

卒業論文

遅延検波復調器の実装に関する研究

指導教官 新井 宏之 教授

平成17年2月25日提出

0044016 伊藤 浩一

要約

移動通信システムの場合、その通信路は信号の位相と振幅が時間と共に激しく変動するレイリーフェージング通信路になり、この通信路において受信信号の搬送波と位相の再生を必要とする同期検波方式を動作させることは困難となる。そのため、搬送波再生を必要としない遅延検波方式がレイリーフェージング通信路では有効となっている。また、遅延検波方式は、ハードウェアの規模を縮小できる利点も持っており、特に移動通信に適していることが知られている。しかし、遅延検波方式の場合、搬送波再生を必要としないため、周波数オフセットによる位相シフトが誤り率を大きく劣化させる最大の要因となっている。この周波数オフセットは、主として基地局および移動局の送受信機に組み込まれる周波数発振器の不安定性に起因するものであるが、その補償方式として、無変調キャリアを送信して周波数オフセットによる位相シフトを検出する方法や、判定データと周波数オフセット等化出力の誤差が最小となるように位相シフト補償量を制御する判定帰還型周波数オフセット補償方式、ならびに、逡倍操作を用いた周波数オフセット補償方式などが提案されている。本論文では上記に示した利点により遅延検波復調器の実装を行い、また、遅延検波の問題点である周波数誤差(周波数オフセット)について検討をした。まず、移動通信に適した遅延検波の利点と問題点を述べ、デジタル信号処理の基本動作とサンプリング周期について検討する。デジタル信号処理を行う際に用いるFPGAの構造について説明する。次に、問題点で挙げた周波数誤差(周波数オフセット)がMMSE~SMIアルゴリズムにおいてどのような影響を及ぼしているかを検討し、同期検波方式、遅延検波方式について回路構成とデータの流れを明らかにする。そして、復調器の実装に当たって必要となるデジタル信号処理ユニットについて、構成と役割を明らかにし、実装する復調器として本論文で使用するベースバンド遅延検波についての理論を述べ、回路を示す。さらに、コンスタレーション等で実装した復調器が変調データを復調していることを確認する。また、実装したベースバンド遅延検波復調器についてのBER特性を測定し、検討を行う。ここで、遅延検波で問題となっている周波数誤差(周波数オフセット)の影響について、BER特性から検討も行き、周波数誤差(周波数オフセット)が顕著に影響する範囲を明らかにする。また、周波数誤差の影響を定量的に評価するため、SNRを固定し、周波数誤差を10kHzから70kHzと変動させBERへの影響を検討する。

目次

第 1 章	序論	1
1.1	背景および目的	1
1.2	デジタル信号	2
1.3	FPGA の概要	4
第 2 章	検波方式	6
2.1	周波数オフセットの推定	6
2.1.1	MMSE アルゴリズム	6
2.1.2	SMI アルゴリズム	7
2.1.3	周波数オフセット下のウエイト演算	8
2.2	検波方式	10
2.2.1	同期検波方式	10
2.2.2	位相の不確定性	14
2.2.3	差動符号化	14
2.2.4	遅延検波方式	17
第 3 章	遅延検波復調器の実装	21
3.1	受信機の概要	21
3.1.1	デジタル信号処理	21
3.1.2	AD/DA ボード	21
3.1.3	CPU ボード	22
3.1.4	Digital Down Conversion (DDC)	23
3.1.5	Numerical Controlled Oscillator(NCO),Mixer	24
3.1.6	Low Pass Filter(LPF)	24
3.2	変調とデータの流れ	25
3.2.1	送受信の流れ	25
3.2.2	変調回路	26
3.3	復調器の構成	28

3.3.1	変調方式の切り替え	28
3.3.2	IF 段直接接続の実験系	31
3.3.3	コンスタレーションパターン	32
3.3.4	雑音下の BER の評価と BER の理論	33
3.3.5	BER の実験値	35
3.3.6	BER における評価	35
3.3.7	周波数誤差下での BER の検討	36
第 4 章 結論		39
謝辞		40
参考文献		41

第 1 章

序論

1.1 背景および目的

近年、移動体通信システムのデジタル化が提唱されるにあたり、種々のデジタル無線技術に関する研究、開発、実用化が盛んに行われるようになった。陸上における移動通信システムの場合、その通信路は信号の位相と振幅が時間と共に激しく変動するレイリーフェージング通信路になり、この通信路において受信信号の搬送波と位相の再生を必要とする同期検波方式を動作させることは困難となる。そのため、搬送波再生を必要としない遅延検波方式がレイリーフェージング通信路では有効となっている。また、遅延検波方式は、ハードウェアの規模を縮小できる利点も持っており、特に移動通信に適していることが知られている。しかし、遅延検波方式の場合、搬送波再生を必要としないため、周波数オフセットによる位相シフトが誤り率を大きく劣化させる最大の要因となっている。この周波数オフセットは、主として基地局および移動局の送受信機に組み込まれる周波数発振器の不安定性に起因するものであるが、その補償方式として、無変調キャリアを送信して周波数オフセットによる位相シフトを検出する方法や、判定データと周波数オフセット等化出力の誤差が最小となるように位相シフト補償量を制御する判定帰還型周波数オフセット補償方式、ならびに、逡倍操作を用いた周波数オフセット補償方式などが提案されてる。本論文では、上記に示したように移動通信のデジタル化の急速な進展に伴い、復調方式として注目されている遅延検波での復調器の実装を行った。また、遅延検波で問題となっている誤り率の劣化に対して周波数オフセットの影響を検討した。

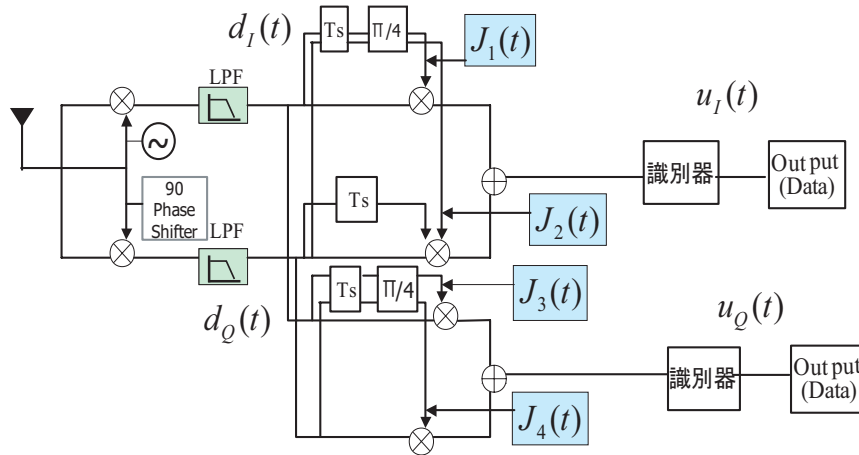


図 1.1: ベースバンド遅延検波回路

1.2 デジタル信号

アナログ信号とは信号源から得られる信号そのものか、または、それを縮小や拡大したもののことをいう。すなわち、図 a に示すようにその値は連続的に変化し、時間的に途切れることはない。離散時間信号 (discrete-time signal) は、図 b に示すように、アナログ信号の瞬時値を一定周期で抜き出したものである。この瞬時値を抜き出すことをサンプリング (sampling) という。サンプリング周期が適切であれば、離散時間信号は元のアナログ信号の性質を十分保有している。

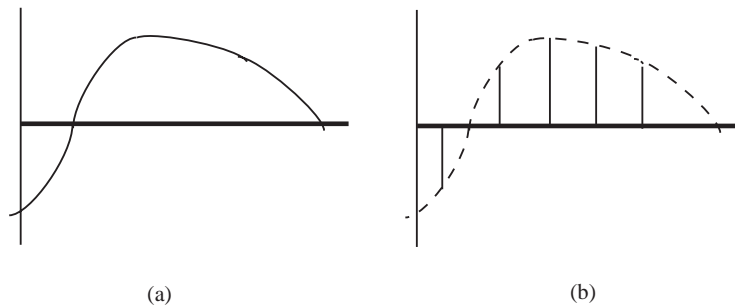


図 1.2: アナログ信号

デジタル信号は、離散時間信号の値を数値で示したものである。この数値の桁長 (表現精度) が十分であればデジタル信号は離散時間信号と等価なものになる。したがって、デジタル信号の処理とは離散時間信号の処理をデジタル電子回路上で行うことといえる。デジタル信号処理系を用いる場合の基本構成を図 1.3 に示す。

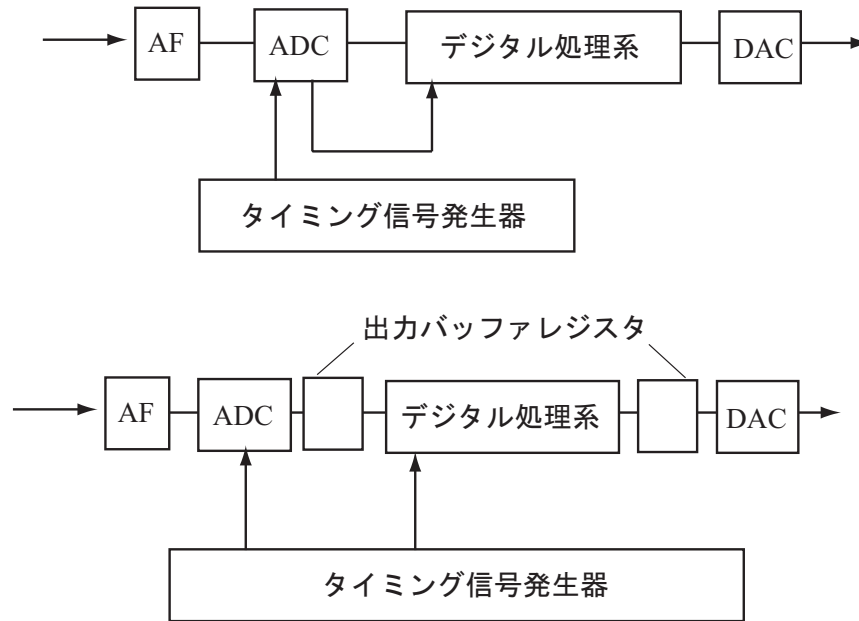


図 1.3: デジタル基本回路

アナログ信号を AD 変換器でデジタル信号に変換して、デジタル信号処理系に入力して、デジタル演算処理を施し、出力されたデジタル信号を DA 変換器でアナログ信号に変換するものである。なお、AF は不要な高周波信号除去するための低域通過フィルタである。逐次動作構成においては、タイミング信号は AD 変換を起動する。AD 変換動作が終了すれば、デジタル信号処理を起動し、入力動作、演算動作を行い、続いて DA 変換機へ出力動作を行う。DA 変換器はデータがされたことで DA 変換動作を行う。これらの逐次動作をタイミング信号ごとに繰り返すものである。一方、並行動作構成においては、タイミング信号は、AD 変換を起動させるとともに、デジタル処理系を起動し、AD 変換器の出力バッファの信号を取り込ませて演算処理を開始させ、さらに、デジタル処理系の出力バッファ値を DA 変換させるような、3 者の並行動作を行うものである。サンプリング周期について述べる。いま、AD 変換器の変換時間を T_{AD} 、デジタル系の演算時間を T_{OP} 、DA 変換器の変換時間を T_{DA} 、サンプリング周期を T とすれば、逐次動作において、図?? に示すように、

$$T > T_{AD} + T_{OP} + T_{DA} \quad (1.1)$$

となる。また、並行動作構成においては、

$$T > T_{OP} \quad (1.2)$$

となり、高速な処理となっている。すなわち、AD 変換器には出力バッファレジスタがあり、AD 変換器が入力 $x_1(t)$ の変換動作中でも、直前の変換値 $x_2(t - T_T)$ を保有している。また、デジタル処理系にも出力バッファレジスタを設ければ、DA 変換器が直前の値 $x_3(t - T)$

を出力することもできる。したがって、AD変換器のAD変換動作、デジタル処理系の演算動作、および、DA変換器のDA変換動作の3動作を並行に稼動することができ、3動作で最も大きい時間がその処理時間になる。

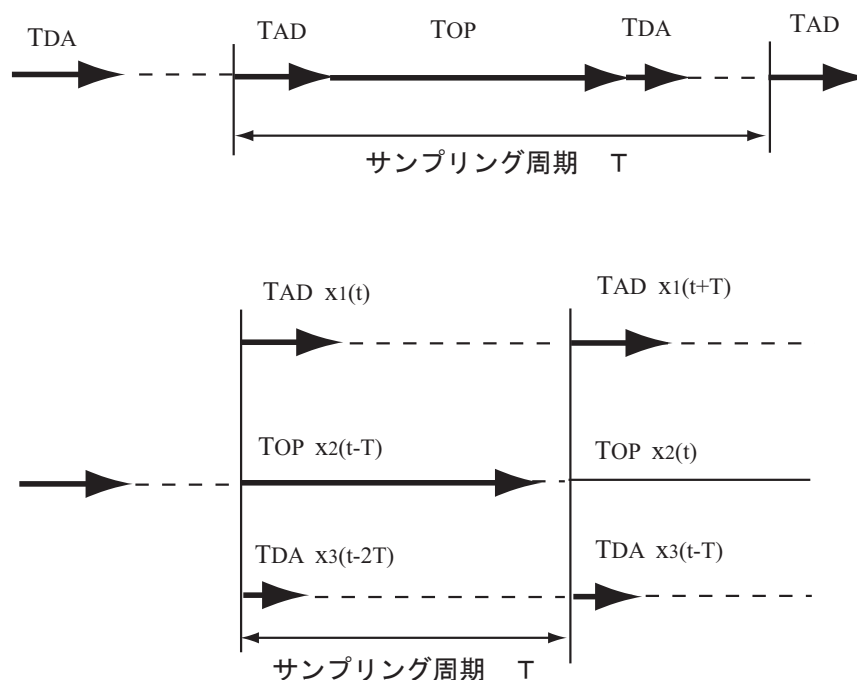


図 1.4: デジタル処理系の動作タイミング

1.3 FPGAの概要

本研究で用いた A/D 制御 BOX にはデジタル信号処理を行うために FPGA により回路を構成する。このセクションでは FPGA の概要について述べる。

デジタル信号処理を行う LSI として FPGA(Field Programmable Gate Array) がある。FPGA は、内部の論理回路をユーザーが自由に変更できる。FPGA は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、配線の結線情報をプログラムして任意の回路を作る。構成を図 1.5 に示す。プログラムは HDL(Hardware Discription Language) で行う。本研究では VHDL を用いている。

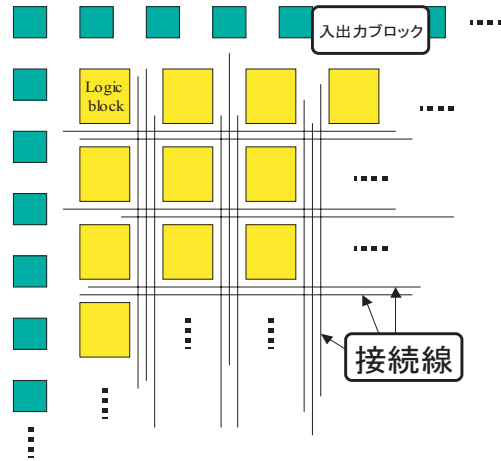


図 1.5: FPGA の構成

DSP は並列処理ができないためにアレーアンテナにおいてリアルタイム処理をするのが困難である。ASIC は処理能力は高いが論理回路の変更ができない。一方、FPGA は論理回路の変更ができ、希望の回路を作ることができる。

本論文では、上記の FPGA をもとに、デジタルでの復調器の実装を主に述べていく。

本論文の構成を示す。第 2 章ではアダプティブアレーアルゴリズム、SMI アルゴリズムを説明し、周波数オフセットによる影響について説明する。また、変調波の復調に必要な検波方式について説明する。第 3 章では、回路構成が簡単になる遅延検波方式の復調器の実装に関わる各デジタル信号処理に必要なユニットについて説明する。また、遅延検波復調器の実装において、IQ によるマッピングで実装を確認して、BER を測定し検討した。そして、遅延検波において周波数オフセットがどのような影響を及ぼしているのかを検討する。第 4 章で本研究のまとめを述べる。

第 2 章

検波方式

この章では、周波数オフセットについて解説する。また、位相変調された信号を復調する際に、受信側で必要となる各検波方式について解説する。主として、遅延検波方式について解説していく。

2.1 周波数オフセットの推定

ここでは、アダプティブアレーの基本原理と SMI アルゴリズム、また周波数オフセットとの関わりを説明する。

2.1.1 MMSE アルゴリズム

MMSE アダプティブアレーは所望のアレー応答である参照信号と実際のアレー信号出力信号との差(誤差信号)を最小にすることによって最適なウエイトを得るシステムである。この方式ではアダプティブマルチステアリングと同時にアダプティブビームフォーミングを行うため、素子配列やシステム構成に制約を受けないという長所がある反面、参照信号として厳密には所望信号そのものを必要とする矛盾がある。実際には、所望信号の性質(周波数帯、変調方式等)に関する予備知識があるので、後述するようにアレー出力信号を適当の処理することによって適切な参照信号を得ることができた。したがって、受信側で所望信号のレプリカである参照信号をつくるという概念は現実的な手段となり、便宜上、アダプティブプロセッサが完全な所望信号の性質を知っているとして特性の解析を進めることができる。最小化の対象となる誤差信号 $e(t)$ 、すなわち、所望のアレー応答(参照信号) $r(t)$ と実際のアレー出力信号 $y(t)$ との差は次式で与えられる。

$$e(t) = r(t) - y(t) = r(t) - W^H X(t) \quad (2.1)$$

それ故に、誤差信号の 2 乗の期待値 (平均 2 乗誤差) は次のように表される。

$$\begin{aligned} E[|e(t)|^2] &= E[|r(t) - y(t)|^2] = E[|r(t) - W^H X(t)|^2] \\ &= E[|r(t)|^2] - W^T r_{xr}^* - W^H r_{xr} + W_H R_{xx} W \end{aligned} \quad (2.2)$$

ここに、 r_{xr} は参照信号と入力ベクトルとの間の相関ベクトルであり、次式で定義される。

$$\begin{aligned} r_{xr} &= E[X(t)r^*(t)] \\ &= [E[x_1(t)r^*(t)], E[x_2(t)r^*(t)], \dots, E[x_R(t)r^*(t)]]^T \end{aligned} \quad (2.3)$$

ウエイトベクトル W を適切に選ぶことによって式 (2.2) の平均 2 乗誤差を最小にすることが目的である。式 (2.2) はウエイトベクトル W の 2 次関数であり、相関行列 R_{xx} が正定値であるので極値が唯一の最小値となる。それ故、平均 2 乗誤差を最小にするウエイトベクトル W の値 (最適ウエイト) は式 (3.2) のウエイトベクトルに関する勾配を零とおく、すなわち、

$$\Delta E[|e(t)|^2] = 0 \quad (2.4)$$

によって求めることができる。上式中の $\Delta E[|e(t)|^2]$ は平均 2 乗誤差のウエイトベクトルに関する勾配であり、ベクトルに微分演算法を用いると

$$\Delta E[|e(t)|^2] = -2r_{xd} + 2R_{xx}W \quad (2.5)$$

と得られるので、最適ウエイト W_{opt} は次式で与えられる。

$$W_{opt} = R_{xx}^{-1}r_{xd} \quad (2.6)$$

これはウィナー解と呼ばれる。

2.1.2 SMI アルゴリズム

SMI は、サンプルされた入力データから相関行列、相関ベクトルを推定し、閉形式で与えられている最適ウエイトの理論式に代入することによって直接、ウエイトの最適値を求める方法である。相関行列の推定のためのアルゴリズムは一般に次式で与えられる。

$$R_{xx}(0) = \delta I \quad (2.7)$$

$$R_{xx}(m) = \beta R_{xx}(m-1) + (1-\beta)X(m)X^H(m) \quad (m=1, 2, \dots) \quad (2.8)$$

ここに、 I は単位行列である。また、 β は $0 < \beta < 1$ を満たす実数パラメータ (忘却係数) であり、推定の時定数をコントロールする。もし、 $1-\beta = 1/m$ であるならば、式 (2.2.1) は

$$R_{xx}(m) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m X(i)X^H(i) \quad (2.9)$$

とかけ、相関行列が $X(i)X^H(i)$ ($i = 1, 2, \dots, m$) の一様平均によって推定されることを意味する。これに対して、 m に関わらず β が一定値であるならば、式は

$$R_{xx}(m) = \beta R_{xx}(0) + (1 - \beta) \sum_{i=1}^m \beta^{m-i} X(i)X^H(i) \quad (2.10)$$

$(m = 1, 2, \dots)$

と変形でき、古いデータはサンプル値ほど相関行列に対する寄与が指数関数的に小さくなっていくことがわかる。一方、相関ベクトルも同様にして次のように推定することができる。

$$r_{xr}(1) = X(1)r^*(1) \quad (2.11)$$

$$r_{xr}(m) = \beta r_{xr}(m-1) + (1 - \beta)X(m)r^*(m) \quad (m = 2, 3, \dots) \quad (2.12)$$

これを式に代入して最適ウエイトを得る。

$$W_{opt}(m) = R_{xx}^{-1}(m)r_{xr}(m) \quad (m = 1, 2, \dots) \quad (2.13)$$

2.1.3 周波数オフセット下のウエイト演算

周波数オフセットが存在すると、アダプティブアレーアンテナの性能が低下することがわかっている。ここでは、その原因を、MMSE-SMI アルゴリズムに注目し、説明する。周波数オフセットが存在する場合、MMSE-SMI アダプティブアレーアンテナの問題点については、出力 SINR が劣化されることが挙げられる。この、性能の劣化の原因は、相関行列 R_{xx} ではなく、参照信号と入力信号で生成される相関ベクトル r_{xr} にある。今、2 素子のリニアアレーを想定する。希望信号 $s_d(i)$ 、干渉信号 $s_i(i)$ 到来角をそれぞれ θ_d 、 θ_i とする。希望信号周波数オフセット、位相オフセット $(\Delta f_s, \Delta \psi_s)$ 干渉信号周波数オフセット、位相オフセット $(\Delta f_i, \Delta \psi_i)$ がそれぞれ存在するとき、素子間隔半波長の各素子の入力信号の等価低域系表現は、

$$x_1(i) = s_d(i)e^{j(2\pi\Delta f_s iT_s + \Delta \psi_s)} + s_i(i)e^{j(2\pi\Delta f_i iT_s + \Delta \psi_i)} + n_1(i) \quad (2.14)$$

$$x_2(i) = s_d(i)h_{d2}e^{j(2\pi\Delta f_s iT_s + \Delta \psi_s)} + s_i(i)h_{i2}e^{j(2\pi\Delta f_i iT_s + \Delta \psi_i)} + n_2(i) \quad (2.15)$$

となる。ここで、 h_{d2} 、 h_{i2} はアレーステアリングである。式をベクトル表示すると、

$$X(i) = s_d(i)h_d e^{j(2\pi\Delta f_s iT_s + \Delta \psi_s)} + s_i(i)h_i e^{j(2\pi\Delta f_i iT_s + \Delta \psi_i)} + n(i) \quad (2.16)$$

となる。ここで、ベクトル $h_d = [1, h_{d2}]^T = [h_{d1}, h_{d2}]$ 、 $h_i = [1, h_{i2}]^T = [h_{i1}, h_{i2}]^T$ は希望波、干渉波のステアリングベクトル、 $n(i) = [n_1(i), n_2(i)]^T$ は雑音ベクトルである。式からわか

るように周波数オフセット、位相オフセットが存在する場合には、ステアリング項である $h_d e^{j(2\pi\Delta f_s i T_s + \Delta\psi_s)}$ 及び $h_i e^{j(2\pi\Delta f_i i T_s + \Delta\psi_i)}$ が、周波数オフセットにより時間とともに変化する。ここで、位相オフセット $\Delta\psi_{s,i}$ は時変量で r はないため、 $h_d e^{j(2\pi\Delta f_s i T_s + \Delta\psi_s)} = h'_d e^{j(2\pi\Delta f_s i T_s)}$ と表すことができる。以後は、周波数オフセットに着目する。周波数オフセット存在下での相関ベクトル r_{xr} は、

$$r_{xr} = E[r^*(i)X(i)] \quad (2.17)$$

$$= E[r^*(i)s_d(i)h'_d e^{j2\pi\Delta f_s i T_s}] + E[r^*(i)s_i s_i(i)h'_i e^{j2\pi\Delta f_i i T_i}] + E[r^*n(i)] \quad (2.18)$$

$$= P_d h'_d e^{j2\pi\Delta f_s i T_s} + \xi(i) \quad (2.19)$$

となる。ここで、平均化時間 ($E[\cdot]$) は、 $1/\Delta f_s$ より十分小さいものとする。 P_d は、希望信号の電力である。 $\xi(i) = E[r^* s_i h'_i e^{j2\pi\Delta f_i i T_i}] + E[r^* n(i)]$ となる。通常、オフセットがない場合には $\xi(i) = 0$ が成り立つ。しかし、周波数オフセットがある場合には、 $\xi(i)$ が無視できない値となる。式の相関ベクトル r_{xr} は、周波数オフセット成分を含んでおり、その影響を受けて常に変動している。このため、アレーから見た場合には、常にステアリングが動いており、入射角が毎時変化しているようにも見える。同じような現象として、ドップラー周波数が考えられるが、ドップラー周波数は想定させるのが高々数 $10[\text{Hz}]$ に対して、周波数オフセットの場合には、数 $[\text{kHz}]$ が想定される。よって、式に示したように、周波数オフセットがある場合には、アレーのステアリングの回転がドップラーに比べて数百倍と高速になる。このように、周波数オフセットによる高速な変動に適応アルゴリズムが追従できないため、ウェイトが毎時変化し定常状態にならず、出力 SINR も変動し平均 SINR が劣化する。一方、相関行列 R_{xx} の各要素は、入力ベクトル $X(i)$ の各要素とその複素共役の乗算である。このため、周波数オフセット項は相殺される。図 2.1 は、SMI アルゴリズムでの出力 SINR の演算に対する周波数オフセットの影響をシミュレーションしたものである。周波数オフセットによって出力 SINR が劣化していることがわかる。

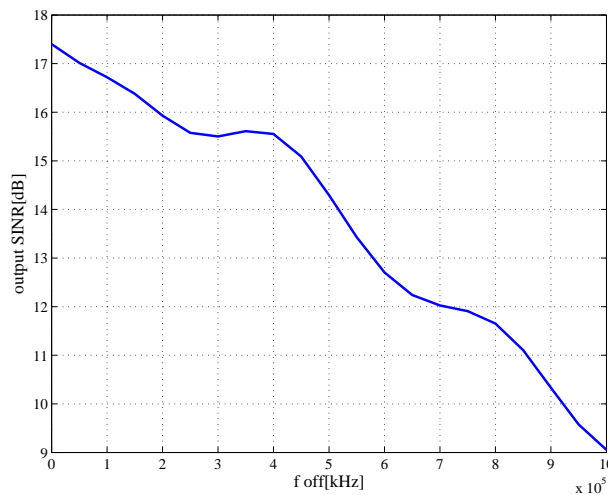


図 2.1: 周波数オフセットによる SMI アルゴリズムでの出力 SINR の劣化

2.2 検波方式

変調波を復調する場合には、検波をする必要がある。検波の際に上記に述べた周波数誤差（周波数オフセット）が生じてしまう場合がある。ここでは、各検波方式について説明する。

2.2.1 同期検波方式

図 2.2 は同期検波のブロック構成を示したものである。同図に記すように、まず、キャリア再生回路において、受信波 $r(t)$ から搬送波の周波数と位相の合った（同期した）基準搬送波 $p(t)$ を再生し、再生された基準搬送波と受信波を乗算することにより、信号 $r_d(t)$ を生成する。次に、信号 $r_d(t)$ をローパスフィルタに通過させることにより、低域成分（ベースバンド信号成分）を抽出する。以下、BPSK、QPSK に対する同期検波について述べた後、キャリア再生回路について説明する。

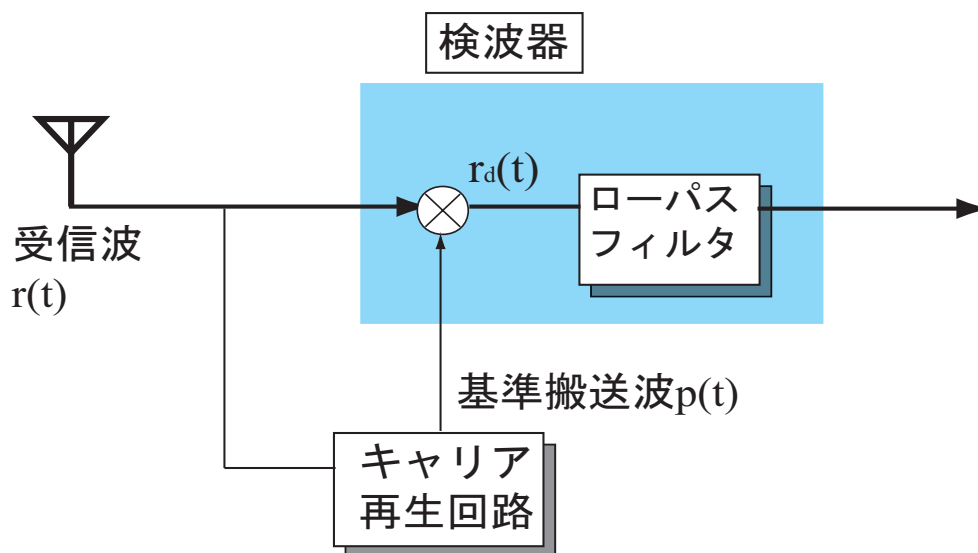


図 2.2: 同期検波のブロック図

BPSK における同期検波

図 2.3 は、BPSK に対して同期検波を適用した復調器の構成を示したものである。

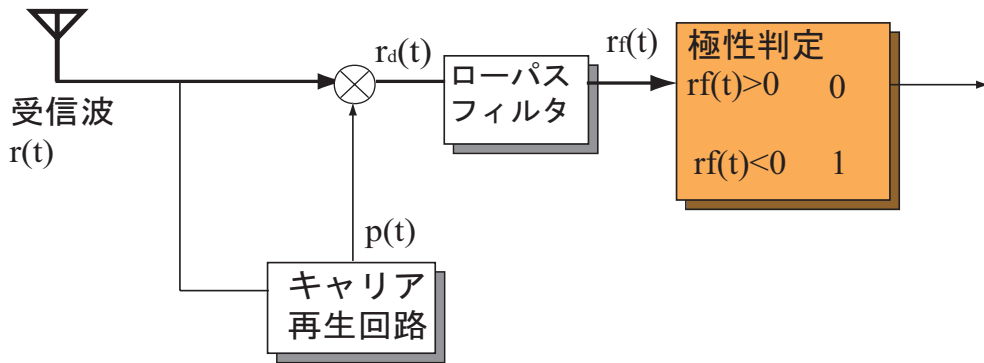


図 2.3: BPSK に対する同期検波のブロック図

受信波 $r(t)$ とキャリア再生回路によって生成された基準搬送波 $p(t)$ を乗算した信号 $r_d(t)$ は、次式で表される。

$$\begin{aligned} r_d(t) &= r(t)p(t) = A \cos(2\pi f_c t + \phi_m(t)) \cos(2\pi f_c t) \\ &= \frac{A}{2} (\cos \phi_m(t) + \cos(4\pi f_c t + \phi_m(t))) \end{aligned} \quad (2.20)$$

上式中の高調波成分 $\cos(4\pi f_c t)$ をローパスフィルタによって取り除くことによって、次式に示すベースバンド信号 $r_f(t)$ を得る。

$$r_f(t) = \frac{A}{2} \cos \phi_m(t) = \begin{cases} \frac{A}{2} (\phi_m(t) = 0) \\ -\frac{A}{2} (\phi_m(t) = \pi) \end{cases} \quad (2.21)$$

ここで、雑音やフェージングの影響を受けると $r_f(t)$ の値は変動するため、データ値 " d_k " は次式によって判定される。

$$"d_k" = \begin{cases} "0" (r_f(t) > 0) \\ "1" (r_f(t) < 0) \end{cases} \quad (2.22)$$

QPSK における同期検波

QPSK についても、BPSK と同様の処理が行われる。図 2.4 は、QPSK に対して同期検波を適用した復調器の構成を示したものである。

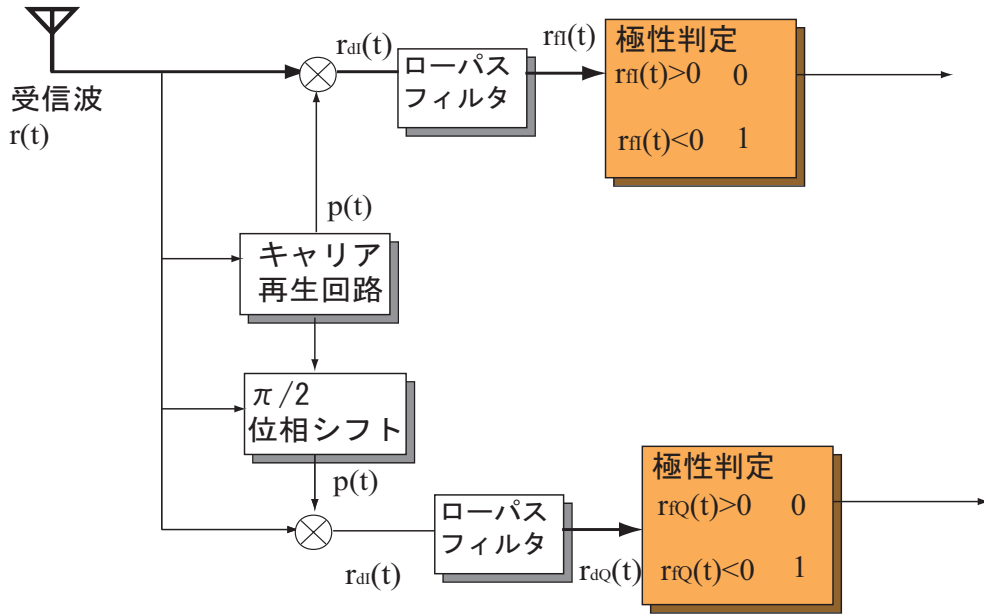


図 2.4: QPSK に対する同期検波のブロック図

QPSK では、直交する 2 つの搬送波を用いて 2 ビットのデータ値を送信することに着目して、受信波 $r(t)$ に対して、次式に示す基準搬送波 $p_I(t)$ と $p_Q(t)$ を用いる。

$$p_I(t) = \cos(2\pi f_c t) \quad (2.23)$$

$$p_Q(t) = -\sin(2\pi f_c t) \quad (2.24)$$

受信波 $r(t)$ と基準搬送波 $p_I(t)$ を乗算した信号 $r_{dI}(t)$ は、式 (2.20) に示した BPSK と同じ結果となる。受信波 $r(t)$ と基準搬送波 $p_Q(t)$ を乗算した信号 $r_{dQ}(t)$ は、次式のように計算できる。

$$\begin{aligned} r_{dQ}(t) &= r(t)p_Q(t) = -A \cos(2\pi f_c t + \phi_m(t)) \sin(2\pi f_c t) \\ &= \frac{A}{2} (\sin \phi_m(t) - \sin(4\pi f_c t + \phi_m(t))) \end{aligned} \quad (2.25)$$

$r_{dI}(t)$ と $r_{dQ}(t)$ の高調波成分をローパスフィルタによって取り除くことにより、次式に示すベースバンド信号 $r_{fI}(t)$ と $r_{fQ}(t)$ を得る。

$$r_{fI}(t) = \frac{A}{2} \cos \phi_m(t) = \begin{cases} \frac{A}{2\sqrt{2}} (\phi_m(t) = \pm \frac{\pi}{4}) \\ -\frac{A}{2\sqrt{2}} (\phi_m(t) = \pm \frac{3\pi}{4}) \end{cases} \quad (2.26)$$

$$r_{fQ}(t) = \frac{A}{2} \sin \phi_m(t) = \begin{cases} \frac{A}{2\sqrt{2}} (\phi_m(t) = \frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}) \\ -\frac{A}{2\sqrt{2}} (\phi_m(t) = -\frac{\pi}{4}, -\frac{3\pi}{4}) \end{cases} \quad (2.27)$$

ここで、雑音やフェージングの影響を受けると、 $r_{fI}(t)$ と $r_{fQ}(t)$ の値は変動するため、データ値 " d_{2k}, d_{2k+1} " は次式によって判定される。

$$d_{2k}, d_{2k+1} = \begin{cases} "0, 0" & (r_{fI}(t) > 0, r_{fQ}(t) > 0) \\ "1, 0" & (r_{fI}(t) < 0, r_{fQ}(t) > 0) \\ "1, 1" & (r_{fI}(t) < 0, r_{fQ}(t) < 0) \\ "0, 1" & (r_{fI}(t) > 0, r_{fQ}(t) < 0) \end{cases} \quad (2.28)$$

キャリア再生回路

同期検波を実現する場合、キャリア再生回路において正確に基準搬送波を再生する必要がある。図 2.5 は BPSK 復調器においてキャリア再生回路の構成例を示したものである。BPSK 変調された受信波 $r(t)$ を

$$r(t) = A \cos(2\pi f_c t + \phi_m), (\phi = 0, \pi) \quad (2.29)$$

とすると、2乗器からの出力 $r_c(t)$ は次式のように表現される。

$$r_c(t) = A^2 \cos^2(2\pi f_c t + \phi_m) = \frac{A^2}{2} (1 + \cos(4\pi f_c t + 2\phi_m)) \quad (2.30)$$

上式において、 $2\phi_m \bmod 2 = 0$ (\bmod : 乗余) となることに着目すれば、 $r_c(t)$ は、次式のように変形できる。

$$r_c(t) = \frac{A^2}{2} (1 + \cos(4\pi f_c t)) \quad (2.31)$$

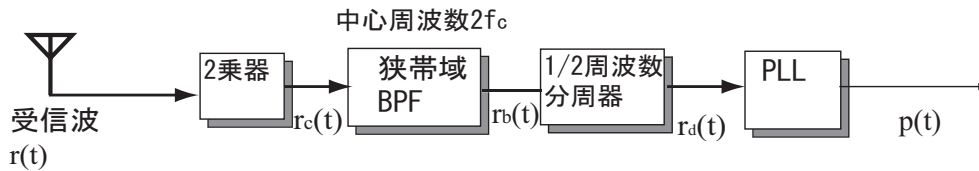


図 2.5: BPSK 復調器に対するキャリア再生回路の構成図

信号 $r_c(t)$ を中心周波数 $2f_c$ の狭帯域バンドパスフィルタ (BPF) に通過させると、搬送波周波数の 2 倍の成分 r_b が抽出され、次式のように表すことができる。

$$r_b(t) = \frac{A^2}{2} \cos(4\pi f_c t) \quad (2.32)$$

さらに、1/2 周波数分周器において信号 $r_b(t)$ の周波数が 1/2 倍された後、位相同期発振器 (PLL; Phase Locked Loop) において信号 $r_b(t)$ の位相が正確に再生されることにより、次式に示すような基準搬送波 $p(t)$ が得られる。

$$p(t) = \cos(2\pi f_c t) \quad (2.33)$$

ただし、 $A^2/2$ は定数係数なので、ここでは無視する。ところで、1/2 周波数分周器において周波数 $2f_c$ をもつ信号 $r_b(t)$ を 1/2 分周する際、1/2 分周された信号の位相が一意に定まらない現象、すなわち "位相不確定性" と呼ばれる現象が生じる。

2.2.2 位相の不確定性

信号 $r_d(t)$ の $1/2$ 分周を開始する時間の基準のとり方によって、2種類の異なる位相 ($0, \pi$) をもつ信号 $r_d(t)$ が生成され、基準搬送波について位相不確定性が生じる。キャリア再生回路において生じる基準搬送波の位相不確定性が BPSK 信号の復調処理に与える影響について考察する。キャリア再生回路では、基準搬送波として、 $p_1(t)$ と $p_2(t)$ の2種類の基準搬送波が再生される可能性があり、それぞれ次式のように表される。

$$p_1(t) = \cos(2\pi f_c t) \quad (2.34)$$

$$p_2(t) = \cos(2\pi f_c t + \pi) \quad (2.35)$$

BPSK 変調された受信波を $r(t)$ とすると、受信波 $r(t)$ に対して基準搬送波 $p_1(t)$ と $p_2(t)$ が乗算された信号 $r_{d1}(t)$ と $r_{d2}(t)$ は、それぞれ、次式のように表現される。

$$\begin{aligned} r_{d1}(t) &= r(t)p_1(t) = A \cos(2\pi f_c t + \phi_m) \cos(2\pi f_c t) \\ &= \frac{A}{2} (\cos \phi_m + \cos(4\pi f_c t + \phi_m)) \end{aligned} \quad (2.36)$$

$$\begin{aligned} r_{d2}(t) &= r(t)p_2(t) = A \cos(2\pi f_c t + \phi_m) \cos(2\pi f_c t + \pi) \\ &= \frac{A}{2} (\cos(\phi_m - \pi) + \cos(4\pi f_c t + \phi_m + \pi)) \end{aligned} \quad (2.37)$$

ローパスフィルタからの出力信号 $r_{f1}(t)$ と $r_{f2}(t)$ は、それぞれ信号 $r_{d1}(t)$ と $r_{d2}(t)$ からの高調波成分が除去されたものであり、次式のように表現できる。

$$r_{f1}(t) = \frac{A}{2} \cos \phi_m \quad (2.38)$$

$$r_{f2}(t) = \frac{A}{2} \cos(\phi_m - \pi) = -\frac{A}{2} \cos \phi_m \quad (2.39)$$

定式より、基準搬送波に位相不確定性が生じることによって、ローパスフィルタからの出力信号の符号が反転する結果、送信データを正確に復調できないという問題が生じる。この問題を解決する代表的な方法に差動符号化、複号化がある。

2.2.3 差動符号化

図 2.6 は、差動符号化、複号化を施した BPSK 変復調器の構成を示したものである。

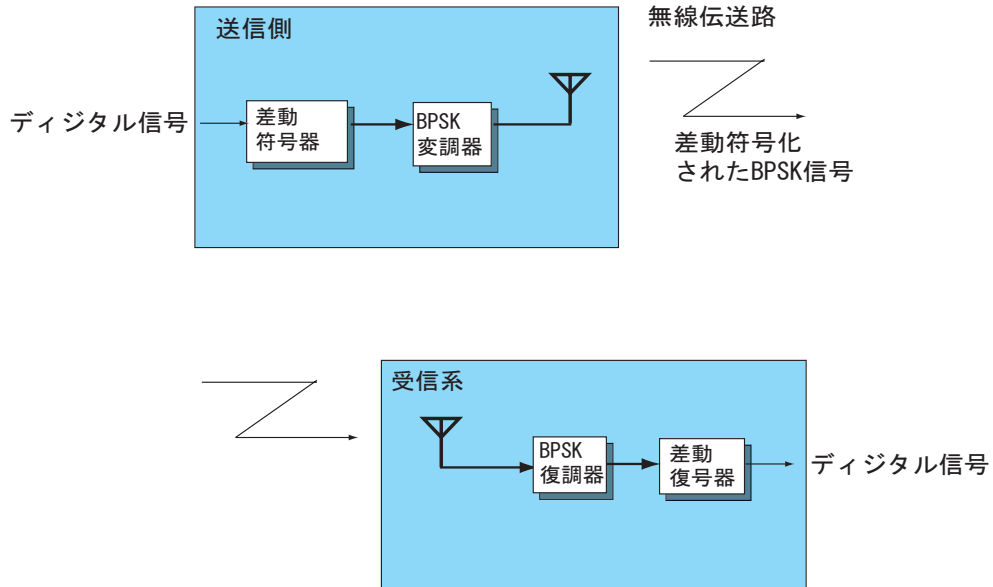


図 2.6: BPSK に対する差動符号化復号化の構成図

送信側において、デジタル信号は差動符号器により符号化された後、BPSK 変調されて送信される。なお、差動符号化を適用した BPSK は、DPSK(Differentially Phase Shift Keying) と呼ばれる。受信側では、受信波が BPSK 復調された後、差動復号器により復号化される。図 2.7 は、差動符号器の構成を示したものである。

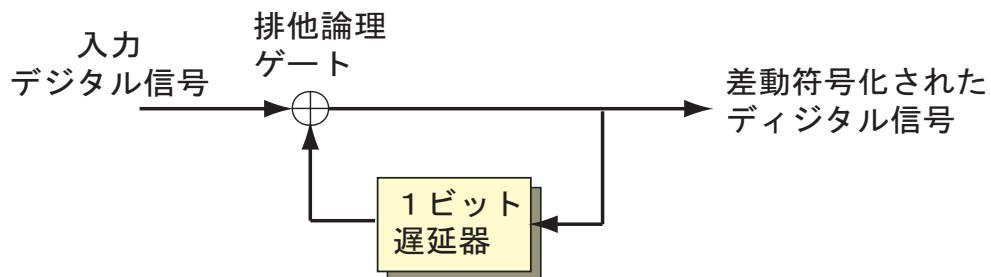


図 2.7: 差動符号器の構成図

差動符号器では、送信データと 1 ビット前の差動符号化データに対して、排他的論理和を施したデータを差動符号化データとして出力する。具体的には、元の送信データと 1 ビット前の差動符号化データが同一の場合には差動符号化データを "0" とし、それらが異なる場合には "1" とする。図 2.8 は、送信データ系列と差動符号化されたデータ系列との関係の例を示したものである。

排他論理演算

$$\begin{aligned}
 0 \oplus 0 &= 0 \\
 0 \oplus 1 &= 1 \\
 1 \oplus 0 &= 1 \\
 1 \oplus 1 &= 0
 \end{aligned}$$

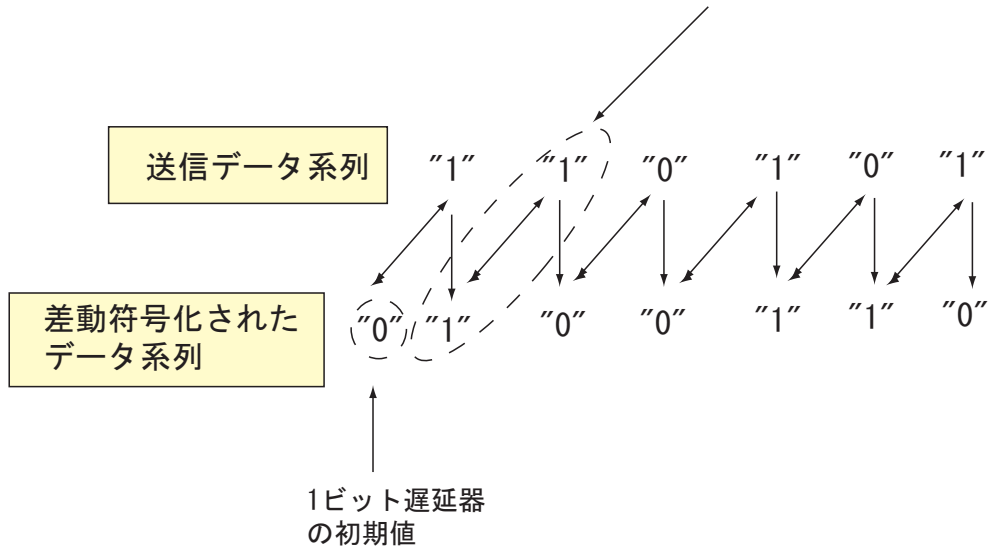


図 2.8: 送信データ系列と差動符号化されたデータ系列との関係

同図より、送信データが "0" のときの差動符号化データは 1 ビット前の差動符号化データと一致し、送信データが "1" のときの差動符号化データは 1 ビット前の差動符号化データと一致しないという特徴があることがわかる。図 2.9 は差動復号器の構成を示したものである。差動復号器では、受信データと 1 ビット前の信号を用意し、それらの排他的論理和を施したデータを差動復号化データとして出力する。

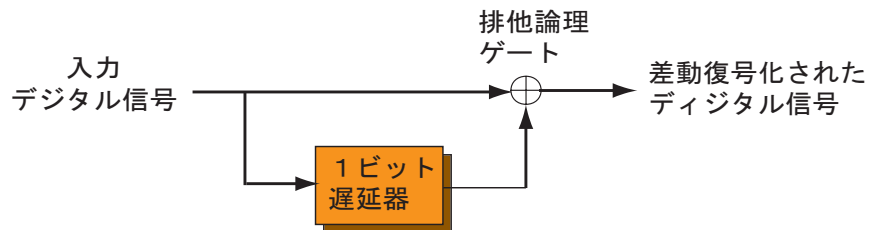


図 2.9: 差動復号器の構成

2.2.4 遅延検波方式

IF帯での遅延検波方式

遅延検波方式は、同期検波のように基準信号として搬送波を再生するのではなく、1シンボル前の受信波を利用する方式である。図2.10は、BPSKに対して遅延検波を適用した復調器の構成を示したものである。雑音とフェージングの影響を無視すると、受信波 $r(t)$ は、次式で表される。

$$r(t) = A \cos(2\pi f_c t + \phi_m(t)) \quad (2.40)$$

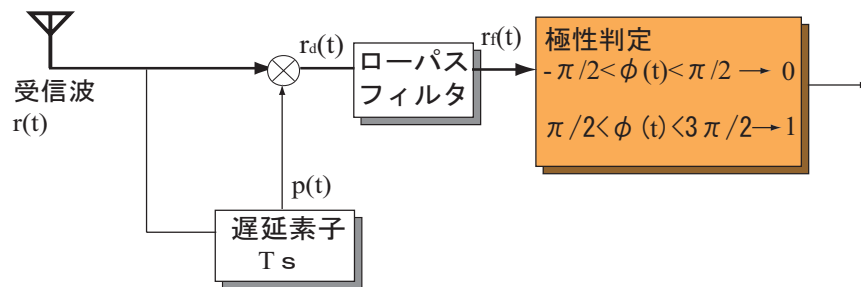


図 2.10: 差動符号化 BPSK に対して遅延検波を適用した復調器の構成

ただし、遅延検波では連続する2シンボル間の位相差でデータ値を判定するため、差動符号化されたデータ値に応じて位相 $\phi_m(t)$ を割り当てる必要がある。表2.1は、図2.11に示した差動符号化データと $\phi_m(t)$ との関係を示したものである。同表に示すように、差動符号化データ値 "0" に対しては、 $\phi_m(t)=0$ を、差動符号化データ値 "1" に対しては $\phi_m(t)=\pi$ をそれぞれ割り当てている。これは、位相の初期値を $\phi_m(0)=0$ として、送信データ値が "1" の場合のみ位相を π シフトさせることに相当する。すなわち、送信データ値に応じた位相 $\phi_m(t)$ は、次式で与えられる。

送信データ		1	1	0	1	0	1
差動符号化データ	0	1	0	0	1	1	0
位相	0	π	0	0	π	π	0

図 2.11: 差動符号化 BPSK と位相の関係

$$\phi_m(0) = 0 \quad (2.41)$$

$$\phi_m(kT_s) = \begin{cases} \phi_m((k-1)T_s) (\text{データ値 : "0"}) \\ (\phi_m((k-1)T_s) + \pi) \text{mod} 2 (\text{データ値 : "1"}) \end{cases} \quad (2.42)$$

ただし、上式中の mod は剰余を意味する。一方、基準信号 $p(t)$ は 1 シンボル前の受信波であるため、次式で表される。

$$p(t) = r(t - T_s) = A \cos(2\pi f_c(t - T_s) + \phi_m(t - T_s)) \quad (2.43)$$

ここで、同期検波と同様に、受信波 $r(t)$ と $p(t)$ を乗積した信号 $r_d(t)$ を計算すると、次式のようになる。

$$\begin{aligned} r_d(t) &= r(t)p(t) \\ &= A^2 \cos(2\pi f_c t + \phi_m(t)) \cos(2\pi f_c(t - T_s) + \phi_m(t - T_s)) \\ &= \frac{A^2}{2} (\cos(2\pi f_c t + \phi_m(t) + 2\pi f_c(t - T_s) + \phi_m(t - T_s)) \\ &\quad + \cos(2\pi f_c t + \phi_m(t) - 2\pi f_c(t - T_s) - \phi_m(t - T_s))) \\ &= \frac{A^2}{2} (\cos(4\pi f_c t + \phi_m(t) + \phi_m(t - T_s)) \\ &\quad + \cos(\phi_m(t) - \phi_m(t - T_s))) \end{aligned} \quad (2.44)$$

式 (2.44) 中の高調波成分 $\cos(4\pi f_c t)$ をローパスフィルタによって取り除くことにより、次式に示すベースバンド信号 $r_f(t)$ を得る。

$$r_f(t) = \frac{A^2}{2} \cos(\phi_m(t) - \phi_m(t - T_s)) = \frac{A^2}{2} \cos \psi(t) \quad (2.45)$$

ただし、

$$\psi(t) = \phi_m(t) - \phi_m(t - T_s) \quad (2.46)$$

である。表 (2,2) と式に示すように、2 シンボル間の位相差 $\phi(t)=0$ でデータ値 "0" を、位相差 $\phi(t)=\pi$ データ値 "1" をそれぞれ送信しているが、雑音やフェージングの影響を受けると 2 シンボル間の位相差 $\phi(t)$ の値は変動する。図は、データ値を極性判定する際の位相範囲を示したものであり、 $\phi(t)=0 \pm \pi/2$ の範囲内であればデータ値は、"0"、 $\phi(t)=\pi \pm \pi/2$ の範囲内であればデータ値は "1" とそれぞれ判定される。すなわち、データ値 " d_k " は、次式によって判定される。

$$d_k = \begin{cases} "0" & (-\pi/2 < \psi(t) < \pi/2) \\ "1" & (\pi/2 < \psi(t) < 3\pi/2) \end{cases} \quad (2.47)$$

QPSK 関しても、BPSK と同様の処理が行われる。QPSK における差動符号化は、位相の初期値を $\phi_m(0) = \pi/4$ として、送信データ値が "0,0" の場合は、位相は変化させず、送信データ値が "1,0" の場合は $\pi/2$ 、"1,1" の場合は π 、"0,1" の場合は $3\pi/2$ 位相シフトさせることに相当する。すなわち、2 ビットの送信データ値に応じた位相 $\phi_m(t)$ は、次式で与えられる。

$$\phi_m(0) = \pi/4 \quad (2.48)$$

$$\phi_m(kT_s) = \begin{cases} \phi_m((k-1)T_s) (\text{データ値 : "0,0"}) \\ (\phi_m((k-1)T_s) + \pi/2) \bmod 2\pi (\text{データ値 : "1,0"}) \\ (\phi_m((k-1)T_s) + \pi) \bmod 2\pi (\text{データ値 : "1,1"}) \\ (\phi_m((k-1)T_s) + 3\pi/2) \bmod 2\pi (\text{データ値 : "0,1"}) \end{cases} \quad (2.49)$$

図 2.12 は差動符号化 QPSK に対して遅延検波を適用した復調器の構成を示したものである。

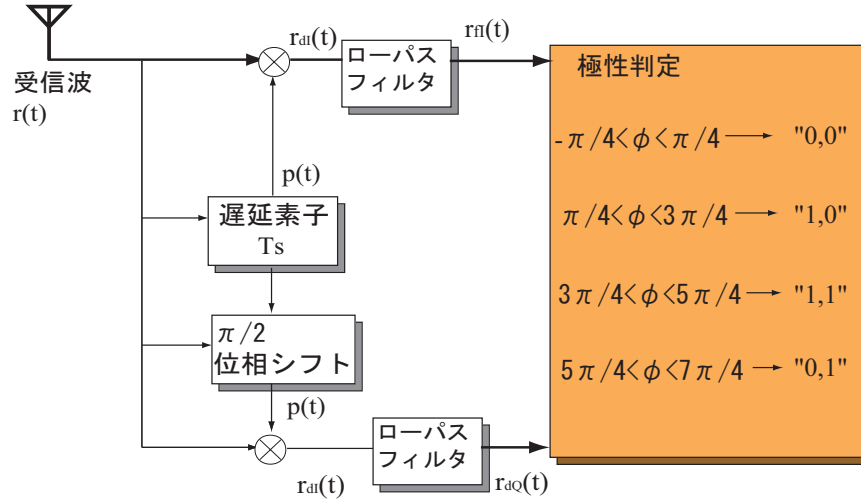


図 2.12: 差動符号化 QPSK に対して遅延検波を適用した復調器の構成

受信波 $r(t)$ に対して、次式に示す基準信号 $p_I(t)$ と $p_Q(t)$ を用意する。

$$p_I(t) = A \cos(2\pi f_c(t - T_s) + \phi_m(t - T_s)) \quad (2.50)$$

$$p_Q(t) = -A \sin(2\pi f_c(t - T_s) + \phi_m(t - T_s)) \quad (2.51)$$

受信波 $r(t)$ と基準信号 $p_I(t)$ を乗積した信号 $r_{dI}(t)$ は、式 () に示す BPSK と同じ結果である。受信波 $r(t)$ と基準信号 $p_Q(t)$ を乗積した信号 r_{dQ} は、次式のように計算できる。

$$r_{dQ}(t) = r(t)p_Q(t) \quad (2.52)$$

$$= -A^2 \cos(2\pi f_c t + \phi_m(t)) \sin(2\pi f_c(t - T_s) + \phi_m(t - T_s)) \quad (2.53)$$

$$\begin{aligned} nonumber &= -\frac{A^2}{2} (\sin(2\pi f_c t + \phi_m(t) + 2\pi f_c(t - T_s) + \phi_m(t - T_s)) \\ &\quad - \sin(2\pi f_c t + \phi_m(t) - 2\pi f_c(t - T_s) - \phi_m(t - T_s))) \\ &= -\frac{A^2}{2} (\sin(4\pi f_c t + \phi_m(t) + \phi_m(t - T_s)) \\ &\quad - \sin(\phi_m(t) - \phi_m(t - T_s))) \end{aligned} \quad (2.54)$$

r_{dI} と r_{dQ} に含まれる高調波成分をローパスフィルタによって取り除くことにより、次式に示すベースバンド信号 r_{fI} と r_{fQ} を得る。

$$r_{fI}(t) = \frac{A^2}{2} \cos(2\phi_m(t) - \phi_m(t - T_s)) = \frac{A^2}{2} \cos \psi(t) \quad (2.55)$$

$$r_{f_Q}(t) = \frac{A^2}{2} \sin(\phi_m(t) - \phi_m(t - T_s)) = \frac{A^2}{2} \sin \psi(t) \quad (2.56)$$

BPSK の場合と同様に、2シンボル間の位相差 $\psi(t)$ を用いてデータを送信していることから、式(2.56)に示した $r_{f_I}(t)$ と r_{f_Q} を用いて $\psi(t)$ を算出する。

$$\psi(t) = \tan^{-1}\left(\frac{\sin \psi(t)}{\cos \psi(t)}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{r_{f_Q}}{r_{f_I}}\right) \quad (2.57)$$

雑音やフェージングの影響を受けると2シンボル間の位相差 $\psi(t)$ の値は変動するため、図に示すように、 $\psi(t) = 0 \pm \pi/4$ の範囲内であればデータ値は "0, 0" と判定される。その他のデータ値に関しても同様である。すなわち、データ値 " d_{2k}, d_{2k+1} " は、次式によって判定される。

$$d_{2k}, d_{2k+1} = \begin{cases} "0, 0" & (-\pi/4 < \psi(t) < \pi/4) \\ "1, 0" & (\pi/4 < \psi(t) < 3\pi/4) \\ "1, 1" & (3\pi/4 < \psi(t) < 5\pi/4) \\ "0, 1" & (5\pi/4 < \psi(t) < 7\pi/4) \end{cases} \quad (2.58)$$

以上より、遅延検波では、同期検波の際に必要なキャリア再生回路の代わりに遅延素子を用いればよいことから、同期検波と比較して回路構成が簡単になる。また、位相が時間とともに変動するフェージング環境下では、2シンボル間の変動が小さければ、すなわち、シンボル速度に対してドップラー周波数が相対的に小さければ、安定した復調特性(ビット誤り率特性)が得られる。しかし、雑音が付加されたシンボルを基準信号として使用するため、位相が変動しない雑音のみの環境下では、同期検波の特性比べて劣化する。

ベースバンド帯での遅延検波方式

上記では、IF帯での遅延検波の動作について述べたが、ベースバンド帯でも動作可能である。むしろ、装置の構成や安定性に優れている。ベースバンド遅延検波では、IF帯の受信波をローカル信号で準同期検波して、ベースバンド信号を得る。その後、ベースバンド信号を使用し、1シンボル遅延させた信号との位相差によって検波する。ここで、受信波にかけあわせるローカル信号の周波数は、送信側での周波数と一致していない。このような方式を準同期という。本論分では、ベースバンド帯での遅延検波復調器の実装を行い、BERによって評価を行った。第3章で、ベースバンド遅延検波による回路構成を示す。

第 3 章

遅延検波復調器の実装

3.1 受信機の概要

ここでは、デジタル信号処理に必要なデジタル信号ユニットの各構成について説明する。

3.1.1 デジタル信号処理

受信側では、アレーアンテナを想定して、A/D 変換機は 4 チャンネルの入力端子を持つ。アレーアンテナから受信されたアナログの RF 信号は、DBF 受信機によって IF 信号まで周波数変換される。そのアナログ IF 信号は A/D 変換機によって、デジタル IF 信号に変換される。このデジタル IF 信号を、FPGA により DDC (デジタルダウンコンバート) することによって、ベースバンド帯の IQ 信号が得られ、CPU 制御によって、復調される。

3.1.2 AD/DA ボード

図 3.1 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。A/D ポートより入力された IF のアナログ信号は ADC されてデジタル信号へと変換される。その後、デジタル化された IF 信号は FPGA によって制御され 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 となっている。



図 3.1: A/D 制御 BOX の概観

3.1.3 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??に示す。



図 3.2: CPU ボードの概観

3.1.4 Digital Down Conversion (DDC)

本研究で使用するデジタル信号ユニットは、IF 信号 10MHz と想定すると、A/D 変換機のサンプリング周波数 40MHz の 4 倍サンプリングを行うことができる。その信号を、Numerical Controlled Oscillator(NCO)・Mixer・Low Pass Filter(LPF) をデジタルで実装することによってできる、デジタルダウンコンバージョン (DDC) することによって、ベースバンドの I,Q 信号に変換することができる。その構成を図に示す。一般的に、A/D 変換されたデジタル IF 信号 $x_{IF}(n)$ は、 90° 位相シフトした直交成分の和としてのように表される。

$$x_{IF}(n) = x_I(n) \cos \omega_c n + jx_Q(n) \sin \omega_c n \quad (3.1)$$

$x_I(n)$, $x_Q(n)$ はそれぞれ $x_{IF}(n)$ の I 成分, Q 成分を表し、 ω_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、

$$x'_{IF}(n) = x_{IF}(n) [\cos \omega_c n - j \sin \omega_c n] \quad (3.2)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{2} [x_I(n) + x_I(n) \cos 2\omega_c n - jx_I(n) \sin 2\omega_c n \\ &\quad - jx_Q(n) + x_Q(n) \sin 2\omega_c n + jx_Q(n) \cos 2\omega_c n] \end{aligned} \quad (3.3)$$

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。

$$x_{LPF}(n) = \frac{1}{2} [x_I(n) - jx_Q(n)] \quad (3.4)$$

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 3.3 で示される周波数スペクトルでも同様に表現される。

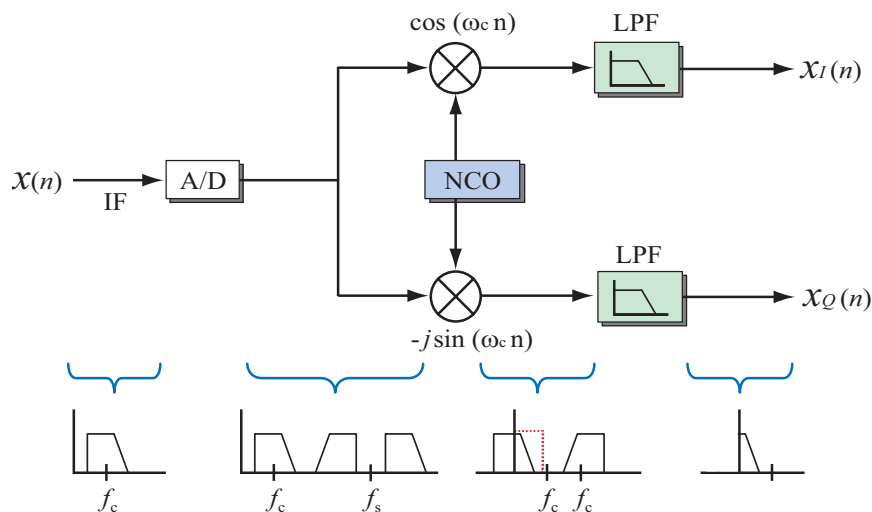


図 3.3: Digital Down Conversion

3.1.5 Numerical Controlled Oscillator(NCO),Mixer

図に示したように、DDCでは \sin \cos 信号を生成する NCO と、IF デジタル信号と NCO により生成された信号を掛け合わせるミキサーが必要である。4 倍オーバーサンプリングであるため、ローカルとしては図のように $\cos \omega n = 1, 0, -1, 0, -\sin \omega n = 0, -1, 0, 1$ とサンプルに NCO で実装できる。

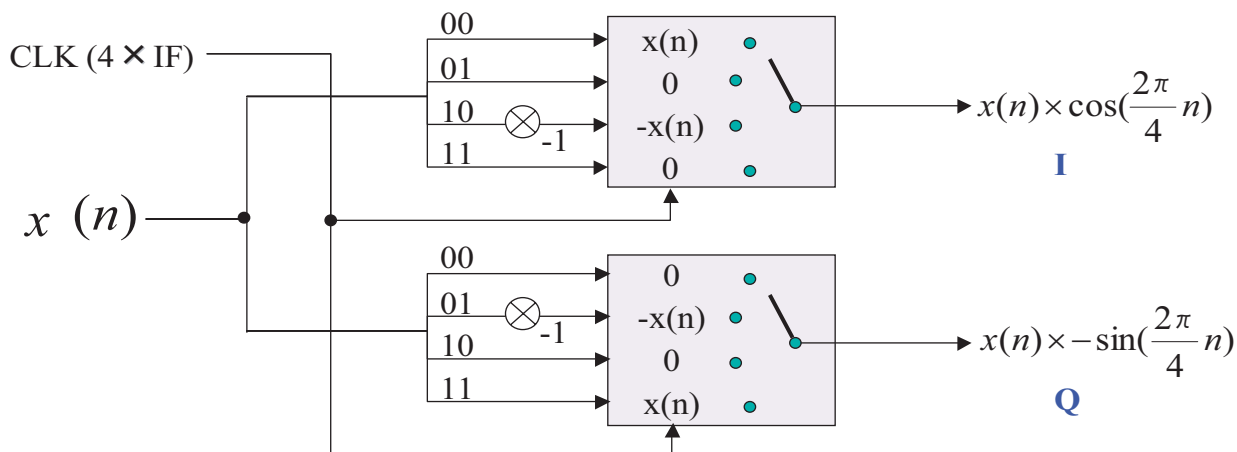


図 3.4: NCO の構成

3.1.6 Low Pass Filter(LPF)

NCO とミキサーでベースバンド I,Q 信号に変換されたが、スイッチングでのダウンコンバージョンであるため、高調波成分が残っている。これを DDC 内部のローパスフィルタで除去し、ベースバンド I,Q 信号を得られている。このフィルタは 8 タップであり次式で表される。

$$y(n) = \sum_{n=1}^8 h(n)x(n) \quad (3.5)$$

ここで、 $y(n)$ は出力、 $x(n)$ は入力、 $h(n)$ はインパルス応答であり、 $h(t)$ の特性を図に示す。10MHz で利得が落ちるローパスフィルタである。

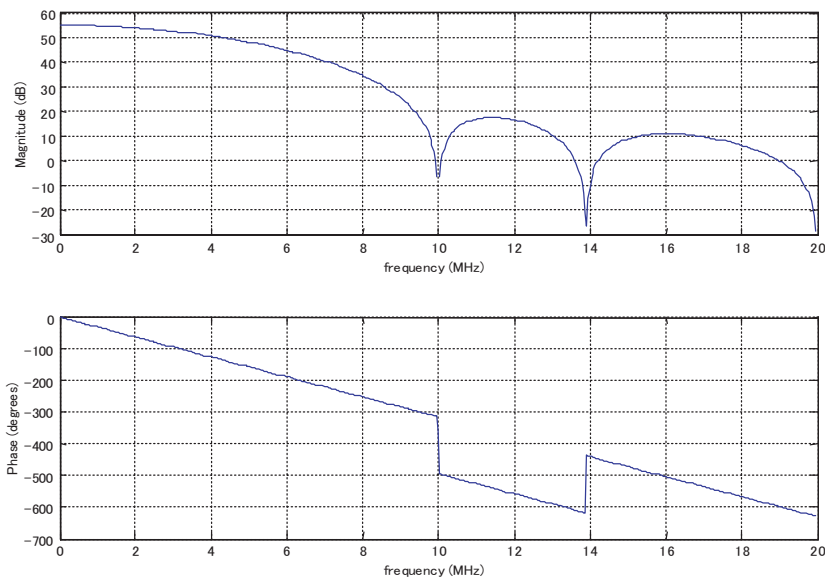


図 3.5: ローパスフィルタのインパルス応答

3.2 変調とデータの流れ

ここでは、デジタル信号処理における変復調の流れと変復調回路構成を説明する。また、実際に、復調器の実装に使用した信号の構成を説明する。

3.2.1 送受信の流れ

送受信の流れを図に示す。送信側では、bit で表されるバイナリデータを変調方式に対応させたマッピングを行う。その信号を、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 信号を得る。受信側では、受信した信号を ADC することで、アナログの IF 信号からデジタルの IF 信号を得る。この後、信号は、NCO によって直交 LO を掛け合わされ IQ 信号に変換された後、LPF に通すことでベースバンド信号へと変換される。そして、CPU を制御することでデマッピングされて、P/S 変換を行い、元のバイナリデータを得る。

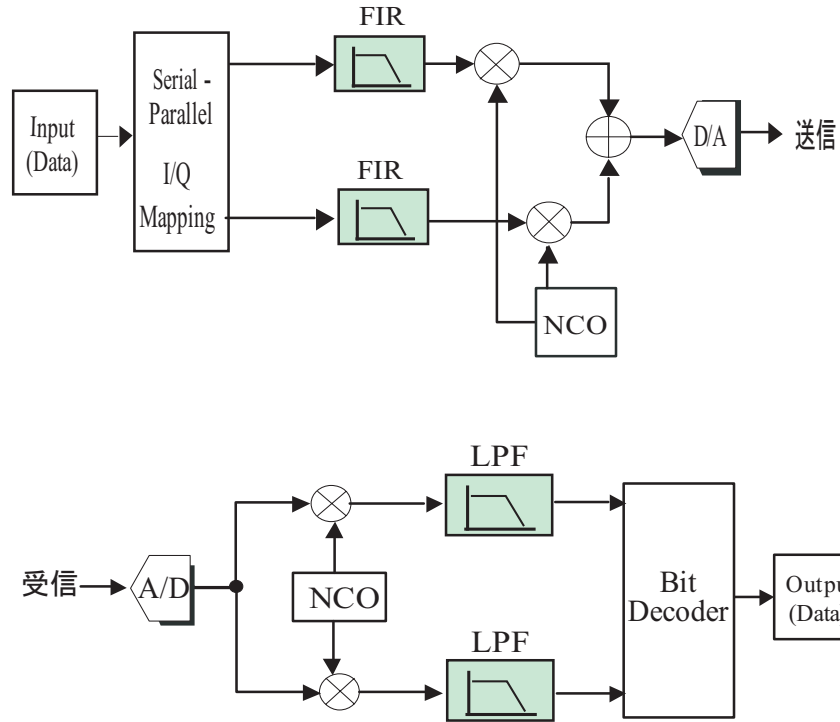


図 3.6: デジタルデータ送受信

3.2.2 変調回路

BPSK 変調回路

BPSK における変調波に対しての位相は、バイナリ系列の送信データに対して、

$$\theta_m(t) = \begin{cases} 0(\text{送信データ"0"}) \\ \pi(\text{送信データ"1"}) \end{cases} \quad (3.6)$$

とする。変調回路は図に示す。実際の回路では、信号 $a(t)$ に対してロールオフフィルタで帯域制限を行う。

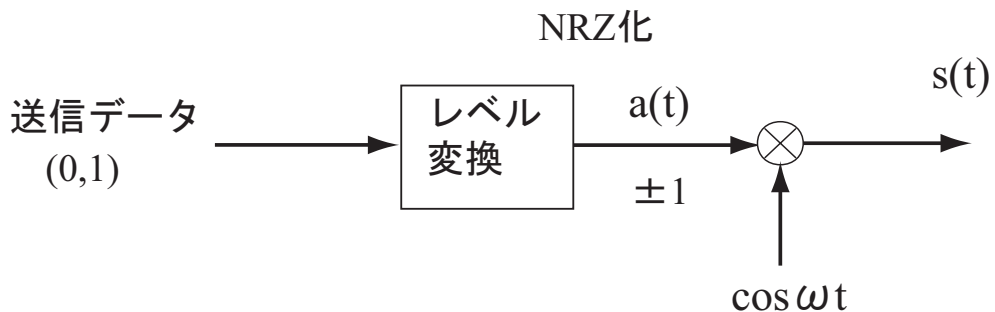


図 3.7: BPSK 変調回路

差動符号化 BPSK 変調回路

図の BPSK 変調器は、送信データを直接にキャリアの位相情報として変調をかける方式だった。ここでは、送信データの変化量をキャリアの位相情報として変調をかける図に示す差動符号化 BPSK について説明する。送信データを差動符号化することにより、復調器のキャリア同期が不要になるなど回路構成が簡単になり、さらに、移動体伝送路でしばしば生じるフェージングでも良好な復調特性が得られるといった利点がある。差動符号化 BPSK の理論的動作は第 2 章による。

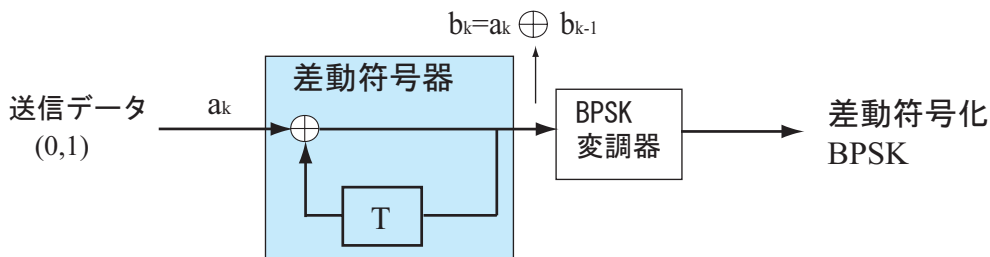


図 3.8: 差動符号化 BPSK 変調回路

QPSK 変調回路

QPSK の変調信号は、次式のように発振周波数が ω_c であるキャリア信号の位相差を時間的に変化させて情報伝送を行う変調方式である。具体的には、位相差 θ をシンボルである 2 ビットデータの値に対応させている。ただし、 A は変調波の最大振幅値である。

$$S_{QPSK}(t) = A \cos(\omega t + \theta), \theta = 0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\pi}{2} \quad (3.7)$$

θ に対する 2 ビットデータの割り当ては、Gray 符号化を利用すると、表になる。受信において隣接する位相と誤って判定してしまう場合、自然符号の場合は 2 ビットすべて誤る可能性があるが、Gray 符号を用いるとただか 1 ビットの誤りとなる利点がある。自然符号から Gray 符号に変換する回路を図に示す。

表 3.1: Gray 符号化

時刻 k	-1	0	1	2	3	4	5	6
送信データ a_k		0	1	1	0	1	0	1
符号データ b_k	(0)	0	1	0	0	1	1	0
変調波位相 θ_k		0	π	0	0	π	π	0

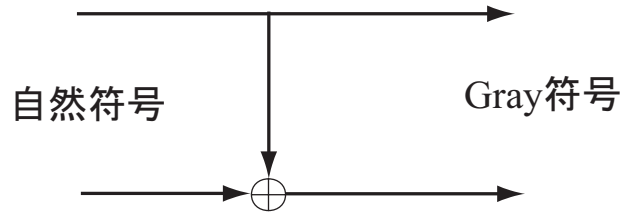


図 3.9: Gray 符号化回路

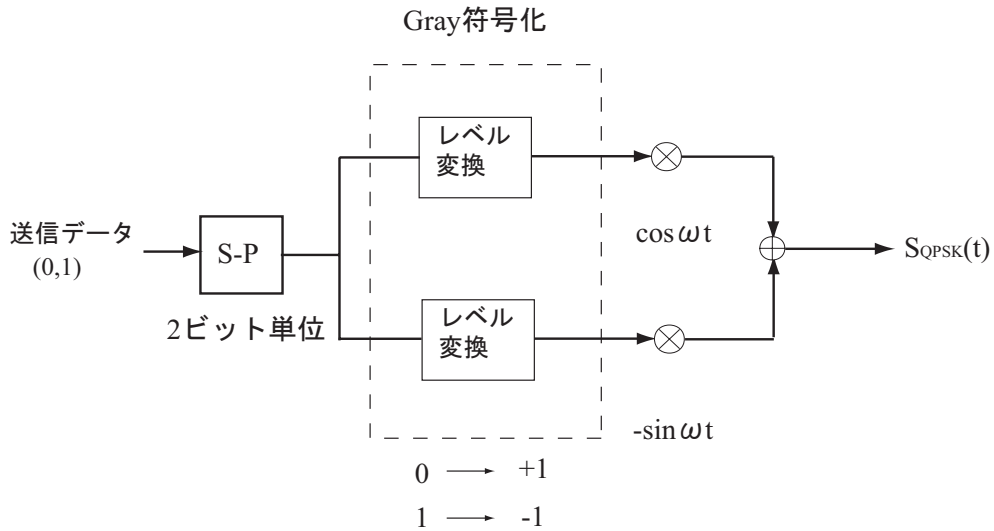


図 3.10: QPSK 変調回路

3.3 復調器の構成

ここでは、ベースバンド帯における遅延検波方式の復調器の構成と回路理論について説明する。また、その理論をもとにベースバンド帯遅延検波復調器を実装し、BERにおける評価を行い、シミュレーションとの比較を行った。

3.3.1 変調方式の切り替え

DBPSK (差動符号化 BPSK) ベースバンド 遅延検波復調器

受信信号を

$$\begin{aligned}
 s_R(t) &= [u_I(t) + n_I(t)] \cos(2\pi f_c t) - n_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \\
 &= X_1 \cos(2\pi f_c t) - Y_1 \sin(2\pi f_c t) \\
 &= R(t) \cos(2\pi f_c t + \theta(t))
 \end{aligned}
 \tag{3.8}$$

また、それを 1 シンボル遅延させた信号は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 s_R(t - T_b) &= [u_I(t - T_b) + n_I(t - T_b)] \cos(2\pi f_c(t - T_b)) \\
 &\quad - n_Q(t - T_b) \sin(2\pi f_c(t - T_b)) \\
 &= [u_I(t - T_b) + n_I(t - T_b)] \cos(2\pi f_c t) \\
 &\quad - n_Q(t - T_b) \sin(2\pi f_c t) \\
 &= X_2 \cos(2\pi f_c t) - Y_2 \sin(2\pi f_c t) \\
 &= R(t - T_b) \cos(2\pi f_c t + \theta(t - T_b))
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

ただし、

$$X_1 = u_I(t) + n_I(t) = R(t) \cos(\theta(t)) \tag{3.10}$$

$$Y_1 = n_Q(t) = R(t) \sin(\theta(t)) \tag{3.11}$$

$$X_2 = u_I(t - T_b) + n_I(t - T_b) = R(t - T_b) \cos(\theta(t - T_b)) \tag{3.12}$$

$$Y_2 = n_Q(t - T_b) = R(t - T_b) \sin(\theta(t - T_b)) \tag{3.13}$$

であり、 $f_c T_b = 1$ に調整されるものとする。遅延検波では、 $s(t)$ と $s(t - T_b)$ が乗積され、その後、

$$a_n = \begin{cases} 1 & (s_R(t)s_R(t - T_b) < 0) \\ 0 & (s_R(t)s_R(t - T_b) > 0) \end{cases} \tag{3.14}$$

で送信データが再生できる。

QPSK (差動符号化 QPSK) 遅延検波復調器

受信波 $r(t)$ は、受信部内局部発信器出力と掛け合わされる。局部発信器出力の周波数 f_c は、受信信号の中心周波数 f_c に設定されるが通常は周波数誤差 $\delta f (= f_c - f_c)$ が存在し、位相は同期していない (準同期検波)。RLPF の出力 $d_I(t), d_Q(t)$ は、下記の式で表すことができる。

$$d_I = \frac{1}{2} \sqrt{((S_I(t))^2)((S_Q(t))^2)} \cos(2\pi \Delta f t + \theta(t) - \phi) \tag{3.15}$$

$$d_Q = \frac{1}{2} \sqrt{((S_I(t))^2)((S_Q(t))^2)} \sin(2\pi \Delta f t + \theta(t) - \phi) \tag{3.16}$$

$$\tag{3.17}$$

$\theta(t)$ 情報位相 ϕ 局部発信機の位相誤差 δf 周波数誤差遅延器によって、1 シンボル周期 T_s 分だけ遅延された信号 $d_I(t - T_s), d_Q(t - T_s)$ は、以下のように表すことができる。

$$d_I = \frac{1}{2} \sqrt{((S_I(t - T_b))^2)((S_Q(t - T_b))^2)} \cos(2\pi \Delta f (t - T_b) + \theta(t - T_b) - \phi) \tag{3.18}$$

$$d_Q = \frac{1}{2} \sqrt{((S_I(t - T_b))^2)((S_Q(t - T_b))^2)} \sin(2\pi \Delta f (t - T_b) + \theta(t - T_b) - \phi) \tag{3.19}$$

1シンボル周期分だけ遅延された信号 $d_I(t-T_s), d_Q(t-T_s)$ は、図1に示すとおり、 $= \pm \pi/4[\text{rad.}]$ もしくは、 $= - \pm \pi/4[\text{rad.}]$ だけ位相がシフトされる。

$$\begin{bmatrix} J_1 \\ J_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos & -\sin \\ \sin & \cos \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} d_I(t - T_b) \\ d_Q(t - T_b) \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}}(d_I(t - T_b) - d_Q(t - T_b)) \\ \frac{1}{\sqrt{2}}(d_I(t - T_b) + d_Q(t - T_b)) \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \sqrt{((S_I(t - T_b))^2 + (S_Q(t - T_b))^2)} \cos(2\pi \Delta f(t - T_b) + \theta(t - T_b) - \phi + \frac{\pi}{4}) \\ \frac{1}{2} \sqrt{((S_I(t - T_b))^2 + (S_Q(t - T_b))^2)} \cos(2\pi \Delta f(t - T_b) + \theta(t - T_b) - \phi - \frac{\pi}{4}) \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

位相変換された信号 $J_1(t), J_2(t), J_3(t), J_4(t)$ は、図2に示すとおり、それぞれ $d_I(t), d_Q(t), d_I(t), d_Q(t)$ と掛け合わされる。

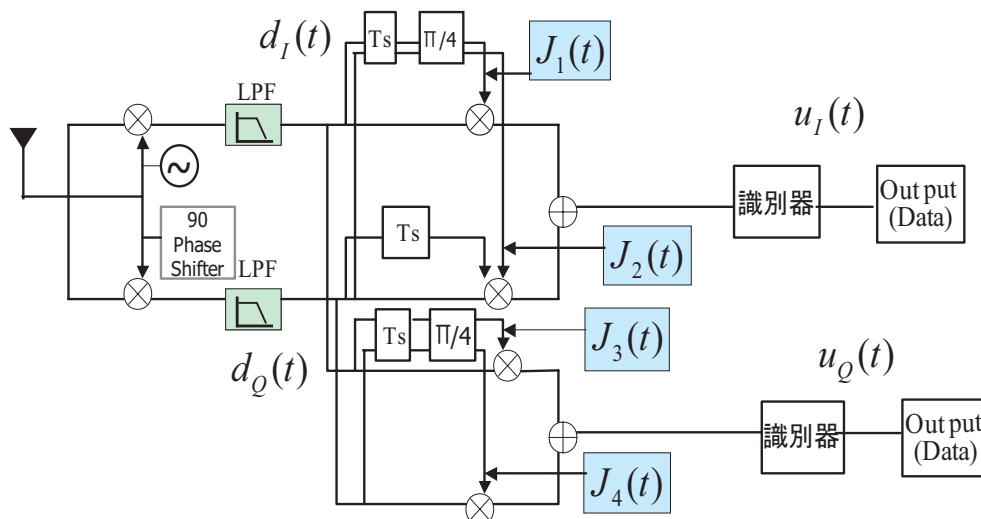


図 3.11: 差動符号化 QPSK ベースバンド遅延検波回路

$\pi/4$ QPSK (差動符号化 $\pi/4$ QPSK) 遅延検波復調器

準同期検波後の出力 d_I, d_Q は DQPSK ベースバンド遅延検波復調器と同様であるこの後、 $\pi/4$ QPSK (差動符号化 $\pi/4$ QPSK) 遅延検波では、次式の乗算を行い出力を得る。

$$u_I = d_I(t)d_I(t - T_b) + d_Q(t)d_Q(t - T_b) \quad (3.23)$$

$$u_Q = d_I(t)d_Q(t - T_b) - d_I(t)d_Q(t - T_b) \quad (3.24)$$

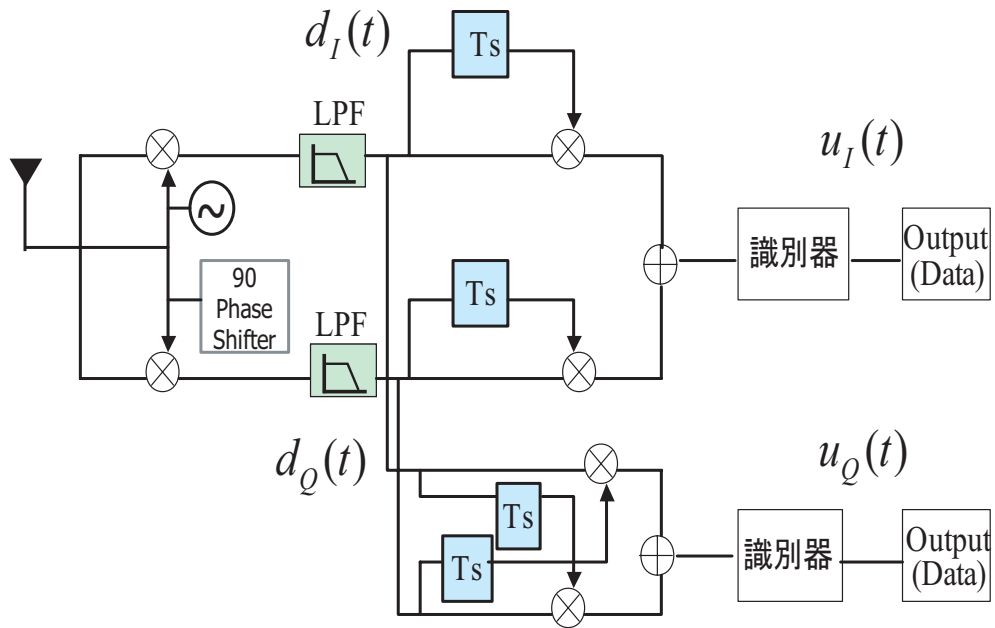


図 3.12: 差動符号化 $\pi/4$ QPSK ベースバンド遅延検波回路

3.3.2 IF 段直接接続の実験系

D/AポートとA/DポートをIF段において直接接続することでデータの送受信を行う実験系で、上記の構成で実装した復調器の検討を行った。ここでは、そのIF段直接接続の実験系を示す。

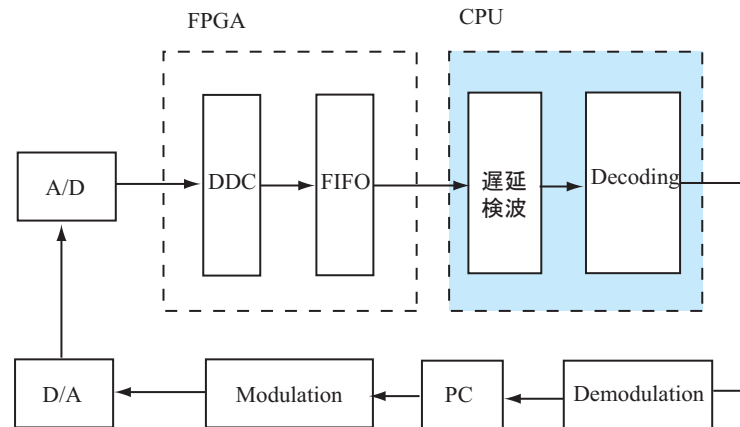


図 3.13: IF 直接接続の実験系

ここで、図 3.14 は、図 3.13 に示した回路において、CPU で制御する直前のデータを IQ のマッピングで示した。

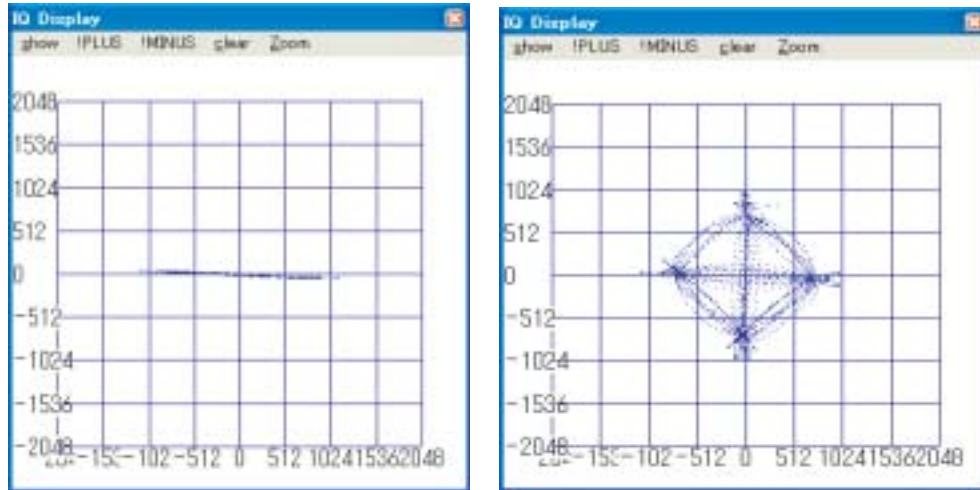


図 3.14: IQ コンスタレーション

データは差動符号化された BPSK、QPSK である。

3.3.3 コンスタレーションパターン

ベースバンド帯での遅延検波復調器を実装し、上記のシステム系で復調されているかを確認した。ここで、使用した変調信号は差動符号化 QPSK(DQPSK) である。図がシミュレーションでのコンスタレーションであり、図が実験でのコンスタレーションである。結果として、実装した復調器で、復調されていることが確認できた。また、DBPSK、 $\pi/4$ DQPSK についても同様に確認した。

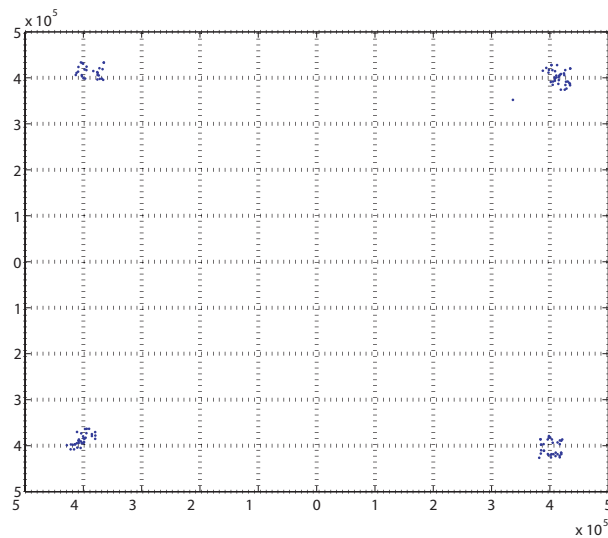


図 3.15: シミュレーションでの復調後の QPSK コンスタレーション

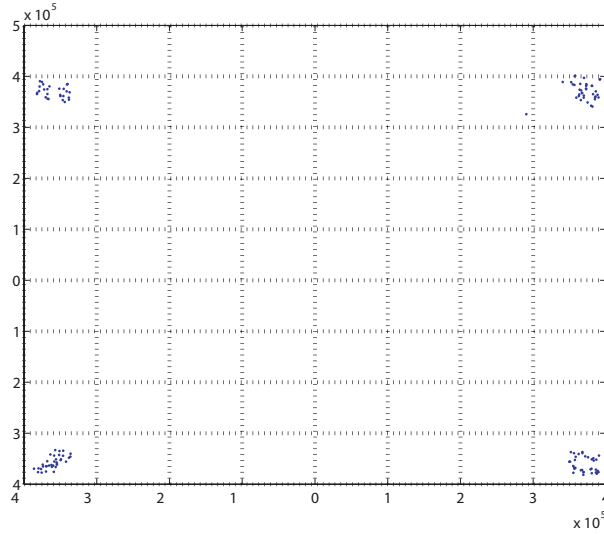


図 3.16: 復調後の QPSK コンスタレーション (実験)

3.3.4 雑音下の BER の評価と BER の理論

ここでは、各変調方式に対してベースバンド帯で遅延検波を行った場合の AWGN 雑音下での BER の実験値の導出法と理論値の導出法について検討する。

差動符号化 BPSK

A/D 変換された BPSK 変調信号は次式のように次式のように表される。

$$x_I = u_i + u_{i0}, x_Q = 0 \quad (3.25)$$

u_i はベースバンド信号、 u_{i0} は信号を出力していない場合の初期雑音、 n_i は AWGN を表す。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。それぞれ、

$$P_s = E[u_i^2] + E[u_{i0}^2] \quad (3.26)$$

$$P_{N0} = E[n_{i0}^2] = \sigma_0^2 \quad (3.27)$$

$$P_N = E[n_i^2] = \sigma_N^2 \quad (3.28)$$

とすることができる。ここで、 σ_0, σ_N はそれぞれ初期雑音と AWGN の振幅値である。 $\sigma^2 = \sigma_0^2 + \sigma_N^2$ とすると、BPSK での SNR_{BPSK} は次式ようになる。

$$SNR_{BPSK} = \frac{P_s - P_{N0}}{P_{N0} + P_N} = \frac{A^2}{\sigma_0^2} + \sigma_N^2 = \frac{A^2}{\sigma^2} = \frac{2E_s}{N_0} \quad (3.29)$$

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、 $\frac{(E_b)}{N_0}_{BPSK}$ は次式を満たす。

$$\frac{(E_b)}{N_0}_{BPSK} = \frac{1}{2} \frac{P_s - P_{N0}}{P_{N0} + P_N} \quad (3.30)$$

式より雑音部の電力を変化させることで BER が得られることがわかる。また、AWGN 下での BER の理論値は以下のように求めることができる。

$$P_{DBPSK}(\gamma) = \frac{1}{2} \exp(-\gamma) \quad (3.31)$$

ただし、

$$\gamma = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (3.32)$$

$$\sigma = \frac{E_b}{N_0} \quad (3.33)$$

差動符号化 QPSK

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。

$$x_i = u_i + n_{i0}, \quad x_q = u_q + n_{q0} \quad (3.34)$$

$$P_s = E[u_i^2 + u_q^2] + E[n_{i0}^2 + n_{q0}^2] \quad (3.35)$$

$$P_{N0} = E[n_{i0}^2 + n_{q0}^2] = 2\sigma_0^2 \quad (3.36)$$

$$P_N = E[n_i^2 + n_q^2] = 2\sigma_N^2 \quad (3.37)$$

$$SNR_{QPSK} = \frac{P_s - P_{N0}}{P_{N0} + P_N} = \frac{A^2}{2\sigma_0^2 + 2\sigma_N^2} = \frac{A^2}{2\sigma^2} = \frac{E_s}{N_0} \quad (3.38)$$

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。

$$(E_b/N_0)_{QPSK} = \frac{1}{2} SNR_{QPSK} = \frac{1}{2} \frac{P_s - P_{N0}}{P_{N0} + P_N} \quad (3.39)$$

式より、AWGN の電力を変化させることで BER を求めることができることがわかる。また、AWGN 下での BER の理論値は次式で表される。

$$P_{DQPSK}(\gamma) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(2 \sin \frac{\pi}{8} \sqrt{\gamma}\right) \quad (3.40)$$

ただし、

$$\gamma = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (3.41)$$

$$\sigma = \frac{E_b}{N_0} \quad (3.42)$$

3.3.5 BERの実験値

上記に述べた理論により実装した復調器でのBERの測定を行った。図3.17にそのBERの測定値を示す。おおむね理論値と一致した値となり、実装できていることが確認できる。

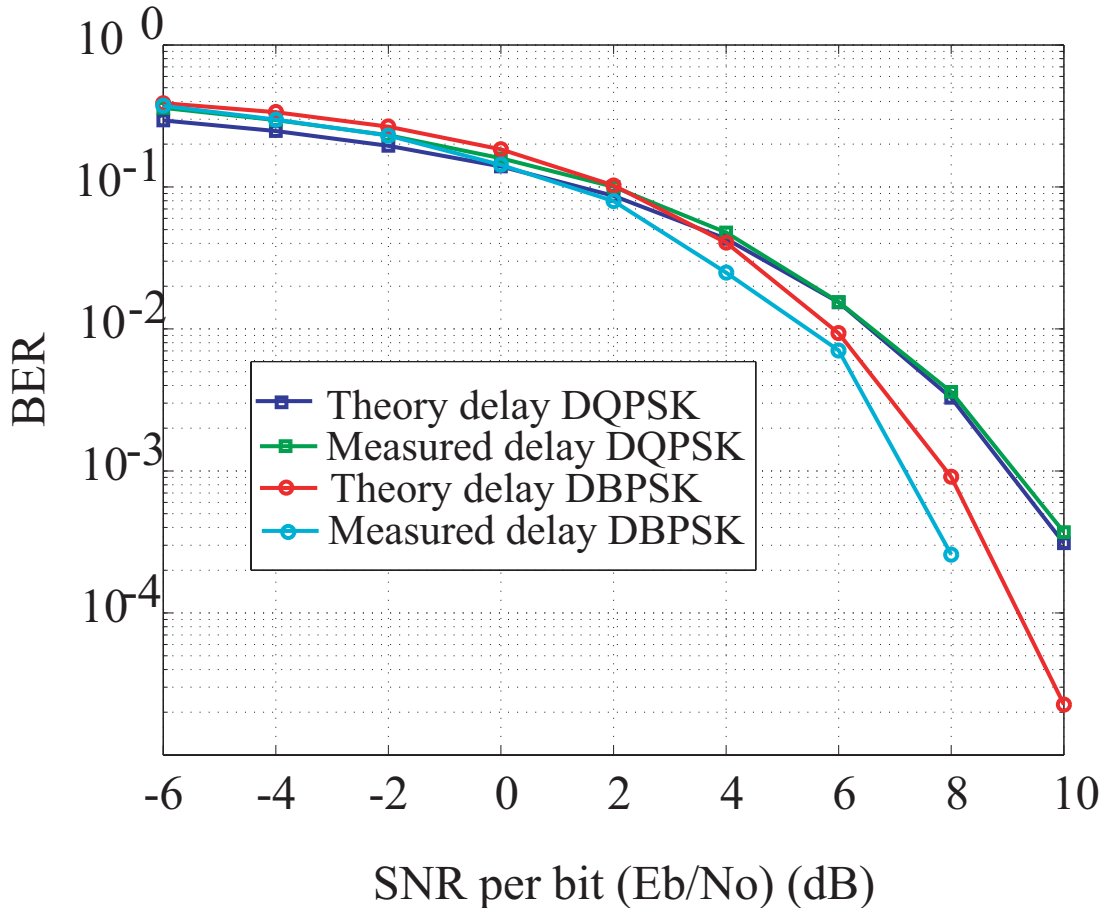


図 3.17: ベースバンド帯遅延検波での BER (実験)

3.3.6 BERにおける評価

今回実装を行った遅延検波でのBERの特性を検討するため、同期検波でのBER特性との比較を行った。遅延検波では、第2章でも述べたが、復調する際に搬送波再生回路を必要としない。よって、搬送波再生回路を用いてキャリア再生を行う同期検波に比べ、遅延検波のBERの特性が劣化してしまう。その特性を図3.18に示した。同図より、同期検波に比べ、BERが劣化していることが確認できる。特にSNRが大きい範囲での劣化が挙げられる。これは、BERがノイズによる影響が少ない範囲で同期検波のBERより劣化していることである。

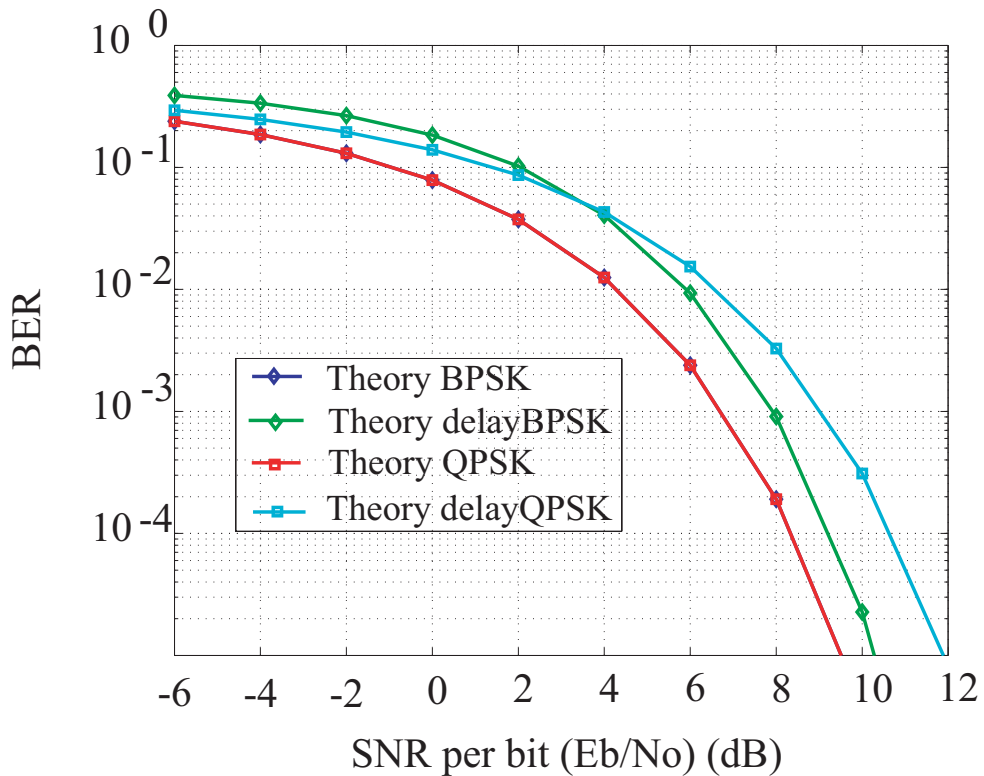


図 3.18: 同期検波と遅延検波での BER の比較

3.3.7 周波数誤差下での BER の検討

遅延検波では同期検波に比べて BER が劣化してしまうことを確認したが、ここでは、その原因を検討していく。まず、遅延検波の同期検波との大きな違いは、搬送波再生回路を使用しない点が挙げられる。このことは、回路構成は簡単になるという利点はあるが、キャリア周波数が送信周波数と一致しないため、誤差が生じ易くなる。これが、BER の劣化の原因と考えられる。図 3.19 では周波数誤差を加えた場合の BER 特性を示した。同図より、周波数誤差が増加することで、BER が劣化してしまうことがわかる。ただし、ここでの諸元は、表 3.2 に示す。

表 3.2: 諸元

サンプリング周波数	40MHz
キャリア周波数	10MHz
変調信号	QPSK
復調方式	遅延検波

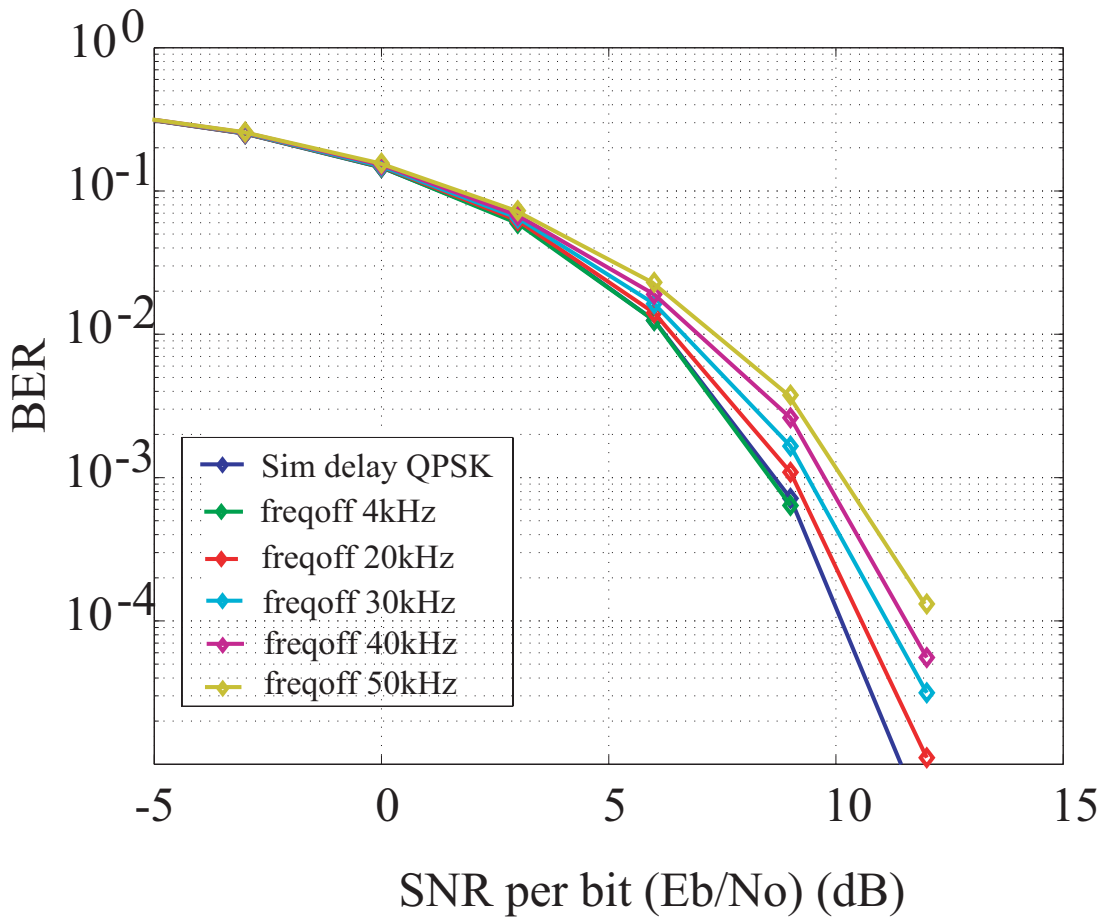


図 3.19: 周波数誤差下での BER

BERの劣化への影響を検討するため、SNRを固定して周波数誤差を動かして、検討を行った。図3.20にその結果を示す。 $SNR = 8, 10$ では、周波数誤差を変化させてもBERに変化は見られないが、 $SNR = 12, 14$ になるにつれてBERの劣化が顕著になっている。これは、ノイズの影響より周波数誤差による影響が出ているためである。よって、同図より、周波数誤差による影響が顕著になるノイズレベルがわかる。

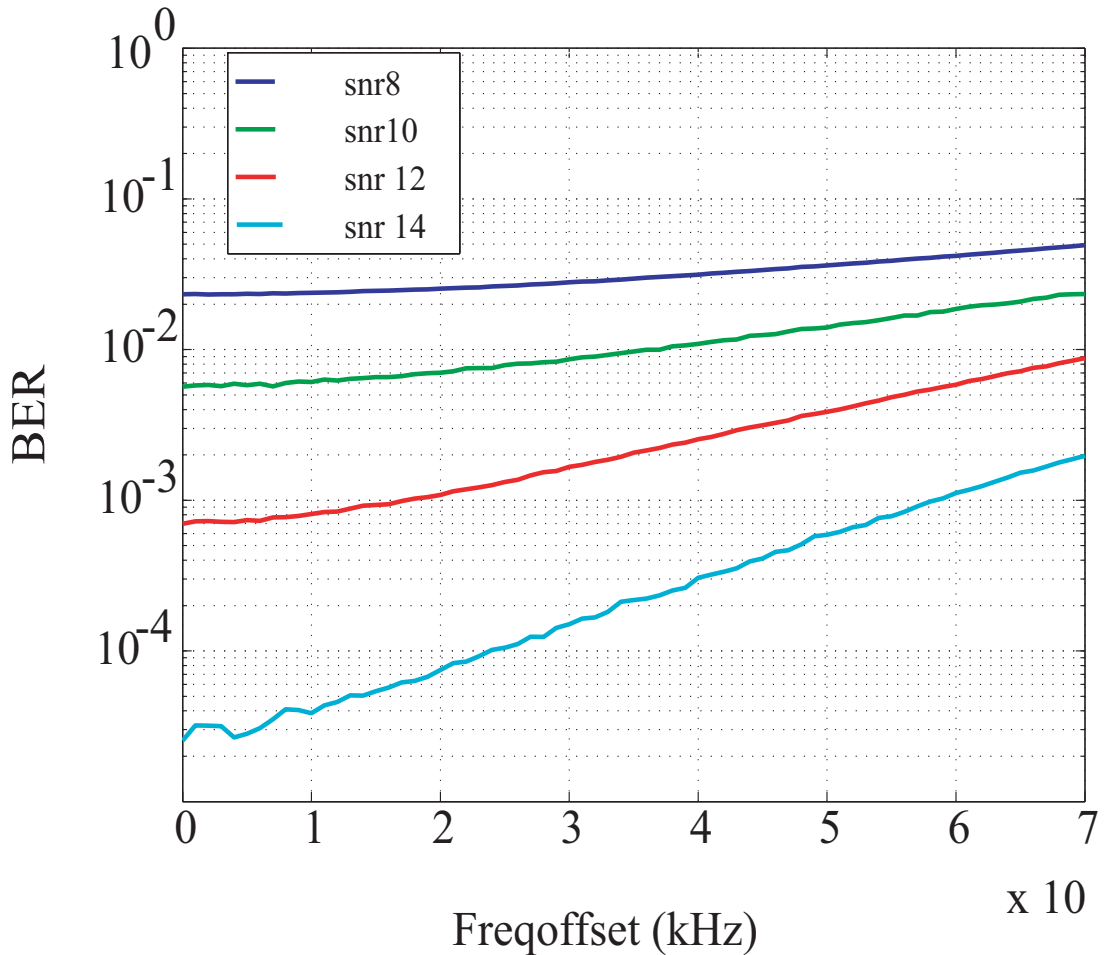


図 3.20: 周波数誤差の BER に対する影響

第 4 章

結論

本論文では、まず、移動体通信において遅延検波が有効であることと遅延検波の問題点について説明を行った。また、周波数オフセットによる影響を MMSE-SMI アルゴリズムにおいて説明した。また、変調波の復調に必要となっている検波方式において、周波数オフセットの影響によって差が出てしまう、同期検波、遅延検波の両方についての説明を行い、回路構成を明らかにすることで、遅延検波の利点である回路構成が簡単になる点を説明した。

次に、デジタル復調器の実装を行う際に必要となっているデジタル信号ユニットの構成とそれぞれの役割、AD 制御 BOX が FPGA と CPU とからなることを説明した。また、データの IF 帯からベースバンド帯への変換を示し、ベースバンド帯域での遅延検波について、回路構成と遅延検波でのデータの流れを説明した。

最後に、ベースバンド遅延検波での復調器の実装を行い、検討を行った。コンスタレーションで実装できていることを確認し、AWGN 下での BER の測定を行った。ここで、同期検波との BER の特性の比較を行うことで、AWGN 下では遅延検波が同期検波よりも BER が劣化してしまうことを明らかにし、問題点となっている周波数誤差からの影響について、SNR を変動させた場合と変動させない場合の 2 つの場合での検討を行った。ここで、周波数誤差がサンプリング周波数の 1 % 程度で効いてくることがわかった。また、ノイズレベルと周波数誤差の BER への影響について検討することで、周波数誤差が効いてくるノイズレベルがわかった。

今後の課題として、遅延検波の問題となっている周波数誤差を推定、また、補正する方法についての検討を行うことが挙げられえ。また、実装した復調器での、より実環境に近い環境での実験を行うことが挙げられる。

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 D3 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, 久我研究室の皆様にも深く感謝致します。

参考文献

- [1] 市川佳弘, 尾保手茂樹, 鹿子嶋憲一, "MMSE-SMI アダプティブアレーアンテナにおける周波数オフセット補償法" 電子情報通信学会論文誌, B, vol. J86-B, No.9, pp.1914-1924, 2003年9月.
- [2] 石川博康, 小林英雄, "2重差動符号化によるMPSK遅延検波用周波数オフセット補償方式", 電子情報通信学会論文誌 B-II, vol. J76-B-II, No.10, pp.793-800, 1993年10月.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 関清三, 丸山康成, "4相PSK遅延検波における誤り率近似式の評価", 電子情報通信学会総合大会, B-5-90, 1999年.
- [6] 神尾享秀, 宮崎哲弥, 淡路祥成, 久保田文人, "差動8相PSKの遅延検波に関する検討", 電子情報通信学会技術研究報告, OCS2004-5, 2004年4月.
- [7] 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.
- [8] 中島淳, "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", 横浜国立大学 工学部 新井研究室 卒業論文, 平成16年2月.
- [9] 斉藤洋一, "デジタル変復調", 和歌山大学 MWE 2003 Microwave Workshop Digital.
- [10] 高畑文雄, "デジタル無線通信入門", 培風館, 2002年6月.
- [11] 宇津宮孝一, 兼田護, "デジタル信号処理の基礎", 森北出版株式会社, 2000年6月.
- [12] 山内雪路, "デジタル移動通信方式", 東京電機大学出版局, 1993年2月.
- [13] Inter face, "期待高まるデジタル通信技術の基礎", CQ出版社, 2001年10月.

[14] 新井宏之、”新アンテナ工学”、総合電子出版社、1996