

# 課題研究

## 電波監視を目的とした 変調方式の自動識別に関する研究

指導教官 新井 宏之 助教授

平成14年3月15日提出

9944136 松崎 枝里子

# 要約

年々拡大，多様化していく電波利用に対して，電波監視システムは柔軟かつ的確に対応することが必要とされている．そのために電波監視システムに求められる技術として適応受信技術があり，そのうちのひとつに通信波の変調方式を自動的に識別する技術がある．この変調方式の自動識別技術に関して様々な方法が提案されており，ニューラルネットワークを用いるものや，重要性を考慮して重み付けを行う手法などがあるが，主流の方法としては，変調信号の特徴を数値的に表す「特徴量」にあらかじめ閾値を設定し，識別対象の信号の特徴量と比較し変調方式を特定する決定論的手法がある．

本論文では，まずその決定論的手法を用いた既存の変調方式の自動識別アルゴリズムについての検証を行なった．この際対象とする変調方式を依然として短波帯で使用されているアナログ変調方式に絞り，スペクトル解析による方法を中心に検討した．そして妨害波のない状況に関しては，スペクトルの対称性に注目した特徴量を使ったアルゴリズムによりアナログ変調方式の自動識別が可能であることを確認した．

次に，SN比のみの議論ではなく，妨害波が所望波に重なった場合の検討を行った．妨害波を加えたシミュレーションを行った結果，既存のアルゴリズムをそのまま使ったのでは正しい識別ができないことを確認した．そこでスペクトルの偏りや，帯域幅に注目したいくつかの特徴量を新しく提案し，その特性をシミュレーションにより調べた．その結果を受け，複数の特徴量を加えて使用することにより妨害波のある場合に対応した識別アルゴリズムを考案した．このアルゴリズムによって所望波と妨害波が重なった信号を処理するシミュレーションを行い，アルゴリズムの検証を行なった結果，狭帯域の妨害波のある場合に関しては，所望波の変調方式を特定できることを確認した．

# 目次

第1章 序論	1
第2章 アナログ変調方式の自動識別アルゴリズム	3
2.1 アナログ変調方式	3
2.2 識別アルゴリズム	11
2.2.1 識別アルゴリズムの構成	11
2.2.2 特徴量の抽出	12
2.2.3 閾値の設定	13
第3章 アナログ変調方式の自動識別のシミュレーションによる検討	15
3.1 妨害波のない場合	15
3.1.1 シミュレーションの諸設定	15
3.1.2 特徴量 $P$ による識別アルゴリズム	16
3.1.3 LSB,USB の識別アルゴリズムの検討	18
3.2 妨害波のある場合	22
3.2.1 狭帯域の妨害波による影響	22
3.2.2 新しい特徴量 $A_1, A_2, B, T_1, T_2$ の考案	23
3.2.3 妨害波を考慮した変調方式の識別	31
3.2.4 妨害波を考慮した識別アルゴリズム	34
謝辞	40
参考文献	41

# 第 1 章

## 序論

社会経済活動の発展や高度情報社会の進展に伴い、電波利用は増大、多様化の一途をたどっている。近年では移動体通信システムを初めとして、無線局数が急激に増加し、また従来のアナログ変調方式 (AM, FM 等) に加え、デジタル変調方式の利用が進み、通信方式の多様化が進んでいる。また電波利用は無線通信、無線放送は当然のこと、あらゆる分野に及び今後ますます拡大を続けて行くことが予想される。そうした中で、ルールを無視した電波利用が混信・妨害や電波障害の原因となり、電波利用環境の秩序を乱すことが考えられる。また電波は限りある資源であり、そうした電波を効率よく利用できるようにするために不法電波や不要電波を排除・防止しなければならない。それを担うものが電波監視システムであり、その重要性は今後ますます増していくことが予想される。電波監視システムには上に述べたように多種・多様化していく電波使用に対して柔軟かつ的確に対応していくことが求められている。

こういった背景の中で、電波監視システムに求められる技術として適応受信技術というものがある。これは各種到来通信波の分析および復調処理を可能とする技術である。そういったもののなかに通信波の到来方向の推定や、変調方式を自動的に識別する技術がある。本論文では後者の技術に関する検討を行う。変調方式の自動識別技術は、電波監視という目的以外にも、汎用受信機の実現や不要干渉波の特定と除去など様々なことに応用が可能であり、近年注目を浴びている。現在既に変調方式の自動識別についての論文 [1] ~ [3] などが発表されており、様々な識別アルゴリズムが提案されている。その手法や解析項目は細かく言えばかなり多種であるが、主要な技術としては、決定論的識別手法、ニューラルネットワークなどを用いたパターン認識的な手法 [4]、重み付け演算による手法、また最近傍決定法 [3] などがある。本論文ではこれらの手法の中から決定論的手法を採用して検討する。

決定論的手法とは、あらかじめ設定しておいた閾値と自動識別の対象である受信信号の解析結果を順次比較しながら、変調方式を絞り込んでいく手法である。比較を繰り返していくツリー型のアルゴリズムであり、計算量は比較的少なく済む。この手法を用いた研究結果が、多くの論文 [6], [7] で報告されている。また、近年通信の分野では従来のアナログ変調方式からデジタル変調方式への移行が目覚しく、それを受けてデジタル変調方式の識別に関する研究が目立ち、多くの論文ではデジタル変調方式のみを対象にしている [3],[5]。デジタル変調方式 (ASK,FSK,BPSK,QPSK,  $\pi/4$ shift QPSK,16QAM など) の識別方法としては、周波数、位相、振幅解析に加えて I-Q パターンの解析を行い特徴量を抽出するというものが多く用いられている。平 [5] は周波数分布解析や位相ベクトル解析に加え I-Q パターンのシンボル点情報をニューラルネットワークに入力して判別する解析を行い、最終的にそれらの結果を重み付けにより統合する方法を提案している。また Nandi ら [1],[4],[6] はアナログ変調方式の識別と同じ特徴量に加えていくつかの特徴量を用いることによりデジタル変調方式の識別ができることを明らかにした。

このようにデジタル変調方式の識別に関しては様々な成果が発表されている。それに比べアナログ変調方式に関する研究はあまりなされていないのが現状である。しかし、短波帯では依然として従来の AM, FM 方式を初めとするアナログ変調方式を利用している。また将来的に短波帯で使用される変調方式が SSB 方式に統一される方向となっており、こうしたアナログ変調方式を識別する研究が必要とされている。また、従来の研究では SN 比に対する議論が主であるが、実際の問題として、ジャミングなどの妨害波を受ける場合が想定できる。そうした場合単なる SN 比のみの議論で済ましてよいものであろうか、という疑問が起こる。そこで本研究では、短波帯で使用されているアナログ変調方式に識別対象を絞り、検討する。まずは既存のアルゴリズムにより、妨害波のない場合についての検証を行い、それを踏まえた上で妨害波の存在する場合においても識別が可能であるようなアルゴリズムの検討を行う。

本論文の構成を以下に示す。第二章で既存のアナログ変調方式の自動識別アルゴリズムについての説明と検証を行う。そして第三章でそのアルゴリズムを使って妨害波のない場合、ある場合についてシミュレーション結果による検討を行なう。最後に第四章で本論文の結論を述べる。

## 第 2 章

# アナログ変調方式の自動識別アルゴリズム

本章では、まず主要なアナログ変調方式について、数式的な表現と、変調された信号のスペクトルの特徴を図示しつつ説明する。次にアナログ変調方式の自動識別の原理を述べ、識別アルゴリズムの概要を説明する。

### 2.1 アナログ変調方式

アナログ変調方式の自動識別するための処理の流れとしては、まずは受信信号の各種解析を行い、特徴量を数値的に算出する。決定論的手法ではそれらの結果を、あらかじめ設定しておいた閾値と比較していき、最終的にひとつの変調方式に絞られる。こうした処理によって正確な識別を実現するためには、各アナログ変調方式の特徴をよく理解していなければならない。ここでは本論文で変調方式の識別の目的とするアナログ変調方式について簡単に説明する。

アナログ変調方式には、振幅変調、周波数変調、位相変調があり、あとの二つはあわせて角度変調とも呼ばれる。まずは振幅変調から説明する。

振幅変調系としては AM(Amplitude modulation)、DSB-SC(Double side-band suppressed carrier modulation)、SSB(Single side-band modulation) である LSB(Lower side-band modulation)、USB(Upper side-band modulation)、VSB(Vestigial side-band modulation)、があり、これらの変調波は振幅に情報を持つため瞬時振幅に大きな特徴を持つ。またそのスペクトルはベースバンド信号のスペクトルと同形またはその一部が同形となっていることも大きな特徴である。

識別アルゴリズムではこれらの変調波を時間領域で見た場合の特徴量と、周波数領域で見た特徴量などを併せて使うことが多い。本論文では特に周波数領域における解析を中心

に検討するため，ここでは各変調方式のスペクトルなどについて特に説明する．

まず AM 信号  $s_{AM}(t)$  は次のように表せる．

$$s_{AM}(t) = [1 + mx(t)] \cos(2\pi f_c t), \quad (2.1)$$

ここで  $m$  は変調度であり， $x(t)$  は元のベースバンド 信号（変調信号），そして  $f_c$  はキャリア周波数である．このフーリエ変換は次式で与えられる [1]．

$$\begin{aligned} S_{AM}(f) &= (1/2)\{\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)\} \\ &\quad (m/2)\{X(f - f_c) + X(f + f_c)\} \end{aligned} \quad (2.2)$$

ここで  $X(f)$  は変調信号  $x(t)$  のフーリエ変換とする．これより明らかに，AM 信号のスペクトルは元の変調信号のスペクトルをそのままキャリア周波数の近傍に移動させたものにキャリア周波数成分をたしたものとなる．よって変調前の信号の帯域を  $W$  とするならば，AM 信号の帯域は  $2W$  となる．この様子を模式図で示すと図 2.1 のようになる．また実際の図 2.2 のようなスペクトルの音声信号を，AM 変調した信号のスペクトルを図 2.3 に示す．ただし，キャリア周波数  $f_c$  は  $450[\text{kHz}]$  とした．

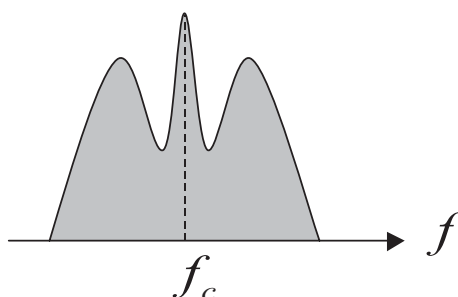


図 2.1 : AM 変調波のスペクトル模式図

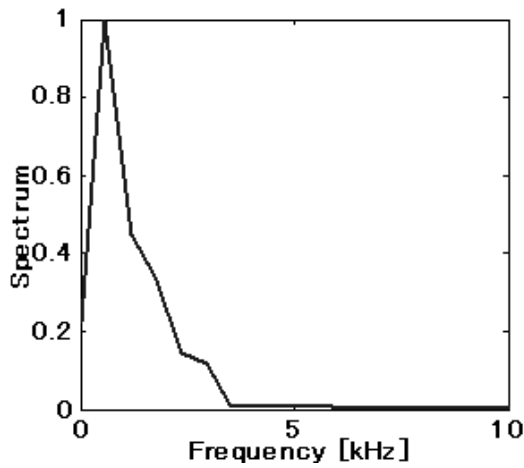


図 2.2 : 元の音声信号のスペクトル

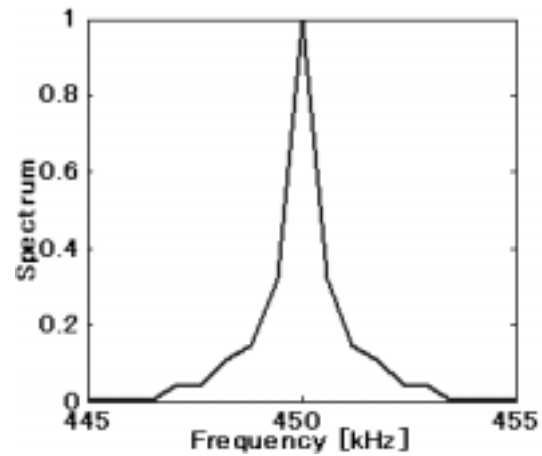


図 2.3 : AM 変調された信号のスペクトル

次に DSB-SC (DSB とも言う) 信号  $s_{DSB}(t)$  は, 次のように表現できる [1]

$$s_{DSB}(t) = x(t) \cos(2\pi f_c t), \quad (2.3)$$

そしてこのフーリエ変換は次式で与えられる .

$$S_{DSB}(f) = (1/2)\{X(f - f_c) + X(f + f_c)\} \quad (2.4)$$

式 (2.1),(2.4) から明らかなように, DSB-SC 信号のスペクトルは, AM 信号のスペクトルからキャリア周波数成分を除いたものとなる . よって DSB-SC 信号のスペクトルは図 2.4 のように表せる . また実際の音声信号を DSB-SC 変調したスペクトルを図 2.5 に示す .

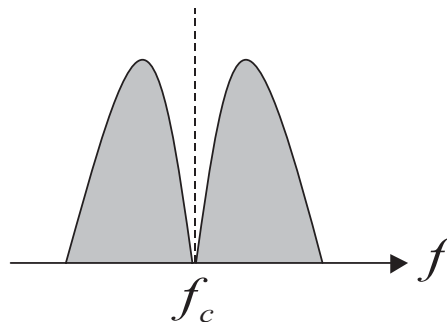


図 2.4 : DSB-SC 変調波のスペクトル



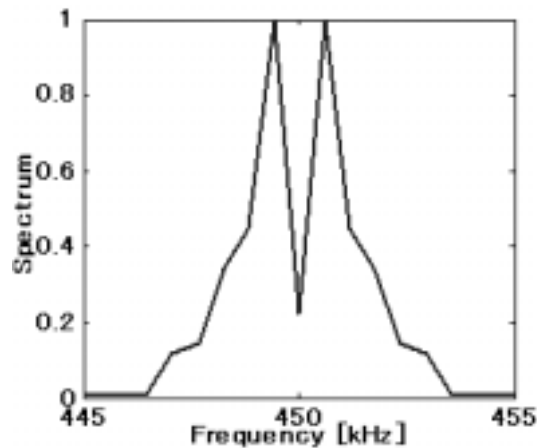


図 2.5 : DSB-SC 変調された信号のスペクトル

ここまでから明らかなように AM と DSB-SC 変調された信号は元の変調信号の帯域の 2 倍の帯域を有する。しかし情報成分は上側側波帯と下側側波帯に同じ内容のものが乗っているため、情報伝達の目的からは、どちらか一方の側波帯があれば十分である。そこで必要十分な一方の側波帯だけを送って通信する方法が、単側波帯 (SSB) 方式である。上側側波帯を使用するものを USB 変調、下側側波帯を使用するものを LSB 変調と言う。

SSB 変調された信号は次のように表せる。

$$s_{SSB}(t) = x(t) \cos(2\pi f_c t) \mp y(t) \sin(2\pi f_c t), \quad (2.5)$$

ここで  $x(t)$  は変調信号であり、 $y(t)$  はそのヒルベルト変換である。式中の複合は USB, LSB の順で対応している。これをフーリエ変換すると、次のようになる [1]。

$$S_{SSB}(f) = (1/2)\{X(f - f_c) \pm jY(f - f_c)\} + (1/2)\{X(f - f_c) \mp jY(f - f_c)\} \quad (2.6)$$

ただし、

$$Y(f) = \begin{cases} -j \cdot X(f) & f > 0 \text{ のとき} \\ j \cdot X(f) & f < 0 \text{ のとき} \end{cases} \quad (2.7)$$

これより、

$$S_{SSB}(f) = (1/2) \begin{cases} X(f - f_c) \pm X(f - f_c) & (f - f_c) > 0 \text{ のとき} \\ X(f - f_c) \mp X(f - f_c) & (f - f_c) < 0 \text{ のとき} \end{cases} + (1/2) \begin{cases} X(f + f_c) \mp X(f + f_c) & (f + f_c) > 0 \text{ のとき} \\ X(f + f_c) \pm X(f + f_c) & (f + f_c) < 0 \text{ のとき} \end{cases} \quad (2.8)$$

これより LSB 変調, USB 変調波のスペクトルはそれぞれ図 2.6, 2.7 のように表せる。また音声信号を LSB 変調, USB 変調した信号のスペクトルを図 2.8, 2.9 に示す。

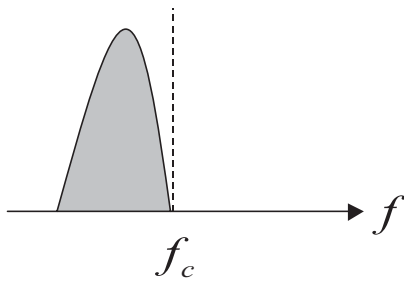


図 2.6 : LSB 変調波のスペクトル模式図

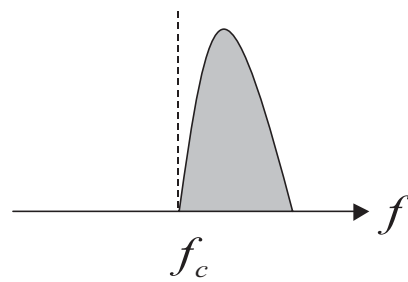


図 2.7 : USB 変調波のスペクトル模式図

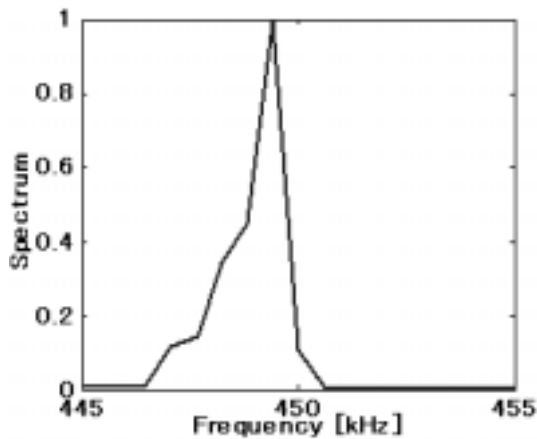


図 2.8 : LSB 変調された信号のスペクトル

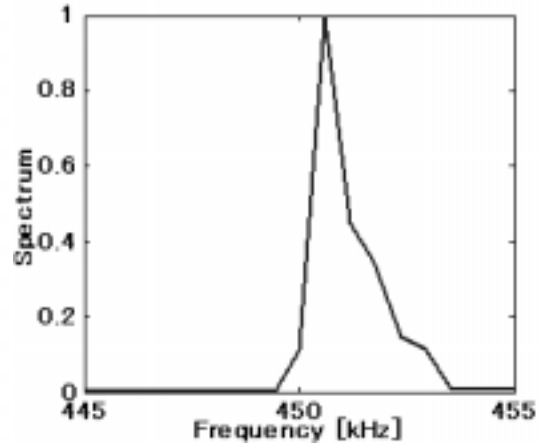


図 2.9 : USB 変調された信号のスペクトル

式 (2.8) と図 2.8,2.9 からわかるように，USB 信号のスペクトルは  $f > f_c(450[\text{kHz}])$  にしか存在しなく，また逆に LSB 信号のスペクトルは  $f < f_c$  にしか存在しない．

これらの変調信号の周波数領域での特徴は，変調方式を自動的に識別する際に大きな役割を果たす．

次に周波数変調 (FM) について簡単に説明する．これは高周波キャリアの周波数を元の信号の振幅によって変化させる方式であり，FM 信号は次式で表される [8] ．

$$s_{FM}(t) = \cos\left[2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_{-\infty}^t x(t) dt\right] \quad (2.9)$$

ここで  $k_f$  は周波数偏移係数である。FM 信号の大きな特徴としては、振幅変調系と比較して述べると時間波形の振幅が一定であることが挙げられる。またスペクトルについては、元の変調信号のスペクトルの形とは全く異なる複雑さで広がるという特徴がある。簡単のために元の信号  $x(t)$  を振幅  $A$  の正弦波として FM 信号のスペクトルを説明する。

$$x(t) = A \cos(2\pi f_x t) \quad (2.10)$$

これを式 (2.9) に代入すれば

$$\begin{aligned} s_{FM}(t) &= A \cos\left[2\pi f_c t + \frac{k_f A}{f_x} \sin(2\pi f_x t)\right] \\ &= A \cos\left[2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_x t)\right] \end{aligned} \quad (2.11)$$

ここで

$$\beta = \frac{k_f A}{f_x} \quad (2.12)$$

この  $\beta$  を変調指数という。

式 (2.11) において  $e^{jz} = \cos z + j \sin z$  の関係を用いれば、

$$\begin{aligned} s_{FM}(t) &= \text{real}[Ae^{j2\pi f_c t + j\beta \sin(2\pi f_x t)}] \\ &= \text{real}[s_0(t)e^{j2\pi f_c t}] \end{aligned} \quad (2.13)$$

ここで

$$s_0(t) = Ae^{j\beta \sin(2\pi f_x t)} \quad (2.14)$$

FM 波  $s_{FM}(t)$  において元の変調信号成分を全て含む項を抽出したものが  $s_0(t)$  である。 $s_0(t)$  は、 $t$  の周期関数でその基本周期は  $(1/f_x)$  であるから、フーリエ級数展開することができる。

$$s_0(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{j2\pi n f_x t}, \quad -\frac{1}{2f_x} \leq t \leq \frac{1}{2f_x} \quad (2.15)$$

$$c_n = f_x \int_{-\frac{1}{2f_x}}^{\frac{1}{2f_x}} s_0(t) e^{-j2\pi n f_x t} dt = f_x A \int_{-\frac{1}{2f_x}}^{\frac{1}{2f_x}} e^{j\beta \sin(2\pi f_x t) - j2\pi n f_x t} dt \quad (2.16)$$

いま  $r = 2\pi f_x t$  とおいて変数変換すれば

$$c_n = \frac{A}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta \sin r - nr)} dr \quad (2.17)$$

この式は第 1 種  $n$  次ベッセル関数と呼ばれる関数であって、一般に  $J_n(\beta)$  と表す。ここで  $J_n(\beta)$  の定義を記す。

$$\text{定義: } J_n(\beta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta \sin r - nr)} dr \quad (2.18)$$

これを用いれば

$$c_n = AJ_n(\beta) \quad (2.19)$$

$$s_0(t) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) e^{j2\pi n f_x t} \quad (2.20)$$

式 (2.13) に代入すれば

$$s_{FM}(t) = \text{Areal} \left[ \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) e^{j2\pi(f_c + n f_x)t} \right] \quad (2.21)$$

$$= A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos\{2\pi(f_c + n f_x)t\} \quad (2.22)$$

この式をフーリエ変換すれば

$$S_{FM}(f) = \frac{A}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) [\delta(f - f_c - n f_x) + \delta(f + f_c + n f_x)] \quad (2.23)$$

すなわち単一正弦波を FM 変調した信号のスペクトルは，パラメータ  $\beta$  で決定されるベッセル関数の値をもった  $f_c \pm n f_x$  の周波数の線スペクトルで表せる．

次に元の信号が周波数  $f_1, f_2$  の正弦波をたしたものの場合を考える．このとき FM 変調波は

$$s_{FM}(t) = A \cos[2\pi f_c t + \beta_1 \sin(2\pi f_1 t) + \beta_2 \sin(2\pi f_2 t)] \quad (2.24)$$

で表せる．ここで  $\beta_1 = k_f A / f_1, \beta_2 = k_f A / f_2$  である．この式を展開すれば

$$s_{FM}(t) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_m(\beta_1) J_n(\beta_2) \cos[2\pi(f_c + m f_1 + n f_2)t] \quad (2.25)$$

この式をみると，

1. 搬送波 ( $m = 0, n = 0$ ) 成分
2.  $f_1$  に対する FM 波成分 ( $m \neq 0, n = 0$ )
3.  $f_2$  に対する FM 波成分 ( $m = 0, n \neq 0$ )
4. 変調積成分 ( $m \neq 0, n \neq 0$ )

からなる．上の三つは単一正弦波の場合の解析から類推できる．変調積成分は  $m, n$  のすべての組み合わせの数だけ新たに生じる成分であって，その一つをとれば振幅  $J_m(\beta_1) J_n(\beta_2)$ ，周波数  $f_c \pm m f_1 \pm n f_2$  である．変調信号  $x(t)$  がさらに一般的なものについては，こうしたことからスペクトルは大変複雑になり，理論的には FM 信号のスペクトルは  $\infty$  まで広がることになる．図 2.10 に FM 変調した音声信号のスペクトルを示す．

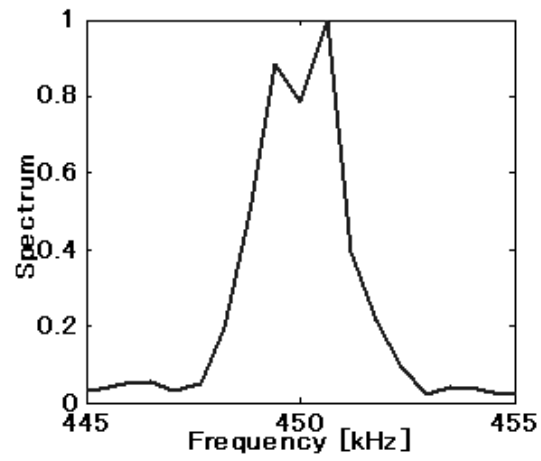


図 2.10 : FM 変調された信号のスペクトル

これより, FM 変調信号のスペクトルはベースバンド信号のスペクトル (2.2) と全く異なる形になることがわかる.

## 2.2 識別アルゴリズム

ここでは変調方式を識別するアルゴリズムの原理とその構成について説明し、またそのアルゴリズム中で使用される特徴量とその閾値の設定について具体的に述べる。その際実際のシミュレーションによる具体的な数値も示しながら説明していく。

### 2.2.1 識別アルゴリズムの構成

前節で述べたように、アナログ変調方式の各信号にはそれぞれ時間的にも周波数スペクトルという観点からも特徴を持っている。変調方式を識別するためにはそれらを特徴量という数値的なものに変換して解析していく必要がある。本論文で検討していく識別アルゴリズムのおおまかな構成は、まず受信信号について特徴量の抽出を行なう。この特徴量については後の節で詳しく説明するので省略するが、時間領域、周波数領域における解析により様々な特徴量を取り出す。そうして取り出された複数の特徴量を、決定論的手法にもとづきあらかじめ設定しておいた閾値と比較していき、可能性のある変調方式を絞っていく。図で簡単に説明するならば、図 2.11 のような形となる。図中  $K_f$  が特徴量 (Key feature) [1] で、 $t(K_f)$  がその閾値を表す。このように複数の特徴量と閾値の比較を繰り返すことで、受信信号の変調方式を 1 つに絞ることができる。ただしこれには閾値を適切に設定することが重要であり、そのためには各変調方式の特徴に関する解析を事前に十分に行なっておく必要がある。

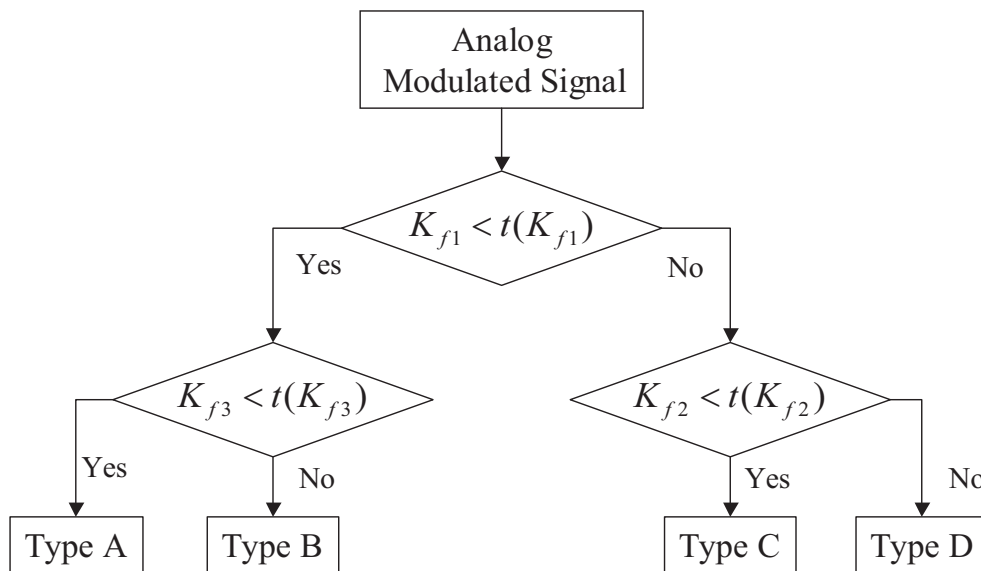


図 2.11 : 変調方式の識別アルゴリズムの概念図

## 2.2.2 特徴量の抽出

前節で述べたように，受信信号から変調方式を特定するためには特徴量というパラメータが必要である．文献 [1] で述べられている，アナログ変調方式のみを対象とした識別に使用される4つの特徴量について数式的な定義を示しながら説明する．ただし，ここでの定義は特徴量を抽出する受信信号 (RF 信号または IF 信号) をサンプリング周波数  $f_s$  [Hz] でサンプリングし，その離散信号を  $x(i)$  とし，これを長さ  $N_s$  [samples] のセグメントにわけるといふ処理を済ませた後であることを前提とする．

一つ目の特徴量  $\gamma_{max}$  は信号の振幅に注目したものであり，式 (2.26) のように表される．

$$\gamma_{max} = \max \frac{|DFT(a_{cn}(i))|}{N_s} \quad (2.26)$$

ここで  $a_{cn}$  とは時刻  $t = \frac{i}{f_s}$ , ( $i = 1, 2, \dots, N_s$ ) における振幅を  $a(i)$  とするならば，以下のように表される．

$$a_{cn} = a_n(i) - 1, \text{ただし } a_n(i) = \frac{a(i)}{m_a} \quad (2.27)$$

ここで  $m_a$  とはセグメントでの振幅の平均値とする．

次に位相について注目した特徴量は二つあり，一つ目の  $\sigma_{ap}$  は位相の絶対値をとったものの標準偏差で，式 (2.28) のように定義される．

$$\sigma_{ap} = \sqrt{\frac{1}{C} \left( \sum_{a_n(i) > a_t} \phi_{NL}^2(i) \right) - \left( \frac{1}{C} \sum_{a_n(i) > a_t} |\phi_{NL}(i)| \right)^2} \quad (2.28)$$

また絶対値をとらない，位相そのものの値の標準偏差  $\sigma_{dp}$  は式 (2.29) のように定義される．

$$\sigma_{dp} = \sqrt{\frac{1}{C} \left( \sum_{a_n(i) > a_t} \phi_{NL}^2(i) \right) - \left( \frac{1}{C} \sum_{a_n(i) > a_t} \phi_{NL}(i) \right)^2} \quad (2.29)$$

ただし  $\phi_{NL}(i)$  は瞬時位相， $a_t$  は瞬時位相が雑音に対して非常に繊細な部分を考慮するための閾値であり，振幅がこれより小さい部分に関しては識別の精度を下げる恐れがあるため省く． $C$  は  $a_n(i) > a_t$  となるサンプル数とする．

四つ目の特徴量は，周波数スペクトルの対称性に注目した  $P$  であり，次のように表される．

$$P = \frac{P_L - P_U}{P_L + P_U}, \quad (2.30)$$

$$P_L = \sum_{i=1}^{f_{cn}} |X(i)|^2, \quad (2.31)$$

$$P_U = \sum_{i=1}^{f_{cn}} |X(i + f_{cn} + 1)|^2 \quad (2.32)$$

ここで  $X(i)$  は離散時間信号  $x(i)$  のフーリエ変換,  $(f_{cn} + 1)$  は  $f_c$  までのサンプル数である. RF 信号を使用するならば  $f_c$  はキャリア周波数に対応し, IF 信号を使用するならば中間周波数に対応することになる.

ここで触れておかなければならないのが,  $P$  の定義の前提として信号のキャリア周波数が既知であることが必要条件である. キャリア周波数の特定については本論文の主な主題から外れてしまうため特に説明しないが, 以下この前提が成り立つものとして話を進めていく.

### 2.2.3 閾値の設定

アナログ変調方式を識別するための特徴量を四つ示したが, 本論文では前にも触れたとおり, スペクトルの解析に注目した検討を行なうため, 特に四つ目に示した特徴量  $P$  について詳しい検証をしていく.

特徴量  $P$  はスペクトルの対称性を示すパラメータであることは既に述べたが, もう少し具体的に説明する. 式 (2.31) より  $P_L$  は  $f_c$ [Hz] より低い周波数におけるスペクトルを 2 乗し, たし合わせたものと言える. 逆に  $P_U$  は式 (2.32) より  $f_c$ [Hz] より高い周波数から  $2f_c$ [Hz] までにおけるスペクトルの 2 乗をたし合わせたものである. よって仮に識別したい信号のスペクトルが図 2.12(a) のような  $f_c$  に対称な形をしていた場合,  $P_L = P_U$  が成り立ち, 式 (2.30) より  $P = 0$  となるはずである. また図 2.12(b) のように  $f_c$  以下のスペクトルしか存在しないような場合は  $P_U = 0$  となるため,  $P = 1$  となる. 逆に  $f_c$  以上のスペクトルしか存在しないならば  $P = -1$  となる.

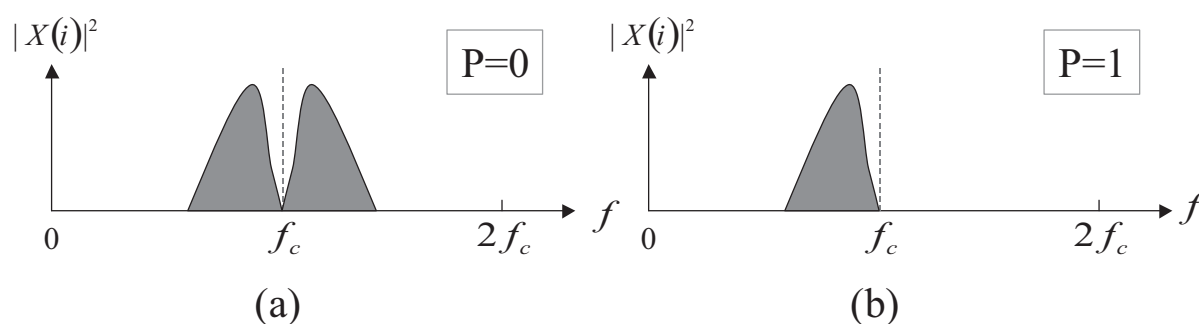


図 2.12 : 特徴量  $P$

これを実際のアナログ変調方式に対応させて説明する. 2.1.1 で示した各変調方式のスペクトルの形を見れば一目瞭然であるが, まず図 2.3, 2.5 より AM, DSB-SC 変調された信号の



スペクトルは  $f_c (= 450)$  [kHz] を軸として対称であるため、特徴量  $P$  を計算すると 0 またはそれに近い値となる。また図 2.8 より LSB 変調された信号は  $f_c$  の下側だけにスペクトルが存在するため、 $P \simeq 1$ 、図 2.9 より USB 変調された信号は上側だけにスペクトルが存在するため、 $P \simeq -1$  となることがわかる。

もちろんこれは雑音が無ければの話であり、実際は雑音があるため信号対雑音比 (SN 比) により  $P$  がどのような値をとるかを調べておき、その上で閾値の設定をしなければならない。

本章では既存の変調方式識別アルゴリズムの概要を述べ、そこで使われている特徴量について説明した。これらのことを次章からは実際のシミュレーションに基づいて検討していく。

## 第 3 章

# アナログ変調方式の自動識別のシミュレーションによる検討

前章で変調された信号のスペクトルの特徴と，それに注目した特徴量  $P$  を使った図 3.3 のアルゴリズム 1 により LSB 方式と USB 方式を他のアナログ変調方式と識別できることを説明した．本章では実際にアルゴリズムをシミュレーションすることにより，まずは妨害波のない場合について確認を行う．次に妨害波がある場合，それが変調方式の識別にどの程度影響し，どのようなことが問題となるのかを調べ，またその解決法を検討する．

### 3.1 妨害波のない場合

本節では，まず本論文が目的とする LSB および USB の識別アルゴリズムを考案し，それを用いて実際に変調方式の自動識別を行い，その結果についての考察をする．

#### 3.1.1 シミュレーションの諸設定

シミュレーションは全てソフトウェア MATLAB を使用して行った．元の変調信号には，図 3.1 のような時間変化をする音声信号を用いた．サンプリング周波数  $f_s = 1200[\text{kHz}]$ ，信号を  $N_s[\text{samples}]$  のセグメントに分割し，それぞれのセグメントで特徴量の計算を行なうようにした．ここではセグメント数  $M_s = 300[\text{segment}]$ ，セグメント当たりのサンプル数  $N_s = 2048[\text{samples}]$  で計算した．よってセグメント当たりの信号の時間的な長さは  $1/f_s \times N_s = 0.0171[\text{s}]$  に相当する．SN 比を変化させるシミュレーション以外では SN 比は  $20[\text{dB}]$  に設定した．

### 3.1.2 特徴量 $P$ による識別アルゴリズム

LSB および USB を識別するアルゴリズムを構築するために、まずは特徴量  $P$  を計算した。図 3.1 のような波形の音声信号に LSB, USB, AM, DSB-SC, FM の 5 種類のアナログ変調を行い、それぞれについて SN 比による特徴量  $P$  の変化を調べた。この結果を図 3.2 に示す。ここで計算結果は  $M_s[\text{segment}]$  での平均値を  $P$  の値とした。

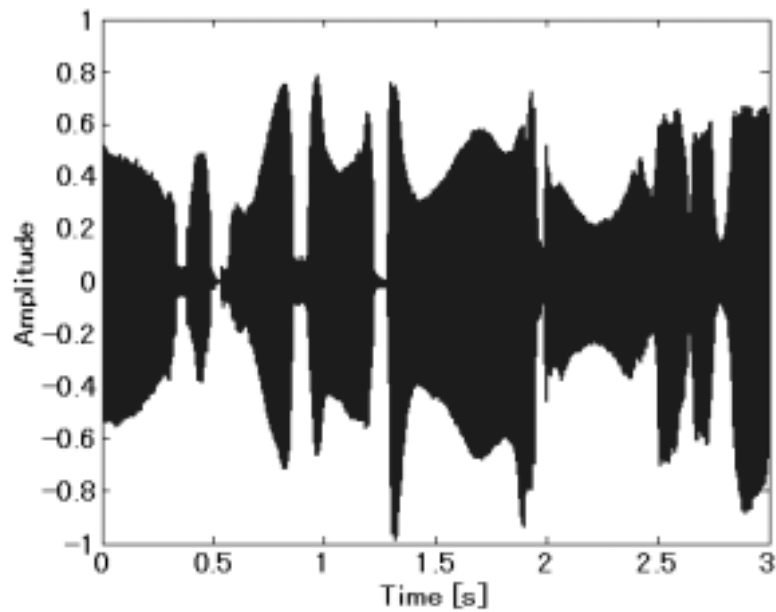


図 3.1 : 音声信号

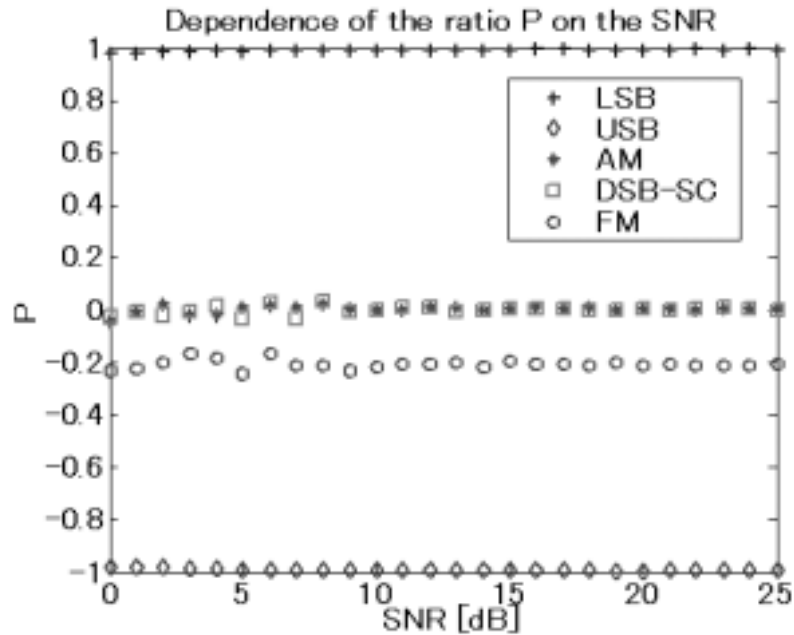


図 3.2 : SN 比と  $P$  の関係

これによると，SN 比の小さい場合は LSB,USB,AM,DSB-SC どれも  $P$  の値が最大で 0.01 程度，上で述べた理論的な値とずれることがわかる．しかしその程度ならば LSB と USB と AM,DSB-SC の  $P$  が重なり合うことはないため問題がない．FM に関してはスペクトルは対称にはならないので 0 にはならない．

この結果より，特徴量  $P$  が対称性を示すパラメータとして機能することが確認できた．明らかに  $P$  の値が約 1 の場合は変調方式は LSB であり，約  $-1$  の場合は USB である．これらと他のアナログ変調方式の  $P$  の値との間に閾値を設定すれば  $P$  を計算することにより，変調方式を特定できる．図 3.2 より，LSB の識別には閾値を 0.5 に，USB の識別には閾値を  $-0.5$  に設定すればその他と分別できることがわかる．しかし AM,DSB-SC,FM については  $P = 0$  付近に集中しており，2.2.2 で述べたような時間領域での位相や振幅を使った特徴量を駆使しなければ識別することはできない．しかし本論文では，まずスペクトル解析を使って SSB 方式と他の変調方式を識別することに目的を限定し，特徴量  $P$  についての検討を続ける． $P$  に限定した変調方式識別アルゴリズムを図 3.3 に示し，これをアルゴリズム 1 とする．このアルゴリズム 1 により，妨害波のないという前提の上では，LSB および USB を AM,DSB-SC,FM と区別することができる．

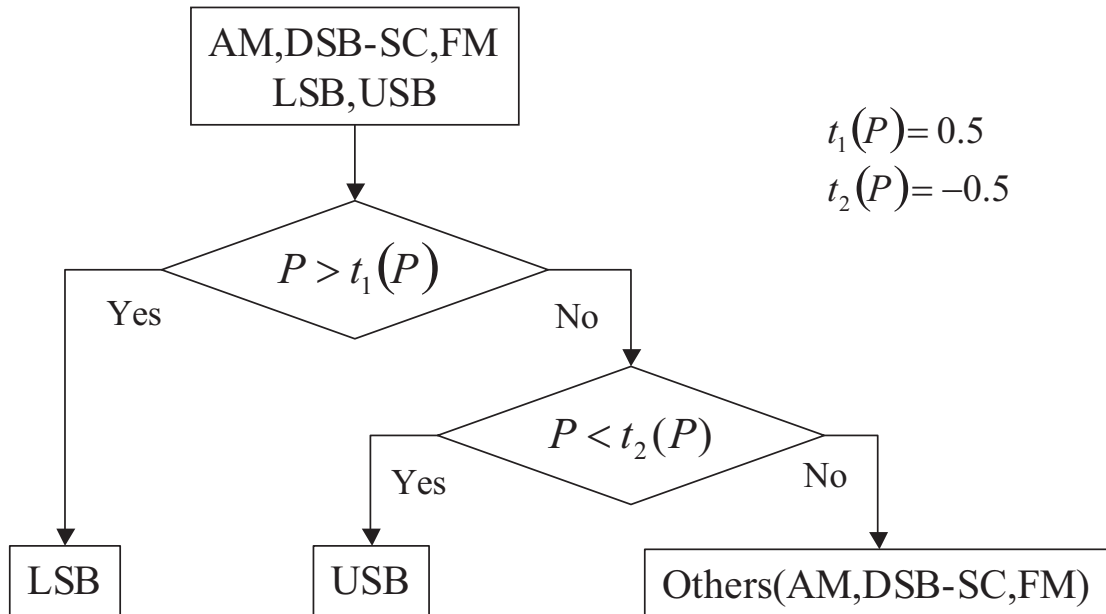


図 3.3 : アルゴリズム 1

### 3.1.3 LSB,USB の識別アルゴリズムの検討

図 2.10 に示したアルゴリズム 1 に対応するプログラムを作成した。まずセグメントごとに  $P$  を計算し、それぞれ①  $P > 0.5$  ならば LSB、②  $P < -0.5$  ならば USB、③ それ以外は LSB、USB ではない、という判定を行なうものとした。また、全セグメントから  $P$  の平均値を求めた。正解率は、正解セグメント数を識別を行った全セグメント数で割ったものとする。音声信号をキャリア周波数  $f_c = 450[\text{kHz}]$  で 5 種類のアナログ変調方式で変調し、それぞれ上で述べたようなプログラムにより識別を試みた。ここで  $f_c = 450[\text{kHz}]$  としたのは実際 IF 信号について識別処理を行なった場合を想定したためである。

結果を表 3.1 に示す。

表 3.1 :  $P$  により変調方式の識別の正解率と  $P$  の平均値

変調方式	$P$ の平均値	正解セグメント数 ( 正解率 )
<i>LSB</i>	0.8726	273/300 ( 91.7 % )
<i>USB</i>	-0.8777	276/300 ( 92.0 % )
<i>AM</i>	-0.0003	300/300 ( 100 % )
<i>DSB-SC</i>	-0.0001	300/300 ( 100 % )
<i>FM</i>	-0.0066	300/300 ( 100 % )

これより, LSB,USB と判定する際に, 10 % 程度のセグメントで誤識別が生じていることがわかる. この原因を調べるために, どのセグメントで誤りが生じているのかを調べた. 図 3.4 に元の音声信号と LSB 変調信号, そしてそれに対応させて誤りの起こるセグメントで値 0, 正しい識別をしているセグメントで値 1 をとるグラフを示した.

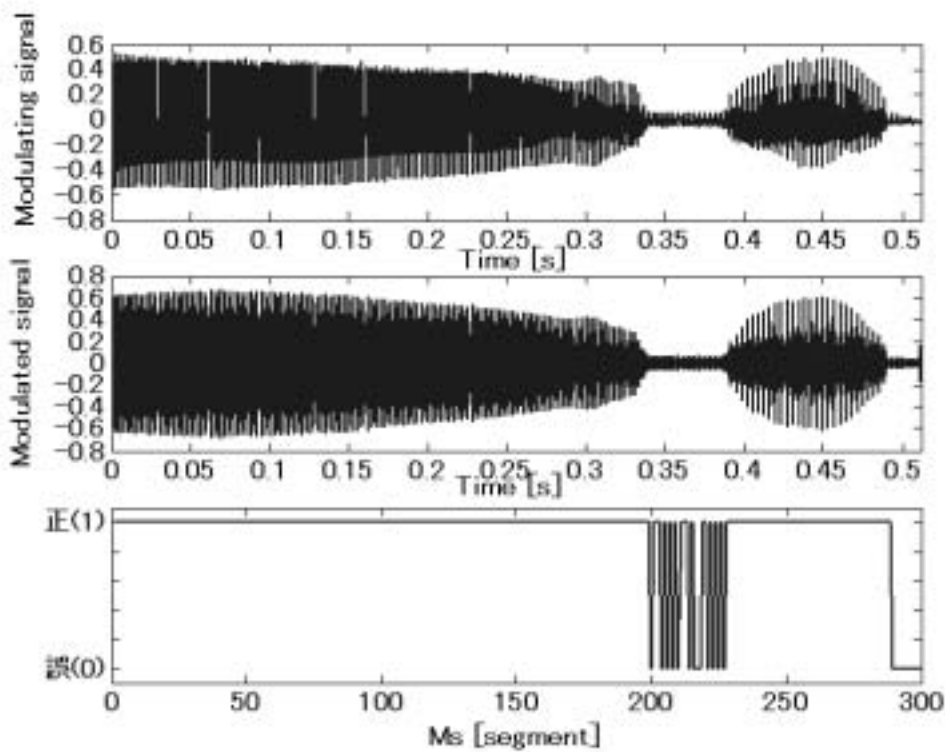


図 3.4 : 変調信号と LSB 変調信号と識別誤り箇所

図 3.4 より, 誤識別の起こる箇所は変調信号の振幅が小さい部分であると言える. 振幅が小さい部分ではスペクトル振幅も雑音に対して小さく, 変調波の特徴が十分値として出な

いことが原因である．そこで，振幅が小さい部分の問題を解決するために信号を 100 倍に増幅した場合，誤識別の箇所は図 3.5 のように減少し，表 3.2 のように識別率が上がった．

表 3.2 : 増幅後の  $P$  による変調方式の識別の正解率と  $P$  の平均値

変調方式	$P$ の平均値	正解セグメント数 ( 正解率 )
<i>LSB</i>	0.9337	298/300 ( 99.3 % )
<i>USB</i>	-0.9337	298/300 ( 99.3 % )
<i>AM</i>	-0.0007	300/300 ( 100 % )
<i>DSB-SC</i>	-0.0009	300/300 ( 100 % )
<i>FM</i>	-0.0014	300/300 ( 100 % )

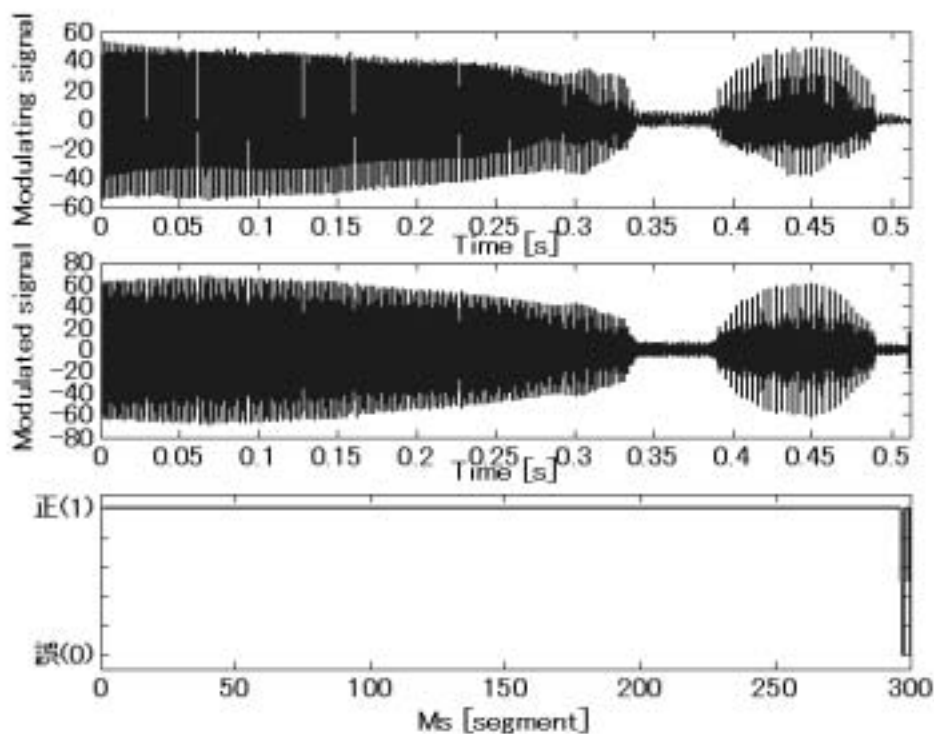


図 3.5 : 変調信号と LSB 変調信号と識別誤り箇所

これより誤識別は  $P$  を計算する信号を増幅することで軽減できることがわかった．実際の受信システムには AGC(Automatic Gain Controller) が組み込まれることを想定すれば，このように識別の正解率を上げることは可能である．また実際の信号は振幅が小さい部分 (情

報のない部分)を不規則に含むので、識別を行なう際は複数のセグメントから得た結果の平均値を用いて行うのが良いと思われる。

ここで  $P$  の計算範囲について触れておく。実際の通信に使われる変調波は帯域が制限されている。よって  $P$  の定義では式 (2.31),(2.32) より  $P_L$  は  $0 \sim f_c[\text{Hz}]$  までスペクトルを足し合わせることになるが、より現実的に考えると、帯域は決められた範囲にのみ存在するのでそのような広い範囲で計算する必要はない。よって計算量の低減のためにも  $P$  の計算範囲を  $f_c \pm 10[\text{kHz}]$  としてシミュレーションを行なった。その結果、帯域を制限することによる  $P$  に及ぼす影響はないことが明らかになった。

以上の結果から、妨害波のない場合はアルゴリズム 1 によって LSB 方式、USB 方式を他のアナログ変調方式から識別できるということを明らかにした。

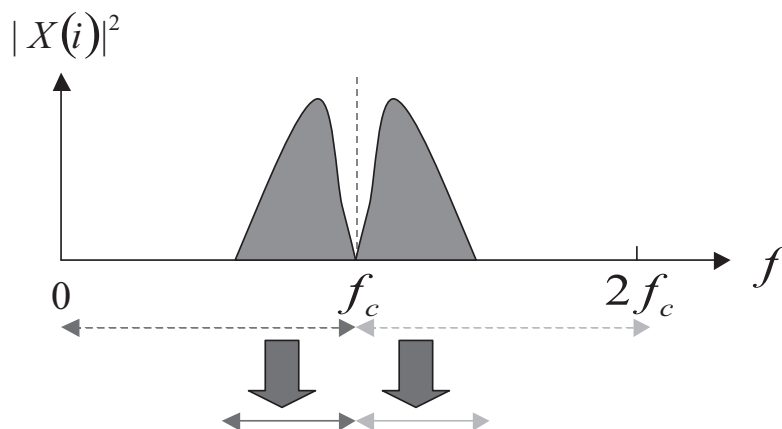


図 3.6 :  $P$  の計算範囲の変更



## 3.2 妨害波のある場合

妨害波のない場合は、特徴量  $P$  を計算することによりアナログ変調方式のみに限定すれば LSB,USB を識別することができることを前節で確認した。しかし、実際の問題として妨害波が所望波の周波数帯の近くに存在する場合が考えられる。このとき、妨害波を考慮しない場合と同じアルゴリズムで識別を行なうとき、どのようなことが問題となるのかを探り、またその解決法をシミュレーションによる結果を交えながら検討する。

### 3.2.1 狭帯域の妨害波による影響

まず妨害波が狭帯域な信号である場合について検討する。所望波に妨害波を加えたシミュレーションにより、識別のポイントである特徴量  $P$  の値がどのような影響を受けるか調べた。このとき、第 3.1.3 節で述べたような範囲で  $P$  を計算することを考慮すると、主に問題となるのは、妨害波が  $P$  の計算範囲 (すなわち  $f_c \pm 10[\text{kHz}]$ ) に存在する場合であり、それよりも周波数軸上において所望波から離れている場合については、フィルタで取り除くことが可能なので特に問題はない。

所望波としてはここでも音声信号を用いた。妨害波には、 $1[\text{kHz}]$  のサイン波をキャリア周波数  $f_{c2}$  で LSB 変調したものを使いこれを狭帯域な妨害波とする。この  $f_{c2}$  を  $P$  の計算範囲内で変化させ所望波に近づけることにより、特徴量  $P$  はどのように変化するかを、シミュレーションした。このとき、所望波のキャリア周波数  $f_c = 450[\text{kHz}]$  で 5 種類 (LSB,USB,AM,DSB-SC,FM) のアナログ変調方式で変調し、また妨害波の最大スペクトル振幅が所望波のそれと同じ程度とした。この様子を図 3.7 に示した。

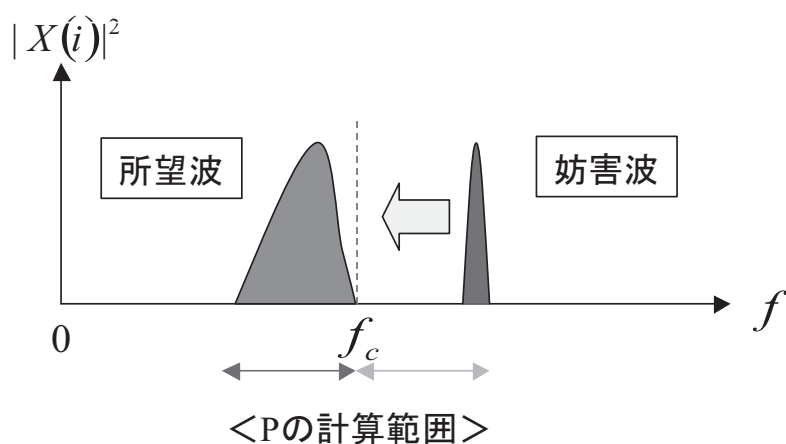


図 3.7：妨害波のある場合のシミュレーション

シミュレーション結果は図 3.8 のようになった。

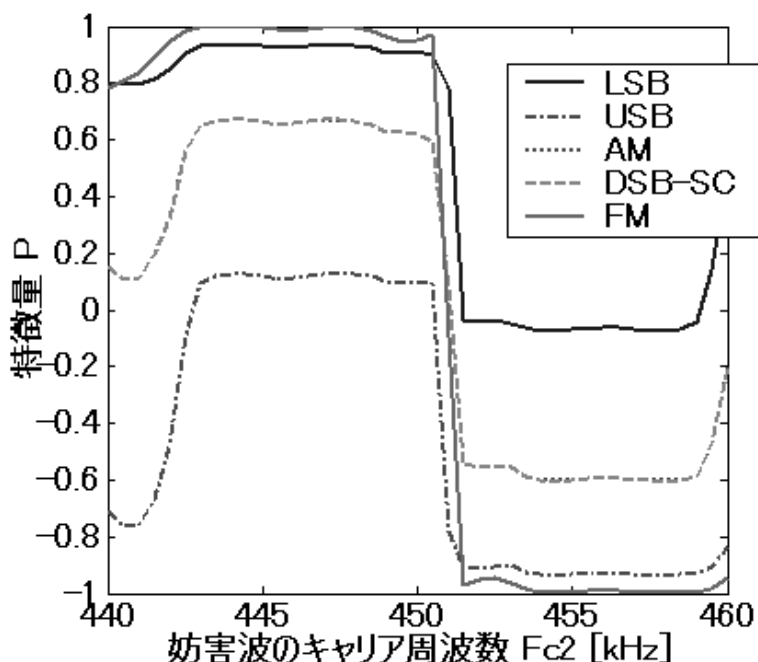


図 3.8 : 妨害波のある場合の  $P$  の変化

図 3.8 より，スペクトル振幅が同程度の狭帯域の妨害波によって  $P$  は大きな影響を受けてしまうことがわかる．LSB の  $P$  のグラフに注目すると，妨害波が  $f_c$  よりも高い周波数成分であるとき，0 近辺にまでなっている．これは第 2 章で LSB の検出には閾値  $t_1(P) = 0.5$  と設定したことを考えると，全く識別ができないことを示している．ここで  $P$  の定義を見直すと， $P_L, P_U$  は単に  $f_c$  の低い周波数成分および高い周波数成分を足し合わせただけであるため，スペクトルが対称な形でなくとも，狭帯域な妨害波の振幅によっては  $P_L = P_U$  が成り立つ場合も考えられる．よって特徴量  $P$  はスペクトルの対称性を正確に表しているとは言えない．以上より妨害波のある場合も正確な識別をするためには特徴量  $P$  のみでは不十分である．

### 3.2.2 新しい特徴量 $A_1, A_2, B, T_1, T_2$ の考案

$P$  のみでの識別は妨害波のある場合は困難であるため，よりスペクトルの特徴を良く表す特徴量として，6 つの特徴量を提案する．まず特徴量  $A_1$  を次のように定義する．

$$A_1 = \frac{\sum_{i=1}^{n_{10kHz}} |X(f_{cn} - i)|^2}{\sum_{i=1}^{n_{10kHz}} |X(f_{cn} - i) + X(f_{cn} + 1 + i)|^2} \quad (3.1)$$

ここで  $n_{10kHz}$  とは, 10[kHz] に相当するサンプル数とする. これは  $f_c \pm 10$ [kHz] において,  $f_c$  より低い周波数成分にスペクトルが寄っているほど 1 に近い値となり, その逆に  $f_c$  より高い周波数成分によっている場合は 0 に近い値となる. この  $A_1$  について, まずは妨害波のない場合の  $P$  と同様に SN 比による変化を調べた結果, 図 3.9 のようになった. 定義式より, LSB なら 1, USB なら 0, AM, DSB-SC, FM ならだいたい 0~0.5 程度となることが予想できるが雑音や微小振幅な信号部分の影響により厳密にはそうならない. しかし特徴量  $A_1$  が  $f_c$  より低い周波数成分へのスペクトルの偏りを表す指標になっていることがわかる.

この  $A_1$  についても, 所望波を 5 種類に変調したときに妨害波を近づけた場合, どのように値が変化するかをシミュレーションした. その結果を図 3.10 に示す. これより, どの変調方式でも  $f_c$  以下で値が大きくなっている. LSB では所望波のスペクトルは  $f_c$  以下に存在するため最大で 0.8 程度の値となるが USB では所望波のスペクトルは  $f_c$  以上に存在するため, 最大でも 0.5 に満たない程度となっている. スペクトルの偏りを表してはいるが, これに閾値を設定して変調方式を識別するのは難しい.

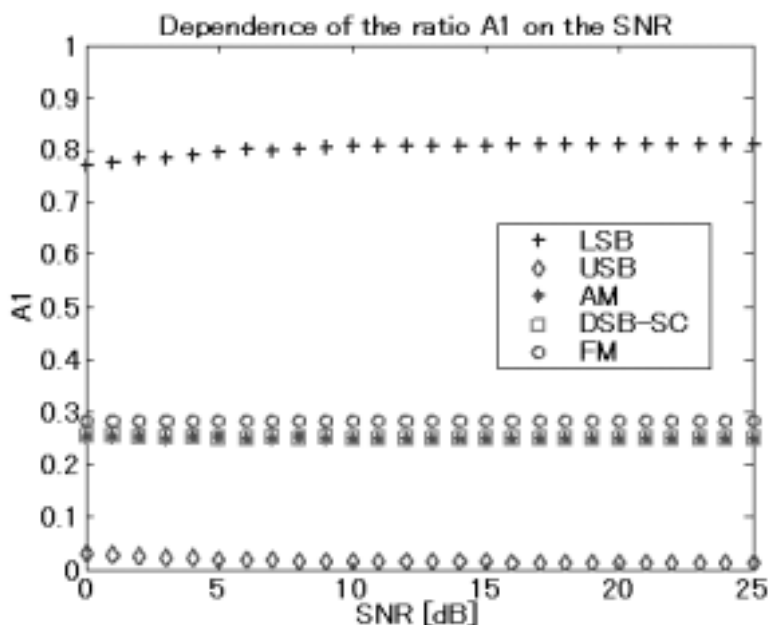


図 3.9 :  $A_1$  と SN 比の関係

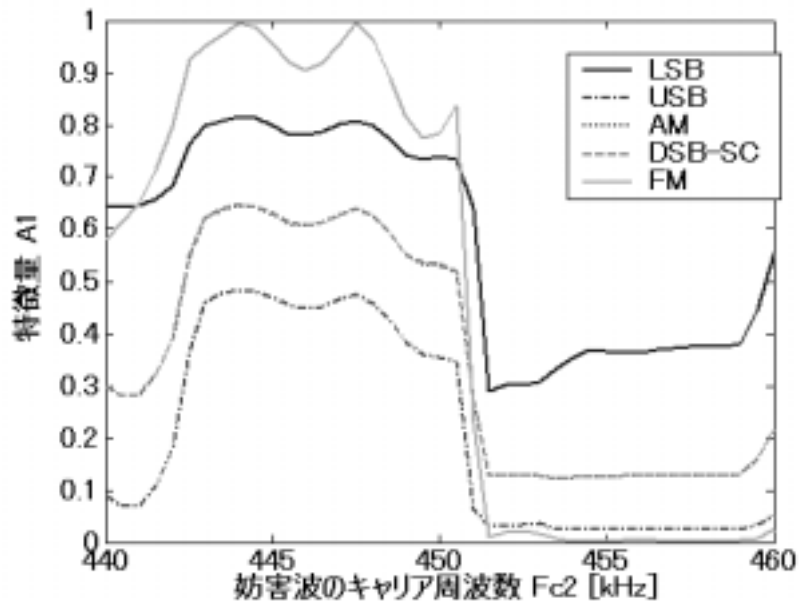


図 3.10 : 妨害波のある場合の  $A_1$  の変化

次に二つ目の特徴量  $A_2$  を次のように定義する .

$$A_2 = \frac{\sum_{i=1}^{n_1 0k\text{Hz}} |X(f_{cn} + 1 + i)|^2}{\sum_{i=1}^{n_1 0k\text{Hz}} |X(f_{cn} - i) + X(f_{cn} + 1 + i)|^2} \quad (3.2)$$

この定義は  $A_1$  と  $f_c$  に対して全く逆であり , つまり特徴量  $A_2$  は  $f_c$  より高い周波数成分にかたよっているほど 1 に近い値となる . この  $A_2$  についても同様に , 妨害波のない状態で SN 比による変化を調べ , 妨害波を近づけたときの値の変化をシミュレーションした . 結果を図 3.11,3.12 に示す . 定義からもわかるように , 図 3.12 は  $A_1$  のシミュレーション結果 (図 3.10) を左右逆にした形となった .

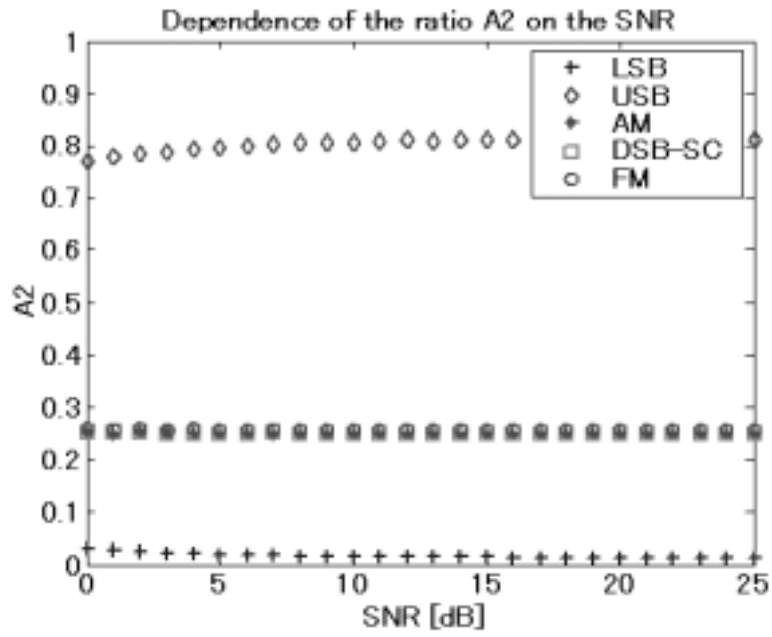


図 3.11 :  $A_2$  と SN 比の関係

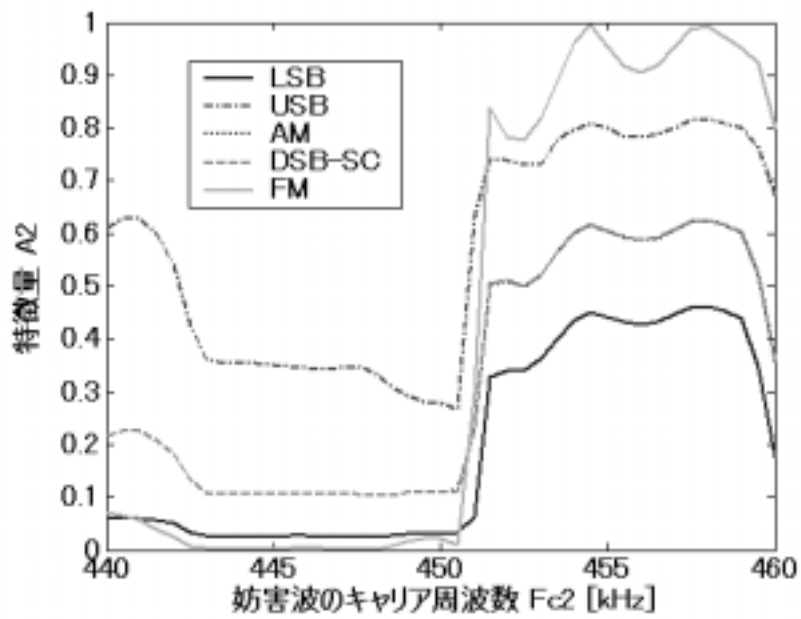


図 3.12 : 妨害波のある場合の  $A_2$  の変化

ここで，次の特徴量  $B$  を定義する．

$$B = \frac{\sum_{i=1}^{n_{10kHz}} |X(f_{cn} - i) - X(f_{cn} + 1 + i)|^2}{\sum_{i=1}^{n_{10kHz}} |X(f_{cn} - i) + X(f_{cn} + 1 + i)|^2} \quad (3.3)$$

この特徴量  $B$  は， $P$  の定義を見直してスペクトルの対称性をより正確に表そうとするものである． $f_c$  を軸としてその左右で対称にスペクトルの差をとり，範囲内でのスペクトルの和で割ったものである（図 3.13 参照）．この  $B$  についても同様に，妨害波のない状態で SN 比による変化を調べ，妨害波を近づけたときの値の変化をシミュレーションした．結果を図 3.14,3.15 に示す．

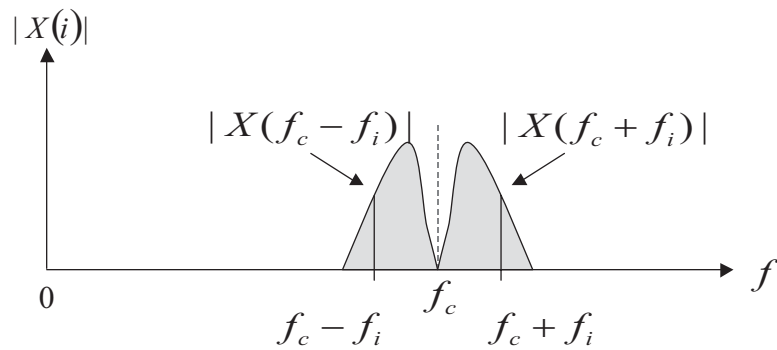


図 3.13 :  $B$  の定義

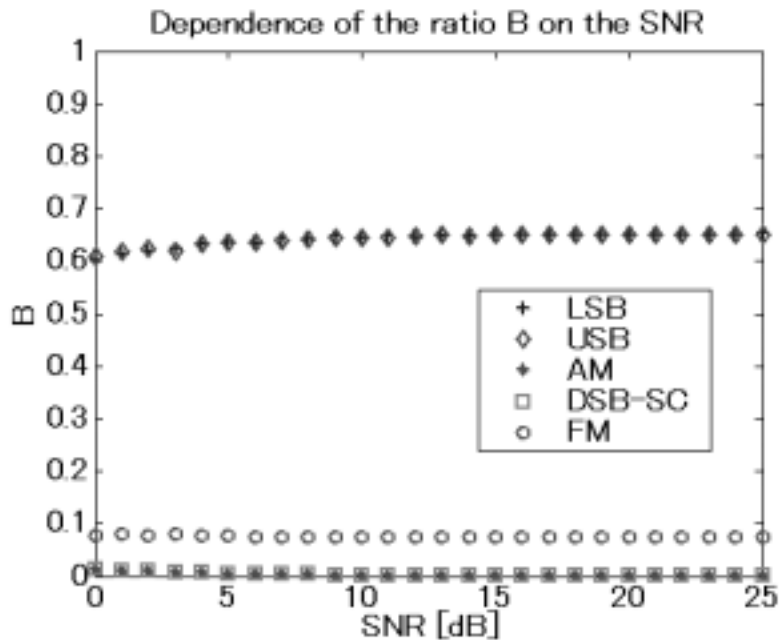


図 3.14 :  $B$  と SN 比の関係

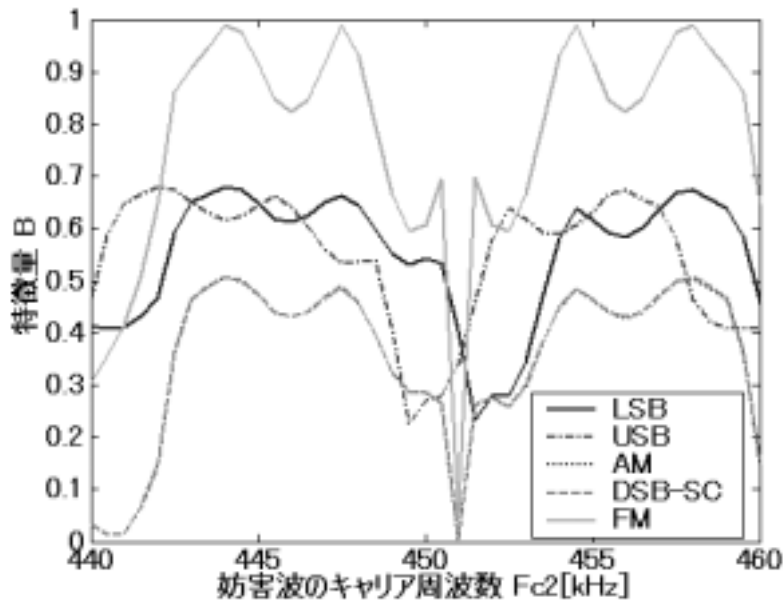


図 3.15 : 妨害波のある場合の  $B$  の変化

図3.14より, 特徴量  $B$  も SN 比によってさほど変化はなく, またスペクトルが対称な AM, DSB-SC 変調波から求めた  $B$  はほぼ 0 に近い値となっている. これより特徴量  $B$  も  $P$  同様, 対称性を表す指標となると言える. また図 3.15 より妨害波が存在する場合の特徴量  $B$  は, どの変調方式でも大きく変化し閾値を設定して区別するのは難しい.

以上新しい特徴量  $A_1, A_2, B$  の定義と, 妨害波のある場合はそれらの特徴量がどのように変化するかを示した. どの特徴量も図 3.10, 3.12, 3.15 を見れば明らかなように妨害波によって値が大きく変化してしまう. これはここまでに示した特徴量はどれも変調波のスペクトル振幅に注目した量であるため, 妨害波の周波数や振幅値により大きく左右されるのは当然のことでもある. よってこうした特徴量を用いて, 妨害波のない場合のように単純に閾値を設定して変調方式を特定するというのは, 困難であるということがわかった.

そこで, 今度はスペクトルの振幅ではなく, 帯域に注目した特徴量を考え, それを用いて妨害波のある場合も変調方式を識別することができないか検討した. 新しい特徴量  $T_1, T_2$  を, 次のように定義する.

$$Q_1(i) = \begin{cases} 1 & |X(f_{cn} - i)| > \epsilon \\ 0 & |X(f_{cn} - i)| < \epsilon \end{cases}$$

$$Q_2(i) = \begin{cases} 1 & |X(f_{cn} + 1 + i)| > \epsilon \\ 0 & |X(f_{cn} + 1 + i)| < \epsilon \end{cases}$$

$$R(i) = \begin{cases} 1 & |X(f_{cn} - i)| > \epsilon \text{ かつ } |X(f_{cn} + 1 + i)| > \epsilon \\ 0 & \text{上記以外} \end{cases}$$

以上の離散関数  $Q_1(i), Q_2(i), R(i)$  において,  $\epsilon$  は雑音のみの部分のスペクトル振幅で,  $\epsilon$  以下の振幅はスペクトルが 0 となるように定義する. これらを用いて, 特徴量  $T_1, T_2$  を次のように定義する.

$$T_1 = \sum \frac{R(i)}{Q_1(i)} \quad (3.4)$$

$$T_2 = \sum \frac{R(i)}{Q_2(i)} \quad (3.5)$$

ここで  $X(i)$  は信号  $x(i)$  のフーリエ変換,  $(f_{cn} + 1)$  は  $f_c$  までのサンプル数である. この定義からわかるように, 特徴量  $T_1$  は  $f_c$  に対して対称なスペクトル, またはそれに妨害波が加わった形ならば極めて 1 に近い値になり,  $f_c$  より低い周波数にのみ帯域が存在する場合, またはそれに加え  $f_c$  より高い周波数に狭帯域な妨害波が存在している場合は, 1 よりある程度小さな値となるはずである.

また, 特徴量  $T_2$  は  $T_1$  を  $f_c$  に対して逆にしたものである. よって  $f_c$  より高い周波数にのみ帯域が存在する場合, またはそれに加え  $f_c$  より低い周波数に狭帯域な妨害波が存在している場合に,  $T_2$  は他に比べて小さな値となる.

これを確認するために, これまでの特徴量と同様に, 1[kHz] サイン波を妨害波として, そのキャリア周波数を 440[kHz] ~ 460[kHz] に変えたときの  $T_1, T_2$  の変化をみるシミュレーションを行った. ここで, 1 セグメント当たりのサンプル数を  $N_s = 2^{19}$  とした. これは, これまでの  $N_s = 2048 (= 2^{11})$  では短時間の観測信号から識別処理を行えるが, 離散フーリエ変換を計算する際にサンプル数が少ないと帯域の情報が十分に反映されず,  $T_1, T_2$  の値に閾値を設定するだけの差が現れないためである. 結果を図 3.16, 3.17 に示す.



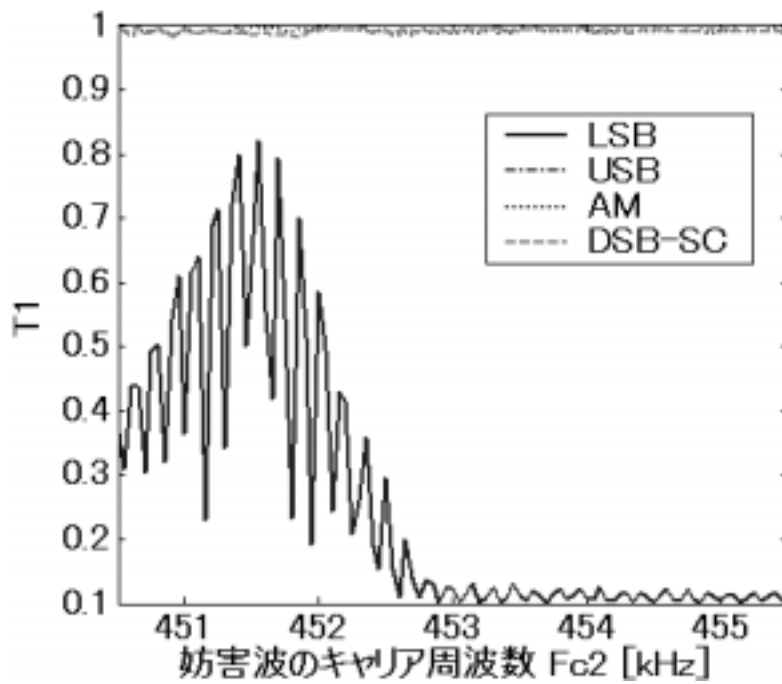


図 3.16 : 妨害波のあるときの  $T_1$  の変化

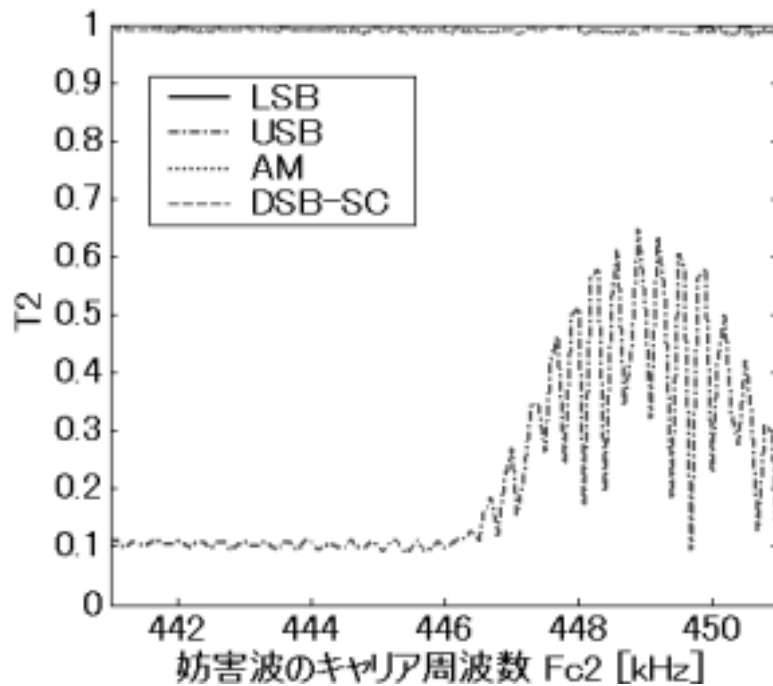


図 3.17 : 妨害波のあるときの  $T_2$  の変化

まず図 3.16 から , AM,DSB-SC,USB は  $T_1$  の値がほぼ 1 となっているのに比べ , LSB のみが

最大でも 0.8 程度となっている．よって特徴量  $T_1$  に 1 に近い閾値を設定することで  $LSB + f_c$  以上の成分に妨害波，というパターンを他と区別することができる．

また，同様に図 3.17 から，USB のみ  $T_2$  の値が最大で 0.7 程度となっている，よって特徴量  $T_2$  に 1 に近い閾値を設定して  $USB + f_c$  以下の成分に妨害波，というパターンを区別することができる．

### 3.2.3 妨害波を考慮した変調方式の識別

これまでの結果として，スペクトルに注目した特徴量は妨害波により大きな影響を受け，単純に閾値を設定して変調方式を識別するのは難しいということになった．しかし部分的に見れば特徴量を使ってある程度までは変調方式を絞ることはできる．そのことを説明する前に，ここで検討事項を次のように限定する．

妨害波のない場合では，特徴量  $P$  の値が  $LSB, USB$  変調波と他の変調波とである程度大きな差があったため，FM も他の振幅変調系とともに識別することも可能であったが，妨害波も考慮しようとした場合は，スペクトルの解析のみで識別することは難しい．そこで FM に関しては，2.2 で説明したような時間領域での特徴量を用いて取り除くことができると仮定し，FM を除いた変調方式で考える．

振幅変調系で変調された所望波に狭帯域の妨害波が重なった場合，所望波の変調方式と妨害波の周波数帯域 ( $f_c$  より低い周波数なのか， $f_c$  より高い周波数なのか) に注目すれば，これらの組み合わせ (パターン) は図 3.18 のように表せる．

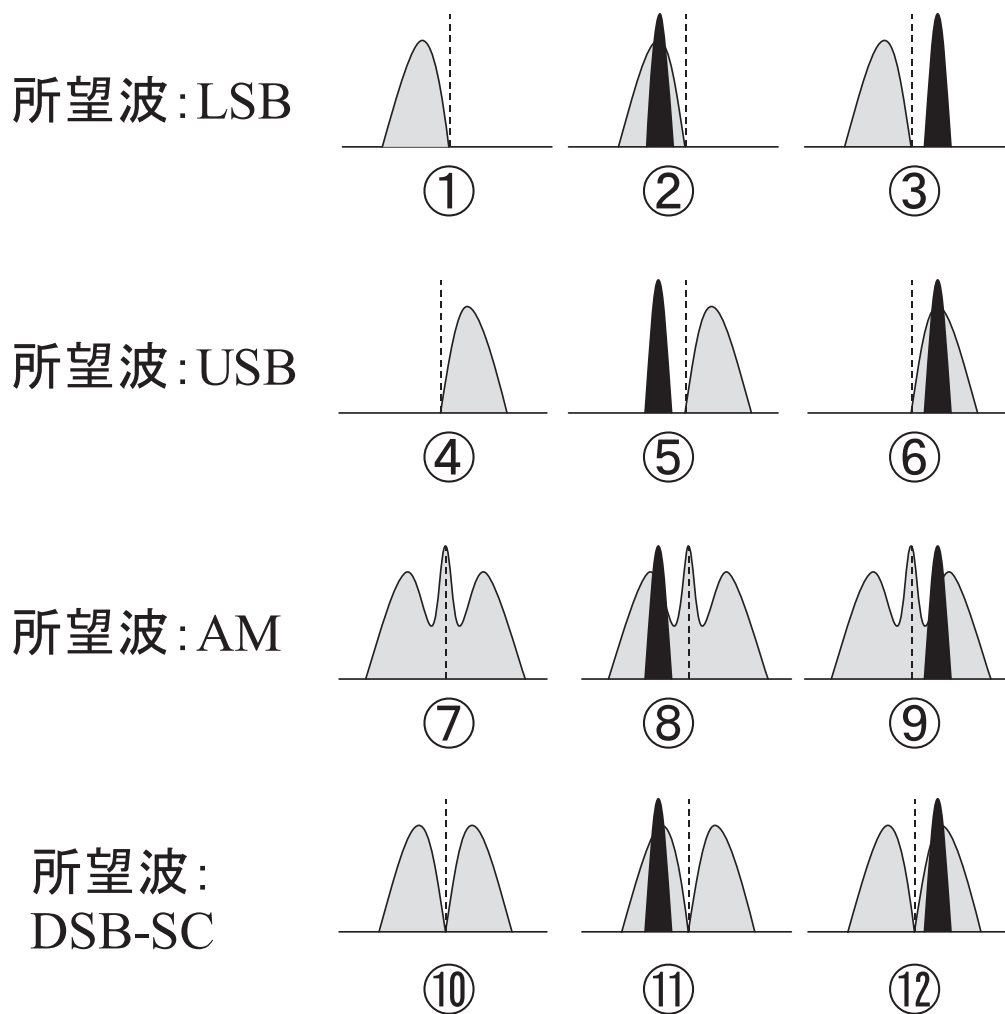


図 3.18 : 所望波と妨害波の組み合わせ

ここでは妨害波として狭帯域なもの考えるので，妨害波の帯域内に  $f_c$  が存在する場合は考慮していない．この①～⑫のパターンを識別することを検討する．これらをいくつかの特徴量を使って分類することを考えた時に，次のことがポイントとなる．

- $f_c$  を軸として見て，その片側にしかスペクトルが存在しないのか，それとも両側に存在するのか．
- $f_c$  以上と  $f_c$  以下においてスペクトルが同形であるかどうか．

これらに注目すると，図 3.18 の①～⑫は次の図 3.19 のような流れで分けることができる．

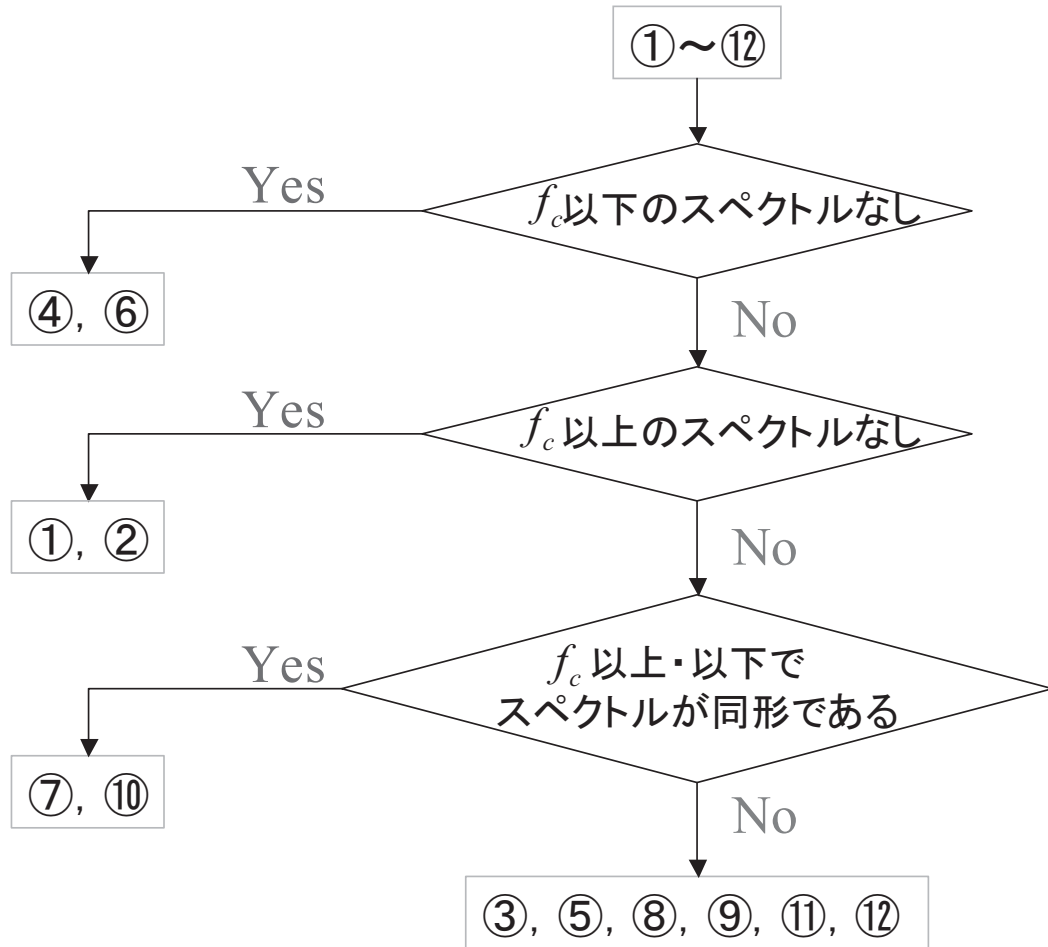


図 3.19 : 妨害波を考慮した変調方式の識別

図には原理のみを示したので、これを実際どういった方法で行なうのかを説明する。まず図 3.19 のフローチャートで一番最初の分岐点では  $f_c$  以下にスペクトルがあることを調べるのだが、これには特徴量  $P$  を使えばよい。

図 3.8 の妨害波が  $f_c$  以上にあるところ (図中  $F_{c2}$  が 451[kHz] 以上の部分) を見てみると、USB のみ値が  $-1$  に近くなっている。この状態は図 3.18 の⑥を表している。また 3.2 より④の場合も当然 USB のみ  $-1$  付近の値をとるので、以上より  $-1$  付近に閾値を設定することにより④、⑥をまず分離することができる。妨害波の振幅が所望波に比べて非常に大きい場合などは分離不可能だが、その議論は後にして妨害波の振幅が所望波と同じ程度の場合の検討をする。

次の分岐点も同じ考え方で、図 3.2 から①、図 3.8 の妨害波が  $f_c$  以下にあるところ (図中  $F_{c2}$  が 451[kHz] 以下の部分) から②の  $P$  の値が  $1$  付近の値をとることがわかるので、これより  $P = 1$  付近に閾値を設定して①、②を分離できると考えられる。

次のスペクトルが同形かどうかの分岐点では、特徴量  $B$  を使う。図 3.14 より、SN 比が 0[dB] であっても、妨害波のない場合の AM, DSB-SC の  $B$  は図 3.15 よりほぼ 0 となるのがわかる。一方妨害波のある場合はどの変調方式でも  $f_c$  の左右でスペクトルの形に違いが生じるため、 $B$  はある程度の値を持つ。これに注目すると、0 にかなり近い値を閾値として、⑦, ⑩を分離することができる。

そして最後に残った③, ⑤, ⑧, ⑨, ⑪, ⑫をどうわけるかが問題になる。これらは全て、 $f_c$  よりも低い周波数と高い周波数両方にスペクトルが存在しているため、特徴量  $P, A_1, A_2, B$  によって分けるのは難しい。そこでこれらをわけるために帯域の対称性を表す特徴量  $T_1, T_2$  を使う。前小節で示したように図 3.16 から、AM, DSB-SC, USB は  $T_1$  の値がほぼ 1 となっているのに比べ、LSB のみが最大でも 0.8 程度となっている。これは図 3.18 の③に対応するので、特徴量  $T_1$  に 1 に近い閾値を設定することで③と{⑤, ⑧, ⑨, ⑪, ⑫}に分けることが可能である。

また、同様に図 3.17 から、USB のみ  $T_2$  の値が最大で 0.7 程度となっている、よってこれは図 3.18 の⑤に対応するので、特徴量  $T_2$  に 1 に近い閾値を設定して⑤と{③, ⑧, ⑨, ⑪, ⑫}にわけることができる。

### 3.2.4 妨害波を考慮した識別アルゴリズム

ここまでの結果を受けて、特徴量  $P, B, T_1, T_2$  を使って変調方式の識別アルゴリズムを次の図 3.20 のように提案する。

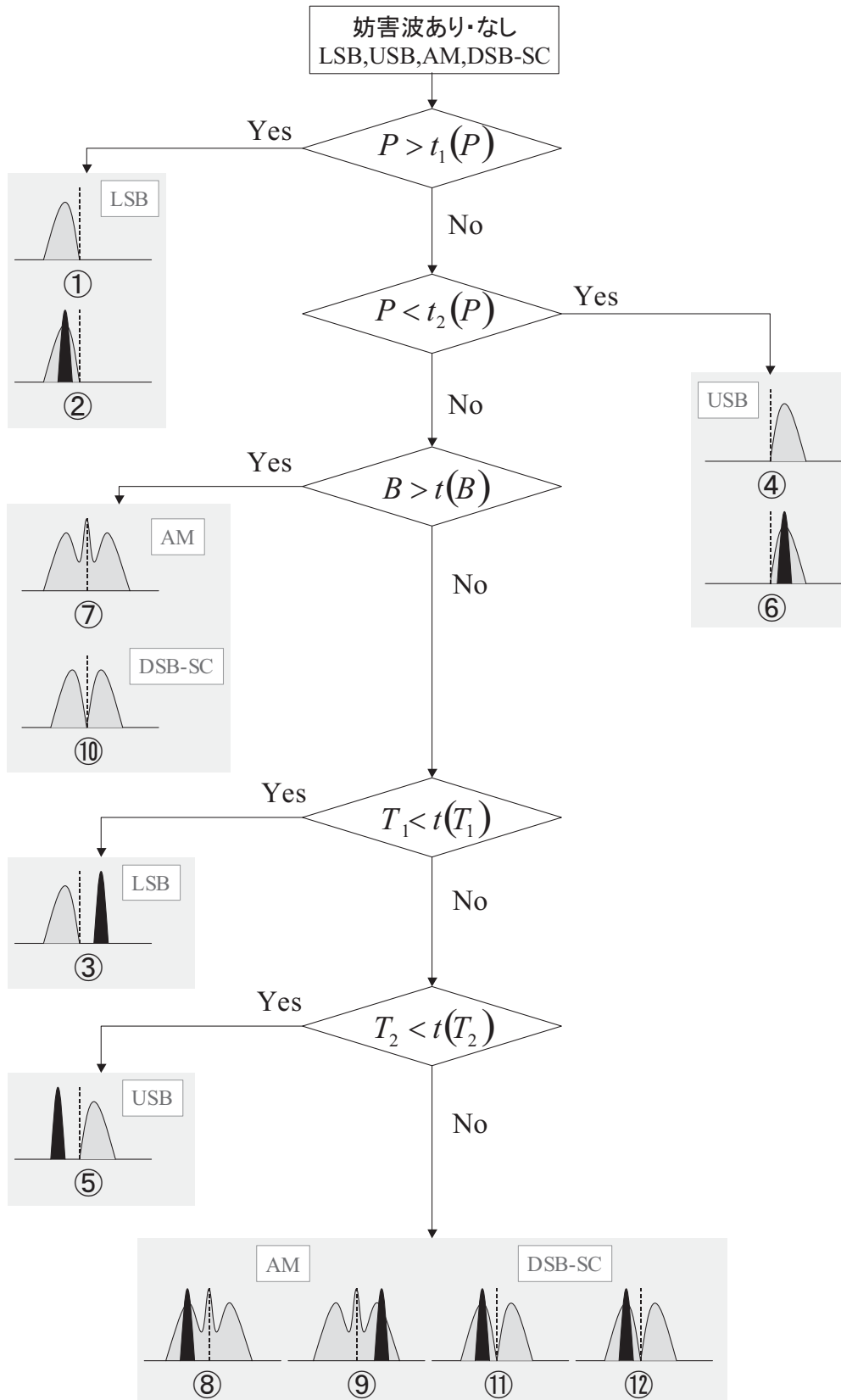


図 3.20 : 妨害波を考慮した変調方式の識別アルゴリズム (アルゴリズム 2)

図 3.20 における各閾値の設定は、 $t_1(P) = 0.9$ 、 $t_2(P) = -0.9$ 、 $t(B) = 0.0001$ 、 $t(T_1) = 0.9$ 、 $t(T_2) = 0.9$  とする。これらの設定は、図 3.15, 3.16, 3.17, 3.21, 3.22 のシミュレーション時の値を参照して決めた。図 3.21, については既に同じことを  $N_s = 2048$  で計算し図 3.8 で示したが、処理する際に  $N_s$  を統一した方がよいので、 $N_s = 2^{19}$  で計算し直した。また図 3.22 は例として妨害波のない場合とある場合の  $B$  の比較を DSB-SC 波について表したものである。妨害波のない場合  $B$  はかなり小さい値 (グラフからはわからないが、 $10^{-6}$  程度の値である) であるのに対し、妨害波があると、 $10^{-1}$  オーダー程度の値となる。よって閾値を  $t(B) = 0.0001$  とした。これにより、妨害波のない対称なスペクトルと、妨害波により非対称であるスペクトルを区別することができる。ただし妨害波と所望波のキャリア周波数が一致した場合は考慮していない。

この識別アルゴリズムをアルゴリズム 2 とする。これを用いれば、振幅変調系から LSB, USB を他と識別することができる。

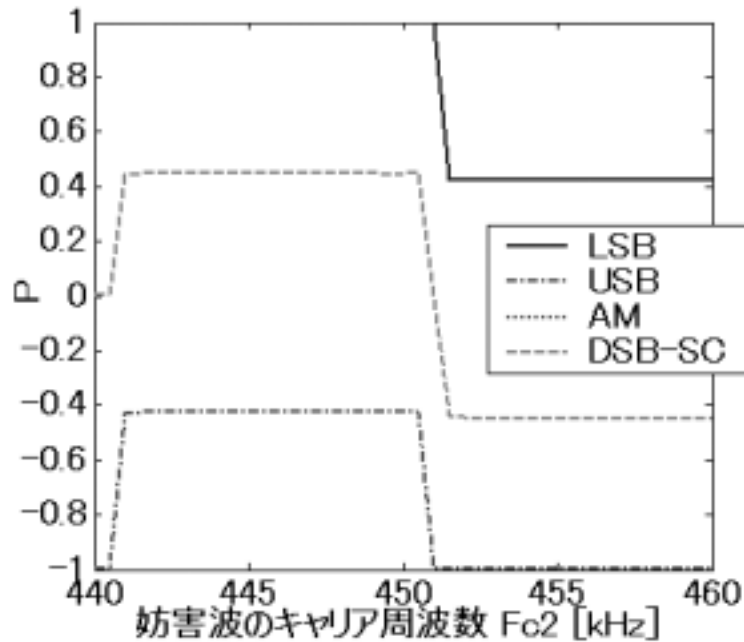


図 3.21 : 妨害波による  $P$  の変化 ( $N_s = 2^{19}$  で計算)

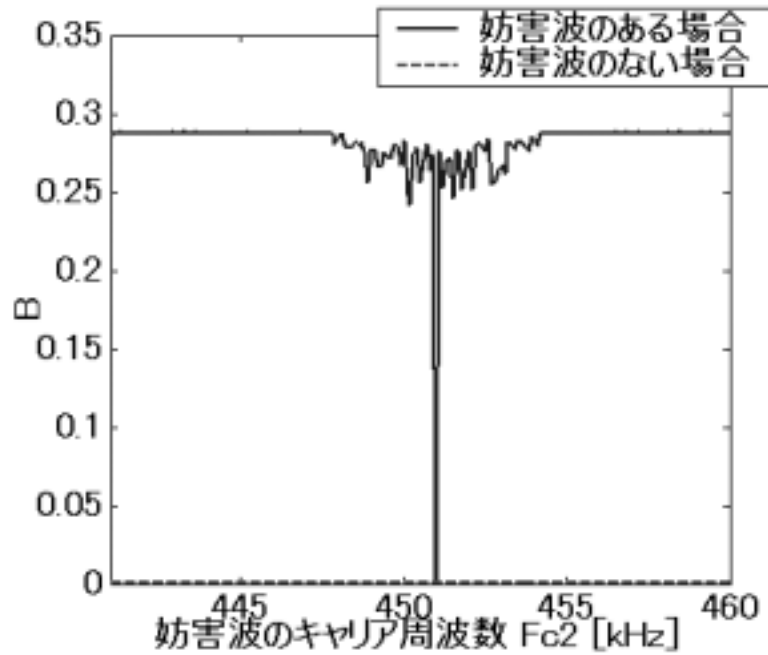


図 3.22 : 妨害波による DSB-SC 波の  $B$  の変化 ( $N_s = 2^{19}$  で計算)

狭帯域の妨害波を考慮したアルゴリズム 2 によって，図 3.18 の①～⑫のような信号を処理して，正確に識別が行えるかどうかを検証した．①，④，⑦，⑩は音声信号にキャリア周波数  $f_c = 450[\text{kHz}]$  でそれぞれ LSB,USB,AM,DSB-SC 変調をかけたものとし，②，⑤，⑧，⑪は所望波にサイン波をキャリア周波数  $499[\text{kHz}]$  で変調したものを狭帯域の妨害波としてたしたものとする．③，⑥，⑨，⑫は所望波に  $453[\text{kHz}]$  で変調したサイン波を妨害波としてたした．このとき，妨害波の最大スペクトル振幅が所望波と同じ程度とした．これをアルゴリズム 2 の処理を行うプログラムで処理した結果，①～③：LSB，④～⑥：USB，⑦～⑫：LSB，USB ではない，と全て正しく識別できた．参考にこのときの各特徴量の値を表 3.3 に記す．



表 3.3 : パターン 1 ~ 12 の各特徴量の値

変調方式	$P$	$B$	$T_1$	$T_2$	アルゴリズム 2 による識別結果
①	0.9995	0.9622	0.1690	1	LSB
LSB ②	0.9995	0.9647	0.4417	0.9945	
③	0.4243	0.8893	0.8464	0.9985	
④	-0.9996	0.9624	1	0.1678	USB
USB ⑤	-0.4245	0.8966	0.9901	0.7443	
⑥	-0.9997	0.9770	1	0.1020	
⑦	$2.0367 \times 10^{-4}$	$9.2739 \times 10^{-6}$	0.9831	0.9865	LSB,USB ではない
AM ⑧	0.4528	0.2773	0.9738	0.9828	
⑨	-0.4413	0.2671	0.9716	0.9676	
⑩	$5.7209 \times 10^{-5}$	$2.7376 \times 10^{-6}$	0.9900	0.9845	LSB,USB ではない
DSB-SC ⑪	0.1744	0.0882	0.9703	0.9744	
⑫	-0.1617	0.0803	0.9868	0.9788	

これらを図 3.20 と照らし合わせると，アルゴリズム 1 ではできない妨害波のある場合も LSB,USB が検出できることがわかる。

この章では，まずは妨害波のない場合において LSB および USB の識別アルゴリズムが正しく識別できることを確認し，そのアルゴリズムを用いて妨害波のある状況のシミュレーションを行った。そこで起きた問題を解決するために新しい特徴量を用いて識別アルゴリズムを構築し，それを検証した結果狭帯域な妨害波に対しては有効であることが確認できた。

## 結論

本論文では、変調方式が未知である受信信号から変調方式を識別することを目的として、スペクトルの解析を用いて検討を行った。検討の対象はアナログ変調方式に絞り、まずは既存の技術(アルゴリズム)を模して、決定論的手法により信号の特徴量を抽出して閾値を設定し変調方式を特定することができることを確認した。次に妨害波のある状況においては、同じアルゴリズムでは識別が困難になってしまうことがわかったため、他に新しい特徴量を用いて識別ができないかを検討した。その結果、既存のアルゴリズムでも使われている特徴量  $P$  に加えて、本論文で提案した特徴量  $B, T_1, T_2$  を用いることによって、振幅が同程度の狭帯域の妨害波が重なった場合も、FM を除くアナログ変調方式に関して変調方式を限定できることを明らかにした。

しかし妨害波が狭帯域でない場合は、特徴量  $T_1, T_2$  の定義上問題が発生し、評価の仕方を工夫するか、もしくは定義自体の見直しをする必要がある。また妨害波の振幅が大きい場合についても、本論文で提案した特徴量のみでは識別しきれないことが予想される。

また本論文では、識別の対象をアナログ変調方式としたが、アナログ変調方式の振幅変調系から LSB, USB を検出するというところにしか到達できなかった。よって今後の課題としては、FM など角度変調方式への対応や、妨害波がある程度帯域を持つ場合への対応が挙げられる。そういったことを実現するためには、今回用いたスペクトル解析に加えて、時間領域における解析(瞬時振幅, 位相)に基づく特徴量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，熱心に御指導下さった新井宏之助教授に深く感謝致します．また，研究に関する知識および的確なアドバイスを下さった市毛弘一講師に深く感謝致します．研究生生活全般に渡って優しく御指導下さった M2 の井上祐樹氏に深く感謝致します．最後に研究生生活を共に過ごした新井研究室の皆様に深く感謝致します．

## 参考文献

- [1] Elsayed Elsayed Azzouz and Asoke Kumar Nandi, “Automatic Modulation Recognition Communication Signals, ” ,Kluwer Academic Publishers 1996.
- [2] Janet Aisbett, “Automatic Modulation Recognition Using Time Domain Parameters, ” ,IEEE Trans.Commn. Signal Processing, Vol.13, pp.323-328, 1987.
- [3] 吉岡博, 白戸裕史, 中津川征士, 久保田周治, “最近傍決定法による変調信号自動識別技術, ” , 電子情報通信学会論文誌 , Vol. J84-B, No.7, Sep. 2001.
- [4] Asoke Kumar Nandi and Elsayed Elsayed Azzouz, “Modulation recognition using artificial neural networks, ” ,IEEE Trans.Commn.Signal Processing, Vol.56, pp.165-175, 1997.
- [5] 平進太郎 “デジタル変調波の自動判別システム, ” , 信学技報, SR99-8, Jun. 1999.
- [6] Asoke Kumar Nandi and Elsayed Elsayed Azzouz, “Algorithms for Automatic Modulation Recognition of Communication Signals, ” ,IEEE Trans.Commn. Vol.46, No.4, Apr. 1998.
- [7] Christion Dubuc, Daniel Boudreau, Francois patenaude and Robert Inkol, “An Automatic Modulation Recognition Algorithm for Spectrum Monitoring Applications, ” ,IEEE ICC Jun. 1999.
- [8] 重井芳治, “アナログ通信工学, ” , 昭晃堂
- [9] 石井寛之, 山本武男, 溝口利光, “電波監視を考慮したソフトウェア受信機の開発, ” , 信学ソ大, B-5-47, Sep. 1998.
- [10] 平進太郎, 村上栄一郎, “アナログ変調方式の自動判別について, ” , 信学総大, B-5-92, Mar. 1999.