

電子科学研究科

GD

K

0002513406

R

122

静岡大学附属図書館

# 静岡大学博士論文

## 中波放送システムを用いた P S K データ伝送に関する研究



1995年1月

大学院電子科学研究科  
電子応用工学専攻

若井 一顕

# 論文概要

本研究は、中波帯の搬送波を低位相偏移になるように P S K (Phase Shift keying) 方式で変調し、データを中波放送波帯で伝送するとともに、これを A M ラジオ信号と重畳する方式を提案し、中波放送システムにより、この有効性を明らかにすることにある。

第 1 章では、最近のデジタル伝送技術の動向を分析し、放送技術がアナログ方式からデジタル方式へ移行し始めた状況を概述した。また中波放送の概要を述べ、本研究の位置づけを明らかにした。

第 2 章では、2 相、4 相、8 相、及び 16 相の低位相偏移形 P S K 信号の一般式を与え、低位相偏移形 P S K 信号の周波数スペクトラムが搬送波のスペクトラムと、 $\sin X / X$  のスペクトラムとの合成で表現できることを示した。更に、多相の低位相偏移形 P S K 信号の電力スペクトラムを計算した。

第 3 章では、本方式で使用する P S K エンコーダ、及びデコーダの設計、製作、及び性能について述べた。また、現行の中波放送波帯を使って低位相偏移形 P S K 信号を伝送する場合、最適なデータ伝送速度、相数、及び位相偏移を、理論的及び実験的に明らかにした。更に、低位相偏移形 P S K データ伝送方式によって伝送されるコード情報の品質を、C N R (Carrier to Noise Ratio) 及び B E R (Bit Error Rate) の関係から明らかにした。次に、本方式における P S K データ伝送の一応用と

して、静止画像を伝送した。

第4章では、低位相偏移形 P S K 信号に A M ラジオ信号を多重化する伝送方式について述べ、伝送系のひずみを評価した。A M 伝送系から P S K 伝送系への干渉を、派生的位相変調 ( I P M : Incidental Phase Modulation )、B E R、及びアイ開口率によって評価した。一方、P S K 伝送系から A M 伝送系への干渉は、復調された A M ラジオ信号の S N R (Signal to Noise Ratio) で評価した。

第5章では、本研究の結論とともに、本論文の低位相偏移形 P S K データ伝送方式が、今後のメディアの多重化によって、大きく展開されることを記述した。

# 目 次

## 第1章 序 論

1. 1	本研究の目的	1
1. 2	本研究の背景	2
1. 3	無線通信システムの新しい展開	3
1. 4	デジタル放送の動向	5
1. 5	中波放送波帯の伝送路	6
1. 5. 1	中波放送波帯の伝送特性とフェーディング	6
1. 5. 2	中波帯送信装置とデジタル伝送	7
1. 6	本論文の構成	9
	参考文献	11

## 第2章 低位相偏移形PSK方式

2. 1	PSK方式	13
2. 2	PSK信号の一般式の導出	13
2. 2. 1	PSK信号	13
2. 2. 2	BPSKとQPSK	14
2. 3	多相(M相)PSK信号の電力スペクトラム	15
2. 4	低位相偏形PSK信号	16
2. 4. 1	2相の低位相偏移形PSK信号	16
2. 4. 2	4相の低位相偏移形PSK信号	18
2. 4. 3	8相の低位相偏移形PSK信号	20
2. 4. 4	16相の低位相偏移形PSK信号	20
2. 5	多相(M相)低位相偏移形PSK信号の電力スペクトラム	22
2. 6	低位相偏移形PSK信号のスペクトラム計算	24
2. 6. 1	相数に対する低位相偏移形PSK信号のスペクトラム	26
2. 7	まとめ	28
	参考文献	29

## 第3章 中波放送波帯におけるPSKデータ伝送

3. 1	中波放送波帯へのデジタル伝送方式の導入	30
3. 2	低位相偏移PSKデータ伝送方式及び装置	30
3. 3	PSKエンコーダとデコーダ	35
3. 4	エンコーダ	38
3. 4. 1	スクランブル回路	40
3. 5	デコーダ	41
3. 5. 1	キャリア再生と同期引き込み(PLL)	43
3. 6	PSK信号の周波数スペクトラム	44
3. 6. 1	低位相偏移形PSK信号とスペクトラム	44
3. 7	PSK信号のCNRと誤り率	52
3. 7. 1	中波放送システムのCNR	52
3. 7. 2	CNRとマージン	54
3. 7. 3	CNRと誤り率	59
3. 7. 4	低位相偏移形PSK装置の伝送可能範囲	61

3. 8	P S K 信号の伝送中に生ずる波形ひずみ	63
3. 9	中波ラジオ送信機における P S K 信号の 最適データ伝送速度	65
3. 10	静止電伝送実験	68
3. 11	まとめ	71
	参考文献	74

## 第4章 P S K 信号と A M ラジオ信号との多重

4. 1	P S K 信号と A M ラジオ信号との多重	77
4. 1. 1	P S K 信号と A M ラジオ信号との多重方式の概要	78
4. 1. 2	P S K 信号と A M ラジオ信号との多重の理論	78
4. 2	振幅変調における A M 系伝送から P S K 伝送系への干渉	82
4. 2. 1	P S K と位相偏移	82
4. 2. 2	振幅変調とアイ開口率	84
4. 2. 3	振幅変調と誤り率	90
4. 3	P S K 信号伝送系から A M ラジオ信号伝送系への 干渉による A M ラジオ信号の S N R の劣化	92
4. 4	I P M の発生と特性解析	95
4. 4. 1	A M ラジオ信号による P S K 信号への I P M	96
4. 4. 2	線形ひずみと I P M の発生	97
4. 4. 3	線形要素で発生する I P M	99
4. 4. 4	空中線特性と I P M	108
4. 4. 5	非線形ひずみと I P M の発生	110
4. 4. 6	M O S - F E T 増幅器の I P M	111
4. 5	まとめ	115
	参考文献	118

## 第5章 結 論

5. 1	研究の要約	121
5. 1. 1	デジタル伝送方式の変遷と本研究の位置づけ	122
5. 1. 2	低位相偏移形 P S K データ伝送	122
5. 1. 3	低位相偏移形 P S K 信号の変復調方式	123
5. 1. 4	P S K 信号と A M ラジオ信号との重畳方式	124
5. 2	低位相偏移形 P S K 方式の応用と展開	126

## 付 録

A. 1	演算シミュレーションリスト	128
A. 1. 1	低位相偏移形 P S K 信号のスペクトラム計算	129
A. 1. 2	位相偏移と C N R の計算	130
A. 1. 3	C N R と誤り率の計算	131
	参考論文 (論文発表の実績)	132
	謝 辞	134

# 第1章 序 論

## 1. 1 本研究の目的

本研究の目的は、中波という伝送媒体に新たにデジタル情報を導入し、新しいサービス形態を構築することである。

本研究では最初に、既存の中波放送帯域内で伝送が可能な、低位相偏移形 P S K (Phase Shift Keying) データ伝送方式を検討する。続いて、低位相偏移形 P S K のエンコーダ、デコーダを設計、試作し伝送特性を評価する。本研究で採用する P S K データ伝送方式は、B P S K (Binary Phase-Shift Keying)、Q P S K (Quadrature-Shift Keying)、8相 P S K、及び 16相 P S K 方式と比較して位相偏移量を低くしたものである。本論文においては、P S K データ伝送方式における位相偏移と周波数スペクトラムとの関係、並びに C N R (Carrier to Noise Ratio) と誤り率 (B E R : Bit Error Rate) との関係性を明らかにする。また、現在の中波放送帯の伝送システムを使った特性測定の結果から、低位相偏移形 P S K 信号のデータ伝送速度、相数、及び位相偏移の最適な値を明確にする。更に、A M (Amplitude Modulation) ラジオ信号の伝送系から P S K データ伝送系への干渉として認められる派生的位相変調 (I P M : Incidental Phase Modulation) にも言及する。即ち、I P M は空中線及び整合系、並びに電力増幅器で発生することを明らかにする。また、これらのひずみを評価するために I P M を測定する。そこで、得られた I P M とアイ開口率の関

係、並びに I P M と誤り率との関係を明らかにする。一方、P S K 伝送系から A M 伝送系への影響については、P S K 信号による搬送波への残留振幅変調成分の発生に着目し、S N R (Signal to Noise Ratio) を測定して評価する。

## 1. 2 本研究の背景

現在の放送サービスは、アナログ伝送を主体としたサービス形態で、中波ラジオ放送で 60 余年、V H F、U H F のテレビジョン放送で 30 余年の歴史をもつ。

近年、地上放送の形態は多様化し、既設メディアに加えて多重化された情報がサービスされている。例えば、テレビジョン放送の音声系では音声多重によるステレオ放送、或いは 2 カ国語放送が実施されている。更に、コンポジット音声信号(FM)の高域部分(63kHz)に第 2 副搬送波を設けて、これにファクシミリ信号を重畳することが検討されている<sup>(1)</sup>。一方、テレビジョン放送の映像系では、垂直ブランキング期間に文字情報が多重されており、全国的なネットワークが構築されている<sup>(2)</sup>。この垂直ブランキング期間の一部を利用して第 3 者機関(テレモ日本、テレモ近畿等の地方の大都市に設立された文字放送サービス会社を指す)が情報をサービスしている。また、V H F で実施されている F M 放送の分野でも、SCA (Subsidiary Communication Authorization) チャンネル(76kHz)を使ったファクシミリ伝送の研究が進められている<sup>(3)</sup>。更に、移動体向けのデータサービスも開発されている。

中波放送波帯でのAM放送の多重化については、1982年にアメリカで音声のステレオ放送が開始された。現在では、アメリカを含め、カナダ、オーストラリア等の12カ国で実施されている<sup>(2)</sup>。また、1992年4月に、日本においても一部の地域の民間放送会社によって、中波のステレオ放送が開始された<sup>(4)</sup>・<sup>(5)</sup>。一方、中波放送波帯(526.5kHz~1606.5kHz)でのデジタルデータ伝送については、1988年から郵政省を中心とした研究の動きがみられる<sup>(6)</sup>。

本研究では、このような放送のデジタル化の動きの中で中波放送波システムを用いた新しいPSKデータ伝送方式の応用を提案し、理論的、及び実験的に有効性を明らかにする。

### 1. 3 無線通信システムの新しい展開

わが国の無線通信装置の1989年度の生産規模は約5,490億円で、1995年度までの年平均伸び率は約12%と予想されている。これらの需要増加の状況下で、各種の無線システムでは周波数の有効利用、新周波数の開拓、情報の大容量化、既存ネットワークとの整合化、及び秘話対策(スクランブル等)などの新しい試みが進められている<sup>(7)</sup>。

電気通信事業の自由化にともなって、新規参入の新第1種電気通信事業者(NCC: New Common Carrier)の1993年度の修正計画額は、5,029億円となり、対前年度比では27.4%の増と高い伸び率を示している。第1種電気通信事業全体に占める比率も、1992年度より5.2ポイント増の

24. 2%を占める見込みである<sup>(7)</sup>。また移動無線の需要拡大の先導的役割を担う自動車電話や、マルチチャンネルアクセス(MCA: Multi Channel Access)方式の電話が期待されている<sup>(8)</sup>、<sup>(9)</sup>、<sup>(10)</sup>。効率的なデジタル伝送方式としては、ソースコーディング\*<sup>1</sup>の立場から音声の高能率符号化技術の研究開発が進められ、高周波の変調方式の立場からは、狭帯域伝送技術の研究開発が進められている<sup>(11)</sup>、<sup>(12)</sup>。

更に、音声信号を高速で容易に処理できるDSP(Digital Signal Processor)技術、及び高周波回路の集積化技術が発展すれば、移動機器の小型化及び軽量化が容易に達成でき、パーソナル通信時代を迎えることができると考えられる<sup>(13)</sup>。

一方、マイクロ波無線の分野では周波数の利用効率を向上する必要性から、高能率変調方式(多値変調)の開発、単一周波中継方式の開発、フェージング補償技術の開発が進められている。多値変調としては、256QAM(Quadrature Amplitude Modulation)方式の導入拡大、並びに1,024QAM方式の開発等が急がれている<sup>(14)</sup>。この分野では、更に自営用としての50GHzの企業内ネットワークの構築、及び映像伝送が可能な21~26GHz帯伝送装置の開発が検討されている<sup>(15)</sup>。このような動きの下で電波資源の有効活用のための狭帯域化と小ゾーン化、MCA方式の採用、及びデータ情報の多重化に加えて、新しい周波数の開拓が必要となってきている。

---

\*1: デジタルデータの符号化処理

上述した移動体に向けた狭帯域のデジタル伝送方式は、中波放送波帯メディアのような比較的狭い伝送帯域を使った伝送方式への応用とも密接に関連する。近い将来、中波帯放送波によるデジタルサービスは、今後の新しい市場であると考えられる。

#### 1. 4 デジタル放送の動向

放送サービスにおいて、送り手側の事情により、既設の伝送媒体を一方向的にアナログ方式からデジタル方式に移行するのは、受信方式のコンパティビリティーを保つ必要性から困難であるとされている。また、多重化方式を採用すると、主伝送路と副伝送路との間の相互干渉によりひずみの発生する可能性があるため、送受信機の特性を考慮する必要がある。

衛星放送や、近い将来に開始されようとして検討されている統合化デジタル放送（ISDB: Integrated Service of Digital Broadcasting）においては、デジタル放送の実用化が可能である。現在の衛星放送において、映像信号はFM方式で伝送されているが、デジタル方式の実用化に向けた開発も進められている<sup>(16)</sup>、<sup>(17)</sup>、<sup>(18)</sup>。

現在、中波放送波帯の音声伝送にはアナログ伝送方式が採用されているので、特に夜間には外国電波混信の影響を受けて、極端にサービスエリアが縮小している。対策として、FM放送への移行も一部実施されている状況にある<sup>(19)</sup>、<sup>(20)</sup>。

このような状況下で、中波放送波帯で伝送する情報を、音声信号とデジタル信号との両方で冗長的に伝送することにより、

夜間混信の影響を抑圧できる可能性がある。これらのサービスの実現にむけては、郵政省による法制化も必要となる。

## 1. 5 中波放送波帯の伝送路

### 1. 5. 1 中波放送波帯の伝送特性とフェーディング

中波放送波帯の電波伝搬は、地表波によるものと空間波（電離層反射波）とに分けることができる。昼間において空間波は、電離層内のD層を突き抜ける際に減衰し、E層での反射強度は微弱となる。従って、昼間の受信電界は地表波のみによって決定される。しかし、夜間においてはD層が消滅するために、空間波の減衰が少なくなる。その結果、受信電界は上昇する。近距離にあっては、地表波が主たる成分を占めるが、遠距離になると地表波は減衰し、空間波が主となる。更に、地表波と、電離層から反射してくる空間波との間で相互干渉が生ずるので、この干渉によりフェーディングが現れる<sup>(21)</sup>。電波伝搬上でフェーディングが発生すると、地表波と空間波の両受信波の合成電界の変動に加えて位相も変動する。位相の変動は受信エリアの弱電界付近で発生し易いため、ネットワークの構築時には、サービスエリア内の伝送品質が劣化しないように計画する必要がある。特にデジタル伝送では、位相変動によってデータにジッタが発生するので、アイ開口率が低下したり、誤り率が増加したりする可能性がある。これらの劣化は、伝送品質を低下させる。

夜間に外国からの電波によって発生する混信の対策としては、

送信周波数を国際的に調整する方法、または、混信の著しい地域に小電力送信所を補完的に置局する方法がある。

夜間混信に対しては、本研究のデジタル伝送方式を応用した高能率符号化方式による音声の直接デジタル伝送に期待するところが多く、また、デジタル伝送に付随する誤り訂正技術は、夜間混信やフェーディングに対しても有効であると考えられる。本研究ではこの誤り訂正技術について、考察を加えないことをことわっておく。

## 1. 5. 2 中波帯送信装置とデジタル伝送

無線周波のデジタル伝送方式には、P S K (Phase Shift Keying)、A P S K (Amplitude and Phase Shift Keying)、F S K (Frequency Shift Keying)、M S K (Minimum Shift Keying)、及び直交位相変調方式など各種の方式がある。

A P S K 及び直交位相変調は、搬送周波数の振幅領域と位相領域に情報を載せる方式である。これらの多重化方式では、A M ラジオ信号とデジタル信号との間で干渉を発生し、A M 伝送とデジタル伝送とを両立させることが困難である。また、F S K 及び M S K ではデータ伝送速度を一定とした場合、多相化しても伝送帯域の狭帯域化が図れない。従って、本論文ではこれらを取り扱わない。

本研究では、デジタル伝送信号の搬送波を残留させて振幅変調を容易とし、且つ受信側での搬送波再生が容易な低位相偏形 P S K 伝送方式について提案する。

中波のAM伝送系では、良質な音声放送サービスを行う必要性からSNR (Signal to Noise Ratio) を 50dB 以上と規定している。そのため、搬送波を低位相偏移でPSKして、AM伝送系への干渉を避ける必要がある。

中波放送波帯の伝送路をPSK伝送に使用する際には、派生的位相変調 (IPM) の発生を考慮する必要がある。IPMは、伝送系の直線ひずみと非直線ひずみの両方によって発生する。直線ひずみによるIPMは、空中線整合系の周波数振幅特性、及び周波數位相特性のひずみによって発生する。一方、非直線ひずみによるIPMは、中波AMラジオ送信機の電力増幅部の非線形特性によって発生する。従って、中波放送波帯を使用するPSKデータ伝送路では、IPMを考慮する必要がある、AM伝送系のSNRのみでは伝送路特性を評価することはできない。

電波法で規定する中波放送波帯のチャンネルセパレーションは 9kHzであり、プログラムの伝送帯域は $\pm 7.5\text{kHz}$  である。これは、音声プログラムに高域のエネルギー成分が少ないということ为前提としてチャンネルが割り当てられているためである。もし、音声プログラムのエネルギー密度が均一に分布しているとするれば、99%のエネルギー帯域幅は $\pm 4.5\text{kHz}$ となる。更に、市販受信機では混信の影響を軽減するために、中間周波数帯で帯域制限しており、実効的な伝送帯域は $\pm 4.5\text{kHz}$ よりも狭い。

## 1. 6 本論文の構成

第1章では、移動体通信及び放送のデジタル化動向から中波放送波帯におけるデジタルデータ伝送方式の研究の背景について記述した。デジタルデータを伝送する際の中波伝送路特性の特徴について評価し、情報伝送のデジタル化の状況下で、本研究の主題である低位相偏移形 P S K データ伝送方式の位置付けと今後の見通しを明確にした。

第2章では、低位相偏移形 P S K 伝送方式の理論展開を記述する。最初に、低位相偏移形 P S K 信号が、搬送波と  $\sin X / X$  の形の電力スペクトラムとの合成であることを明らかにする。続いて、多相の低位相偏移形 P S K 方式について、位相偏移、相数、及びデータ伝送速度と帯域内電力スペクトラムとの関係を解析する。

第3章では、中波放送波帯のデジタルデータ伝送に使用する低位相偏移形 P S K エンコーダ、及びデコーダの設計と、その性能について記述する。装置はデータ伝送速度、相数、及び位相偏移が選択できるように設計する。これによって、各種のパラメータを設定して、伝送スペクトラムと C N R との関係から低位相偏移形 P S K データ伝送方式の特性を評価する。また、中波放送波帯域内で低位相偏移形 P S K 信号を伝送する場合の最適データ伝送速度、相数、及び位相偏移を明確にする。また、本データ伝送方式の応用例として、静止画伝送実験の結果を記述する。

第4章では、中波放送波帯の A M 伝送路に低位相偏移 P S K

信号を多重伝送するとき問題となる伝送系のひずみについて解析する。AM伝送系からPSKデータ伝送系への干渉についてはIPM、アイ開口率、及び誤り率の測定から評価する。また、PSKデータ伝送系からAM伝送系への干渉についてはSNRの測定から評価する。更に、IPMが空中線整合系、及び送信機の電力増幅系で発生することを指摘する。

第5章では、各章をまとめ、中波放送波帯を使った低位相偏移形PSK伝送方式の応用を展望する。

## [参考文献]

- (1) 郵政省大臣官房企画課編、”最新情報通信のキーワード”，pp. 130-131, (1992).
- (2) 電波技術協会、”新しい時代を拓く放送技術と重点施策”，pp. 5-9, (1992).
- (3) 郵政省通信行政問題研究会編、”電気通信行政 '92”，pp. 259-270, (1992).
- (4) 海老沢、長友、”中波ステレオ放送方式”、TV学会誌、Vol. 43、No. 7, pp. 684-691, (1989).
- (5) 稲富、”A Mステレオ技術の動向”、TV学会技報、Vol. 5, No. 36, TEBS 78-3, pp. 9-14, (1982).
- (6) 郵政省通信政策局、”情報通信ジャーナル”，Vol. 12, No. 1, pp. 34-39, (1994).
- (7) 今井、”符号理論”，電子情報通信学会, pp. 106-133, (1990).
- (8) 塚本、斉藤、中川、岡本、山木戸、”デジタル移動通信技術の動向”，日立評論, pp. 73-78, (1990).
- (9) 前田、林、”移動体通信のはなし”，日刊工業新聞社, pp. 91-135, (1988).
- (10) 進士、”移動通信”，丸善株式会社, pp. 21-39, pp. 91-110, (1989).
- (11) 中田、”音声の高エネルギー符号化”，森北出版株式会社, pp. 106-129, (1986).
- (12) 中田、”デジタル情報圧縮”，秋葉出版, pp. 120-134, (1986).
- (13) 新居・大崎、”音声信号処理とDSP”，啓学出版, pp. 69-98, (1989).
- (14) 喜安、関、”デジタル変復調回路の基礎”，オーム社, pp. 38-89, (1984).
- (15) N H K 技術研究所編、”技研公開展示資料”，PP. 30, (1992).
- (16) David R. Smith, "Digital Transmission Systems", Vannostrand Reinhold Company, pp. 239-279, (1985).
- (17) Michael J. Miller, Syed V. Ahamed, "Digital Transmission Systems and Networks Vol 2", Computer Science Press, pp. 1-41, (1987).

- (18) William R. Bennett, James R. Davey, "Data Transmission", ラテイス, pp.210-230, pp.262-276, (1974).
- (19) B. P. ラシー著、山中、宇佐美, "デジタル・アナログ通信方式(上巻)", H B J 出版局, pp.115-176, (1985).
- (20) B. P. ラシー著、山中、宇佐美, "デジタル・アナログ通信方式(下巻)", H B J 出版局, pp.437-478, (1986).
- (21) 前田、後藤, "電波伝搬", 岩波全書, pp.140-142, (1976).

## 第2章 低位相偏移形PSK方式

### 2. 1 PSK方式

本章では、最初にBPSK、QPSK、及び多相(M相)PSKの一般式を記述し、電力スペクトラムを解析する。

本研究の対象である低位相偏移形PSK方式は、最大位相偏移角度を180度未満に設定するPSK信号の生成方式である。この低位相偏移形PSK信号については、2相、4相、8相、及び16相の場合を例に挙げ、上記記述をもとに位相偏移量をベクトル的に表現して一般式を導出する。更に、多相(M相)低位相偏移形PSK信号の電力スペクトラムを解析する。

### 2. 2 PSK信号の一般式の導出

#### 2. 2. 1 PSK信号

PSK信号  $S(t)$  は、搬送波の位相が  $k_p \cdot f(t)$  で変化するため、式(2-1)のように表現することができる<sup>(1), (2), (3), (4), (5)</sup>。

$$S(t) = \cos\{\omega_c t + k_p \cdot f(t)\}$$

但し、 $k_p$ : 定数 (位相偏移角)

(2-1)

ここで、 $f(t)$  は伝送するデジタルデータの関数を表し、位相情報  $k_p \cdot f(t)$  の不確定性を除去するために、次の条件を課す。

$$|k_p \cdot f(t)| \leq \pi \text{ (rad)}$$

(2-2)

式 (2-1) を展開すると、

$$S(t) = \cos[k_p \cdot f(t)] \cdot \cos \omega_c t - \sin[k_p \cdot f(t)] \cdot \sin \omega_c t$$

(2-3)

となる。式 (2-3) は、位相が 0 度、90 度にシフトした搬送波を、 $k_p \cdot f(t)$  の位相偏移量をもつ正弦信号及び余弦信号で、DSB-SC (Double Sideband Suppressed Carrier) 変調した信号を表している。

## 2. 2. 2 BPSK と QPSK

BPSK (Binary PSK) 信号  $S_b(t)$  は、搬送波の位相  $k_p \cdot f(t)$  が  $\pm \pi / 2$  の 2 値をとるため、式 (2-4) で与えられる。

$$S_b(t) = m_1(t) \sin \omega_c t$$

但し、 $m_1(t) = \pm 1$

(2-4)

即ち、両極性の方形波信号  $m_1(t)$  による DSB-SC 変調である。

QPSK (Quadrature PSK) の場合には、搬送波の位相が  $\pm \pi / 4$ 、 $\pm 3\pi / 4$  の 4 値で変化する。従って、QPSK は直交した 2 つの BPSK を線形加算することで得られる。

ここで、 $m_1(t)$  及び  $m_2(t)$  を  $\pm 1$  とすると、QPSK 信号  $S_q(t)$  は、式 (2-5) で与えられる。

$$S_1(t) = m_1(t) \cos \omega_c t$$

$$S_2(t) = m_2(t) \sin \omega_c t$$

$$S_q(t) = S_1(t) + S_2(t)$$

$$= m_1(t) \cos \omega_c t + m_2(t) \sin \omega_c t$$

$$= \cos \left[ \omega_c t + \tan^{-1} \frac{m_2(t)}{m_1(t)} \right]$$

(2-5)

### 2. 3 多相 (M相) P S K 信号の電力スペクトラム

多相 (M相) P S K 信号  $S_m(t)$  を、式 (2-6) で与える。

$$S_m(t) = \cos [\omega_c \cdot t + p_m]$$

但し、 $p_m$ : 位相偏移

(2-6)

多相 P S K 信号の場合の位相偏移  $p_m$  は、式 (2-7) で与えられる<sup>(6), (7)</sup>。

$$p_m = (2m+1) \frac{\pi}{M} \quad (m=0, 1, 2, \dots, M-1)$$

但し、 $M$ : 多相 P S K の相数

(2-7)

また、式 (2-6) は、式 (2-8) のように展開できる。

$$S_m(t) = \cos p_m \cdot \cos \omega_c t - \sin p_m \cdot \sin \omega_c t$$

$$= p_e \cdot \cos \omega_c t - p_o \cdot \sin \omega_c t$$

但し、 $p_e = \cos p_m$

$p_o = \sin p_m$

(2-8)

$\cos p_m$ と $\sin p_m$ は、M相でのデータ伝送速度  $T_s$  ( $T_s = T_b \log_2 M$ ) で変化する。 $T_b$  は、BPSKのときのデータ伝送速度である。

位相偏移  $p_m$  がランダムに変化する量であるとするとき、M相PSK信号の電力スペクトラムは、

$$G_e(f) = \frac{|\overline{p_e(f)}|^2}{T_s} = 2T_s \overline{\cos^2 p_m} \left[ \frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right]^2 \quad (2-9)$$

$$G_o(f) = \frac{|\overline{p_o(f)}|^2}{T_s} = 2T_s \overline{\sin^2 p_m} \left[ \frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right]^2 \quad (2-10)$$

位相偏移  $p_m$  が均等に分散しているとするとき、

$$\overline{\cos^2 p_m} = \overline{\sin^2 p_m} = \frac{1}{2} \quad (2-11)$$

従って、M相PSK信号の電力スペクトラムは、式(2-12)で与えられる。

$$G_e(f) = G_o(f) = T_s \left[ \frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right]^2 \quad (2-12)$$

## 2. 4 低位相偏移形PSK信号

### 2. 4. 1 2相の低位相偏移形PSK信号

低位相偏移のPSK信号を得るには、位相偏移角を狭く設定

する。ここで、2相PSKでの位相偏移角度を  $k_p$  とし、2値データを  $g(t)$  とすると、低位相偏移形2相PSK信号  $S_{L2}(t)$  は、式(2-13)で与えられる。

$$S_{L2}(t) = \cos[\omega_c \cdot t + k_p \cdot g(t)] \quad (2-13)$$

$g(t)$  はデジタル信号であるから、送信する位相情報の不確定性を除去するために次の条件を課す。

$$|k_p \cdot g(t)| \leq \pi \text{ (rad)} \quad (2-14)$$

式(2-13)は、式(2-15)のように展開できる。

$$S_{L2}(t) = \cos[k_p \cdot g(t)] \cos \omega_c t - \sin[k_p \cdot g(t)] \sin \omega_c t \quad (2-15)$$

ここで、 $k_p \cdot g(t)$  を位相偏移量  $\alpha$  と置くと、位相は図2.1のように  $\pm \alpha / 2$  で変化する。

$$S_{L2}(t) = \cos(\pm \alpha / 2) \cos \omega_c t - \sin(\pm \alpha / 2) \sin \omega_c t \quad (2-16)$$

式(2-16)は、式(2-17)で表現することができる。

$$S_{L2}(t) = X_1 \cdot \cos \omega_c t - m_1(t) \cdot Y_1 \cdot \sin \omega_c t$$

但し、

$$\begin{aligned} X_1 &= \cos(\alpha / 2) \\ Y_1 &= \sin(\alpha / 2) \\ m_1(t) &= \pm 1 \end{aligned} \quad (2-17)$$

式 (2-17) の  $S_{L2}(t)$  の第 1 項は、 $\cos(\alpha / 2)$  で決まる定数項であり、位相角  $\alpha$  が決まると搬送波の振幅が決定できる。一方、第 2 項は、 $\sin X / X$  の包絡線の最大振幅値が  $\sin(\alpha / 2)$  となることを示している。

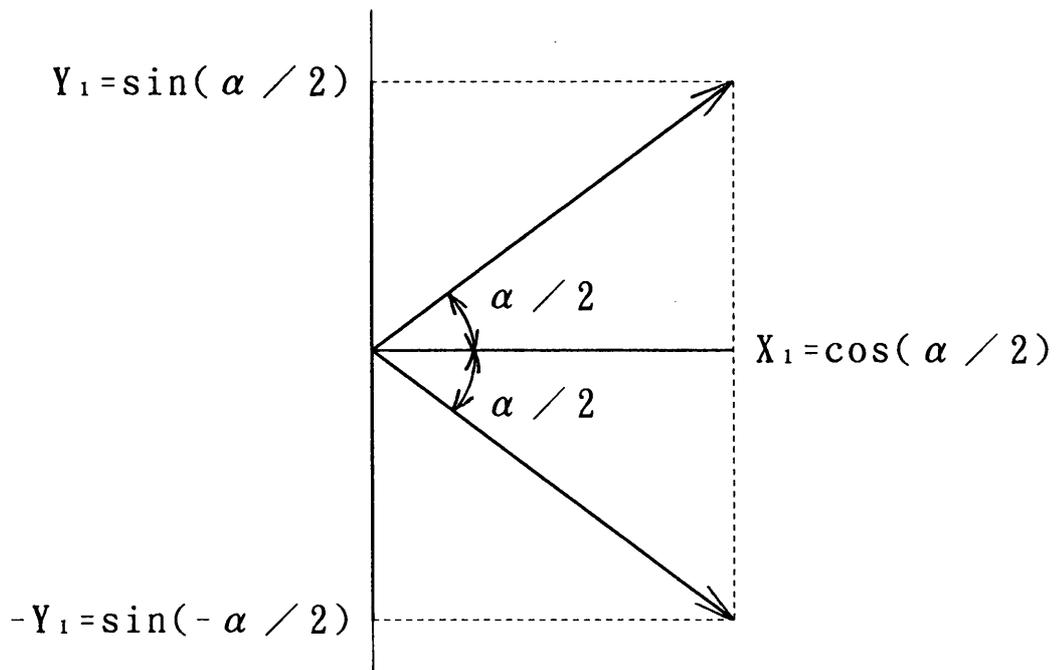


図 2. 1 2 相低位相偏移 P S K 信号のベクトル表示

#### 2. 4. 2 4 相の低位相偏移形 P S K 信号

図 2. 2 に示す 4 相 P S K 信号のベクトルから最小位相偏移は、 $\pm \alpha / 2(M-1)$  と表現できるので、相数  $M$  を 4 とすると  $\pm \alpha / 6$  となる。また、最大位相偏移は、 $\pm \alpha / 2$  となる。

従って、4 相の低位相偏移 P S K 信号  $S_{L4}(t)$  は、式 (2-18) で与えられる。

$$S_{L4}(t) = \frac{1+m_2(t)}{2} \{X_1 \cdot \cos \omega_c t - m_1(t) \cdot Y_1 \cdot \sin \omega_c t\} \\ + \frac{1-m_2(t)}{2} \{X_2 \cdot \cos \omega_c t - m_1(t) \cdot Y_2 \cdot \sin \omega_c t\}$$

但し、

$$\begin{aligned} X_1 &= \cos(\alpha / 2) & Y_1 &= \sin(\alpha / 2) \\ X_2 &= \cos(\alpha / 6) & Y_2 &= \sin(\alpha / 6) \\ m_1(t), m_2(t) &= \pm 1 \end{aligned} \quad (2-18)$$

搬送波振幅は、伝送速度に従って  $X_2 = \cos(\alpha / 6)$  と  $X_1 = \cos(\alpha / 2)$  の間を変化する。また、 $\sin X / X$  のスペクトラムの包絡線の振幅は、伝送速度に従って  $Y_2 = \sin(\alpha / 6)$  と  $Y_1 = \sin(\alpha / 2)$  の間を変化する。

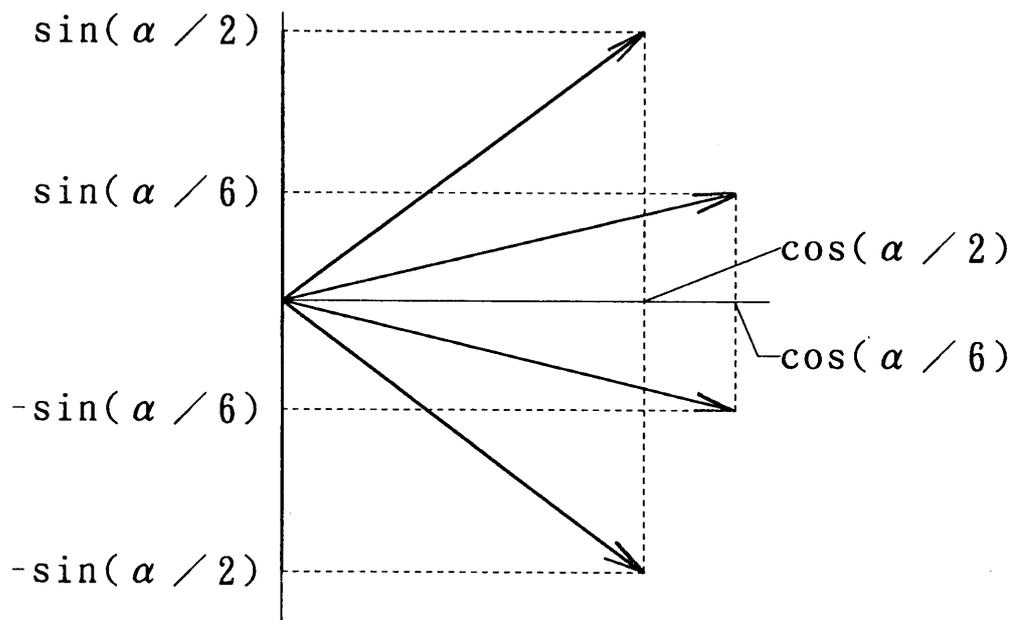


図 2. 2 4 相低位相偏移 P S K 信号のベクトル表示

### 2. 4. 3 8相の低位相偏移形 P S K 信号

8相の P S K 信号の最小の位相偏移は、 $\pm \alpha / 2(M-1)$ から  $\pm \alpha / 14$  であり、最大の位相偏移は  $\pm \alpha / 2$  である。

従って、8相の低位相偏移 P S K 信号  $S_{L8}(t)$ は、式 (2-19) で与えられる。

$$\begin{aligned}
 S_{L8}(t) = & \frac{1+m_3(t)}{2} \left[ \frac{1+m_2(t)}{2} \{X_1 \cdot \cos \omega_c t - m_1(t) \cdot Y_1 \cdot \sin \omega_c t\} \right. \\
 & + \frac{1-m_2(t)}{2} \{X_2 \cdot \cos \omega_c t - m_1(t) \cdot Y_2 \cdot \sin \omega_c t\} \left. \right] \\
 & + \frac{1-m_3(t)}{2} \left[ \frac{1+m_2(t)}{2} \{X_3 \cdot \cos \omega_c t - m_1(t) \cdot Y_3 \cdot \sin \omega_c t\} \right. \\
 & + \frac{1-m_2(t)}{2} \{X_4 \cdot \cos \omega_c t - m_1(t) \cdot Y_4 \cdot \sin \omega_c t\} \left. \right]
 \end{aligned}$$

但し、

$$\begin{aligned}
 X_1 &= \cos(\alpha / 2) & Y_1 &= \sin(\alpha / 2) \\
 X_2 &= \cos(5\alpha / 14) & Y_2 &= \sin(5\alpha / 14) \\
 X_3 &= \cos(3\alpha / 14) & Y_3 &= \sin(3\alpha / 14) \\
 X_4 &= \cos(\alpha / 14) & Y_4 &= \sin(\alpha / 14) \\
 m_1(t), m_2(t), m_3(t) &= \pm 1
 \end{aligned}$$

(2-19)

### 2. 4. 4 16相の低位相偏移形 P S K 信号

16相 P S K 信号の最小の位相偏移は、 $\pm \alpha / 2(M-1)$ から  $\pm \alpha / 30$  であり、最大の位相偏移は  $\pm \alpha / 2$  である。従って、16相の低位相偏移 P S K 信号  $S_{L16}(t)$ は、以下に示す式 (2-20) で与えられる  $S_{La}(t)$ と、式 (2-21) で与えられる  $S_{Lb}(t)$ の加算となり、式 (2-22) で与えられる。

$$\begin{aligned}
S_{L a}(t) = & \frac{1+m_3(t)}{2} \left[ \frac{1+m_2(t)}{2} \{X_1 \cdot \cos \omega_c t - m_1(t) \cdot Y_1 \cdot \sin \omega_c t\} \right. \\
& + \frac{1-m_2(t)}{2} \{X_2 \cdot \cos \omega_c t - m_1(t) \cdot Y_2 \cdot \sin \omega_c t\} \left. \right] \\
& + \frac{1-m_3(t)}{2} \left[ \frac{1+m_2(t)}{2} \{X_3 \cdot \cos \omega_c t - m_1(t) \cdot Y_3 \cdot \sin \omega_c t\} \right. \\
& + \frac{1-m_2(t)}{2} \{X_4 \cdot \cos \omega_c t - m_1(t) \cdot Y_4 \cdot \sin \omega_c t\} \left. \right]
\end{aligned}$$

但し、

$$\begin{aligned}
X_1 &= \cos(\alpha / 2) & Y_1 &= \sin(\alpha / 2) \\
X_2 &= \cos(13\alpha / 30) & Y_2 &= \sin(13\alpha / 30) \\
X_3 &= \cos(11\alpha / 30) & Y_3 &= \sin(11\alpha / 30) \\
X_4 &= \cos(9\alpha / 30) & Y_4 &= \sin(9\alpha / 30) \\
m_1(t), m_2(t), m_3(t) &= \pm 1
\end{aligned}$$

(2-20)

$$\begin{aligned}
S_{L b}(t) = & \frac{1+m_3(t)}{2} \left[ \frac{1+m_2(t)}{2} \{X_5 \cdot \cos \omega_c t - m_1(t) \cdot Y_5 \cdot \sin \omega_c t\} \right. \\
& + \frac{1-m_2(t)}{2} \{X_6 \cdot \cos \omega_c t - m_1(t) \cdot Y_6 \cdot \sin \omega_c t\} \left. \right] \\
& + \frac{1-m_3(t)}{2} \left[ \frac{1+m_2(t)}{2} \{X_7 \cdot \cos \omega_c t - m_1(t) \cdot Y_7 \cdot \sin \omega_c t\} \right. \\
& + \frac{1-m_2(t)}{2} \{X_8 \cdot \cos \omega_c t - m_1(t) \cdot Y_8 \cdot \sin \omega_c t\} \left. \right]
\end{aligned}$$

但し、

$$\begin{aligned}
X_5 &= \cos(7\alpha / 30) & Y_5 &= \sin(7\alpha / 30) \\
X_6 &= \cos(5\alpha / 30) & Y_6 &= \sin(5\alpha / 30) \\
X_7 &= \cos(3\alpha / 30) & Y_7 &= \sin(3\alpha / 30) \\
X_8 &= \cos(\alpha / 30) & Y_8 &= \sin(\alpha / 30) \\
m_1(t), m_2(t), m_3(t) &= \pm 1
\end{aligned}$$

(2-21)

$$S_{L16}(t) = \frac{1+m_4(t)}{2} \cdot S_{La}(t) + \frac{1-m_4(t)}{2} \cdot S_{Lb}(t)$$

但し、 $m_4(t) = \pm 1$

(2-22)

## 2. 5 多相 (M相) 低位相偏移形 P S K 信号の 電力スペクトラム

多相 (M相) の低位相偏移形 P S K 信号  $S_{Lm}(t)$  は、  
式 (2-23) で与えられる。

$$S_{Lm}(t) = \cos[\omega_c \cdot t + \phi_m]$$

但し、 $\phi_m$  : 位相偏移

(2-23)

多相の低位相偏移形 P S K 信号の位相偏移  $\phi_m$  は、  
式 (2-24) で与えられる。

$$\phi_m = (2m+1) \frac{\alpha}{2(M-1)}$$

( $m=0, 1, 2, 3, \dots, \frac{M-2}{2}$ )

但し、 $M$  : 多相 P S K の相数  
 $\alpha$  : 任意の位相偏移角

(2-24)

式 (2-23) は式 (2-25) のように展開できる。

$$S_{Lm}(t) = \cos \phi_m \cdot \cos \omega_c t - \sin \phi_m \cdot \sin \omega_c t$$

(2-25)

M相の低位相偏移 P S K 信号の位相偏移  $\phi_m$  がランダムな値をとるとして、 $S_{Lm}(t)$  の周波数領域での電力スペクトラム  $G(f)$  は、式 (2-26) で与えられる。

$$G(f) = \overline{\cos^2 \phi_m} \delta(f - f_c) + \overline{\sin^2 \phi_m} T_s \left[ \frac{\sin \pi (f - f_c) T_s}{\pi (f - f_c) T_s} \right]^2$$

但し、

$T_b$ : データの伝送速度

$T_s$ :  $T_b \log_2 M$

(2-26)

ここで、低位相偏移形 P S K 信号の  $\overline{\cos^2 \phi_m}$  と  $\overline{\sin^2 \phi_m}$  は、式 (2-27)、式 (2-28) で与えられる。

$$\overline{\cos^2 \phi_m} = \frac{2}{M} \sum_{m=0}^{\frac{M-2}{2}} \cos^2 \left\{ (2m+1) \frac{\alpha}{2(M-1)} \right\}$$

$$m = 0, 1, 2, 3, \dots, \frac{M-2}{2}$$

(2-27)

$$\overline{\sin^2 \phi_m} = \frac{2}{M} \sum_{m=0}^{\frac{M-2}{2}} \sin^2 \left\{ (2m+1) \frac{\alpha}{2(M-1)} \right\}$$

$$m = 0, 1, 2, 3, \dots, \frac{M-2}{2}$$

(2-28)

表 2-1 は、式 (2-27) と、式 (2-28) 式を用いて余弦自乗  $\overline{\cos^2 \phi_m}$  と正弦自乗  $\overline{\sin^2 \phi_m}$  を計算した結果を示す。相数は 2 相、4 相、8 相、及び 16 相とし、位相偏移は 150 度とした。

表 2 - 1 ランダムデータによる M 相・低位相偏移 P S K  
 の平均余弦自乗と平均正弦自乗の計算結果  
 (位相偏移 150 度の場合)

項目 \ M 相	2	4	8	16
$\overline{\cos^2 \phi_m}$	0.07	0.44	0.53	0.56
$\overline{\sin^2 \phi_m}$	0.93	0.56	0.47	0.44

## 2. 6 低位相偏移形 P S K 信号のスペクトラム計算

$g(t)$  が、1、0 の離散値で変化する場合の低位相偏移形 P S K 信号の周波数スペクトラムを計算する。

図 2. 3 は、P S K 信号のデータ伝送速度と相数をパラメータとして、帯域内周波数スペクトラムを計算するフローチャートである。最初に相数を設定する。2 相を基準とした場合、帯域内周波数スペクトラムは相数の増加とともに減少する。演算周期  $T_1$  の決定においては、帯域幅の 2 分の 1 を計算し、左右対称に展開すれば全帯域幅が計算できるので、相数  $M$  の 2 分の 1 を  $T_1$  とする。次に、データ伝送速度  $R$  を設定する。 $T_2$  は、各データ伝送速度での計算を同一の演算として簡便化するためのパラメータであり、本プログラムでは、300bps を基準に設定した。先に求めた  $T_1$  と  $T_2$  から計算の範囲  $T$  を決定する。 $\sin X/X$  の伝送スペクトラムを求めるために、繰り返し計算では、 $X$  を  $K$  として、 $K$  を 0 から  $T$  まで変化させて計算する。

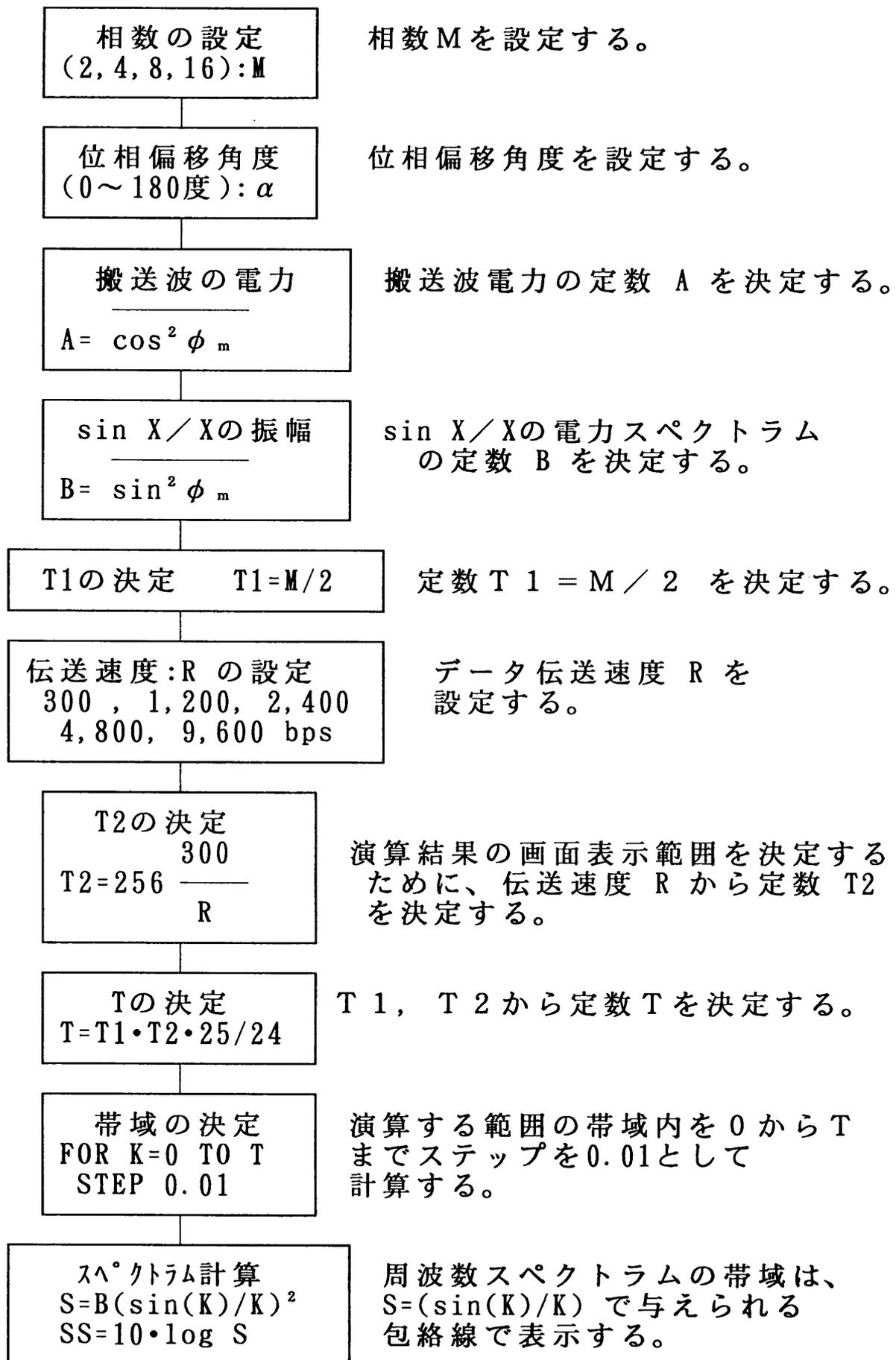


図 2. 3 スペクトラム計算のフローチャート

搬送波の電力スペクトラムを求めるための係数  $A$  は、

$\cos^2 \phi_m$  で与えられる。また、 $\sin X / X$  の電力スペクトラム

の係数  $B$  は、 $\sin^2 \phi_m$  で与えられる。

## 2. 6. 1 相数に対する低位相偏移形 P S K 信号の スペクトラム

図 2. 4 は、データ伝送速度を 2,400bps、位相偏移を 150 度、相数を 2 相、4 相、8 相、及び 16 相とした場合の低位相偏移形 P S K 信号の電力スペクトラムを計算し、比較したものである。

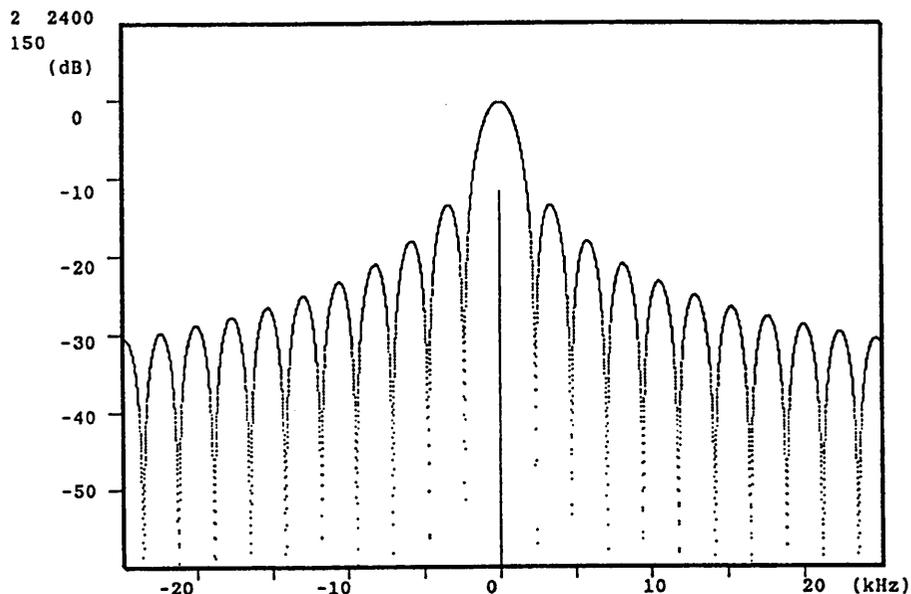
図 2. 4 (a) は、2 相の低位相偏移形 P S K 信号の電力スペクトラムを計算した結果を示す。

図 2. 4 (b) は、4 相の低位相偏移形 P S K 信号の電力スペクトラムを計算した結果を示す。

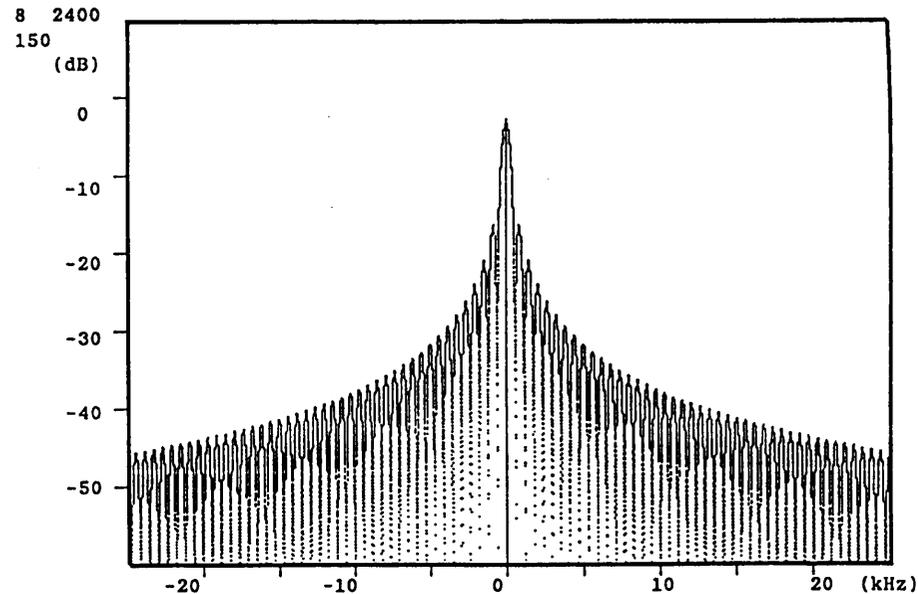
図 2. 4 (c) は、8 相の低位相偏移形 P S K 信号の電力スペクトラムを計算した結果を示す。

図 2. 4 (d) は、16 相の低位相偏移形 P S K 信号の電力スペクトラムを計算した結果を示す。

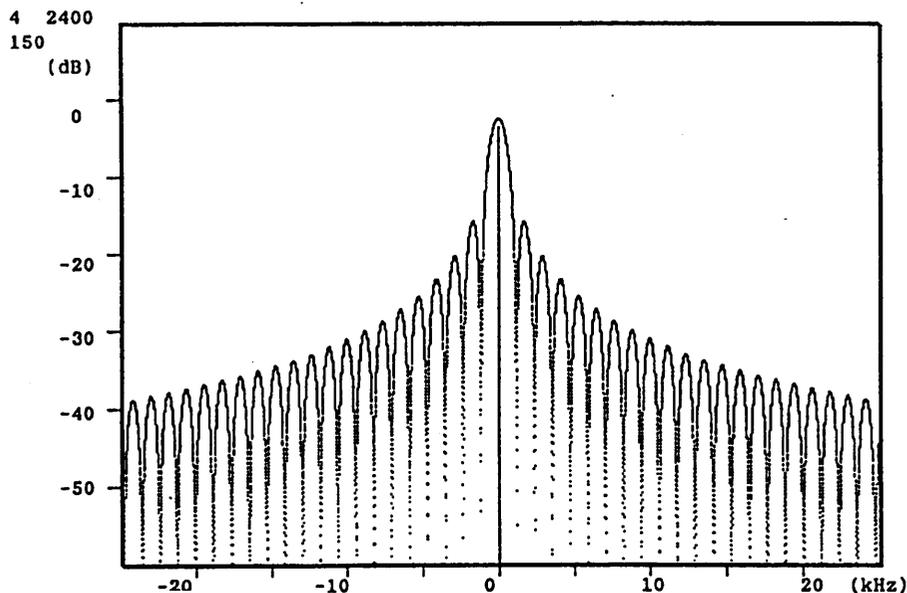
計算結果によれば、相数の増加に伴い P S K 信号の電力スペクトラムの帯域幅は狭くなっている。また、2 相、及び 4 相の搬送波の電力スペクトラムは、 $\sin X / X$  の電力スペクトラムに比べて低下し、8 相、及び 16 相での搬送波の電力スペクトラムは、 $\sin X / X$  の電力スペクトラムに比べて増加している。



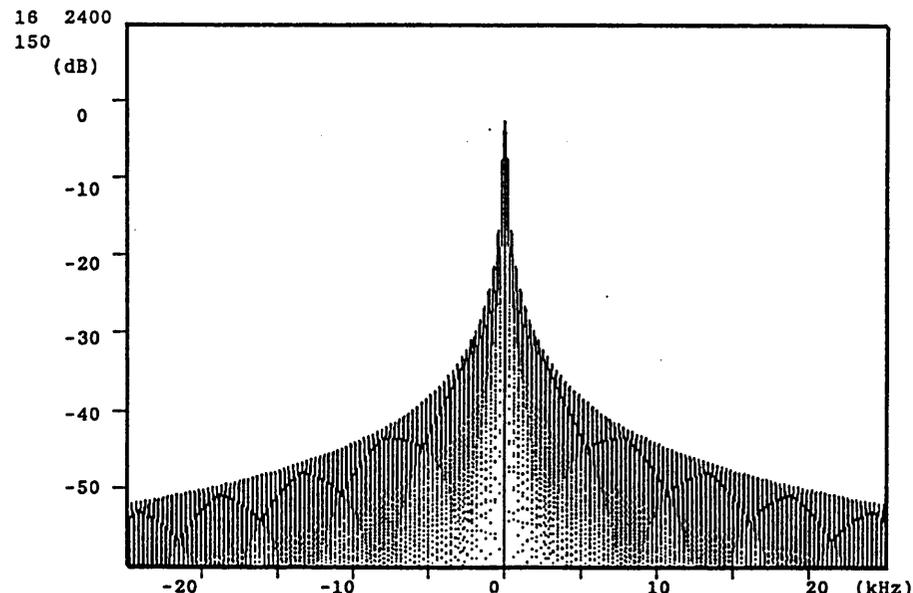
(a) 相数: 2相、伝送速度: 2,400bps、位相偏移: 150度



(c) 相数: 8相、伝送速度: 2,400bps、位相偏移: 150度



(b) 相数: 4相、伝送速度: 2,400bps、位相偏移: 150度



(d) 相数: 16相、伝送速度: 2,400bps、位相偏移: 150度

図 2. 4 低位相偏移形 P S K 信号のスペクトラムの計算

## 2. 7 まとめ

本章では、最初に BPSK 信号、QPSK 信号、及び多相 (M 相) PSK 信号についての一般式を示し、M 相 (多相) PSK 信号の電力スペクトラムの計算式を示した。これらの理解をもとにして、研究の対象である低位相偏移形 PSK 方式について解析した。結果を以下に示す。

- (1) 低位相偏移形 PSK 信号の 2 相、4 相、8 相、16 相、及び M 相 (多相) の PSK 信号についての一般式を導出した。
- (2) M 相 (多相) 低位相偏移形 PSK 信号の電力スペクトラムの計算式を導出した。
- (3) 低位相偏移形 PSK 信号の電力スペクトラムは、搬送波の電力スペクトラムと  $\sin X / X$  の形の側帯波の電力スペクトラムとの合成で表現できることを示した。
- (4) データ伝送速度を 2,400 bps、位相偏移を 150 度、相数を 2 相、4 相、8 相、及び 16 相として、低位相偏移形 PSK 信号の帯域内電力スペクトラムを計算した。
- (5) 相数を増加していくと PSK 信号の電力スペクトラムの帯域幅が狭くなることを確認した。また、2 相、及び 4 相の搬送波の電力スペクトラムは、 $\sin X / X$  の電力スペクトラムの尖頭値に比べて低下するが、8 相、及び 16 相での搬送波の電力スペクトラムは、 $\sin X / X$  の電力スペクトラムの尖頭値に比べて増加することを確認した。

[参考文献]

- (1) 室谷、山本、”デジタル無線通信” 産業図書，  
pp. 57-79, (1985).
- (2) N. アーメッド, T. ナタラジヤン, 大瀬, 荒沢, ”離散時間の信号とシステム”, 啓学出版, pp. 97-129, (1990).
- (3) ラシイ、山中、宇佐美、”通信方式”, マグロウヒル,  
pp. 160-167, (1992).
- (4) 田崎、美咲他、”通信工学” 朝倉書店, pp. 55-65,  
(1983).
- (5) 松尾、”やさしいフーリエ変換”, 森北出版, pp. 4-29,  
(1986).
- (6) ラシイ、山中、宇佐美、”デジタル・アナログ通信方式  
(下巻)”, HBJ出版局, pp. 510-517, (1986).
- (7) A. BRUCE CARLSON、”COMMUNICATION SYSTEMS”, マグロウ  
ヒル, pp. 512-519, (1986).

## 第3章 中波放送波帯におけるP S Kデータ伝送

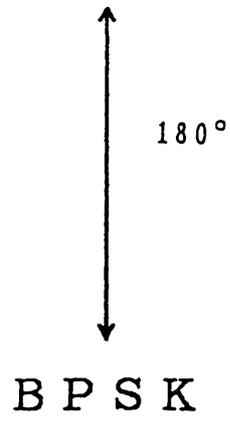
### 3. 1 中波放送波帯へのデジタル伝送方式の導入

本章では、中波放送波帯でP S K信号を伝送するのに必要な低位相偏移形P S Kエンコーダとデコーダの設計、試作、及び性能について記述する。続いて、低位相偏移形P S Kエンコーダによって生成したP S K信号の周波数スペクトラムを測定し、実験的、及び理論的に考察する。低位相偏移形P S K信号の伝送特性は、C N R及び誤り率の関係から評価する。更に、P S K信号の復調波形のひずみについても記述する。これらの伝送特性を総合的に評価することにより、中波放送波帯でのP S K信号の最適なデータ伝送速度、相数、及び位相偏移を明確にする。低位相偏移形P S Kデータ伝送方式の一応用として、静止画像の伝送実験を行いコンピュータ映像が明瞭に送受信できることを確認する。

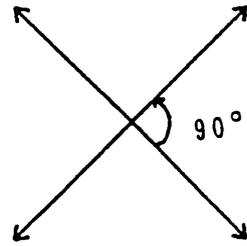
### 3. 2 低位相偏移P S Kデータ伝送方式及び装置

図3. 1は、B P S K、Q P S K、8相P S K、及び16相P S Kの位相偏移と、本低位相偏移形P S K方式の位相偏移とを比較した図である。

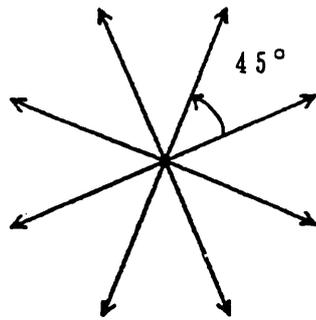
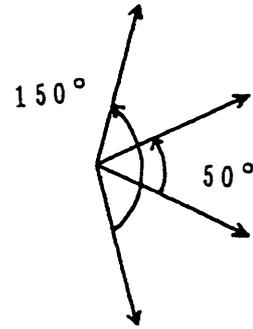
図3. 1 ( a ) は、B P S Kのベクトルと、位相偏移を150度とした低位相偏移形2相P S Kのベクトルとを比較した図である。図3. 1 ( b ) は、各位相偏移が90度のQ P S Kのベクトルと、各位相偏移を50度とした低位相偏移形4相P S Kベク



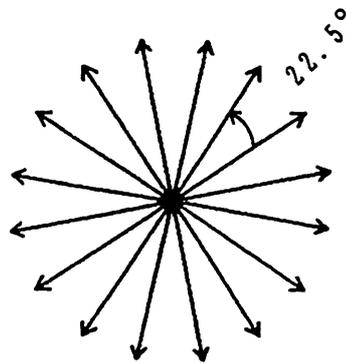
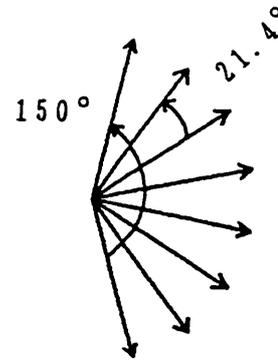
(a) 2 相



(b) 4 相



(c) 8 相



(d) 16 相

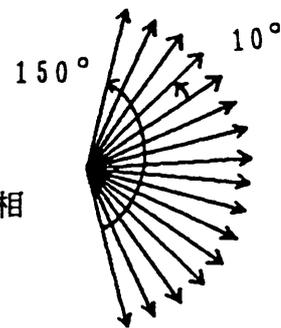


図 3. 1 各種 PSK 信号のベクトル  
 (低位相偏移形 PSK の位相偏移は 150 度)

ルとを比較した図である。図 3. 1 (c) は、同様に 8 相 P S K 信号のベクトルを比較した図である。8 相 P S K ベクトルの各位相偏移は 45 度であり、低位相偏移形 P S K 信号の各位相偏移は 21.43 度である。図 3. 1 (d) は、16 相の P S K 信号のベクトルを比較した図である。16 相の P S K 信号ベクトルの各位相偏移は 22.5 度であり、低位相偏移 P S K 信号の各位相偏移は 10 度である。

一般的な P S K 信号のデータ伝送速度  $f_b$  の理論式は、式 (3-1) で与えられる<sup>(1)</sup>。

$$f_b = \frac{B \cdot \log_2 M}{K}$$

但し、

B: 伝送帯域幅

M: 相数

K: 伝送効率 (1 ~ 2)

フィルタのロールオフ率 0 では  $K=1$ 、ロールオフ率 0.5 では  $K=1.5$ 、ロールオフ率 1 では  $K=2$  である。

(3-1)

例えば、伝送帯域(B)が 15kHz、相数(M)が 2 相、伝送効率(K)が 2 であると仮定した場合に、データ伝送速度  $f_b$  は、

7.5kbps となる。しかし、通常の中波帯伝送路では周波数に対する振幅位相特性のひずみ、及び飽和増幅器の非直線ひずみなどが存在し、実際の伝送帯域(B)は 15kHz よりも狭くなる。従って、データ伝送速度は、式 (3-1) で与えられる値よりも

低くなる。これらを考慮し、本研究で必要とする P S K 伝送装置のデータ伝送速度は、300 bps～9,600 bpsとして設計し試作した。

表 3. 1 に、P S K データ伝送実験用に試作した装置の仕様概要を示す。

表 3. 1 低位相偏移 P S K データ伝送方式の仕様

項 目	性 能
データ伝送速度	300, 1,200, 2,400, 4,800, または9,600 bps
相 数	2相, 4相, 8相, または16相
位相偏移	10deg. ~ 150deg. (10deg. steps)

本装置においてデータ伝送速度は300, 1,200, 2,400, 4,800, 或いは 9,600 bpsを任意に選択できる。相数は2相、4相、8相、或いは16相を任意に選択できる。更に、位相偏移は10度から150度まで、10度ステップごとに選択できる。このようにすれば、上記パラメータを変化させながら、本研究の対象とする低位相偏移形 P S K 信号の伝送特性を評価することができる。

P S K データ伝送では位相偏移の不確定性を避けるために、最大位相偏移量を $\pi$ ラジアン以下に規定する必要がある。また、本研究の低位相偏移形 P S K データ伝送システムでは、位相偏移量を R O M から読み出す方式とした。また、本装置は16ビットのデータで、位相偏移を0度から10度おきに設定するため、

最大位相偏移を150度とした。位相偏移が180度であるBPSK信号が必要な場合には、平衡変調器で容易に発生させることができるから、本装置では最大位相偏移角度を180度までに規定しなかった。

図3. 2に、低位相偏移PSKデータ伝送方式の概要を示す。

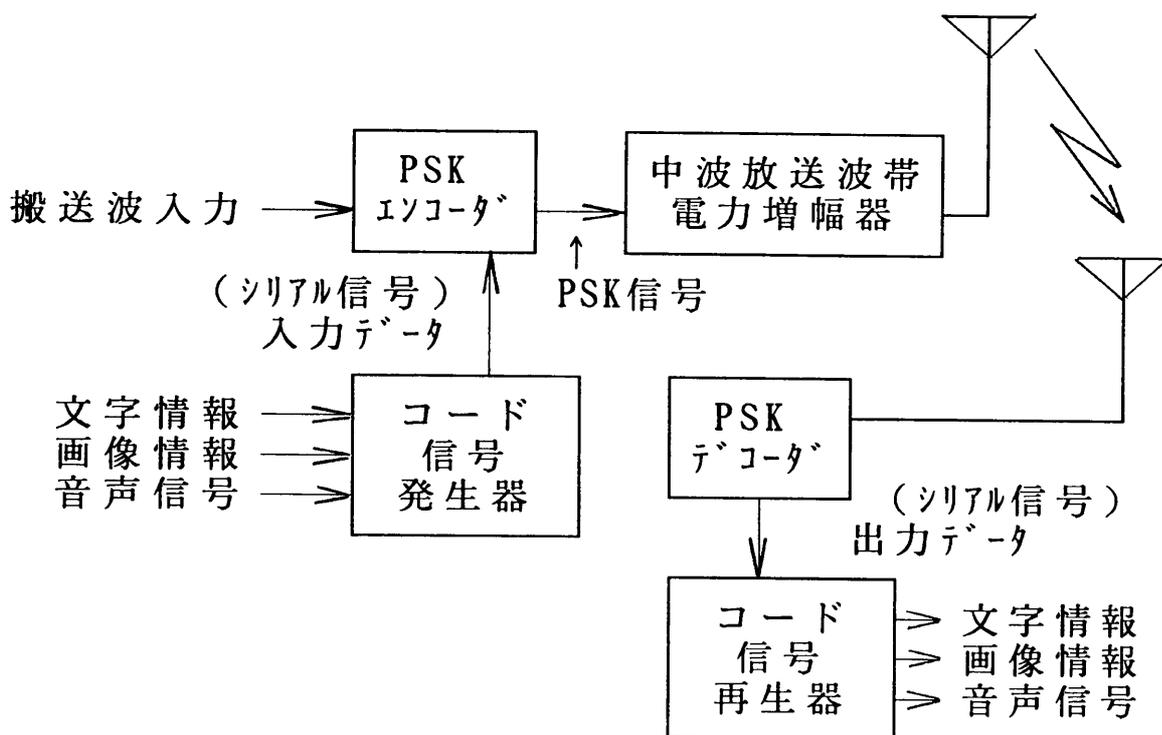


図3. 2 低位相偏移形PSKデータ伝送方式

文字情報、画像情報、或いは音声情報のデジタル信号は、コード信号発生器によってシリアル信号（入力データ）に変換され、低位相偏移PSK信号の生成機能をもったPSKエンコーダに入力される。PSKエンコーダでは、中波放送波帯（531kHz～1602kHz、9kHzステップ）の任意の搬送波に低位相偏移をかけ、PSK信号を出力する。次に、PSK信号は中波放送波帯電力増幅器に加えられる。送信空中線から輻射され伝

搬されてきた P S K 信号は、受信アンテナを経て P S K デコーダに入力される。P S K デコーダでは、P S K 信号の復調を行う<sup>(2)-(14)</sup>。P S K 復調信号はシリアル信号（出力データ）に変換され、コード信号再生器で文字情報、画像情報、或いは音声信号として出力される。

### 3. 3 P S K エンコーダとデコーダ

低位相偏移形 P S K 信号の生成部（エンコーダ）を図 3. 3 に示し、低位相偏移形 P S K 信号の復調部（デコーダ）を図 3. 4 に示す。

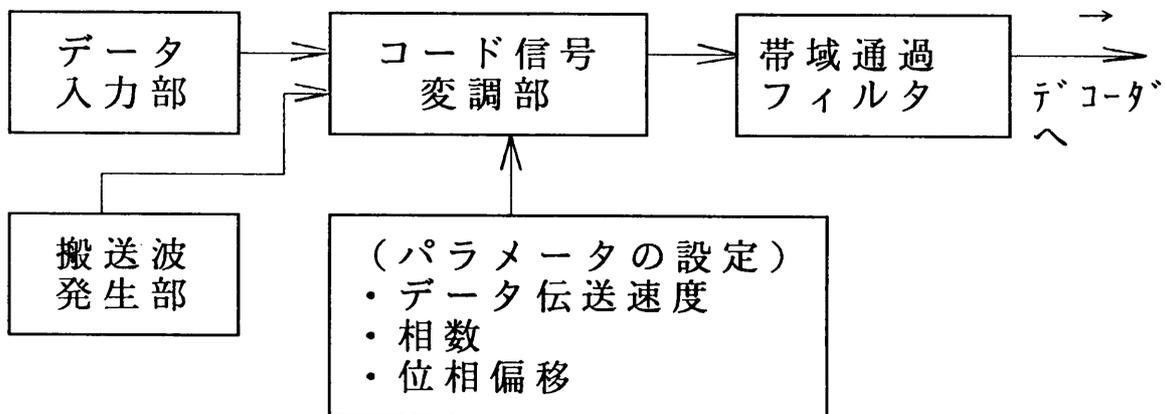


図 3. 3 低位相偏移形 P S K 信号生成部  
(エンコーダ)

エンコーダ及びデコーダには、データ伝送速度、相数、及び位相偏移を選択できる機能をもたせ、最適な伝送パラメータが決定できるようにしてある。P S K 信号は相数の増加とともに、1 ビットあたりの位相偏移角は小さくなる。そのため、位相偏移が小さくなり過ぎるとノイズに対するマージンが低下する。ノイズマージンと C N R との関係は、位相偏移や相数などのパ

ラメータを選ぶ上で重要なファクタである。

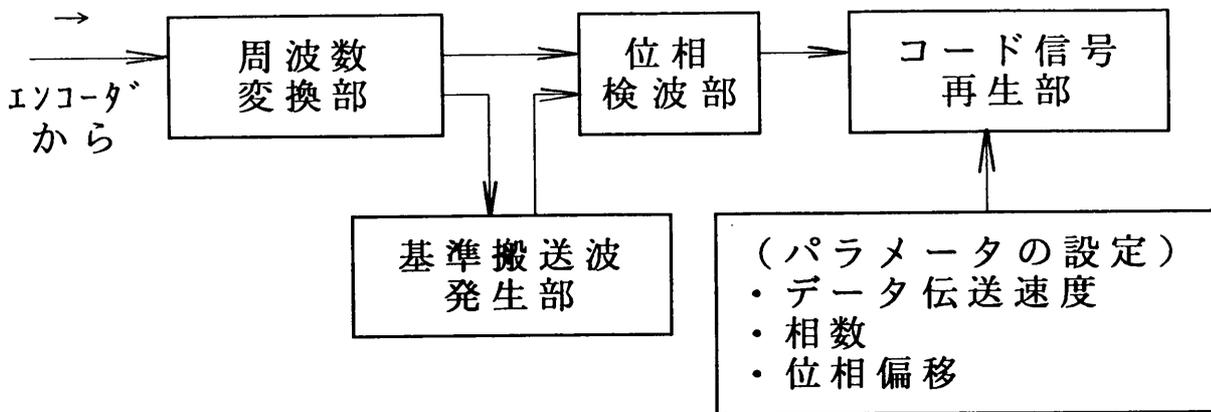
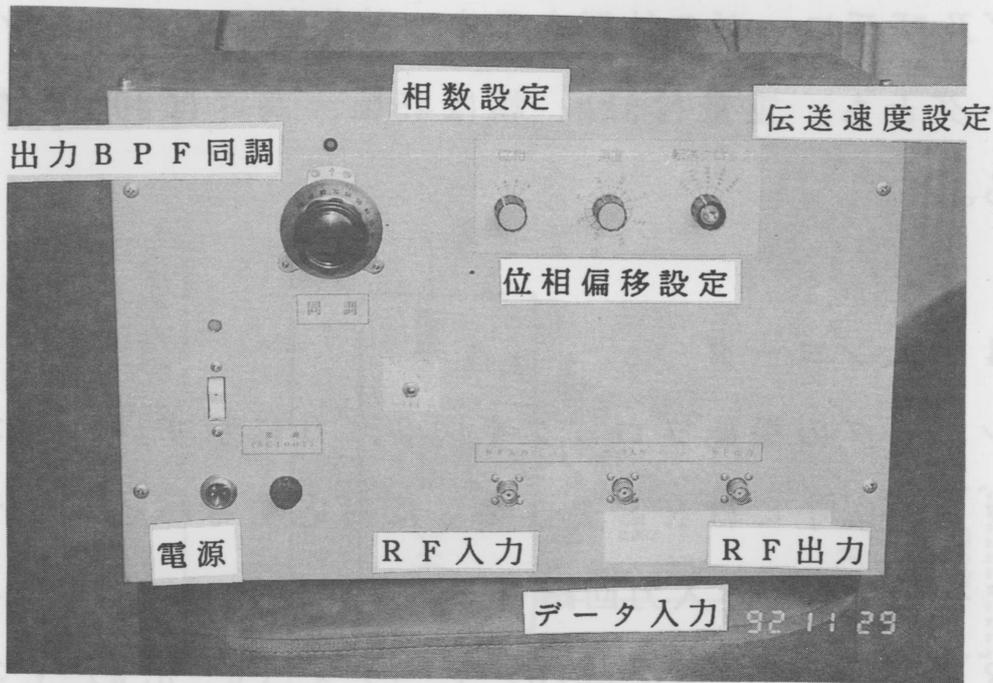


図 3. 4 低位相偏移形 P S K 信号復調部  
(デコーダ)

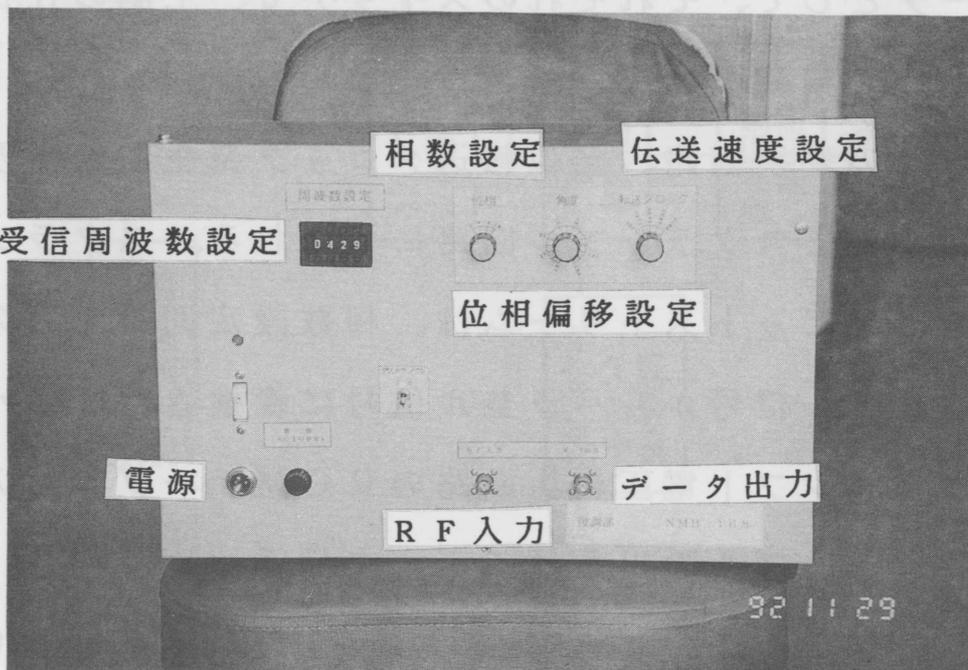
P S K データ伝送に使用する装置の仕様概要を表 3. 2 に示す。

表 3. 2 P S K データ伝送に使用する装置の仕様概要

項 目	規 定 値
(変調部) 入力搬送波 入力搬送波レベル 入力データ 入力データレベル R F 出力レベル	531kHz~1,602kHz (但し9kHzステップ) -10dBm~+10dBm バイポーラ信号 ±(1.0V~5.0)V 0dBm~+20dBm
(復調部) R F 入力信号レベル データ出力 データ出力レベル	-10dBm~+10dBm バイポーラ信号 ±(1.0V~5.0)V
(総合) 相数 データ伝送速度 位相偏移 周波数	2相,4相,8相,または16相 300, 1,200, 2,400, 4,800, または9,600 bps 10deg.~150deg. (10度ステップ) 531kHz~1,602kHz (9kHzステップ)



(a) エンコーダの外観



(b) デコーダの外観

図 3. 5 低位相偏移形PSKデータ伝送装置

図 3. 5 ( a ) 及び図 3. 5 ( b ) にそれぞれ P S K のエンコーダ及びデコーダの外観を示す。試作装置では、エンコーダ、デコーダとも、重量は 5kg、幅は 45cm、高さは 30cm、幅は 20cm である。

### 3. 4 エンコーダ

エンコーダの機能ブロックを図 3. 6 に示す。エンコーダのデータ入力端子には R S 2 3 2 C に対応するバイポーラ N R Z データを入力する。入力回路では、 $\pm (1.0 \sim 5.0)$  V のバイポーラ N R Z (Non Return Zero) データを  $(0 \sim 5.0)$  V の N R Z データに変換する。データ伝送速度 (データ伝送速度設定 : b)、相数 (相数設定 : c)、及び位相偏移 (位相偏移設定 : d) はパラメータとして、それぞれのスイッチで、上記の仕様の範囲内で外部から設定できる。入力データ (データ入力 : a) は、データ形式の変換回路、疑似転送クロック発生回路、及び調歩同期回路を経てスクランブル回路に導かれる。スクランブルされたデータのビットストリームは、相数設定回路からの信号に従ってシリアル信号からパラレル信号に変換される。パラレル信号は、位相シフト電圧発生回路の R O M テーブルに入力される。R O M テーブルの出力は、データ伝送速度、相数、及び位相偏移によって決定されるデジタルデータである。R O M テーブルから読み出されたデジタルデータは、D / A 変換回路でアナログデータに変換される。続いて、アナログデータは、位相シフト部に入力される。位相シフト部では、アナログデータ

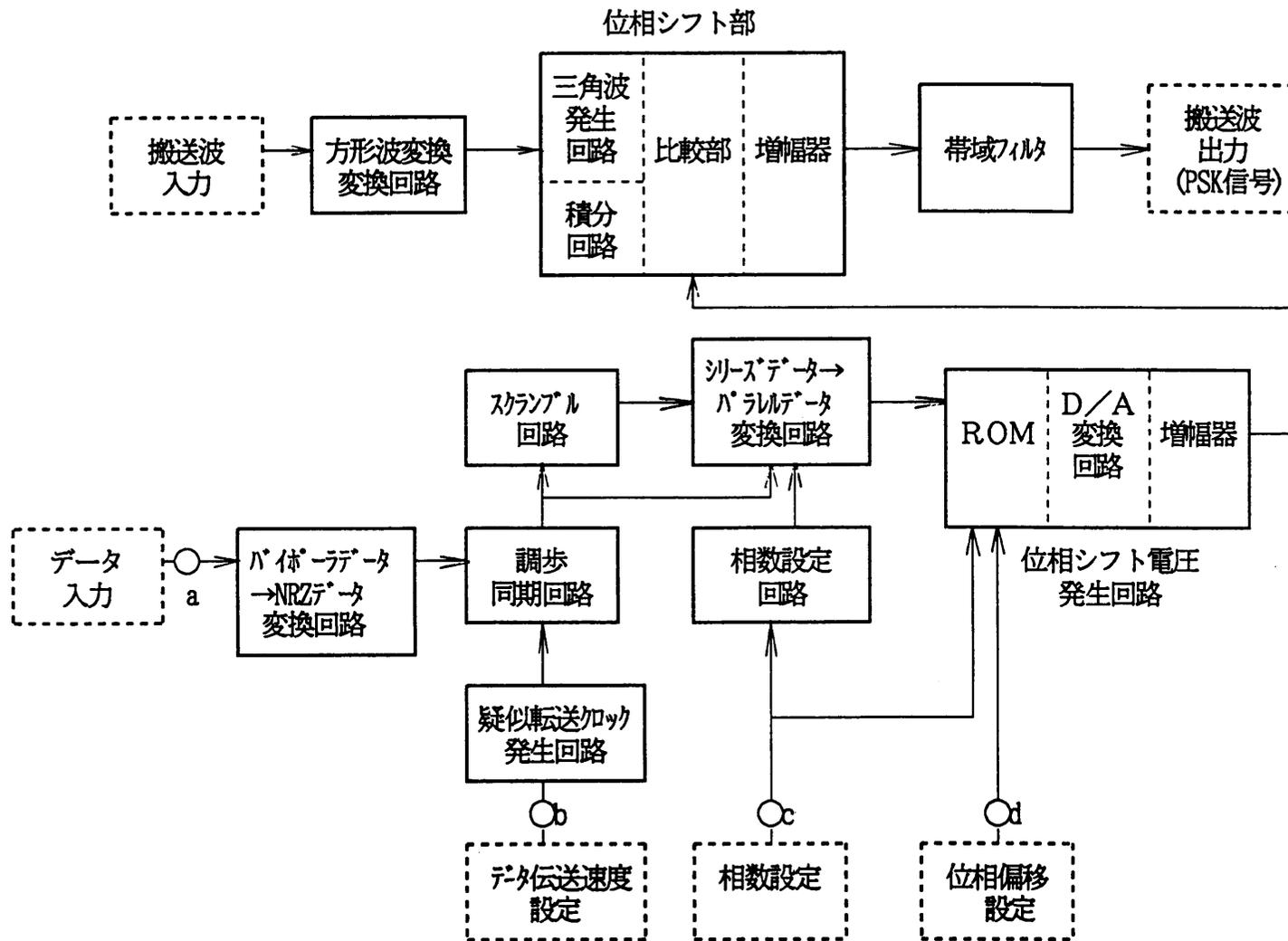


図3.6 エンコーダの機能ブロック

と、搬送波から生成した三角波信号とを比較部で信号処理し、位相シフトされた搬送波信号を生成する<sup>(15), (16), (17), (18)</sup>。

位相シフト部から出力された搬送波信号は、帯域フィルタで高調波成分が除去され、P S K信号となる。また、このP S K信号は、中波A Mラジオ送信機の入力搬送波となる。

### 3. 4. 1 スクランプル回路

スクランブル回路ではデータをスクランブルして、信号のもつ直流成分を除去するようにしている。入力データは、 $1 + X^{-14} + X^{-17}$  (X : データ) の生成多項式により除算され、その商の係数を降べき順に並べたものが出力データ列として得られる。

即ち、 $D_i(0)$  を入力データとしたとき、出力データ  $D_s(0)$  は、式 (3-2) で与えられる。

$$D_s(0) = D_i(0) + D_s(-14) + D_s(-17)$$

但し、

$D_s(-14)$ : 14 個前の出力データ

$D_s(-17)$ : 17 個前の出力データ

(3-2)

図 3. 7 に、スクランブル回路のブロック構成を示す。

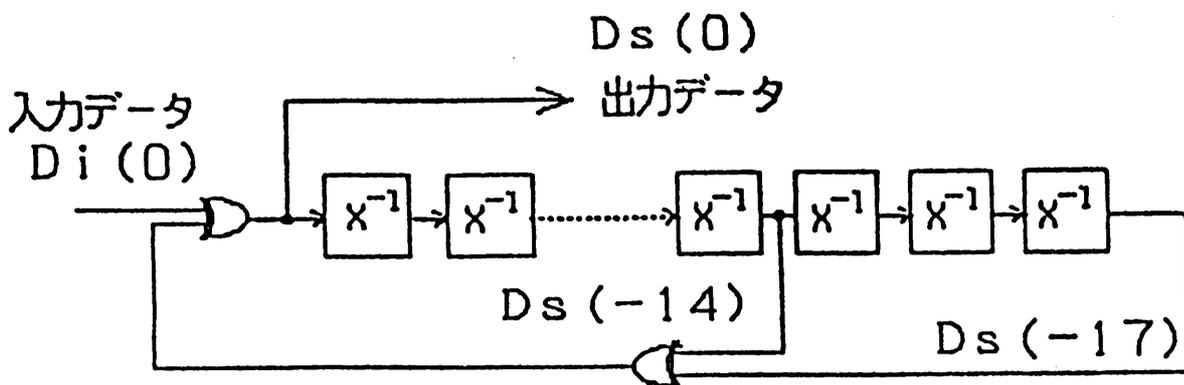


図 3. 7 スクランブル回路のブロック構成

### 3. 5 デコーダ

図 3. 8 にデコーダのブロック構成を示す。エンコーダから中波 A M ラジオ送信機の電力増幅器、及び送信アンテナを経て伝送されてきた P S K 信号は、受信アンテナを経て、周波数変換回路で 450kHz の中間周波 ( I F ) 信号に変換される。

シンセサイザ回路ではローカル搬送波を発生させて、その出力を周波数変換回路に加えている。450kHz の中間周波数 ( I F ) の基準搬送波出力回路は、データ復調部の位相検出回路と、積分回路、及び基準クロック発生回路で構成される。これらの基準搬送波発生のためのブロックは、P L L (Phase Locked Loop) を構成している。

データ復調部の同期検波回路には、基準搬送波の I F 信号と P S K 変調されている I F 信号とが同時に入力される。その結果、P S K 信号が同期検波され、アナログデータが出力される。

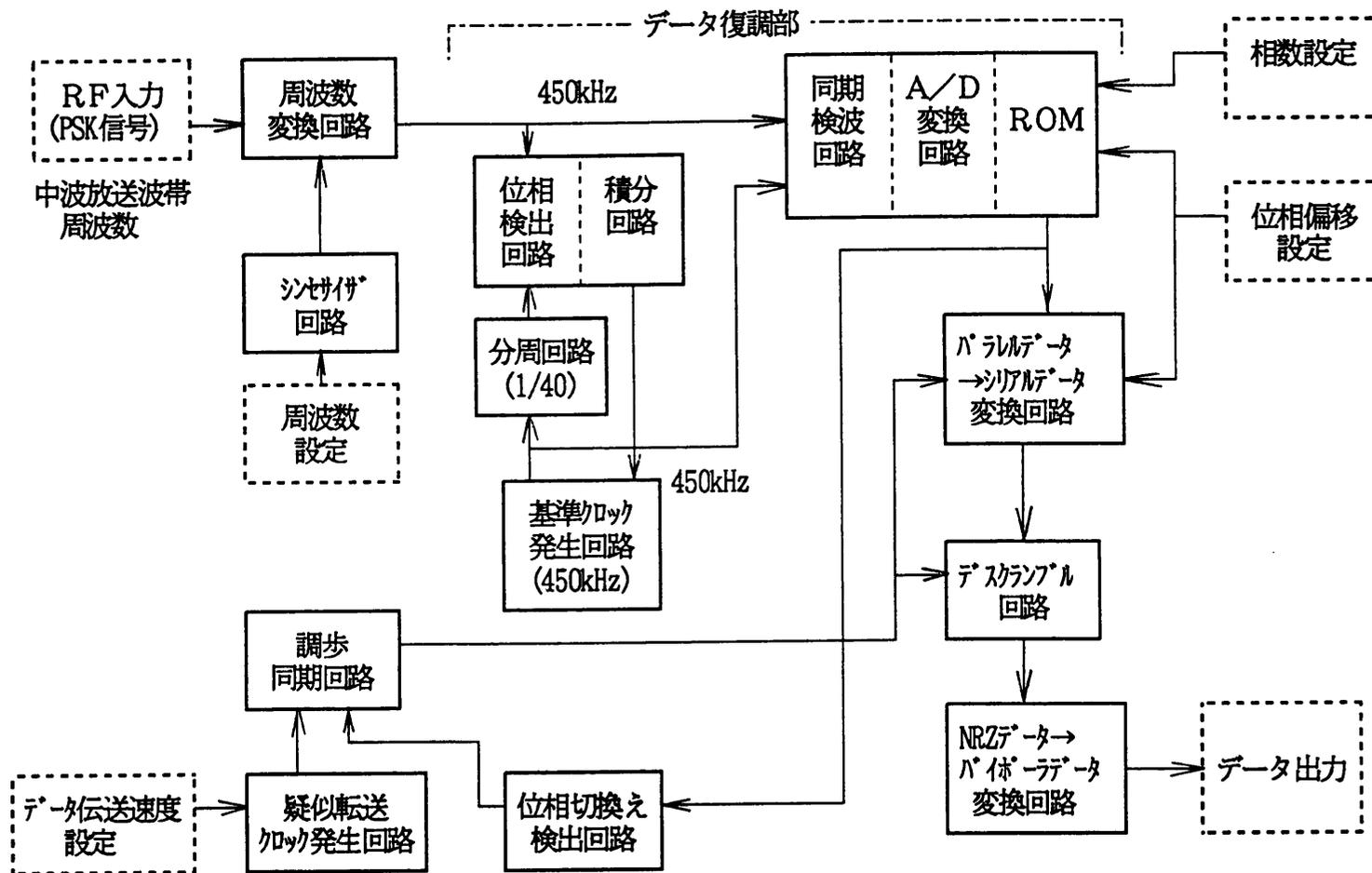


図3.8 デコーダの機能ブロック

デコーダでは、エンコーダと同様なデータ伝送速度、相数、及び位相偏移をスイッチで設定する。アナログデータは、設定されたデータ伝送速度と同様の周期をもち、相数に応じて振幅方向に変化する信号である。これは、2相であれば2値のレベルをもつ信号であり、4相であれば4値のレベルをもつ信号である。また、出力振幅値の絶対レベルは、位相偏移量に比例する。このアナログデータは、A/D変換され、ROMテーブルに導かれる。ROMテーブルでは、レベルに応じたデジタルデータを再生し、更に、これをパラレル信号の形で出力する。得られたパラレル信号は、パラレル/シリアル(P/S)変換回路によってシリアルデータ列に変換される。このデジタルデータは、デスクランブル回路に加えられ、スクランブルが解かれ、更に、変換回路によりデータ形式が単極NRZデータから両極NRZデータに変換されて、出力データとなる<sup>(19)</sup>、<sup>(20)</sup>、<sup>(21)</sup>、<sup>(22)</sup>、<sup>(23)</sup>。

### 3. 5. 1 キャリア再生と同期引き込み (PLL)

PSK方式による変調では、データの状態変化に応じて位相の変化が不連続になる。このため、復調には基準信号として連続位相を持った基準の信号が必要である。本研究のPSK方式では、基準キャリアの安定性を確保するため、同期引き込み時間 (Pull-in Time) を1分程度に設定してある。この装置では、PSK信号から基準搬送波を取り出すために、PSK信号の位相変化の平均値を抽出し、その平均値電圧に対応した搬送波の

位相を基準位相とするPLL方式を採用してある。

次に、搬送波の再生に使用するPLLの動作を記述する。デコーダのヘテロダイン検波回路の出力IF信号(450kHz)は、直接、位相検出回路に導かれる。一方、基準クロック発生回路では18MHzの水晶を使って発振を行い、その出力を40分の1に分周して、450kHzのIF基準信号を得ている。これらの信号(450kHz)は、位相検出回路で相互に比較される。位相検出回路の出力信号は積分回路を経て、可変容量ダイオードを使った基準クロック発生回路に導かれる。これらのブロック構成要素によってPLL回路が形成され、安定な同期引き込みが行われる。

### 3. 6 PSK信号の周波数スペクトラム

#### 3. 6. 1 低位相偏移形PSK信号とスペクトラム

低位相偏移形PSK信号の周波数スペクトラムを、図3. 9の構成で測定した。

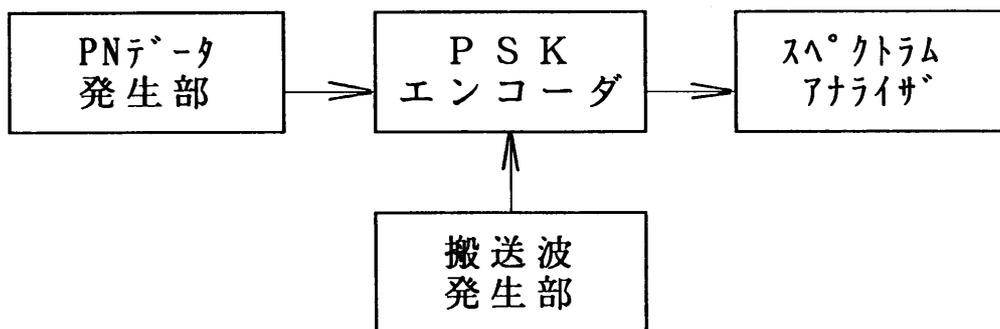


図3. 9 PSK信号のスペクトラム測定の構成

測定した周波数スペクトラムと、計算によって得られた周波数スペクトラムとを図3. 10から図3. 13に示す。ここで、各

図のパラメータは、データ伝送速度を1,200bps 及び 2,400bps、相数を2相及び4相とし、位相偏移角度は90度とした。

図3. 10 (a) は、データ伝送速度が1,200bps、相数が2相の場合のPSK信号の周波数スペクトラムの測定結果である。

図3. 10 (b) は、データ伝送速度が1,200bps、相数が4相の場合のPSK信号の周波数スペクトラムの測定結果である。

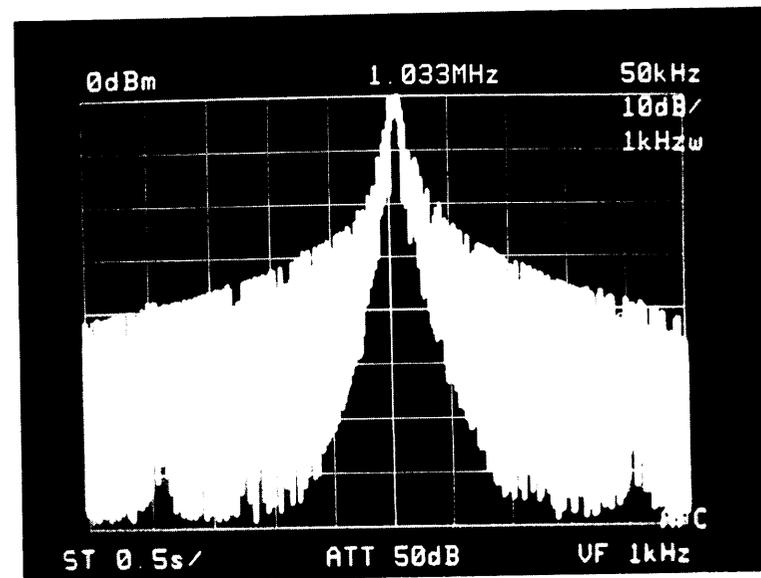
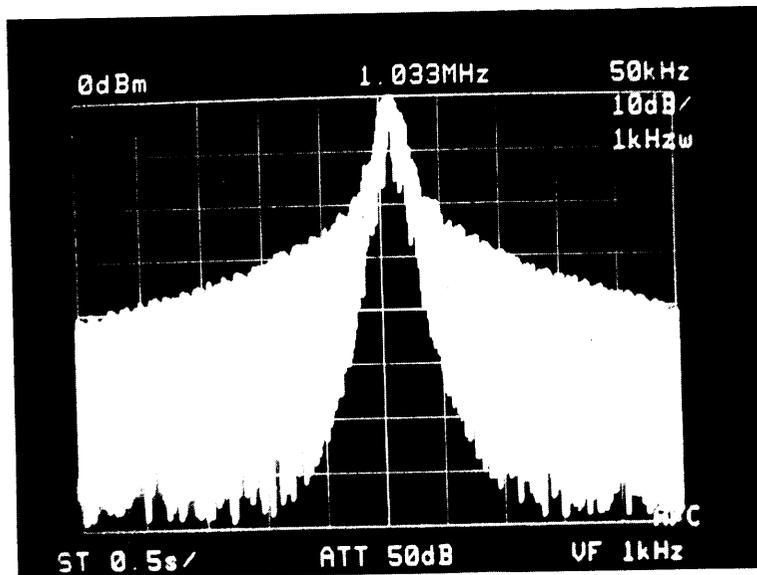
図3. 11 (a) は、データ伝送速度が1,200bps、相数が2相の場合のスペクトラムの計算結果である。

図3. 11 (b) は、データ伝送速度が1,200bps、相数が4相の場合のスペクトラムの計算結果である。

測定結果と計算結果から、相数の増加に伴って伝送帯域が狭くなっていることがわかる。計算結果から、2相においては、搬送波の電力スペクトラムと $\sin X/X$ の電力スペクトラムとの尖頭値が一致していることがわかる。4相では、搬送波の電力スペクトラムが $\sin X/X$ の電力スペクトラムの尖頭値よりも大きい。

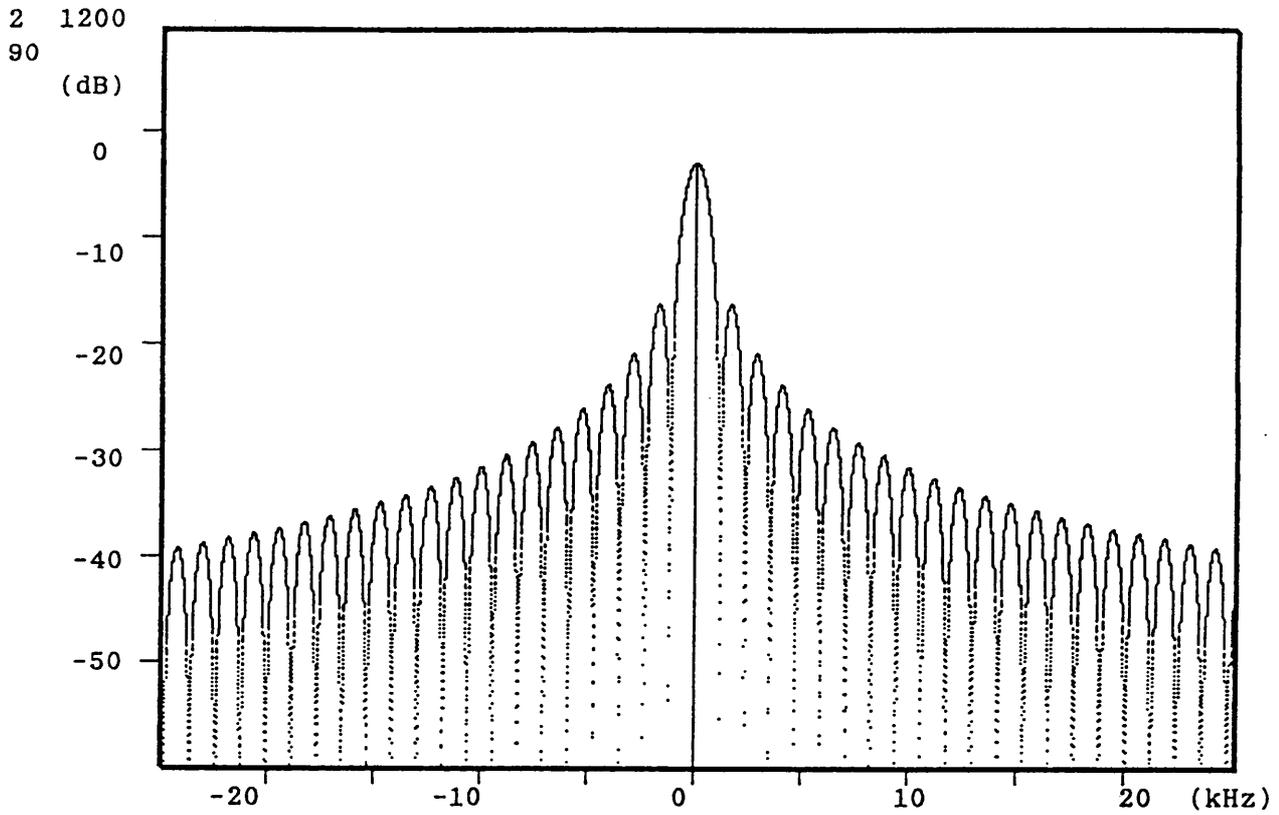
図3. 12 (a) は、データ伝送速度が2,400bps、相数が2相の場合のPSK信号の周波数スペクトラムの測定結果である。

図3. 12 (b) は、データ伝送速度が2,400bps、相数が4相の場合のPSK信号の周波数スペクトラムの測定結果である。

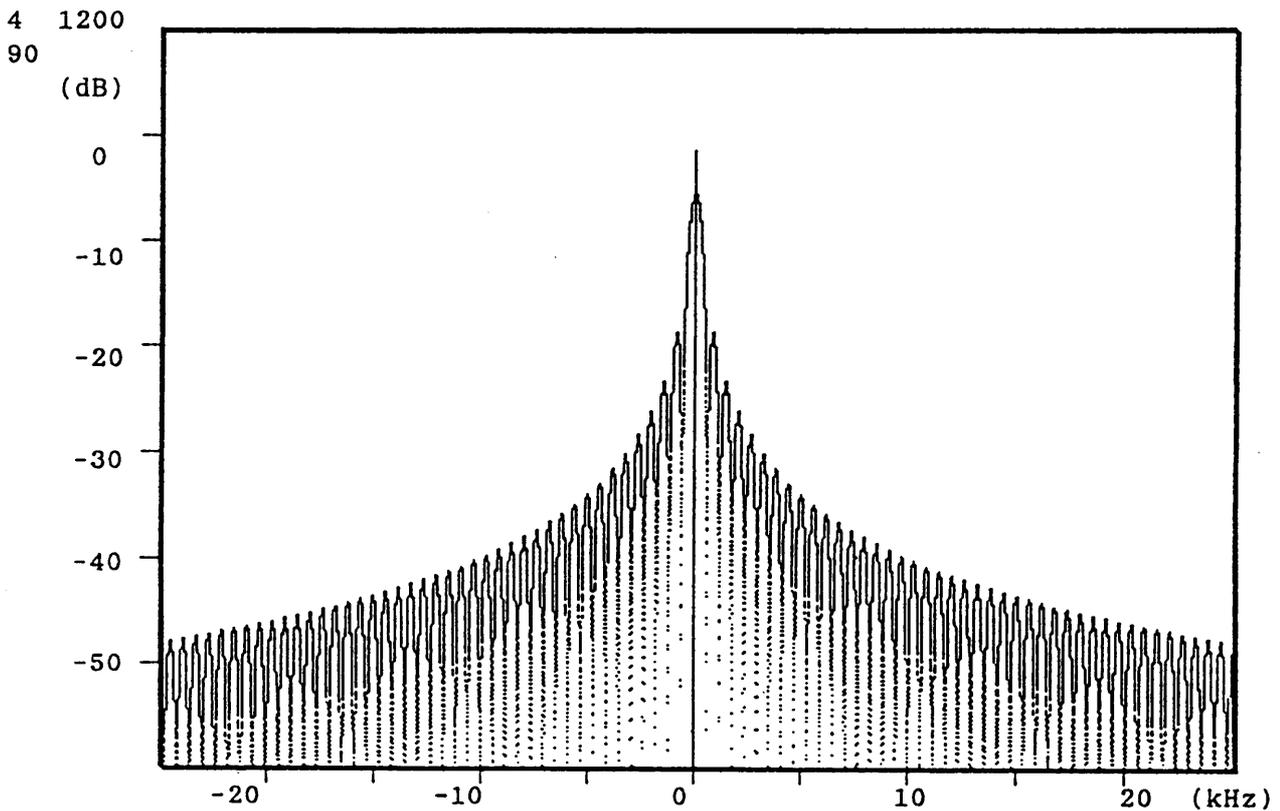


( a ) 2 相  
中心周波数 : 1.033MHz    5kHz/div. 10dB/div.  
( b ) 4 相

図 3. 10 低位相偏移形 P S K 信号のスペクトラム測定結果  
( 伝送速度 : 1.200bps、位相偏移 : 90度 )

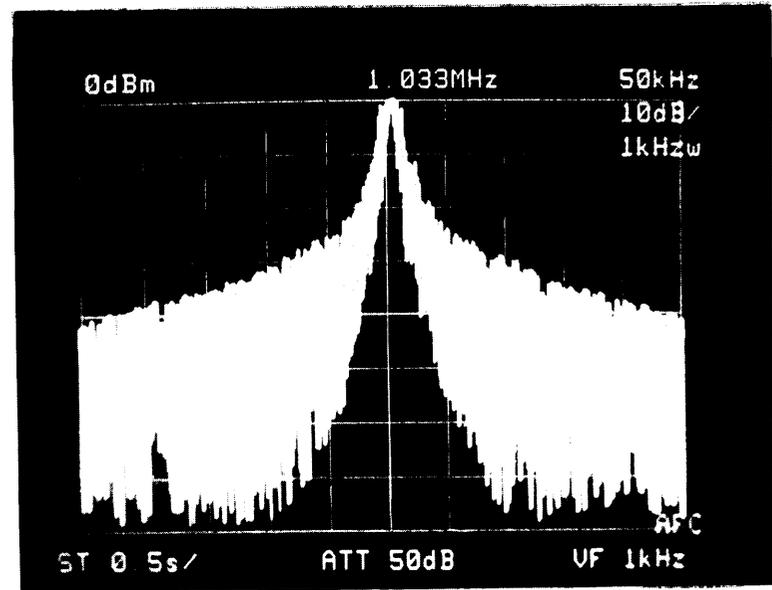
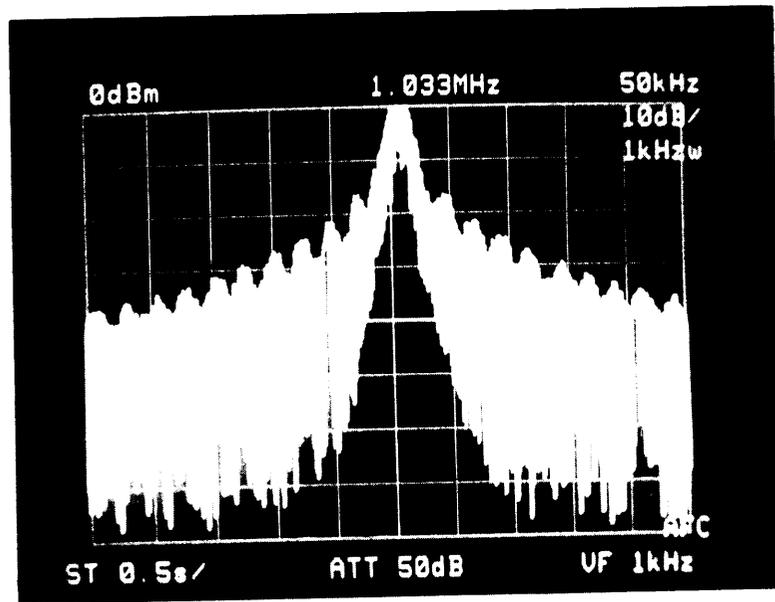


( a ) 相数 : 2 相、伝送速度 : 1,200bps、位相偏移 : 90度



( b ) 相数 : 4 相、伝送速度 : 1,200bps、位相偏移 : 90度

図 3. 1 1 低位相偏移形 P S K 信号スペクトラムの計算



( a ) 2 相 ( b ) 4 相  
中心周波数 : 1.033MHz 5kHz/div. 10dB/div.

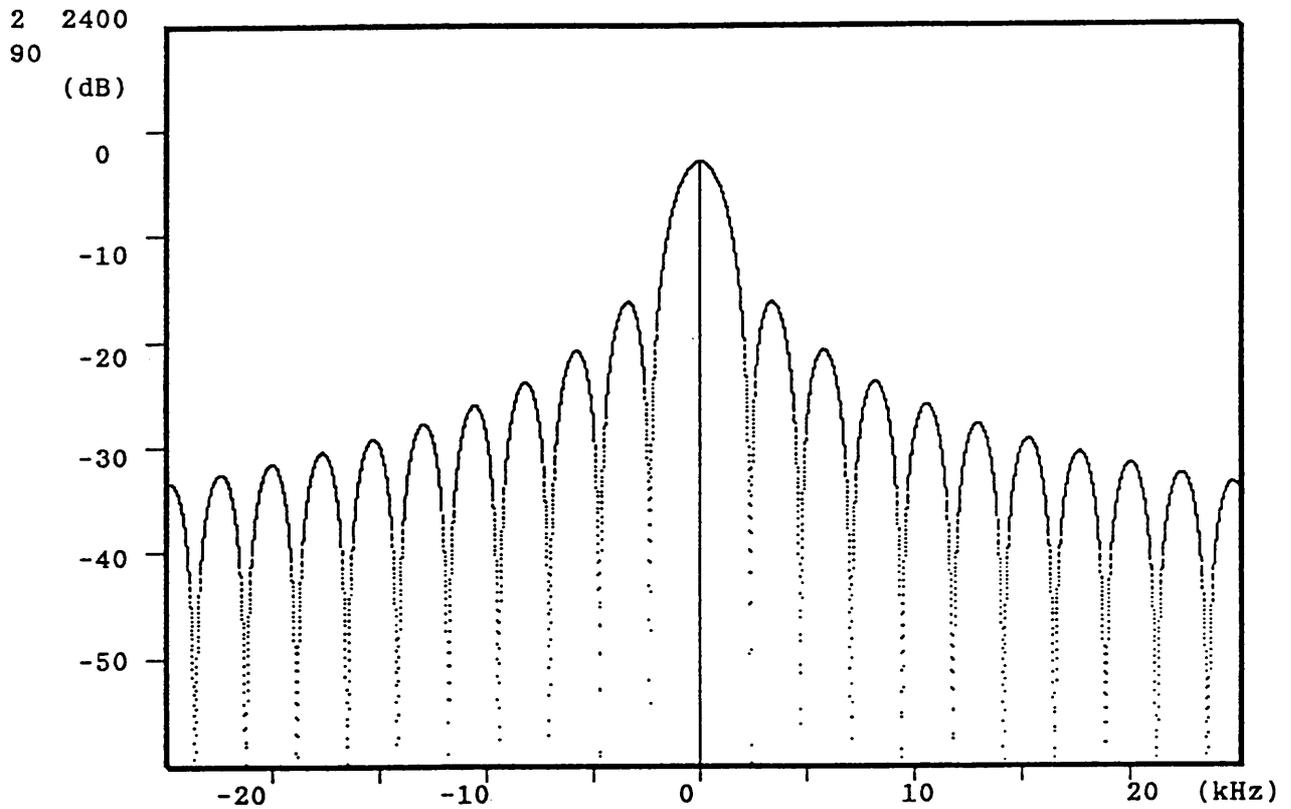
図 3. 1 2 低位相偏移形 P S K 信号のスペクトラム測定結果  
( 伝送速度 : 2,400bps、位相偏移 : 90度 )

図 3. 1 3 ( a ) は、データ伝送速度が 2,400bps、相数が 2 相の場合のスペクトラムの計算結果である。

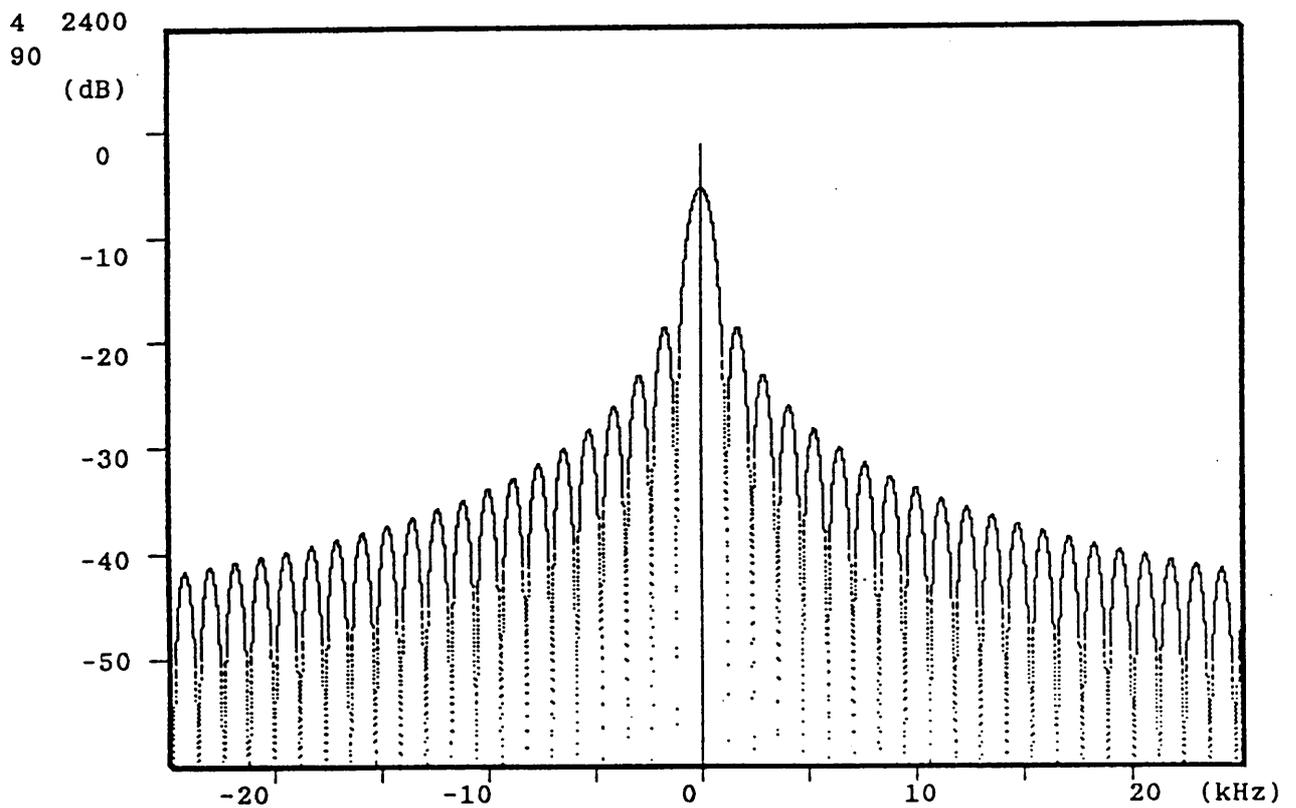
図 3. 1 3 ( b ) は、データ伝送速度が 2,400bps、相数が 4 相の場合のスペクトラムの計算結果である。

測定結果と計算結果からは、データ伝送速度が 2,400bps でも、1,200bps の場合と同様に相数が増加することによって伝送帯域が狭くなることがわかる。また、データ伝送速度が 2,400bps、相数が 2 相の計算結果からは、1,200bps と同様に搬送波の電力スペクトラムと  $\sin X / X$  の電力スペクトラムとの尖頭値が一致していることがわかる。4 相の計算結果からは、搬送波の電力スペクトラムが、 $\sin X / X$  の電力スペクトラムの尖頭値よりも大きいことがわかる。

図 3. 1 4 は、位相偏移と帯域幅との関係を実験的に求めるための周波数スペクトラムの一連の写真である。測定はデータ伝送速度を 1,200 bps、相数を 2 相とし、位相偏移は、10 度から 20 度おきに 150 度まで変化させて行った。側波帯のエネルギーは、位相偏移が大きくなると共に搬送波（基本波）のエネルギーに比べて増加することを確認した。



( a ) 相数 : 2 相、 伝送速度 : 2,400bps、 位相偏移 : 90度



( b ) 相数 : 4 相、 伝送速度 : 2,400bps、 位相偏移 : 90度

図 3. 1 3 低位相偏移形 P S K 信号スペクトラムの計算

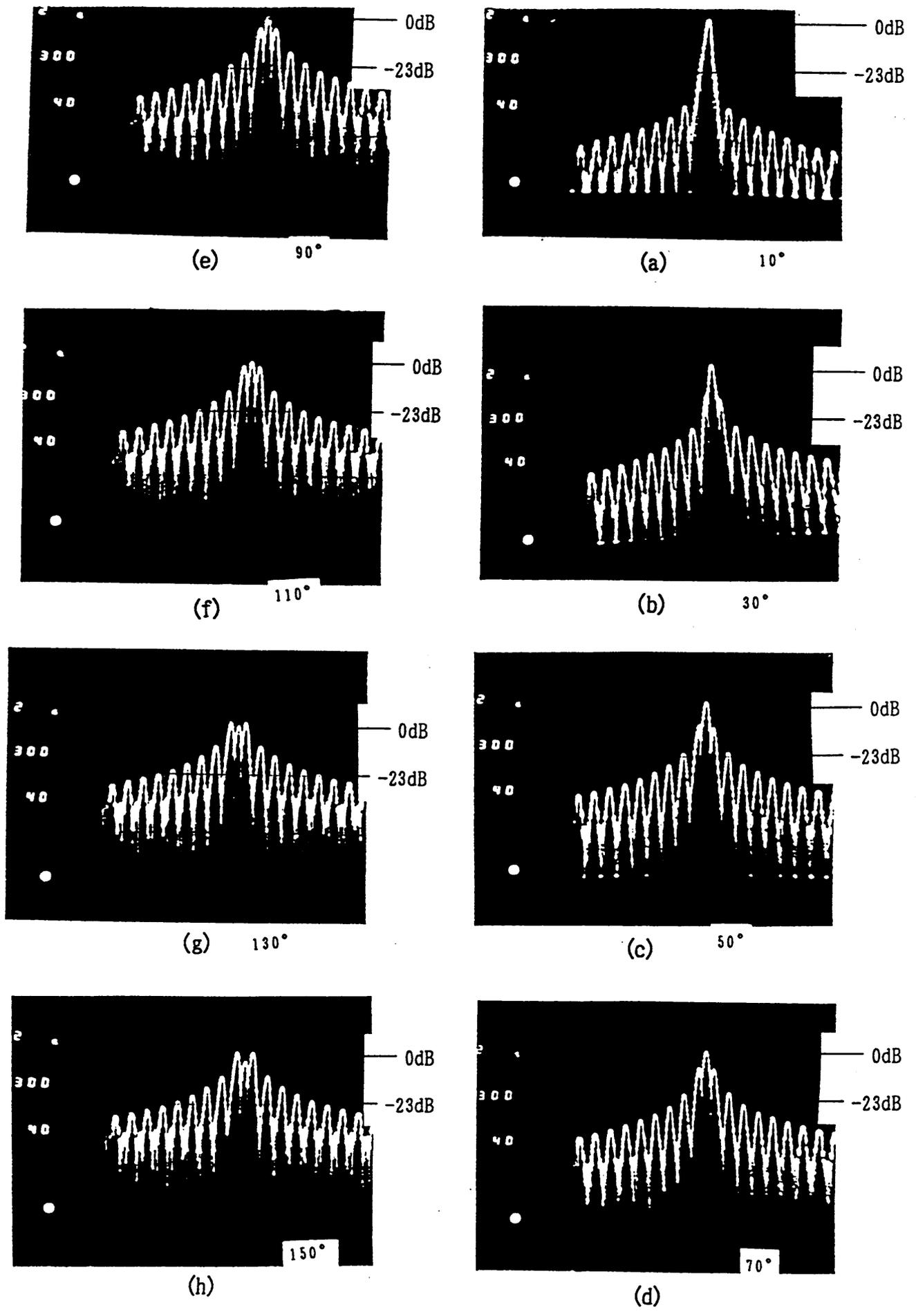


図 3. 1 4 位相偏移と帯域内スペクトラムの関係を求めるために測定した  
 低位相偏移形 PSK 信号のスペクトラム測定  
 (伝送速度 : 1,200bps、相数 : 2 相、X 軸 : 5kHz/div. Y 軸 : 10dB/div.)

### 3. 7 P S K 信号の C N R と誤り率

#### 3. 7. 1 中波放送システムの C N R

中波放送システムの C N R は、A M ラジオ信号の S N R によって表現することができる。

A M ラジオ信号の無変調時の搬送波の振幅を  $v_p$  とすると受信電力  $C$  は、式 (3-3) で与えられる。

$$C = \frac{v_p^2}{2R}$$

但し、 $R$  : 負荷端の抵抗、または雑音源の内部抵抗とする。

(3-3)

また、正弦波で振幅変調された A M ラジオ信号の検波器出力電圧は、 $v_p \gamma M_o$  となる。従って検波器出力の信号電力  $S$  は、式 (3-4) で与えられる。

$$S = \frac{\gamma^2 v_p^2}{2R} \cdot M_o^2$$

但し、 $\gamma$  : 検波器の比例定数

$M_o$  : 振幅変調度

(3-4)

次に、変調信号の最大周波数を  $f_h$  とすると、受信機の検波器の帯域通過濾波器 (B P F) の帯域幅  $B$  は、 $2 f_h$  となる。従

って、検波器入力の雑音電力は、式（3-5）で与えられる。

$$N = k T B = 2 k T f_h$$

但し、 $k$  : ボルツマン定数

$T$  : 絶対温度 ( $^{\circ} K$ )

(3-5)

非常に狭帯域な帯域幅  $\Delta f$  の雑音電圧  $e_n$  は、式（3-6）  
で与えられる。

$$e_n = \sqrt{2 k T R \cdot \Delta f}$$

(3-6)

次に、直線検波器の出力における雑音電力は、式（3-7）  
で与えられる。

$$\frac{\gamma^2 e_n^2}{2 R} = \gamma^2 k T \Delta f$$

(3-7)

雑音のスペクトラムは、帯域幅  $B$  にわたって一様に分布しているから直線検波器の全雑音電力  $N_{out}$  は、式（3-8）で与えられる。

$$N_{out} = \gamma^2 k T \int_{f_c - f_h}^{f_c + f_h} df = 2 \gamma^2 k T f_h$$

(3-8)

前述の式から C N R は、

$$\frac{C}{N} = \frac{V_p^2}{4 R k T f_h} \quad (3-9)$$

また、検波出力の S N R は、

$$\frac{S}{N_{out}} = \frac{V_p^2}{4 R k T f_h} \cdot M_o^2 \quad (3-10)$$

振幅変調度が100%のときは、式(3-11)に示すように A M ラジオ信号の C N R は、S N R として扱うことができる。

$$\frac{C}{N} = \left[ \frac{S}{N_{out}} \right]_{(100)} \quad (3-11)$$

但し、中波放送システムの S N R は、振幅変調度を 80% で規定しているので、式(3-12)で C N R を与えることができる。

$$\begin{aligned} \frac{C}{N} &= \left[ \frac{S}{N_{out}} \right]_{(80)} \cdot \frac{1}{M_o^2} \\ \frac{C}{N} \text{ (dB)} &= \left[ \frac{S}{N_{out}} \right]_{(80)} + 2 \text{ (dB)} \end{aligned} \quad (3-12)$$

### 3. 7. 2 C N R と マージン

P S K 信号は、多相化されると、データ伝送速度に応じ、離散的に設定される位相角が狭くなる。従って、相数が増加する

とともにノイズに対するマージンが低下することになる。そのため、ノイズマージンとCNRとの関係が、搬送波の位相偏移や相数などのパラメータを設定する上で重要となる<sup>(24)-(28)</sup>。

次に、BPSK方式におけるCNRを基準にして、本方式のCNRを計算する。まず、図3.15に示すPSK信号ベクトルに従って計算方法を記述する。

$$\Gamma_{BPSK} = A_{BPSK} \cdot \sin(\pi / 2) \qquad r = A_{PSK} \cdot \sin(\theta_{dev} / 2)$$

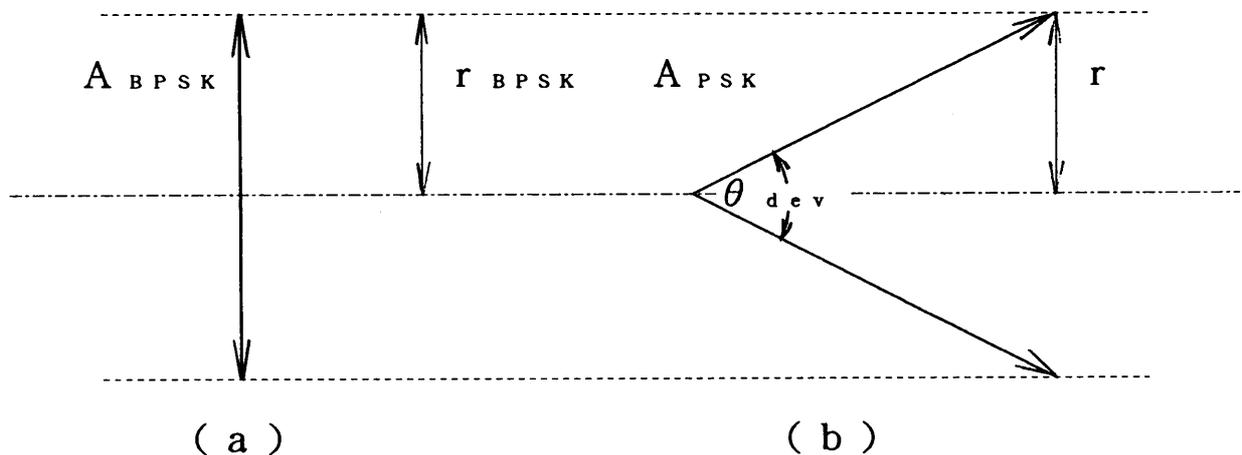


図3.15 PSK信号のベクトル

ここで、 $A_{PSK}$ は、PSK変調された搬送波の振幅、“ $r$ ”は、低位相偏移形PSK信号の実効振幅ベクトルの大きさを表わす。

また、最大位相変化を与える位相偏移量を“ $\alpha$ ”とすると、単位ビットに対する位相偏移角 $\theta_{dev}$ は、式(3-13)で与えられる。

$$\theta_{dev} = \alpha / (M-1)$$

但し、 $M$ ：相数

$$(3-13)$$

図 3. 15 において、振幅  $r$  は次のように表現できる。

$$r = A_{\text{PSK}} \cdot \sin(\theta_{\text{dev}} / 2)$$

但し、 $A_{\text{PSK}}$  : 本 P S K 方式における相対的な搬送波振幅

$$(3-14)$$

B P S K において、振幅  $r_{\text{BPSK}}$  は  $A_{\text{BPSK}}$  に等しくなる。

$$r_{\text{BPSK}} = A_{\text{BPSK}} \cdot \sin(\pi / 2)$$

$$= A_{\text{BPSK}}$$

但し、 $A_{\text{BPSK}}$  : B P S K における相対的な搬送波振幅

$$(3-15)$$

本 P S K 方式における位相偏移  $\theta_{\text{dev}}$  は、2 相において  $\pi$  ラジアンより小さい値をとり、4 相において  $\pi / 2$  ラジアンより小さい値をとる。このため、本 P S K 方式の信号と、通常の B P S K 方式の信号との信号ベクトルの振幅比  $A_R$  は、

$$A_R = A_{\text{PSK}} / A_{\text{BPSK}} = 1 / \sin(\theta_{\text{dev}} / 2)$$

$$(3-16)$$

B P S K 方式における C N R を基準とすると、本 P S K 方式における C N R は減少する。C N R の減少量は上の議論から、式 (3 - 17) で求められる。

$$\begin{aligned}
C_P(\text{dB}) &= -10 \cdot \log\{(A_{\text{PSK}})^2 / (A_{\text{BPSK}})^2\} \\
&= -10 \cdot \log\{1 / \sin(\theta_{\text{dev}} / 2)\}^2 \\
&= -20 \cdot \log\{1 / \sin(\theta_{\text{dev}} / 2)\} \\
&= 20 \cdot \log\{\sin(\theta_{\text{dev}} / 2)\}
\end{aligned}
\tag{3-17}$$

となる。従って、式(3-17)は、次のように表わすことができる。

$$\begin{aligned}
C_P(\text{dB}) &= -10 \cdot \log[1 / \sin\{\alpha / 2(M-1)\}]^2 \\
&= 20 \cdot \log[\sin\{\alpha / 2(M-1)\}]
\end{aligned}
\tag{3-18}$$

相数  $M$  をパラメータとし、位相偏移  $\alpha$  の減少に対する CNR の劣化について計算した結果を図 3. 16 に示す。

図 3. 16 から、位相偏移が 30 度以下になると、CNR の減少量が急激に増加していることがわかる。ここで、CNR の 0dB は、BPSK における CNR の理論値を示す。BPSK 信号の伝送における所要の誤り率を  $10^{-4}$  とすると、BPSK 信号の理論的な CNR は、ほぼ 8.3dB となる。

$10^{-4}$  とは、一般的なデジタル無線伝送において誤り訂正を掛けない場合の主観評価が、5 段階評価で 3 以上が得られる値である<sup>(29), (30)</sup>。

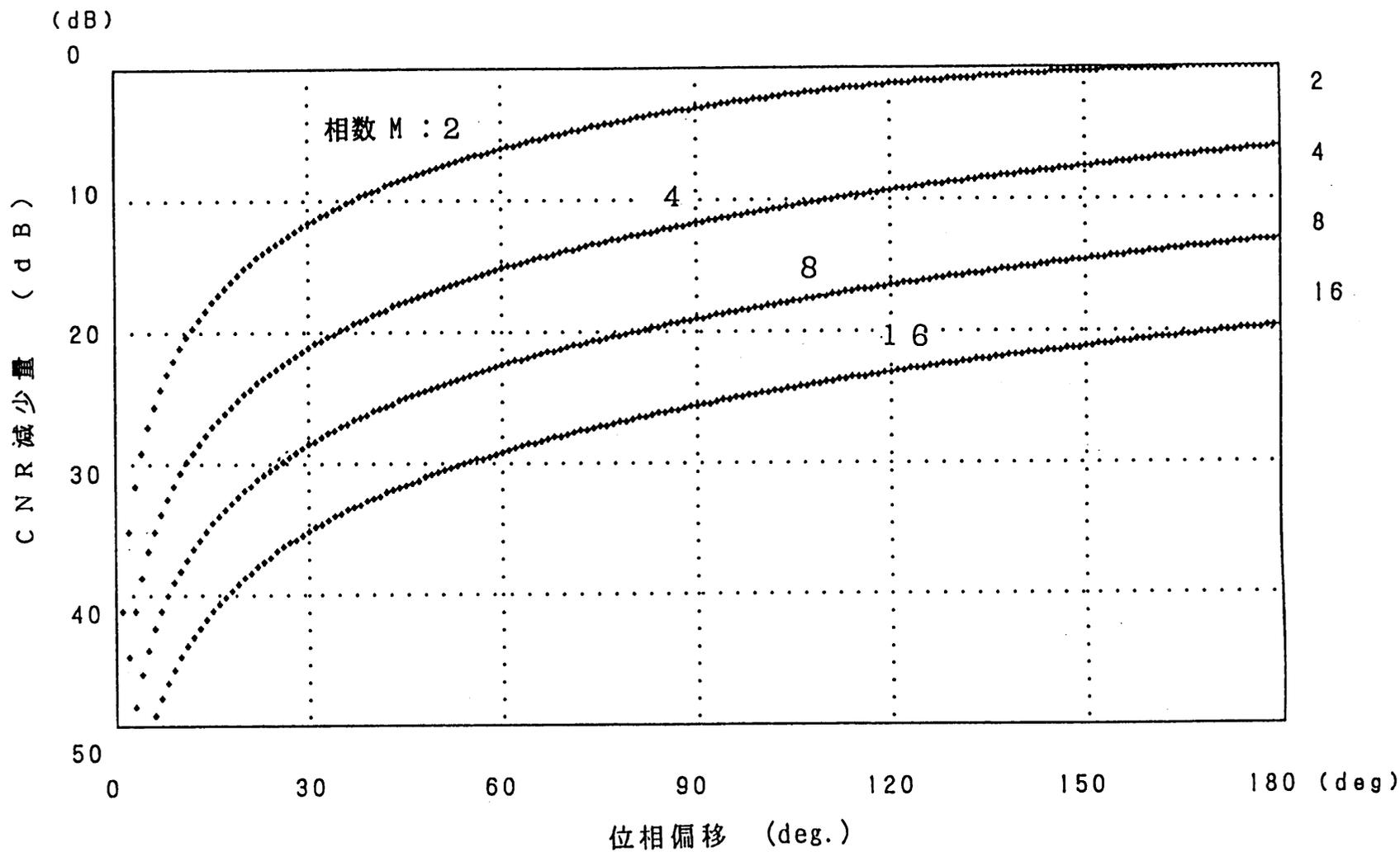


図 3. 16 位相偏移と CNR の減少との関係

### 3. 7. 3 CNRと誤り率

通常、PSK信号は同期検波によって検出されるので、同期検波を前提として記述する。PSK信号を同期検波したときの誤り率 $P_e$ は、式(3-19)によって与えられる。

$$P_e = \Phi \left\{ -\sqrt{2 \cdot R / C_P} \right\}$$

但し、

$\Phi$  : 誤差関数

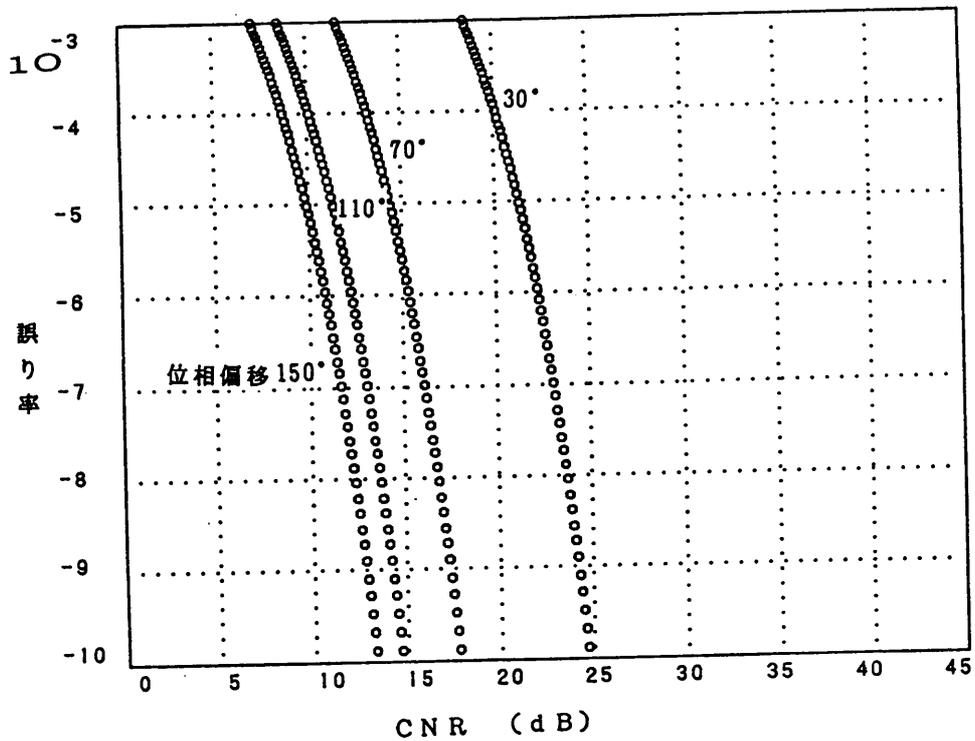
R : M相PSKのCNR

$$C_P = [1 / \sin\{\alpha / 2(M-1)\}]^2$$

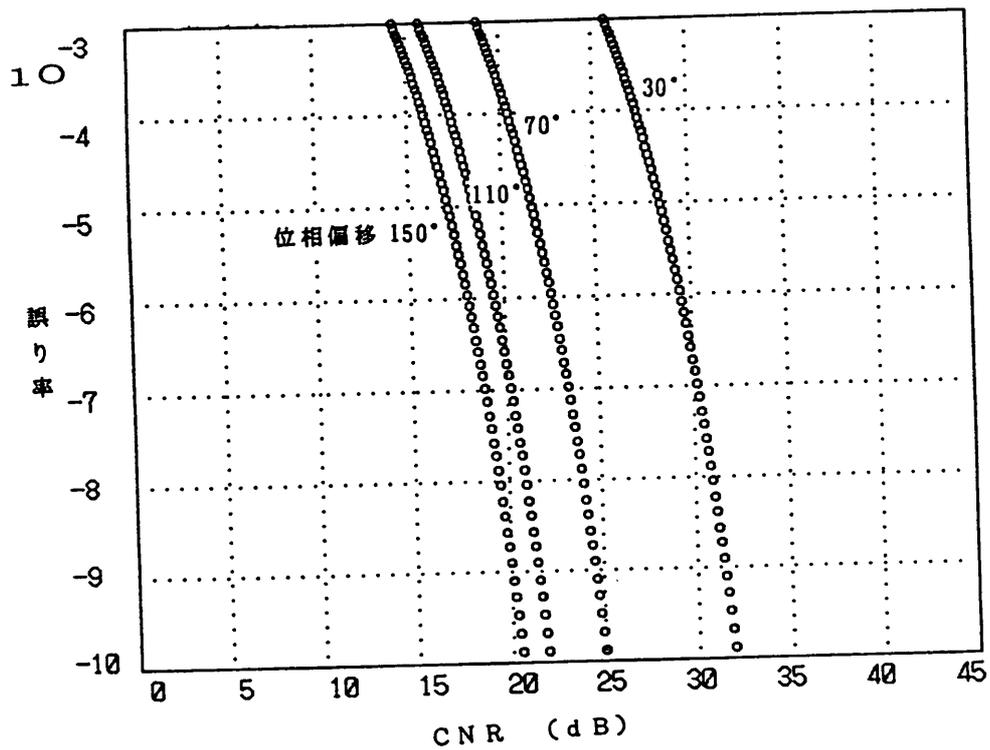
(3-19)

ここで、 $C_P = [1 / \sin\{\alpha / 2(M-1)\}]^2$  は、CNRの減少量を表す変数である。式(3-19)に従って2相PSK、及び4相PSKにおけるCNRと誤り率との関係をコンピュータで計算し、その結果をそれぞれ図3. 17に示す。

図3. 17(a)は2相PSKの誤り率を示す。ここで、所要の誤り率を $10^{-4}$ としたとき、位相偏移が30度、70度、110度、及び150度のとき、CNRの減少量は、それぞれ20dB、13dB、10dB、及び8dBになる。また、図3. 17(b)は4相PSKの誤り率を示す。ここで、所要の誤り率を $10^{-4}$ としたとき、位相偏移が30度、70度、110度、及び150度のとき、CNRの減少量は、それぞれ27dB、21dB、17dB、及び16dBとなる<sup>(31)-(35)</sup>。



(a) 2相の低位相偏移形PSK信号



(b) 4相の低位相偏移形PSK信号

図3.17 CNRと誤り率との関係

### 3. 7. 4 低位相偏移形 P S K 装置の伝送可能範囲

3. 2 節で記述したように、中波放送システムの伝送帯域は、電波法で15kHzと制限されており、伝送効率を2としたときにデータ伝送速度は、7.5kbpsと考えることができる。

一方、相数と位相偏移は、C N R の減少量を決定するパラメータとして扱うことができる。中波放送システムのC N R を50dBと仮定し、低位相偏移形 P S K 信号の誤り率 $10^{-4}$ を得るためのC N R マージンを算出する。図3. 16から相数が16相で、位相偏移が30度するとき、C N R 減少量はほぼ35dBである。これに、B P S K 信号の誤り率 $10^{-4}$ を得るためのC N R の計算値8.3dBを加えると、総合のC N R は43.3dBとなる。

従って、C N R マージンは、50dBから43.3dB を引いた残りの6.7dBとなる。このC N R マージン6.7dBは、P S K 信号の誤り率が $10^{-4}$ から $10^{-10}$ 以下になる値に換算できる。

相数が4相、位相偏移が70度においては、誤り率 $10^{-7}$ が実測された。この結果を用いて実際の測定系のC N R を算出する。図3. 16から相数が4相で、位相偏移が70度ときのC N R の減少量はほぼ15dBである。B P S K 信号の誤り率が $10^{-7}$ であるときのC N R は、計算から11.3dBである。従って、総合のC N R は、15dBと11.3dBを加算した26.3dBと推定できる。

このC N R の条件下で8相の低位相偏移形 P S K の位相偏移角度を求めると、 $70\text{度}(8\text{相}-1)/(4\text{相}-1)$ からほぼ163度となる。この値は本装置の最大位相偏移150度を越えるため、P S K 信号を伝送できない。また、16相の低位相偏移形 P S K

の位相偏移は、 $70^\circ(16\text{相}-1)/(4\text{相}-1)$ から $350^\circ$ となり、やはり本装置の最大位相偏移 $150^\circ$ を越えるため、PSK信号を伝送できない。

CNRの推定値が $26.3\text{dB}$ と低い原因は、伝送路の位相特性の劣化の他に、AMラジオ信号のSNRには現れない搬送波の位相揺らぎが考えられる。

図3.18は、本低位相偏移形PSK装置の伝送可能な伝送速度、相数、及び位相偏移の範囲と測定結果とを比較した。

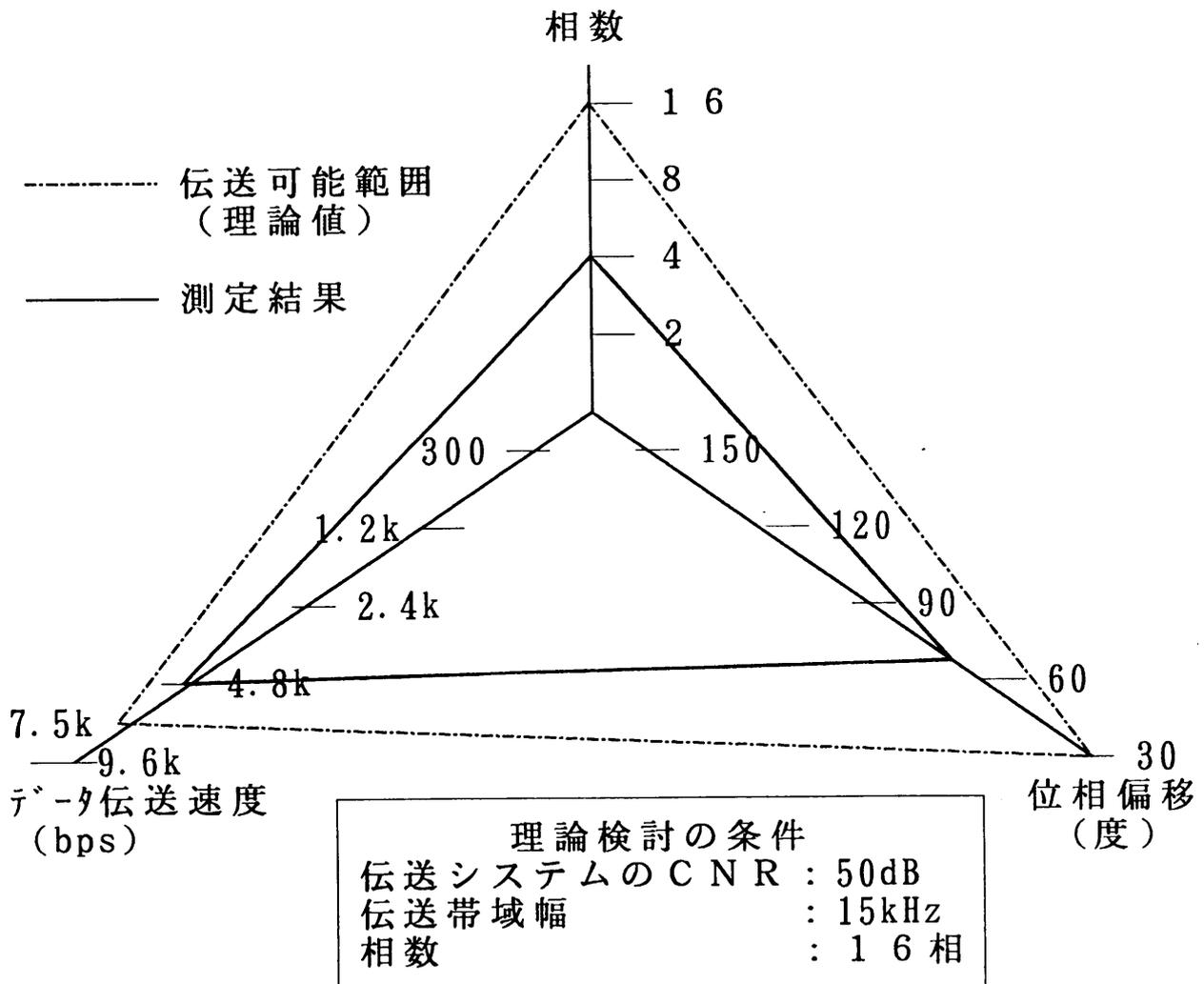


図3.18 低位相偏移形PSK装置の伝送可能な伝送速度、相数、及び位相偏移と、測定結果との比較例

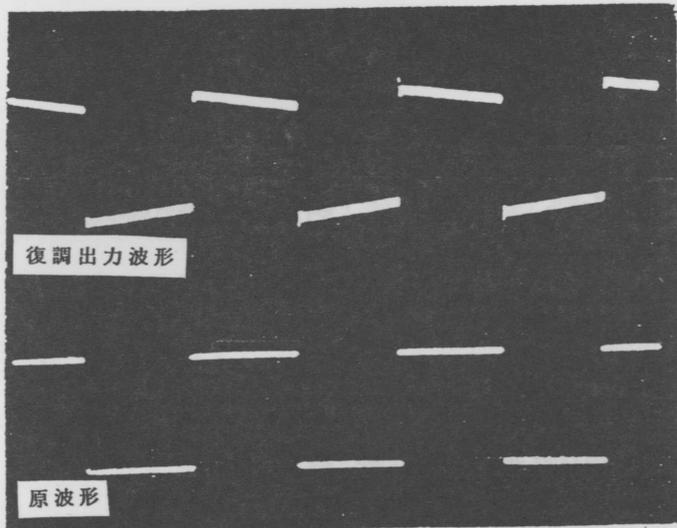
### 3. 8 P S K 信号の伝送中に生ずる波形ひずみ

P S K 信号が帯域制限を受けると、周波数に対する振幅ひずみ、及び群遅延時間ひずみによって P S K 信号が劣化する。

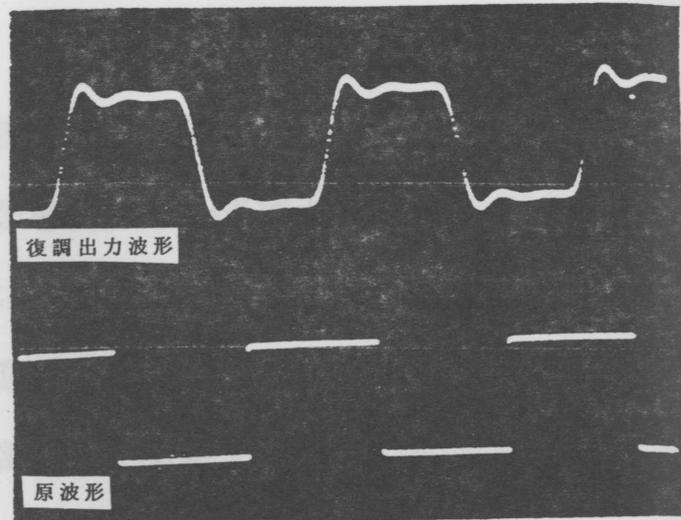
しかし、データ伝送速度が低ければ P S K 信号のスペクトラムは狭帯域となるため、伝送路での帯域制限の影響が少なく、ひずみの発生は少ない。

伝送中に P S K 信号に生ずる波形ひずみを評価するため、エンコーダの出力を位相復調して、図 3. 19 に示すように原波形（下）と復調波形（上）とを比較した。データ伝送速度をそれぞれ 300bps、1,200、2,400、4,800、及び 9,600bps に設定し、位相偏移を 150 度として、2 相における P S K 信号を測定した。伝送されてきた P S K 信号を、モジュレーションアナライザ（H P 社製）によって位相検波し、得られた出力信号を比較した。得られた出力波形を図 3. 19（a）～（e）に示す。

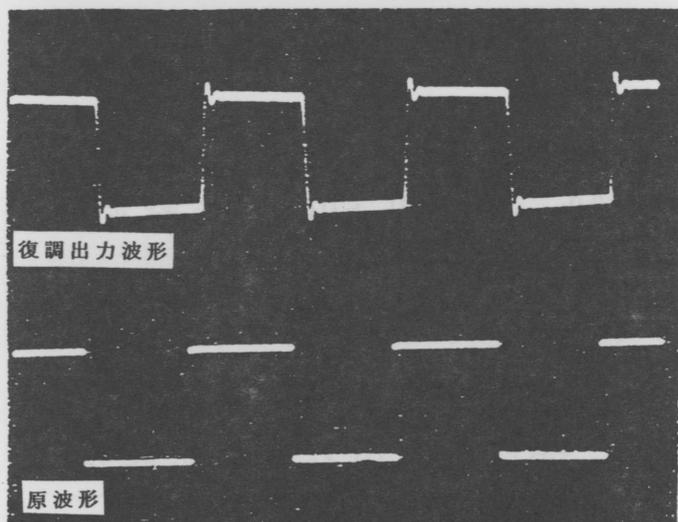
図 3. 19（a）に示すようにデータ伝送速度が 300bps の場合には、復調波形にサグ（Sag）を伴っていることが認められる。このサグは、低域の群遅延時間特性の劣化によるためである。また、図 3. 19（e）に示すようにデータ伝送速度が 9,600 bps の場合には、復調波形の立ち上がり、及び立ち下がり時間が長くなっている。これは、信号の高域成分が欠落したことによるものである<sup>(32), (33), (34)</sup>。



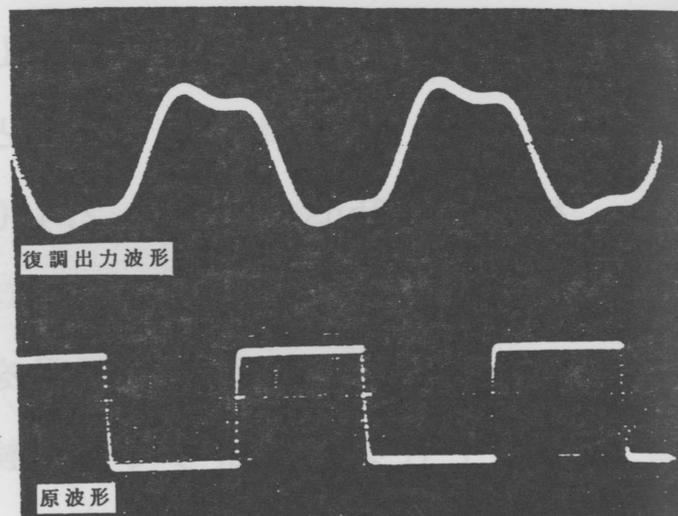
(a) PSKエンコーダ復調出力  
(伝送速度: 300 bps、相数: 2相、位相偏移: 150度)



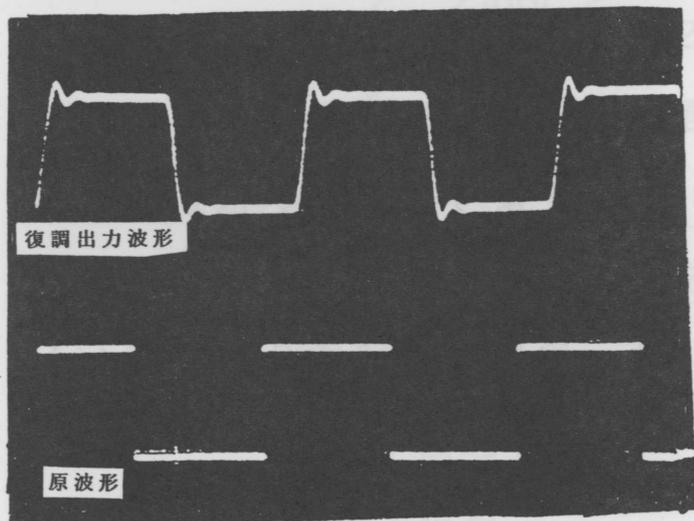
(d) PSKエンコーダ復調出力  
(伝送速度: 4,800 bps、相数: 2相、位相偏移: 150度)



(b) PSKエンコーダ復調出力  
(伝送速度: 1,200 bps、相数: 2相、位相偏移: 150度)



(e) PSKエンコーダ復調出力  
(伝送速度: 9,600 bps、相数: 2相、位相偏移: 150度)



(c) PSKエンコーダ復調出力  
(伝送速度: 2,400 bps、相数: 2相、位相偏移: 150度)

図3. 19 PSK信号の原波形と復調出力との比較  
(上側: 復調出力波形、 下側: 原波形)

### 3. 9 中波 A M ラジオ送信機における P S K 信号の 最適データ伝送速度

中波放送波帯を使った低位相偏移形 P S K 信号の最適な伝送パラメータを決定するため、データ伝送速度、相数、及び位相偏移を変化させ、中波放送波帯 A M ラジオ送信機を用いてデータ伝送実験を行った。

誤り率測定は、低位相偏移形 P S K 方式により変調された搬送波を、A M ラジオ送信機の電力増幅器を介して疑似負荷へ送出して行った。測定システムの構成を図 3. 20 に示す。

図 3. 20 では、誤り率測定用の P N データをモデムテスタから得て、P S K エンコーダに入力する。P S K エンコーダは、中波放送波帯の搬送波発生器から搬送波を受け取り、各種のデータ伝送速度に応じた P S K 信号を発生させる。P S K 信号は、A M ラジオ送信機に入力され、増幅されて疑似負荷に導かれる。A M ラジオ送信機の高周波出力の一部は方向性結合器で取り出され、位相復調器に入力される。位相復調器への基準搬送波入力は、搬送波発生器から直接受け取っている。位相復調器で復調された復調信号は、誤り率測定用のモデムテスタに入力される。表 3. 3 は、位相偏移を 90 度に設定して測定した誤り率である。測定結果から、データ伝送速度が 300 bps、相数が 4 相、で誤り率の発生がみられる。また、データ伝送速度が 9,600bps、相数が 2 相、及び 4 相でも誤り率が増加している。

特に、データ伝送速度が 300bps、相数が 4 相については、中波放送波帯の伝送帯域、及び C N R から考えて、デジタルデー

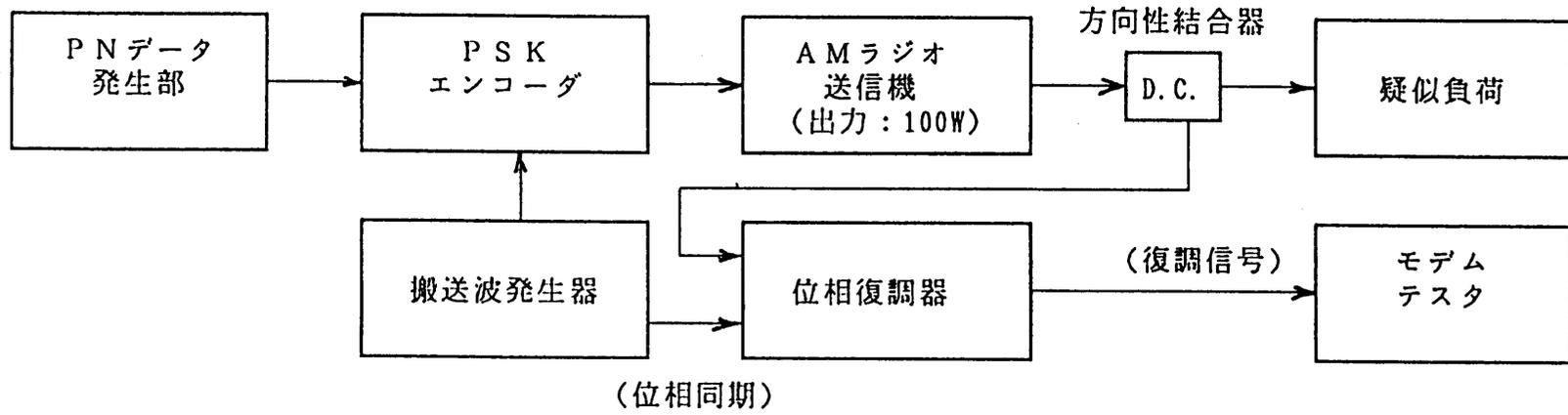


図3.20 誤り率測定システムの構成

表3.3 データ伝送速度に対する誤り率(測定値)

データ伝送速度	300 bps				1,200bps				2,400bps				4,800bps				9,600bps			
相数 誤り率	2相	4相	8相	16相	2相	4相	8相	16相	2相	4相	8相	16相	2相	4相	8相	16相	2相	4相	8相	16相
ブロック誤り率	◎	$4.1 \cdot 10^{-2}$	※	※	◎	◎	※	※	◎	◎	※	※	◎	◎	※	※	$1.6 \cdot 10^{-1}$	$8.5 \cdot 10^{-1}$	※	※
ビット誤り率	◎	$1.6 \cdot 10^{-2}$	※	※	◎	◎	※	※	◎	◎	※	※	◎	◎	※	※	$6.9 \cdot 10^{-2}$	$4.0 \cdot 10^{-1}$	※	※

◎ : 誤り率が $10^{-7}$ 以下 使用可能領域

※ : 誤り率が $10^{-1}$ 以上 使用不可能領域

測定条件

位相偏移 : 90度

同期方式 : ST-SP (調歩同期)

送信条件 : PN9

タのサグを補償すれば、P S K 信号の伝送は十分可能である。

中波放送波帯 A M ラジオ送信機を用いた伝送実験からは、データ伝送速度が 1,200bps、2,400bps、及び 4,800bps、相数が 2 相及び 4 相で誤り率が  $10^{-7}$  以下であった。従って、実験から伝送可能なデータ伝送速度と相数は、1,200bps、2,400bps、及び 4,800bps であり、相数は、2 相、及び 4 相であることが確認できた。

### 3. 10 静止画伝送実験

伝送方式の実用性を確認するため、中波放送波帯で A M ラジオ送信機 (MOS-FET 式) を使った画像情報の伝送実験を行った。実験には、高周波出力電力が 100 W の A M ラジオ送信機を使用し、その出力を疑似負荷で終端した。図 3. 21 は、実験システムの構成を示す。

画像情報は、マイクロコンピュータ (P C - 9 8 ) を用いた画像信号発生器により発生させた。

データ伝送速度は 1,200 bps, 2,400 bps, 及び 4,800 bps、相数は 2 相、及び 4 相、位相偏移は 70 度、及び 120 度とした。いずれも画像を鮮明に伝送することができた。画像の伝送時間は、データ伝送速度を 1,200bps、2 相とした場合に、 $400 \times 640$  画素 (8ビット Pixel) の静止画像 1 枚を送るのに約 3 分を要した。伝送実験では、伝送信号の直流的片寄りをなくす目的で、送信入力データは、 $1 + X^{-14} + X^{-17}$  の生成多項式によるスクランブルをかけた。

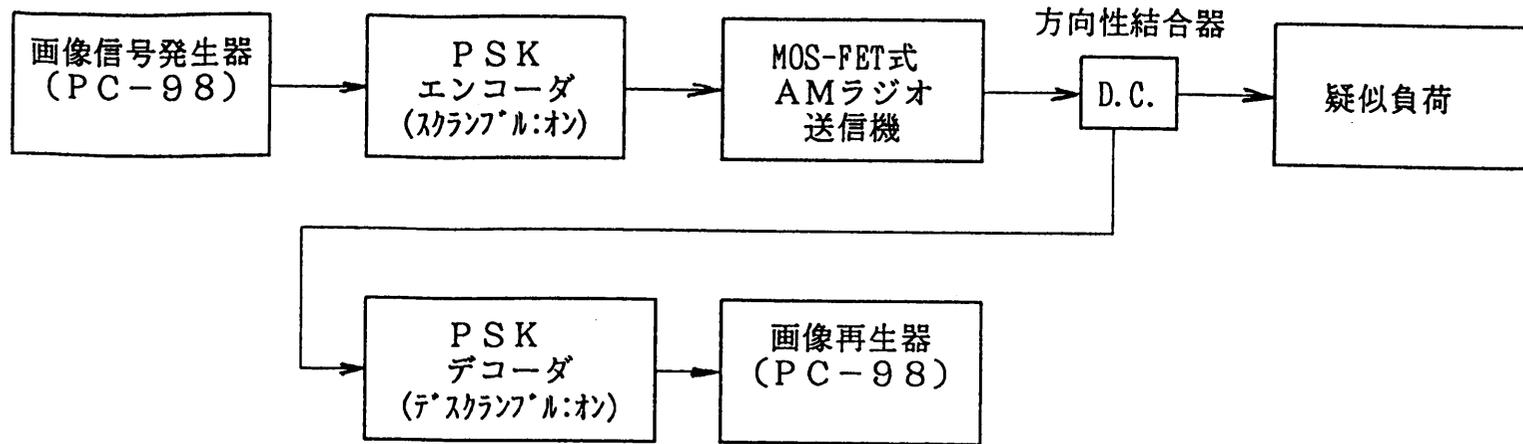
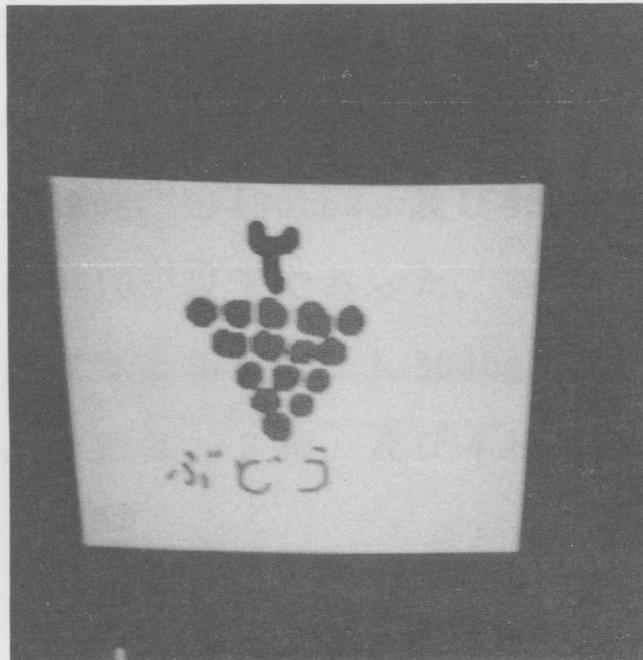
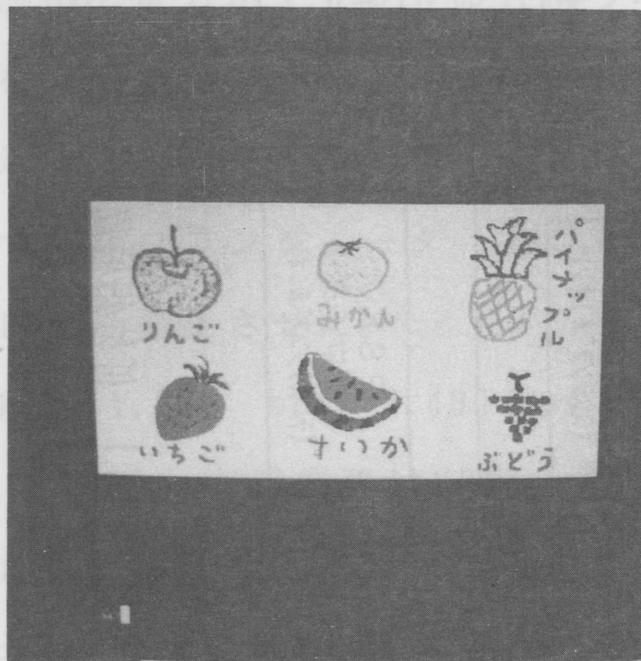


図3. 21 低位相偏移形PSKによる静止画伝送方式の構成



( a ) ( 伝 送 速 度 : 1, 200bps、 相 数 : 2 相、 位 相 偏 移 : 70 度 )  
 ( ス ク ラ ン ブ ル : オ ン )



( b ) ( 伝 送 速 度 : 2, 400bps、 相 数 : 4 相、 位 相 偏 移 : 120 度 )  
 ( ス ク ラ ン ブ ル : オ ン )

図 3. 22 静 止 画 の 受 信 画 像

伝送実験によって得られた画像例を図3. 22に示す。

図3. 22 (a) は、データ伝送速度を1,200bps、相数を2相、位相偏移を70度とした場合の受信画像である。図3. 22 (b) は、データ伝送速度を2,400bps、相数を4相、位相偏移を120度とした場合の受信画像である。

### 3. 1 1 まとめ

本章は、中波放送波帯における低位相偏移形のPSKデータ伝送について記述した。以下に、結論を要約して記述する。

- (1) 中波放送波帯でのPSK信号の生成用のエンコーダ、及びPSK信号からデータを再生するためのデコーダのプロトタイプを試作し、低位相偏移形PSK信号に関する測定と実験を行った。
- (2) データ伝送速度を1,200bps、或いは2,400bpsに選び、相数を2相或いは4相とし、位相偏移を90度としたPSK信号のスペクトラムの計算を行い、実験データと比較した。
  - ・データ伝送速度が1,200bps、及び2,400bpsのとき、相数の増加に伴って伝送帯域が狭くなることを確認した。
  - ・データ伝送速度が1,200bps、及び2,400bps、相数が2相において搬送波の電力スペクトラムと $\sin X / X$ の電力スペクトラムとの尖頭値が一致した。
  - ・相数が4相では、搬送波の電力スペクトラムの方が $\sin X / X$ の電力スペクトラムの尖頭値よりも大きい。

- (3) 位相偏移に対する周波数スペクトラムの観測をするため、データ伝送速度を1,200 bps、相数を2相として測定を行った。位相偏移を10度から150度まで、20度おきに变化させた結果、位相偏移が大きくなると共に、側波帯エネルギーは搬送波（基本波）エネルギーに比べて増加することを確認した。
- (4) 本P S K方式では、実用的な位相偏移の範囲として90度から150度の範囲に抑えているため、B P S K方式に比較して等価的にC N Rが低下することを記述した。
- 位相偏移に対するC N Rの減少量の表現は、B P S Kを基準（0dB）とした。B P S K信号の誤り率を $10^{-4}$ とするB P S K信号の理論的なC N Rは、ほぼ8.3dBとなる。低位相偏移形P S K信号の位相偏移が30度以下になると、2相で12dB以上、4相で21dB以上とC N Rの減少量の絶対値が急激に増加する。
- (5) 実測から相数が4相で、位相偏移が70度においては、 $10^{-7}$ の誤り率を確保できることが判った。相数が4相で、位相偏移が70度のときのC N Rの減少量はほぼ15dBである。B P S K信号の誤り率が $10^{-7}$ のときのC N Rの計算値は11.3dB。従って、総合のC N Rは26.3dBと推定できた。
- (6) C N Rの推定値が26.3dBと低い原因は、伝送路の位相特性の劣化の他に、A Mラジオ信号のS N Rには現れない搬送波の位相揺らぎが考えられる。

- (7) 実際の伝送装置を通過させたデータの品質を評価するため、中波放送波帯のAMラジオ送信機を用い、50オームの疑似負荷に100Wの高周波出力を吸収させて伝送系の特性を測定した。その結果、データ伝送速度が300bpsの場合には、復調波形にサグ(Sag)を伴っていることが認められた。このサグは、低域の群遅延時間特性の劣化による。また、データ伝送速度が9,600bpsの場合には、復調波形の立ち上がり、立ち下がり時間が長くなっている。これは、信号の高域成分の欠落したことによる。
- (8) 誤り率の測定結果から、データ伝送速度が300bps、相数が4相では、誤り率が増加する。また、データ伝送速度が9,600bps、相数が2相、及び4相で、誤り率が増加する。
- (9) 中波放送波帯AMラジオ送信機を用いた誤り率の測定結果から1,200bps、2,400bps、及び4,800bps、のデータ伝送速度、2相及び4相の相数が、伝送に適した値であることが明かとなった。
- (10) 低位相偏移形PSKデータ伝送方式を利用した静止画の伝送実験を実施した。
- データ伝送速度を1,200bps、2,400bps、及び4,800bpsとし、相数を2相、及び4相、位相偏移を70度から120度として、いずれも良好な画像伝送ができた。データ伝送速度が1,200bps、相数が2相では、400×640画素の静止画像1枚を約3分の速度で送ることができた。

## [参考文献]

- (1) 進士、"移動通信"丸善株式会社、pp.31-38、(1989)。
- (2) K.Wakai, N.Moribe, Y.Nasu, H.Ikada, and J.Z.Li, "Digital Picture Code Transmission by Carrier Phase Modulation in AM Radio Transmitter", IEEE/SUPERCOMM, IEEE ICC'90, pp.1622-1626, (1990.)。
- (3) K.Wakai, J.Z.Li, T.Komatsu, and H.Ikada, "Optimum Transmission of the Narrow Band PSK for Mobile Radio Services", IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Comm., pp.160-165,(1991)。
- (4) K.Wakai, J.Z.Li, T.Komatsu, H.Ikada, and J.Satoh "Digital Code Transmission with Medium Wave AM Radio Transmitter", IEEE Phoenix Conference, pp.3.3.4.1-3.3.4.8, pp.0240-0247,(1992)。
- (5) K.Wakai, J.Z.Li, and H.Ikada, "Detection System of the Narrow Band PSK Communication, IEEE ICWC'92, pp.417-418, (1992)。
- (6) K.Wakai, J.Z.Li, and H.Ikada, "Narrow Band PSK Data Transmission in AM Radio Transmitter", IEEE ICCT'92 Beijing, pp.05.06.1-05.06.4,(1992)。
- (7) 若井、森部, "中波放送におけるデジタルコード伝送方式", 電気関係学会全国大会, 426, (1989)。
- (8) 若井、李、池田、篠原、佐藤, "狭帯域P S Kによるコード伝送方式", 平成4年電気学会全国大会, 4-26, (1992)。
- (9) 藤田、李、若井、池田、吉田、篠原, "分周回路によるP S K信号の狭帯域化, 電気関係学会東海支部大会, (1992)。
- (10)若井, "狭帯域P S K伝送と伝送路特性", 電子情報通信学会研究会,(CS91-94),(IE91-94),(1991)。
- (11)若井, "狭帯域P S K伝送方式とC N R", 電子情報通信学会研究会,(RCS91-56),(1992)。
- (12)若井, "マイコンを使った音声多重放送のベクトル解析", 放送技術, Vol.37, pp.362-346,(1984)。
- (13)若井、李、小松、池田, "ラジオ放送におけるデジタル画像コードの搬送波位相変調方式における伝送", 静岡大学電子科研報告,(1991)。

- (14) A. P. Clark and S. Hariharan, "Adaptive Channel Estimator for an HF Radio Link", IEEE Trans. on Communications, Vol. 37, No. 9, pp. 918-926, (1989).
- (15) Y. C. Jenq, "Digital Spectra of Nonuniformly Sampled Signals Digital Look-Up Tunable Sinusoidal Oscillators", IEEE trans. on Instrumentation & Measurement, Vol. 37, No. 3, pp. 358-362, (1988).
- (16) Nelson M. Blachman, and Hossenin Mousavinezhad, "The Spectrum of Square of a Synchronous Random pluse Train", IEEE Trans. on Communications, Vol. 38, No. 1, pp. 13-17, (1990).
- (17) Debabrata Saha, and Theodore G. Birdsall, "Quadrature-Quadrature Phase-Shift Keying", IEEE Trans. on Communications, Vol. 37, No. 5, pp. 437-448, (1989).
- (18) 久保、大石、福田、高野、" 1.5 GHz  $\pi/4$ シフト QPSK-TDMA 伝送システム実験"、電子情報通信学会論文誌, Vol. J73-B-II, No. 11 pp. 639-650, (1990).
- (19) Gordon L. Stuber, "Soft-Limiter Receivers for Coded DS/DPSK Systems", IEEE trans. Instrumentation & Measurement, Vol. 38, No. 1, pp. 46-53, (1990).
- (20) Andrew Perkis, and Bernt Ribbum, "A Good Quality, Low Comlexity 4.8 Kbit/s Stochastic Multipilse Coder", ISCAS'89, pp. 1817-1820, (1989).
- (21) Gerd Ascheid, Martin Oerder, Johannes Stahl, and Heinrich Meyr, "An All Digital Receiver Archtecture for Bandwidth Efficient Transmission at High Data Rates", IEEE Trans. on Communications, Vol. 37, No. 8, pp. 804-813, (1989).
- (22) Juan Aparici, "A Wide Dynamic Range Square-Law Diode Detector", IEEE trans. on Instrumentation & Measurement, Vol. 37, No. 3, pp. 429-433, (1988).
- (23) Syed Masud Mahmud, Andrzej Rusek, and Subramanian Ganesan, "A Microprocessor-Based Dual Slope Phase Meter", IEEE trans. on Instrumentation & Measurement, Vol. 37, No. 3, pp. 374-378, (1988).

- (24) 作田、渡辺、関根、"放送衛星を利用した精密周波数比較", テレビジョン学会誌、Vol. 46, No. 8, pp. 1036~1042, (1992).
- (25) 伊東、"シリアル伝送技術入門", 技術評論社, pp. 24-41, (1987).
- (26) 南、"科学計測のための波形データ処理", CQ出版, pp. 140-164, (1986).
- (27) 柳沢、"PLL (位相同期ループ) 応用回路, 総合電子出版, pp. 99-115, (1977).
- (28) 松尾、"やさしいフーリエ変換", 森北出版, pp. 4-29, (1986).
- (29) N. アーメッド, T. ナラジヤン, 大瀬, 荒沢, "離散時間の信号とシステム", 啓学出版, pp. 97-129, (1990).
- (30) 室谷、山本、"ディジタル無線通信" 産業図書, pp. 57-79, (1985).
- (31) Horst J. Bessai, and Werner Lorek, "Influence of Coding and Hardware Imperfections on the Bit Error Structure of Multilevel QAM Systems", IEEE Trans. on Communications, Vol. 37, No. 6, pp. 626-634, (1990).
- (32) Klaus P. Graf, and Johannes Huber, "Design and Performance of an All-Digital Adaptive 2,048 Mbit/s Data transmission System Using Noise Prediction", ISCAS'89, pp. 1808-1812, (1989).
- (33) Sorin Davidovici and Emmanuel G. Kanterrakis, "Narrow-Band Interference Rejection Using RealTime Fourier Transforms", IEEE Trans. on Communications, Vol. 37, No. 7, pp. 713-722, (1989).
- (34) Zhenguo Chen, Jing Wang, and Kamilo Feher, "Effect of HPA Non-Linearities on Crosstalk and Performance of Digital Radio Systems", IEEE Trans. on Broadcasting, Vol. 34, No. 3, pp. 336-343, (1988).
- (35) William L. Behrend, "Effect of Incidental Phase Modulation of TV Transmitter, or Other Circuit, on TV Signals", IEEE Trans. on Broadcasting, Vol. BC19, No. 3, pp. 53-63, (1973).

## 第4章 PSK信号とAMラジオ信号との多重

### 4. 1 PSK信号とAMラジオ信号との多重

本章では、PSK信号とAMラジオ信号を多重した場合について、PSK信号の伝送特性を誤り率、及びアイ開口率から解析的に評価する。一方、PSK信号からAMラジオ信号への干渉については、AMラジオ信号の被変調波を復調した後のSNRを測定することによって評価する<sup>(1), (2)</sup>。

従来の中波放送波帯のAMラジオ信号にPSK信号を多重することができれば、周波数を有効に利用する観点から好ましい。このとき、従来のAMラジオサービスとの両立性を保つことが必要である。

AMラジオ信号にPSK信号を重畳すると、振幅領域の情報と位相領域の情報を同時に伝送できる。この場合、PSK信号を乗せている搬送波は従来のAMラジオ信号の搬送波としても使用されているので、搬送波の振幅が変化しないようにする必要がある。AMラジオ信号の変調の負の部分（振幅の最小になる部分）では、派生的に大きな位相変調が生じる。PSK信号の伝送品質は、AMラジオ信号を変調しない場合に比較して干渉のために劣化する。このような副次的位相変調を派生的位相変調（IPM：Incidental Phase Modulation）という。本章では、IPMについても解析的に取り扱う。

## 4. 1. 1 P S K 信号と A M ラジオ信号の

### 多重方式の概要

図 4. 1 は、P S K 信号と A M ラジオ信号とを多重化して伝送するシステムの概要を示す。

送信部では、中波帯の搬送波及びデータ信号が P S K エンコーダに入力される。生成された P S K 信号は、搬送波電力増幅器に導かれて所要の電力に増幅され、更に、被変調電力増幅部に入力される。音声入力信号は、変調波増幅部で増幅され、被変調波電力増幅部に入力される。P S K 信号と A M ラジオ信号とが重畳され、空中線に導かれて空間に輻射される<sup>(3)</sup>、<sup>(4)</sup>、<sup>(5)</sup>、<sup>(6)</sup>。

受信部では、伝送されてきた P S K 信号と A M ラジオ信号との多重波を周波数変換部で中間周波数 ( I F ) に変換した後、中間周波数増幅部で増幅する。I F 信号は、P S K デコーダと A M 検波部とに分配される。P S K デコーダでは位相復調を行い、データ信号が出力される。A M 検波部では、内蔵された直線検波器によって搬送波のエンベロープが取り出され、音声信号が出力される。

## 4. 1. 2 P S K 信号と A M ラジオ信号との多重の理論

P S K 信号と A M ラジオ信号との多重波  $S_M(t)$  を、式 ( 4 - 1 ) に示す。

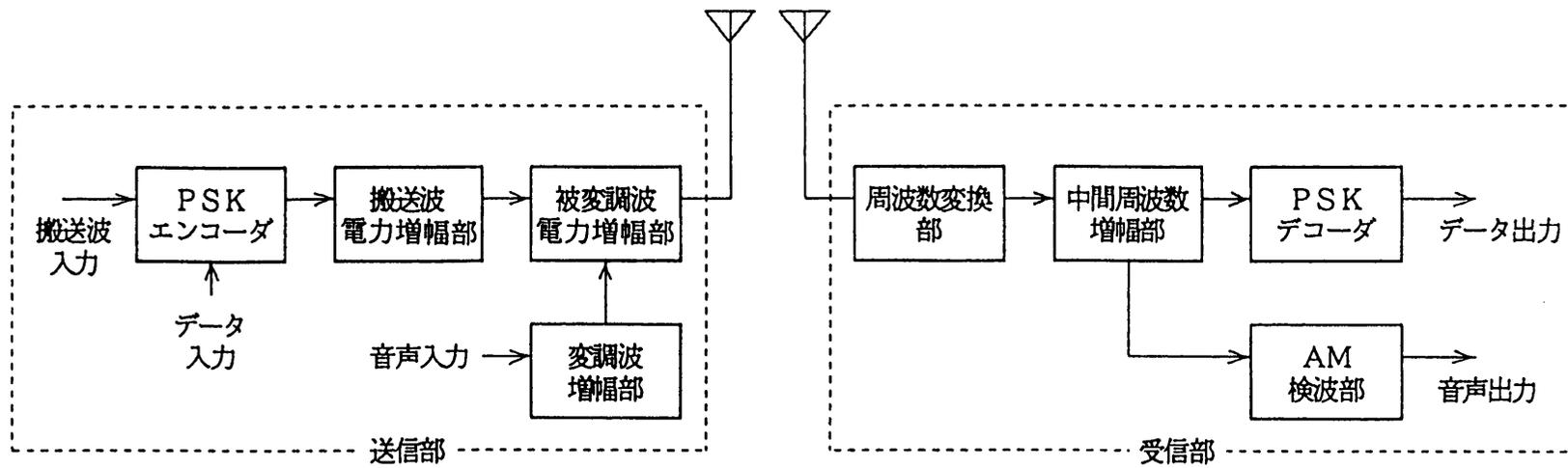


図 4. 1 PSK 信号と AM 信号の多重化伝送システム

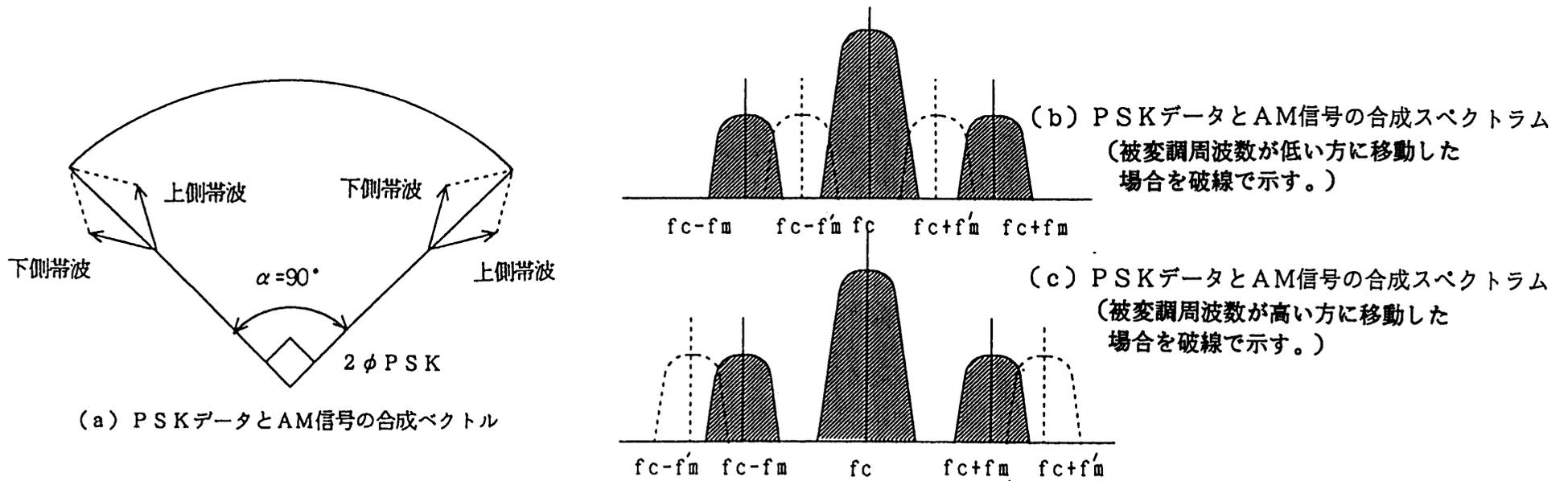


図 4. 2 PSK 信号と AM 信号の多重

$$S_M(t) = A_c \{1 + M_o \cos \omega_m \cdot t\} \cdot \cos[\omega_c \cdot t + k_p \cdot f(t)]$$

但し、

$A_c$ : 搬送波の振幅

$M_o$ : 振幅変調の変調度

$\omega_m$ : 変調信号の角周波数

$\omega_c$ : 搬送波の角周波数

$k_p$ : 位相偏移

( $10^\circ \sim 150^\circ$  :  $10^\circ$  ステップに設定)

$f(t)$ : データ信号

(4-1)

式(4-1)は、式(4-2)のように展開することができる。

$$S_M(t) = A_c \{1 + M_o \cdot \cos \omega_m \cdot t\} \cdot \cos\{\omega_c \cdot t + k_p \cdot f(t)\}$$

$$= A_c \cdot \cos\{\omega_c \cdot t + k_p \cdot f(t)\}$$

$$+ \frac{1}{2} \cdot A_c \cdot M_o \cdot \cos\{(\omega_c + \omega_m)t + k_p \cdot f(t)\}$$

$$+ \frac{1}{2} \cdot A_c \cdot M_o \cdot \cos\{(\omega_c - \omega_m)t + k_p \cdot f(t)\}$$

(4-2)

但し、 $k_p \cdot f(t)$ は搬送波の位相変化であり、位相偏移角と相数によって与えられる。

式(4-2)は、PSK変調と振幅変調とが同時に行われた場合の信号の構成を示す。この信号は、PSKにより変調された搬送波と、PSKにより変調された上側帯波信号、及びPSKにより変調された下側帯波信号との合成波である。帯域

幅は振幅変調のみの被変調波に比べて、P S Kで変調された分だけ広がることになる。従って、P S K信号が振幅変調されると、これによって帯域制限の影響を受けやすくなる。P S K信号を復調して得たデータのアイ開口率は、帯域制限により低下し、更に、誤り率も増加する。

図4. 2は、P S K信号とA Mラジオ信号との多重を表現した説明図である。図4. 2 ( a ) は、相数が2相、位相偏移が0度、及び90度のときのP S K信号と、A Mラジオ信号との合成ベクトルを表現したものである。

伝送系にひずみがない場合には、この多重化された信号をエンベロープ検波器を用いて復調すれば、P S K信号による影響を受けないA M復調信号が得られる。

図4. 2 ( b )、図4. 2 ( c ) は、P S K信号とA Mラジオ信号との合成を周波数軸上で表現したものである。

図4. 2 ( b ) は、振幅変調の被変調周波数が低い方へ移動した場合、P S Kによって変調された搬送波の周波数スペクトラムと、P S Kによって変調された側帯波の周波数スペクトラムとが部分的に重なり合うことを表した図である。

図4. 2 ( c ) は、振幅変調の被変調周波数が高い方へ移動した場合を示す。この場合、搬送波を中心とするP S K信号と、上下両側帯波各々を中心とするP S K信号とを含む伝送スペクトラムは、整合回路等の伝送特性によって帯域制限され易くなる。帯域特性の端では、上下両側帯波の間で位相差をもつため、P S K信号にひずみが発生する。特に、振幅変調の変調信号が

高い場合は P S K 信号に与える影響が大きい。更に、振幅変調度を高くすると、I P M が増加し P S K 信号にひずみが発生する。これらのひずみは、後述する P S K 信号のアイ開口率低下や、誤り率増加の原因となる。

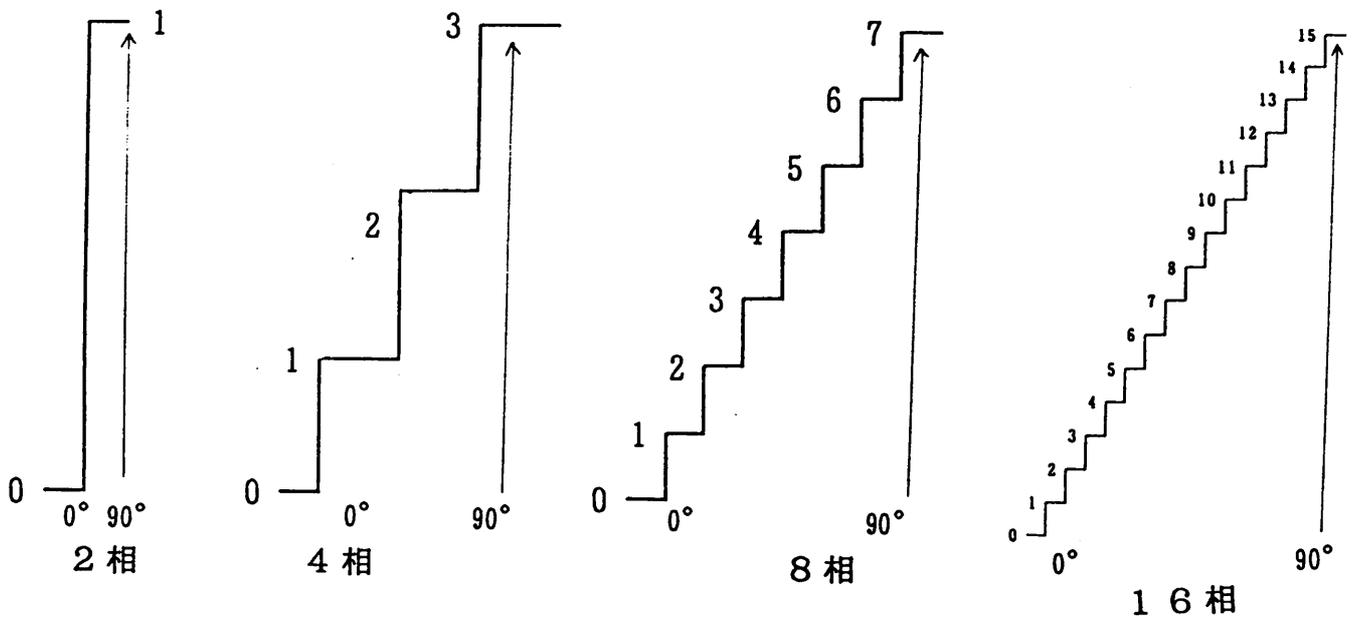
一方、P S K によって発生した上下両側帯波の周波数スペクトラムが帯域制限されると、搬送波に残留 A M 成分が発生し、A M ラジオ信号の S N R を劣化させる原因ともなる。

## 4. 2 振幅変調における A M 伝送系から P S K 伝送系への干渉

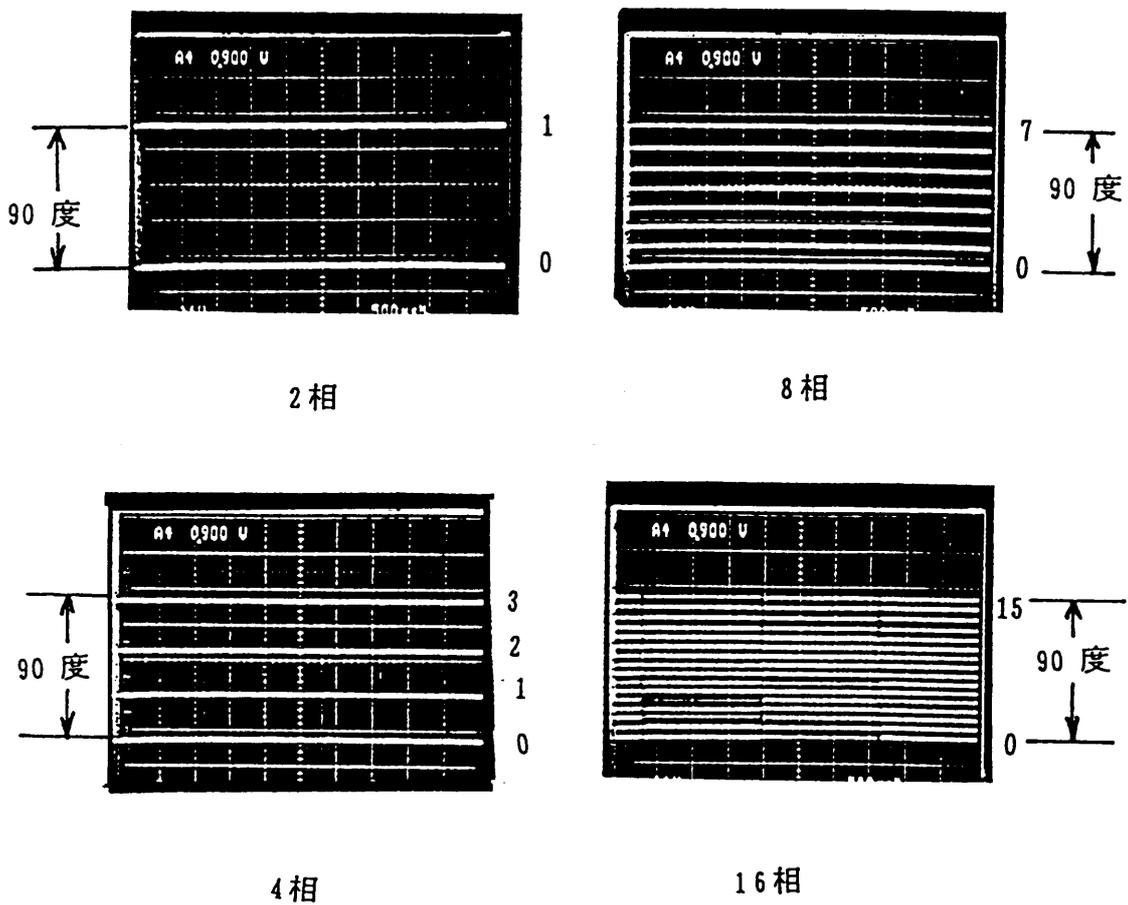
A M ラジオ信号から P S K 信号に与える影響を評価するため、データの伝送速度と誤り率の関係を測定する。一方、P S K 信号の伝送路から A M ラジオ信号の伝送路に与える干渉については、中波 A M ラジオ送信機を用い、エンベロープ検波後の S N R を測定することにより評価する<sup>(7), (8), (9), (10), (11)</sup>。

### 4. 2. 1 P S K 信号と位相偏移

位相偏移と出力レベルとの関係を図 4. 3 ( a ) に示す。最大位相偏移角を 90 度に設定したとき、2 相では、0 値及び 1 値に対して、0 度、及び 90 度の位相偏移が与えられる。4 相では 0 値、1 値、2 値、及び 3 値の信号に対して、0 度、30 度、60 度、及び 90 度の位相偏移が与えられる。8 相では 0 値から 7 値までの間の位相角 90 度を、12.8 度おきに分割した位相偏移で与えられる。また、16 相では 0 値から 15 値までの間の位



(a) 位相偏移量と出力レベルの関係



(b) 疑似ランダム信号をデータとして入力したときの位相検波出力レベル

図 4. 3 PSK 信号の復調波形  
 (伝送速度 : 2,400bps, 位相偏移 : 90度、振幅変調なし)

相角90度を、6度おきに分割した位相偏移で与えられる。

図4. 3 (b) は、データ伝送速度を2,400bps、位相偏移を90度、相数を2相、4相、8相、及び16相に選んだときに得られた位相復調出力である。データは、疑似ランダム(PN)信号を使用した。図4. 3 (b) に示すPSK信号の位相検波出力レベルは、伝送系が無ひずみであるため等間隔で変化している。

#### 4. 2. 2 振幅変調とアイ開口率

振幅変調に対するPSK信号のアイ開口率変化を、図4. 4 に示す系統図によって測定した。PSKエンコーダの出力であるPSK信号は、中波放送波帯のAMラジオ送信機に入力される。実験では、出力100Wの中波AMラジオ送信機を疑似負荷に接続して測定を行った。振幅変調用の音声信号は、低周波信号発生器を用いて発生させた。振幅変調されたPSK信号(被変調波信号)は方向性結合器で取り出した後、位相復調器で復調する。これにより、位相角度に応じた復調コード信号を取り出すことができる。被変調波信号と復調コード信号出力とを、シンクロスコープで観測し、アイ開口率を評価する。

PSK信号の復調においては、振幅ひずみ及び群遅延時間ひずみの少ない広帯域の帯域フィルタ(BPF:帯域幅 $\pm 27\text{kHz}$ )を用いて信号の帯域を制限した。復調には、外部から基準信号を入力する形の同期検波回路を採用した。データ伝送速度を2,400 bps とし、振幅変調の変調度をパラメータにとり、相数

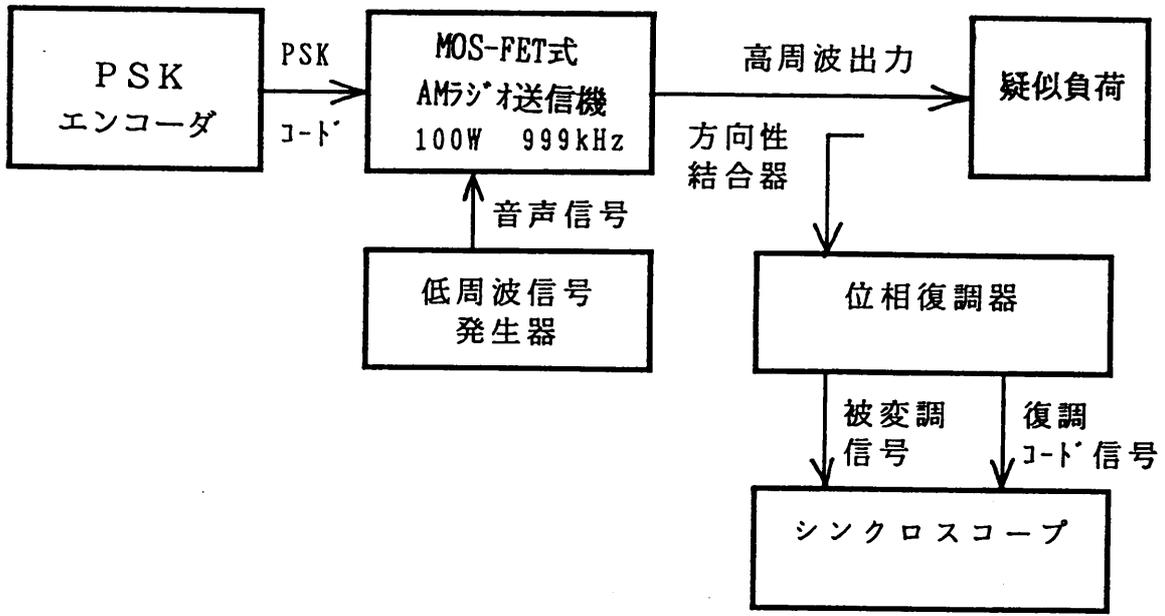


図4.4 振幅変調とアイ開口率に与える影響を調べるための測定系統

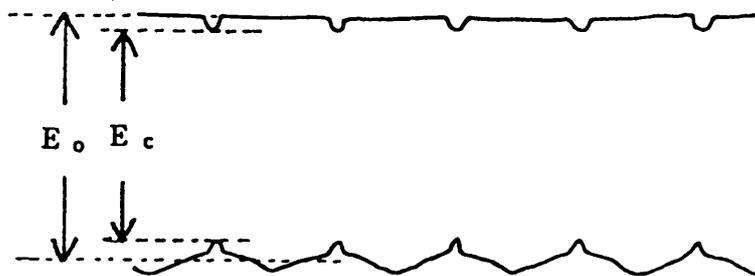


図4.5 PSK信号とアイ開口率

及び位相偏移量を変化させてアイ開口を測定した。振幅変調の変調度に対応してP S K信号の復調波形を測定し、これによってA Mラジオ信号からP S K信号への干渉を調べた。2相の低位相偏移形P S K信号を例にあげた場合、振幅変調のないときを復調出力振幅を $E_0$ とし、振幅変調時にひずみを受けて小さくなった復調出力振幅を $E_1$ とする。そこで、最大開口時の位相復調波形の振幅 $E_2$ と、位相ひずみによってアイが閉じた狭い最小開口時の振幅 $E_3$ との比 $E_2/E_3$ をアイ開口率と定義する。図4. 5は、P S K信号の復調出力波形とアイ開口率との関係を示す。また、多相P S K信号の復調信号では、各出力信号レベル間で最もアイの狭くなっている2つの隣接するレベル間をアイ開口率と定義した。

図4. 6は、データ伝送速度を2,400 bps、相数を4相、位相偏移を90度として、A Mラジオ信号の振幅変調度を40%から90%まで変化させて測定したアイ開口率である。アイ開口率は振幅変調度が高いほど、低下していることが理解できる。

図4. 7は、データ伝送速度を2,400 bps、相数を4相、位相偏移を90度、振幅変調周波数を1kHz、変調度を90%として測定したアイ開口率である。A Mラジオ信号からP S K信号に対しての位相ひずみの影響は、多相のP S K信号ほど増加している。

図4. 8は、位相偏移を90度及び10度とした場合に、相数によるアイ開口率の変化を比較した図である。図4. 8では、位相偏移が90度するとき、16相でアイ開口率が零となっている。

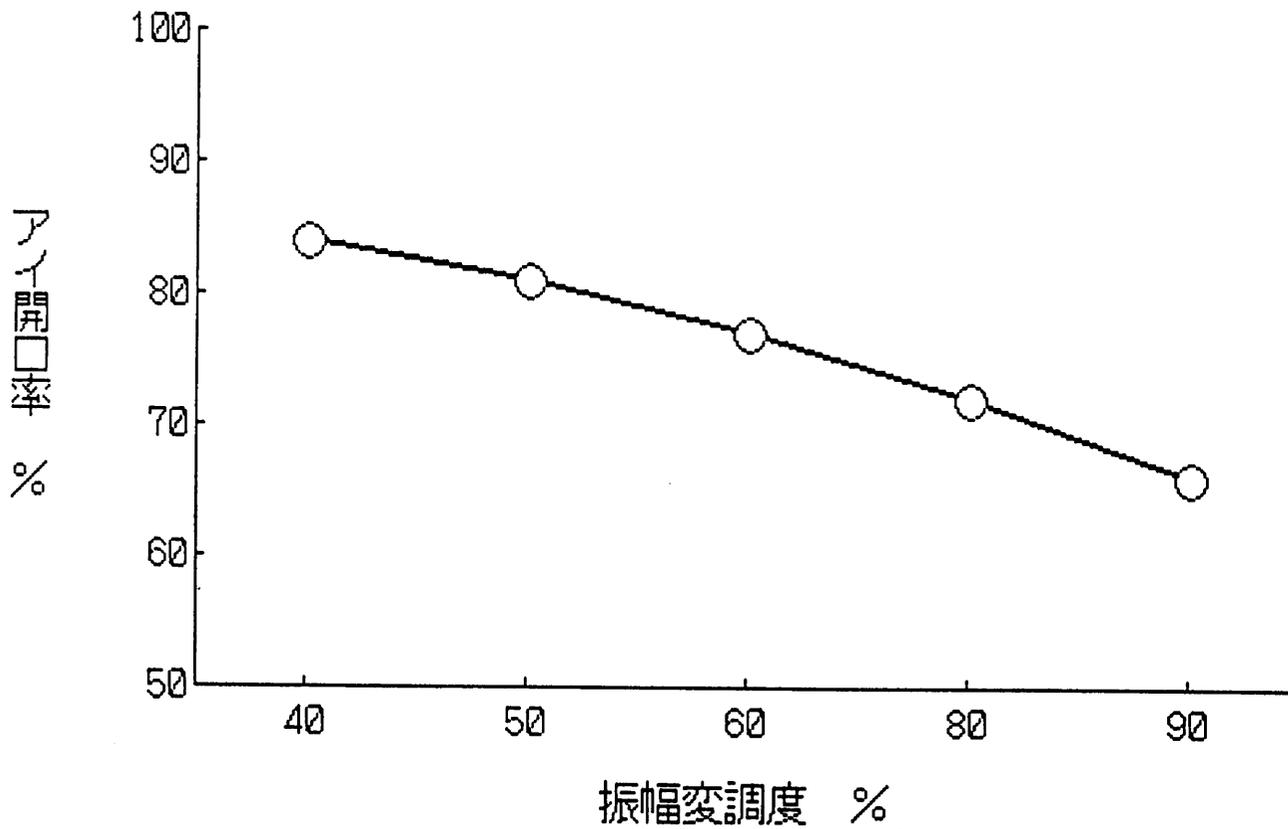


図 4. 6 振幅変調度に対応する P S K 信号のアイ開口率

(相数 : 4 相、伝送速度 : 2,400bps、位相偏移 : 90 度、振幅変調周波数 : 1kHz)

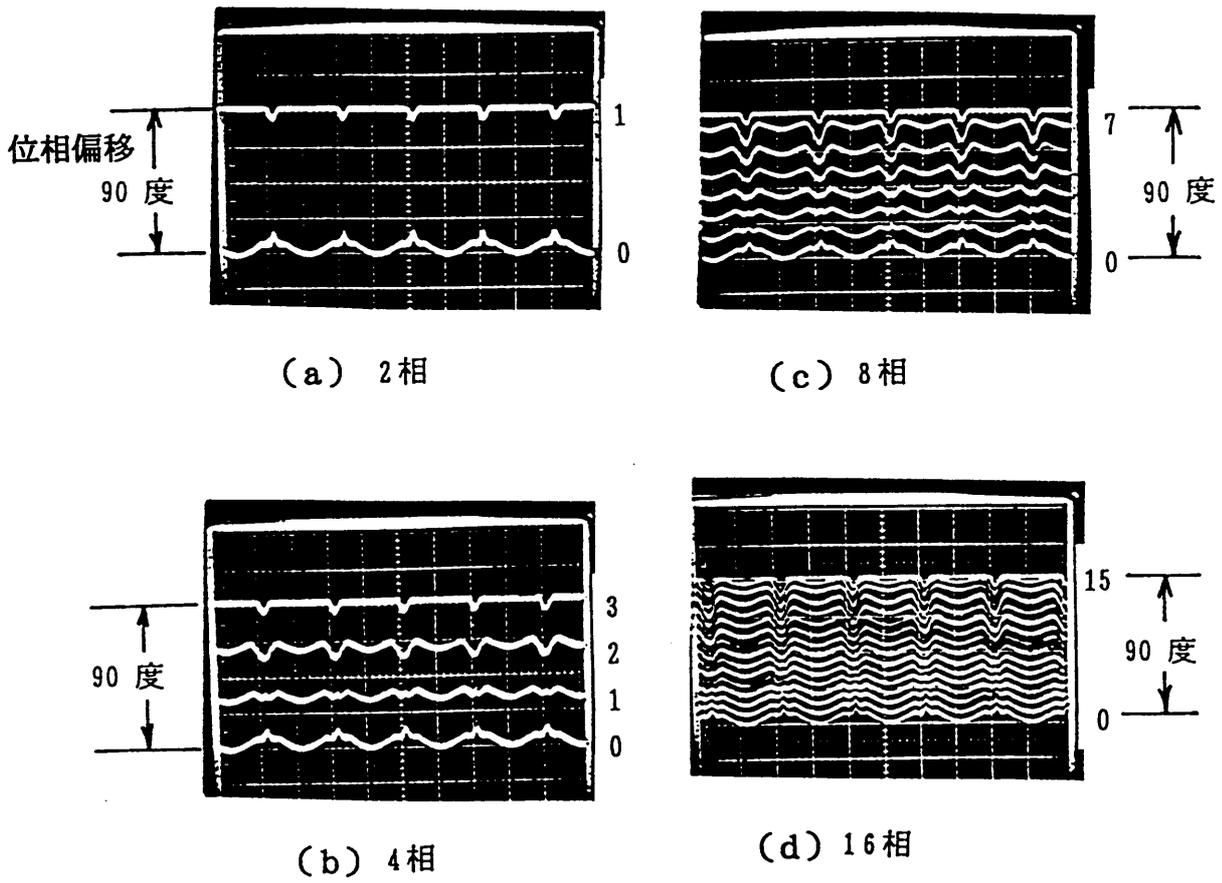


図 4. 7 振幅変調度に対応する P S K 信号の復調波形

(伝送速度 : 2.400bps、位相偏移 : 90度、振幅変調周波数 : 1kHz、変調度 : 90%)

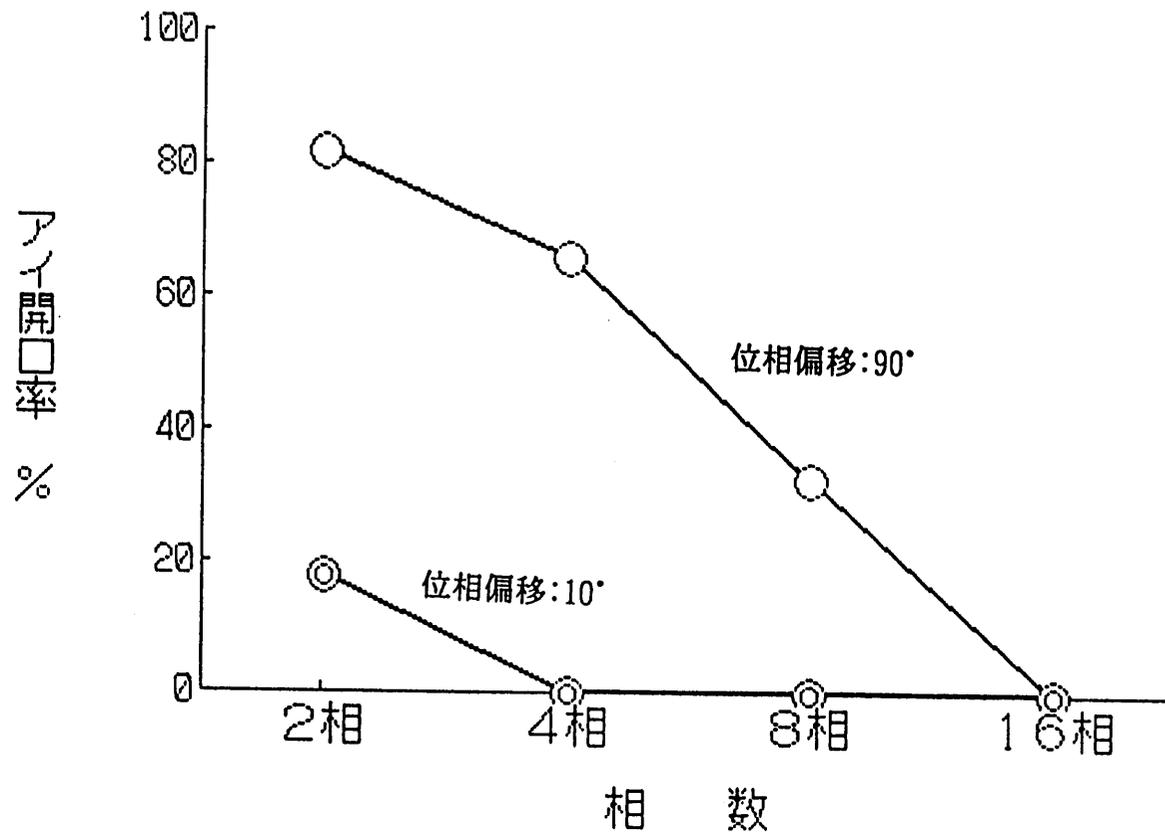


図4. 8 相数に対応するPSK信号のアイ開口率

(データ伝送速度：2,400bps、振幅変調度：90%、振幅変調周波数：1kHz)

また、位相偏移が10度のとき、2相PSK信号のアイ開口率は19%となっている。しかし、位相偏移が10度のとき、相数が4相、8相、16相において、アイ開口率は零である。

#### 4. 2. 3 振幅変調と誤り率

図4. 9は、振幅変調に対するPSK信号の誤り率の測定システムである。

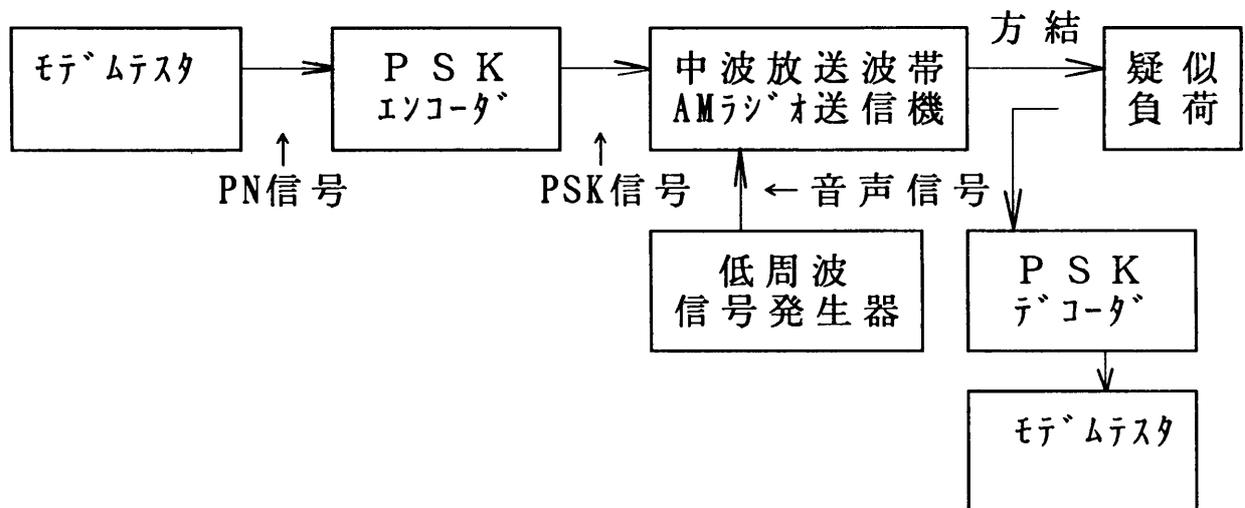


図4. 9 ビットエラー測定系統

モデムテストにより、疑似ランダム信号（PN信号）を発生させる。実験では、モデムテストの出力を1,200bps、PSKエンコーダのデータ伝送速度を1,200bpsにそれぞれ設定し、相数を4相とした。第3章で述べたように、中波放送波帯でPSKデータ伝送する場合のデータ伝送速度は1,200bps、2,400bps、4,800bpsに選ぶのが適当であったので、ここでは、データ伝送速度を1,200bpsに設定した。PSKエンコーダの出力

は、出力100Wの中波放送波帯AMラジオ送信機に入力した。低周波信号発生器で音声信号を発生し、中波AMラジオ送信機に加えて振幅変調を行う。中波AMラジオ送信機の出力は、50オームの疑似負荷に入力した。被変調信号の一部は方向性結合器で取り出し、PSKデコーダに入力して、デジタル信号を取り出す。得られたデジタル信号はモデムテストに入力し、モデムテストによって誤り率を測定する。

誤り率の測定では、1台のモデムテストを送信側に設定し、他の1台を受信側に設置した。データとしては、疑似ランダム信号(PN信号)を用い、数値"0"と数値"1"とが1:1の割合で含まれるように設定した。

1ブロックを1,000ビットとして、100ブロック( $10^5$ ビット)について継続して誤り率を測定した。調歩同期式データのストップビットを1ビット、データビットを1ビットとした。1ブロック中に1ビット以上の誤りが発生したときにエラーを1つカウントして、ブロックの誤り率を求めた。

表4. 1は、データ伝送速度を1,200bps、相数を4相、位相偏移を90度としたときのAMラジオ信号の変調度に対するビット誤り率である。

変調度を増加していくと、誤り率が増加するのがわかる。測定データから、AMの変調度を60%以下とすれば、データ伝送速度を1,200bps、相数を4相、位相偏移を90度としたときに、誤り率を $10^{-4}$ 以下にすることができる。デジタル伝送で目標とする誤り率は、 $10^{-4}$ 以下である<sup>(12)</sup>。

表 4. 1 振幅変調の変調度と誤り率との関係 (実測値)

変調度 (%)	誤り率
30	$5.0 \times 10^{-5}$
50	$6.0 \times 10^{-5}$
60	$2.0 \times 10^{-4}$
80	$2.1 \times 10^{-2}$
90	$5.4 \times 10^{-2}$

ブロックレングス : 1,000 bits  
 データ伝送速度 : 1,200bps, 相数 : 4相, 位相偏移 :  $90^\circ$

AMラジオ信号の変調度に応じて発生した干渉成分は、PSK信号に重畳され、PSK信号の誤り率を増加させると考えられる。後述する(4.3節参照)が、PSK信号の伝送品質は、搬送波に振幅変調をかけたとき、被変調波の谷の部分で派生的に大きな位相変調を受けるので、振幅変調をかけない場合に比べて劣化する。同一の位相偏移では、相数Mが大きいほど位相偏移間隔が $1 / (M - 1)$ に従って狭くなるため、振幅変調による干渉の影響が顕著となってくる。

#### 4. 3 PSK信号伝送系からAMラジオ信号伝送系への干渉によるAMラジオ信号のSNRの劣化

PSK信号の周波数スペクトラム帯域は、データ伝送速度の増加、位相偏移の増加、及び相数が低下すると拡大する。そのスペクトラムが帯域制限を受けると、制限帯域を越える側帯波

成分が欠落し、搬送波振幅に残留 A M 成分が発生する。従って、A M ラジオ信号を復調した場合に、その残留 A M 成分が A M ラジオ信号に重畳されるため、A M ラジオ信号の S N R を劣化させる。中波放送波帯において A M ラジオ送信機を含む P S K 信号の伝送特性を評価するため、P S K 方式により変調された被変調波を約 10kHz の広帯域を有する直線検波器で復調し、位相偏移、データ伝送速度、及び相数をパラメータとして A M ラジオ信号の S N R を測定した。測定結果を表 4. 2 に示す。

表 4. 2 P S K データ伝送系から A M ラジオ信号伝送系への干渉による A M ラジオ信号の S N R の劣化 (実測値)

位相偏移 (度)	伝送速度 (bps)		300		1,200		2,400		4,800	
	相数		2	4	2	4	2	4	2	4
30	55	57	54	56	52	55	47	52		
60	55	56	52	55	49	53	42	47		
90	55	56	51	54	44	51	40	46		
120	54	55	50	53	43	47	36	44		
150	54	55	49	52	42	46	35	42		

(SNR: dB)

尚、本測定に使用した中波 A M ラジオ送信機単体での S N R は、57.3dB である。これは中波の A M ラジオ放送を行う上でのスペック 50dB を十分満足している。

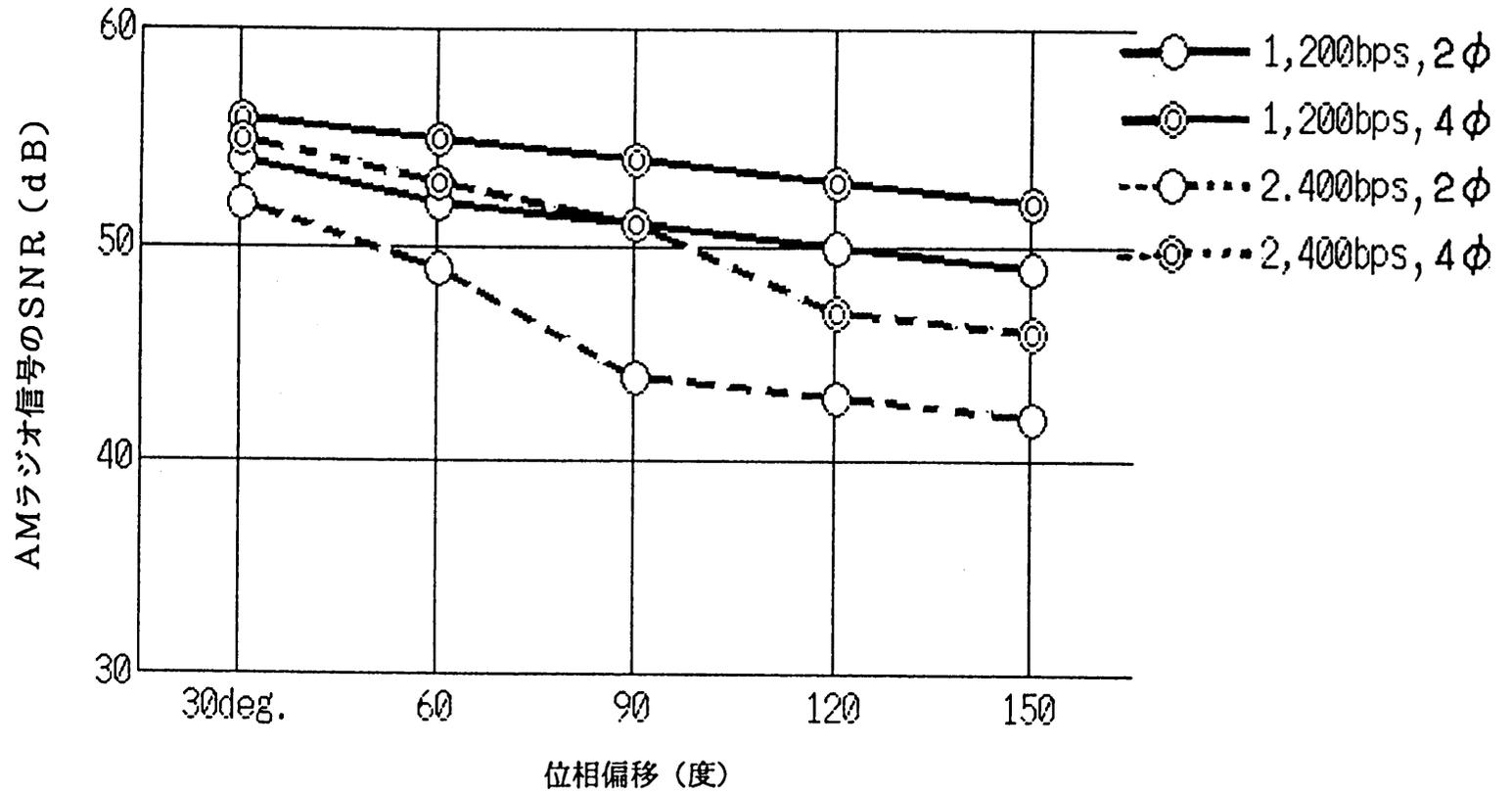


図4.10 PSKデータ伝送系からAMラジオ伝送系への干渉によるAMラジオ信号のSNRの劣化

S N R の測定結果を図 4. 1 0 に示した。P S K 信号の位相偏移を30度から150度までを30度ごとに増加させたときの中波 A M ラジオ送信機の S N R は、57dB から42dB まで変化した。本測定に用いた中波 A M ラジオ送信機の場合には、A M ラジオ信号に要求される S N R 50dB を達成するに、次の条件を満足する必要がある。

即ち、

- ・ データ伝送速度を1,200bps、相数を2相と4相とした場合には、位相偏移は120度以下としなければならない。
- ・ データ伝送速度を2,400bps、相数を4相とした場合には、位相偏移は90度以下としなければならない。
- ・ データ伝送速度を2,400bps、相数を2相とした場合には、位相偏移は30度以下としなければならない。

#### 4. 4 I P M の発生と特性解析

A M ラジオ信号に P S K 信号を多重することは、中波放送波帯の周波数を有効に利用する点から重要であり、P S K 信号を多重伝送する際には、現状の A M ラジオ信号伝送との両立性を確保する必要がある<sup>(3)</sup>。

I P M は、振幅変調された被変調波（A M 被変調波）が伝送される際に発生する。I P M の発生は、次の2つの要因に分けることができる。一つは、A M 被変調波が伝送系を通過する際、上下側帯波間に振幅差、及び位相差を発生する場合。他は、A M 被変調波が非線形回路を通過することによって発生する場

合である。

本節では、中波放送波帯においてA Mラジオ信号にP S K信号を多重化する際に問題となる、I P Mの発生プロセスを記述する。

#### 4. 4. 1 A Mラジオ信号によるP S K信号へのI P M

本節で取り扱う中波放送波帯でのI P Mの発生要因には、先に記述したように次の二通りがある。一つは、P S K信号の上下両側帯波間で周波数に対する振幅特性及び位相特性が非対称である場合に発生するI P Mであり、これを第1の形と定義する。他は、増幅器の非直線特性により、入力信号振幅に対応して出力側に発生するI P Mであり、これを第2の形と定義する。通常、これらのひずみは同時に発生することが多い<sup>(13)</sup>、<sup>(14)</sup>、<sup>(15)</sup>。

中波放送波帯のA Mラジオ送信機によってP S K信号を伝送するとき、主としてアンテナや給電線、及び整合回路を含む線形回路では、伝送帯域内の振幅位相特性によって第1の形のI P Mを発生する可能性がある。また、A Mラジオ送信機で使用されている真空管増幅器や、半導体増幅器では、その非直線性によって第2の形のI P Mを発生する。大電力の中波放送波帯A Mラジオ送信機では真空管を増幅に用いており、中型、小型のA Mラジオ送信機では、MOS-FET（半導体素子）を増幅に用いている。第2の形のI P Mは、これらの増幅素子の非直線特性によるものである。

AMラジオ送信機及びアンテナを含む送信系でのIPMの発生要因を図4. 11に要約した。

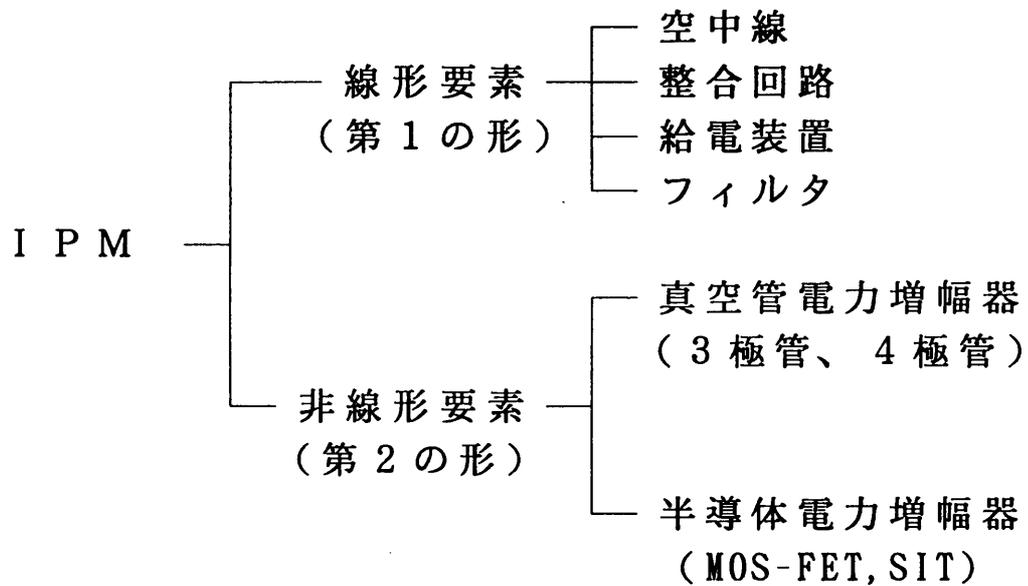


図4. 11 IPMの発生要素

#### 4. 4. 2 線形ひずみとIPMの発生

まず、上下側帯波の位相定数、及び振幅定数に周波数依存性があると仮定する。このとき、振幅変調波 $S_{AM}(t)$ は、式(4-3)のように表現できる<sup>(16), (17), (18)</sup>。

$$\begin{aligned}
 S_{AM}(t) = & A_c \cos \omega_c t \\
 & + \{A_u \cdot \cos [(\omega_c + \omega_m)t + \theta_u]\} \\
 & + \{A_l \cdot \cos [(\omega_c - \omega_m)t - \theta_l]\}
 \end{aligned}$$

但し、 $\omega_c$ :搬送波の角周波数  
 $\omega_m$ :変調波の角周波数  
 $A_c$ :搬送波の振幅  
 $A_u$ :上側帯波の振幅

$A_l$ :下側帯波の振幅  
 $\theta_u$ :上側帯波の位相  
 $\theta_l$ :下側帯波の位相

(4-3)

式(4-3)の第1項は搬送波、第2項は上側帯波、第3項は下側帯波をそれぞれ示す<sup>(19)-(29)</sup>。

AMラジオ信号の無ひずみ条件は、式(4-3)において上側帯波の振幅  $A_u$  と下側帯波振幅  $A_l$  との比が1であり、また、上側帯波の位相  $\theta_u$  と、下側帯波の位相  $\theta_l$  との位相差が0度するときである。

式(4-3)を整理すると式(4-4)が得られる。

$$\begin{aligned}
 S_{AM}(t) = & A_c \cos \omega_c t \\
 & + \{ A_u \cos (\omega_c + \omega_m)t \cdot \cos \theta_u - A_u \sin (\omega_c + \omega_m)t \cdot \sin \theta_u \} \\
 & + \{ A_l \cos (\omega_c - \omega_m)t \cdot \cos \theta_l + A_l \sin (\omega_c - \omega_m)t \cdot \sin \theta_l \}
 \end{aligned}
 \tag{4-4}$$

式(4-4)の第1項は搬送波を示し、第2項は上側帯波を示し、更に第3項は下側帯波を示す。

更に、式(4-4)を整理すると

$$\begin{aligned}
 S_{AM}(t) = & \{ A_c + (A_u \cos \theta_u + A_l \cos \theta_l) \cos \omega_m t \\
 & - (A_u \sin \theta_u + A_l \sin \theta_l) \sin \omega_m t \} \cos \omega_c t \\
 & + \{ (A_l \sin \theta_l - A_u \sin \theta_u) \cos \omega_m t \\
 & + (A_l \cos \theta_l - A_u \cos \theta_u) \sin \omega_m t \} \sin \omega_c t \\
 = & I(t) \cos \omega_c t + Q(t) \sin \omega_c t
 \end{aligned}
 \tag{4-5}$$

但し、

$$\begin{aligned} I(t) &= A_c + (A_u \cos \theta_u + A_1 \cos \theta_1) \cos \omega_m t \\ &\quad - (A_u \sin \theta_u + A_1 \sin \theta_1) \sin \omega_m t \\ Q(t) &= (A_1 \sin \theta_1 - A_u \sin \theta_u) \cos \omega_m t \\ &\quad + (A_1 \cos \theta_1 - A_u \cos \theta_u) \sin \omega_m t \end{aligned} \quad (4-6)$$

とした。

線形ひずみによって発生する I P M  $\Phi_L$  は、式 (4-5) の同相成分  $I(t)$  と、直交成分  $Q(t)$  とから、式 (4-7) で与えられる。

$$\Phi_L = \tan^{-1} \{Q(t)/I(t)\} \quad (4-7)$$

従って、 $\Phi_L$  は式 (4-8) で与えられる。

$$\Phi_L = \tan^{-1} \frac{(A_1 \sin \theta_1 - A_u \sin \theta_u) \cos \omega_m t + (A_1 \cos \theta_1 - A_u \cos \theta_u) \sin \omega_m t}{A_c + (A_u \cos \theta_u + A_1 \cos \theta_1) \cos \omega_m t - (A_u \sin \theta_u + A_1 \sin \theta_1) \sin \omega_m t} \quad (4-8)$$

#### 4. 4. 3 線形要素で発生する I P M

式 (4-8) は、上下側帯波の振幅差、及び位相差合わせもつ場合の I P M を示した。次に、振幅差のみをもつ場合、または、位相差のみをもつ場合についての I P M について解析する。

図4. 12は、空中線や整合回路等の線形要素で発生するIPMをベクトルで表現したものである。

図4. 12(a)は、上下両側帯波間で位相差 $\theta$ を持つ場合のIPMを記述した図である。直線OAは搬送波の基準位相を示し、直線BCは上下両側帯波間で位相差 $\theta$ を持つ場合の側帯波ベクトルを示す。点Aは、位相ひずみを持たない場合の搬送波の基準ベクトルの山側を示し、点Oは搬送波レベルが零の点を示している。点Cは上下両側帯波間で位相差 $\theta$ をもつ場合のAM被変調波の山側の尖頭値を示し、点BはAM被変調波の谷側の尖頭値を示している。図4. 12(b)は、振幅ひずみによって発生するIPMを表したものである。曲線FDGEは上下両側帯波の振幅差によって生ずる楕円の軌跡を表している。

上下両側帯波間に位相差 $\theta$ がある場合、被変調波の山側で生じるIPM $\phi_1$ は、

$$\phi_1 = \tan^{-1}(M \cdot \sin \theta / (1 + M \cdot \cos \theta))$$

但し、 $\theta$  : 上下両側帯波間の位相差  $|\theta_u - \theta_l|$

M.: 振幅変調度

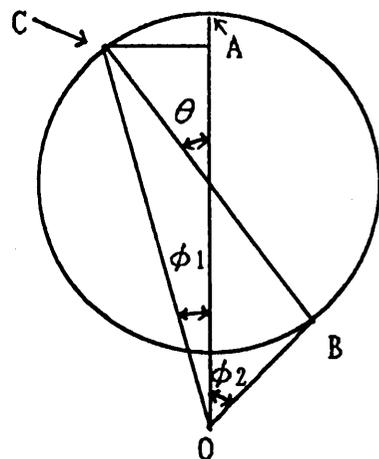
(4-9)

で与えられる。

被変調波の谷側ので生じるIPM $\phi_2$ は、式(4-10)で与えられる。

$$\phi_2 = \tan^{-1}(M \cdot \sin \theta / (1 - M \cdot \cos \theta))$$

(4-10)

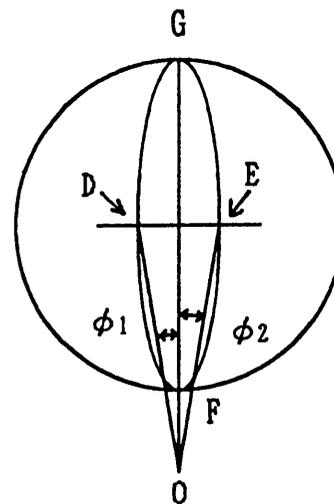


(a) 上下側帯波間で位相差をもつ伝送系での I P M 発生

位相差  $\theta$ 、I P M =  $\phi_1 + \phi_2$

$\phi_1$ : 被変調波の山側の I P M

$\phi_2$ : 被変調波の谷側の I P M



(b) 上下側帯波間で振幅差をもつ伝送系での I P M 発生

I P M =  $\phi_1 + \phi_2$

図 4. 12 直線ひずみによる I P M

また、図 4. 1 2 ( b ) に示すように、上下両側帯波間に振幅差がある場合、 $\phi_1$ と $\phi_2$ とは等しくなり、

$$\phi_1 = \phi_2 = \tan^{-1} | A_u - A_l | / A_c$$

但し、

$A_c$ : 搬送波の振幅

$A_u$ : 上側帯波

$A_l$ : 下側帯波

(4-11)

で与えられる。

従って、線形要素で発生する I P M  $\Phi_L$  は、それぞれ式 ( 4 - 1 2 ) で与えられる。

$$\Phi_L = \phi_1 + \phi_2$$

(4-12)

図 4. 1 3 は、振幅変調度が 90% のときの I P M を上下両側帯波の位相差  $\theta$  (  $|\theta_u - \theta_l|$  ) について計算した結果である。計算結果から I P M は、位相差  $\theta$  の増加に伴って増加している。

図 4. 1 4 は、振幅変調度が 90% のときの I P M を上下両側帯波のレベル差について計算した結果である。上下両側帯波レベル差  $|A_u - A_l|$  が 0.45 とは、90% の振幅変調時に片側の側帯波のみが完全に無くなった状態を示す。計算結果から I P M は、レベル差の増加に伴って増加している。

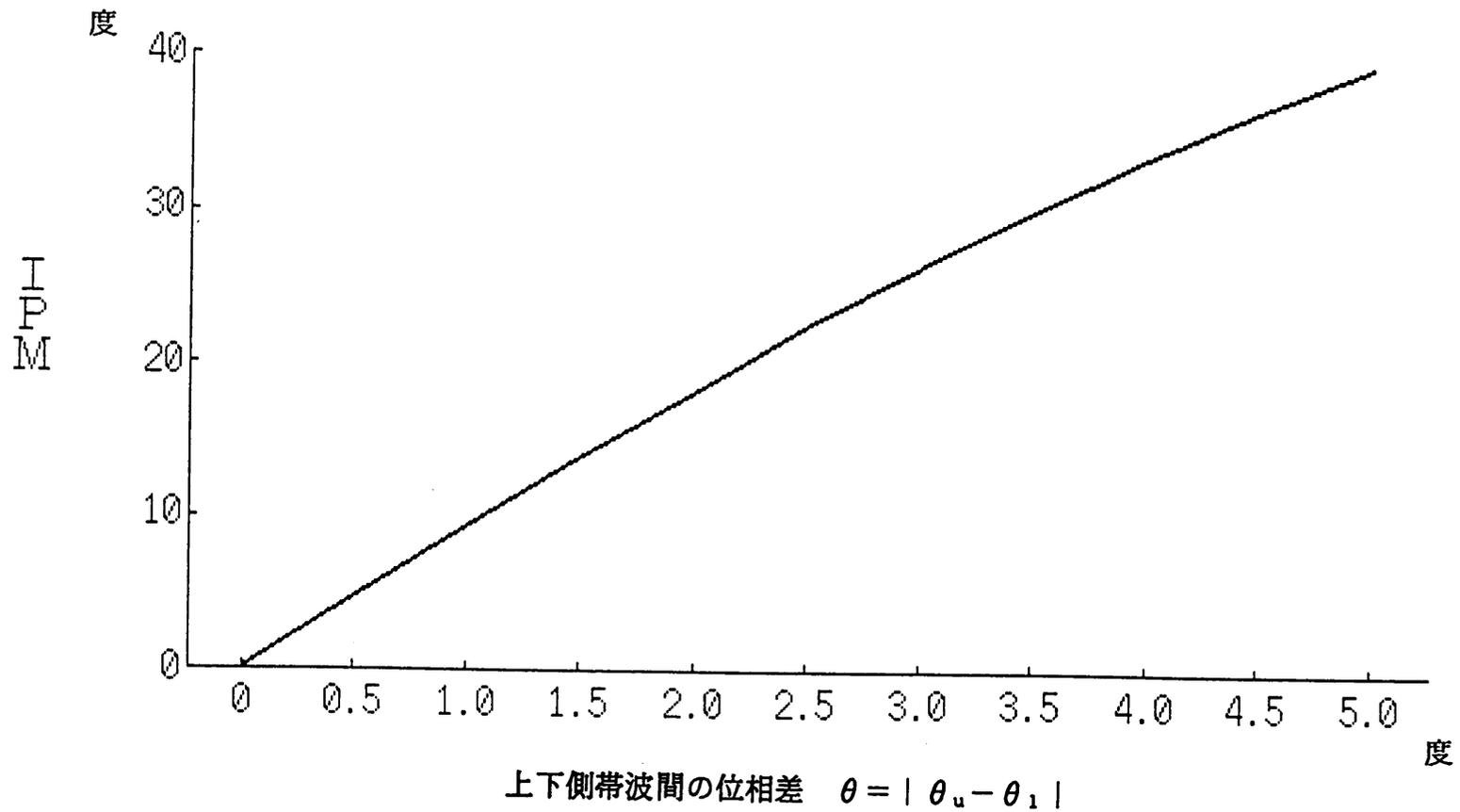


図 4. 13

上下側帯波の位相差と IPM の計算

振幅変調度 : 90%

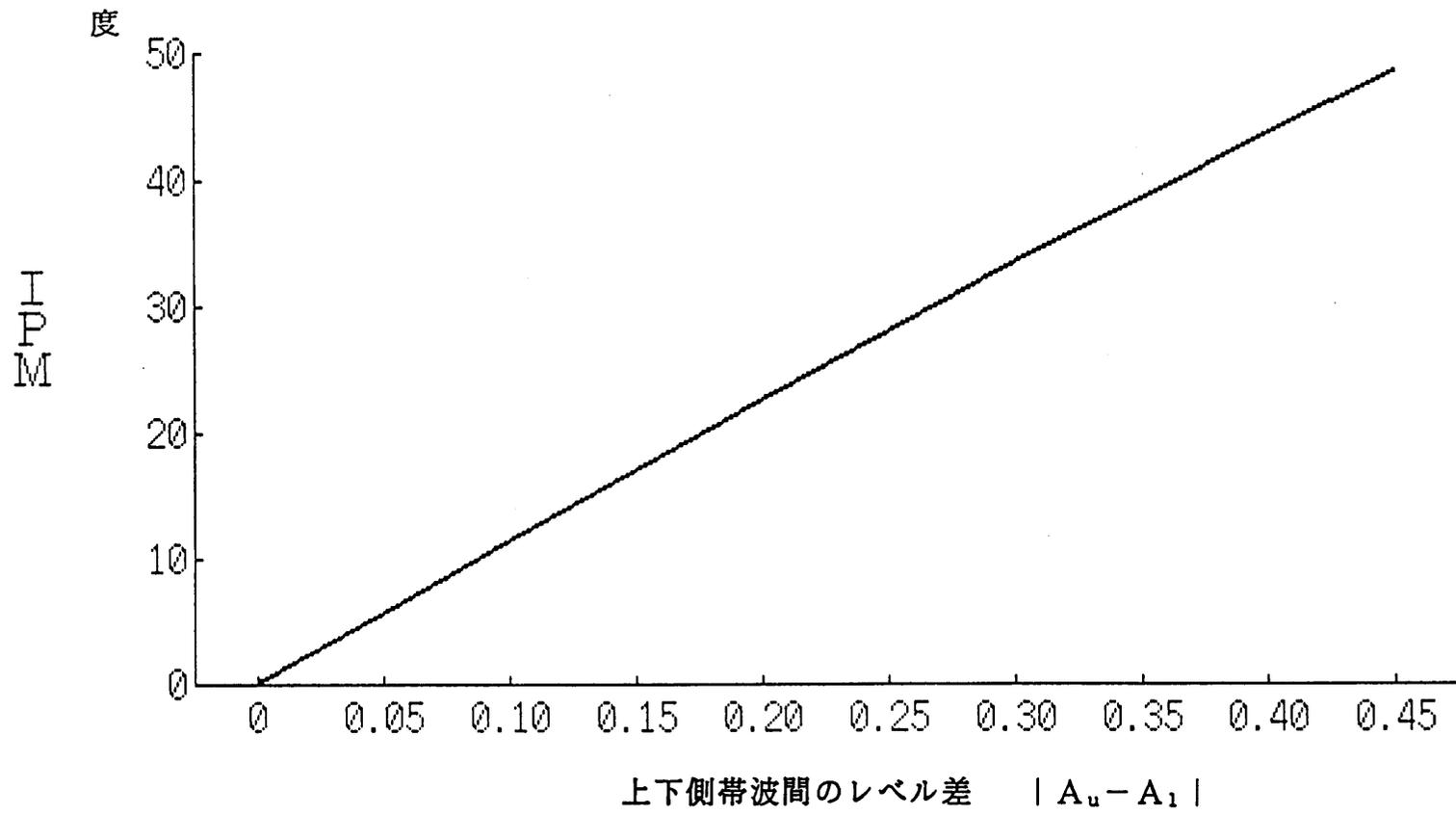
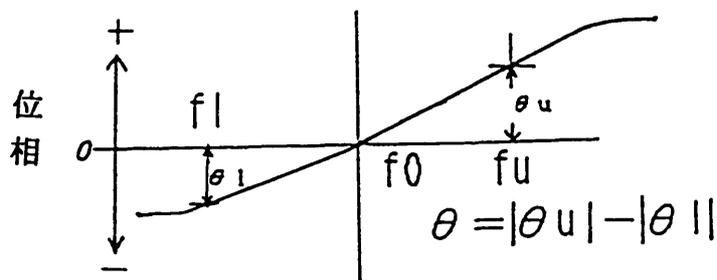


図 4. 1 4 上下側帯波のレベル差と IPM の計算  
振幅変調度：90%

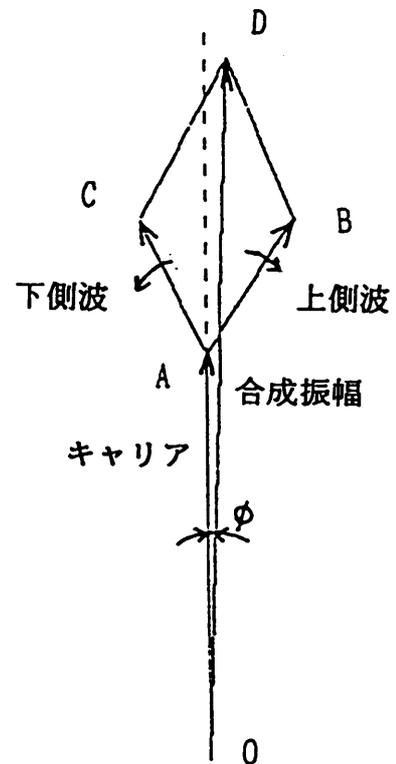
図4. 15 (a) は、伝送帯域内で上下両側帯波に対する位相特性の例を表現したものである。

上側帯波の基本波に対する位相差を  $\theta_u$ 、下側帯波の基本波に対する位相差を  $\theta_l$  とした。

図4. 15 (a) に示すように、周波数に対して位相差が直線的に変化すると仮定すれば、 $|\theta_u| = |\theta_l|$  である。しかし、共振周波数がずれて伝送特性がシフトした場合には、 $|\theta_u| \neq |\theta_l|$  となることがある。



(a) 位相差  $\theta$  のある場合



(b) 振幅差のある場合

### 図4. 15 中波上下両側帯波の振幅・位相ひずみとベクトル

図4. 15 (b) は、上下側両帯波間で振幅差がある場合の上下両側帯波の合成ベクトルである。上下両側帯波の振幅が異なると、搬送波との合成ベクトルは楕円軌跡を描き、その結果、被変調波は図4. 15 (b) に示すような位相ひずみ  $\phi$  を生じ

る。図4. 16は、上下両側帯波間に位相差 $\theta$ がある場合について、被変調波のエンベロープとIPMをベクトル表現したものである。

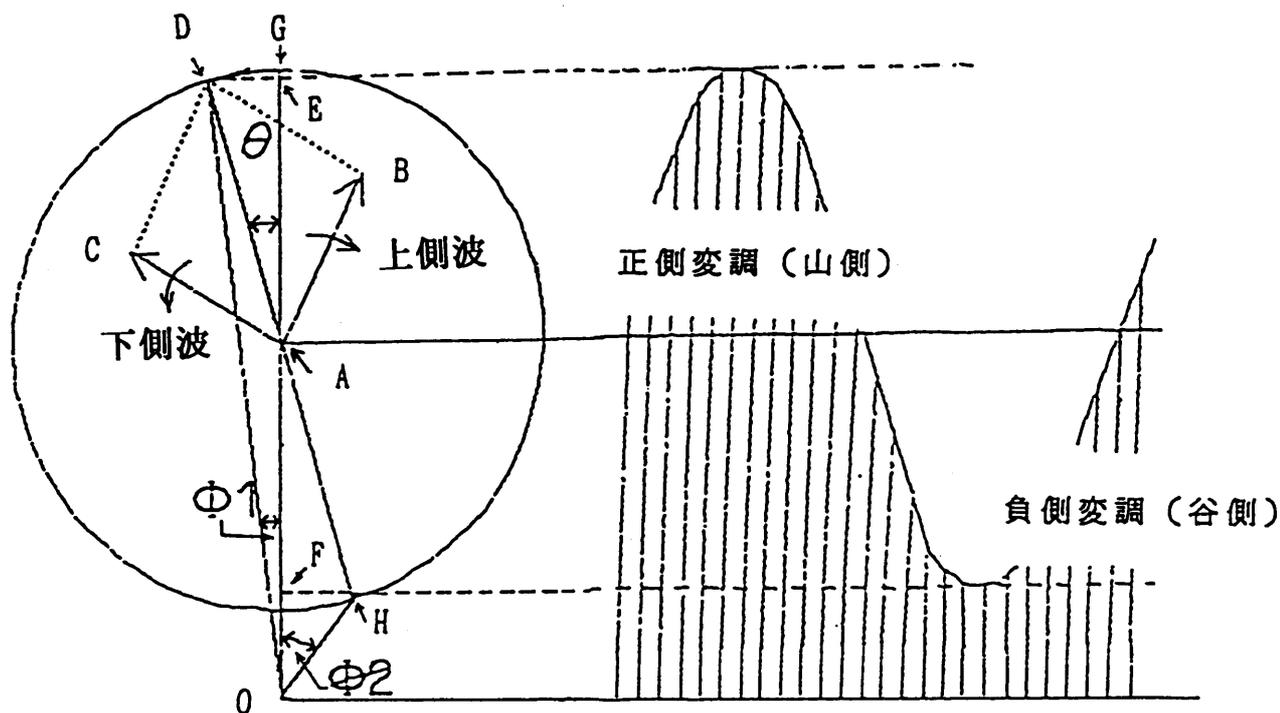


図4. 16 AM被変調波とIPM発生のベクトル表現

上下両側帯波の位相差 $\theta$ は、搬送波の位相基準ベクトルOGに対して直線DHとのなす角で表される。被変調波の負側変調レベル（谷側）は、円周上の点Hから直線OGに垂線を下ろした点Fに存在する。点Fと点Oが一致しない場合には、中波AMラジオ送信機の振幅変調度を100%以上にしても谷側の搬送波レベルが零にならない現象が発生する。このときのIPMは、山側では $\phi_1$ で与えられ、谷側では $\phi_2$ で与えられる。

図4. 17は、振幅変調度を90%とし、変調周波数をパラメータにして、真空管増幅器のIPMを測定したものである。

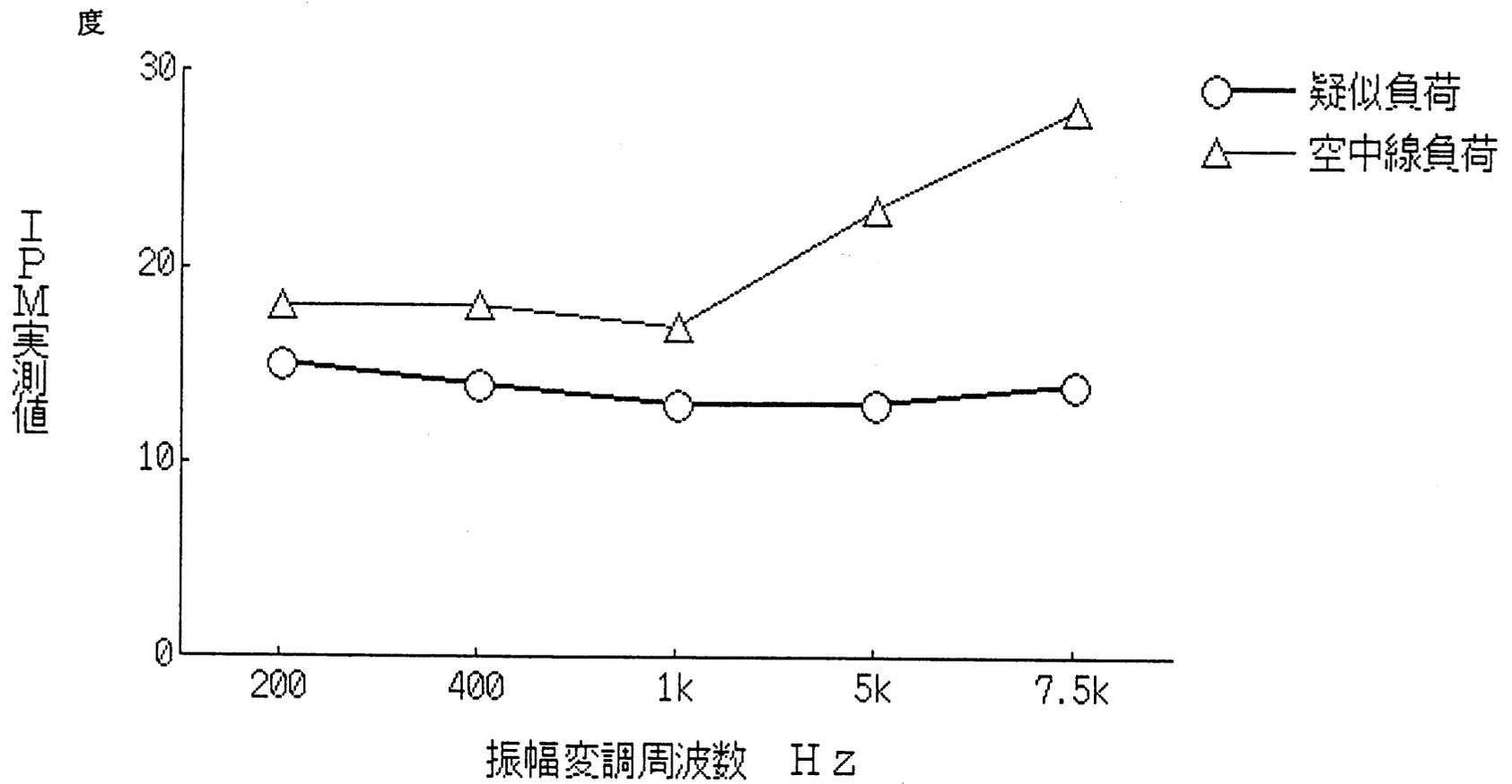


図 4. 17 疑似負荷と空中線負荷における  
振幅変調周波数に対する IPM の実測値

振幅変調度 : 90%

疑似負荷のインピーダンスは、ほぼ実数部のみであり周波数に対する依存性が少ない。そのため、変調周波数が 200Hz から 7.5kHz までに対して I P M は、約 15 度と一定である。一方、空中線負荷の場合には、変調周波数に増加に伴って I P M が増加する。空中線負荷で変調周波数が 200Hz のときの I P M は 18 度であるが、1kHz を越えると I P M は増加しはじめ、7.5kHz で 28 度となる。これは、変調周波数が高くなると、上下両側帯波間の位相差、及び振幅差の増加により I P M が増加するためと考えられる。実用的な範囲では、I P M を 20 度以下にする必要があり、変調周波数の高い領域では補償器を考慮する必要がある。本論文では、I P M の補償方式に関しては記述しない。

7.5kHz での疑似負荷での I P M 値は、図 4. 17 から約 15 度である。I P M が上下両側帯波の位相差で発生したとした場合、図 4. 13 から位相差は約 1.5 度となる。一方、I P M が上下両側帯波のレベル差で発生したとした場合には、図 4. 14 からレベル差は約 0.12 (上下両側帯波のレベル差: -2.96dB) となる。実際の I P M の測定では、位相差とレベル差の影響が混在しているが、伝送特性への干渉は、これら総合的な I P M で評価される。

#### 4. 4. 4 空中線特性と I P M

アンテナの入力インピーダンス  $Z_{in}$  は、角周波数、アンテナの長さ、アンテナエレメントの太さの関数である。これを式 (4-13) で表すことにする<sup>(30)</sup>。

$$Z_{in} = f(\omega, l, d)$$

但し、

$\omega$  : 角周波数

$l$  : アンテナの長さ

$d$  : アンテナの太さ

(4-13)

中波放送波帯でのアンテナ特性は、一般的に図4. 18のように表現することができる。

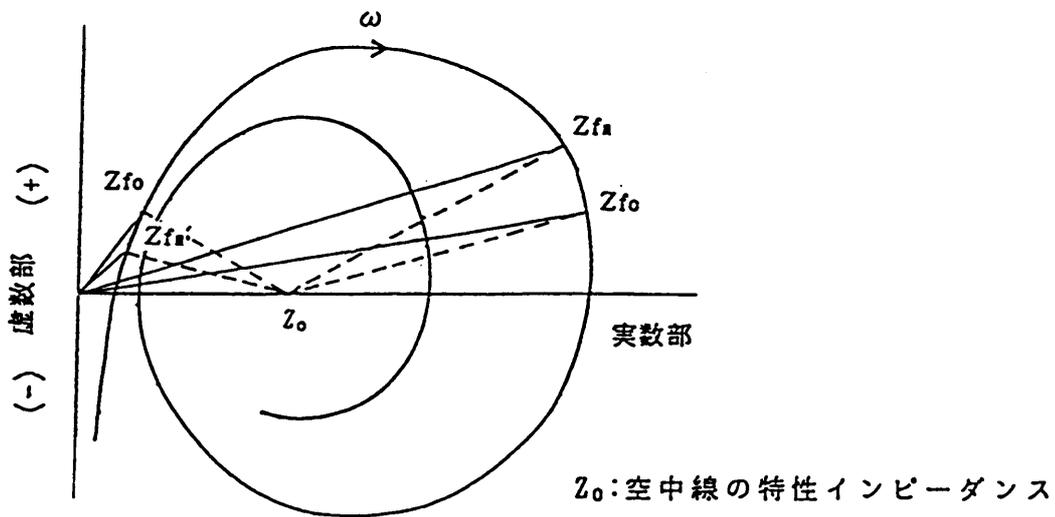


図4 18 中波空中線の周波数に対するインピーダンス特性  
(基部絶縁形の中波空中線特性)

周波数を無限大とした場合のインピーダンス軌跡の収束する点は、アンテナの特性インピーダンスとなることが知られている<sup>(31)</sup>。Z<sub>f<sub>0</sub></sub> は任意の周波数のアンテナの入力インピーダンスであり、Z<sub>f<sub>m</sub></sub> は周波数が f<sub>0</sub> から f<sub>m</sub> だけ離れた点のアンテナの入力インピーダンスである。

アンテナの入力インピーダンスの周波数に対する変化率は、 $|Z_{f_m} - Z_{f_0}| / |Z_{f_0}|$  で与えられ、図 4. 18 から読み取ることができる。変化率が大きい場合は、振幅変調に伴って発生する I P M が増加する。

#### 4. 4. 5 非線形ひずみと I P M の発生

本節では、中波 A M ラジオ送信機に使用されている高周波電力増幅器の非線形入出力特性によって発生する位相ひずみと振幅のひずみを考察する。増幅素子に非線形要素があると、振幅変調 (A M) を行うことによって、派生的位相変調 (I P M) が発生する。この I P M を  $\Phi_{N.o.n}$  (Non-linear系で発生するの位相ひずみ) と定義して解析を進める。振幅と位相ひずみ  $\Phi_{N.o.n}$  との関係を表すモデルとして、式 (4 - 15) を仮定する。

$$\Phi_{N.o.n} = K \{ I(t)^2 + Q(t)^2 \}^{n/2}$$

但し、

K : 定数

n : ひずみの次数

(4-15)

先に、式 (4 - 6) で定義した  $I(t)$ 、及び  $Q(t)$  を構成する上下両側帯波の振幅差、及び位相差が無いとして式 (4 - 15) を展開すると、式 (4 - 16) が得られる。

$$\Phi_{N_o.n} = K \{1 + M_o \cos \omega_m t\}^n$$

但し、

$M_o$ : 振幅変調度

$\omega_m$ : 変調信号の角周波数

$K$ : 定数

(4-16)

図4. 19は、半導体増幅器の変調度に対するIPMの測定結果と理論計算結果を示す。測定に用いた半導体増幅器は、振幅変調度が80%を越えると急激にIPMが増加している。測定値のひずみの次数  $n$  は、計算値との近似から約7と推定できた。

#### 4. 4. 6 MOS-FET増幅器のIPM

中波放送波帯AMラジオ送信機では、最終段の電力増幅器に主としてMOS-FETが用いられている。そこで、本文ではMOS-FETを使用した半導体増幅器を取り扱う。半導体増幅器では、振幅変調度に追従してMOS-FET段の電圧増幅率が変化し、その結果、ミラー効果による等価入力キャパシタンスが変化して、IPMが発生する<sup>(32), (33), (34)</sup>。

図4. 20は、MOS-FETを使用した電力増幅器及び変調増幅器の回路構成である。音声信号は変調増幅器で増幅される。また、高周波は、フルブリッジ形或いはハーフブリッジ形に構成された電力増幅器で増幅される。

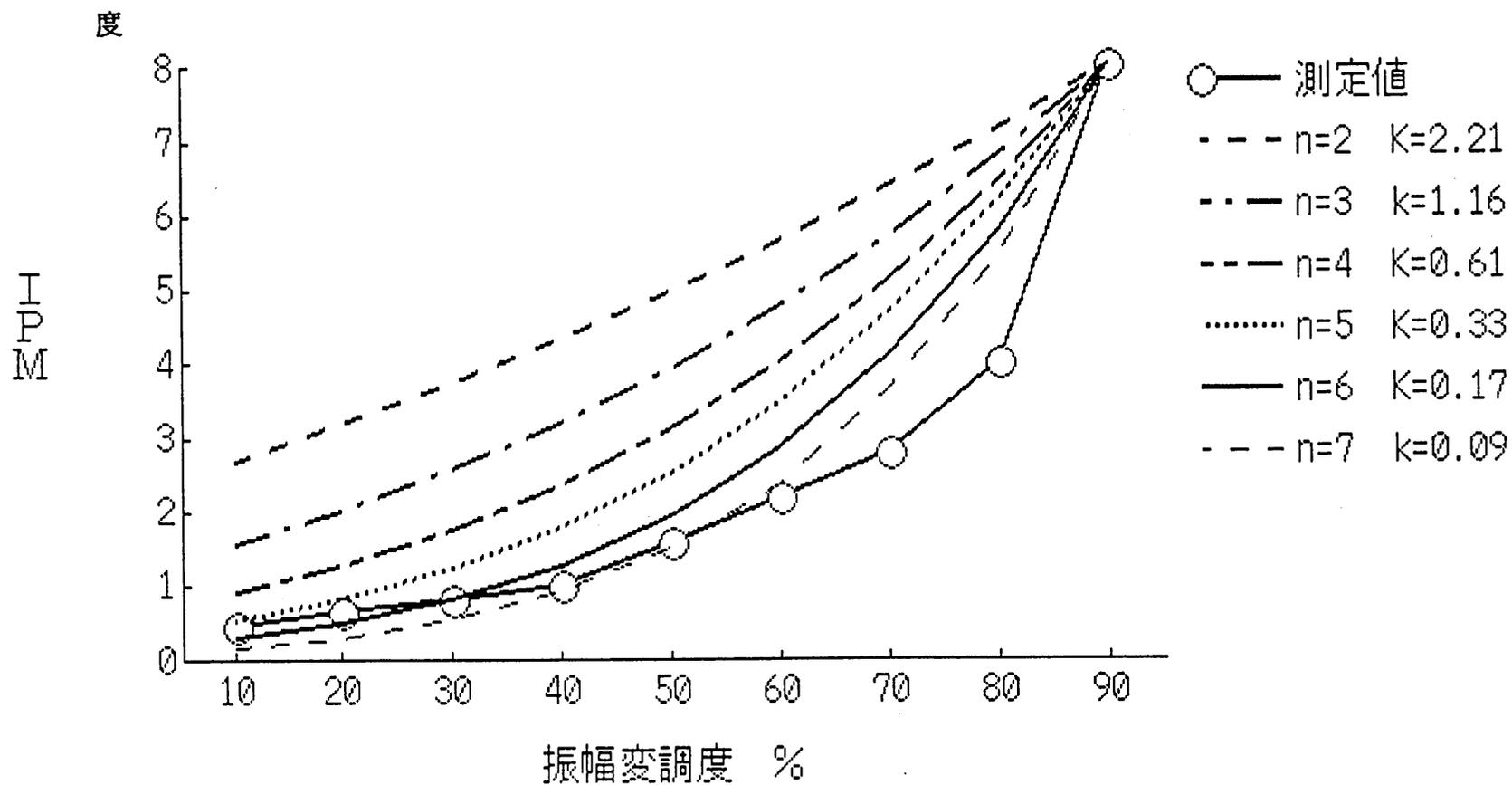


図 4. 19 振幅変調度に対する IPM の測定値と理論値の比較

振幅変調周波数 : 1kHz

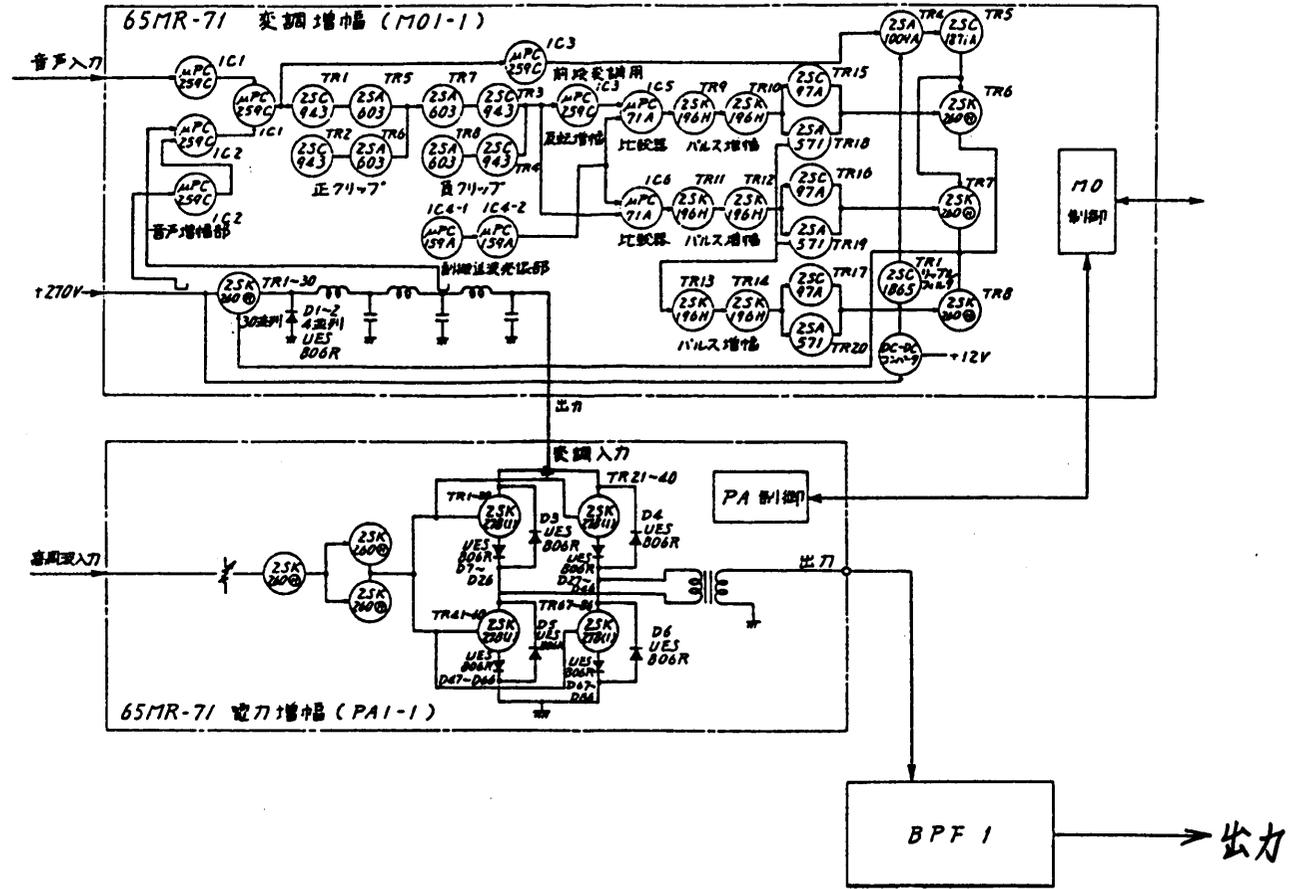
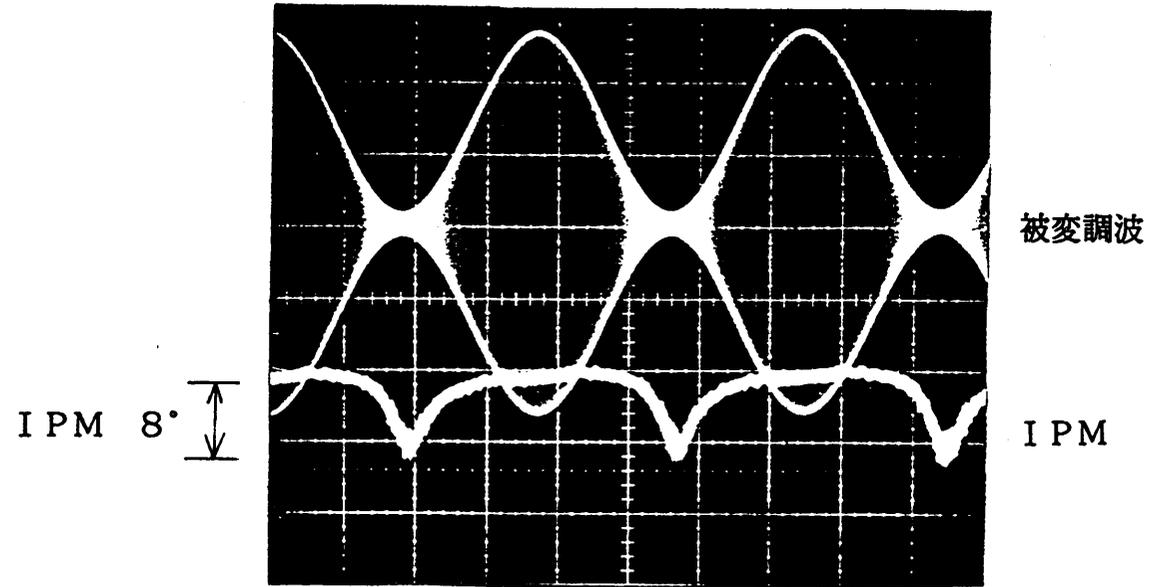


図 4. 20 中波放送波帯用固体形 AM ラジオ送信機の構成



100W 疑似負荷、変調周波数：200Hz、振幅変調度：95%、IPM：8°

図 4. 2 1 MOS-FET形AMラジオ送信機のIPM

I P Mは、高周波電力増幅器で発生する。図4. 21では電力増幅器で発生したI P Mを測定した実例である。

MOS-FET 式電力増幅器では、被変調波の山の部分でI P Mの値が一定である。一方、被変調波の谷の領域ではI P M値の増加が認められた。

#### 4. 5 まとめ

本章では、P S K信号を従来の中波放送波帯のA Mラジオ信号と多重して伝送する方式を検討し、A Mラジオ信号とP S K信号の干渉特性をP S K信号のアイ開口率、及び誤り率と、A Mラジオ信号のS N Rによって評価した。

- (1) データ伝送速度を2,400 bps、相数を4相、位相偏移を90度として、A Mラジオ信号の振幅変調度を40%から90%まで変化させて測定したアイ開口率は、85%から70%と振幅変調度が高いほど低下する。
- (2) データ伝送速度を2,400 bps、相数を4相、位相偏移を90度、振幅変調周波数を1 k H z、振幅変調度を90%としてアイ開口率を測定した結果、A Mラジオ信号からP S K信号に対しての影響は、多相のP S K信号ほど増加する。即ち、位相偏移を90度及び10度とした場合に、相数によるアイ開口率は、位相偏移が90度のときに、16相でアイ開口率が零となっている。また、位相偏移が10度のとき、2相P S K信号のアイ開口率は19%となっている。更に、位相偏移が10度のとき、相数が4相、

8相、16相においては、アイ開口率が零である。

- (3) データ伝送速度を1,200 bps、相数を4相、位相偏移を90度として、AMラジオ信号の振幅変調度を30%から90%まで変化させて測定した誤り率は、 $5.0 \times 10^{-5}$  から  $5.4 \times 10^{-2}$  と振幅変調度が高いほど増加する。
- (4) 測定データから、AMの変調度を60%以下とすれば、データ伝送速度を1,200bps、相数を4相、位相偏移を90度とたときに、デジタル伝送で目標とする誤り率 $10^{-4}$ 以下にすることができる。
- (5) PSK信号は、搬送波に振幅変調をかけたとき、被変調波の谷の部分で派生的に大きな位相変調を受ける。同一の位相偏移では、相数Mが大きいほど位相偏移間隔が  $1 / (M - 1)$  に従って狭くなるため、振幅変調による干渉の影響が顕著となってくる。
- (6) 測定に使用した中波AMラジオ送信機単体のSNRは57.3dBであり、中波の放送を行う上で必要な50dBを満足している。PSK信号の相数を4相、データ伝送速度を4,800bps、位相偏移を30度から150度と変化させたときの中波AMラジオ送信機のSNRは、57dBから42dBまで変化した。
- (7) 測定に使用した中波AMラジオ送信機の場合、AMラジオ信号に要求されるSNR50dBを達成するため、次の条件を満足する必要があることがわかった。
- ・ データ伝送速度を1,200bps、相数を2相と4相とした

場合には、位相偏移は120度以下としなければならない。

- ・ データ伝送速度を2,400bps、相数を4相とした場合には、位相偏移は90度以下としなければならない。
- ・ データ伝送速度を2,400bps、相数を2相とした場合には、位相偏移は30度以下としなければならない。

(8) 派生的位相変調 ( I P M ) は、中波放送波帯で P S K データ伝送方式を導入する場合に伝送特性を劣化させる要因となる。 I P M の発生には、2通りの原因があり、第1の原因としては、中波 A M ラジオ送信設備の空中線や整合回路等の線形回路で生ずるものが挙げられ、第2の原因としては、電力増幅器等の非線形回路で生ずるものが挙げられる。

## [参考文献]

- (1) K. Wakai, N. Moribe, Y. Nasu, H. Ikeda, J. Z. Li, "Digital Picture Code Transmission by Carrier Phase Modulation in AM Radio Transmitter", IEEE/SUPERCOMM, IEEE ICC'90, pp.1622-1626, (1990).
- (2) K. Wakai, J. Z. Li, T. Komatsu, H. Ikeda " Optimum Transmission of the Narrow Band PSK for Mobile Radio Services", IEEE International Synposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Comm., pp.160-165, (1991).
- (3) K. Wakai, J. Z. Li, T. Komatsu, H. Ikeda, J. Satoh, "Digital Code Transmission with Medium Wave AM Radio Transmitter", IEEE Phoenix Conference, pp. 3.3.4.1-3.3.4.8, pp. 0240-0247, (1992).
- (4) K. Wakai, J. Z. Li, H. Ikeda, "Narrow Band PSK Data Transmission in AM Radio Transmitter", IEEE ICCT'92 Beijing, pp. 05.06.1-05.06.4, (1992).
- (5) 若井、森部, "中波放送におけるデジタルコード伝送方式", 電気関係学会支部大会, 426, (1989).
- (6) 若井、李、池田、篠原、佐藤, "狭帯域 P S K によるコード伝送方式", 平成4年電気学会全国大会, 4-26, (1992).
- (7) K. Wakai, N. Moribe, Y. Nasu, H. Ikeda, J. Z. Li, "Measurement of AM TO PM Conversion in Medium Wave AM Transmitter", IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, Vol.4 of 4, pp.910-913, (1990).
- (8) 若井、渡部、尾形、太田, "中波送信機におけるIPMとステータ特性", TV学会研究会, ITEJ Technical Report Vol.15, No.9, pp.31-36, (1991).
- (9) 若井, "狭帯域 P S K 伝送と伝送路特性", 電子情報通信学会研究会, (CS91-94), (IE91-94), (1991).
- (10) 若井, "狭帯域 P S K 伝送方式と C N R", 電子情報通信学会研究会, (RCS91-56), (1992).
- (11) 若井、李、小松、池田, "ラジオ放送におけるデジタル画像コードの搬送波位相変調方式における伝送", 静岡大学電子科研報告, (1991).

- (12)室谷、山本、"デジタル無線通信", 産業図書, pp. 25-55, (1985).
- (13)K. Wakai, N. Moribe, Y. Nasu, H. Ikeda, J. Z. Li, "Measurement of Medium Wave AM Radio Signal Distortion due to AM TO PM Conversion in AM Radio Transmitter", SAN JOSE, IEEE/IMTC'90, IM90-2A4, (1990).
- (14)K. Wakai, T. Watabe, Y. Nasu, H. Ikeda, J. Z. Li, "Distortion due to Incidental Phase Modulation in AM Radio Transmitter for Stereophonic Broadcasting". IEEE/ICCS'90, pp. 28.9.1- 28.9.5, (1990).
- (15)若井、伊藤、森部, "中波放送器のAM-PM変換ひずみ測定器の開発", 電気学会全国大会, 466, (1987).  
森部、若井、他, "スペクトル分布による中波放送機のIPM解析", 電子情報通信学会全国大会, B-194, (1989).
- (16)若井、渡部、他, "中波AM-PMひずみ測定と測定精度", 電子情報通信学会全国大会, B-394, (1990).
- (17)若井、渡部、尾形、太田, "中波送信機におけるIPMとそれ特性", TV学会研究会 ITEJ Technical Report Vol. 15, No. 9, pp. 31-36, (1991).
- (18)田村孝男、大原光雄、稲富抱一、"AMステレオ方式の含有周波数帯域幅とS/N比", TV学会誌, 第35巻, 第10号, pp. 850-857, (1981).
- (19)Seiji Kuroki, "Effect of AM-PM conversion of TV Transmitter on Video Signals", IEEE Trans. on Broadcasting, Vol. BC-22, No. 3, pp. 53-63, (1976).
- (20)K. Wakai, T. Sugita, Y. Ogata, "Status Data Supervising Instrument for High Power Medium Wave AM Radio Transmitter", IEEE ICMC'92, Nanjing China, pp. 129-134, (1992).
- (21)尾形、溝上、若井、杉田, "中波方向性結合器による伝送特性の分析", H3電気学会全国大会, 432, (1991).
- (22)若井、杉田、尾形, "中波放送機出力監視装置の開発", 電子情報通信学会研究会, (RCS91-52), (1991).

- (23)尾形、若井、杉田, "中波ラジオ放送機総合監視装置",  
ITEJ Technical Report, Vol.16, No.17, pp.19-24,  
(1992).
- (24)若井、尾形、杉田, "中波放送機の実出力監視装置", 放送  
技術, Vol.45, No.8, pp.69-73, (1992).
- (25)若井、渡部、他, "中波高電力増幅器のIPM特性の解析",  
電気学会全国大会, 451, (1990).
- (26)K. Wakai, T. Sugita, Y. Ogata, "Status Data Supervising  
Instrument for High Power Medium Wave AM Radio  
Transmitter", IEEE ICMC'92 Proceedings of pp.129-  
134, (1992).
- (27)K. Wakai, T. Sugita, Y. Ogata, "A New Supervising  
Instrument for High Power Medium Wave AM Radio  
Transmitter", IEEE Transactions on Broadcasting,  
pp.172-176, (1992).
- (28)齊藤、"放送機のAM-PM変換と同期検波型映像復調  
器", TV学会無線研究会, RE77-18(1977-05), (1977).
- (29)本吉、"電子管動作解析について"、テレビジョン学会論文,  
Vol.44, No.6, pp.779-782, (1990).
- (30)遠藤、佐藤、永井, "アンテナ工学", 日刊工業新聞社、  
pp.51-60, (1969).
- (31)Ronold W.P. King, "Linear Antennas", Harverd  
University Press, pp.141-184, (1956).
- (32)提坂、田中, "回路技術者のための等価回路", 日本理  
工出版, pp.120-131, (1981).
- (33)Edwin S. Oxner, "Power Fets and Their Applications"  
Maruzen, pp.65-107, (1987).
- (34)佐藤、若井、渡部、小田、高沢, "位相制御型負荷変動緩  
衝システム", 1991電子情報通信学会, 春季大会, A-75,  
(1991).

## 第5章 結 論

### 5. 1 研究の要約

中波放送帯の音声のアナログ伝送に加えて、デジタルデータ伝送による新しいサービスを目指した方式について考察した。中波放送波帯を用いたAMラジオ信号とPSK信号との多重化伝送には、振幅変調のための搬送波を残してPSK伝送のできる低位相偏移形PSKデータ伝送方式が適している。そこで、中波放送波帯でのPSKデータ伝送の研究では、プロトタイプ形の低位相偏移形PSKデータ伝送装置を試作し、データを取りながら解析を行った。

特に、現状の中波放送波帯の送信機を用いて低位相偏移形PSKデータ伝送方式で画像や文字を伝送するときには、相数を2相、或いは4相とし、データ伝送速度を1,200bps、2,400bps、及び4,800bpsとすることが適しているとの結論を実験的に得た。

また、AMラジオ信号とPSK信号とを多重して伝送する場合には、AMラジオ信号の変調度を60%と以下として誤り率を $10^{-4}$ 以下にできることを確認した。更に、PSK信号からAMラジオ信号への干渉を避けるためには、PSK信号のデータ伝送速度を1,200bps、或いは2,400bpsとし、相数を2相、或いは4相とし、位相偏移を90度以下とすれば、AMラジオ信号のSNRを50dB以上にすることができるとの結論を実験的に得た。

以下に、各章で得られた結論を要約する。

## 5. 1. 1 デジタル伝送方式の変遷と本研究の位置づけ

第1章では、まず最近の移動体通信のデジタル伝送技術の活発な展開から、その市場動向を記述した。続いて、同じ狭帯域伝送メディアのひとつである中波放送波帯は、移動帯通信と同様にデジタルデータ伝送に使用することが可能であることを記述した。また、地上伝送系としての放送メディアの多重化サービスの現状を把握すると共に、放送サービスがアナログ伝送方式からデジタル伝送方式へと移行し始めた状況を記述した。

## 5. 1. 2 低位相偏移形 P S K データ伝送

第2章では、低位相偏移形 P S K 信号の一般式を与え、代表的な相数としての2相、4相、8相、及び16相の表示式を示した。低位相偏移形 P S K 信号は、搬送波の電力スペクトラムと  $\sin X / X$  の電力スペクトラムの合成で表現できることを数式によって示した。更に、多相 (M相) の低位相偏移形 P S K の電力スペクトラムの表示式を示した。

本表示式を用いて、データ伝送速度を 2,400bps、位相偏移を150度として、相数が2相、4相、8相、及び16相の場合について帯域内の各電力スペクトラムを計算して比較した。その結果、位相偏移角を一定とした場合、P S K 信号の周波数スペクトラムの伝送帯域幅は、相数を増加させると狭くなること

を示した。

### 5. 1. 3 低位相偏移形 P S K 信号の変復調方式

第3章では、低位相偏移形の P S K 信号を生成及び復調するためのエンコーダとデコーダの概要を記述し、更に、中波放送波帯における低位相偏移形 P S K 信号の伝送特性を評価した。

搬送波を低位相偏移で多相 P S K すれば、搬送波の電力スペクトラムに対して  $\sin X / X$  の電力スペクトラムを低く抑えることができる。中波放送波帯での最適データ伝送速度を決定するため、データ伝送速度、相数、及び位相偏移をパラメータとして与え、P S K 信号のスペクトラムを計算し、実験データと比較した。その結果、現状の中波放送システムを使ったデータ伝送の場合、データ伝送速度を 1200bps、2400bps、或いは 4,800bps に選び、相数を 2 相或いは 4 相とした場合、位相偏移を 90 度以上とすることが適当であるとの結論を得た。

低位相偏移形 P S K 方式では、位相偏移を 90 度～120 度の範囲に抑えているため、B P S K 方式に比較して等価的に C N R が低下することを指摘して解析した。B P S K 信号における

C N R の理論値を 0dB とすると、低位相偏移形 P S K の位相偏移が約 30 度以下になると、C N R 減少量が急激に増加する。

C N R の減少量は、2 相で 12dB 以上、4 相で 21dB 以上と増加する。B P S K 信号の伝送における所要の誤り率を  $10^{-4}$  とすると、B P S K 信号の理論的な C N R は、ほぼ 8.3dB となる。次に、C N R と伝送マージン、及び C N R と誤り率との関係を

それぞれ測定し、伝送に必要なパラメータを決定した。

実際の伝送装置を通過させたデータの品質を評価するため、中波放送波帯の A M ラジオ送信機を用い、50 オームの疑似負荷に 100W の高周波出力を吸収させて伝送系の特性を測定した。その結果、300bps のデータ伝送速度の場合には、復調波形にサグ (Sag) を伴っていることが認められた。このサグは、低域の群遅延時間特性の劣化によるためである。また、データ伝送速度が 9,600 bps の場合には、復調波形の立ち上がり、及び立ち下がり時間が著しく長くなっていることが認められた。これは、伝送系の帯域制限によって信号の高域成分が欠落したことによるものである。更に、誤り率を測定することによって、P S K 信号の伝送特性を定量的に評価した。

誤り率の測定では、データ伝送速度を 1,200bps、2,400bps、及び 4,800bps、相数を 2 相、及び 4 相としたとき、位相偏移が 90 度での誤り率は  $10^{-7}$  以下であった。

低位相偏移形 P S K データ伝送方式の応用の例として、静止画像の伝送実験を実施した。画像伝送では、1,200bps、2,400 bps、及び 4,800bps のデータ伝送速度で、いずれも良好な伝送結果を得た。データ伝送速度を 1,200bps、相数を 2 相とした場合、 $400 \times 640$  画素の静止画像を 1 枚あたり約 3 分の速度で送ることができた。

#### 5. 1. 4 P S K 信号と A M ラジオ信号との重畳方式

第 4 章は、P S K 信号を従来の A M ラジオ音声信号と多重し

て伝送する方式を検討した。

P S K 信号と A M ラジオ音声信号との重畳方式を採用することにより、 $\pm 7.5\text{kHz}$  の中波放送帯域内で P S K 信号と A M ラジオ信号とを同時に伝送できる。P S K 信号に A M ラジオ信号が加えられると周波数スペクトラムは広がる。P S K 信号のスペクトラムは、フィルタ (B P F) により帯域制限されると、上下側帯波間に振幅差及び位相差を生ずることがある。このときには、位相ひずみが発生するので、P S K 信号の誤り率が増加する。

A M ラジオ信号の伝送系から P S K 信号の伝送系への干渉は、搬送波を振幅変調するときを生じ、振幅変調時には被変調波の谷の部分 (振幅の最小になる部分) で大きな位相ひずみが発生する。このため、振幅変調しない場合に比較して P S K 信号の質は劣化する。そこで、A M ラジオ信号から P S K 信号に対する干渉を P S K 信号のデータ誤り率の増加、及びアイ開口率の劣化で評価した。その結果、干渉は振幅変調度が高くなる場合に増加することがわかった。P S K 信号の伝送帯域を必要以上に広げないため、位相偏移を 90 度としてデータ伝送速度を 1,200 bps、相数を 4 相として測定を行った。この場合、誤り率は、振幅変調度が 90% のとき  $5.4 \times 10^{-2}$  であるが、振幅変調度を 60% 以下にすると  $10^{-4}$  から  $10^{-5}$  と改善されることが判った。

P S K データ伝送系から A M ラジオ信号伝送系への干渉については、A M ラジオ信号の被変調波を復調した後、S N R を測

定することによって評価した。

測定結果から、S N Rを 50dB 以上確保するためには、データ伝送速度が1,200bps、相数が2相及び4相の場合、位相偏差を120度以下とする必要がある。また、データ伝送速度が2,400bpsで4相のときには、位相偏差を90度以下にする必要がある。更に、データ伝送速度が2,400bpsで2相の場合には、位相偏差を30度以下にする必要があることを実験的に示した。派生的位相変調 (I P M : Incidental Phase Modulation) は、A Mラジオ信号とP S K信号を多重して伝送する場合に、特性を劣化させる要因となる。そこで、中波送信設備のI P M発生プロセスを解析した。I P Mの発生には、2通りの原因があることを指摘した。即ち、第1の原因としては、送信設備のアンテナや整合回路等の線形回路で生ずるものが挙げられる。アンテナ整合系で発生するI P Mは、上下両側帯波間の振幅差及び位相差に起因しており、それを数式で示した。第2の原因としては、電力増幅器等の非線形回路で生ずるものであることを指摘し、半導体電力増幅器を例にとり、I P Mのひずみ定数を計算した。

## 5. 2 低位相偏差形P S K方式の応用と展開

中波放送波帯におけるP S K信号の伝送は新しく発展できるメディアであると考えられるので、本節で応用展開を考察しておく。

A Mラジオ信号とP S K信号との多重化方式では、従来方式に存在しない多くの付加価値を加えることが可能である。文字、

図形、或いは写真等の情報を付加すると、放送に記録性、及び保存性をもたせることができる。ラジオ放送に付加する静止画には、放送番組の補完利用としての音楽番組の楽譜や歌詞、教育番組のテキスト、或いはニュースのポイント解説などが考えられる。また、独立のデジタルデータとしては、各種経済情報、生活情報、催し物情報、或いは旅行案内などが考えられる。この他、特定の団体や個人向けに事業関係や学術関係の情報を提供することも可能である。即ち、個人が希望する情報として政治、経済、株式、天気予報、スポーツ、或いは地域に関する情報をカテゴリ別に受信器側でプリセットしておけば、活字情報として出力されるという仕組みも可能である。近年開発の著しい液晶型ディスプレイを、デジタル情報の小形軽量パーソナルモニタとして応用する方法が考えられる。更に、大形モニタ装置に対してもデジタルデータの受信装置を安価に組み込むことで、モニタの付加価値を高め市場への普及が可能である。

本論文で扱った低位相偏移形 P S K データ伝送方式は、今後の各種メディアの融合の中で、さまざまな応用の可能性と展開が期待できるものと考えられる。

# 付 録

## A. 1 演算シミュレーションリスト

A. 1. 1 低位相偏移形 P S K 信号のスペクトラム計算

A. 1. 2 位相偏移と C N R の増加量の計算

A. 1. 3 C N R と誤り率の計算

# A. 1 演算シミュレーションリスト

## A. 1. 1 低位相偏移形PSK信号のスペクトラム計算

```
1000 'PSK SUPECTRUM CALCULATION
1010 CS=0
1020 SI=0
1030 SCREEN 3,0:CLS 3
1040 CONSOLE 0,25,0,1 :WIDTH 80,25
1050 INPUT "HOW MANY PHASE (2,4,8,16)";SO
1060 INPUT "PHASE DEVIATION" ;P
1070 BN=3.1415*P/(2*(SO-1)*180)
1080 FOR M=0 TO (SO-2)/2 STEP 1
1090 CS=2*(COS((2*M+1)*BN))^2
1100 CN=CN+CS
1110 SI=2*(SIN((2*M+1)*BN))^2
1120 SN=SN+SI
1130 NEXT M
1140 B=0-10*.434*LOG(CN/SO) :PRINT (CN/SO)
1150 A=(SN/SO)^.5 :PRINT (SN/SO)
1160 IF SO=2 THEN T1=1 :GOTO 1210
1170 IF SO=4 THEN T1=2 :GOTO 1210
1180 IF SO=8 THEN T1=4 :GOTO 1210
1190 IF SO=16 THEN T1=8 ELSE 1050
1200 INPUT "TRANSMISSION RATE (300,1200,2400,4800,9600)";BPS
1210 IF BPS=300 THEN T2=256 :GOTO 1260
1220 IF BPS=1200 THEN T2=64 :GOTO 1260
1230 IF BPS=2400 THEN T2=32 :GOTO 1260
1240 IF BPS=4800 THEN T2=16 :GOTO 1260
1250 IF BPS=9600 THEN T2=8 ELSE 1200
1260 T=T1*T2*25/24
1270 CLS 3 : LOCATE 0,0 :PRINT SO ;BPS
1280 LOCATE 0,1 :PRINT P
1290 LINE (80,10)-(580,360),,B
1300 LINE (81,11)-(581,361),,B
1310 LINE (82,12)-(582,362),,B
1320 FOR M=1 TO 9
1330 LINE (80+50*M,360)-STEP(0,8)
1340 IF M>6 THEN 1390
1350 LINE (80,10+M*50)-STEP(-8,0)
1360 LOCATE 5,1+3*M :PRINT -(M-1)*10
1370 IF M>5 THEN 1390
1380 LOCATE 13*M,23:PRINT 10*(M-3)
1390 NEXT M
1400 LOCATE 70,23 :PRINT "(kHz)"
1410 LOCATE 4,2 :PRINT "(dB)"
1420 VIEW (80,10)-(580,360)
1430 WINDOW (-T,-10)-(T,60)
1440 FOR K=-T TO T STEP .01
1450 IF K=0 THEN S=A*10 :GOTO 1470
1460 S=(A*SIN(K)/K)^2
1470 SS=10*LOG(S)/LOG(10)
1480 CIRCLE (K,-SS),.06,6,,,F,6
1490 LINE (0,B)-(0,60),
1500 NEXT K
1510 END
```

## A. 1. 2 位相偏移とCNRの計算

```
1000 REM ---/* C/N */---
1010 DIM A(16,180)
1020 SCREEN 3,0:CLS 3
1030 CONSOLE 0,25,0,1:WIDTH 80,25
1040 WINDOW (0,0)-(180,50) :VIEW (30,30)-(570,330)
1050 LINE (0,0)-(180,50),,B
1060 LOCATE 73,22 :PRINT "(deg)"
1070 LOCATE 0,0 :PRINT "(dB)"
1080 FOR J=0 TO 6
1090 LINE (30*J,0)-(30*J,50) ,,,&H8080
1100 LINE (0,10*J)-(180,10*J),,,&H8080
1110 LOCATE 2+11*J,22 : PRINT 30*J
1120 IF J=6 THEN 1140
1130 LOCATE 0,1+4*J : PRINT 10*J
1140 NEXT J
1150 '
1160 '
1170 FOR F=1 TO 4
1180 FA=2^F
1190 LOCATE 72,(F-1)*2+2 :PRINT FA
1200 FOR C=1 TO 180
1210 CA=C*3.14159/180
1220 CB=1/SIN(CA/2/(FA-1))
1230 CN=20*LOG(CB)/LOG(10)
1240 A(FA,C)=CN
1250 CIRCLE (C,CN),.2 ,F
1260 NEXT C
1270 NEXT F
1280 LOCATE 2,24 :INPUT "CONTINUE " ;A$
1290 IF A$<>"Y" THEN 1380
1300 CLS 3
1310 FOR F=1 TO 4
1320 FA=2^F
1330 FOR K=1 TO 15
1340 PRINT USING "   ##.##   ";A(FA,10*K);
1350 NEXT K
1360 PRINT : PRINT
1370 NEXT F
1380 END
```

### A. 1.3 CNRと誤り率の計算

```
1000 ' --- SIMP ----
1010 SCREEN 3,0 : CLS 3
1020 CONSOLE 0,25,0,1 : WIDTH 80,25
1030 DIM CN(150)
1040 LINE (60,15)-(510,365),,B
1050 INPUT "ナンソウ デ スカ (2,4,8,16)";N
1060 IF N=2 THEN P=0 :GOTO 1100
1070 IF N=4 THEN P=7.18 :GOTO 1100
1080 IF N=8 THEN P=16.36 :GOTO 1100
1090 IF N=16 THEN P=20.89 ELSE 1050
1100 FOR J=0 TO 9
1110 LINE (60+J*50,15)-(60+J*50,365),,,&H8080
1120 LINE (60,15+50*(J+1))-(500,15+50*(J+1)),,,&H8080
1130 LOCATE 7+6*J,23 : PRINT 5*J
1140 IF J>7 THEN 1160
1150 LOCATE 3,1+3*J :PRINT -J-3
1160 NEXT J
1170 DEF FNF(X)=EXP(-(X^2)/2)
1180 FOR R=6.8 TO 13.1 STEP .1
1190 RR=SQR(2*10^(R/10))
1200 D=10
1210 N=2^8
1220 H=(D-RR)/N/2
1230 S=0
1240 FOR K=1 TO N
1250 XA=RR+2*(K-1)*H
1260 XB=XA+H
1270 XC=XB+H
1280 S=S+(FNF(XA)+FNF(XC)+4*FNF(XB))
1290 NEXT K
1300 S=S*H/3/SQR(2*3.14159265358979#)
1310 FOR I=10 TO 150 STEP 20
1320 II=I*3.141592613#/180
1330 CN(I)=20*LOG(1/SIN(II/2))/LOG(10)
1340 X=60+10*(R+2.98+CN(I)-3.01+P)
1350 Y=-135-50*LOG(S)/LOG(10)
1360 IF X>510 THEN 1380
1370 CIRCLE (X,Y),2,6
1380 NEXT I
1390 NEXT R
1400 LOCATE 66,23 :PRINT "(dB)"
1410 LOCATE 0,0 :PRINT "(10^)"
1420 END
```

## 参考論文（論文発表の実績）

題 名	著 者	発表学会誌等名	公 表	関連章
<b>有審査論文（学位論文を構成する論文）</b>				
1) Digital Picture Code Transmission by Carrier Phase Modulation in AM Radio Transmitter	K. Wakai N. Moribe Y. Nasu H. Ikeda J. Z. Li	IEEE ICC'90, Conference Record, pp. 1622-1626	1990. 4	第3章
2) Distortion due to Incidental Phase Modulation in AM Radio Transmitter for Stereophonic Broadcasting	K. Wakai T. Watabe Y. Nasu H. Ikeda J. Z. Li	IEEE/ICCS'90, Proceedings, pp. 28. 9. 1- 28. 9. 5	1990. 11	第4章
3) Measurement of AM to PM Conversion in Medium Wave AM Transmitter	K. Wakai N. Moribe Y. Nasu H. Ikeda J. Z. Li	IEEE Trans. on Instrumentation & Measurement, Vol. 4 of 4, pp. 910-913	1990. 12	第4章
4) Optimum Transmission of the Narrow Band PSK for Mobile Radio Services	K. Wakai J. Z. Li T. Komatsu H. Ikeda	IEEE International Symposium on Person- al, Indoor and Mobi- le Radio Comm., Symposium Proceed- ings, pp. 160-165	1991. 9	第1章 第3章 第5章
5) Digital Code Transmission with Medium Wave AM Radio Transmitter	K. Wakai J. Z. Li T. Komatsu H. Ikeda J. Satoh	IEEE Phoenix Conf., 1992 Proceedings, pp. 3. 3. 4. 1-3. 3. 4. 8	1992. 4	第2章 第3章 第4章
6) Detection System of the Narrow Band PSK Communication	K. Wakai J. Z. Li H. Ikeda	IEEE ICWC'92, 1992 Conference Proceed- ings, pp. 417-418	1992. 6	第3章

参 考 論 文				
題 名	著 者	発表学会誌等名	公 表	関連章
7) Status Data Supervising Instrument for High Power Medium Wave AM Radio Transmitter	<u>K. Wakai</u> T. Sugita Y. Ogata	IEEE ICMC'92 Nanjing China, Proceedings of pp.129-134	1992. 6	第4章
8) Narrow Band PSK Data Transmission in AM Radio Transmitter	<u>K. Wakai</u> J. Z. Li H. Ikeda	IEEE ICCT'92, Beijing Proceedings of pp. 05. 06. 1-05. 06. 4	1992. 9	第2章 第3章
9) A New Supervising Instrument for High Power Medium Wave AM Radio Transmitter	<u>K. Wakai</u> T. Sugita Y. Ogata	IEEE Trans. on Broadcasting, Vol. 38 No. 3, pp.172-176	1992-9	第4章
10) ラジオ放送におけるデジタル画像コードの搬送波位相変調方式における伝送	<u>若井、</u> 李、小松 池田	静岡大学電子科研報告	1991. 3	第2章 第3章 第4章 第5章
11) Encoding and Decoding Circuit for Narrow Band PSK Data Transmission via Optical Fiber	H. Ikeda <u>K. Wakai</u> H. Fujita J. Li H. Yoshida S. Shinohara	IEEE 36th Midwest Symposium on Circuit and Systems Proceedings pp. 1148-1151	1993. 8	第3章

# 謝 辞

最初に、本研究を行うにあたり貴重な御指導、御鞭撻を賜った静岡大学の池田弘明教授、並びに福田 明教授には、心から感謝申し上げます。

平成元年に、静岡大学として初めての社会人学生として大学院電子科学研究科に入学してからの6年近くの間、皆さまのご指導、ご鞭撻によって、ここに学位論文をまとめることができました。

論文をまとめるに当たって、多くの御指導をいただいた水品 静夫教授、宮川達夫教授、岡本尚道教授、及び篠原茂信教授には深く感謝申し上げます。また、本論文の作成に対して適切な助言を下されたNHK技術局の生岩量久博士、土屋守氏、及び有川寛氏に感謝いたします。更に、本論文作成に関して親切に御援助下さった、吉田博文技官、及び澤木年子教務員にも感謝申し上げます。

1 9 9 5 年 1 月