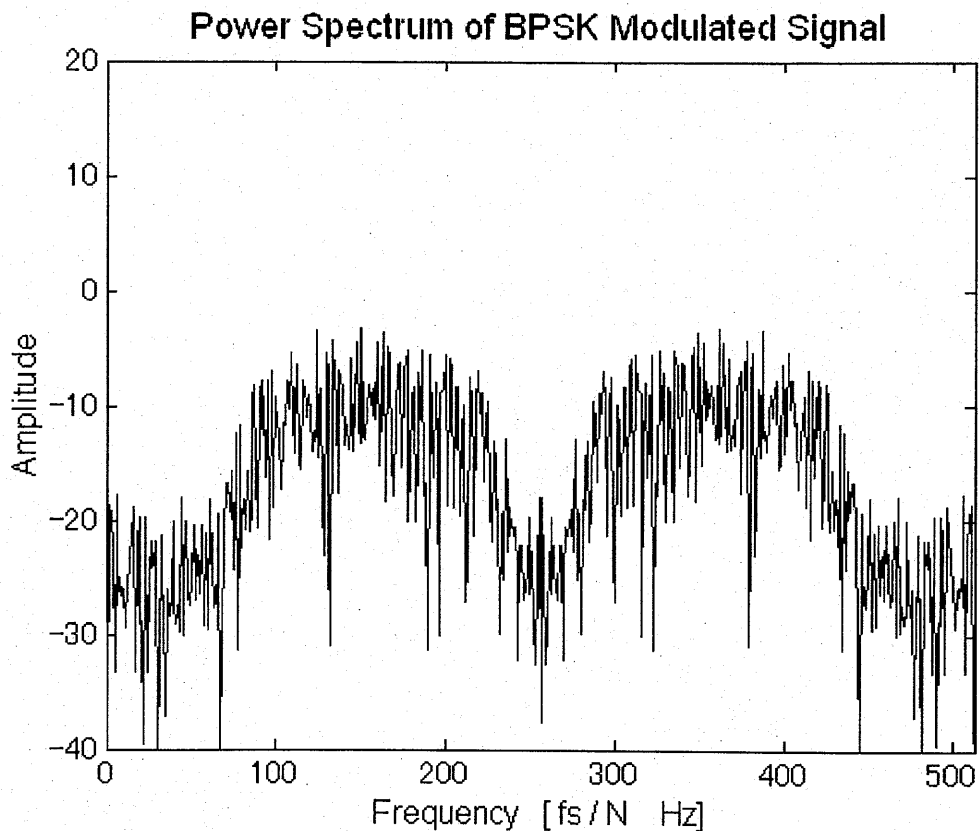


図 5.5 BPSK 受信波のスペクトラム (実数成分)

5.3 BPSK 復調

5.3.1 BPSK 受信波からの正の周波数成分の抽出（複素関数信号化）

正及び負の周波数成分からいずれか一方を選択することにより、時間領域信号を複素化することができる。図 5.6 は、図 5.5 の周波数スペクトラムから $0 \sim f_s/2$ の矩形フィルタを用いて正の周波数成分のみを選択した後の周波数スペクトラムの実数成分である。横軸は周波数、縦軸は振幅値を示している。この選択した片側の周波数成分を IFFT して時間領域に戻せば、複素信号化した時間領域信号が得られる。

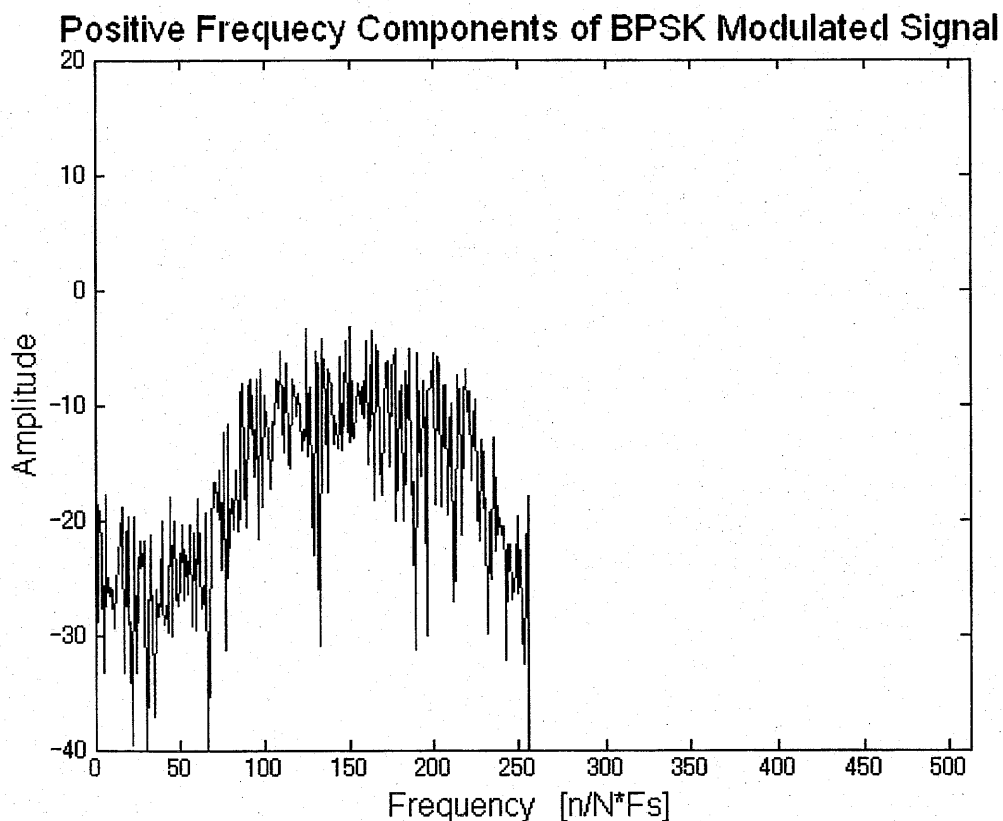


図 5.6 BPSK 受信波の正の周波数成分（実数成分）

5.3.2 2乗したBPSK受信波の周波数成分

受信波を周波数 $2f_s$ でサンプリングし、50%Overlapして得た128サンプルから、最初の64サンプルを取り出す。この各サンプルを2乗し、結果を $N (=512)$ ポイントFFTして周波数領域信号に変換する。図5.7は、こうして得られた2乗値サンプルのパワースペクトラムである。横軸は周波数、縦軸は振幅値を示している。同図のスペクトラムには、搬送波周波数の2倍に相当する離散周波数付近すなわち、 $2f_c$ 及び $2(f_s - f_c)$ の周波数付近にピークが現れる。実際に横軸スケールの156付近と356付近にピークが現れており、156 ($=156 \times 2f_s / N = 2,496 \text{ Hz}$) が $2f_c$ 、356 ($=356 \times 2f_s / N = 5,696 \text{ Hz}$) が $2(f_s - f_c)$ をそれぞれ表している。

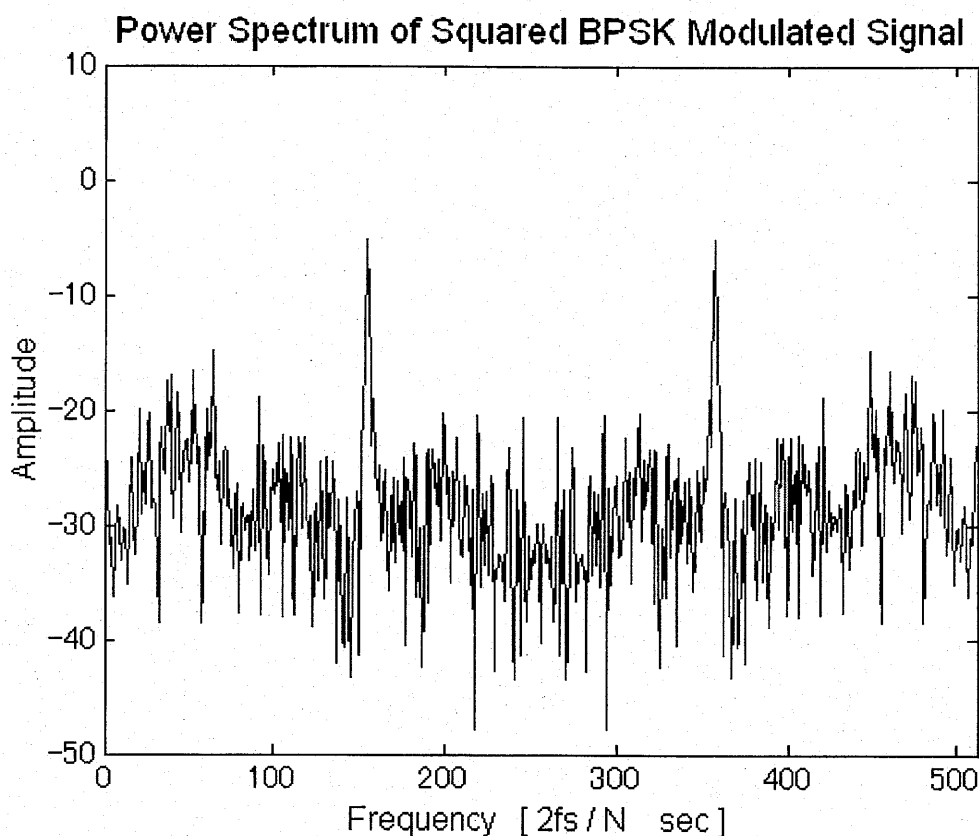


図 5.7 BPSK 信号の2乗値サンプルから得たパワースペクトラム

5.3.3 2乗したBPSK 受信波の負の周波数成分

本シミュレーションでは、図5.7に示した2乗値サンプルの周波数成分から、負の周波数成分を抽出して搬送波を再生する。図5.8に受信波の2乗値サンプルから得た負の周波数成分を示す。横軸は周波数、縦軸は振幅値を示している。この中からスペクトラムのピークを示す $2(f_s - f_c)$ 付近に存在する2つの離散周波数成分を抽出する。実際に抽出する2つの離散周波数成分は、横軸スケール356付近に存在する最大ピークと2番目に大きいピークである。

Negative Frequency Components of Squared BPSK Modulated Signal

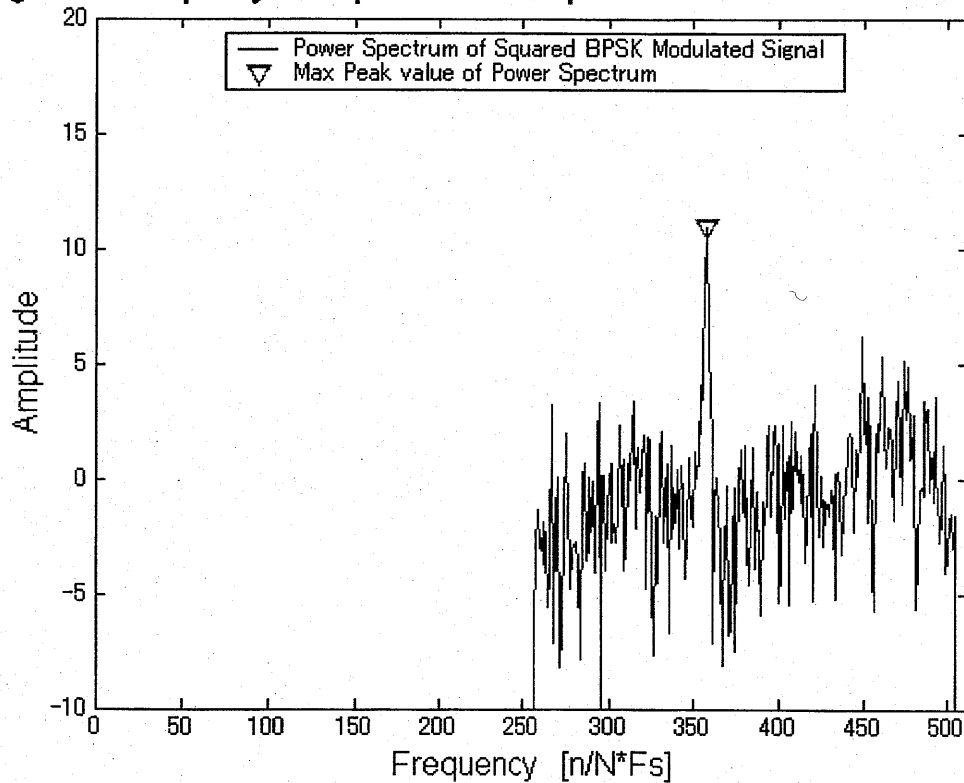


図 5.8 BPSK 信号の2乗値サンプルから得た負の周波数成分

5.3.4 受信波の正の周波数成分と再生搬送波の負の周波数成分とのコンボリューション

図 5.9 に、図 5.6 で示した BPSK 受信波の正の周波数成分と図 5.8 で示した再生搬送波の負の周波数成分とのコンボリューション結果を示す。横軸は周波数、縦軸は振幅値を示している。コンボリューションによって BPSK 受信波は、 f_c だけ (図のスケール上では 156 だけ) 低い方向に周波数シフトされる。

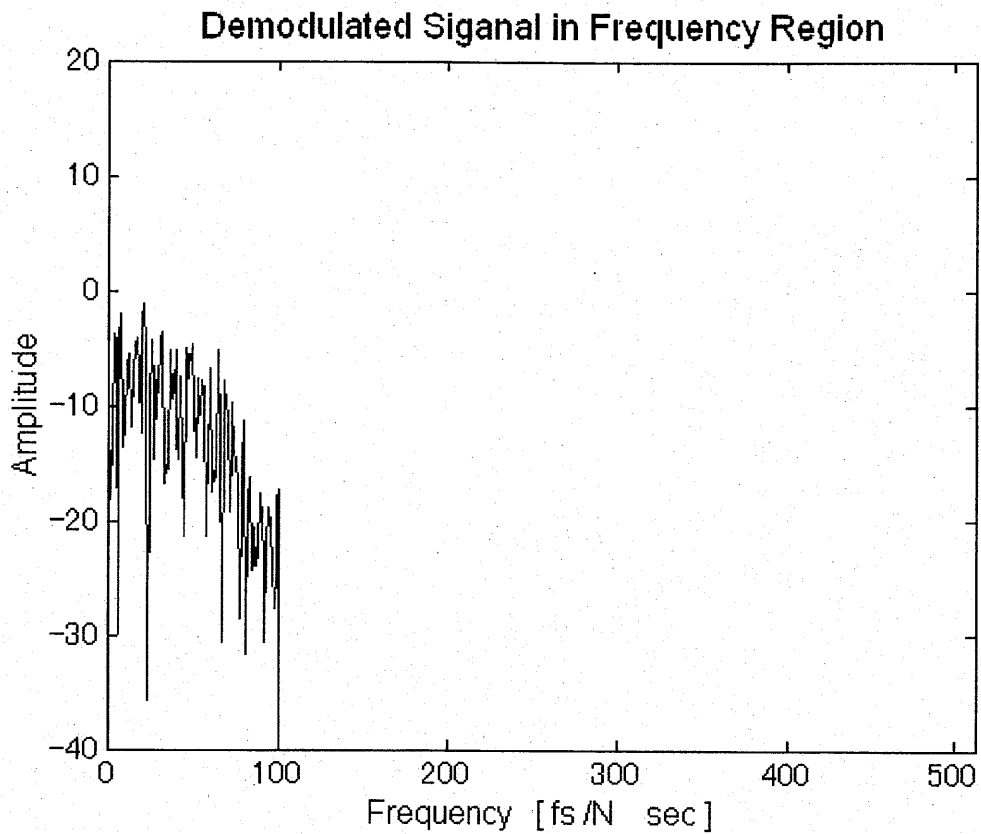


図 5.9 コンボリューションによって $-f_c$ だけ周波数シフトされた信号

5.3.5 IFFTによる周波数領域復調出力の時間領域信号化

図 5.10 に、図 5.9 で示した周波数領域復調出力を IFFT して得られた時間領域の復調信号を太線で、図 5.3 に示した送信した変調信号を細線で示す。横軸は時間、縦軸は振幅値を示している。

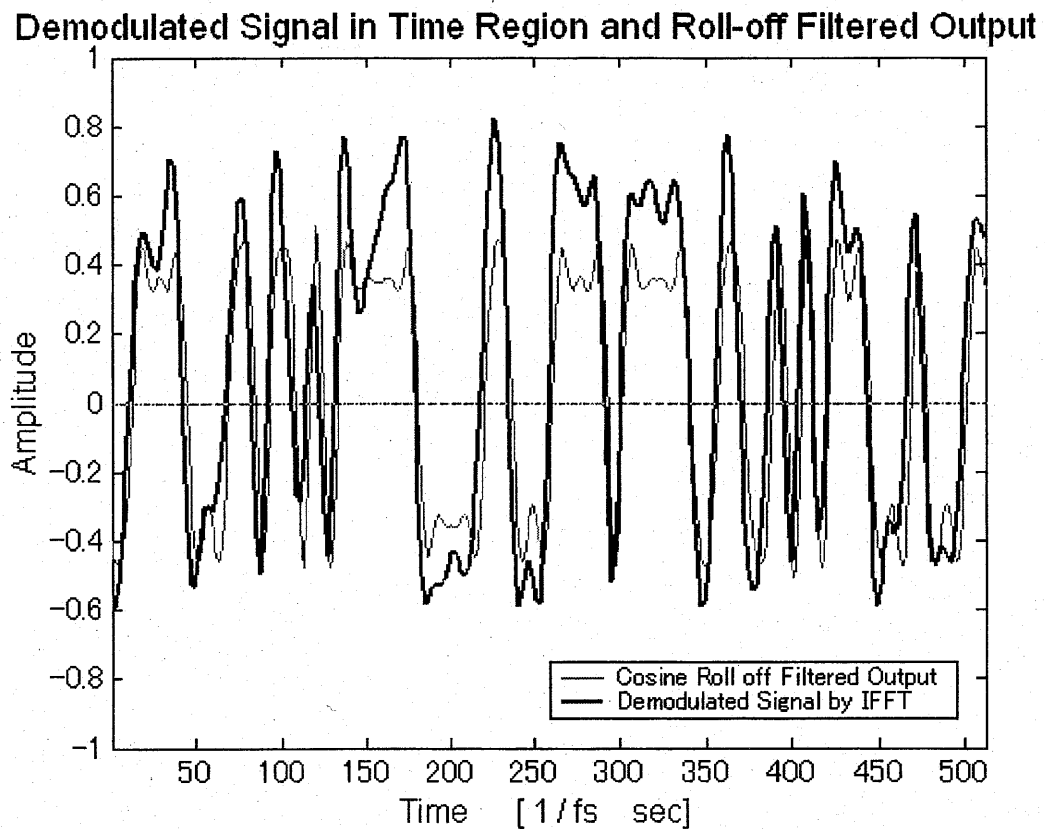


図 5.10 BPSK 受信波のレイズドコサインパルスの復調

5.3.6 再生された伝送シンボル

図 5.10 に示した時間領域復調信号を識別器に入力し、振幅値が 0 以上を「1」、0 未満を「-1」に波形整形した後、「1」を「0」、「-1」を「1」にそれぞれデマッピングすれば、シンボルが復調される。図 5.11 は、こうして得られた復調シンボルである。横軸は時間、縦軸は振幅値を示している。図 5.1 に示した送信シンボルと比較して、エラーなくシンボルが再生されていることがわかる。

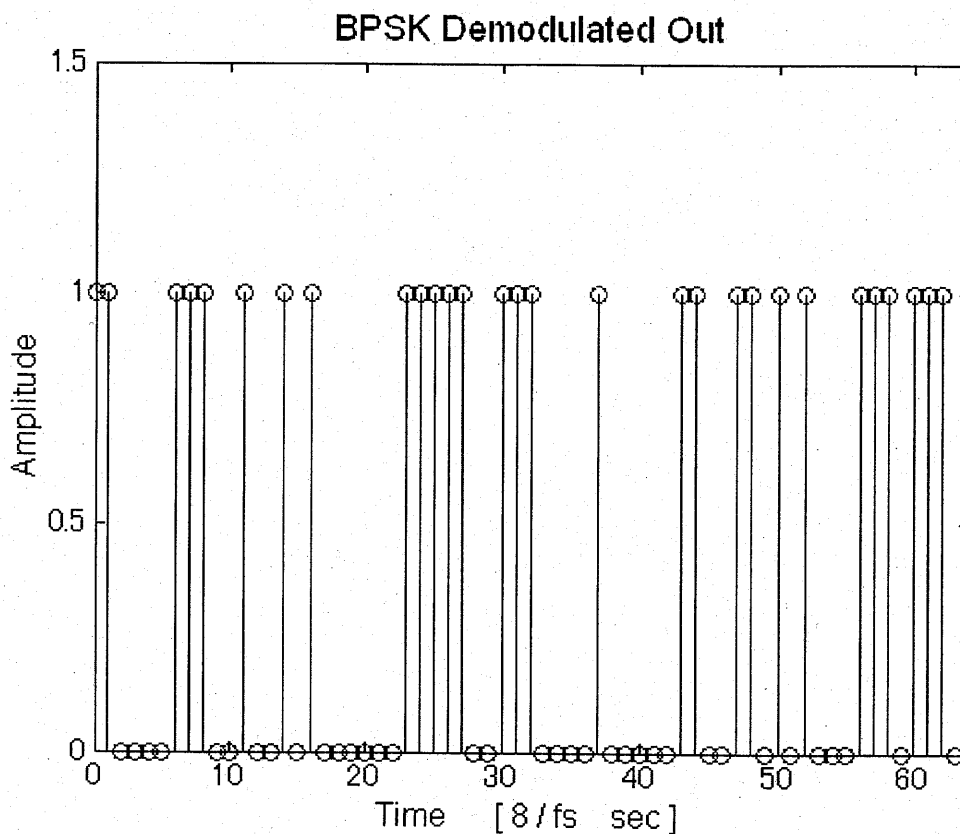


図 5.11 再生された伝送シンボル

5.3.7 アイパターン

アイパターンを観測することにより、受信信号の雑音に対する余裕度がわかる。アイパターンは、識別器直前のパルス波形をパルス繰り返し周波数（クロック周波数）に同期してオシロスコープに描かせたものであり、雑音や波形ひずみ等に影響を受けた際の起こり得るすべての波形が重畳されている。図 5.12 に、アイパターンによって測定することができる項目を示す。同図が示すように識別時刻ごとに表されるアイパターンにおけるアイの縦の開き（アイアパーチャ）は、識別における雑音に対する余裕を表している。一方、アイの横の開きはクロック信号の統計的なゆらぎ（ジッタ）等による識別タイミング劣化に対する余裕を表している。いずれのアイの開きも広いほど、雑音に対して強く、符号を正確に復号できるようになる。

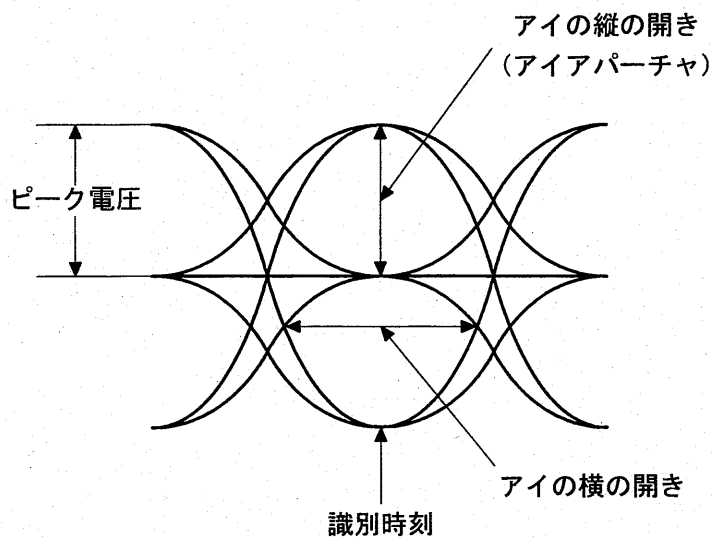
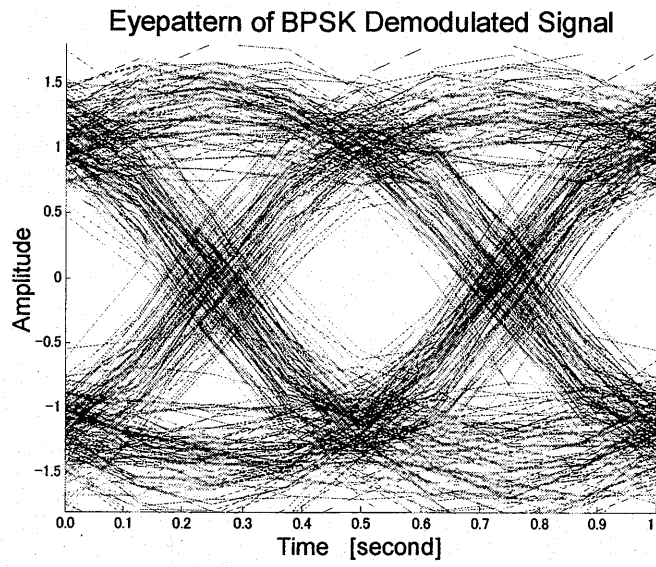


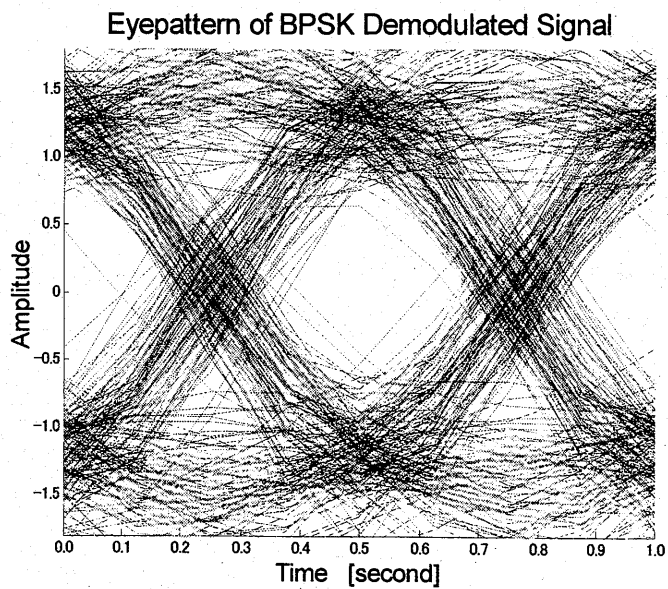
図 5.12 アイパターン

図 5.13 に復調されたベースバンド信号から得られたアイパターンを示す。パターンは、復調処理を 20 回行った時点での 1,280 シンボル（64 サンプル×20 回）を重ね書きしたものである。搬送周波数 f_c が FFT の離散周波数に一致した場合である 1,248 Hz、FFT の離散周波数から最もずれた場合である 1,252 Hz、まったく任意に選んだ 1,250.88 Hz の 3 つの場合において、いずれの場合もほぼ同程度のアイの開きを確認できる。



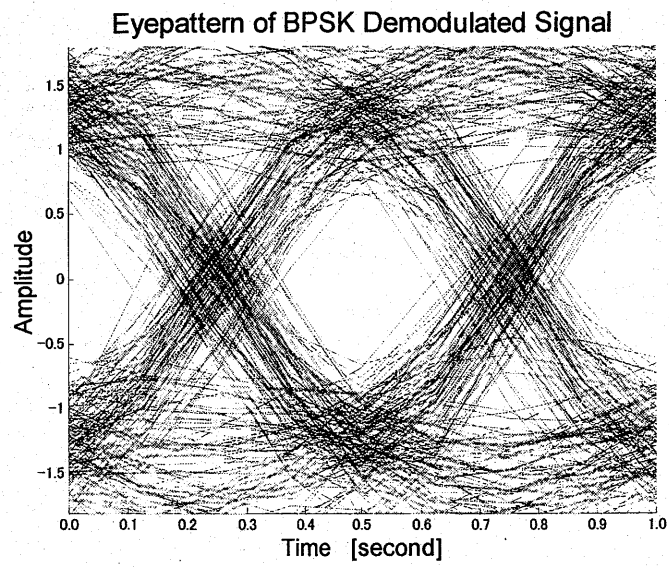
(a) 搬送波周波数が FFT の離散周波数に一致する場合

$$f_c = 1,248 \text{ Hz}$$



(b) 搬送波周波数が FFT の離散周波数から最もずれた場合

$$f_c = 1,252 \text{ Hz}$$



(c) 搬送波周波数をまったく任意に選んだ場合

$$f_c = 1,250.88 \text{ Hz}$$

図 5.13 BPSK 復調信号のアイパターン

5.3.8 BER (Bit Error Rate) 特性

(a) 符号誤り率とガウス雑音

デジタル通信における伝送品質は、符号誤り率 (BER : Bit Error Rate) によって評価される。符号誤りは、復調の際の符号識別再生回路において発生する。符号誤りを発生させる原因には、装置を含む伝送路上で様々な形で混入する雑音や波形の歪み、ジッタと呼ばれるタイミングのゆらぎなどがある。一般的に、符号誤り率を評価するのに用いられる雑音は、熱雑音に代表されるガウス雑音である。ガウス雑音は時間的にランダムに発生するもので、その瞬時電圧の確率分布は、標準偏差を σ で表せば、確率密度関数 $P(x)$ により図 5.14 に示すようなガウス分布となる。本シミュレーションでもガウス雑音を変調波に重畳することにより受信波の C/N を変化させ、復調後の符号識別再生回路出力における BER 特性を評価する。

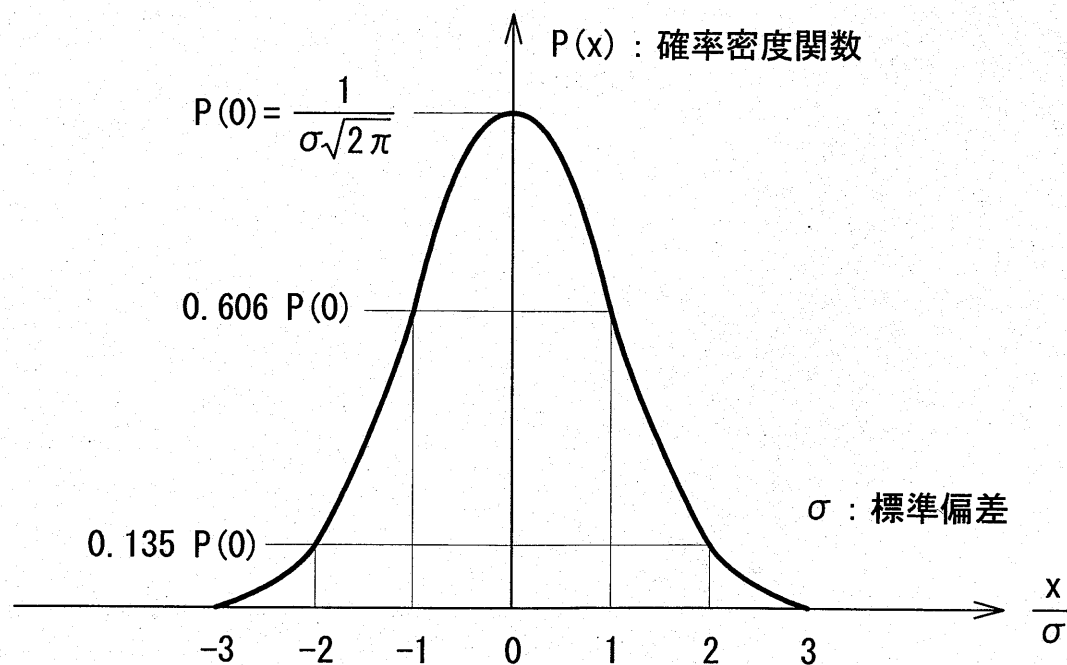


図 5.14 ガウス分布

まず、ガウス雑音による符号誤り率の理論値について述べる。符号識別再生回路では、予め識別レベル（しきい値）を設定し、信号伝送のタイミングごとに符号識別を行う。雑音が重畳された信号の振幅が、識別の瞬間に正しい符号レベルの領域のしきい値を越えた場合に符号誤りとなる。したがって、符号が他の符号に誤って識別される確率は、信号に重畳された雑音の振幅値がしきい値を越える値になってしまう確率により求められる。

いま、パルス電圧 A 及び 0 の 2 値パルスにランダム雑音が付加したときの誤り率 P_e を考える。図 5.15 のようにパルス信号電圧がマーク「1」を表す「 A 」のとき、これが雑音電圧によってスペース「0」を表す「0」と誤って判定される確率 P_{em} と、パルス信号電圧がスペース「0」を表す「0」のときに雑音によってマーク「1」を表す「 A 」と判定される確率 P_{es} の確率和によって総合の誤り率 P_e が決まる。すなわち、 P_{em} は信号に雑音が重畳した電圧が $A/2$ 以下となる確率に等しく、誤差補関数 $erfc(x)$ を用いて次式(5-1)のように表される。

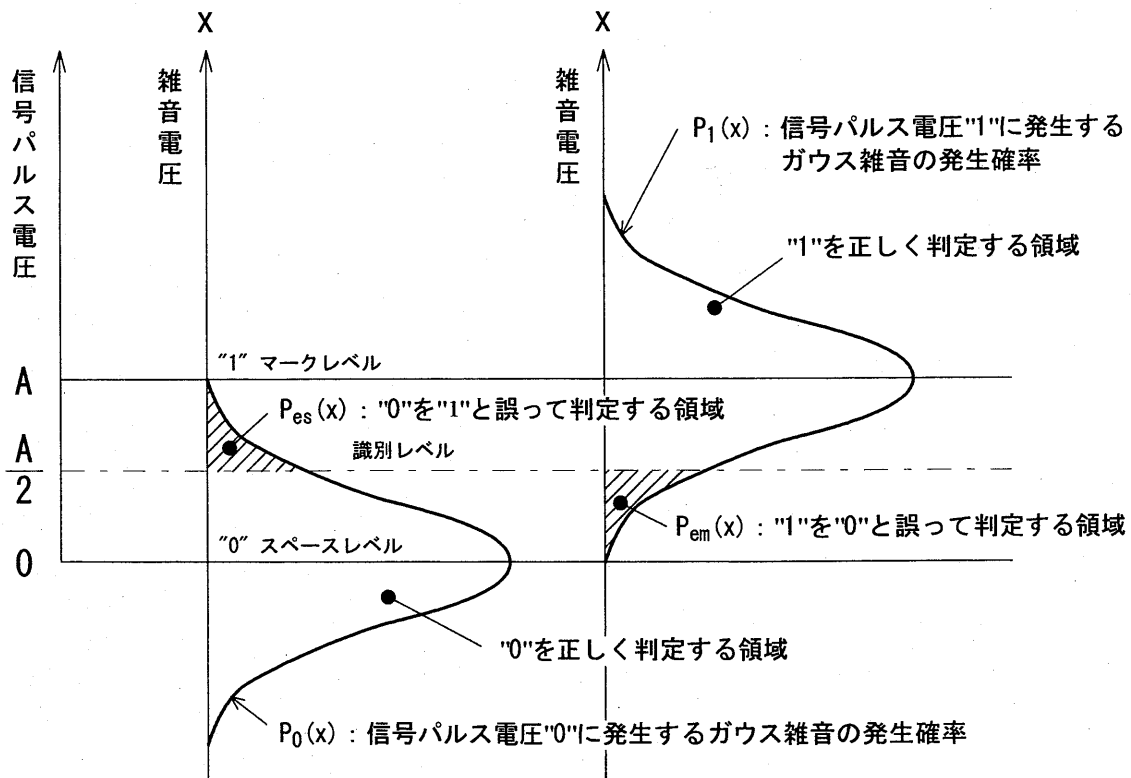


図 5.15 信号・雑音電圧と誤り領域

$$\begin{aligned}
P_{em} &= \int_{-\infty}^{\frac{A}{2}} P(x) dx \\
&= 1 - \int_{-\infty}^{\frac{A}{2}} P(x) dx \\
&= 1 - \frac{1}{2} \left[1 + \operatorname{erf} \left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma} \right) \right] \\
&= 1 - \frac{1}{2} \left[1 + \left\{ 1 - \operatorname{erf} \left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma} \right) \right\} \right] \\
&= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma} \right)
\end{aligned} \tag{5-1}$$

ここで、

$$P(x < v) = \int_{-\infty}^v P(x) dx = \frac{1}{2} \left[1 + \operatorname{erf} \left(\frac{v}{\sqrt{2}\sigma} \right) \right] \tag{5-2}$$

であり、誤差関数は、

$$\operatorname{erf}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z \exp(-t^2) dt \tag{5-3}$$

誤差補関数は、

$$\operatorname{erfc}(z) = 1 - \operatorname{erf}(z) \tag{5-4}$$

である。ガウス分布は対称であるので P_{es} は P_{em} に等しい。また、信号「A」と「0」が、それぞれ 1/2 の等しい確率で生ずるとすれば、総合の誤り率 P_e は P_{em} と P_{es} の平均で与えられ、次式(5-5)のようになる。

$$P_e = \frac{1}{2} P_{em} + \frac{1}{2} P_{es} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma} \right) \tag{5-5}$$

更に、パルス電圧「A」及び「0」の発生確率がそれぞれ 1/2 で等しいとすれば、信号電力 C が $C = (A/2)^2/2$ 、雑音電力 N が $N = \sigma^2$ で与えられるので、式(5-5)を式(5-6)のように変形することができる。

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{C}{N}} \right) \quad (5-6)$$

(b) C/N と E_b/N_0

次に BPSK 波の C/N と E_b/N_0 の関係について図 5.16 を用いて説明する。

同図はビットレート R bit/sec の送信データを BPSK 変調し、雑音を付加した受信波を、受信フィルタに通してから復調器に入力している。

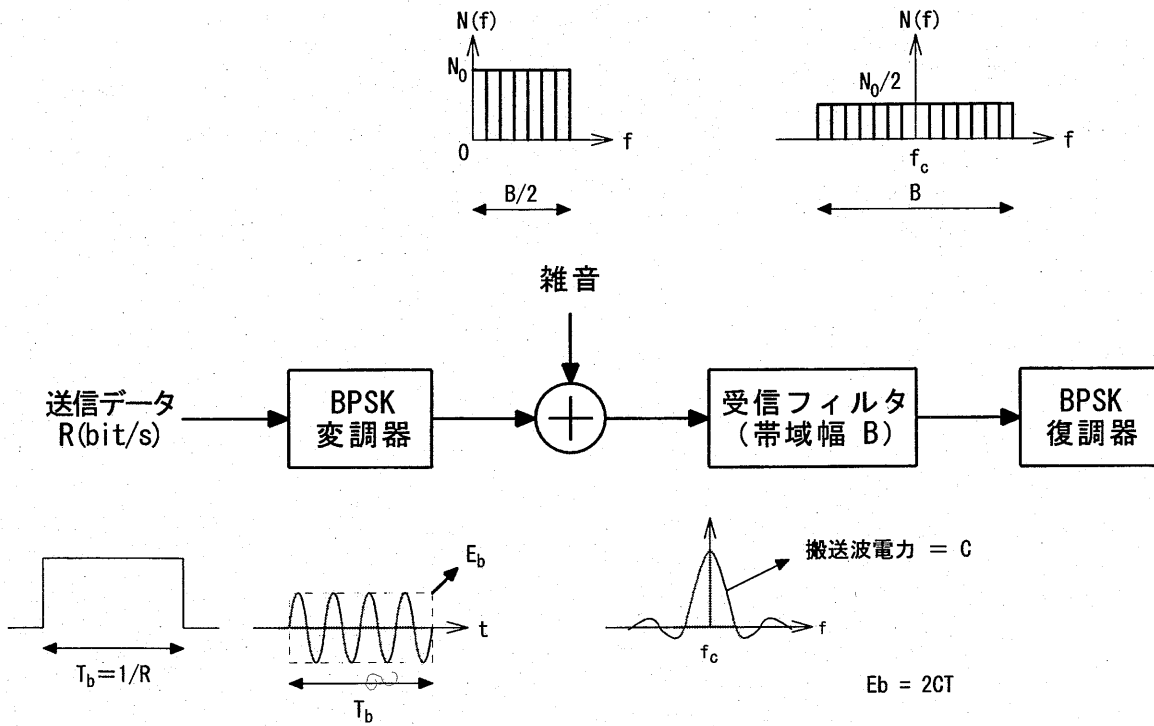


図 5.16 BPSK における C/N 比と E_b/N_0

いま、ベースバンド信号の振幅値を V 、信号電力を S 、1 ビットのエネルギーを E_b 、1 ビットの長さを T_b と表せば、搬送波電力 C は式(5-7)で与えられる。

$$C = \frac{1}{2}V^2 = \frac{1}{2}S = \frac{1}{2} \frac{E_b}{T_b} \quad (5-7)$$

雑音電力密度を N_o 、両側周波数帯域幅を B とすれば、片側雑音電力 N は式(5-8)のようになる。

$$N = \frac{1}{2}N_oB \quad (5-8)$$

$BT_b = 1$ の場合

$$B = \frac{1}{T_b}$$

であるので、 C/N は、

$$\frac{C}{N} = \frac{\frac{1}{2} \frac{E_b}{T_b}}{\frac{1}{2} N_o B} = \frac{\frac{1}{2} \frac{E_b}{T_b}}{\frac{1}{2} N_o \frac{1}{T_b}} = \frac{E_b}{N_o} \quad (5-9)$$

となる。したがって、BPSK 変調では $BT_b = 1$ の場合 C/N と E_b/N_o は等しい。

(c) BPSK 変調の BER 特性

式(5-6)及び式(5-9)の関係から、BPSK 変調波の同期検波の場合、 E_b/N_o に対するビット誤り率の理論値 P_b は、式(5-10)のように求められる。

$$P_b = P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_o}} \quad (5-10)$$

5.4 実利用モデルのシミュレーション (BER 特性の評価)

本論文では、伝送ビットレートが数 100K~数 Mbps の変調信号による BSPK 波の復調を目的としている⁽¹⁾⁽⁴⁾。このため、基本パラメータを以下のように設定し、復調出力の BER 特性を調べた。

5.4.1 雑音を考慮したシミュレーションパラメータ

表 2 に雑音を考慮したシミュレーションパラメータを示す。まず、搬送波周波数と FFT の離散周波数との関係を明確化するために、受信波のサンプリングに用いる周波数を $f_s = 4.194304$ Msample/sec (8 sample/symbol) とし、復調は一回で扱うサンプル数 $N (=1,024)$ ごとに受信波を切り出してポイント数 $N (=1,024)$ で FFT 処理するものとした。この結果、FFT の離散周波数間隔は $f_s/N = 4.096$ kHz となる。送信側ではシンボルレート = 0.524 Msymbol/sec の NRZ 符号をロールオフ率 = 0.5 で帯域制限して得た変調信号で搬送波を BPSK 変調した。受信信号にはガウス雑音を重畳した。

表 2 雑音を考慮したシミュレーションパラメータ

パラメータ	設定値
伝送信号のシンボルレート	0.524 M symbol/sec
ロールオフ率	0.5
1シンボル当たりのサンプル数	8 sample/symbol
搬送波再生用サンプルを得るための 受信波のサンプリング周波数 $2f_s$	4.194304 MHz
1回の復調で切り出すサンプル数 N	1,024
FFTのポイント数 N	1,024
FFTの離散周波数間隔 f_s/N	4.096 kHz
重畳する雑音	ガウス雑音
Overlap and save 幅	50%

5.4.2 アイパターンの評価

BER 特性が最も劣化するののは搬送波周波数が FFT の離散周波数から最も離れた、すなわち、 $1/2$ 離散周波数間隔だけずれた場合である。図 5.17 に、 $1/2$ 離散周波数間隔ずれの搬送波周波数 $f_c = 1.050624$ MHz での $E_b/N_0 = 12$ dB におけるアイパターンを示す。搬送波の初期位相は $\phi = 3/16 \pi$ rad であり、搬送波再生は 2 周波数成分の抽出によって行った。Overlap and Save の Overlap 長は、復調処理一回分のために切り出された全サンプル列長の 50% (前後端にてそれぞれ 25%) とした。4.7.2 で示したように、この場合の再生搬送波には端効果による振幅変動が最も大きく現れ、復調出力のアイパターンは最悪となるが、Overlap and Save によって、これを軽減できることが確認できた。パターンは、復調処理を 20 回行った時点での 1,280 シンボル (64 サンプル \times 20 回) を重ね書きしたものである。

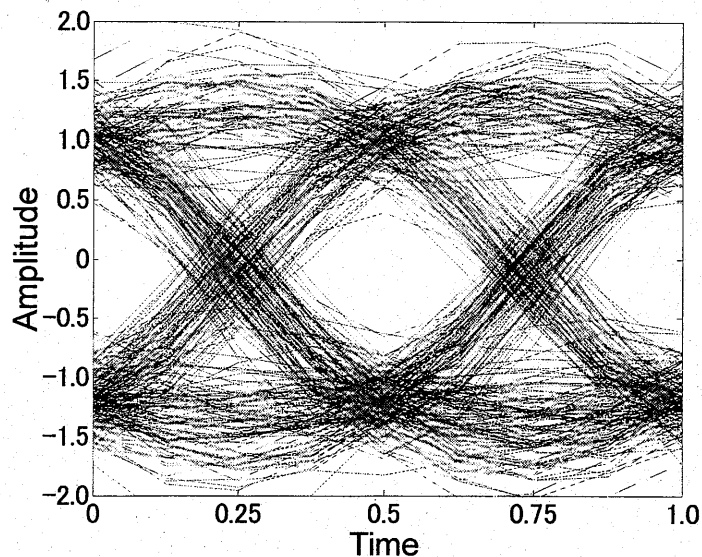


図 5.17 BPSK 復調信号のアイパターン

搬送波周波数が FFT の離散周波数から最もずれた
 $f_c = 1.050624$ MHz の場合

5.4.3 抽出する周波数成分数と BER の関係

図 5.18 に搬送波を再生するために抽出する周波数成分数 (component 数) を変化させたときの BER 特性を示す。横軸は E_b/N_0 、縦軸は BER を示している。ここでも BER 特性が最も劣化する条件となる搬送波周波数が FFT の離散周波数から最も離れた、1/2 離散周波数間隔ずれの搬送波周波数 $f_c = 1.050624$ MHz を選び、初期位相は $\phi = 3/16 \pi$ rad、搬送波再生は 2 周波数成分抽出とした。Overlap and Save の Overlap 長は復調処理一回分のために切り出された全サンプル列長の 50% (前後端にてそれぞれ 25%) とした。抽出する周波数成分数は、2 乗値の FFT に現れる周波数成分の大きなものから順番に選んでおり、実線は理論値を示している。「×」は 1 成分、「○」は 2 成分、「▽」は 3 成分、「□」は 4 成分、「△」は 5 成分、「☆」は 6 成分、「+」は 11 成分を抽出した場合である。同図が示すように、2 成分抽出の BER 特性の劣化が理論値から 1 dB 未満となり最小であった。また、抽出範囲を 3 成分以上に拡大しても BER 特性の改善は見られなかった。特に雑音が少ない E_b/N_0 の高い範囲で BER が劣化するのは、4.6.1 で示したように抽出範囲を上げ過ぎると抽出成分中に変調成分が多く含まれてしまうことが原因と考えられる。

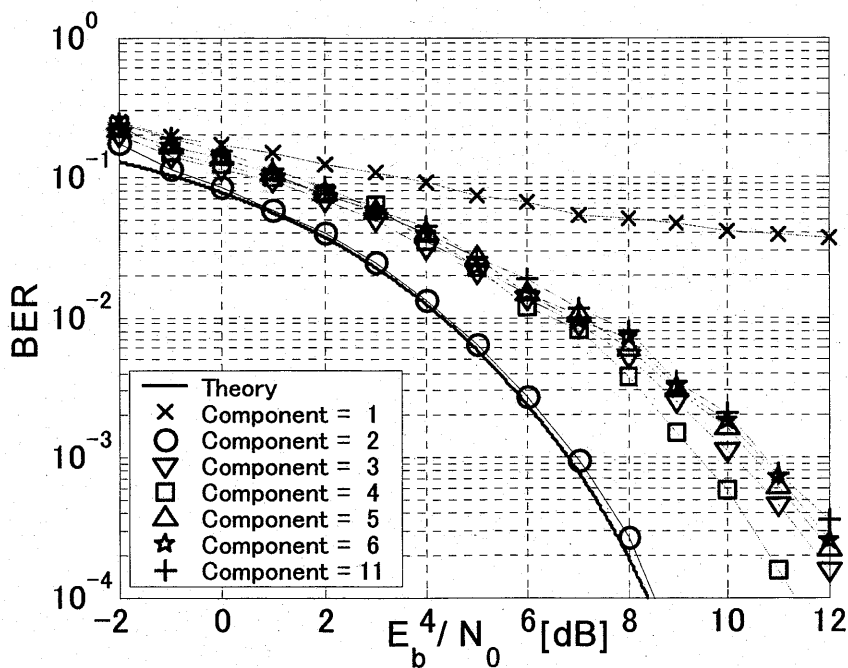


図 5.18 抽出した周波数成分数と BER の関係

5.4.4 FFT の離散周波数からのずれと BER の関係

図 5.19 に搬送波周波数を FFT の離散周波数からずらしたときの BER 特性を示す。横軸は E_b/N_0 、縦軸は BER を示している。搬送波の初期位相は $\phi = 3/16\pi$ rad とし、搬送波再生は 2 周波数成分抽出とした。Overlap and Save の Overlap 長は復調処理一回分のために切り出された全サンプル列長の 50% (前後端にてそれぞれ 25%) とした。実線は理論値、「○」は搬送波周波数が FFT の離散周波数に一致した場合を表しており、「▽」は搬送波周波数が FFT の離散周波数間隔($=f_s/N$) の 1/2 間隔だけ低くずれた場合、「×」は 1/4 間隔だけ低くずれた場合、「□」は 1/4 間隔だけ高くずれた場合、「☆」は 1/2 間隔だけ高くずれた場合である。この結果、搬送波周波数が FFT の離散周波数からずれた場合においても、理論値からの BER 特性の劣化は 1 dB 未満となり、本復調方式が、FFT の離散周波数に一致しない搬送波周波数に対しても適用できることが確認できた。なお、本復調方式では FFT の離散周波数からのずれに影響されることなく、あらゆる搬送波周波数に対して平均して良好な BER 特性を得ることを目的としていること、また、搬送波周波数と FFT の離散周波数の関係を調べる処理自体が演算処理上負担になることから常に 2 成分を抽出して搬送波再生を行っている。FFT の離散周波数に一致し、搬送波周波数成分が線スペクトラムとなる場合も 2 成分抽出を行っており、BER はわずかながら悪化している。

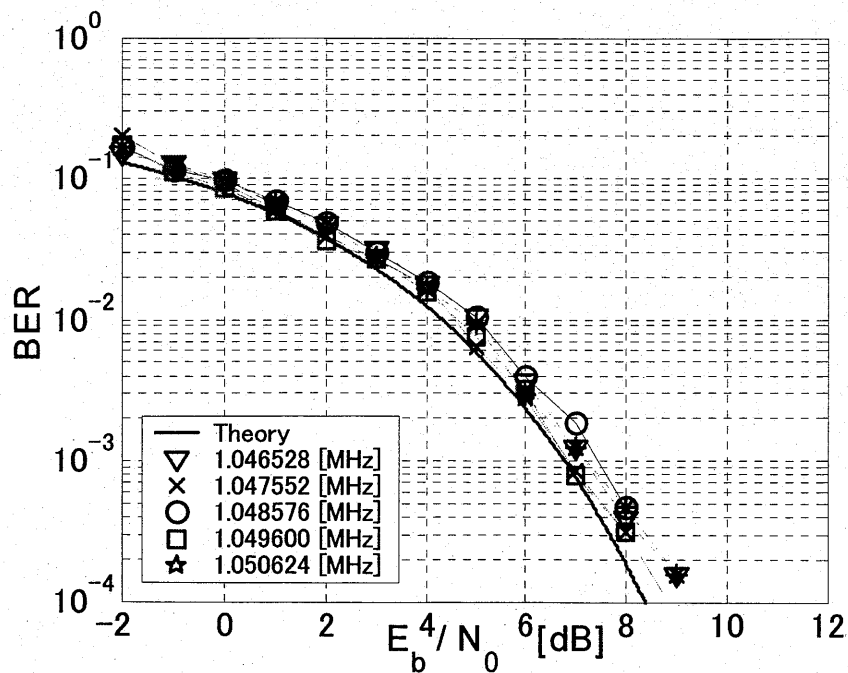


図 5.19 FFT の離散周波数からの搬送波周波数のずれと BER の関係

5.4.5 搬送波の初期位相 ϕ とBERの関係

図5.20は初期位相 ϕ を $0 \sim \pi$ の範囲で変化させたときのBER特性を示している。横軸は E_b/N_0 、縦軸はBERを示している。搬送波周波数はFFTの離散周波数間隔の1/2間隔ずれた $f_c = 1.050624$ MHzであり、搬送波再生は2周波数成分抽出とした。Overlap and SaveのOverlap長は復調処理一回分のために切り出された全サンプル列長の50%（前後端にてそれぞれ25%）とした。実線は理論値、「○」は搬送波の初期位相 $\phi=0$ の場合を表しており、「×」は搬送波の初期位相 $\phi=\pi/4$ 、「▽」は搬送波の初期位相 $\phi=\pi/2$ 、「□」は搬送波の初期位相 $\phi=3\pi/4$ 、「☆」は搬送波の初期位相 $\phi=\pi$ の場合である。この結果、初期位相 ϕ に影響されてBERの劣化が変化することは認められず、本復調方法による初期位相成分の算出方法が、あらゆる受信搬送波の初期位相に対して適用できることが確認できた。

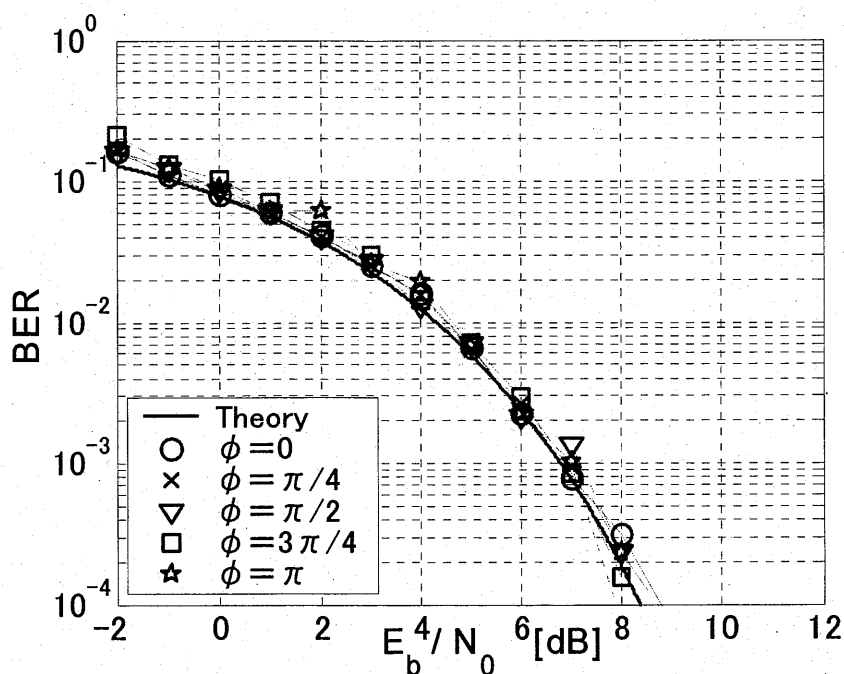


図 5.20 搬送波の初期位相 ϕ とBERの関係

5.4.6 Overlap and Save のOverlap 長と BER の関係

図 5.21 は Overlap and Save での Overlap 長を変化させたときの BER 特性である。横軸は E_b/N_0 、縦軸は BER を示している。搬送波周波数は FFT の離散周波数間隔の 1/2 間隔ずれた $f_c = 1.050624$ MHz であり、搬送波の初期位相は $\phi = 3/16 \pi$ rad、搬送波再生は 2 周波数成分抽出とした。復調処理一回分のために切り出された全サンプル列長の 0%、25%、50%、75% を Overlap 長とした。実線は理論値、「▽」は Overlap 長が 0% (前後端でそれぞれ 0% ずつ)、「×」は 25% (前後端でそれぞれ 12.5% ずつ)、「○」は 50% (前後端でそれぞれ 25% ずつ)、「□」は 75% (前後端でそれぞれ 37.5% ずつ) を表している。この結果、Overlap 長 25% 以上で良好な結果が得られた。

FFT の高速化はパイプライン処理によって可能であり、本論文でも同処理を FFT の前提としている。FFT のパイプライン処理に 50% Overlap に適用すると、バタフライ演算の稼働率が 100% となって効率的な処理が可能になる。本論文では復調処理一回分のために切り出された全サンプル列長の 50% (前後端にてそれぞれ 25%) を Overlap 長として採用している。

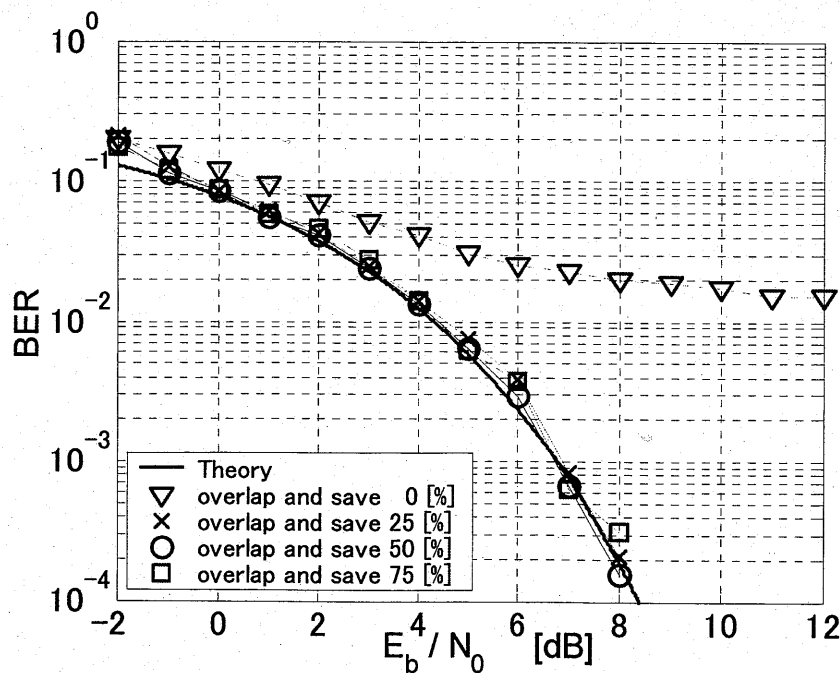


図 5.21 Overlap 長と BER の関係

第6章 TMS320C6711DSK による本復調方式の実現

本復調方式は、連続して到来する BPSK 波のリアルタイムでの復調処理を目的としている。DSP によるリアルタイム処理の実現性は、シミュレーションでは確認できない。そこで、本論文で述べてきた復調処理をリアルタイムで実行可能とするアルゴリズムをリニアアセンブラを含む C プログラムによって開発し、これを用いて DSP を実際に動作させることにより DSP ハードウェアに要求される性能について調べた。

6.1 実験装置の概要

図 6.1 に、提案した本復調方式を実現するために作成した実験装置の概要を示す。同図が示すように、本実験装置では送信用と受信にそれぞれ TI 社の TMS320C6711DSK⁽¹⁾を 1 式ずつ使用している。この DSK では、DAC 及び ADC のサンプリング周波数が 8 kHz 固定となっている。そのため、本実験ではこの 8 kHz をサンプリング周波数 $2f_s$ とした。

同図で送信側の DSP①は、「0」と「1」の伝送符号発生からロールオフフィルタリング、搬送波発生、BPSK 変調までの処理を行う。DAC②は、BPSK 変調出力をアナログ信号に変換し、BPSK 波として送信する。受信側では、まず、ADC③にて受信波を 8 kHz ($=2f_s$) の周波数でサンプリングする。DSP④は搬送波再生と復調処理を行う。実験データは、DSP②④に接続した PC 内にインストールした DSK 付属のプログラミングツール (CCS : Code Composer Studio) を用いて解析し、DAC⑤の出力はオシロスコープで確認した。

送信側と受信側は長さ 10m のケーブルにて接続した。送受 DSK のクロックは非同期であるので、受信波の初期位相角 ϕ は不定値となる。DSP の演算処理はすべて浮動小数点演算であり、周波数サンプルの演算部分では複素数演算を行っている。

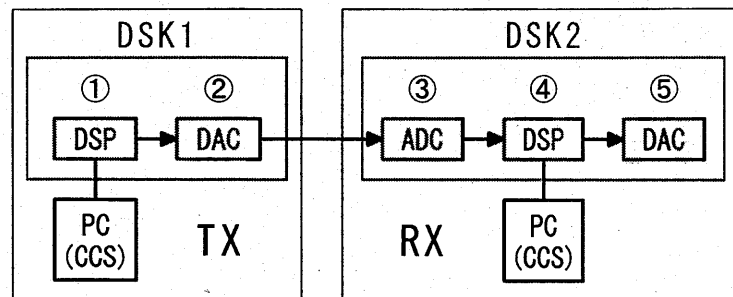


図 6.1 実験装置の概要

6.2 実験のパラメータ

表3に実験のパラメータを示す。

表3 実験のパラメータ

パラメータ	設定値
伝送信号のシンボルレート	1 K symbol/sec
ロールオフ率	0.5
搬送波の周波数 f_c	1,450 Hz
受信波のサンプリング周波数 f_s	8 kHz
1シンボル当たりのサンプル数	8 sample/symbol
1回の復調で切り出すサンプル数 N	64
FFTのポイント数 N	64
FFTの離散周波数間隔 f_s/N	22.66 Hz (=1450/64)
Overlap and save 幅	50%

送信側ではメッセージデータとして、スペース「0」とマーク「1」のバイナリ符号を連続してランダムに発生させ、これをスペース「0」が位相「0」を表す「1」、マーク「1」が位相「 π 」を表す「-1」となるようにマッピングすることによって、NRZ符号化する。次に、このNRZ符号をインパルス化するために、各マッピング値の後ろに「0」を7つ挿入することにより8倍のアップサンプルを行って、シンボルレート=1 K symbol/sec (8 sample/symbol) のNRZ符号をインパルス列に変換した後、これを48次のFIR型フィルタで作成したロールオフ率=0.5のコサインロールオフフィルタに通し、帯域制限した。更にこの帯域制限した変調信号を用いて任意の周波数 $f_c=1,450$ Hzの搬送波をBPSK変調した。受信側では、受信波をサンプリング周波数8 kHz ($=2f_s$) で16ビット量子化して得たサンプル列をOverlap and Saveを行いながら復調した。

一回の復調処理ではサンプル数 $N=64$ ごとに受信波を切り出し、ポイント数 $N=64$ のFFTを行った。搬送波再生は2周波数成分の抽出によって行い、Overlap and SaveのOverlap長は復調処理一回分のために切り出された全サンプル長の50% (前後端にてそれぞれ全サンプル長の25%) とした。

6.3 BPSK 送信機

図 6.2 に本 DSK を用いて作成した BPSK 送信機の構成を示し、同図上の各ポイント(a)～(d)における信号波形を図 6.3 に示す。以下に具体的な送信手順を述べる。

NRZ パルス発生器①では、符号「0」または「1」をランダムに発生し、「0」→「1」、
「1」→「-1」のマッピングを行う。「0」挿入②では各マッピング値の後ろに「0」を7つ
挿入することにより、NRZ パルスを8倍にアップサンプリングした、シンボルレート=0.5k
symbol/sec (8 sample/symbol) の NRZ インパルス信号に変換する。ロールオフ率=0.5、48
次の FIR 型フィルタ③では、NRZ インパルス信号から帯域制限した変調信号を作成する。
図 6.3(a)に変調信号の波形を、同図(b)にそのスペクトラムを示す。この変調信号(a)で2次
の IIR フィルタを用いて発生させた周波数 1,250 Hz の搬送波④を BPSK 変調する。図 6.3(c)
に BPSK 変調波の波形を、同図(d)にそのスペクトラムを示す。

送信機はポーリング方式^{(2),(3)}で動作しており、NRZ パルス1つ分の変調処理を行う度に
受信データをダミー受信することで ADC のサンプリング周波数 8 kHz ($=2f_s$) に同期した
動作となるよう設定している。このため、1回の NRZ パルス発生から BPSK 波を送信す
るために必要な処理時間は、1/8000 sec となる。DSP のクロック周波数は 150 MHz である
ので、DSP の1サイクルあたりの処理時間は $1/150 \mu\text{sec}$ となる。したがって、1回分の
NRZ パルス発生①から BPSK 波送信⑤までに必要なサイクル数は 18,750 サイクル以内で
なくてはならない。実際に要したサイクル数の実測値は平均 6,120 サイクルであった。実
験では復調後の時間領域波形と比較し易くするために、同図(a)の変調信号を繰り返し送信
している。

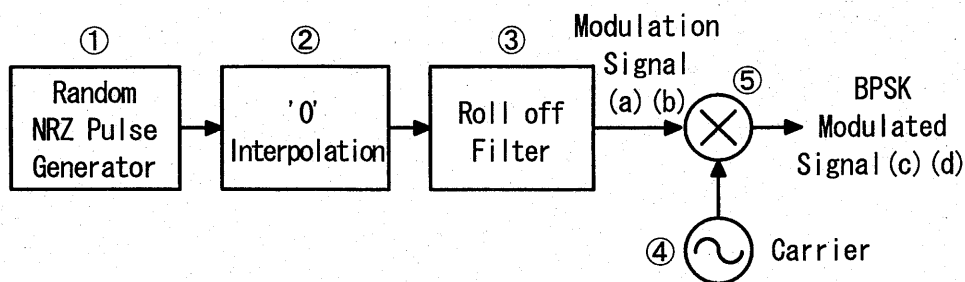
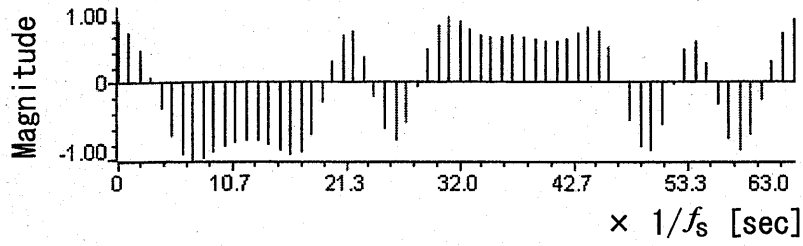
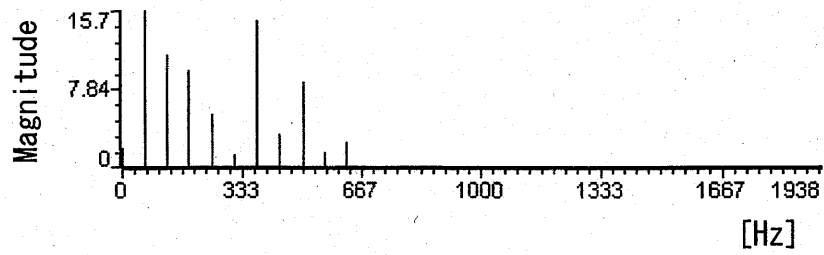


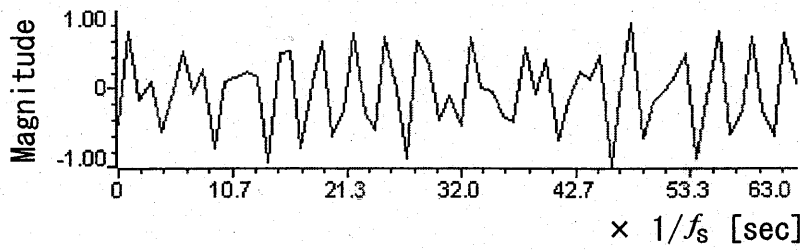
図 6.2 TMS320C6711DSK による BPSK 送信機の構成



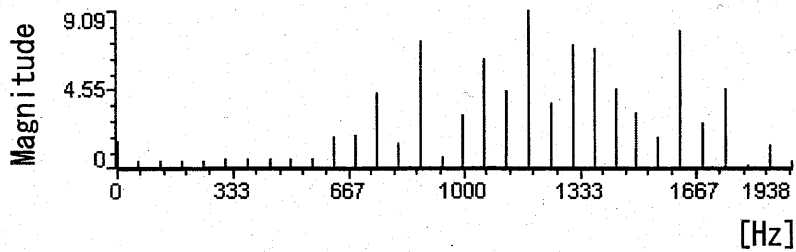
(a) 変調信号波形



(b) 変調信号のスペクトラム



(c) BPSK 変調波



(d) BPSK 変調波のスペクトラム

図 6.3 図 6.2 上のポイント(a)~(d)における信号波形

6.4 BPSK 受信機

受信側では、BPSK 波をサンプリング周波数 $8 \text{ kHz} (=2f_s)$ で 16 ビット量子化して得たサンプル列を $N(=64)$ サンプルごとに切り出し、この全サンプル長 $N(=64)$ の 50% 幅 (前後端のそれぞれ 25% 幅) を Overlap and Save した $2N$ サンプルを復調した。FFT のポイント数は $N(=64)$ であり、搬送波は 2 周波数成分を抽出して再生した。

6.4.1 入力部での受信波の切り出し方法

図 6.4 に、入力部での受信波の切り出し方法を示す。受信波①を周波数 $8 \text{ kHz} (=2f_s)$ でサンプリングして得たサンプルを、それぞれが $N(=64)$ サンプルずつ格納することができる二つの受信バッファ RX-Buffer1 と RX-Buffer2 に、②に示すような順序で交互に格納する。いずれかの受信バッファが $N(=64)$ 個の入力サンプルで一杯になった時点で、受信バッファの切り替えと DSP への割り込みを発生し、復調処理を開始する。

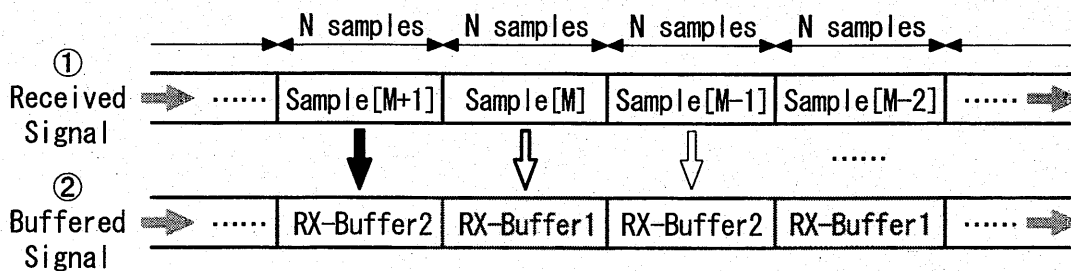


図 6.4 受信信号の切り出し方法

6.4.2 サンプル長 N の 50%幅 (前後端でそれぞれ 25%幅) Overlap and Save

図 6.5 に、サンプル長 N の 50%幅 (前後端でそれぞれ 25%幅) Overlap and Save 処理を示す。同図(A)は RX-Buffer1 あるいは RX-Buffer2 から送られた M 番目の N サンプルを 1 つ前に送られていた $M-1$ 番目の N サンプルの後ろに付けた $2N$ サンプルを示している。1 回の復調処理をこの $2N$ サンプル単位で行う。この $2N$ サンプルの復調結果には端効果が発生している^{(4),(5)}。このため、同図(B)に示すように $2N$ サンプルの復調結果の前後端から $2N$ サンプルの 25%長に相当する $N/2$ サンプルの復調結果を除いた、 $M-1$ 番目の後半 $N/2$ サンプルと M 番目の前半 $N/2$ サンプルを合わせた N サンプルの復調結果を復調出力とする。次の復調では M 番目の後半 $N/2$ サンプルと $M+1$ 番目の前半 $N/2$ サンプルを合わせた N サンプルの復調結果が復調出力となる。これを繰り返すことにより、同図(C)に示すように端効果を軽減しながら連続した復調出力を得ることができる。

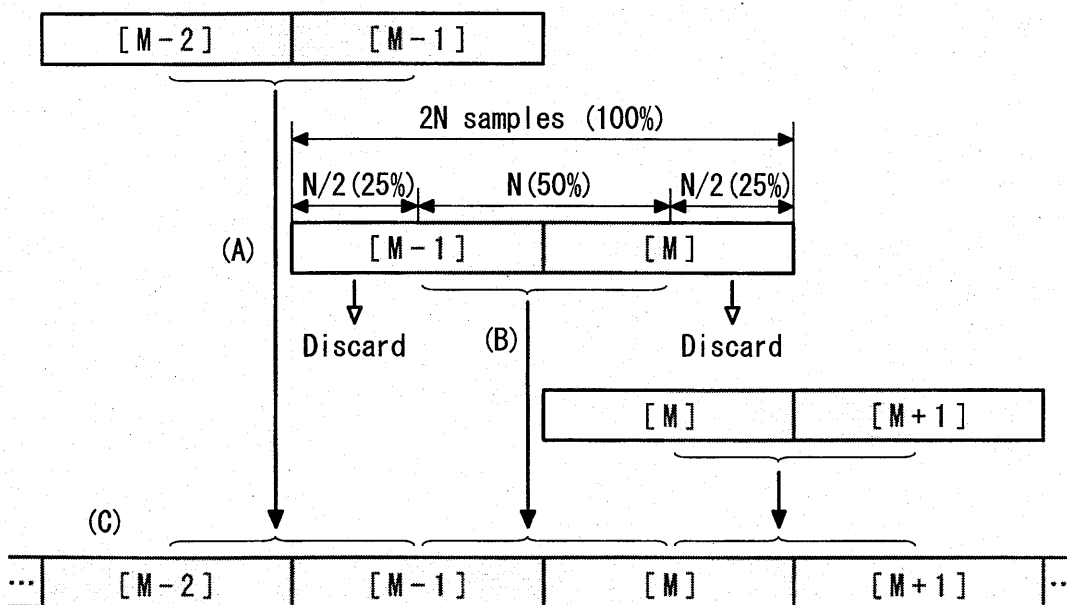


図 6.5 サンプル長 N の 25%幅 Overlap and Save

6.4.3 復調回路の構成と復調処理

図 6.6 に BPSK 受信機の構成を示し、連続した復調処理を実行させた際のある時刻でのポイント(e)~(i)における処理過程の結果を、図 6.7 に同じ(e)~(i)として示す。以下に受信手順を述べる。

受信波を A/D 変換して周波数 $2f_s$ でサンプリングし、6.4.1 で示したように二つのバッファ RX-Buffer1 及び RX-Buffer2①に取り込む。ここではサンプルの 2 乗値を求める際に発生するオーバーフローを防止するために、切り出した $N(=64)$ サンプル中の最大振幅値で各サンプル値を正規化している。

次に 50%幅 (前後端にてそれぞれ 25%幅) Overlap and Save のため、6.4.2 で示した方法にしたがって、一つ前の N サンプルの後ろに最新の N サンプルを付け、 $2N$ 個のサンプル②にする。この $2N$ 個の受信サンプルを $1/2$ デシメーションすることによって、周波数 f_s でサンプリングされたサンプルに変換し、この N 個サンプルをポイント数 N で FFT した結果から正の周波数成分の抽出をする③。この抽出は負の周波数成分をすべて「0」にすることによって実現できる。図 6.7(e)に、抽出した正の周波数成分の実数部を示す。同図では、横軸が周波数、縦軸が各周波数成分の実数部の大きさを示している。

一方、 $2N$ 個のサンプル②から最初の N 個のサンプルから直流成分を除いた 2 乗値を求め、これをポイント数 N で FFT してから負の周波数成分を抽出する。この抽出は正の周波数成分をすべて「0」にすることによって実現できる。図 6.7(f)に、得られた負の周波数成分の実数部を示す。同図では、横軸が周波数、縦軸が各周波数成分の実数部の大きさを示している。抽出した負の周波数成分の中から MAX_Peak (横軸 44 番目) と 2nd_Peak (横軸 43 番目)の成分を抽出し④、この 2 成分について初期位相 $\exp(j\phi)$ を補正して⑤、周波数領域で搬送波を再生する。図 6.7(g)に、再生した搬送波の時間領域波形を示す。同図では、横軸が時間、縦軸が各周波数成分の実数部の大きさを示している。

こうして得られた受信波の正の周波数成分(e)と再生搬送波の負の周波数成分(g)との周波数領域でのコンボリューション⑥を行うと、図 6.7(h)に示す周波数領域での復調結果が得られる。同図では、横軸が時間、縦軸が各周波数成分の実数部の大きさを示しており、搬送波を中心に分布していた周波数成分が、周波数 0 を中心に分布するように周波数シフトしている様子が確認できる。

最後にこれを IFFT し、Overlap and Save 手順に従って不要な前後 25%幅の重複部分を除去すれば⑦、求める時間領域の復調出力が得られる。図 6.7(i)に時間領域の復調出力を示

す。同図では、横軸が周波数、縦軸が各周波数成分の実数部の大きさを示しており、6.3(a)の波形が29サンプル遅れで復調できていることが確認できる。

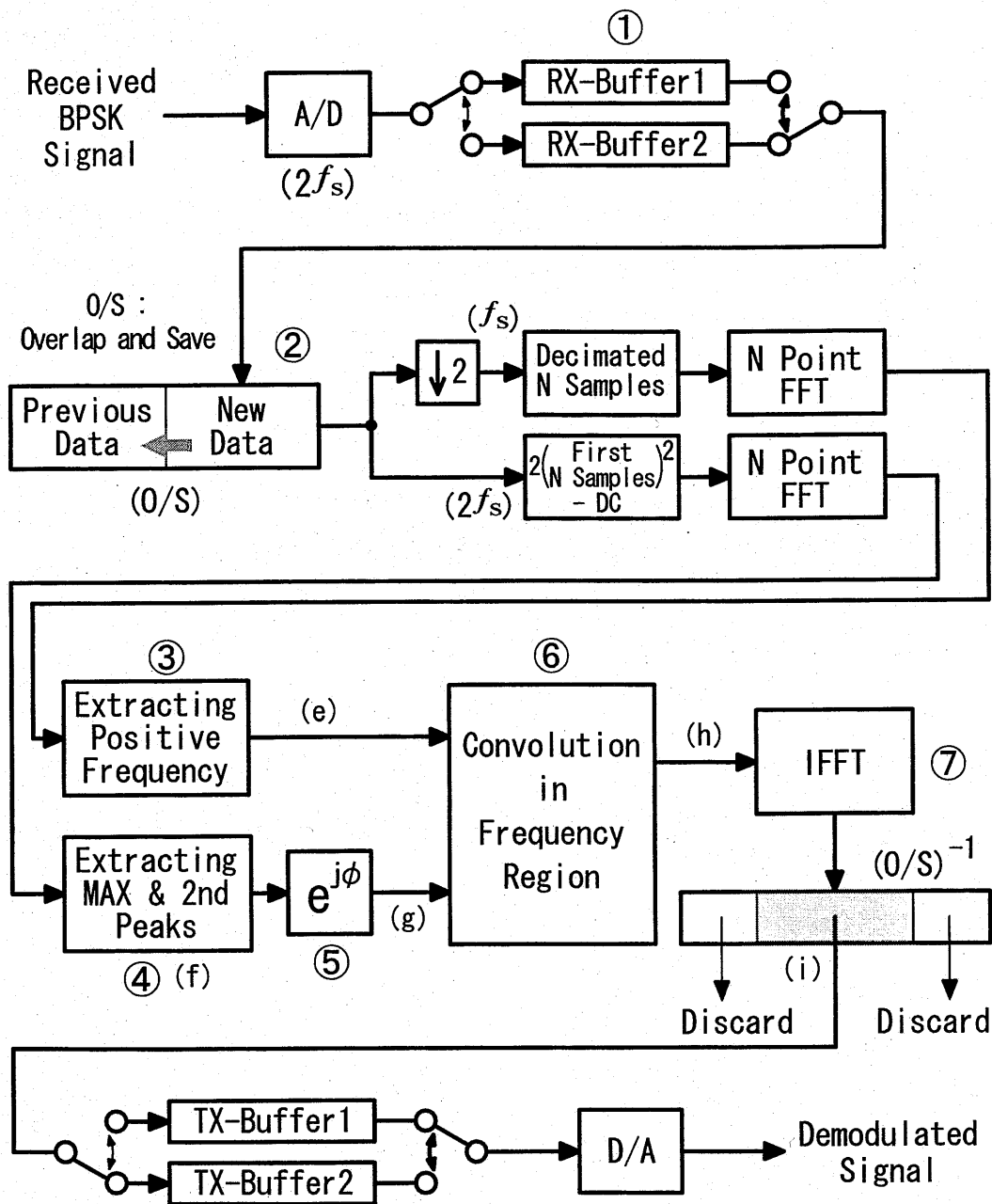
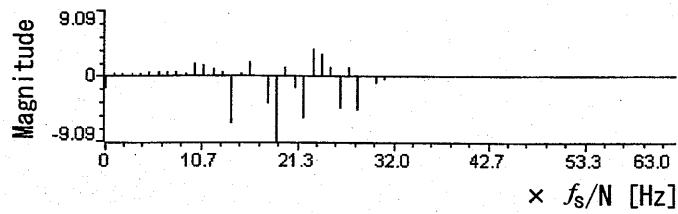
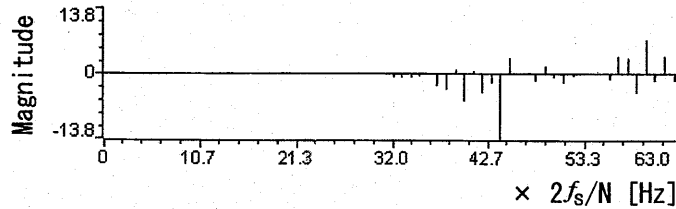


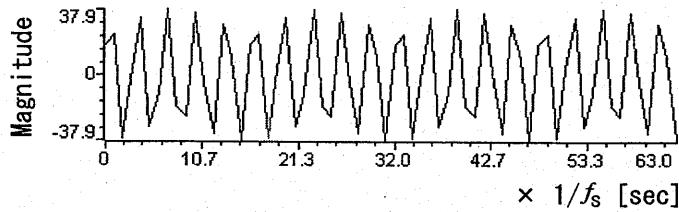
図 6.6 TMS320C6711DSK による受信機の構成



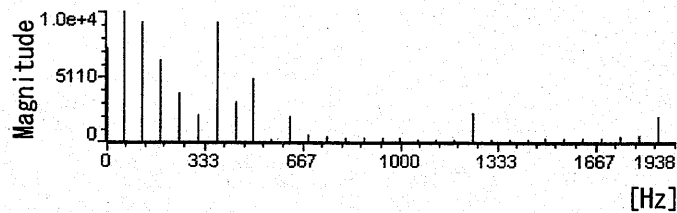
(e) 受信波の正の周波数成分 (実数部を表示)



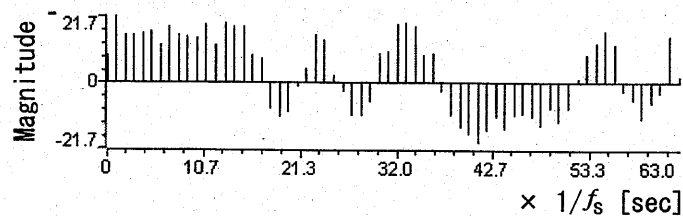
(f) 2乗した受信波の負の周波数成分 (実数部を表示)



(g) 再生した搬送波 (時間領域信号に変換して表示)



(h) 受信波(e)と再生搬送波(g)のコンボリューション結果 (周波数領域での復調結果)



(i) (h)を IFFT して得られた時間領域復調信号

図 6.7 図 6.6 上のポイント(e)~(i)における信号波形

受信機は以上の一連の処理を RX-Buffer1 と RX-Buffer2 が $N(=64)$ 個の受信サンプルで一杯になったとき、復調処理開始のための割り込みを発生し、復調処理を開始する。すなわち、割り込み間隔は $1/8000 \times 64$ sec であるので、受信バッファ切り替え①から復調出力⑦を得るまでに必要とするサイクル数は、1,200,000 サイクル以内にしなければならない。実際に要したサイクル数の実測値は、平均 993,715 サイクルであった。

6.4.4 アイパターン

図 6.7(i)に示した 1 回分の切り出しで得られる時間領域復調出力のアイパターンを図 6.8 に示す。同図は '0' 挿入によって 8 倍にアップサンプルしたサンプル 64 個、すなわち、NRZ 送信パルス 8 (=64/8) 個分を示している。パターン表示がなめらかでないのは、サンプル間の補間を行っていないためである。

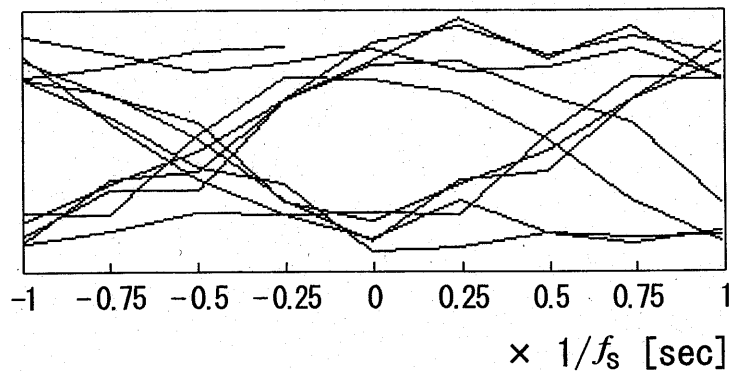


図 6.8 図 6.7(i)に示した復調信号のアイパターン

以上、本実験では、DSK 仕様の制限から信号の伝送速度を高速化することはできなかったが、本論文で提案した復調方法の DSP によるリアルタイムによる実現性を確認することができた。また、実際の処理に要した DSP のサイクル数の測定結果から、本復調処理の実現のために要求される DSP の性能がわかった。

第7章 結 言

本研究では、周波数サンプルを用いた新しい PSK 復調方法を示した。

本復調方法では、周波数領域で再生した搬送波サンプルと受信サンプルとを周波数領域でコンボリューションすることによって、PSK 復調を行っている。サンプリング周波数を f_s で表したとき、本方法の搬送波捕捉可能な周波数範囲は $0 \sim f_s/2$ である。したがって、本方法では、従来の PLL 式同調回路を用いて同期検波する時間領域での復調方法に比べ、広い周波数帯域に存在する搬送波を再生することが可能である。

本復調方法では、受信サンプルを得るために用いた周波数の 2 倍の周波数で受信波をサンプリングし、得られたサンプル値の 2 乗値の FFT 結果に初期位相 $\exp(j\phi)$ を乗ずることによって搬送波を再生する。また、搬送波周波数が FFT の離散周波数に一致しない一般的な受信波においても、2 乗値サンプルの FFT 結果から搬送波周波数付近に現れる 2 ピーク成分を抽出して搬送波を再生すれば、復調することが可能である。

本論文の各章の内容を、以下にまとめる。

第 1 章では本研究の背景として、デジタル通信技術及びソフトウェア無線技術の特長や、それらを支えるデバイスである DSP の開発状況について述べ、研究の目的を示した。

第 2 章では本研究で用いている周波数領域での信号処理について述べた。はじめに周波数領域信号処理の基礎であるフーリエ変換について説明し、フーリエ変換によって現れる正及び負の周波数について述べた。次に、時間領域で行う受信波の時間サンプルと再生搬送波の時間サンプルとの乗算による復調処理が、周波数領域では受信波の周波数サンプルと再生搬送波の周波数サンプルとのコンボリューションに等しいことを示した。更に、搬送波を再生する目的で、周波数成分を抽出するフィルタリングによって発生する端効果は、両端 Overlap and Save を適用した FFT 及び IFFT 処理によって回避できることを示した。

第 3 章では変調信号の帯域制限について説明し、BPSK 変調について時間領域での変調処理と周波数領域での変調処理を比較した。

第 4 章では BPSK 変調波の 2 乗値を用いることにより搬送波を再生できる理由を示し、搬送波再生の際に問題となる信号の切り出し長が離散フーリエ変換に及ぼす影響と、搬送波周波数が FFT の離散周波数に一致しない場合の離散フーリエ変換について説明した。更に、BPSK 受信波を周波数 $2f_s$ でサンプリングして得たサンプル値の 2 乗値の FFT 結果から

搬送波を再生する方法、搬送波再生のための周波数成分抽出フィルタリングにより発生する端効果とそれを回避するための Overlap and Save、BPSK 復調器の構成について具体的に示した。

第5章では本復調方式の性能をシミュレーションにより確かめ、搬送波再生のための周波数成分の最適抽出数が2であることを明らかにした。また、初期位相の変化に対しても追従することを確認した。更に、Overlap and Save により搬送波再生のために周波数成分を抽出することにより現れる端効果の影響は回避できることを確認し、Overlap 幅について実回路で用いるメモリの使用効率から全サンプル長の50%幅が有効であることを示した。

第6章ではDSPを用いて製作したBPSK送信機及び受信機による復調実験を行い、本復調方式のリアルタイムでの実現性を確認した。

最後に、第1章で挙げた研究目的に対する本研究の成果を述べる。

(1) 広い周波数範囲にわたる搬送波捕捉と PSK 復調

サンプリング周波数を f_s としたとき、本復調方式での搬送波の捕捉範囲は $0 \sim f_s/2$ であり、同調回路を用いた従来の復調システムに比べ、広い周波数範囲に存在する BPSK 変調波の復調が可能である。

(2) PSK 受信波のリアルタイム復調処理

連続して到来する搬送波周波数が未知の PSK 波を受信し、一定の長さで切り出した時間サンプルの2乗値をFFTして得た周波数サンプルから搬送波を直接再生する方法を示した。これにより従来の蓄積一括復調とは異なり、リアルタイムでの連続復調が可能になった。

(3) 周波数領域における PSK 復調の提案と問題点の解決、及びシミュレーションによる本復調方式の検証

搬送波再生のために抽出する成分数についてシミュレーションによる詳細な解析を行い、2成分を抽出して搬送波を再生した場合に復調結果のBER (Bit Error Rate) 特性が最も良くなることを明らかにした。また、受信波の搬送波周波数及び搬送波初期位相が変動しても、復調結果のBERの劣化は小さいことを確認した。更に、本復調方法において搬送波成分抽出のための狭帯域フィルタリングによって発生する時間領域信号の前端と後端に端効果は、全サンプル長の50%幅(前後端にてそれぞれ25%) Overlap and Save によって軽減できた。

(4) DSK ボードによる本復調処理のリアルタイムでの実現

DSP を用いた実験により、本復調方法のリアルタイム処理を確認することができた。また、搬送波再生及び復調処理のアルゴリズム並びに実行プログラムを汎用性、移植性の高い C 言語によって開発することができた。したがって、本プログラムは他機種の DSP や、より高速な DSP へ容易に応用可能である。

(5) 多ビーム衛星オンボード処理やソフトウェア無線通信システムへの DSP 応用

多ビーム衛星オンボード処理やソフトウェア無線通信システムが想定している周波数帯で扱うパラメータを用いたシミュレーションにより、本復調方法がこのような高周波帯においても BER の劣化は少なく、有効であることが確認できた。搬送波周波数が高周波帯である BPSK 受信波に対して本復調を行う場合、現状の DSP 能力を考慮すれば、復調に先立ち Low-IF 方式等による受信信号の周波数ダウンコンバージョンを行う必要がある。

本論文では BPSK を対象としたが、QPSK の場合は 4 倍のサンプリング周波数 $4f_s$ によるサンプル値の 4 乗値の FFT を利用すれば、同様の方法により復調可能である⁽¹⁾。本方法は搬送波周波数や帯域及びビットレートに対して柔軟に対応可能であるため、ソフトウェア無線機や多数かつ多種の信号を受信する必要がある多ビーム・マルチメディア・インターネット衛星上のオンボードルーティングに適用することが可能である。

DSP を移植性の高い C 言語を用いたプログラムによって動作させることにより実現した本復調方法は、今後、更に DSP が高速化され、より高い周波数帯域に存在する変調信号の広帯域 FFT が可能になれば、実用性の高い復調方法になると考えられる。

参考文献

第1章

- (1) 河野隆二, 春山真一郎, “ソフトウェア無線の現状と将来,” 電子情報通信学会論文誌 (B), vol.J84-B, no.7, pp.1112-1119, Jul. 2001.
- (2) 鈴木康夫, 荒木純道, “ソフトウェア無線機とその国内における開発の現状,” 電子情報通信学会論文誌(B), vol.J84-B, no.7, pp.1120-1131, Jul. 2001.
- (3) <http://www.tij.co.jp/welcomej.html>
- (4) B.Clebowicz and S.Rubin, “Development of Very Large Scale Signal Processing Payloads for Space,” 20th AIAA International Communication Satellite System Conference, AIAA2002-1950, May. 2002.
- (5) J.D.Gayrard, “Evolution of Telecommunication Payloads: The Necessity of New Technologies,” 20th AIAA International Communication Satellite Systems Conference, May. 2002.
- (6) 笹瀬 巖, 占部健三, 都竹愛一郎, 前田和貴, 矢田博昭, 次世代デジタル変復調技術, トリケップス, Jun. 1996.
- (7) 西村芳一, 無線によるデータ変復調技術, CQ 出版社, pp11-12, p60, Sep. 2002.
- (8) 亀山 渉, 花村 剛, デジタル放送教科書 下, IDG ジャパン, pp.41-73, Feb. 2003.
- (9) L.コーエン, 吉川 昭, 佐藤俊輔, 時間一周波数解析, 朝倉書店, Oct. 1998.
- (10) 山口晶大, トランジスタ技術 これならわかる DSP 入門, CQ 出版社, pp.143-149, Oct. 2002.
- (11) 飯田尚志, ウェーブサミット講座 衛星通信, オーム社, pp.324-329, Feb. 1997.
- (12) E.Oran Brigham, The Fast Fourier Transform and Its Applications, Prentice Hall, New Jersey, 1988.
- (13) Lawrence R. Rabiner and Bernard Gold, Theory and Application of Digital Signal Processing, Prentice Hall, New Jersey, 1975.
- (14) Marvin E.Frerking, Digital Signal Processing in Communication Systems, Van Nostrand Reinhold, 1994.

- (15) GChiassarini and G.Gallinaro, "Frequency Domain Switching, Algorithms, Performances, Implementation Aspects, Signal Processing in Telecommunications," Proceedings of the 7th International Thyrrhenian Workshop on Digital Communications, pp.283-293, Sep. 1995.
- (16) 並木淳治, "無線短パケット用蓄積一括復調方式," 電子情報通信学会論文誌(B), vol.J67-B, no.1, pp54-61, Jan. 1984.
- (17) 東田康志, 萩原将文, 中川正雄, "PSK 信号蓄積一括復調方式におけるタイミング抽出とキャリア推定," 電子情報通信学会技術報告, CS86-169, pp31-38, Mar. 1986.
- (18) 本多輝彦, 小林秀雄, "PSK 信号の計算的復調法に関する検討," 電子情報通信学会技術報告, CS87-109, pp57-64, 1987.
- (19) 吉田 弘, 加藤貴之, 富澤武司, 大高章二, 鶴見博史, "ダイレクトコンバージョン及び Low-IF 方式を用いた無線機受信系の構成と試作評価," 電子情報通信学会論文誌(B), Vol.J84-B, no.7, pp1216-1225, Jul. 2001.

第2章

- (1) J.W.Cooley and J.W. Tukey, "An algorithm for the machine computation of complex Fourier series," Math. of Computation, 19, pp.297-301, 1965.
- (2) 宮川 洋, 今井秀樹, 高速フーリエ変換, 科学技術出版社, pp102-122, pp148-165, Dec. 1979.
- (3) E.Oran Brigham, The Fast Fourier Transform and Its Applications, Prentice Hall, 1988.
- (4) 酒井英昭, 樋口清伯, 溝尻 勲, 柳田益造, 西村卓也, 吉川利博, 新世代工学シリーズ 信号処理, オーム社, Aug. 1998.
- (5) Alan V. Oppenheim, Ronald W. Schafer, DISCRETE-TIME SIGNAL PROCESSING, Prentice Hall, 1999.
- (6) GChiassarini and G.Gallinaro, "Frequency Domain Switching, Algorithms, Performances, Implementation Aspects, Signal Processing in Telecommunications," Proceedings of the 7th International Thyrrhenian Workshop on Digital Communications, pp.283-293, Sep. 1995.
- (7) 前田 渡, デジタル信号処理の基礎, オーム社, pp39-50, Oct. 1980.
- (8) 松尾 博 著, デジタル・アナログ信号処理のためのやさしいフーリエ変換, 森北出版, Mar. 1986

- (9) 玉井徳迪, 長島 厚, 藤田泰弘, 若井修造, デジタル信号処理技術, 日経 BP 出版センター, pp11-38, Nov. 1994.
- (10) 三上直樹, アルゴリズム教科書, CQ 出版社, pp.140-155, May. 1996.
- (11) 貴家仁志, デジタル信号処理, 昭晃堂, Jun. 1997.
- (12) 坂巻佳壽美, 見てわかるデジタル信号処理, 工業調査会, pp46-57, Apr. 1998.
- (13) 荻原 春生, 岸 政七, 信号理論入門 ー情報通信の基礎ー, 朝倉書店, pp59-68, Mar. 2000.

第3章 及び第4章

- (1) 斉藤洋一, デジタル無線通信の変復調, 電子情報通信学会, Feb. 1996.
- (2) 尾知 博, Interface 期待が高まるデジタル通信の基礎, CQ 出版, pp52-69, Oct. 2001.
- (3) Bernard Sklar, DIGITAL COMMUNICATIONS, Prentice Hall, 1988.
- (4) 山内 孚, やさしいデジタル伝送, オーム社, Jun. 1998.
- (5) 山内雪路, デジタル移動通信方式, 東京電気大学出版局, Feb. 1993.
- (6) 田中良一, 中山 浩, やさしいデジタル通信, 電気通信協会, pp14-18, Apr. 1999.
- (7) 関 清三, デジタル変復調回路の基礎, オーム社, pp30-35 pp53-58, 1984

第4章

- (1) GChiassarini and GGallinaro, "Frequency Domain Switching, Algorithms, Performances, Implementation Aspects, Signal Processing in Telecommunications," Proceedings of the 7th International Thyrrhenian Workshop on Digital Communications, pp.283-293, Sep. 1995.
- (2) Lawrence.R.Rebiner, Bernard. Gold, Theory and Application of Digital Signal Processing, Prentice Hall, 1975.
- (3) 宮川 洋, 今井秀樹, 高速フーリエ変換, 科学技術出版社, pp102-122, pp148-165, 1979.
- (4) Marvin E.Frerking, Digital Signal Processing in Communication Systems, Van Nostrand Reinhold, 1994.

第5章

- (1) J.D.Gaynard, "Evolution of Telecommunication Payloads: The Necessity of New Technologies," 20th AIAA International Communication Satellite Systems Conference, AIAA2002-1848, May. 2002.
- (2) B.Clebowicz, S.Rubin, "Development of Very Large Scale Signal Processing Payloads for Space," 20th AIAA International Communication Satellite System Conference, AIAA2002-1950, May. 2002.
- (3) GChiassarini, G.Gallinaro, "Frequency Domain Switching: Algorithms, Performances, Implementation Aspects," Signal Processing in Telecommunications, Proceedings of the 7th International Thyrrhenian Workshop on Digital Communications, pp.283-293, Sept. 1995.
- (4) S. Egami, K. Sugiyama, "Demodulation and Despreading from Frequency Samples", 21st AIAA International Communication Satellite Systems Conference and Exhibit, AIAA2003-2293, Yokohama, Japan, Apr. 2003.
- (5) 藤野 忠, デジタル移動通信, 昭晃堂, pp53-54 pp176-178, 2000.
- (6) Samuel D. Stearns, Ruth A. David, SIGNAL PROCESSING ALGRITHMS IN MATLAB, Prentice Hall, 1996.
- (7) 芦野隆一, Remi Vaillancourt, はやわかり MATLAB, 共立出版, Jul. 1997.
- (8) 金城繁徳, 尾知博, 例題で学ぶデジタル信号処理, コロナ社, Jul. 1997.
- (9) James H. McClellan, Ronald W Schafer, Mark A. Yoder, DSP FIRST, Prentice Hall, 1998.
- (10) 小林一行, MATLAB ハンドブック, 秀和システム, Apr. 1999.
- (11) 樋口龍雄, 川又政延, MATLAB 対応 デジタル信号処理, 昭晃堂, Mar. 2000.
- (12) 高井信勝, MATLAB 入門, 工学社, Sept. 2000.
- (13) 尾知博, Interface 増刊 シミュレーションで学ぶデジタル信号処理, CQ 出版, Jul. 2001.
- (14) 尾知博, Interface 期待が高まるデジタル通信技術の基礎, CQ 出版, Oct. 2001.
- (15) John G Proakis, Masoud Salehi, CONTEMPORARY COMMUNICAYION SYSTEMS using MATLAB, Brooks/Cole, 2000.

第6章

- (1) <http://www.tij.co.jp/welcomej.html>
- (2) 三上直樹, C 言語によるデジタル信号処理入門, CQ 出版, May. 2001.
- (3) 三上直樹, Interface C 言語による DSP プログラミング, sep. 2000-Apr. 2001.
- (4) 宮川 洋, 今井秀樹, 高速フーリエ変換, 科学技術出版社, pp102-122, pp148-165, Dec. 1979.
- (5) E.Oran Brigham, The Fast Fourier Transform and Its Applications, Prentice Hall, 1988.
- (6) 小池慎一, C による科学技術計算, CQ 出版, Sept. 1994.
- (7) Paul M. Embree, C Algorithms for Real-Time DSP, Prentice Hall, 1995.
- (8) 三上直樹, " アルゴリズム教科書, ", CQ 出版社 pp.140-155, May. 1996.
- (9) 柴田望洋, 明解 C 言語 入門編, ソフトバンクパブリッシング, Apr. 1998.
- (10) Rulph Chassaing, Digital Signal Processing, Jhon Wiley & Sons, 1999.
- (11) Naim Dahnoun, Digital Signal Processing, Prentice Hall, 2000.
- (12) 瀬谷啓介, DSP C プログラミング入門, 技術評論社, Oct. 2000.
- (13) 塚越一雄, はじめての C 言語 完全入門, 技術評論社, Jun. 2001.
- (14) 三谷政昭, 有井貴志, DSP によるデジタル信号処理プログラミング入門, 森北出版, Dec. 2000.
- (15) B.Clebowicz, S.Rubin, "Development of Very Large Scale Signal Processing Payloads for Space," 20th AIAA International Communication Satellite System Conference, AIAA2002-1950, May. 2002.

第7章

- (1) S. Egami, K. Sugiyama, "Demodulation and Despreading from Frequency Samples", 21st AIAA International Communication Satellite Systems Conference and Exhibit, AIAA2003-2293, Yokohama, Japan, Apr. 2003.

本研究に関する発表論文

(A) 論文および国際会議

- (1) T. Watanabe, K. Sugiyama, and S. Egami; “Demodulation of AM and FM Signals Using FFT and IFFT”, The 2nd international workshop on Signal Processings Applications and Technology, pp.109-113, (Oct. 2000)
- (2) K. Sugiyama, T. Watanabe, and S. Egami; “PSK Demodulation in Frequency Region,” The 2nd international workshop on Signal Processings Applications and Technology, pp.109-113, (Oct. 2000)
- (3) 杉山克己, 渡邊恒哉, 江上俊一郎; “周波数領域信号を用いた PSK 復調”, 静岡大学大学院電子科学研究科研究報告, 第 22 号, pp.39-44, (May.2001)
- (4) 杉山克己, 渡邊恒哉, 江上俊一郎; “周波数領域を用いた AM、FM および PSK 信号の復調,” 高速信号処理応用技術学会誌第 4 巻 3 号, pp.7-13, (Sep. 2001)
- (5) S. Egami, K. Sugiyama, and T. Watanabe; “Application of DSP Technologies in Satellite Communications,” 6th Joint International Conference on Advanced Science and Technology (JICAST), pp.232-235, (Dec. 2001)
- (6) 渡邊恒哉, 杉山克己, 江上俊一郎; “周波数領域を用いたアナログ信号の復調”, 静岡大学大学院電子科学研究科研究報告, 第 23 号, pp.75-80, (May.2002)
- (7) S. Egami and K. Sugiyama; “Demodulation and Despreading from Frequency Samples,” 21st AIAA International Communications Satellite Systems Conference, AIAA-2003-293, (Apr. 2003)
- (8) 杉山克己, 江上俊一郎; “C6711DSK を用いた周波数サンプルによる BPSK 復調,” 高速信号処理応用技術学会誌第 4 巻 3 号, (掲載決定), (Sep. 2003)
- (9) 杉山克己, 江上俊一郎; “衛星オンボード処理を目的とした DSP による周波数領域搬送波再生と PSK 復調,” 電子情報通信学会論文誌 (B), Vol.J86-B, (掲載決定), (2003 予定)

(B) その他の論文

- (1) 渡邊恒哉, 杉山克己, 江上俊一郎 ; “周波数領域を用いたアナログ信号の復調”, 電子情報通信学会技術報告, SAT 2001-77, (Dec. 2001)

(C) 口頭発表など

- (1) 渡邊恒哉, 杉山克己, 江上俊一郎 ; “DSK を用いた AM 受信の実験”, 平成 11 年度電気関係学会東海支部連合大会, (Sep. 2000)
- (2) 杉山克己, 渡邊恒哉, 江上俊一郎 ; “周波数領域における PSK 復調”, 平成 12 年度 電気関係学会東海支部連合大会, No.418, (Sep. 2000)
- (3) 渡邊恒哉, 杉山克己, 江上俊一郎 ; “FFT/IFFT による AM/FM 復調”, 平成 12 年度 電気関係学会東海支部連合大会, No.419, (Sep. 2000)
- (4) 渡邊恒哉, 杉山克己, 江上俊一郎 ; “短時間 FFT/IFFT による AM/FM 復調”, 2001 年電子情報通信学会総合大会, B-8-19, (May. 2001)
- (5) 杉山克己, 渡邊恒哉, 江上俊一郎 ; “周波数コンボリューションによる PSK 蓄積一括復調”, 2001 年電子情報通信学会総合大会, B-8-20, (May. 2001)
- (6) 北川喜博, 渡邊恒哉, 杉山克己, 江上俊一郎 ; “FFT を用いた AM 放送帯域受信,” 平成 14 年度電気関係学会東海支部連合大会, No. 348, (Sep. 2002)

謝 辞

本論文は、デジタル信号処理の要である DSP を無線通信分野へ応用するために、研究した内容を述べたものです。研究の世界から縁遠い職場に勤務する社会人であった私は、ここ静岡大学で本研究を行う機会に恵まれ、多くの方々から多大なるご指導ご鞭撻を賜りました。ここに、謝意を表します。特に、静岡大学工学部の江上俊一郎教授には私の不定期な通学スケジュールに対して格別なご理解をいただき、卓越したご指導を賜りました。そして、何より指導教官を快諾していただきました。心より御礼申し上げます。

また、静岡大学工学部 相田一夫教授、福田明教授、桑原義彦助教授にはご多忙にも拘わらず本論文を査読いただき、有益なご意見やご指導並びにご審査の労を賜りました。深謝致します。

更に、静岡大学工学部 篠原茂信教授、吉田博文技官には常に暖かい激励の言葉をいただきました。静岡大学工学部 池田弘明 元教授には研究者への第一歩を歩ませていただいた上に、ご心配をお掛けしました。入学時の静岡大学大学院電子科学研究科長、畑中義式 元教授には大学院の社会人学生となることをお勧めいただきました。静岡大学の先輩であり職場での元上司である佐藤仁一様には身近において精神面を支えていただきました。お世話になりました皆様方に改めて御礼申し上げます。江上（俊）研究室在籍の私より二十歳以上も若い学友諸兄には、年齢差を越えたお付き合いをいただき貴重な助言を賜りました。御礼申し上げます。

さて、本年 2003 年 12 月から地上デジタル放送が始まり、今後全国に拡大していきます。私の職場にも近々、この新しい波が押し寄せてきます。大きな技術革新が始まる記念すべき年に本論文を完成できたことに、私自身、何かを感じ始めています。

最後に、研究を続けるにあたり、経済面で援助してくれた父母、義父母、そして、健康面に気遣い私を応援してくれた妻 良江、遊びたい盛りに留守がちであった父親に不満も言わず明るく育てくれた長男 裕和、そして、長女 尚美に。ありがとうございました。

2003 年 8 月