

# 実習 B 通信システム設計演習

三軒家 佑將

1026-26-5817

## 1 目的

アナログ無線受信機の 3 方式、すなわち、ストレート受信機、スーパーヘテロダイン 2 乗検波受信機、同期検波受信機について、National Instruments 社のシミュレーションソフト LabVIEW を用いて受信回路を作成し、特性を解析する。

## 2 方法

### 2.1 LabVIEW の使い方

教科書の例に習い、OOK 信号を出力する回路を作成した。

### 2.2 用いる素子の特性解析

#### 2.2.1 LPF

与えられたファイル (whistler.vi) とホイッスラー音声ファイル (whistler.wav) を用いて、LPF の動作を確認した。

また、与えられたファイル (chirp.vi) を用いて、LPF による劣化量  $\epsilon$  が最小になるようなカットオフ周波数を数値的に求めた。ここで、劣化量  $\epsilon$  は、

$$\epsilon = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (S_{org} - S_{rec})^2}{N \overline{S_{org}^2}}}$$

によって定めた。

#### 2.2.2 Amp

Amp ブロックに Sin 波を入力し、出力波形を観察した。また、Dist ブロックにより歪み率を測定して、増幅度による波形劣化の様子を調べた。

## 2.3 アナログ信号受信時の特性解析

### 2.3.1 アナログ送信波の構成

異なる搬送波周波数の 3 つの AM 変調波と、適当な最大雑音振幅をもつガウス雑音を足し合わせ、アナログ送信波を構成した。3 つの AM 変調波のパラメーターは以下の通りとした。

#### 所望波

搬送波周波数 1400kHz

変調周波数 1000Hz

変調度 40%

#### 妨害波 1

搬送波周波数 1350kHz

変調周波数 1100Hz

変調度 40%

#### 妨害波 2

搬送波周波数 1450kHz

変調周波数 900Hz

変調度 40%

また、この送信波回路と BPF、Amp を用いて、高周波増幅を行ない、BPF の Q 値によって、妨害波の抑圧度  $\alpha$  がどう変化するかを調べた。ここで、妨害度  $\alpha$  は、

$$\alpha = P_D - \max(P_{I1}, P_{I2}) \quad (1)$$

によって定めた。ただし、 $P_D$  は所望波の出力 (dB) を、 $P_{I1}, P_{I2}$  はそれぞれ妨害波 1,2 の出力 (dB) を表している。

### 2.3.2 受信機の作成

教科書を参考に、ストレート受信機、スーパーヘテロダイン 2 乗検波受信機、同期検波受信機の回路を作成した。

### 2.3.3 受信機の実験

ストレート受信機とスーパーヘテロダイン 2 乗検波受信機にて、信号の受信を行い、さらに Dist ブロックを用いて各受信機のひずみ率を計算した。

ただし、受信時のパラメーターは以下のようである。

#### ストレート受信機

LPF のカットオフ周波数 1000Hz

BPF の Q 100

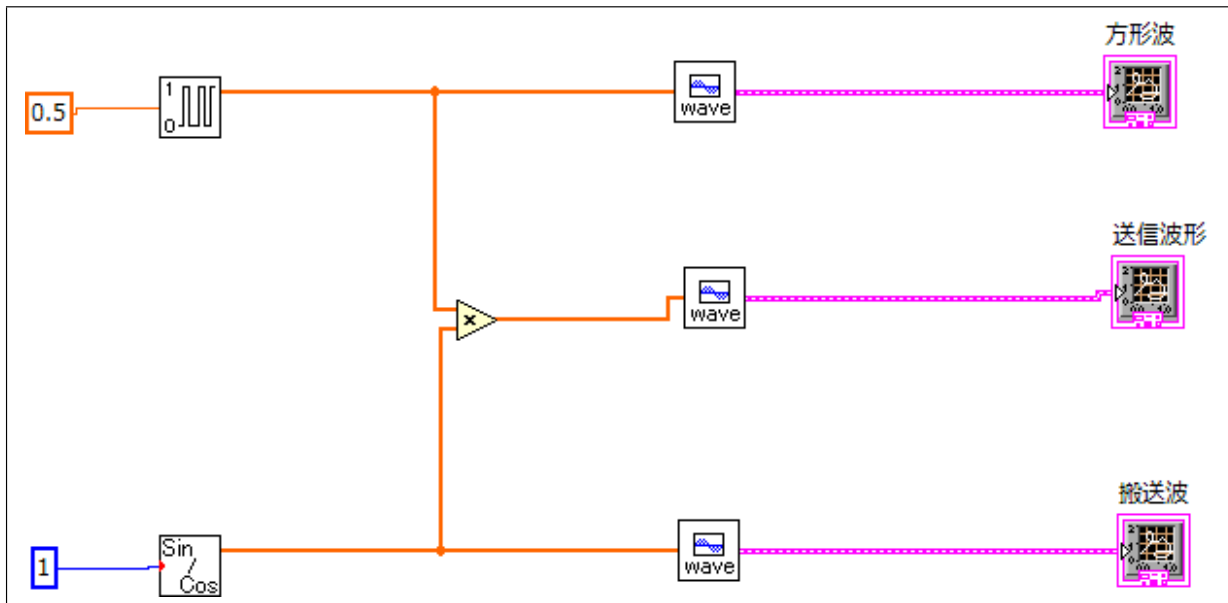


図1 OOK 信号出力回路

BPF の中心周波数 1400kHz

スーパーヘテロダイン 2 乗検波受信機

1 段目の BPF の Q 100

1 段目の BPF の中心周波数 1400kHz

2 段目の BPF の Q 100

2 段目の BPF の中心周波数 (中間周波数) 450kHz

LPF のカットオフ周波数 1500Hz

また、ストレート受信機の実験時のみ、誤って送信波に含まれるホワイトノイズの最大振幅を 1 とした (スーパーヘテロダイン 2 乗検波受信機の場合は最大振幅 0 とした)。

## 2.4 デジタル信号受信時の特性解析

### 2.4.1 デジタル送信波の構成

### 2.4.2 ストレート受信機の実験時の特性

### 2.4.3 スーパーヘテロダイン 2 乗検波受信機の実験時の特性

### 2.4.4 同期検波受信機の実験時の特性

## 3 結果

### 3.1 LabVIEW の使い方

図1 のように回路を作成した。

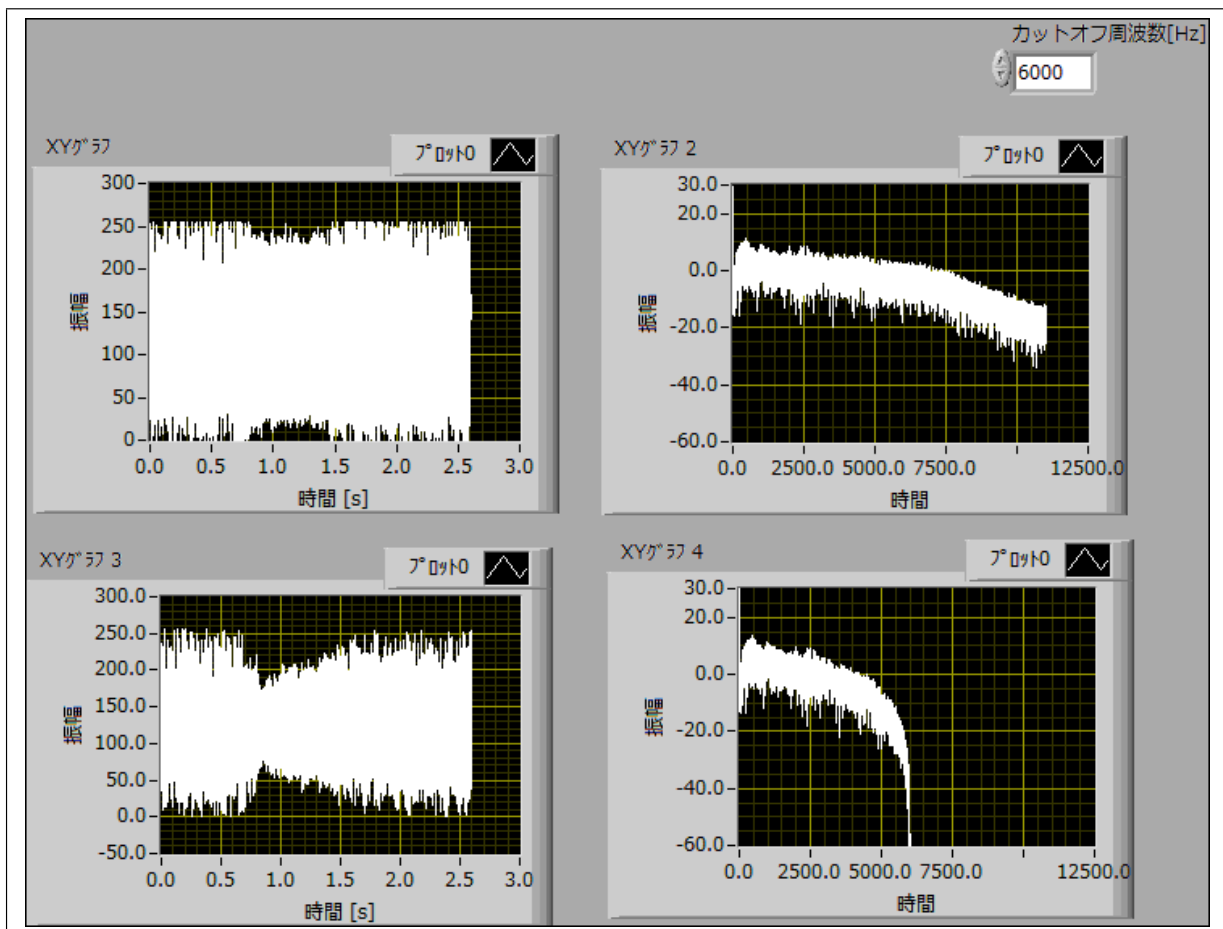


図2 LPF の動作

## 3.2 用いる素子の特性解析

### 3.2.1 LPF

LPF を用いてホイッスラー音声ファイルを加工したときの、音声波形と周波数スペクトルをグラフにしたのが図2である。また、LPF を用いて雑音の入った疑似ホイッスラー音声ファイルを加工したときの、音声波形と周波数スペクトルをグラフにしたのが図3である。

これらの図において、左の2つの図が音声波形であり、右の2つの図が周波数スペクトルである。また、上の2つの図がLPFの加工の前の音声についてのグラフであり、下の2つの図がLPFによる加工の後の音声についてのグラフである。

図2の周波数スペクトルを表す2つの図から、LPFによりカットオフ周波数(6000Hz)より大きい周波数成分がカットされている事がわかる。

劣化量 $\epsilon$ が最小になるカットオフ周波数 $f_c$ を探索したところ、図3のとおり、 $f_c = 9000(Hz)$ 周辺にて劣化量が最小( $\epsilon = 5.75$ )となった。

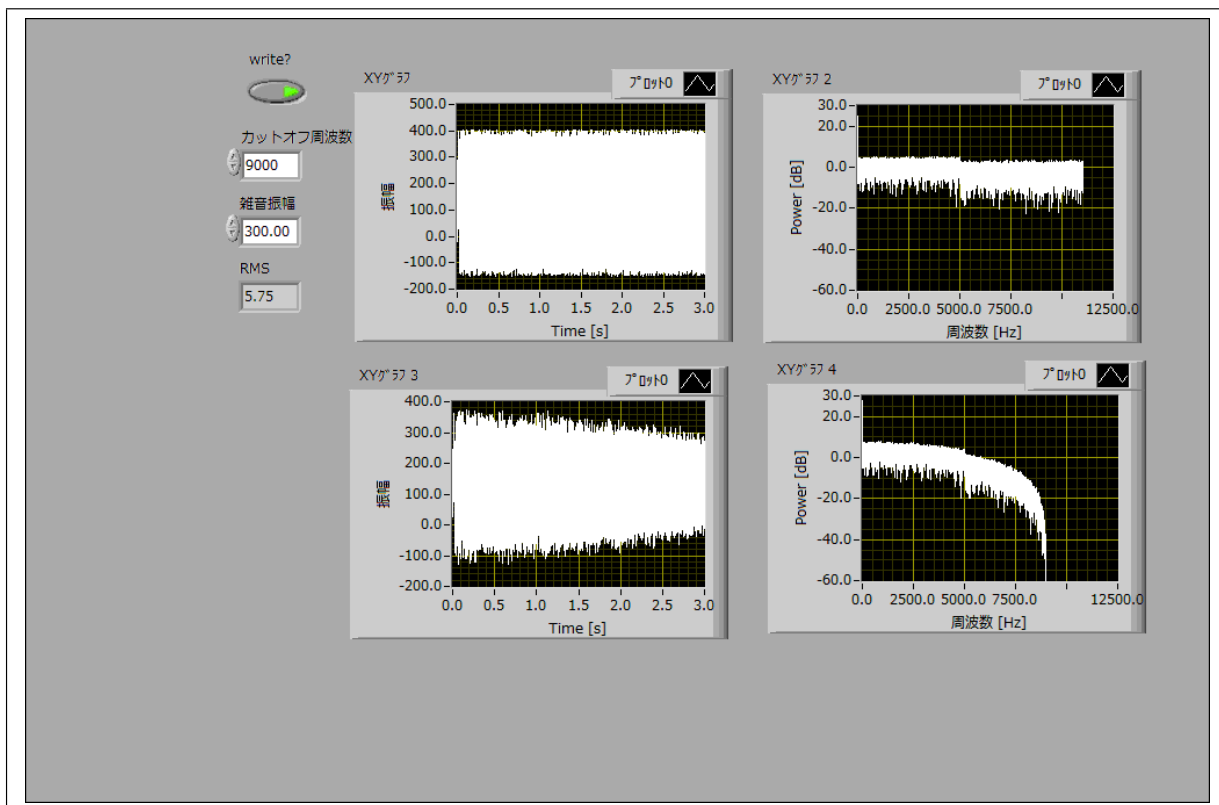


図3 LPFによる劣化

### 3.2.2 Amp

実験のミスにより、データが保存されていなかった。

## 3.3 アナログ信号受信時の特性解析

### 3.3.1 アナログ送信波の構成

Q 値	Pd(dB)	PI1(dB)	PI2(dB)	$\alpha$ (dB)
10	0.054	0.027	0.027	0.027
50	0.116	0	0	0.116
100	0.116	0	0	0.116

表1 Q 値ごとの妨害度

図4が、作成した回路である。この回路図の前段がアナログ送信機の回路であり、後段が高周波増幅回路である。

また、表1は、BPFのQ値と、その時の妨害波の抑圧度である。これを見ると、Q値が大きく

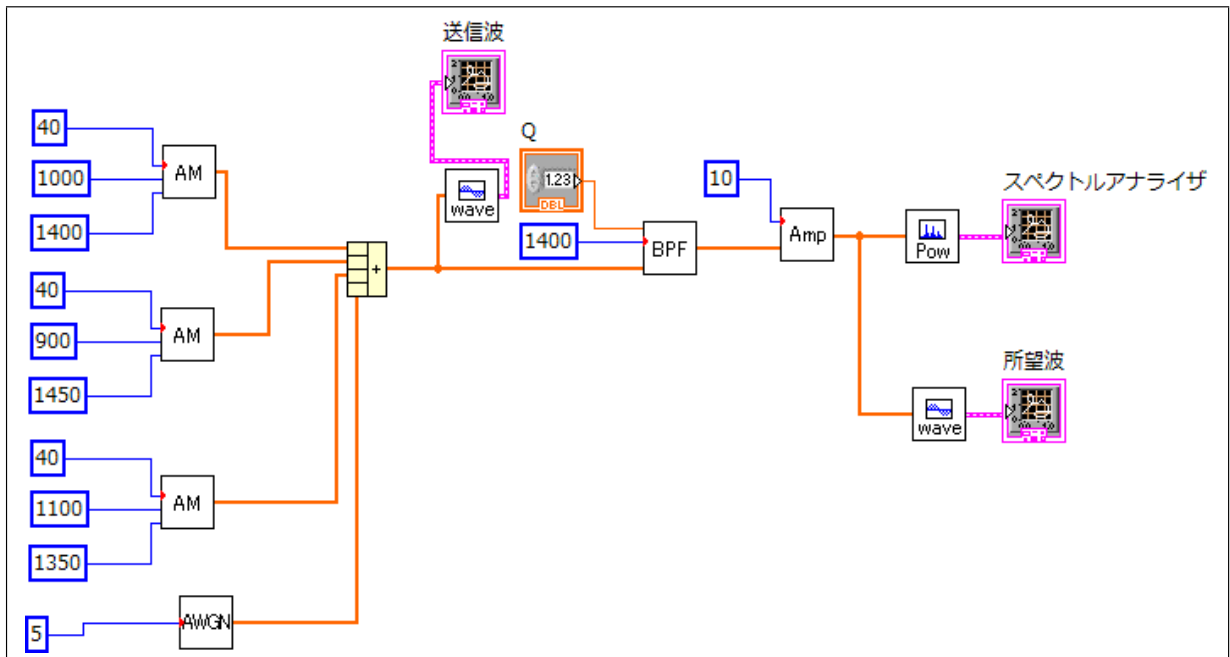


図4 アナログ送信機と高周波増幅回路

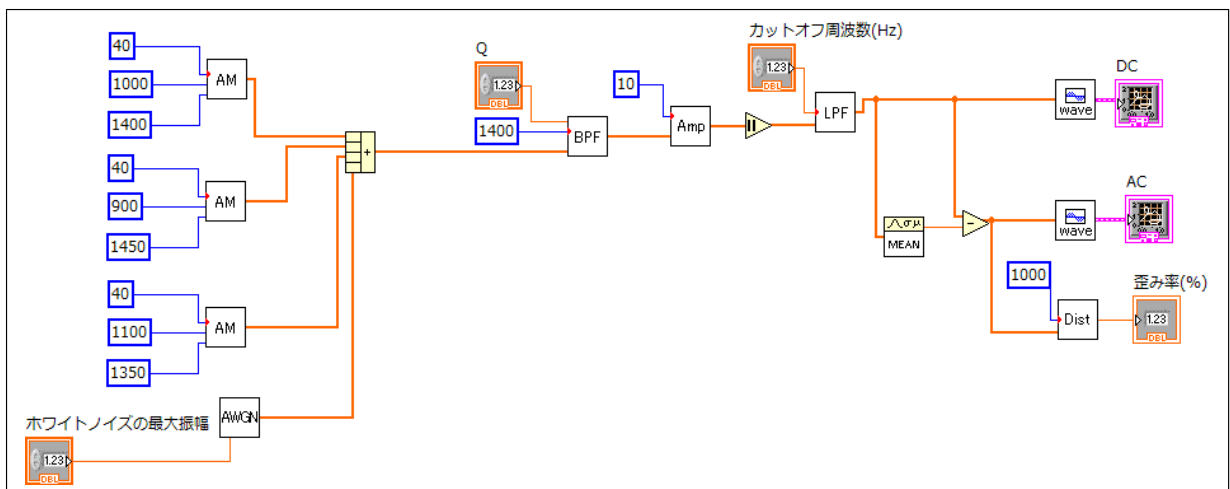


図5 ストレート受信機

なると抑圧度が大きくなる事がわかる。

### 3.3.2 受信機の作成

図5、図6、図7がそれぞれ、ストレート受信機、スーパーヘテロダイン2乗検波受信機、同期検波受信機の回路図である。

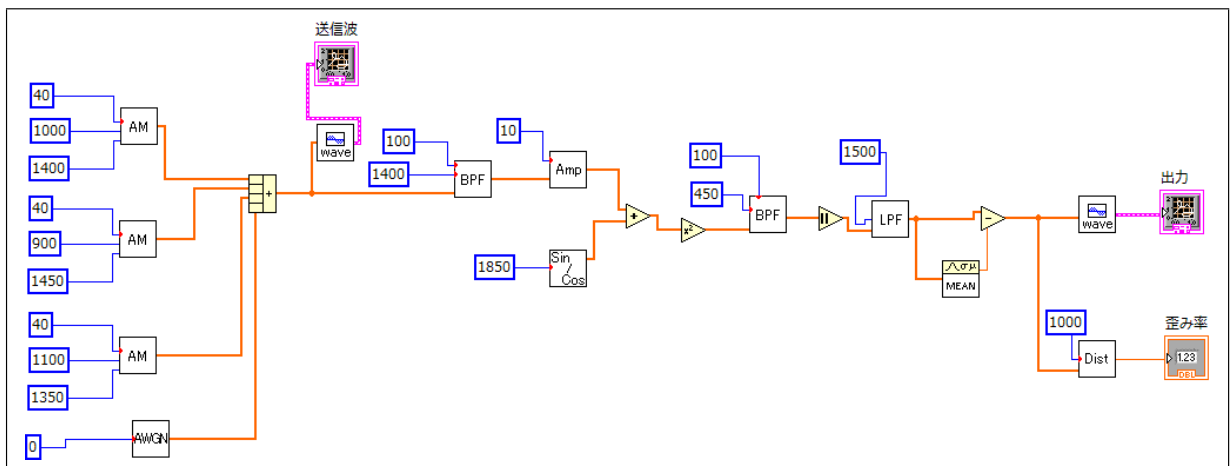


図 6 スーパーヘテロダイン 2 乗検波受信機

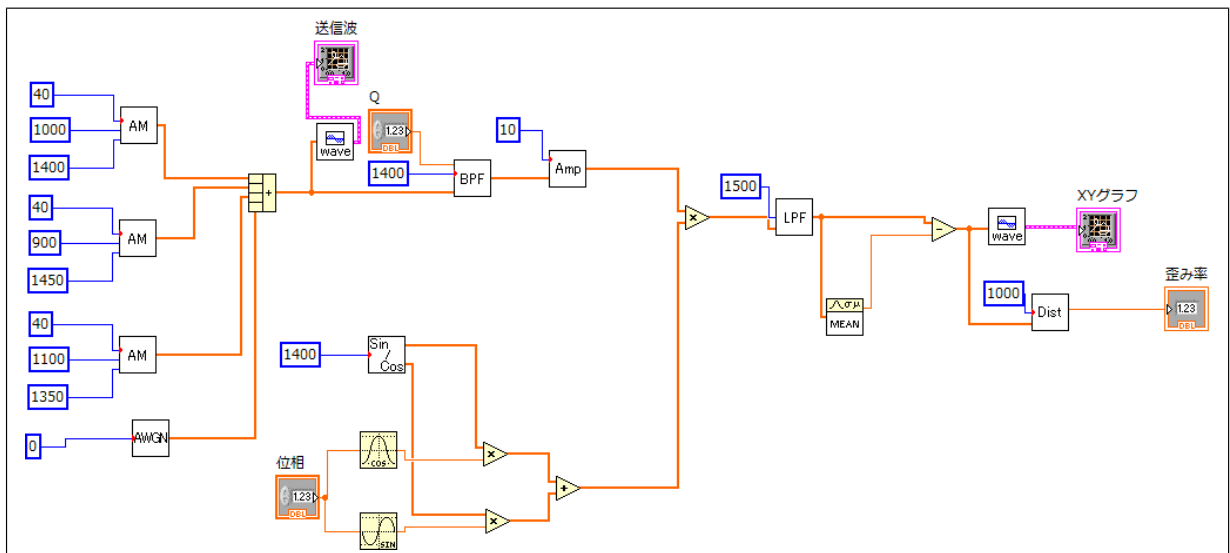


図 7 同期検波受信機

### 3.3.3 受信機の特徴

図 8、図 9 がそれぞれ、ストレート受信機、スーパーヘテロダイン 2 乗検波受信機によって復号された信号の波形である。また、歪み率はそれぞれ、0.087% と 0.356% となった。

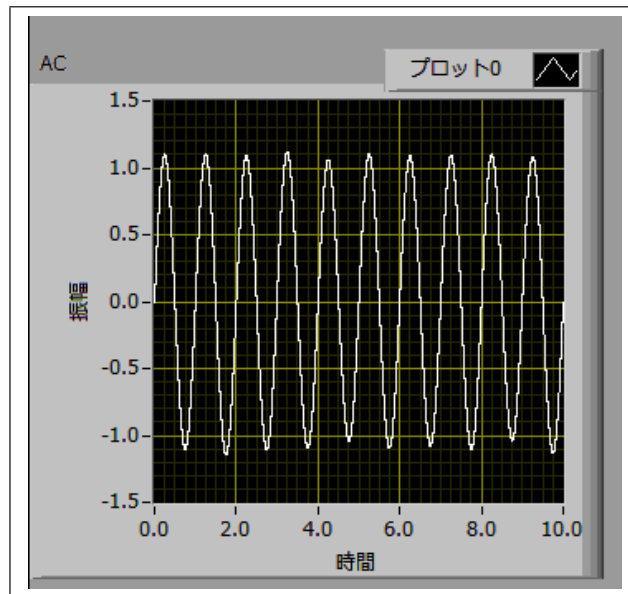


図 8 ストレート受信機の受信波形

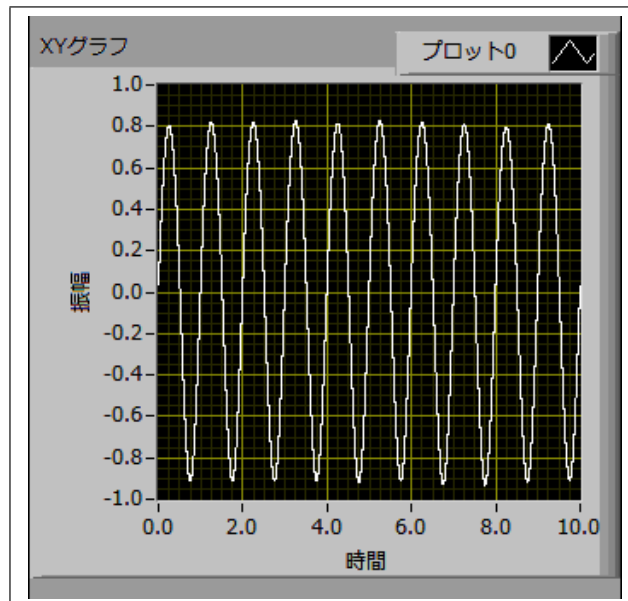


図 9 スーパーヘテロダイン 2 乗検波受信機の受信波形

### 3.4 デジタル信号受信時の特性解析

#### 3.4.1 デジタル送信波の構成

#### 3.4.2 ストレート受信機の特徴

#### 3.4.3 スーパーヘテロダイン 2 乗検波受信機の特徴

#### 3.4.4 同期検波受信機の特徴

## 4 考察

### 4.1 課題 5

式 (1) の、抑圧度としての妥当性を検討する。



まず、抑圧度  $\alpha$  を、所望波の出力  $A_D$  と、妨害波の出力  $A_I$  を用いて、

$$\alpha = 10 \log \left( \frac{A_D}{A_I} \right)$$

で定義する。ところで、パワースペクトルの値（所望波  $P_D$ 、妨害波  $P_I$ ）は、LabVIEW が表示するグラフ上ではデシベル単位で表示されているため、

$$\begin{aligned} P_D - P_I &= 10 \log \left( \frac{A_D}{A_0} \right) - 10 \log \left( \frac{A_I}{A_0} \right) \\ &= 10 \log \left( \frac{A_D}{A_I} \right) \end{aligned}$$

である。ただし、 $A_0$  は、デシベルの基準値である。これより、

$$\alpha = P_D - P_I$$

となる。ところで、実験の設定では、妨害波が2つある。実際にはどちらもほとんど同じ値を示したため、式 (1) では適当に、2つの妨害波のうち、より大きい値を示したものを  $P_I$  として採用するようにした。

## 4.2 課題 6

二段目の BPF に入力される信号の式は、次のようになる。

$$\begin{aligned} (A(1 + m \sin(\omega)) \sin(\omega_1) + \sin(\omega + \omega_m))^2 &= \frac{1}{8} (A^2 m^2 \cos(2\omega - 2\omega_1) + A^2 m^2 \cos(2\omega + 2\omega_1) \\ &\quad - 4A^2 m \sin(\omega - 2\omega_1) - 4A^2 m \sin(\omega + 2\omega_1) \dots (\text{略})) \end{aligned}$$

ただし、

$$\begin{aligned} \omega &= 2\pi t \times \text{搬送波周波数} \\ \omega_1 &= 2\pi t \times \text{信号周波数} \\ \omega_m &= 2\pi t \times \text{中間周波数} \end{aligned}$$

である。この式から、 $\omega_m$  周辺の周波数の項のみを取り出すと、

$$-\frac{1}{2} A \sin(\omega_m - \omega_1) + \frac{1}{2} A \sin(\omega_1 + \omega_m) = A \cos(\omega_m) \sin(\omega_1)$$

となる。これをストレート受信機と同様に検波することにより、 $\sin(2\pi f_1 t)$  の信号が取り出せる。

## 4.3 課題 7

LPF に入力される信号の式は次のようになる。

$$\begin{aligned} (1 + m \sin(\omega_1)) \sin(\omega) \sin(\omega + \phi) &= \frac{1}{4} (A m \sin(\omega_1 - \phi) + A m \sin(\omega_1 + \phi) - A m \sin(-2\omega + \omega_1 - \phi) \\ &\quad - A m \sin(2\omega + \omega_1 + \phi) - 2A \cos(2\omega + \phi) + 2A \cos(\phi)) \end{aligned}$$

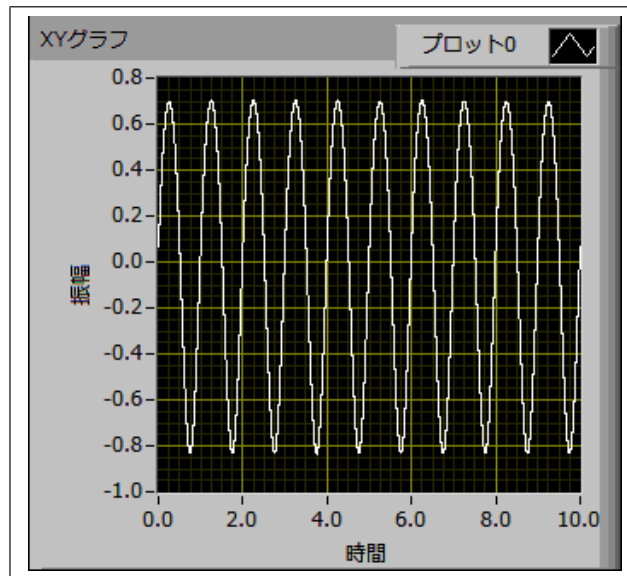


図 10  $\phi = 0$  のときの波形

ただし、

$$\omega = 2\pi t \times \text{搬送波周波数}$$

$$\omega_1 = 2\pi t \times \text{信号周波数}$$

$$\phi = \text{掛け合わせる正弦波の位相}$$

である。

この信号から、低周波成分のみを取り出すと、

$$\frac{1}{4}(Am \sin(\omega_1 - \phi) + Am \sin(\omega_1 + \phi) + 2A \cos(\phi)) = \frac{1}{2}Am \sin(\omega_1) \cos(\phi) + \frac{1}{2}A \cos(\phi)$$

となる。 $\phi = 0$  のとき、この信号の直流成分を除くことで、 $\frac{1}{2}Am \sin(\omega_1)$  が得られる。

また、 $\phi \neq 0$  のとき、得られる信号は  $\frac{1}{2}Am \sin(\omega_1) \cos(\phi)$  となるため、信号の出力が  $\cos(\phi)$  倍されることになる。

実際に位相  $\phi$  の値を変化させると、図 10～図 13 のように、 $\cos(\phi)$  に従って振幅が変化していることがわかる。

#### 4.4 課題 8

まず、各受信機の BPF の Q 値および LPF のカットオフ周波数、中間周波数の、選択度への寄与を検討する。

ストレート受信機については、BPF の Q 値の寄与が大きい。これは、選択を行っている素子が BPF のみだからである。LPF は、選択された信号から、低周波成分を抜き出すのに使われているだけである。

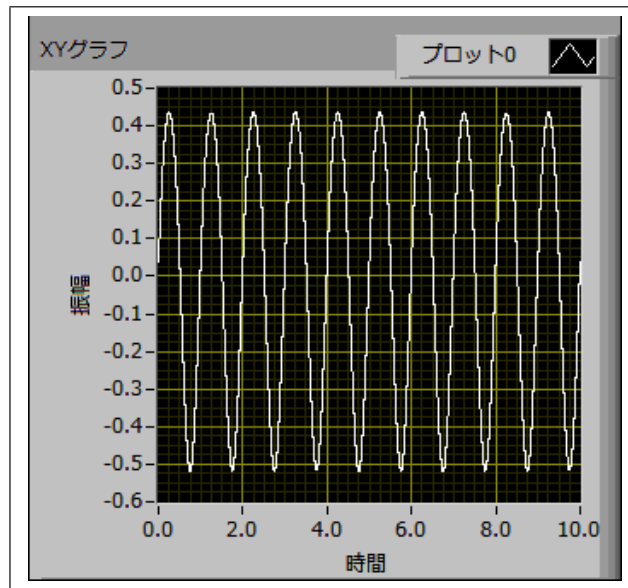


図 11  $\phi = 0.9$  のときの波形

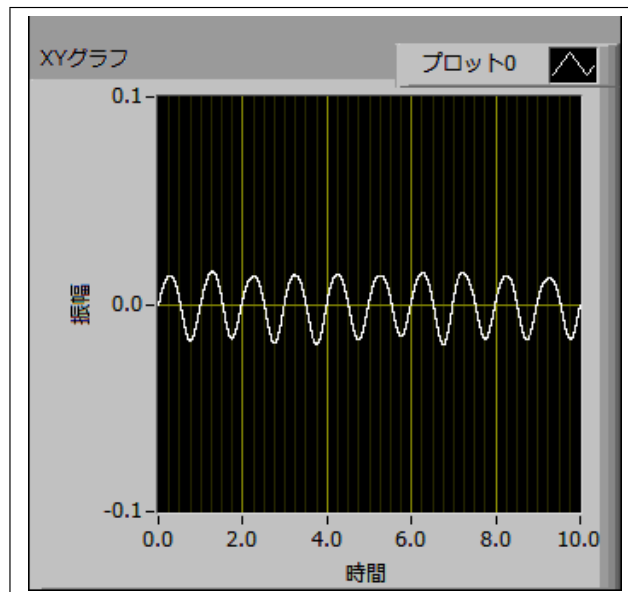


図 12  $\phi = 1.5$  のときの波形

スーパーヘテロダイン 2 乗検波受信機については、後段の BPF の  $Q$  値の寄与が大きい。これは、選択を行っているのが後段の BPF だからである。前段の BPF は無くても動くが、これがないと Amp への入力が大きくなり、Amp での歪みが大きくなってしまう。LPF については、ストレート受信機と同様である。また、中間周波数については、小さくしたほうが同じ  $Q$  値の BPF を使ったとしても高い選択度を実現できるため、これも重要である。

同期検波受信機については、BPF の  $Q$  値はほとんど寄与しない。これは、選択に使われているのは BPF ではなく、受信波に掛けられる正弦波の周波数だからである。また、LPF のカットオフ

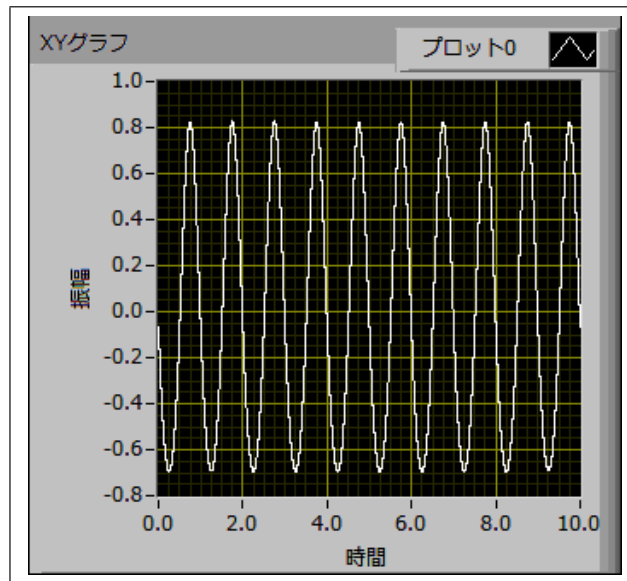


図 13  $\phi = 3$  のときの波形

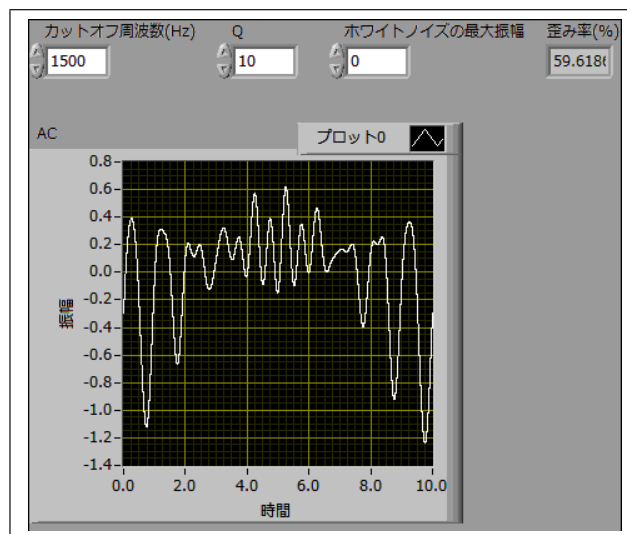


図 14 ストレート受信機 ( $Q = 10$ )

周波数は、取り出したい信号の周波数より大きければ、ほとんど寄与しない。

以上のことから、ストレート受信機については BPF が、スーパーヘテロダイン 2 乗検波受信機については後段の BPF が最も支配的なフィルタであると考えられる。同期検波受信機については、どのフィルタも選択度に対しては支配的でないと考えられる。

実際に、BPF の  $Q$  値を変えて、歪み率を計算した結果が図 14～図 20 である。図には示していないが、LPF の値は歪み率には寄与しなかった。

図 14～図 16 を見るとわかるように、ストレート受信機においては、BPF の  $Q$  値が強く歪み値に寄与している。また、図 17～図 19 を見るとわかるように、 $Q_2$  が低いときに顕著に歪み率が低

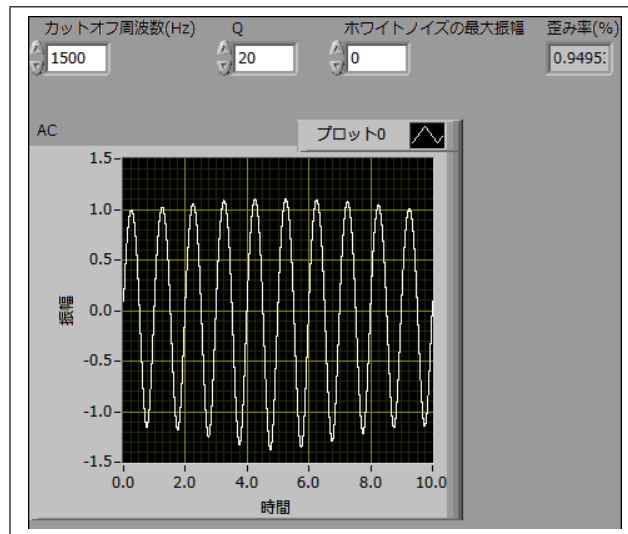


図 15 ストレート受信機 ( $Q = 20$ )

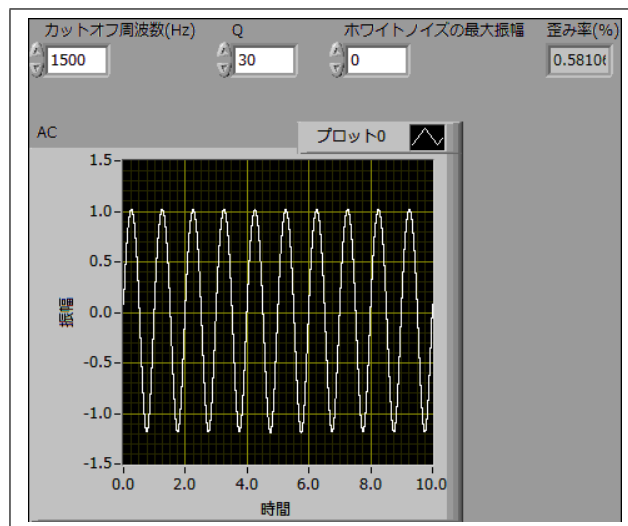


図 16 ストレート受信機 ( $Q = 30$ )

下することから、スーパーヘテロダイン 2 乗検波受信機においては、後段のほうが大きく歪み率に寄与していることがわかる ( $Q_1, Q_2$  はそれぞれ、前段の BPF と後段の BPF の  $Q$  値である)。また、図 20 を見るとわかるように、低い  $Q$  値においても低い歪み率であることから、同期検波受信機においては、BPF の  $Q$  値は歪み率に寄与しないことがわかる。

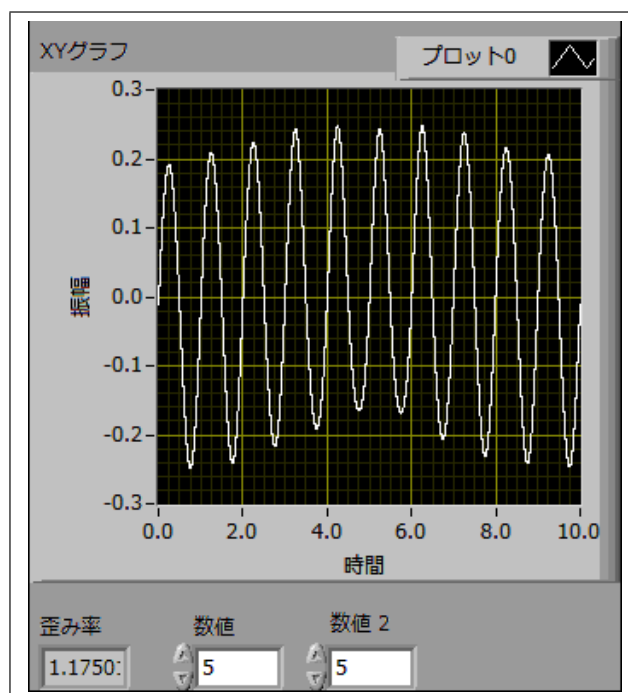


図 17 スーパーヘテロダイン 2 乗検波受信機 ( $Q_1 = 5, Q_2 = 5$ )

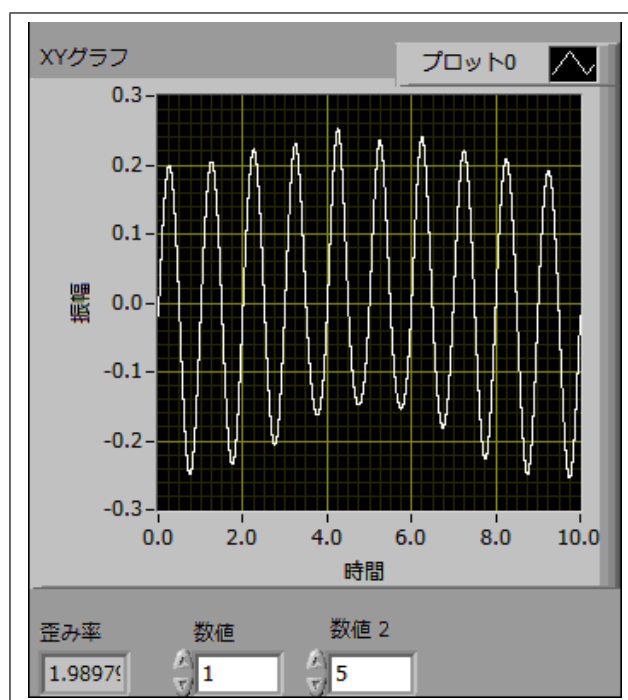


図 18 スーパーヘテロダイン 2 乗検波受信機 ( $Q_1 = 1, Q_2 = 5$ )

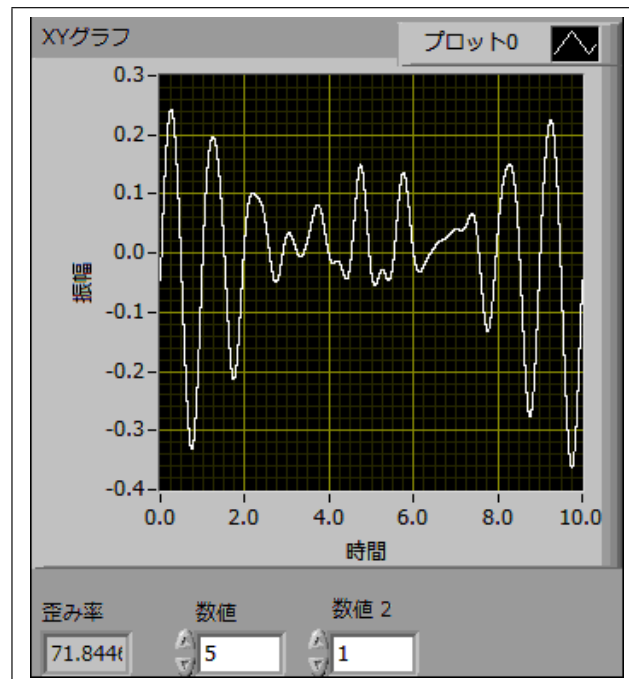


図 19 スーパーヘテロダイン 2 乗検波受信機 ( $Q_1 = 5, Q_2 = 1$ )

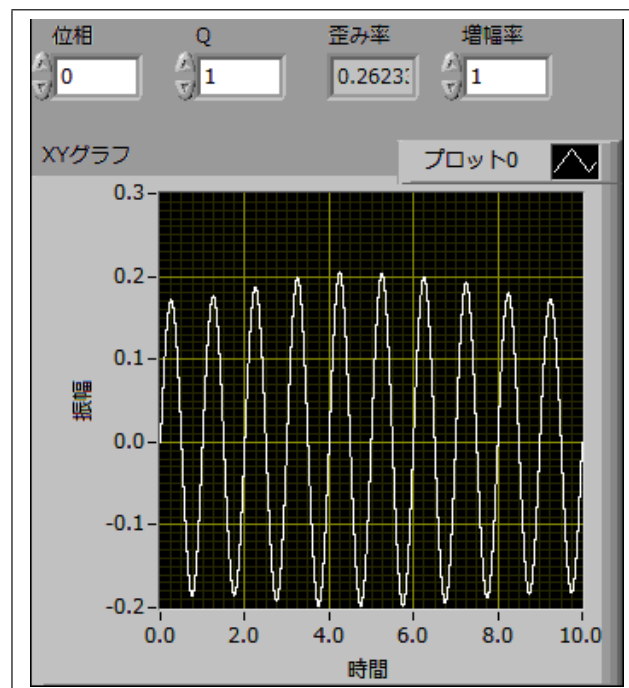


図 20 同期検波受信機 ( $Q = 1$ )