

# 卒業論文

## 複数の変調方式に対応する デジタル復調器に関する研究

指導教官 新井 宏之 教授

平成16年2月27日提出

0044095 中島 淳

# 要約

無線通信における伝搬路の環境はマルチパスフェージングや周波数利用効率などの制限が多いことから，全ての環境において最適な状況を保つことのできる通信方式は考えにくく，無線機の通信方式などを環境に応じて最適に選択されることが望ましい．そこで，共通のハードウェア上でソフトウェアを書き換えるだけで無線機を実現可能にするソフトウェア無線が注目を浴びている．従来の無線機は変動する環境に対して常に最適ではなく，ユーザのニーズや応用目的に応じて複数の端末が必要であったのに対し，ソフトウェア無線はソフトウェアのダウンロードによる無線機の再構成によって，1つの端末で環境に対して常に最適かつ応用目的に対応可能であることを示している．

ソフトウェア無線の問題の1つとして，送信機の変調方式などが変更された場合，どのようにして受信機側でそれを認識するかという問題が生じてくる．この問題に対する解決策として，ブラインド変調方式推定アルゴリズムを用いる方法や，変調方式の自動識別法などの検討がなされている．

本論文では，上記の検討を行うために，複数の変調方式によって変調された信号が送信される際に，メッセージ信号と情報信号が送られてそれを受信することによって，変調方式を識別して復調を行うことができる受信機について検討する．

第1章では，デジタル変復調技術の必要性やデジタル変調の3つの基本方式について説明し，その相対的な効率について検討し電力・周波数利用効率が共に優れている位相変調と，それと類似した手法により同相・直交信号成分を取り出し変復調が可能である直交振幅変調を取り上げるまでの経緯を解説する．また，デジタル信号処理を行う際に用いるFPGAの構造やパフォーマンスについても述べた．第2章では使用する受信機のハードウェア的事項の解説と，アナログIF信号をデジタル信号処理ユニットにおいてデジタルダウンコンバートすることにより，複素ベースバンド信号が得られるまでの回路構成を示した．第3章では，同様の受信機を用いてIF段においてケーブルで直接接続するような実験系で，各変調回路より変調された送信信号が，受信機のデジタル信号処理部を通じて各変調方式に対応した復調器によって復調されることを示した．またその実験系を正規分布する雑音環境下においた際の各変調方式のBER特性と，理論的に求めたBER特性との比較を行い，実験により得られた信号が正しく受信され復調されていることを確認した．

# 目次

第1章	序論	1
第2章	受信機の概要	7
2.1	デジタル信号処理ユニットの構成	7
2.1.1	A/D,D/A ボード	9
2.1.2	CPU ボード	10
2.2	サンプリングと信号処理	11
2.2.1	サンプリング構成	11
2.2.2	Digital Down Conversion(DDC)	12
2.2.3	Numerical Controlled Oscillator(NCO) , Mixer	14
2.2.4	Low Pass Filter(LPF)	14
第3章	復調器の実装	16
3.1	変調とデータ送信	16
3.1.1	送受信の流れ	16
3.1.2	送信シンボル生成	17
3.1.3	マッピング	18
3.1.4	ナイキストフィルタ	20
3.1.5	変調回路	22
3.2	復調器	26
3.2.1	同期検波とダウンサンプリング	27
3.2.2	デマッピング	28
3.3	IF 段における送受信機の直接接続	29
3.3.1	変調方式の切り換え	34
3.3.2	雑音環境下における BER の評価	34
3.3.3	送信信号の等電力構成	35
3.3.4	BER の実験値と理論値	37
第4章	結論	41

謝辞	42
参考文献	43

# 第 1 章

## 序論

### 背景および目的

携帯電話，PHS，無線 LAN など，出力や周波数帯，変調方式などが異なる様々な無線通信手段が用いられている中，その通信路の環境はマルチパスフェージングや周波数利用効率などの制限が多い．また，ユーザのニーズも環境の一つと考えたときに，メディア，必要とされる品質，評価基準は多種多様であることが考えられる．

これに対し，全ての環境において最適な状況を保つことのできる通信方式は考えにくく，むしろ無線機の通信方式などを環境に応じて最適に選択されることが望ましい．特に，共通のハードウェア上でソフトウェアを書き換えるだけで無線機を実現可能にするソフトウェア無線 (SDR:Software Defined Radio) が注目を浴びている．従来の無線機は，その時間・地理的に変動する環境に対して常に最適ではないこと，またユーザのニーズや応用目的に応じて複数個の無線機が必要であったのに対し，SDR はソフトウェアのダウンロードによる無線機の再構成によって，1 つの無線機で環境に対して常に最適かつ応用目的に対応可能であることを示している (図 1.1) ．



図 1.1: ソフトウェアによる無線機の再構成

SDR の問題の 1 つのとして、無線機における機能切り替えの制御に関する問題が挙げられる。これは送信機がその機能を通信の途中で切り換えた場合、具体的には図 1.2 に例示されるようなチャンネルが異なる環境において、送信機から信号を送る際にその伝搬路の状況に最適である変調方式に変更される場合、どのようにして受信機側でそれを認識するかという問題が生じてくる。この問題に対する解決策として、ブラインド変調方式推定アルゴリズムを用いる方法や、変調方式の自動識別法などの検討がなされている。

本論文では、上記の検討を行うために、複数の変調方式によって変調がなされた信号が送信される際に、何らかのメッセージ信号と情報信号が送られてそれを受信することによって、変調方式を識別して復調を行うことができる復調器の実装について検討する。

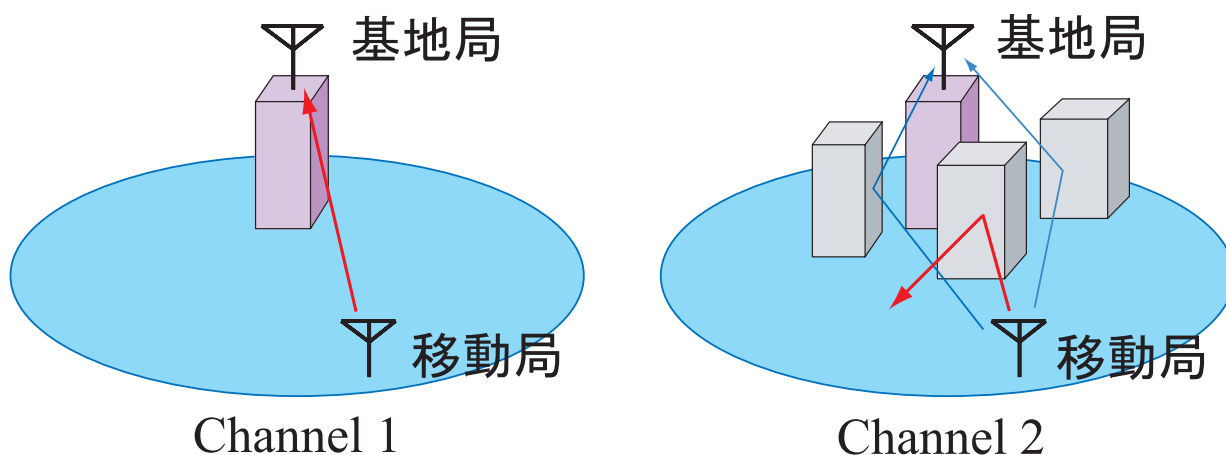


図 1.2: 異なるチャンネル環境の例

## デジタル変復調と相対効率

無線通信方式において、既にデジタル方式が用いられているか、デジタル方式への移行が予定されているため、デジタル変復調技術が通信品質、ひいては全体としてのシステム性能を規定するコア技術となっている。変復調技術の発達の経緯として、利便性の高いワイヤレスパーソナル通信システムの設計においては、以下の 3 つの要求条件を満足することが課題となる。

- 高い周波数利用効率

音声サービスに対しては単位周波数及び単位面積当たりの音声チャンネル数  $[\text{ch}/\text{Hz}/\text{m}^2]$ 、データ通信サービスに対しては単位時間、単位周波数及び単位面積当たりで伝送できるビット数  $[\text{bit}/\text{s}/\text{Hz}/\text{m}^2]$  で評価できる周波数利用効率をできるだけ高める必要がある。

- 高い電力効率  
無線通信では，端末の重さは数 10～200g 程度が要求されるので，電池の容量にも限りがある．その制約条件下で，できる限り長い通話時間及び待ち受け時間を確保する必要があるため，端末における電力効率を高める必要がある．
- フェージングに対する耐性  
無線通信チャネルはマルチパスフェージングチャネルであるので，変復調方式は一様フェージングや周波数選択性フェージングといった時変マルチパスフェージング環境下でも正常に動作することが要求される．

変調とは情報を含む信号波に応じて電波のあるパラメータ組織的に変化させる操作のことであり，ここで電波は情報を運ぶ波でキャリアと呼ばれ，キャリアのパラメータとして振幅，周波数，位相が用いられる．変復調は情報である論理信号と電波との相互変換操作であり，その目的は情報を伝送路に整合した形態に変換して効率よく伝送することである．変調により期待できる効果は，キャリア周波数を高く設定することにより，広い帯域を確保でき，情報伝送速度は帯域幅に比例するため大量の情報を伝送できることである．

基本的な変調方式として，図 1.3 に示すように振幅変調 (ASK:Amplitude Shift Keying)・周波数変調 (FSK:Frequency Shift Keying)・位相変調 (PSK:Phase Shift Keying) が挙げられる．キャリア信号を  $A \cos(\omega_c t)$  と表すと，各変調波信号は次のように表される．

$$S_{ASK}(t) = A_m(t) \cos(\omega_c t) \quad (1.1)$$

$$S_{FSK}(t) = A \cos((\omega_c + \omega_m(t))t) \quad (1.2)$$

$$S_{PSK}(t) = A \cos(\omega_c t + \theta_m(t)) \quad (1.3)$$

ASK 方式はその振幅に情報が含まれているため包絡線検波が可能であり，回路構成を単純化することができる反面，変動の激しいフェージング現象の影響を受けやすく移動通信には適用しにくい．

FSK 方式は，デジタル符号に応じて搬送波の瞬時周波数を離散的に変化させる変調方式であり，伝送速度が上がるにつれて占有帯域幅が広るという特性を持つため，高速通信に不向きであるが比較的送受信機の構成をシンプルにすることができる．ASK とは異なり周波数を変化させることで変調しているため，包絡線が一定で振幅には情報がない．つまり，受信側での判定が波形の振幅に依存しないので，レベル変動や雑音の影響が少なく移動体通信にも容易に適用可能である．しかし，非線形変調なのでスペクトル分布が広くなるという性質を持つ．

PSK 方式は，デジタル符号に応じて搬送波の位相を離散的に変化させる変調方式であり，電力・周波数利用効率共に ASK や FSK より優れているため，他の変調方式と比較し同じ搬送波電力対雑音電力比 (C/N) に対する符号誤り率が小さいという特徴を持つので最も

広く利用される．包絡線が一定で振幅には情報がないことから，PSK 信号は伝送路のレベル変動に強いという特徴を持つ．復調方式としては，同期検波又は遅延検波が用いられる．

それぞれの変調方式における AWGN 伝送路上での誤り率 (BER) 特性は図 1.4 に示すようになり，位相変調がもっとも BER が低くノイズ環境でロバストな変調方式であることがわかる．

また，直交振幅変調 (QAM: Quadrature Amplitude Modulation) は，直交する 2 つの搬送波を用いた直交変調を用いて，同相及び直交チャネルのベースバンド信号の振幅を多値化した直交多値 APSK であり，PSK と類似した手法により同相・直交信号成分を取り出し変復調を行うことができる．QAM は信号点間の距離が小さくなるため，他の PSK 方式と同等の符号誤り率を得るには大きな C/N が必要となる．

本研究で使用する受信機における変調方式としては，チャネルの環境に応じて選択され，伝送品質と周波数利用効率のトレードオフを考慮して決定される必要があるが，上記により位相変調と直交振幅変調を対象とし，ここでは BPSK，QPSK， $\pi/4$ shiftDQPSK，16QAM の 4 つの変調方式について取り上げる．各変調方式の特性については本論文第 3 章にて詳しく説明する．

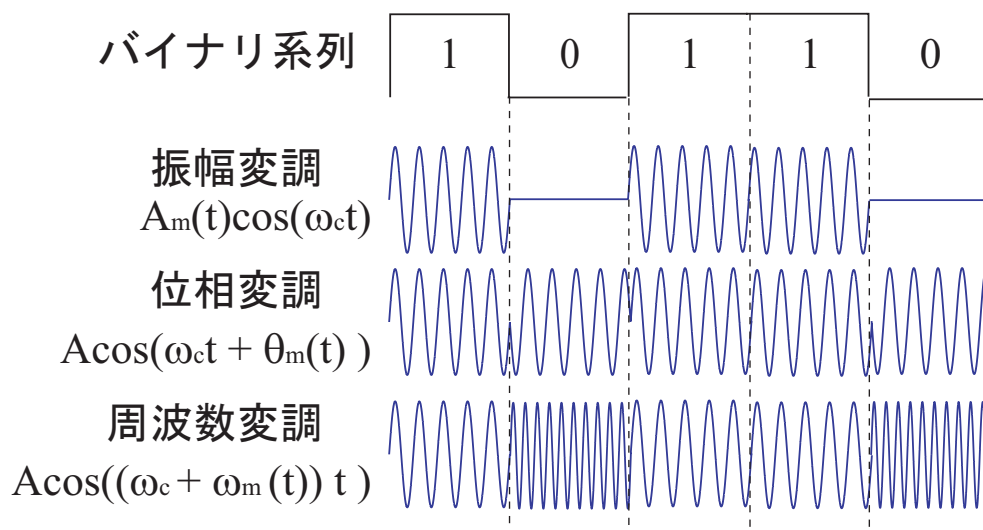


図 1.3: 2 値変調波形



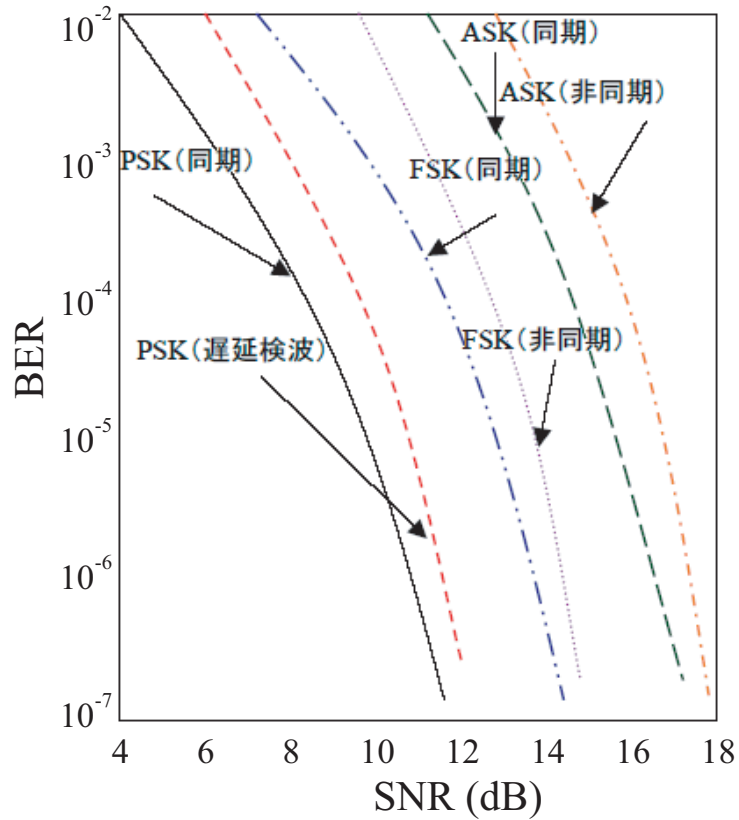


図 1.4: 基本変調方式の BER 特性

## FPGA の概要

本研究で用いる受信機のデジタル信号処理部は FPGA(Field Programmable Gate Array) によって回路構成されている。FPGA は内部の論理回路をユーザーが自由に変更でき、論理ブロックとそれらを接続する配線および接続スイッチで構成されていて、配線の結線情報は内部の SRAM などに蓄えられており、SRAM の内容を変更することにより内部結線を変更して任意の論理回路を作ることができる。その構成を図 1.5 に示す。プログラミングは HDL(Hardware Discription Language) を用いて行われ、本研究では VHDL を用いている。

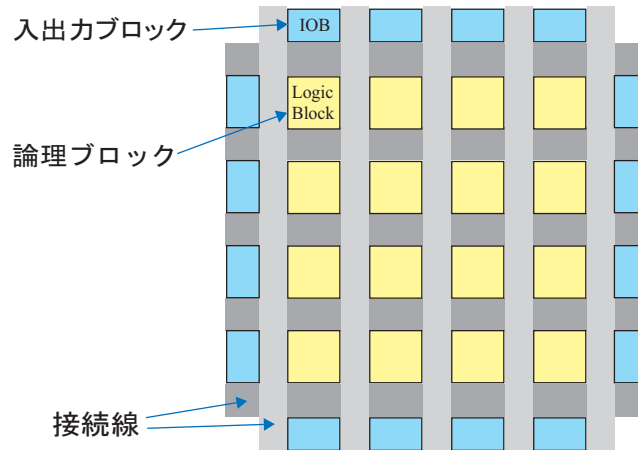


図 1.5: FPGA の構成

FPGA とは別に，ASIC(Application Specific Integrated Circuit) などもデジタル信号処理を行う専用 LSI として挙げられる．ASIC は信号処理のパフォーマンスは高いが，内部の論理回路は一度製作されると固定され，製作される費用も高くなり一般には大量生産に適している．FPGA は ASIC に比べると回路速度は劣り，実装可能な論理回路の容量も小さくなるが，その分比較的安価に抑えられる．近年になって大容量かつ高速な FPGA のモデルも登場してきており，試作や市場即応性が必要な分野に必須なデバイスとなってきている．

## 本論文の構成

本論文の構成は，第 2 章では使用する受信機のハードウェア的事項の解説と，デジタル信号処理部ではアナログ IF 信号をサンプリングしてデジタルの信号処理を行って複素ベースバンド信号が得られることを示す．第 3 章では，同様の受信機を用いて IF 段においてケーブルで直接接続するような実験系において，バイナリデータに変調をかけた送信信号が，受信機のデジタル信号処理部を通じて各変調方式に対応した復調器によって復調されることを示す．また，その実験系を雑音環境下においた際の各変調方式の BER 特性と，理論的に求めた BER 特性との比較を行い，実験により得られたが正しく受信され復調されていることを確認する．第 4 章で本研究のまとめを述べる．

## 第 2 章

### 受信機の概要

本論文では，受信システムとしてアナログデジタル変換 (Analog to Digital Conversion;ADC) を行う A/D 変換機と，デジタルアナログ変換 (Digital to Analog Conversion;DAC) を行う D/A 変換機を含むデジタル信号処理ユニットを用いる．この章では，受信システムにおけるデジタル信号処理ユニットの持つ役割とそのハードウェア構成，また受信方式とそのサンプリングの構成について説明し，IF(Intermediate Frequency) 信号からベースバンド信号が得られるまでの信号処理について解説する．

#### 2.1 デジタル信号処理ユニットの構成

受信側では，アレーアンテナによる受信を想定して A/D 変換機は 4 チャンネルの入力端子を持つ．この A/D 変換機を含むデジタル信号処理ユニットを使用した受信システムの構成を図 2.1 に示す．

アレーアンテナから受信されたアナログの RF(Radio Frequency) 信号は，DBF 受信機により IF 信号にまで周波数変換され，そのアナログ IF 信号は A/D 変換機を通じてデジタル IF 信号に変換される．そして FPGA にてデジタルダウンコンバート (DDC) されたベースバンドの I,Q(In-phase,Quadrature-phase) 信号が得られ，CPU(Central Processing Unit) 制御によって復調がなされて PC に送られる．

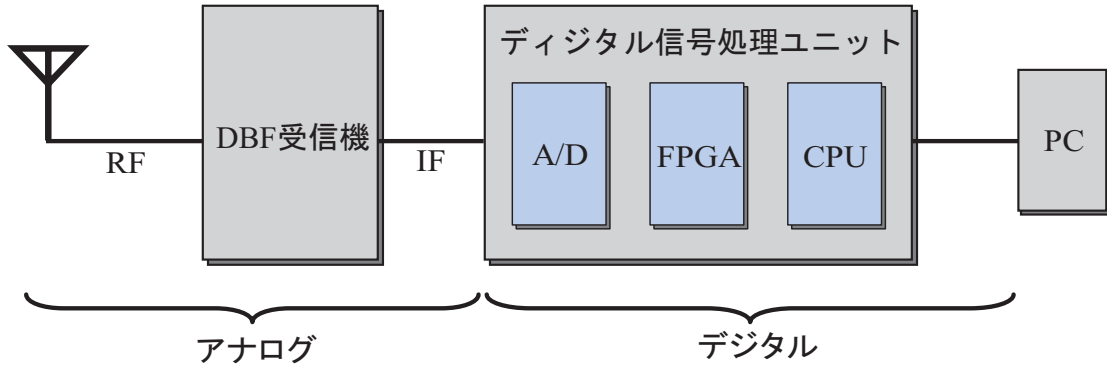


図 2.1: 受信システムの構成

デジタル信号処理ユニットの概観を図 2.2 に示す。上段は A/D, D/A ボード，下段は CPU ボードという 2 つのボードからなっており，その構成をブロック図で表すと図 2.3 のようになる。



図 2.2: デジタル信号処理ユニットの概観

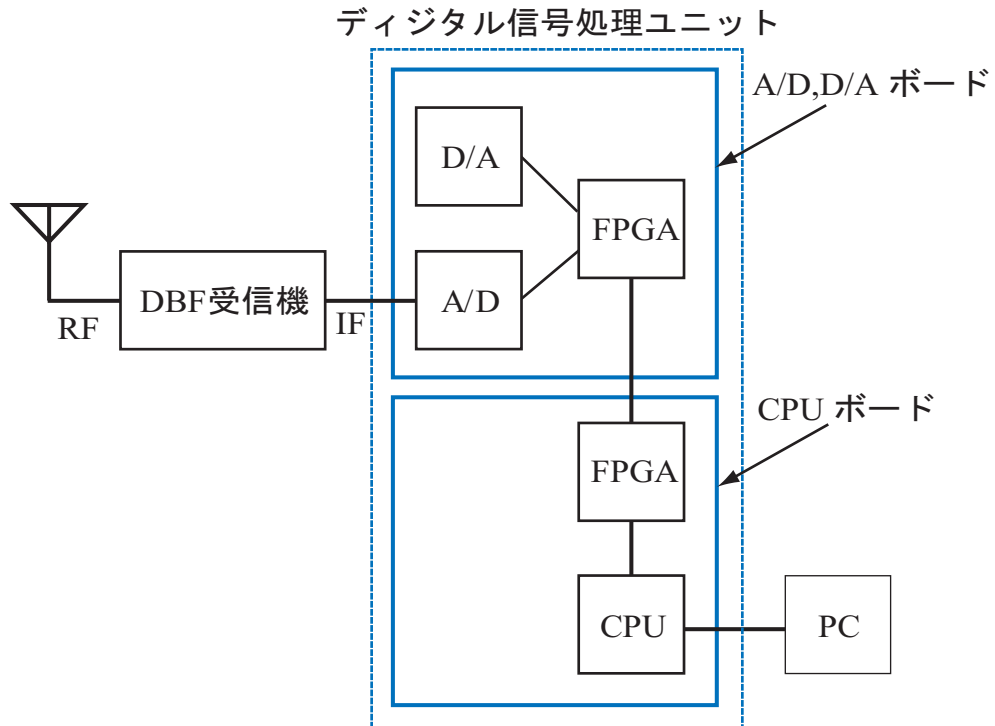


図 2.3: デジタル信号処理ユニットのブロック図

### 2.1.1 A/D,D/A ボード

図 2.4 に示されるように，ボード上には 4 ポート入力を持つ A/D 変換機と 2 ポート出力を持つ D/A 変換機が搭載されている．このポートより 2 チャンネルの DAC と 4 チャンネルの ADC を行うことができる．また，外部へのクロック用ポートと内部へのクロック用ポートをそれぞれ 1 チャンネルずつ搭載しており，このポートにより送信機や受信機とクロックを合わせることが可能である．

DAC されたアナログ IF 信号は D/A ポートから解像度 14bit のデータとして出力される．A/D ポートより入力された IF のアナログ信号は ADC されて 12bit のデジタル信号へと変換され，デジタル化された IF 信号は FPGA にて DDC などの信号処理がなされる．また，A/D 変換機，D/A 変換機での最大サンプリング周波数は 40MHz である．

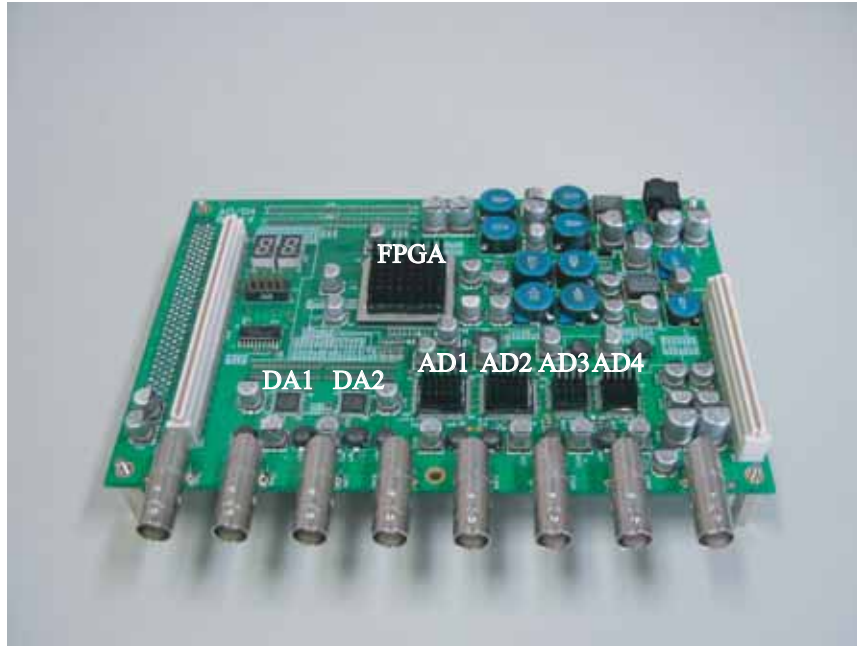


図 2.4: A/D,D/A マザーボードの概観

### 2.1.2 CPU ボード

CPU ボードには Hitachi SH4 200MHz がデバイスとして搭載されており，ここではデジタル信号処理ユニットの制御が行われている．インターフェースとして Transmission Control Protocol/Internet Protocol(TCP/IP) Ethernet port(100Base-T) を付属し，制御用 OS である NetBSD を使用して PC からの処理が可能となっている．その概観を図 2.5 に示す．



図 2.5: CPU ボードの概観

## 2.2 サンプリングと信号処理

### 2.2.1 サンプリング構成

一般的に挙げられる受信方式として、アナログの RF 信号を直接的にベースバンド信号に変換するダイレクトコンバージョン方式と、何段階かに分けて周波数変換を行ってベースバンド信号に変換するスーパーヘテロダイン方式がある。

ダイレクトコンバージョン方式は IF を使用せずに直接ベースバンド信号に変換することから、IF 段におけるフィルタやミキサを省略することが可能であり、シンプルな回路構成を実現できる。しかし、位相シフトに使用されるローカル周波数と RF 周波数が一致したときに変調信号として周波数が 0 になる、即ち DC 電圧が発生してしまうという問題が生じてしまう。また、高い周波数で回路全体を動作させなければならないという欠点がある。スーパーヘテロダイン方式は、雑音特性や安定性に優れているものの、IF 段におけるフィルタの小型化が困難であるため、ダイレクトコンバージョン方式に比べると回路規模が大きくなってしまう。

スーパーヘテロダイン方式において、周波数変換をアナログ部で行うかデジタル部で行うかによって図 2.6 に示すように分けることができる。

(a) の受信方式では、RF 信号を直接 A/D 変換してデジタルで検波を行いベースバンド信号に変換している。デジタルで検波を行うため、得られたベースバンド I,Q 信号は歪

が生じにくいですが、高周波である RF 信号を直接サンプリングするので、超高速の A/D 変換機が必要となり実現は難しい。

(b) の方式は、まず RF 信号を周波数変換しアナログの IF 信号を生成し、その信号を A/D 変換することでベースバンド信号を得る方法で、一般に Low-IF 方式と呼ばれている。これもデジタルで検波するため I,Q には歪が生じにくいですが、IF でサンプリングを行うので比較的に高速な A/D 変換機を必要とすることになる。

(c) については、アナログで IF にまで周波数変換されアナログで検波を行って、その I,Q を A/D 変換している。アナログで検波を行うため I,Q に不整合を生じやすいが、A/D 変換機のサンプリング周波数を低く抑えることができる。

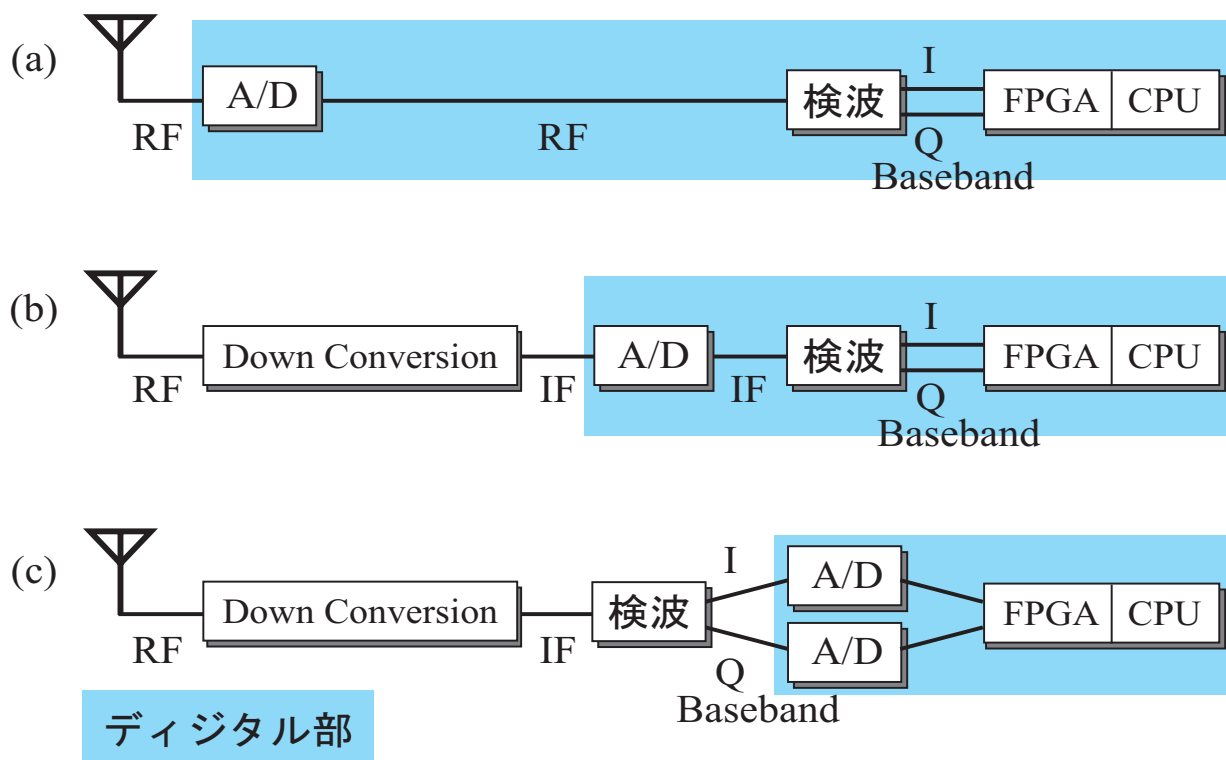


図 2.6: サンプリング構成

## 2.2.2 Digital Down Conversion(DDC)

本研究で使用するデジタル信号処理ユニットは最大サンプリング周波数が 40MHz であるので、図 2.6 の (b) の Low-IF 方式で比較的低い 10MHz の IF 信号を想定すると、4 倍のオーバーサンプリングを行うことができる。IF 信号の検波は Numerical Controlled Oscillator(NCO)・Mixer・Low Pass Filter(LPF) をデジタルで実装することで Digital Down Conversion(DDC) され、その結果ベースバンド I,Q 信号が得られる。その DDC の



構成を図 2.7 に示す .

一般的に , A/D 変換されたデジタル IF 信号  $x_{IF}(n)$  は ,  $90^\circ$  位相シフトした直交成分の和としてのように表される .

$$x_{IF}(n) = x_I(n) \cos \omega_c n + j x_Q(n) \sin \omega_c n \quad (2.1)$$

$x_I(n)$  ,  $x_Q(n)$  はそれぞれ  $x_{IF}(n)$  の I 成分 , Q 成分を表し ,  $\omega_c$  は IF 信号の搬送波角周波数を表す . ここで , ベースバンド 信号に周波数変換するために  $x_{IF}(n)$  に複素位相  $[\cos \omega_c n - j \sin \omega_c n]$  を掛け合わせると ,

$$x'_{IF}(n) = x_{IF}(n) [\cos \omega_c n - j \sin \omega_c n] \quad (2.2)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{2} [x_I(n) + x_I(n) \cos 2\omega_c n - j x_I(n) \sin 2\omega_c n \\ &\quad - j x_Q(n) + x_Q(n) \sin 2\omega_c n + j x_Q(n) \cos 2\omega_c n] \end{aligned} \quad (2.3)$$

となり ,  $x_{IF}(n)$  を所望の周波数帯に変換することができ , LPF によって不要な周波数成分をフィルタリングすると , 次式のように表される .

$$x_{LPF}(n) = \frac{1}{2} [x_I(n) - j x_Q(n)] \quad (2.4)$$

これによってデジタル IF 信号は複素ベースバンド I,Q 信号に DDC され , この計算過程は図 2.7 で示される周波数スペクトルでも同様に表現される .

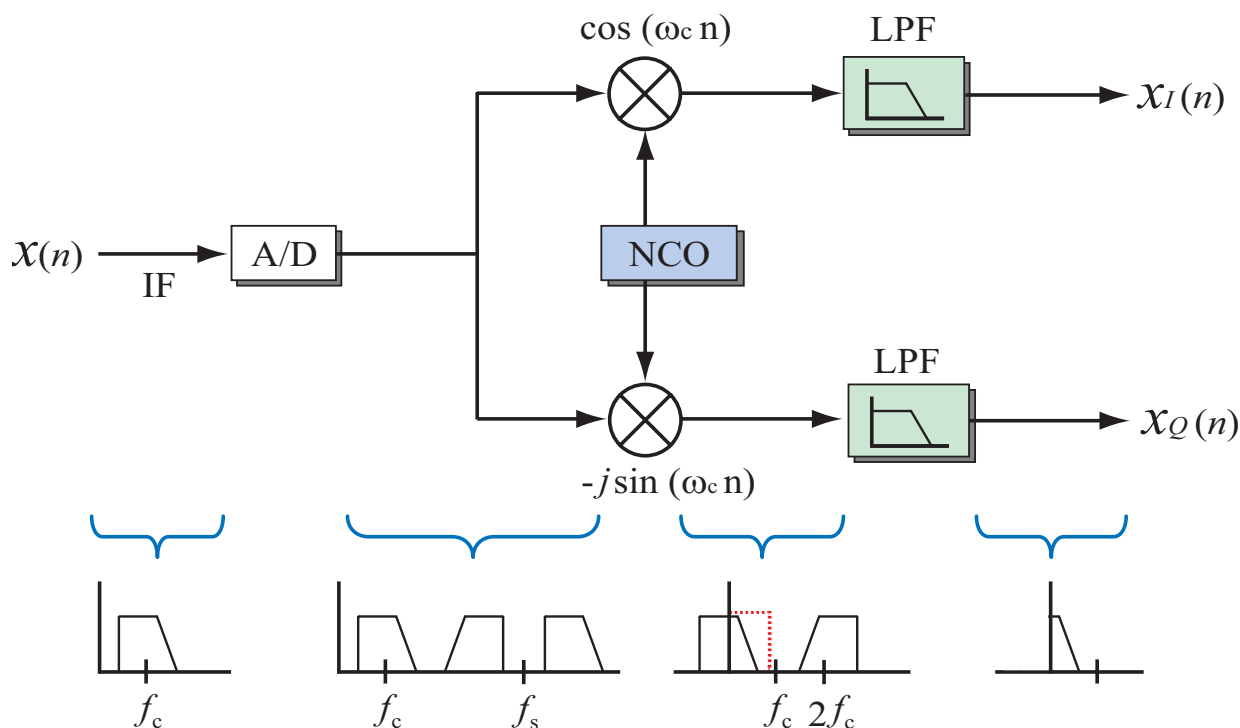


図 2.7: Digital Down Conversion

### 2.2.3 Numerical Controlled Oscillator(NCO) , Mixer

DDCの実装には、図2.7に示すように直交LOである  $\sin, \cos$  を生成するNCOと、乗算を行うMixerが必要となる。NCOの構成は図2.8のような簡単なスイッチング回路で表すことができ、 $\cos \omega n = \{1, 0, -1, 0\}$ ,  $-\sin \omega n = \{0, -1, 0, 1\}$  とすることで直交位相を表現することができる。これをMixerで入力されたデジタルIF信号と掛け合わせることでI,Q成分に分けることができる。

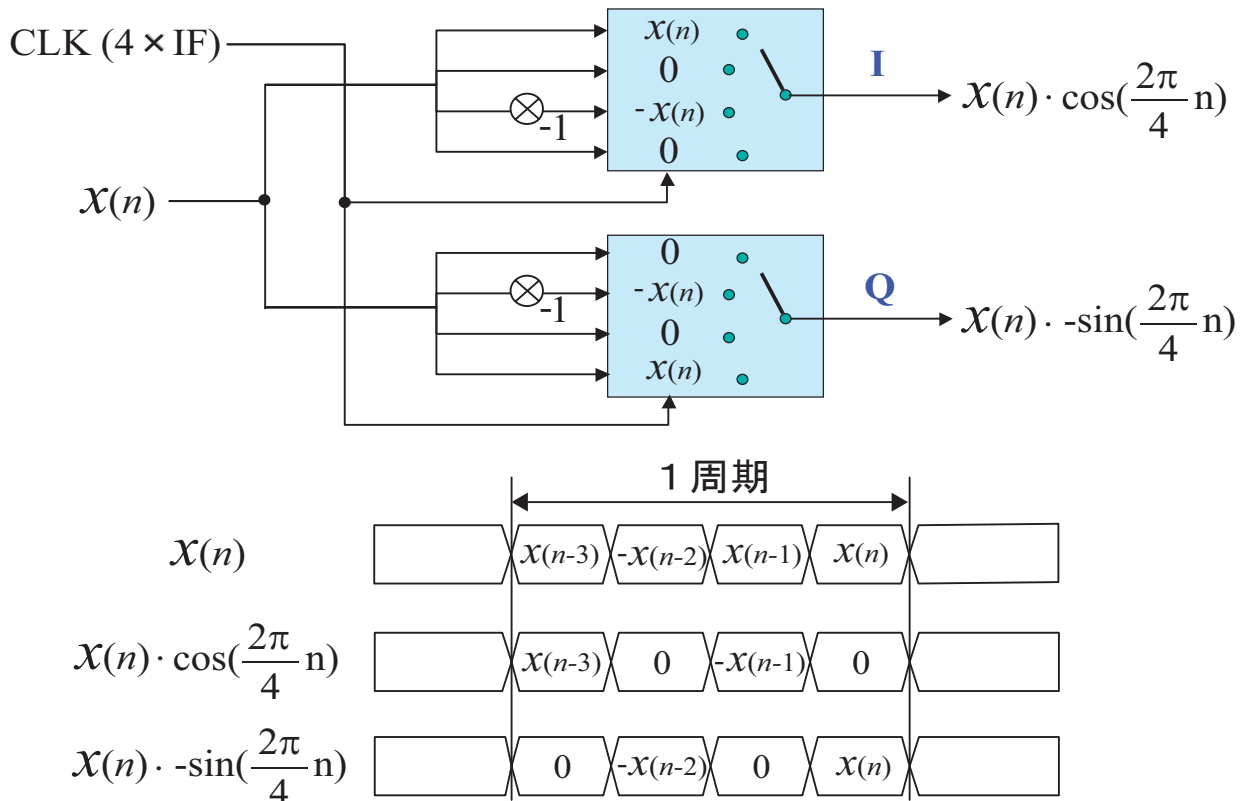


図 2.8: NCO と Mixer の構成

### 2.2.4 Low Pass Filter(LPF)

式2.3や式2.4で表されるように、NCOとMixerによってI,Q信号に変換されると、図2.7にあるようにI,QはそれぞれLPFでフィルタリングされる。帯域制限により倍周波成分は取り除かれ、複素ベースバンド信号を取り出すことができる。ここで使用されるLPFはFIR(Finite Impulse Response)フィルタであり、8タップで構成して回路の負担を小さくしている。その一般式は次のように表される。

$$y(n) = \sum_{n=1}^8 h(n)x(n) \quad (2.5)$$

ここで、 $y(n)$ 、 $x(n)$  はそれぞれ出力信号、入力信号を表し、 $h(n)$  はインパルス応答を表すフィルタ係数である。FIR フィルタはインパルス応答が有限時間長で表わされてそれがフィルタの係数となるものであり、そのインパルス時間応答と周波数応答を図 2.9, 図 2.10 に示す。

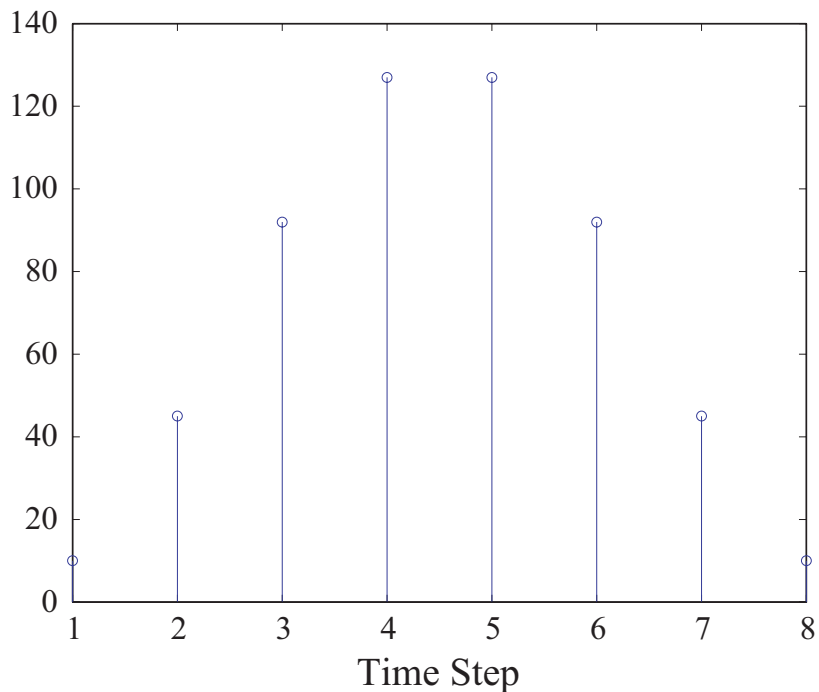


図 2.9: LPF のインパルス時間応答

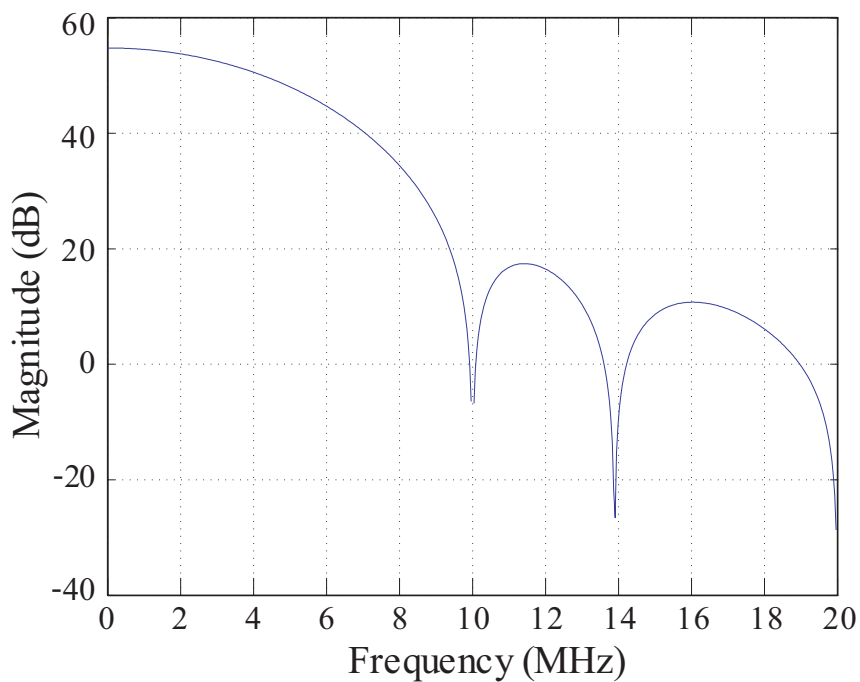


図 2.10: LPF のインパルス周波数応答

## 第 3 章

# 復調器の実装

前章で解説した受信機より得られた複素ベースバンド I,Q 信号は，CPU を制御することによってバイナリデータに復調される．本章では，デジタル IF 変調信号の生成から，各復調器において変調方式の切り換えを解説し，送信信号を変調して IF 段において送受信機を直接接続することによって正しく復調できることを確認した．また，正規分布する雑音を付加しての誤り率特性を得た．

### 3.1 変調とデータ送信

送受信機を搭載したデジタル信号処理ユニットを用いてデータの送受信を行うような系の構成について検討する．変復調を行うには D/A 変換機から出力される信号が必要となるので，ここではバイナリの信号が各変調回路にてデジタル IF 信号まで変換され，D/A 変換機によりアナログの IF 信号が生成されるまでの過程について説明する．ただし，デジタル IF 信号生成までの信号処理の過程は MATLAB を用いて行っている．

#### 3.1.1 送受信の流れ

デジタル信号処理ユニットを用いたデータ送受信の流れを図 3.1 に示す．bit で表されたバイナリデータを 2bit の S/P (Serial to Parallel) 変換を行って，BPSK，QPSK， $\pi/4$ DQPSK，16QAM のいずれかの変調方式に対応したマッピングを行い，それをフィルタリングして直交 LO を掛け合わせることでデジタルの IF 信号が得られる．これを DAC することによってアナログの IF 信号を送信する．

また，A/D ポートより信号が入力されると ADC されて，IF 信号はアナログからデジタルへと変換される．送信の際と同様に，デジタル IF 信号は NCO で直交 LO を掛け合わされて I,Q 信号に変換され，LPF で帯域制限されると複素ベースバンド I,Q 信号が得ら

れる．そして CPU を制御することでデマッピングして P/S(Parallel to Serial) 変換を行って元のバイナリデータを再生することができる．

BPSK に関しては，シリアルデータのままマッピングされフィルタリングされるため，送受信において S/P,P/S 変換は行われず，I,Q 成分に分けずに変調される．

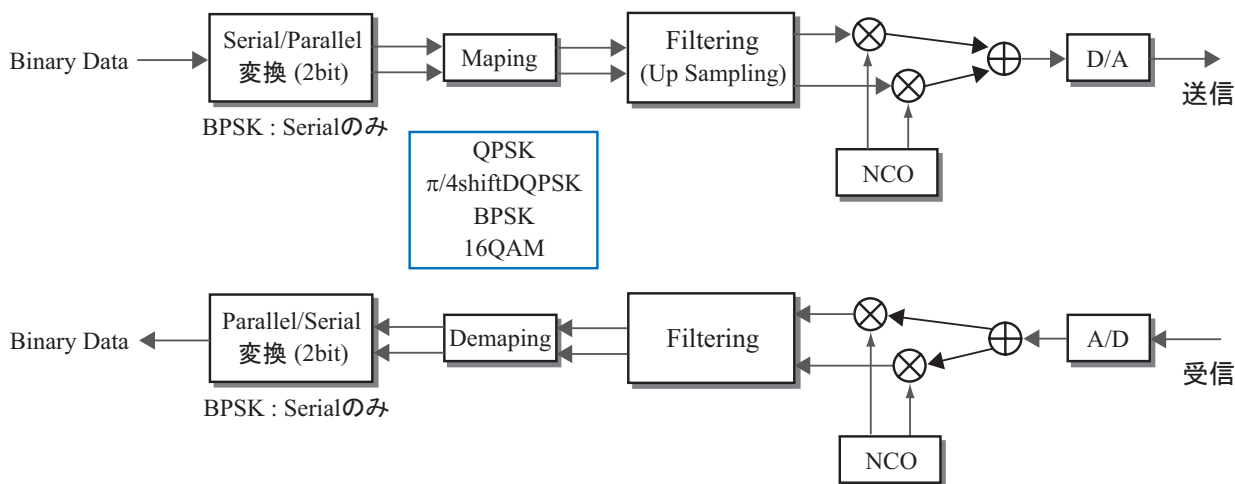


図 3.1: データ送受信の流れ

### 3.1.2 送信シンボル生成

D/A 変換機より出力されるアナログの IF 信号は，変復調を行う際には何サンプルかの情報を 1 つのフレームにのせて送受信を行う．A/D 変換機と D/A 変換機は内部クロックにあわせてトリガーをとっており，D/A 変換機から信号が出力されるとその送り出したタイミングで A/D 変換機は受信を開始するため，フレームとしていくつかのサンプルをまとめて送信することが望ましい．BPSK，QPSK， $\pi/4$ DQPSK，16QAM のアップサンプリング前のフレーム構成を図 3.2 に示す．

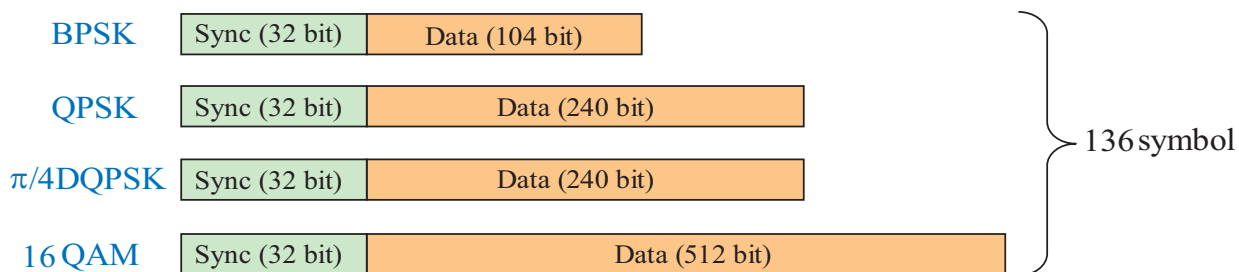


図 3.2: 送信信号のフレーム構成

フレームの先頭は既知の 32bit のデータからなっており，その後に情報となるデータを続けてフレームを構成している．変調方式によって 1 フレーム当たりの bit 数は異なっているがシンボル数は 136 シンボルで共通としている (表 3.1)．こうすることによって各変調方式の同一時間における送受信の伝送効率を考慮することができる．序章でも述べた通り，チャネル環境に応じた変調方式を選択することで最適なデータ送受信が実現可能となる．

表 3.1: 各変調方式の bit, symbol, frame の関係

変調方式	[bit/symbol]	[bit/frame]	[symbol/frame]
BPSK	1	136	136
QPSK	2	272	136
$\pi/4$ DQPSK	2	272	136
16QAM	4	544	136

### 3.1.3 マッピング

表 3.1 から分かるように 1 シンボル当たりの bit 数が変調方式によって異なっている．異なる bit 数で表されたシンボルを複素平面上に配置するのがマッピング回路である．BPSK の場合は図 3.3 に示されるように，マッピング回路に入力された 1bit の送信データ (0,1) はそれぞれ  $(0, \pi)$  という 2 相の位相角を表している．QPSK では，2bit の送信データ (00,01,11,10) はそれぞれ  $(\pi/4, 3\pi/4, -3\pi/4, -\pi/4)$  という 4 相の位相角にマッピングされる．信号点配置は図 3.4 のようになる． $\pi/4$ DQPSK については 2bit のデータが位相遷移量を表しており，シンボルが (00,01,11,10) で構成される場合，位相遷移量はそれぞれ  $(\pi/4, 3\pi/4, -3\pi/4, -\pi/4)$  と表され，図 3.5 のようになる．16QAM に関しては 1 シンボル当たり 4bit の構成となっており，QPSK と同様に (00,01,11,10) の 2bit ずつ同相成分 I と直交成分 Q に割り当てられる．I, Q がそれぞれ (-3,-1,1,3) の 4 通りで表される振幅値を持ち，その組み合わせによって図 3.6 に示されるような信号点配置になる．

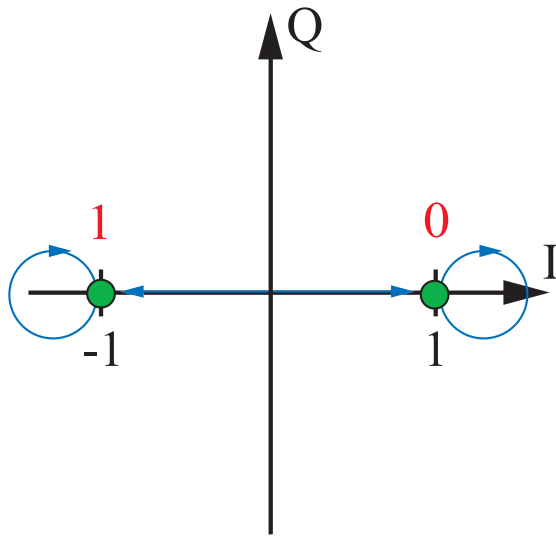


図 3.3: BPSK マッピング

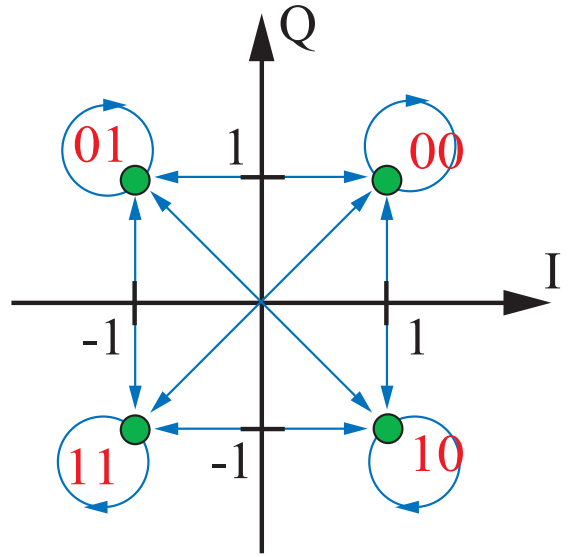


図 3.4: QPSK マッピング

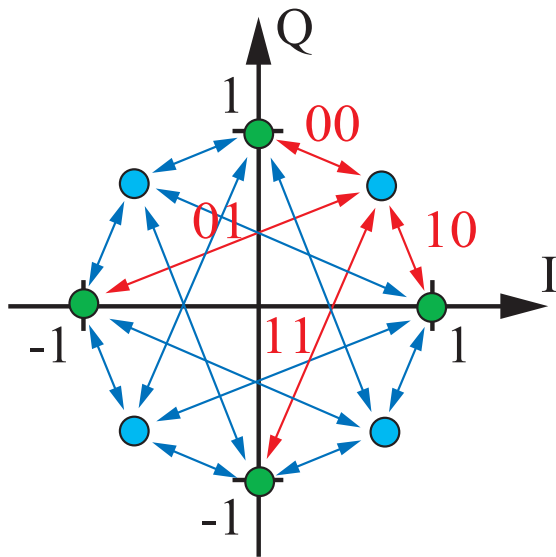


図 3.5:  $\pi/4$ DQPSK マッピング

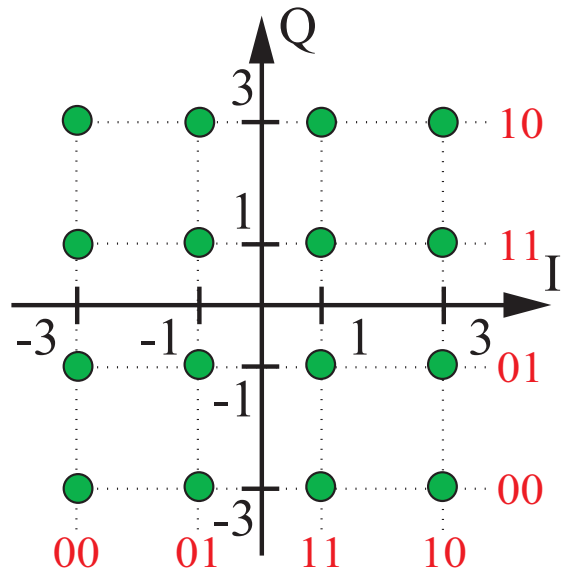


図 3.6: 16QAM マッピング

### 3.1.4 ナイキストフィルタ

デジタル信号は2値の矩形パルス信号であり，広帯域な周波数スペクトルを有しているので，複数のユーザーが同じ伝送路を使用して通信を行う場合，チャンネル間で干渉を起こす．つまり，矩形パルス信号の伝送を行うデジタル通信システムにおいては，周波数の有効利用のため伝送信号の帯域制限を行う必要がある．

また，有限の帯域を持つ伝送路で伝送すると波形歪みが発生し，符号間干渉 (ISI:Inter Symbol Interference) が生じる．パルス信号を ISI の生じない波形にするためには，インパルス応答がシンボル間隔  $T$  毎にゼロクロス (振幅が 0) しなければならない．このような基準を満足するフィルタをナイキストフィルタという．ナイキストフィルタとしてコサインロールオフフィルタがある．

送信信号を通過させるフィルタとして，2MHz のシンボルレートから 40MHz の D/A 変換機の動作周波数に周波数変換する 20 倍のアップサンプリングも兼ねたコサインロールオフフィルタの設計を MATLAB で行った．設計のパラメータは，ロールオフ率  $\alpha=0.5$ ，基本タップ数 2，全タップ数 81，20 倍アップサンプリングとした．20 倍アップサンプリングを行うため，20 倍の補間フィルタの機能も持たせてある．補間方法は図 3.7 に示されるように零補間を用いて，I,Q の 1 サンプル点あたりに 19 点の 0 を補間する．求められたフィルタのインパルス時間応答と周波数応答をそれぞれ図 3.8 と図 3.9 に示す．

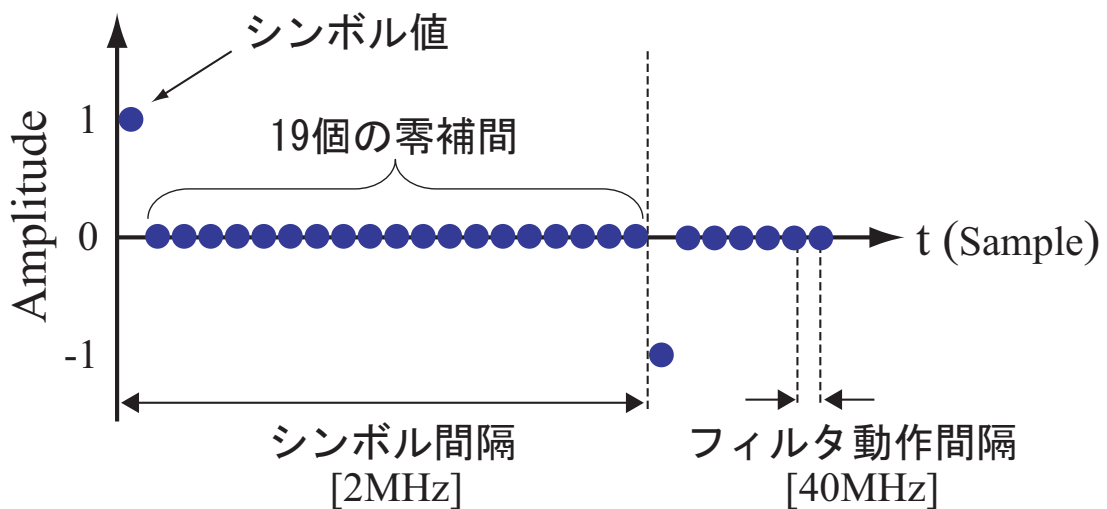


図 3.7: シンボルの零補間



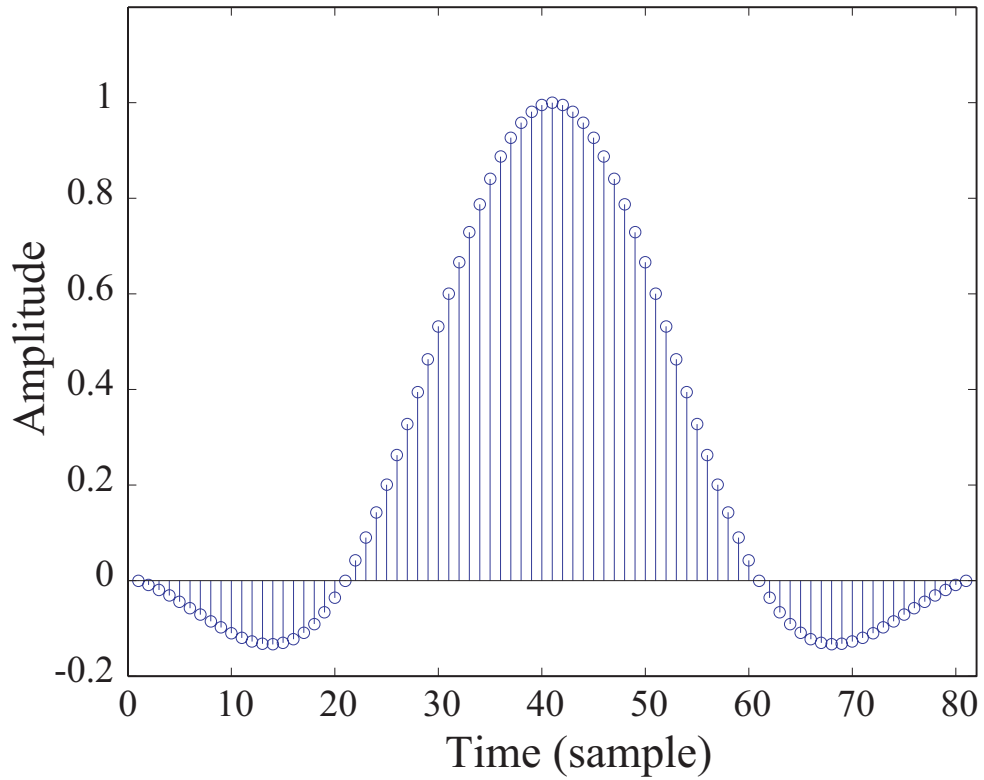


図 3.8: コサインロールオフフィルタのインパルス時間応答

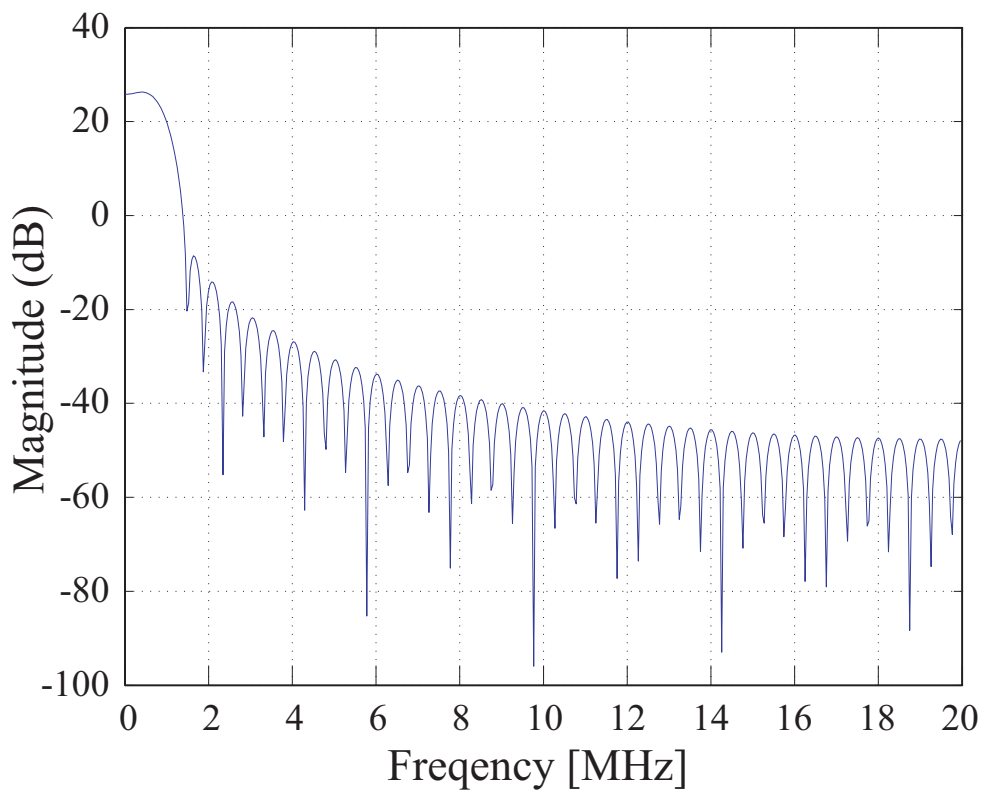


図 3.9: コサインロールオフフィルタのインパルス周波数応答

### 3.1.5 変調回路

#### BPSK 変調回路

BPSK 変調は 1bit 単位で位相変調が行われる．(1,0) のバイナリデータはシリアルのまま NRZ(NonReturn to Zero) 化されて (-1,1) の信号に変換されるため Q 成分は存在しない．この信号は複素平面上で図 3.3 に示されるようにマッピングされ，3.1.4 で設計されたロールオフフィルタに通される．136bit で構成されていた送信データはここで 2720 サンプルのベースバンド信号に変換される．この変調を行う回路構成を図 3.10 に示す．

BPSK のベースバンド信号は  $I(n)$  だけで表されるので，複素 IF 信号  $x_{IF,BPSK}(n)$  は次のように表される．

$$x_{IF,BPSK}(n) = \exp(j\omega_c n) \cdot I(n) \quad (3.1)$$

$$= I(n) \cdot \cos \omega_c n + jI(n) \cdot \sin \omega_c n \quad (3.2)$$

出力されるデジタル IF 信号は式 3.2 の実数部分で表されるので，

$$\text{Re}[x_{IF,BPSK}(n)] = I(n) \cdot \cos \omega_c n \quad (3.3)$$

と表すことができる．

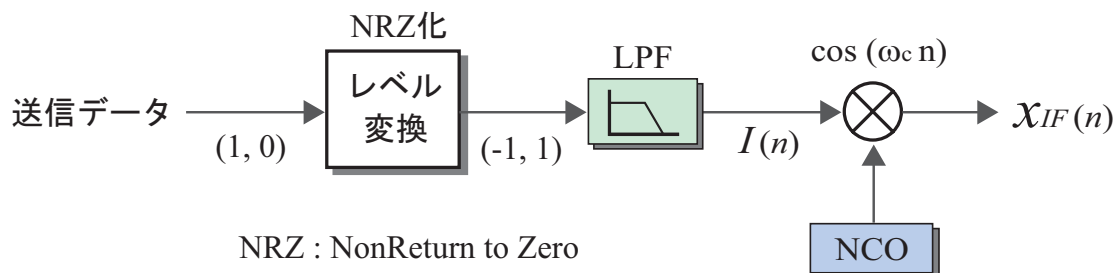


図 3.10: BPSK 変調回路

#### QPSK 変調回路

QPSK 変調回路の構成を図 3.11 に示す．QPSK 変調は S/P 変換により直列データは 2bit の並列データに変換され，2bit 毎に 1 シンボルが生成される．シンボルデータは表 3.2 に示される Gray 符号に対応した位相角に変換され，図 3.4 に示されるように複素平面マッピングが行われる．BPSK 変調回路と同様に，ロールオフフィルタにより 20 倍アップサンプリングを行って帯域制限されると，272bit の送信データは 2720 サンプルの複素ベースバンド信号に変換される．

表 3.2: QPSK における 2bit Gray 符号と位相角との関係

自然符号	Gray 符号	位相角
00	00	$\pi/4$
01	01	$3\pi/4$
10	11	$-3\pi/4$
11	10	$-\pi/4$

QPSK 変調によって得られた複素ベースバンド I,Q 信号を  $I(n) + jQ(n)$  とすると, 複素 IF 信号  $x_{IF,QPSK}(n)$  は,

$$x_{IF,QPSK}(n) = \exp(j\omega_c n) \cdot (I(n) + jQ(n)) \quad (3.4)$$

$$\begin{aligned} &= I(n) \cdot \cos \omega_c n - Q(n) \cdot \sin \omega_c n \\ &+ j(I(n) \cdot \sin \omega_c n + Q(n) \cdot \cos \omega_c n) \end{aligned} \quad (3.5)$$

と表すことができる. したがって出力されるデジタル IF 信号は式 3.5 の実数部分で表されるので次式のようになる.

$$\text{Re}[x_{IF,QPSK}(n)] = I(n) \cdot \cos \omega_c n - Q(n) \cdot \sin \omega_c n \quad (3.6)$$

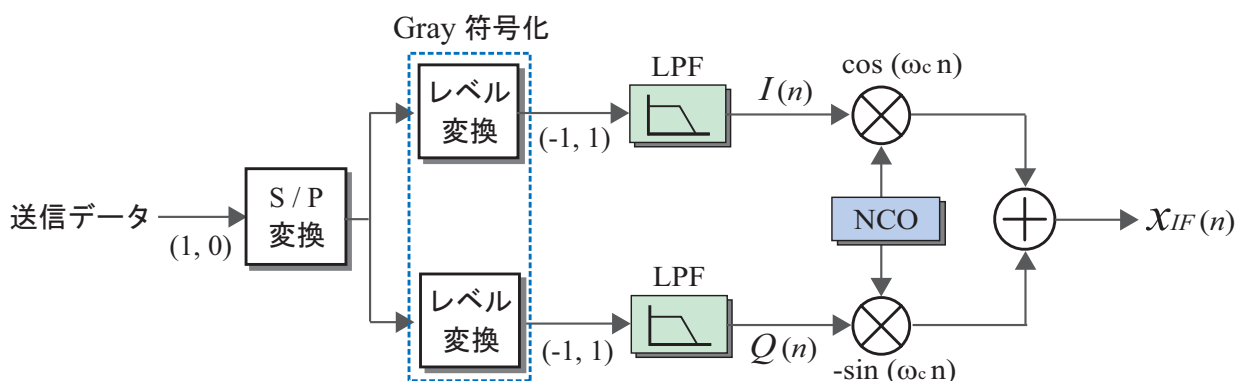


図 3.11: QPSK 変調回路

### $\pi/4$ DQPSK 変調回路

$\pi/4$ DQPSK 変調回路は図 3.12 のように表され, QPSK 変調回路に差動符号器と位相回転を加えた構成となっている. バイナリの送信データは S/P 変換されて 2bit の並列データに変換され, 得られたシンボルデータは差動符号器にてバイナリから 10 進信号へと変換されてシフトする位相角が決定される. 差動符号化された信号はさらに  $\pi/4$  だけ位相回転が

施される．この信号をロールオフフィルタで 20 倍のアップサンプリングされフィルタリングされると，2720 サンプルの複素ベースバンド I,Q 信号が得られる．

差動符号器と位相回転において， $n$  番目のシンボルの位相遷移量  $\theta_n$  は，

$$\theta_n = \pm \frac{\pi}{4}, \quad \pm \frac{3}{4}\pi \quad (3.7)$$

で表され，時間  $n$  における位相角  $\theta_n$  はシンボル間最小位相差を  $\phi_0$ ，バイナリのシンボルデータを 10 進で表した送信シンボル値を  $m_n = (0, 1, 2, 3)$  とすると次のような関係を持つ．

$$\theta_n = \theta_{n-1} + \frac{m_n}{2}\pi + \phi_0 \quad (3.8)$$

$$= \theta_0 + \frac{\pi}{2} \sum_{i=1}^n m_i + \frac{n}{4}\pi \quad (3.9)$$

$$= \theta'_n + \frac{n}{4}\pi \quad (3.10)$$

$\theta'_n$  は差動符号化された位相角であり，次式で表される．

$$\theta'_n = \theta_0 + \frac{\pi}{2} \sum_{i=1}^{n-1} m_i + \frac{m_n}{2}\pi \quad (3.11)$$

$$= \theta'_{n-1} + \frac{\pi}{2}m_n \quad (3.12)$$

この位相角を用いて，さらに位相回転を行った信号を  $x(n)$  とすると，

$$x(n) = \exp(j\theta'_n) \cdot \exp(j\frac{k}{4}\pi) = I(n) + jQ(n) \quad (3.13)$$

$$(3.14)$$

$I(n) + jQ(n)$  は複素ベースバンド信号であり，これより複素デジタル IF 信号  $x_{IF,\pi/4}(n)$  は式 3.4 より同様にして求められ，

$$\begin{aligned} x_{IF,\pi/4}(n) &= I(n) \cdot \cos \omega_c n - Q(n) \cdot \sin \omega_c n \\ &+ j(I(n) \cdot \sin \omega_c n + Q(n) \cdot \cos \omega_c n) \end{aligned} \quad (3.15)$$

となる．送信されるスカラーの IF 信号も式 3.6 より次式のように表される．

$$Re[x_{IF,\pi/4}(n)] = I(n) \cdot \cos \omega_c n - Q(n) \cdot \sin \omega_c n \quad (3.16)$$

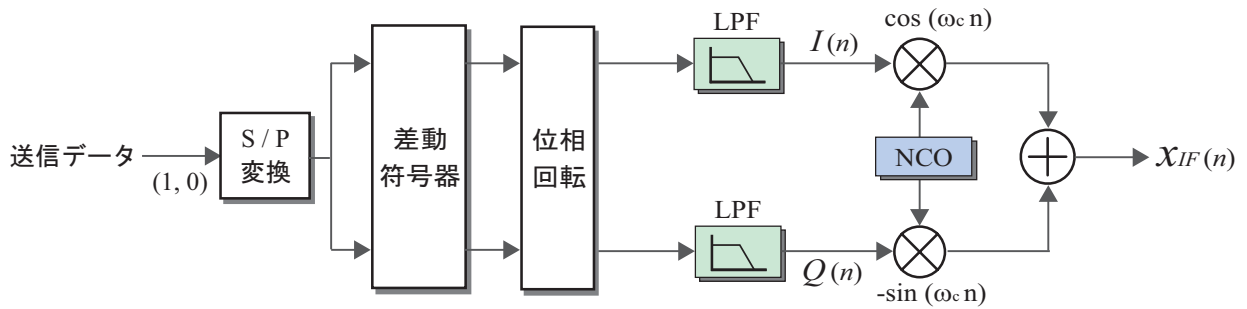


図 3.12:  $\pi/4$ DQPSK 変調回路

### 16QAM 変調回路

16QAM の変調回路は図 3.13 に示されるように，基本構成は図 3.11 の QPSK 変調回路と等しくなっている．直列のバイナリデータは 2bit で S/P 変換されるが，QPSK では I 成分と Q 成分で 1bit ずつ取り出して 2bit で 1 シンボルを生成するのに対し，16QAM では I と Q より 2bit ずつ取って 4bit で 1 シンボルを生成する．I, Q それぞれに対して 4 通りの振幅値を取ることが可能であり，合わせて 16 個の信号点を得られる．信号は時間ごとに任意の点から別の任意の点に遷移することが可能である．シンボルの I, Q データは表 3.3 に示される Gray 符号に対応した振幅値に変換され，マッピングは図 3.6 で表されるような信号点配置となる．フィルタは他の変調方式と同じ特性をもつロールオフフィルタが用いられ，アップサンプリングとフィルタリングがなされると 544bit のバイナリデータは 2720 サンプルの複素ベースバンド I, Q 信号へと変換される．

表 3.3: 16QAM における 2bit Gray 符号と振幅値との関係

同相成分		直交成分	
2bit 情報	振幅	2bit 情報	振幅
00	-3	00	-3
01	-1	01	-1
11	1	11	1
10	3	10	3

16QAM 変調によって得られた複素ベースバンド I, Q 信号は，QPSK 変調と同様の手法で複素 IF 信号に変換されるので，複素デジタル IF 信号とスカラーのデジタル IF 信号はそれぞれ式 3.4, 式 3.6 より次のように表すことができる．

$$\begin{aligned}
 x_{IF,QAM}(n) &= I(n) \cdot \cos \omega_c n - Q(n) \cdot \sin \omega_c n \\
 &+ j(I(n) \cdot \sin \omega_c n + Q(n) \cdot \cos \omega_c n)
 \end{aligned}
 \tag{3.17}$$

$$Re[x_{IF,QAM}(n)] = I(n) \cdot \cos \omega_c n - Q(n) \cdot \sin \omega_c n \quad (3.18)$$

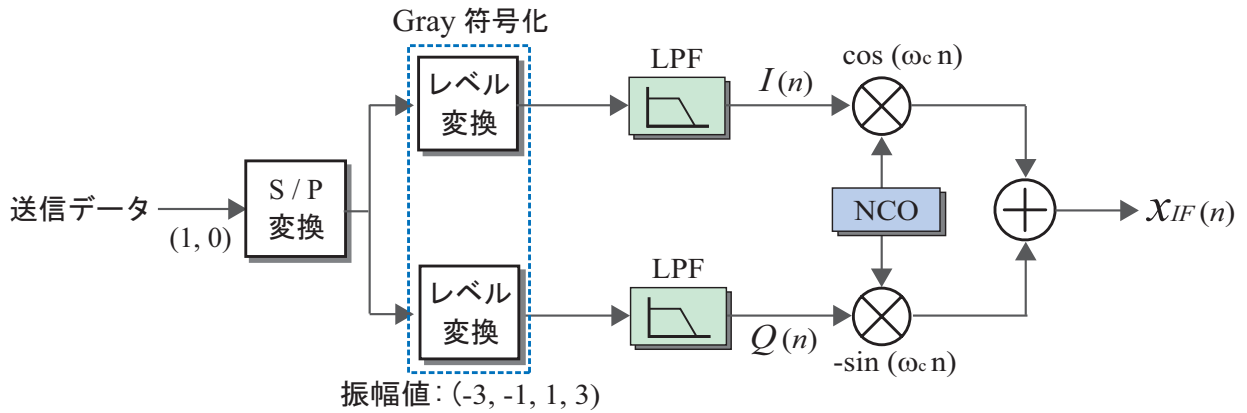


図 3.13: 16QAM 変調回路

### 固定小数演算

FPGA には多数の演算器が実装されており、高速の並列処理演算を行うことができるが、複雑な演算器を必要とする場合にその回路規模は増大してしまう。FPGA は標準で加減算と乗算を行うことが可能であるが、小数を含むデータを取り扱うためには浮動小数演算器を実装するか、又は固定小数を用いた整数演算が必要となる。不動小数演算器はその回路規模が増大してしまうという点で不適であるので、すべて整数演算とシフトのみで実装可能な固定小数を用いて小数のデータを処理する。

3.1.5 の変調回路より得られたスカラーのデジタル IF 信号  $Re[x_{IF}(n)]$  は MATLAB によって計算されるので浮動小数点のデータである。これを D/A 変換機の解像度 14bit で出力するために固定小数へと変換したデータ  $Re[x_{IF}(n)]'$  は次式で表される。

$$Re[x_{IF}(n)]' = \text{floor}\left(\frac{Re[x_{IF}(n)]}{M}(2^{13} - 1) + 2^{13}\right) \quad (3.19)$$

ここで、floor は 0 方向への丸めを行う MATLAB の関数で、M は  $Re[x_{IF}(n)]$  の各サンプルの絶対値の最大値を表す。 $Re[x_{IF}(n)]$  の全サンプルを M で割り  $(2^{13}-1)$  を掛けてさらに  $+2^{13}$  だけシフトすることで正規化する。それを 0 方向への丸めを行うと、浮動小数点のデータは  $1 \sim 2^{14} - 1$  の固定小数で表現することができる。

## 3.2 復調器

A/D 変換機に入力されるアナログ信号は FPGA を制御することによって ADC されてデジタル IF 信号となり、図 2.7 に示すように DDC されて複素ベースバンド I,Q 信号に

変換される．ここまでの過程は FPGA にて変調方式にかかわらず全て同一の回路構成で実装される．その後の信号処理は CPU によって制御され，同期検波，ダウンサンプリング，デマッピング，復号化がなされてバイナリのデータにまで復調される．復調器では，受信された信号がどの変調方式で変調されているかを既知として復調を行い，受信信号の変調方式に対応した復調がなされる．

### 3.2.1 同期検波とダウンサンプリング

送信と受信のキャリアは位相が異なっているため，受信機では同期検波される必要がある．同期を取るには，受信データと既知のデータを比較して位相をそろえなければならない．D/A 変換機より送信されるフレームは 16 シンボルの既知のデータを含んでいるので，そのデータと受信データとの相関を調べることによって，最適シンボル点からダウンサンプリングを行うことができる．相関は図 3.14 に表されるスライディング相関によって求めることができる．

スライディング相関は，受信信号  $x$  に対して，既知である Ref データを 1 サンプルずつスライディングさせて行き，受信信号に含まれる Sync データと最も相関が高くなるような相関係数  $cor_i$  を求める手法である．参照信号を  $r$ ， $x$  を  $i$  サンプルシフトしてベクトルの長さが参照信号と等しくなるような受信信号を  $x_i$  とすると，その具体的な計算式は次のようになる．

$$cor_i = \frac{x_i \cdot r^*}{\sqrt{(x_i \cdot x_i^*) \cdot (r \cdot r^*)}} \quad (3.20)$$

式 3.20 により求められた相関係数  $cor_i$  とシフトしたサンプルとの関係を図 3.15 に示し，相関係数が最大となっているサンプル点が最適サンプリング点となり，その点から 20 倍の間引を行ってダウンサンプリングされる．こうすることで，送信された信号との位相を一致させることができ，周波数オフセットについても補正された受信データを再生することが可能となる．

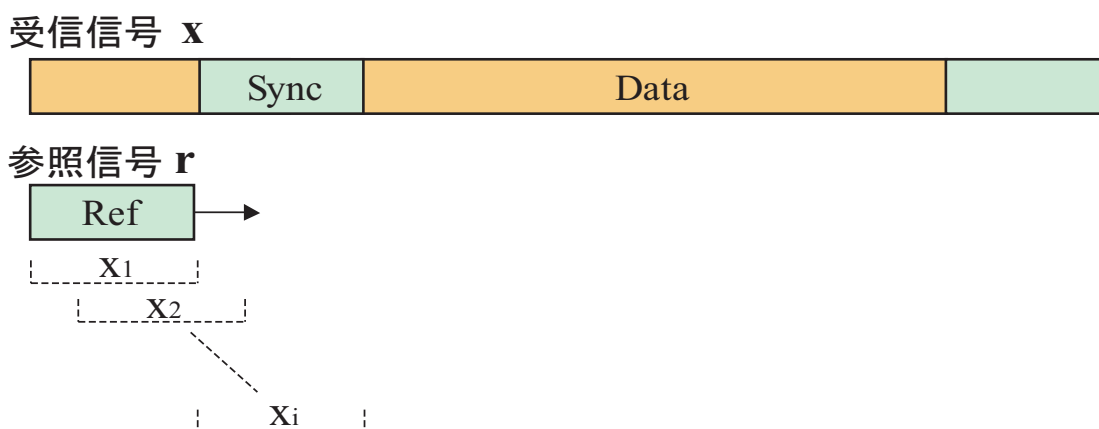


図 3.14: スライディング相関

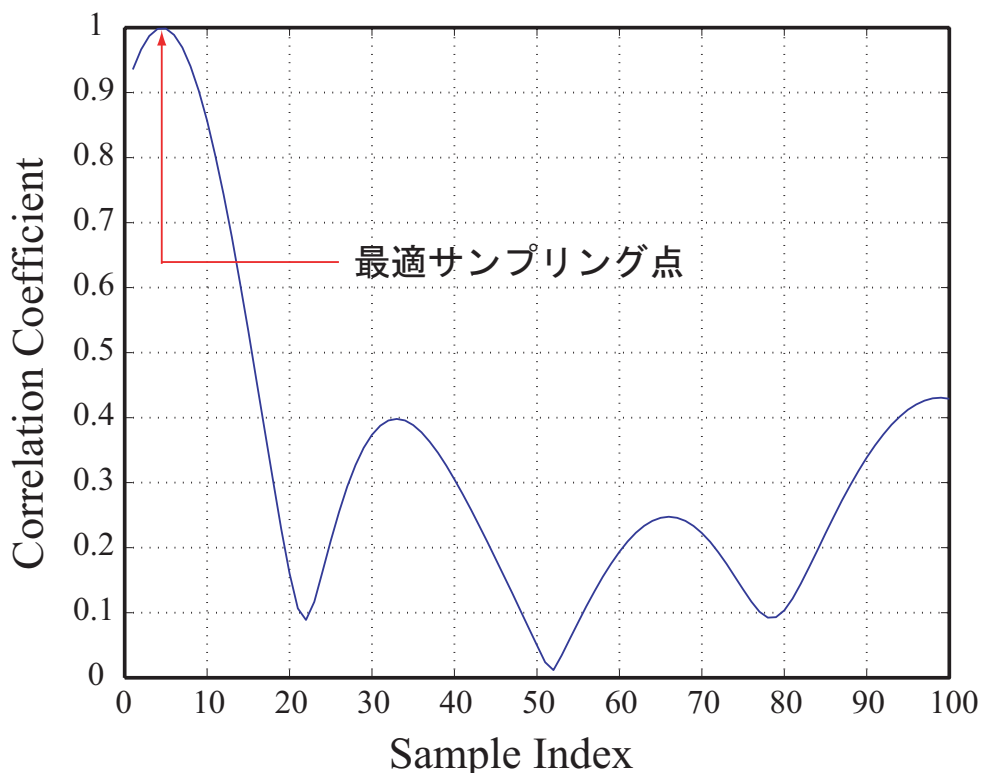


図 3.15: 相関係数とサンプル点との関係

### 3.2.2 デマッピング

同期検波とダウンサンプリングによって、2720 サンプルから最適な 136 シンボルが取り出される。最適なシンボルの I,Q 成分を複素平面上にデマッピングすると図 3.16 のように表される。デマッピングは 3.1.3 のマッピングで行われたこととまったく反対のことが行われ、図中の数はその点が復号化されたときのバイナリデータを表している。 $\pi/4$ DQPSK については 1 サンプル前の点と次の点との位相遷移量が差動復号化されてバイナリデータが得られる。16QAM は信号点の I,Q 成分がそれぞれ 2bit の情報を表し、合わせて 4bit のバイナリデータに変換される。



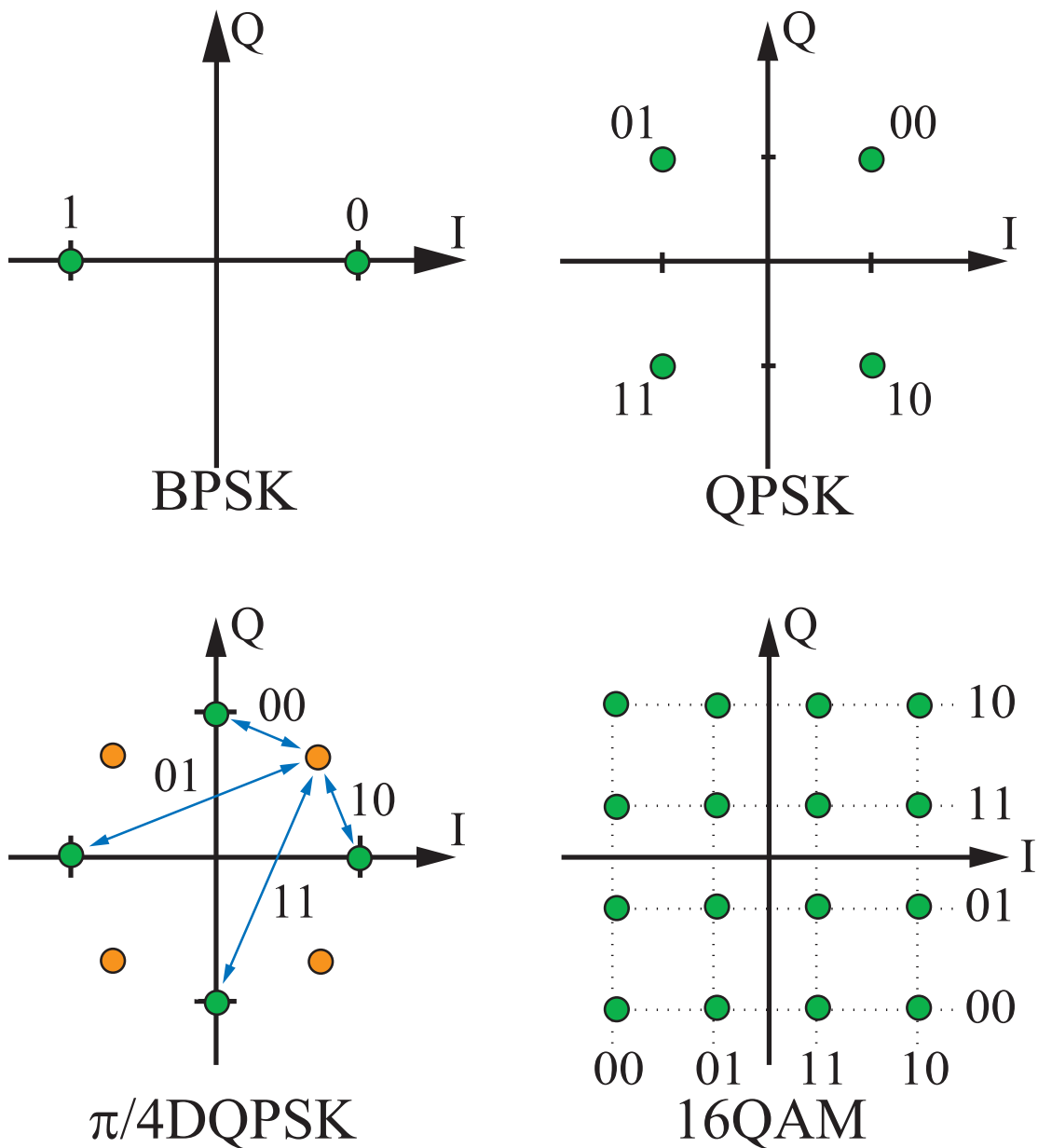


図 3.16: デマッピング

### 3.3 IF 段における送受信機の直接接続

図 3.17 に示されるように、デジタル信号処理ユニットを用いて D/A ポートと A/D ポートを IF 段において直接ケーブルで接続することによって、データの送受信を行う実験系について検討する。

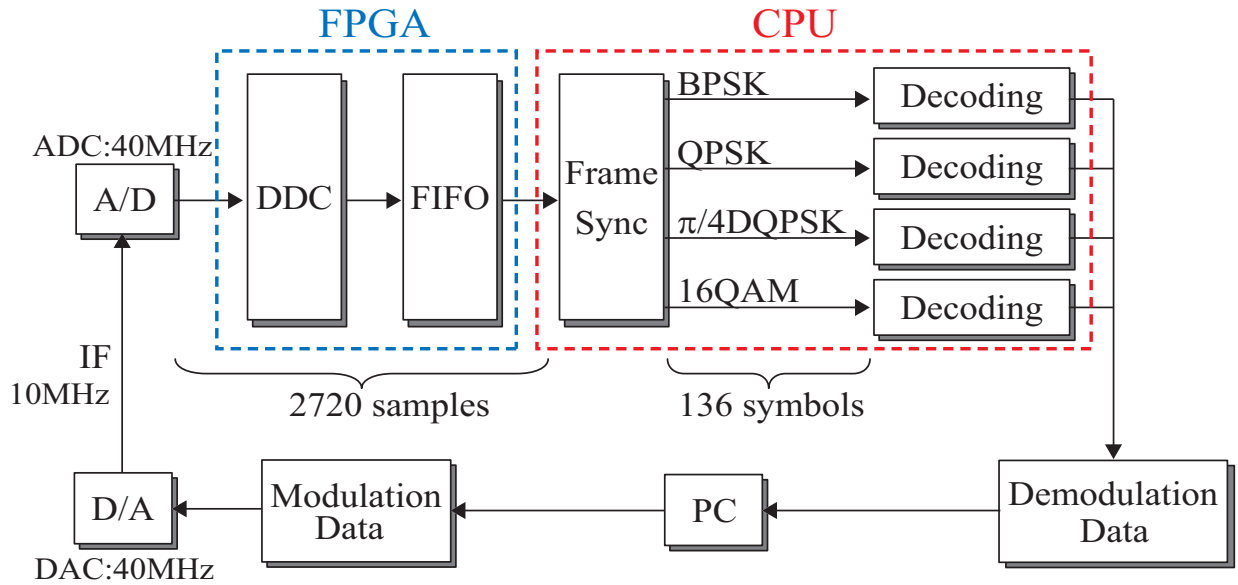


図 3.17: IF 段を直結した実験系の構成

本章第 1 節にあるように，送信データが BPSK，QPSK， $\pi/4$ DQPSK，16QAM のいずれかの変調回路にて変調され，得られたデジタル IF 信号が D/A 変換機によりアナログ信号へと変換されて，その信号が A/D 変換機でデジタル IF 信号へと変換され，DDC されて復調器にかけられることによりもとの送信データを再生する．

D/A 変換機から出力される 14bit の信号データは MATLAB のシミュレーションによって生成され，そのデータをファイル化して図 3.18 に示される D/A 制御コンソールを用いてファイルを読み込むことで D/A 変換機よりアナログ IF 信号が出力される．また，A/D 変換機から受信される IF 信号が ADC，DDC されてデジタルの I,Q 信号に変換されると，図 3.18 に示すようなモニタソフトウェアによってリアルタイムで I,Q の時間軸上の波形表示や複素平面マッピングを表示することができる．

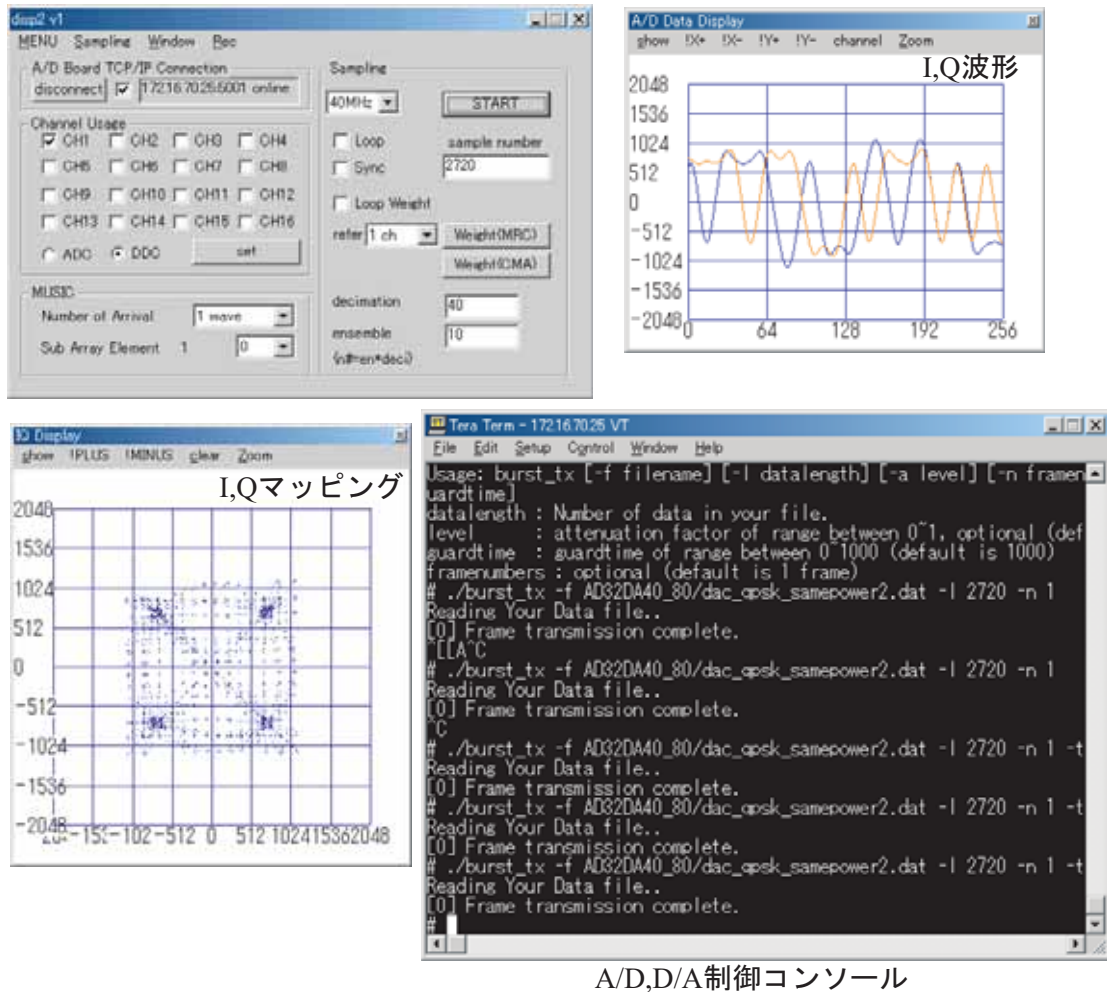


図 3.18: モニタソフトウェアと A/D,D/A 制御コンソール

ケーブルから入力された 14bit のアナログ IF 信号は A/D 変換機で 12bit スケールで ADC され 10MHz の直交キャリアが掛けられる (NCO) . QPSK 変調されている場合 , その出力信号は図 3.19 に示すようになり , 高周波成分が含まれて波形が歪んでいることが確認できる . 図 3.20 は LPF から出力されたベースバンド I,Q 信号を示しており , 高周波が取り除かれた滑らかな波形となっている . そのコンスタレーションパターンは図 3.21 に示される .

ここで同期検波とダウンサンプリングがなされると信号の最適サンプリング点が得られ , コンスタレーションパターンは図 3.22 のようになる . これは図 3.4 の複素平面マッピングと同じ信号点配置となり , 正しく復調されていることを確認できる .

さらに , 図 3.22 の信号点を図 3.16 のように 2bit のバイナリデータに復号化すると元の送信データを得ることができる .

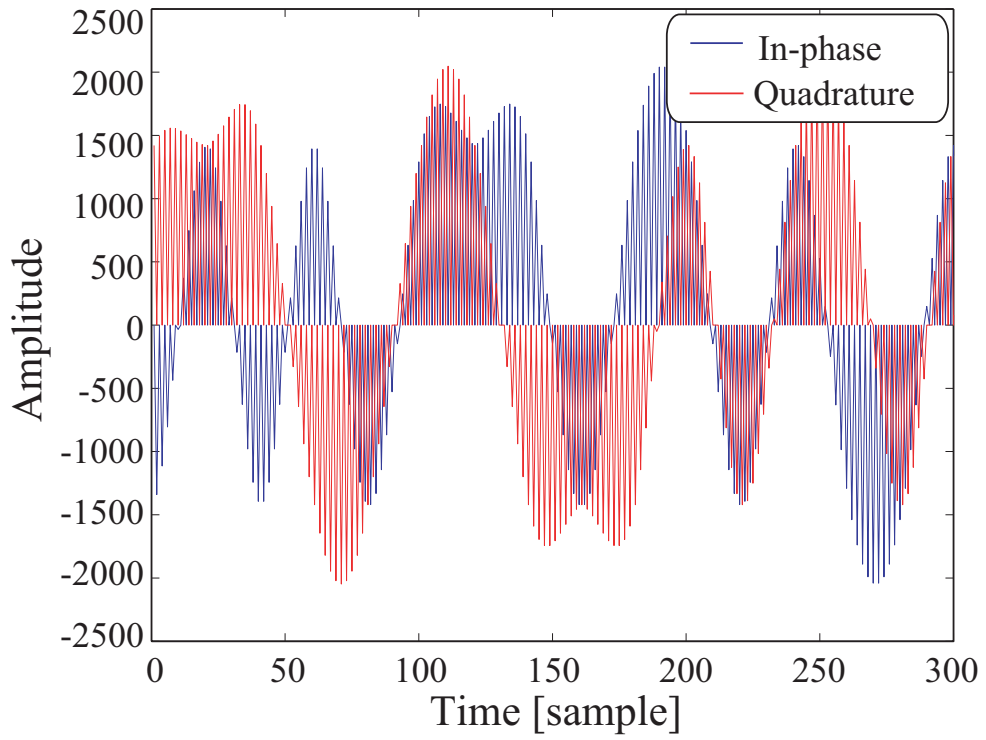


図 3.19: NCO された後のベースバンド I,Q 信号

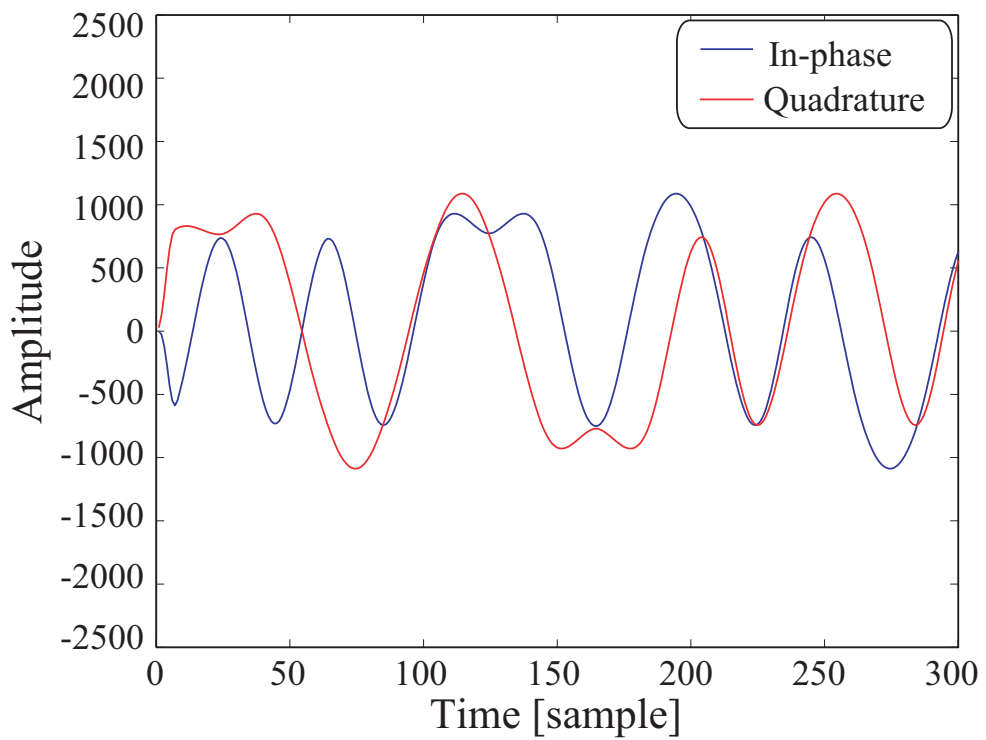


図 3.20: LPF を通過したベースバンド I,Q 信号

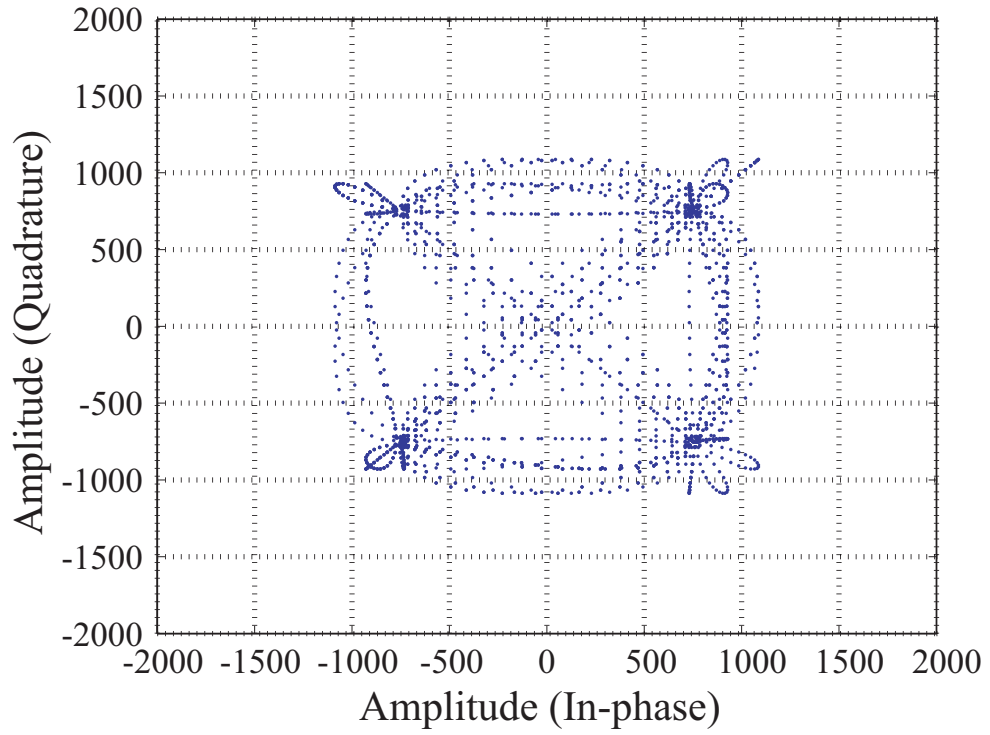


図 3.21: ダウンサンプリング前の I,Q マッピング

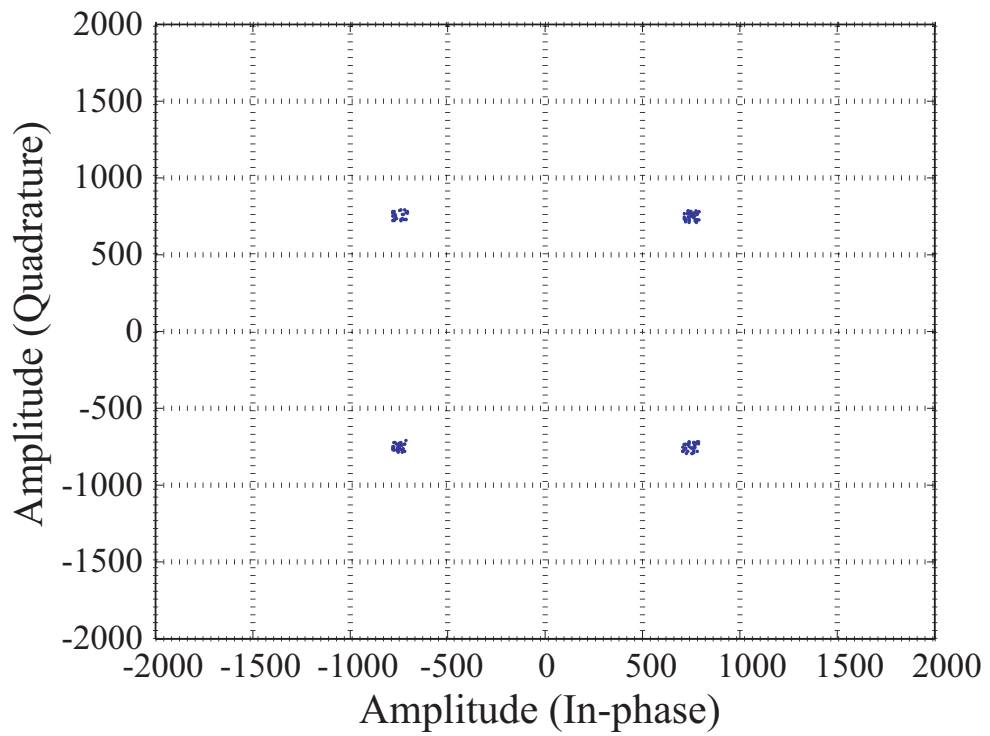


図 3.22: ダウンサンプリング前の I,Q マッピング

### 3.3.1 変調方式の切り換え

D/A 変換機と A/D 変換機でデータ送受信を行う場合，そのデータは 3.1.2 で示されるようなフレーム構成になっており，D/A 変換機から出力される送信データは 20 倍アップサンプリングされているので，BPSK，QPSK， $\pi/4$ DQPSK，16QAM においてそれぞれ 2720 サンプルで構成されている．送受信は連続フレーム，もしくは数を指定してバーストで送受信され，送信側で読み込んだデータファイルの変調方式に対し，受信側では同じ変調方式を指定して復調器を選択することにより正しく復調がなされる．この切り替えはリアルタイムに行うことができ，送受信間のチャンネルの状況によって異なった変調方式でのデータ送受信が可能となる．

### 3.3.2 雑音環境下における BER の評価

IF 段直結における実験系では，ケーブル損を考慮しないことにするとデータ送受信で付加される雑音はごくわずかない．このセクションでは，図 3.23 に示されるように，図 3.24 のような平均が 0，分散が 1 の正規分布をする加法的白色ガウス雑音 (AWGN: Additive White Gaussian Noise) を受信機で DDC された後の信号に加えることで，本来 IF 段において雑音が付加されるのと同様の効果が得られると仮定し，信号の電力を一定として雑音電力を変化させることで SNR per bit ( $E_b/N_0$ ) 対 BER (Bit Error Rate) を測定する．ここで， $E_b$  は bit 当たりの信号電力， $N_0$  は雑音電力をあらわす．

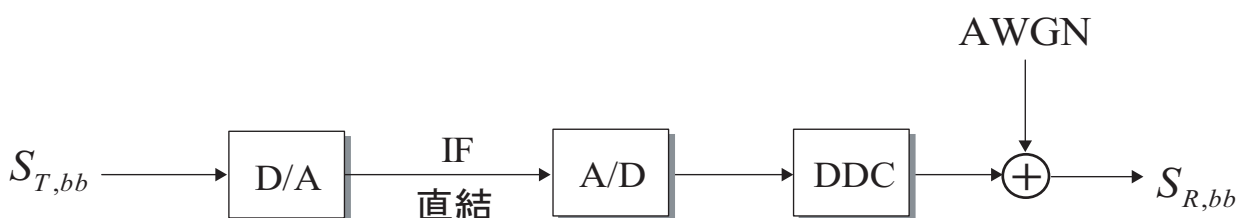


図 3.23: 白色ガウス雑音の付加

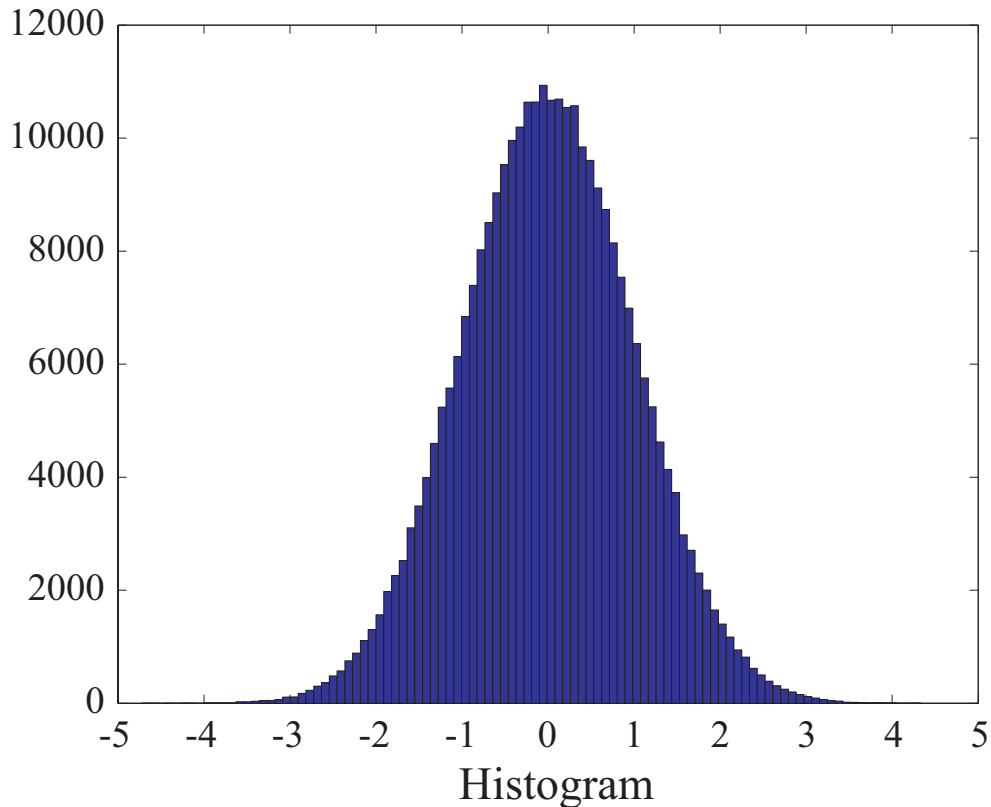


図 3.24: AWGN のヒストグラム

### 3.3.3 送信信号の等電力構成

図 3.3 ~ 図 3.6 のマッピングの構成は変調方式によって異なる振幅値を取って本章第 2 節にあるように変調方式毎に異なる値で正規化されるので，送信される信号の電力も異なってしまう．等電力での各変調方式における BER の比較を行うためには，図 3.25 にあるようにシンボル点が一定の振幅値を取るようマッピングする必要がある．16QAM については定包絡線を持たないので，各シンボルの生起確率が等しいとして，信号の平均電力より一定の振幅値  $A$  を求めている．

一定振幅  $A$  を取るようにマッピングされると，D/A 変換機からの出力信号も一定値を用いて規格化されないと，A/D 変換機に入力される信号は等電力にはならない．ここでは，式 3.19 において各変調方式における  $M$  の値を導出し，その  $M$  の中で最大となる  $M_{max}$  という値を用いて規格化を行う．この手順により A/D 変換機に入力された I, Q 信号のコンスタレーションパターンを図 3.26 に示す．図 3.25 で表される信号点配置と一致しており，各変調方式でほぼ一定の振幅値が得られていることがわかる．

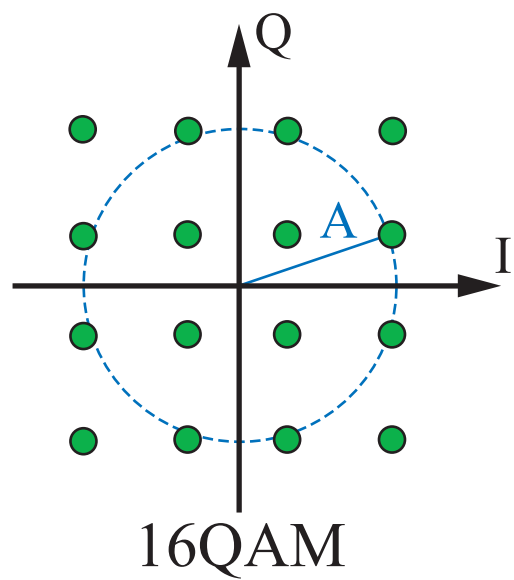
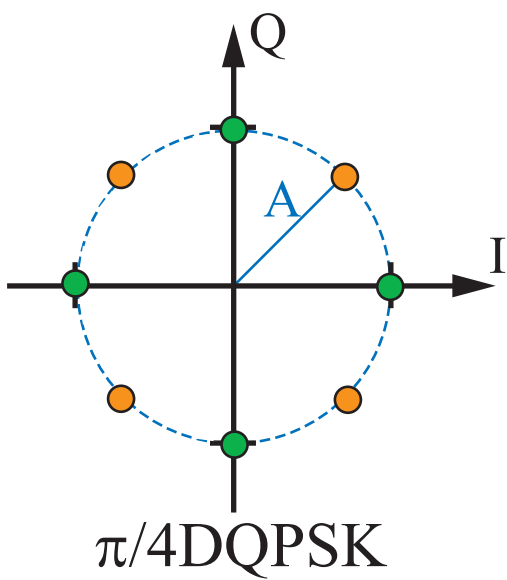
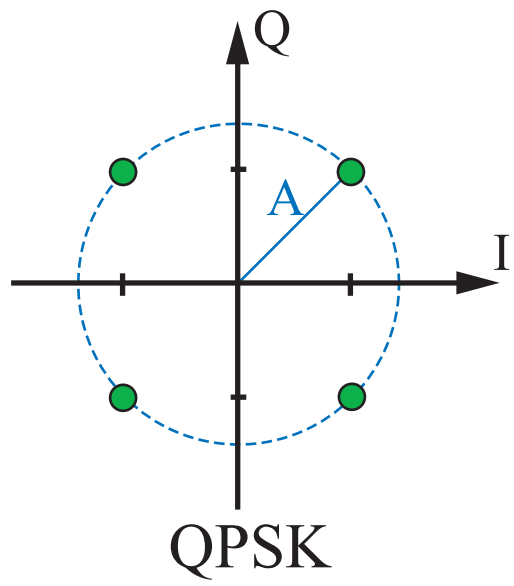
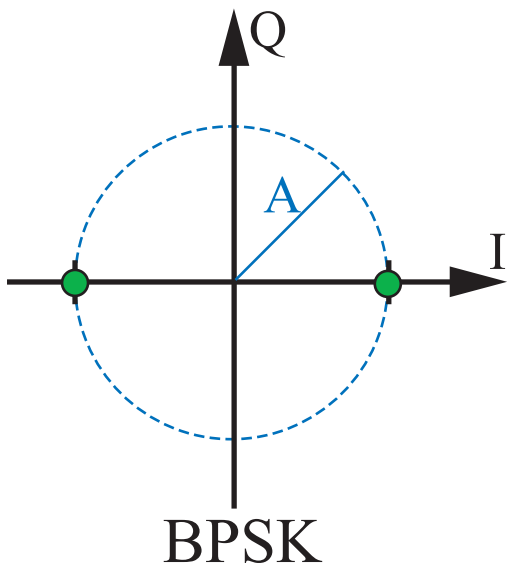


図 3.25: 一定振幅値をとるマッピング構成



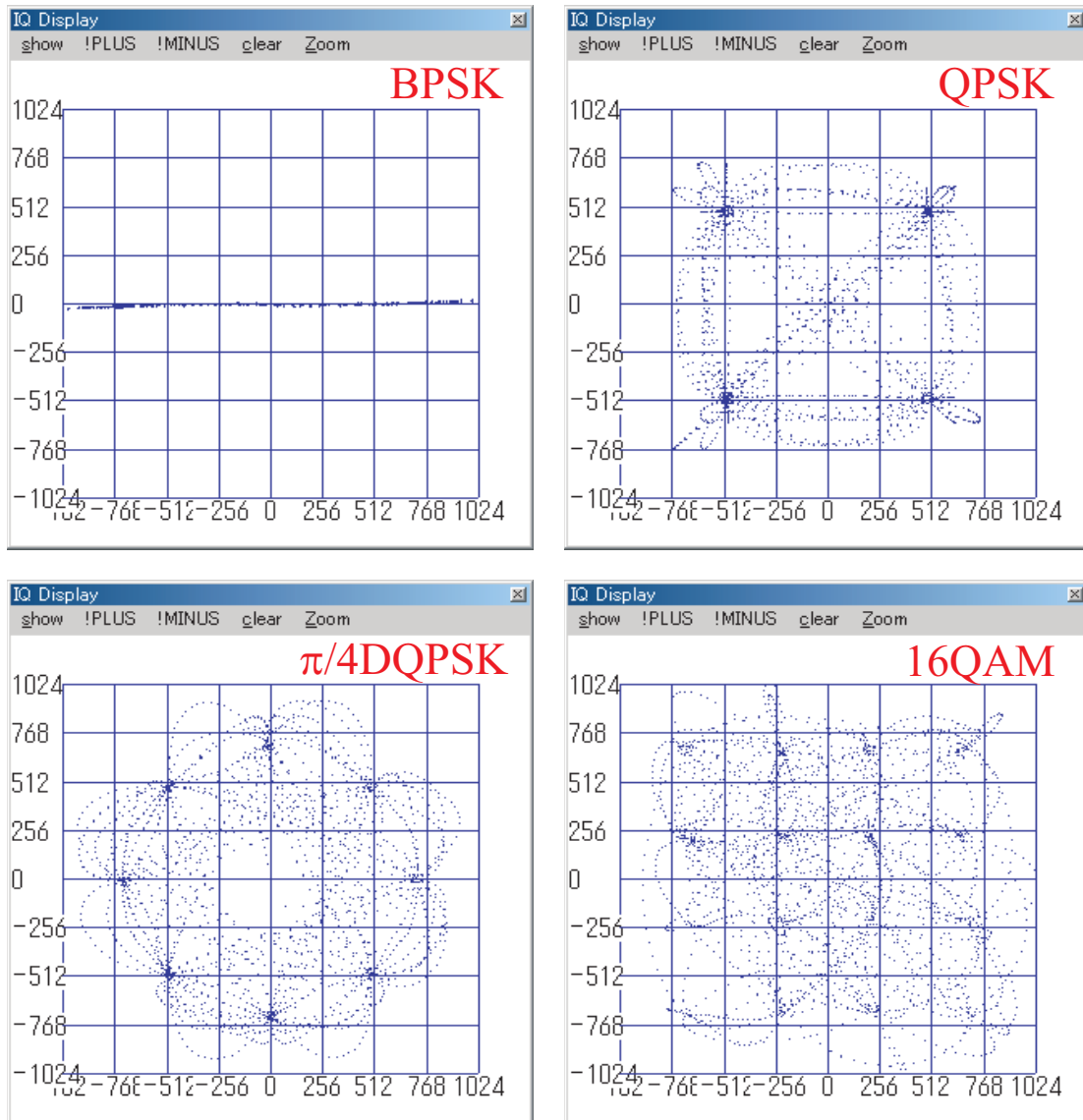


図 3.26: A/D 変換機に入力された等電力信号の I,Q マッピング

### 3.3.4 BER の実験値と理論値

各変調方式のシンボル振幅を  $A$  として、等電力の出力信号を構成する系について  $E_b/N_0$  に対する BER の値を実験的に求める方法と理論的に求める方法とを比較検討する。

#### BPSK

A/D 変換機で受信された BPSK 変調信号の I,Q 成分  $x_i, x_q$  は次式のように表される。

$$x_i = u_i + n_{i0}, \quad x_q = 0 \quad (3.21)$$

$u_i$  はベースバンド信号,  $n_{i0}$  は信号を出力していない際に生じる初期雑音,  $n_i$  は AWGN を表す. AD より受信される信号と初期雑音と AWGN の電力をそれぞれ  $P_s, P_{N0}, P_N$  とすると,

$$P_s = E[u_i^2] + E[n_{i0}^2] \quad (3.22)$$

$$P_{N0} = E[n_{i0}^2] = \sigma_0^2 \quad (3.23)$$

$$P_N = E[n_i^2] = \sigma_N^2 \quad (3.24)$$

と表すことができる. ここで,  $\sigma_0, \sigma_N$  はそれぞれ初期雑音と AWGN の振幅値を表している.  $\sigma^2 = \sigma_0^2 + \sigma_N^2$  とすると, BPSK における SNR は次のようになる.

$$SNR_{BPSK} = \frac{P_s - P_{N0}}{P_{N0} + P_N} = \frac{A^2}{\sigma_0^2 + \sigma_N^2} = \frac{A^2}{\sigma^2} = \frac{2E_s}{N_0} \quad (3.25)$$

$E_s$  は 1 シンボル当たりの電力を表し,  $E_s = E_b = A^2$  が成り立つので,  $(E_b/N_0)_{BPSK}$  は次の関係式を満たす.

$$(E_b/N_0)_{BPSK} = \frac{1}{2} SNR_{BPSK} = \frac{1}{2} \frac{P_s - P_{N0}}{P_{N0} + P_N} \quad (3.26)$$

式 3.26 において,  $P_s, P_{N0}$  は A/D 変換機で受信された信号を同期検波してダウンサンプリングすることによって得られるベースバンド I,Q 信号のサンプル点の分散として求めることができるので,  $E_b/N_0[dB]$  を適当に定めることによって  $P_N$  が求められる. 式 3.24 より, AWGN の振幅値  $\sigma_N$  が求められ, A/D 制御コンソールにてバースト受信を行う際にその値を引数として入力することで, 所望の  $E_b/N_0[dB]$  における BER を計算することができる.

## QPSK, $\pi/4$ DQPSK

BPSK と同様にしてパラメータを設定すると次の関係式が成り立つ.

$$x_i = u_i + n_{i0}, \quad x_q = u_q + n_{q0} \quad (3.27)$$

$$P_s = E[u_i^2 + u_q^2] + E[n_{i0}^2 + n_{q0}^2] \quad (3.28)$$

$$P_{N0} = E[n_{i0}^2 + n_{q0}^2] = 2\sigma_0^2 \quad (3.29)$$

$$P_N = E[n_i^2 + n_q^2] = 2\sigma_N^2 \quad (3.30)$$

$$SNR_{QPSK} = \frac{P_s - P_{N0}}{P_{N0} + P_N} = \frac{A^2}{2\sigma_0^2 + 2\sigma_N^2} = \frac{A^2}{2\sigma^2} = \frac{E_s}{N_0} \quad (3.31)$$

QPSK 変調において,  $E_s = 2E_b = A^2$  が成り立つので,  $(E_b/N_0)_{QPSK}$  は次のようにあらわされる.

$$(E_b/N_0)_{QPSK} = \frac{1}{2} SNR_{QPSK} = \frac{1}{2} \frac{P_s - P_{N0}}{P_{N0} + P_N} \quad (3.32)$$

QPSK においても式 3.32 より BPSK 変調信号と同様な方法により  $P_N$  が求められ, 式 3.30 から  $\sigma_N$  の値を決めることができ,  $E_b/N_0[dB]$  における BER を求めることができる.  $\pi/4$ DQPSK は QPSK とまったく同じパラメータとなるので, 式 3.32 を用いて BER を計算することができる.

## 16QAM

16QAM については QPSK とまったく同様の手法で SNR を求めることができ, その関係式は次のようになる.

$$SNR_{16QAM} = \frac{P_s - P_{N0}}{P_{N0} + P_N} = \frac{A^2}{2\sigma_0^2 + 2\sigma_N^2} = \frac{A^2}{2\sigma^2} = \frac{E_s}{N_0} \quad (3.33)$$

$E_s = 4E_b = A^2$  の関係から, 式 3.32 を 16QAM に適応すると,  $SNR(E_b/N_0)$  は次式で表される.

$$(E_b/N_0)_{16QAM} = \frac{1}{4} SNR_{16QAM} = \frac{1}{4} \frac{P_s - P_{N0}}{P_{N0} + P_N} \quad (3.34)$$

16QAM においても式 3.34 より BPSK, QPSK 変調信号と同様な方法により  $P_N$  が求められ,  $P_N = E[n_i^2] = \sigma_N^2$  であるから  $\sigma_N$  の値を決めることができ,  $E_b/N_0[dB]$  における BER を求めることができる.

以上により求めた BER 特性は図 3.27 に示されるようになる. AWGN の電力の理論値は次式で求められ, 図 3.27 の破線で表される BER 特性を示す.

$$P_{N,BPSK}(\gamma) = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{\gamma}) \quad (3.35)$$

$$P_{N,QPSK}(\gamma) = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{\gamma}) \quad (3.36)$$

$$P_{N,\pi/4DQPSK}(\gamma) = \text{erfc}(\sqrt{\gamma}) \quad (3.37)$$

$$P_{N,16QAM}(\gamma) = \frac{3}{8} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{2}{5}}\gamma\right) - \frac{9}{64} \text{erfc}^2\left(\sqrt{\frac{2}{5}}\gamma\right) \quad (3.38)$$

ここで  $\gamma = A^2/2\sigma^2$  とし, 1bit 当たりのエネルギーに対する雑音電力密度比を表す. また,  $\text{erfc}$  は相補誤差関数で次式で表される.

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2} dt \quad (3.39)$$

図 3.27 を見ると, BPSK, QPSK,  $\pi/4$ DQPSK, 16QAM についてどれも実験値と理論値は大きく値がずれることなく良く似た特性を示していることが確認できる. わずかに実験値が理論値に比べて BER 特性が悪くなっている原因として考えられることは, 実験系によ

る雑音が AWGN 以外にも何らかの形で生じてしまい、また直接接続において送信データを固定小数点化する際に精度が悪化してしまうということ、さらには BER の検討を行う際のサンプル数が少ないこと等が考えられる。

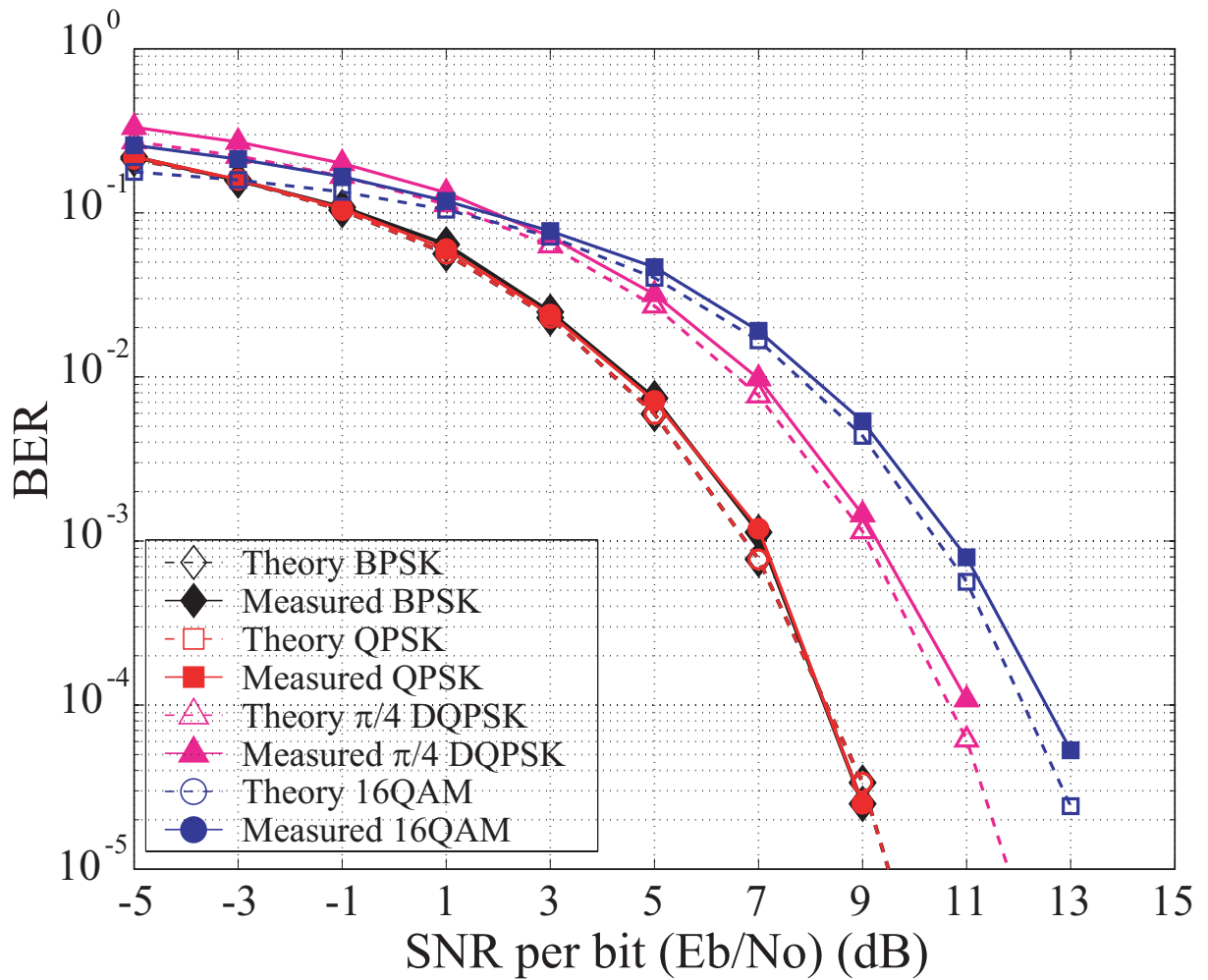


図 3.27: Bit Error Rate

## 第 4 章

### 結論

本論文では，SDR に対応したリアルタイム復調器を実装するために，受信機のソフトウェアを書き換えることで複数の変調方式に対応させるようなデジタル信号処理部の検討を行った．

まず受信機の概要として，A/D,D/A 制御 BOX のデジタル信号処理部の構成を説明した．信号処理部は主に A/D 変換機，D/A 変換機，FPGA と CPU から構成されていることを示し，それぞれの役割を説明した．また，サンプリングにおいて Low-IF 方式を採用して，アナログ IF 信号が DDC されて I,Q のベースバンド信号が得られるまでの信号処理について解説した．

A/D,D/A 制御 BOX を用いて，IF 段においてケーブルで直接接続してデータ送受信を行う実験系について検討した．D/A 変換機から信号源として送信された変調信号が，受信機のデジタル信号処理部を通じて各変調方式に対応した復調器によって復調されることを示した．また，その実験系を雑音環境下においた際の各変調方式の BER 特性と，理論的に求めた BER 特性との比較検討を行った．

BPSK，QPSK， $\pi/4DQPSK$ ，16QAM については，どれも実験値と理論値は大きく値がずれることなく良く似た特性を示していることが確認できた．わずかに実験値が理論値に比べて BER 特性が悪化してしまった原因として考えられることは，AWGN 以外の雑音の影響，直接接続における送信データの固定小数点化，BER の検討におけるサンプル数の不足等が考えられる．しかし，その誤差はごく小さいものであるため，今回実装した復調器によって 4 つ変調方式全てにおいて正しくデータ送受信が行えるということが確認できた．

今後の課題としては，IF 段直結における実験系から，さらに実環境に近づけるために電波暗室における RF 段でのデータ送受信の実験系が考えられる．また，送信機からの信号が変調方式などを変更した場合の受信機側での認識問題についても検討していく必要がある．

# 謝辞

本研究を進めるにあたり、厳しくかつ丁寧に御指導下さった新井宏之教授に深く感謝致します。

また研究生活全般に渡って御指導下さった D2 の金ミン錫 (Minseok Kim) 先輩に深く感謝致します。

最後に研究生活を共に過ごした新井研究室, 市毛研究室の皆様に深く感謝致します。

## 参考文献

- [1] 梅林健太, ”ソフトウェア無線のためのキャリアオフセットのある環境での雑音電力に適応した Blind 変調方式推定” 電子情報通信学会論文誌 B Vol. J84-B No.7 pp.1151-1162 2001 年 7 月.
- [2] 梅林健太, 吉井勇他, ”ソフトウェア無線のための適応変復調と波形歪み補償の一検討” 電子情報通信学会技術研究報告. CS, 通信方式, Vol. 98 Num. 650 pp.31-38 (1999.03)
- [3] 梅林健太, 石井聡他, ”ソフトウェア無線におけるブラインド変調方式推定のためのブラインド等化器の一検討” 電子情報通信学会技術研究報告. SAT, 衛星通信, Vol. 101 Num. 540 pp.25-30 (2002.01)
- [4] 平進太郎, 中川正雄, ”アナログ方式も含めた変調方式の自動識別” 電子情報通信学会技術研究報告. DSP, デジタル信号処理, Vol. 97 Num. 582 pp.29-36 (1998.03)
- [5] S Mukthavaram, ”Design and FPGA Implementation of an Adaptive Demodulator”, B.S.E.E Osmania University, Hyderabad, India, 1997
- [6] S.S. JENG, S.M. CHANG, B.S. LAN, ”Multi-Mode Digital IF Downconverter for Software Radio Application”, IEICI TRANS. COMMUN., VOL.E86-B, NO.12, pp.3498-3511, DEC. 2003.
- [7] 金ミン錫, ”A Study of Implementation of Digital Signal Processing for Adaptive Array Antenna” 横浜国立大学 工学研究科 新井研究室 修士論文, 平成 14 年 2 月.
- [8] 村松慎太郎 ”アダプティブアレー用送受信機のデジタル処理部の構成法に関する研究” 横浜国立大学 工学研究科 新井研究室 修士論文, 平成 15 年 2 月.
- [9] 藤辰男 ”アダプティブアレーのリアルタイムデジタル補正に関する研究” 横浜国立大学 工学部 新井研究室 卒業論文, 平成 15 年 2 月.
- [10] 櫻澤成彰, ”ダイレクトコンバージョン受信機の回路構成法の研究” 横浜国立大学 工学研究科 新井研究室 修士論文, 平成 14 年 2 月.

- [11] 三瓶政一, ”デジタルワイヤレス伝送技術” 科学技術出版
- [12] 斉藤洋一, ”デジタル変復調” 和歌山大学, MWE 2003 Microwave Workshop Digest.
- [13] 関清三, ”デジタル変復調の基礎” オーム社出版
- [14] 中村尚五, ”デジタルフィルタ” 東京電機大学出版局
- [15] 菊間信良, ”アレーアンテナによる適応信号処理” 科学技術出版
- [16] Inter face, ”期待が高まるデジタル通信技術の基礎” CQ 出版社, 2001 年 10 月.