

Title	位相シフトキーイング変調方式における搬送波再生系 に関する研究
Author(s)	藤野, 忠
Citation	大阪大学, 1985, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/2476
rights	
Note	

# Osaka University Knowledge Archive : OUKA

https://ir.library.osaka-u.ac.jp/

Osaka University

# 位相シフトキーイング変態方式における

# 搬送波再生系に属する研究





# 位相シフトキーイング変調方式における

搬送波再生系に関する研究

## 昭和60年3月

# 藤 野 忠

#### 内 容 梗 概

近年,ディジタル無線通信の発展はめざましいものがあり,PCM通信やデータ通信を基 盤としてディジタル統合通信網や計算機網,更にはテレビ会議網など高度情報社会の到来 に向けて,その一翼をになうべく広く活用されようとしている。この中にあって,ディジ タル無線システムのための変復調は欠くことのできないものである。特に,位相シフトキ ーイング(PSK:Phase Shift Keying)変調方式を用いた変復調は衛星通信や地上 無線などにおいて幅広く活用され,今後も活用され続けるであろう。

本論文は、筆者が行ったディジタル無線通信におけるPSK変調方式の搬送波再生系に 関する研究の成果をまとめたものである。本論文は7章より構成されている。本研究の目 的は、時分割多元接続(TDMA:Time Division Multiple Access)方式などに 用いられるPSK変調信号のバースト伝送に適応するPSK変復調系の動作、及びそれに かかわるもろもろの伝送特性について明らかにすることであり、特に、

- 再生搬送波の静的な位相誤差や動的な位相ジッタ、サイクルスリップが、符号誤り 率やユニークワード・ミス検出確率に及ぼす影響、
- 2) バースト伝送に対する,再生搬送波の位相ジッタの大きさやサイクルスリップ発生 確率の過渡応答.
- 3) 搬送波再生系の逓倍回路で発生するパターン雑音の大きさ,

など、搬送波再生系を中心とした考察を行うことである。

第1章は本論文全体にわたる序論である。PSK変調方式に関する研究のあらましを述べ,これらの研究課題を整理し、本研究の意義及び位置づけを明らかにしている。

第2章では、PSK変調信号及び雑音に関する基礎的な考察を行っている。始めに本論 文で扱う変復調系の構成を述べている。受信部の搬送波再生系は、バースト伝送の際よく適 用される"周波数逓倍/狭帯域フィルタ/分周"方式を仮定している。次に、第3章以降 で展開される理論及び実験的考察の前準備として、PSK変調信号及び雑音に関する一般 論を述べている。定常状態における逓倍動作、サイクルスリップ発生確率、符号誤り率な ど、既に明らかにされている諸理論について整理すると共に、実験を行って理論と比較し ている。特に逓倍動作については、その入出力CN比特性(CN比=搬送波電力対雑音電 力比)に関し,無変調信号プラスガウス雑音の4 逓倍の実験結果がその理論値とよく一致 することのみならず,2相PSK変調信号プラスガウス雑音の4 逓倍の実験結果も無変調 信号プラスガウス雑音の4 逓倍の理論値と近似的によく一致することを示している。これ に対し,4相PSK変調信号プラスガウス雑音の4 逓倍の実験では,入力CN比→大で出 力CN比は理論値と一致しないことを示し,この不一致性はいわゆるパターン雑音に起因 することを示唆している。パターン雑音については第5章で詳述している。またサイクル スリップ発生確率については,狭帯域フィルタの雑音帯域幅が同じでも振幅スカート特性 が急峻なほど小さく良好な特性を与える傾向のあることを示している。

第3章では、バースト伝送に対する再生搬送波の過渡応答について考察している。 TDMA方式などにおいては、着目しているバースト信号の直前に先行バースト信号が配置 されることがよくある。このような場合、再生搬送波は先行バースト信号によって干渉を 受ける。本章ではこの干渉の影響を考慮に入れて、

1) 搬送波再生系の狭帯域フィルタ出力のCN比,

2) 再生搬送波位相の確率密度関数,

3) 符号誤り率,

4) 再生搬送波のサイクルスリップ発生確率,

などの諸特性のバースト伝送に対する過渡応答特性を理論的に明らかにすると共に、一部 については実験によって確かめている。また過渡応答の収束性については狭帯域フィルタ の特性に依存し、同じ雑音帯域幅でも振幅スカート特性の緩やかなほど速く収束する傾向 のあることを示している。またこのことは狭帯域フィルタの構成を定める上で、第2章の サイクルスリップ発生確率の場合と相反する関係にあり、両者を考慮すると、フィルタの 構成には、2つの単同調回路(タンク)を縦続に接続した回路が良いと思われることを述 べている。またサイクルスリップ発生確率については既にS.O.Riceが定常解として、 " $B_{rms} \times erfc \sqrt{狭帯域フィルタ出力CN比}$ "、( $B_{rms} = 狭帯域フィルタのrms 帯域幅$ )、 を与えているが、本章で得られた過渡解では単に上式の"CN比"を"パースト伝送に対 する過渡的CN比"に置き換えるだけでは不十分で、これ以外に" $B_{rms}$ "を時間関数に置 き換える必要のあることを示している。

第4章では、再生搬送波の位相ジッタやサイクルスリップの現象と、それらのユニーク ワード(UW:Unique Word)・ミス検出に及ぼす影響について考察している。始めに

-II-

再生搬送波の位相ジッタやサイクルスリップ発生期間中の位相の動きについて理論的に考 察している。次にこの結果を用いて,再生搬送波に位相ジッタやサイクルスリップが存在 する場合,これらがUW ミス検出に多大の影響を及ぼすことを理論的に明らかにすると共 に,実験によって確かめている。考察の結果,再生搬送波に上記の位相ジッタやサイクル スリップが存在する場合,UW 長を長くすれば,それに伴いUW ミス検出確率は始めの内 は良好になるが,ある値を越えてUW 長を長くしても,UW ミス検出確率は一定値に留ま ってそれ以上良好にならず,UW ミス検出確率はUW 長の増加に対してボトミング効果を 呈することを明らかにしている。

第5章では、搬送波再生系における逓倍動作に関し、4相PSK 変調信号の周波数4通 倍で発生するパターン雑音を計算機シミュレーションによって考察している。再生搬送波 に付随する雑音はこれまでに述べられた回線ガウス雑音に起因する雑音のほかに、いわゆ るパターン雑音がある。これは帯域制限されたPSK変調信号が逓倍された際,信号その ものによって生ずる雑音であり、再生搬送波に伴う雑音としては、逓倍回路入力のCN比 が大きい場合、このパターン雑音が支配的となる。逓倍回路入力の受信PSK変調信号の スペクトルは全余弦及び平方根余弦のロールオフを仮定し、ロールオフ率は0~100% を対象としている。また逓倍の非線形素子はメモリのない |・|<sup>r</sup>素子(r=4及び0)を 仮定している。シミュレーションの結果、ロールオフ率や非線形素子のクラス(rの値) にかかわらず、また PSK変調信号のスペクトルの形状(全余弦ロールオフ又は平方根余 弦ロールオフ)にかかわらず、パターン雑音の直交成分の大きさは同相成分の大きさに比 べて小さく、またロールオフ率が大きいほどパターン雑音の発生する量が小さいことを明 らかにしている。

第6章では、レート2/3の符号化8相PSK伝送系に及ぼす再生搬送波の位相誤差及 び位相ジッタの影響について考察している。この伝送系はレート2/3のたたみ込み符号 化で増えた符号化器出力シンボルのビット数を、1シンボル当りの変調位相数の増加に対 応させることによって誤り訂正機能を保持させる方式であり、1シンボル当り2情報ビッ トを伝送するという点では4相PSK伝送と同じであるが、4相伝送よりも良好な符号誤 り率特性を与えるものである。始めに再生搬送波の位相誤差の関数として符号誤り率、及 び等価CN比劣化量の一般式を理論的に導出している。次に、 $\mathscr{E}_b/\mathscr{N}_0 \rightarrow \infty$  ( $\mathscr{E}_b/\mathscr{N}_0 = 1$ 情 報ビットのエネルギー対受信雑音電力スペクトル密度比)における漸近的等価CN比劣化

 $-\mathbf{II}-$ 

量の一般式を理論的に導出し、これの簡易計算法を提案している。これらの一般式を計算 した結果、

- 1) 符号誤り率は一般に位相誤差の=0に対して非対称であり,
- 2) 位相誤差のや位相ジッタの<sub>rms</sub>に対する符号誤り率の劣化特性はたたみ込み符号化則 そのものに依存し,
- 3) 特にレート2/3の符号化8相PSK 伝送系に対して大きい符号化利得を与えるといわれているUngerboeckの符号化則の場合は、4相PSK 伝送の場合に比べて、符号誤り率は、位相誤差の増加に対してより大きく劣化し、また $\sigma_{rms} \ge 2 3^\circ$ で急激に劣化現象を呈する、

などのことを明らかにしている。

第7章は本論文全体にわたる結論であり、結果を要約し、今後の問題についてもふれている。

## 関連発表論 文

#### A. 投稿論文

- (A1) 藤野, 梅田:
  - " TDMA衛星通信用の4相PSK変復調系に関する考察 "

電子通信学会論文誌(B), Vol.63-B, No.8, pp.775-782

(1980-08)(論文)

(A2) 藤野, 梅田, 山崎:

"符号化 8 相 PSK 伝送系に及ぼす再生搬送波の位相誤差及びジッタの影響"
電子通信学会論文誌(B), Vol. J67-B, No.10, pp.1095-1102
(1984-10)(論文)

(A3) 藤野, 梅田:

"サイクルスリップ発生確率の過渡特性"

電子通信学会論文誌(B), Vol. J64-B, No.6, pp. 554-555 (1981-06)(技術談話室)

(A4) 藤野, 梅田:

"低受信 CN 比動作用の PCM-PSK-TDMA 復調器の一提案"

電子通信学会論文誌(B), Vol.62-B, No.4, pp.438-439

(1979-04)(技術談話室)

(A5) 藤野, 岡野:

"20GHz 帯四相位相変調器の波形応答"

電子通信学会論文誌(B), Vol.57-B, No.4, pp.265-267

(1974-04)(技術談話室)

(A6) T.Fujino and Y.Umeda:

"Effects of jitter and cycle slipping of phase reference upon unique word missed detection in QPSK systems"

IEEE Journal on Selected Areas in Communications,

-V-

Vol. SAC-1, No. 1, pp. 95-102(1983-01)(Paper) (A7) T. Fujino, Y. Moritani and Y. Umeda:

> "Self-noise produced by quadrupling of QPSK signals" IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-18, No. 5, pp. 701-704(1982-09)(Correspondence)

(A8) T. Fujino, Y. Umeda and E. Yamazaki:

"Transient probability response of cycle slip occurrence in the PSK-TDMA carrier recovery" IEE Proceedings, *Vol. 131*, Part F, No. 7, pp. 729-733(1984-12)(Paper)

B. 国際会議講演論文

(B1) T. Fujino and Y. Umeda:

"Effects of jitter and cycle slipping of phase reference upon unique word missed detection in QPSK systems"

AIAA 9th Communications Satellite Systems Conference, San Diego, pp. 92-99(1982-03)(著者口頭発表)

(B2) G. Dill, K. Hodson, C. Burwell, R. Edy, Y. Umeda, T. Fujino,
 H. Ito and S. Tachikawa :

"120-Mbit/s TDMA test bed"

4 th International Conference on Digital Satellite Communications, Montreal, pp. 291-298(1978-10)

(.B3) K.Kawakami, K. Irie, M. Nakanishi and T.Fujino:

"Some consideration on the transmission parameter for the digital domestic satellite communication system" 3rd International Conference on Digital Satellite Communications, Kyoto, pp. 354-362(1975-11)

-VI-

- C. 電子通信学会関係講演論文
  - (C1) 藤野, 伊藤, 岡野, 尾形, 陶山, 鍜治:

"準ミリ波帯PSKの動作原理の一考察"

輻射科学研究会資料(1971-02)

(C2) 藤野, 町野, 尾形:

"準ミリ波帯高速位相変調器"

電気関係学会関西支部連合大会、G7-10(1971-10)

(C3) 藤野, 町野, 尾形:

"MIC化20GHz PCM変調器"

電子通信学会マイクロ波研究会資料,MW72-48(1972-07)

(C4) 藤野, 町野, 岡野, 尾形, 池川:

"準ミリ波帯位相変調器に関する一検討"

電子通信学会全国大会,1906(1973-03)

(C5) 藤野, 岡野, ミスラ:

" 位相変調器に関する一検討 "

電子通信学会マイクロ波研究会資料, MW73-5(1973-04)

(C6) 藤野,田中,繁田,岡野:

"20GHz 带四相位相変調器"

電子通信学会全国大会, 2269(1974-07)

(C7) 藤野,梅田:

"TDMA衛星通信用PSK復調器に関する一検討"

電子通信学会技術研究報告(通信方式), CS 7 7-116(197 7-10)

(C8) 藤野,梅田:

"TDMA 用搬送波再生回路に関する一考察"

電気関係学会関西支部連合大会,G7-5(1979-11)

(C9) 藤野,梅田:

"TDMA衛星通信用4相PSK変復調器に関する二・三の考察"

電子通信学会技術研究報告(通信方式),CS79-186(1979-12)

$$-\mathbf{W}$$

(C10) 藤野,梅田:

"バーストPSК信号プラス定常ガウス雑音の4逓倍"

電子通信学会技術研究報告(通信方式), CS80-156(1980-11) (C11) 藤野,梅田:

"TDMA 搬送波再生器に関する一提案"

電子通信学会総合全国大会, 2081(1981-04)

(C12) 藤野,梅田:

"QPSK系における再生基準位相雑音のユニークワードミス検出に与える 影響"

電子通信学会技術研究報告(通信方式), CS81-7(1981-04)

#### D. 業界誌論文

(D1) 梅田, 藤野, 森谷, 三宅, 村上:

" 衛星通信用 120 Mbit/s 4相PSK 変復調装置"

三菱電機技報, Vol.53, pp.904-908 (1979-12)

(D2) T. Fujino and Y. Umeda:

"A 120 Mbps QPSK modem for satellite

communications"

Mitsubishi Electric Advance, Vol.12, pp.25-27

(1980 - 06)

第1章	序	論	1
1. 1	PS	SK変調方式の概念	1
1. 2	ΡS	SK変調方式に関連する信号及び雑音の研究の歴史	2
1. 3	ΡS	SK変調方式の研究の歴史	3
1.4	ΡS	SK変調方式の研究課題	6
1. 5	本硕	研究の意義と位置づけ	7
第2章	ΡS	SK 変調信号及び雑音に関する基礎的考察	9
2. 1	序	言	9
2. 2	ΡS	SK変復調系の構成	9
2. 3	搬送	送波再生系	12
2. 3	. 1	狭帯域フィルタ出力CN比及び再生搬送波位相の確率密度関数 …	14
2. 3	. 2	再生搬送波のサイクルスリップ発生確率	16
2. 3	. 3	数値計算と実験	17
2.4	符号	号誤り率	22
2. 4	. 1	絶対位相変調・同期検波PSK伝送の符号誤り率	22
2. 4	. 2	差動符号化位相変調・同期検波PSK伝送の符号誤り率	25
2. 4	. 3	数値計算と実験	26
2. 5	結	言	2 8
第3章	ΡS	SK変調信号のバースト伝送に対する再生搬送波の過渡応答	29
3. 1	序	言	29
3. 2	狭青	帯域フィルタ出力の信号及び雑音の応答	32
3. 2	. 1	着目バースト信号( s × s )及び先行バースト信号( I × I ) …	32
3. 2	. 2	定常雜音(N×N)	33
3. 2	. 3	バースト雑音( S × N )及び先行バースト雑音( I × N )	36

-i -

	3	. 3	狭帯	「域っ	イルタ	×出ナ	CN	比及	反び再	手生	般送	波位	相の	)確率	密度	関数	い	過渡		
			応答	÷		• • • • • • •	• • • • • • • •	••••	•••••	•••••	•••••	••••	•••••		• • • • • • •	•••••	• • • • •		•••	39
	3.	. 4	サイ	クル	マリッ	,プ発	生確	率の	の過渡	度応	答	••••	• • • • • •			• • • • • •	• • • • •	•••••	•••	42
	3.	. 5	過渡	〔応答	「の評価	fi ••	• • • • • • • •		•••••	•••••	•••••	••••	• • • • • • •	• • • • • •		•••••	••••		•••	48
		3. 5.	. 1	符号	誤り率	<b>ミ</b> によ	る再	生	般送汤	支位;	相の	確率	密度	复関数	女の評	価	••••		•••	48
		3. 5	. 2	サイ	クルフ	、リッ	プ発	生命	潅率の	D評(	価	• • • • • • •		• • • • • •			• • • • •	•••••	•••	50
	3.	. 6	結	言		• • • • • • •	• • • • • • •	••••	•••••	• • • • •	• • • • • •	••••	• • • • • •				• • • • •		•••	52
第	4	章	再生	Ξ搬送	波の位	ェ相ジ	ッタ	及て	びサイ	ィク	ルス	リッ	プ羽	見象と	こそれ	, <i>Б</i> .	)ユ.	=-	ク	
			ワー	・ド・	ミス核	後出に	及ぼ	す景	影響	••••	• • • • • • •	••••			• • • • • • •		••••	•••••	•••	53
	4	. 1	序	1 1 1	····	• • • • • •	• • • • • • •	••••	•••••		•••••	••••		• • • • • •	• • • • • • •	••••		•••••	•••	53
	4.	2	再生	搬送	波の位	【相ジ	ッタ	とそ	それの	)ユ:	<u> </u>	クワ	- F	:• :	ス検	出に	- 及1	ぼす		
			影響	<u> </u>	••••	• • • • • • • •	•••	••••			•••••	•••••	••••		•••••	••••	, <b></b>	•••••	••	54
		4. 2.	1	狭帯	域フィ	ルタ	出力	位相	目ø(	<i>t</i> )	及び	その	D時間	間微分	∂¢(	<i>t</i> )	のÉ	三日		
				相関	関数		••••	••••	••••••	• • • • •	•••••	•••••	••••	• • • • • •	• • • • • • • •	••••	•••••	•••••	••	56
		4. 2.	2	位相	\$( t	)のえ	5-5-	っき	現象	••••	•••••	•••••	••••	• • • • • • •	• • • • • • • •	••••	••••	•••••	••	58
		4. 2.	3	ユニ	ークワ	ード	• ₹	ス栲	<b>)</b> ( 出 確	퇕率	••••	•••••	••••	•••••	• • • • • • • •	••••	••••		••	$6\ 1$
	4.	3	再生	搬送	波のサ	イク	ルス	リッ	,プ現	象	とそえ	れの	ユニ	- 1	ワー	ኑ <b>፟</b> •	37	ヽ検		
			出に	及ぼ	す影響	ş	••••	••••	• • • • • • •	• • • • •	••••	• • • • • •	•••••	• • • • • • •	• • • • • • • • •	••••	• • • • •	•••••	•••	64
	4.	4	数値	計算	と実験	i	•••••			• • • • •	•••••	• • • • • •		• • • • • • •	• • • • • • • • •	••••	•••••	•••••	• • •	65
	4.	5	結	言	•••••	• • • • • • • •	•••••	• • • • •	• • • • • • •		•••••	•••••	•••••	•••••	• • • • • • • • •	••••		•••••	••	75
第	5	章	4相	PSł	く変調	信号(	の周波	皮数	4 逓	倍で	:発生	きする	るパ	ター	ン雑き	똨	••••	•••••	•••	77
	5.	1	序	言	•••••••	• • • • • • •	••••	••••	• • • • • • •	• • • • •	•••••	•••••	••••	• • • • • • •	• • • • • • • • •	••••	• • • • •	•••••	••	77
	5.	2	パタ	ーン	雑音の	計算	機シ	<b>з</b> д	. レー	ショ	ョン	•••	••••	•••••	• • • • • • • •	••••		•••••	••	78
	5.	3	計算	機シ	ミュレ	ー シ	ョン	の結	課		•••••		••••	• • • • • • •	• • • • • • • •	••••		•••••	••	79
	5.	4	結	言		• • • • • • • •	••••	••••	• • • • • • •		•••••	• • • • • •	••••	• • • • • • •		••••	••••	•••••	•••	84

— II —

-11 0				10 0							~~~ //.	~ ~ (-	- 11 10			1		
			の影	響		•••••	• • • • • • •	••••	•••••	•••••	••••	••••••	••••••					85
6	. 1		序	雪口	•••••	•••••	• • • • • • •	••••	•••••	•••••	•••••		•••••		•••••		•••••	85
6.	. 2		誤り	事象	発生研	確率及	び符	号誤	り率の	⊃解	析	•••••	•••••	•••••	• • • • • • •		••••	88
	6.	2.	1	パス	メト	リック		••••	• • • • • • • • •	•••••	•••••	••••••		•••••	• • • • • •		••••	88
	6.	2.	2	誤り	事象	発生確	率	••••••	• • • • • • • • •	•••••	••••••	• • • • • • • •	• • • • • • • •	•••••	• • • • • •	• • • • • • •	••••	89
	6.	2.	3	生成	関数	と符号	誤り	率	•••••	•••••	•••••	••••••		•••••	• • • • • •	• • • • • • •	•••	93
	6.	2.	4	漸近	〔的符 <sup>〕</sup>	号化利	得及	び潮	f近的争	爭価	CN.	比劣(	化量	••••	• • • • • • •	• • • • • • •	••••	94
	6.	2.	5	符号	けい うちょう うちょう うちょう ひょう ひょう ひょう ひょう ひょう ひょう ひょう ひょう ひょう ひ	率の計	算	••••	•••••	•••••	•••••	••••	••••••	•••••	• • • • • •	• • • • • • •	••••	96
	6.	2.	6	漸近	〔的等(	価CN、	比劣	化量	の計算	į.		•••••		•••••	• • • • • •	•••••	••••	107
6	. 3		符号	化8	;相PS	SK伝	关系	の特	性評価	ĵ ·	•••••	••••		•••••	• • • • • •	• • • • • • • •	••••	111
6	. 4		結	言	•••••	•••••	••••	••••	•••••	•••••	•••••	••••	<i></i>	•••••	• • • • • •		••••	113
第7	章		結	論		•••••	••••		• • • • • • • •	••••	•••••	•••		•••••			••••	115
			謝	辞		•••••	••••••	•••••		•••••	•••••	••••••		•••••	•••••		• • • • • • •	117
			付	録			••••		••••••	•••••	•••••	••••		•••••	•••••		• • • • • • •	119
			文	献		•••••	•••••		• • • • • • • • •	•••••	•••••	••••	•••••	•••••	•••••	• • • • • • •	• • • • • • •	121

### 第6章 符号化8相PSK 伝送系に及ぼす再生搬送波の位相誤差及び位相ジッタ

— <u>jij</u> —

## 第1章 序 論

近年,ディジタル無線通信の発展はめざましいものがあり,PCM 通信やデータ通信を 基盤として,ディジタル統合通信網や計算機網,更にはテレビ会議網など高度情報社会の 到来に向けて,その一翼をになうべく広く活用されようとしている。この中にあって,デ ィジタル無線システムのための変復調は欠くことのできないものである。このようなディ ジタル無線システムでは,一般に,周波数や時間を有効に利用するために,搬送周波数を 帯域制限したり時分割伝送したりするが,このために,

1) 搬送波再生などにおける変復調系固有の動作の不完全さ,

- 2) 送受信フィルタや伝送路のひずみによる符号間干渉,
- 3) 同一チャンネル干渉や隣接チャンネル干渉,
- 4) フェージング,

などが発生し、伝送特性は劣化する。これらの劣化要因を考慮に入れた上で、良好な伝送 特性を得るための研究が活発に行われている<sup>(1)</sup>。本論文は、これらの内で(1)に関連するも のであって、ディジタル無線システムによく用いられる位相シフトキーイング(PSK: Phase Shift Keying)変調方式の搬送波再生系に関して行った研究の成果をまとめる ものである。本章は本論文全体にわたる序論である。 PSK変調方式の研究のあらましを 述べ、これらの研究課題を整理し、本研究の意義を述べて位置づけを行う。

#### 1.1 PSK 変調方式の概念

図1.1 にディジタル無線通信系の概要を示す。通信系とは情報源,通信回線,情報使用 者を縦続に接続したものである。通信回線は送信系,伝送路,受信系から構成される。送 信系は符号化器と変調器とから構成され,受信系は復調器と復号器とから構成される。

本論文では、変調器は、"0"と"1" とから構成されるディジタル信号を帯域制限された無線周波数帯の搬送波位相に変換するPSK 変調器を対象とする。復調器は一般に(1) 同期検波方式と(2)遅延検波方式とがあるが、本論文では同期検波方式を対象とする。符号

化器及び復号器は→般に(1)差動符号化・復号方式を対象とする場合と(2)たたみ込み符号化 ・復号方式などの誤り訂正機能を有する方式を対象とする場合とがある。本論文では(1), (2)の両方の場合,及び符号化・復号を用いない場合の都合3つの場合を対象とする。いず れの場合を適用しているかは各章に記す。伝送路は無線周波数帯の線形の線路を仮定する。 ここにおいて送信PSK 変調信号に白色ガウス雑音が付加される。衛星通信の場合,伝送 路には衛星中継器の進行波管増幅器などの非線形伝送路も含まれるが,本論文ではこれは 対象としない。文献(1)~(7)にディジタル無線通信に関する種々の文献を挙げる。



図1.1 ディジタル無線通信系の概要

### 1.2 PSK 変調方式に関連する信号及び雑音の研究の歴史

S.O.Riceは信号とランダム雑音の理論を数学的解析手法によって体系化し<sup>(8)</sup>,この 分野に大きく貢献した。またFMクリックの解析モデルを作成し、その発生確率を解析的 に明らかにした<sup>(9)</sup>。この理論は第3章で展開するサイクルスリップの理論に適用される。 W.B.Davenport, W.L.Root<sup>(10)</sup>は通信系のランダム信号と雑音のための確率論、統 計論を体系化した。その中で、Rice<sup>(8)</sup>の非線形伝達関数を用いて信号プラスガウス雑音

を非線形回路に入力した場合の出力信号及び雑音を解析的に求める手法を与えた。 A. Papoulis (11) はランダム雑音を取扱うための確率論を確立し体系づけた。ここで非 定常過程の解析手法について述べている。この解析手法は第3章で展開するバースト伝送 に対する再生搬送波の過渡応答に適用される。ここに挙げたRice, Davenport-Root, Papoulis らは、それぞれに信号とランダム雑音を数学的に取扱う分野で大きな 業績を残し、現在では古典的雑音理論の出発点と考えられている。W.R.Bennett J. R. Davey<sup>(12)</sup>, H. L. Van Trees<sup>(13)</sup>, S. Stein, J. J. Jones<sup>(14)</sup>, H. Taub, D. L. Schilling<sup>(15)</sup>, R. W. Lucky, J. Salz, E. J. Weldon<sup>(16)</sup>らは通信理論, 波形伝送,変復調,符号化方式などを集成した。特に, Taub, Schilling<sup>(15)</sup>は, Rice<sup>(9)</sup>のFMクリックの理論を解説した。J.M.Wozencraft, I.M.Jacobs<sup>(17)</sup> はディジタル信号理論を確立し体系づけた。A. J. Viterbi, J. K. Omura<sup>(18)</sup>は上記 の理論を符号化変調方式へと発展させた。このようなディジタル信号理論や、先に述べた 古典的雑音理論などを統合してできた符号化変調方式による伝送技術は、最近のLSIなど の半導体技術の急速な発達に伴って、実用化へ向けて着実に前進している。 J. J. Spilker<sup>(20)</sup> や, V. K. Bhargava, D. Haccoun, R. Matyas, P. Nuspl<sup>(21)</sup> らはディジタル衛星通信に適用できる変調方式,符号化・復号方式などの技術を集成した。

## 1.3 PSK変調方式の研究の歴史

1.2の研究を基盤にして、PSK変調信号の伝送に関する種々の研究<sup>(22)~(33)</sup>が行わ れてきた。C.R.Cahn<sup>(22)</sup>は、フェージングや干渉波が存在しない場合の多相PSK伝送 系の特性の解析を行った。ここで、信号プラスガウス雑音の位相の確率密度関数を与えた。 その後、W.C.Linsey<sup>(23)</sup>、S.A.Rhodes<sup>(24)</sup>、V.K.Prabhu<sup>(25),(26)</sup>、樺沢、森 永、滑川<sup>(27)</sup>、A.S.Rosenbaum<sup>(28)</sup>らはそれぞれ別々に、基準搬送波に雑音があったり、 受信信号に他チャンネルの信号が干渉を与えたりする場合の伝送特性の解析を行った。 Rosenbaum<sup>(28)</sup>は、信号波に干渉波及びガウス雑音が重畳する場合の位相の確率密度関 数を与えた。W.Schrempp、T.Sekimoto<sup>(30)</sup>は、基準搬送波の位相誤差が0で、従 ってユニークワードを構成する全てのビットの誤り率が同一であるとの仮定のもとで、ユ

-3 -

ニークワードの検出について考察した。

以上に関連しながら、PSK変復調系に関する研究<sup>(34)~(64)</sup>が行われてきた。 K. Nosaka, A. Ogawa, T. Muratani<sup>(34)</sup>や小川,村谷,大川,野坂<sup>(35)</sup>は,インテ ルサット系TDMA衛星通信システムの4相PSKモデムの設計について考察を行った。こ こにおいて,再生クロックのSN比を解析的に求めた。F. M. Gardner<sup>(54)</sup>は,波形が二 乗余弦型という特定の場合について,4相PSK変調信号の周波数4通倍で生ずるパター ン雑音のスペクトルの形状を解析的に求めた。L. C. Palmer, S. A. Rhodes, S. H. Lebowitz<sup>(55)</sup>は,再生搬送波及び再生クロックが熱雑音やパターン雑音で影響を受けた 場合の4相PSK伝送系の特性を計算機シミュレーションで求めた。しかしながら,パター ン雑音に関する一般的な考察は,これまで詳しく検討されていない。村谷,大川,中邨<sup>(56)</sup> は,"逓倍/単同調フィルタ"方式の搬送波再生系について検討した。ここにおいて,単 同調フィルタ出力のCN比の簡単な過渡解析を示したが、解析の精度は十分とはいいがたい。

PSK変復調系においては,搬送波再生系の諸動作を解明することは重要であり,逓倍 動作やサイクルスリップ現象に関連して,数々の研究が行われてきた<sup>(65)~(74)</sup>。 G. Canovai, G. Corazza<sup>(65),(66)</sup>は,Davenport,Root<sup>(10)</sup>の非線形理論を用 いて,2相PSK変調信号プラスガウス雑音の2逓倍,及び正弦波プラスガウス雑音の4 逓倍を論じた。J. F. Oberst, D. L. Schilling<sup>(67)</sup>は,波形が方形という仮定のもと で,2相PSK変調信号プラスガウス雑音の2逓倍特性を,同じ理論<sup>(10)</sup>を用いて解析した。 以上の2つの場合においても,4相PSK変調信号の4逓倍で生ずるパターン雑音につ いては解析していない。また,解析は全て定常状態を仮定している。E. Bozzoni, G. Marchetti,U. Mengali,F. Russo<sup>(69)</sup>や,A. J. Rainal<sup>(70),(71)</sup>らは, FMクリックの時間幅の大きさを解析的に調べた。これらの結果から,再生搬送波のサイ クルスリップの時間幅を推測することができる。D. Yavus<sup>(72)</sup>は,FMクリックの波形 を調べる興味深い実験を行った。この結果から,再生搬送波のサイクルスリップの波形を 推測することができる。

誤り訂正機能を有する符号化PSK変調方式は,最近活発に研究され始めた<sup>(75)~(83)</sup>。 A.S.Acampora<sup>(75)</sup>は,再生搬送波や再生クロックに位相誤差のある場合の,符号化2 相及び4相PSK伝送系の符号誤り率を解析した。G.Ungerboeck<sup>(76)</sup>は,レート2/3 の8相PSK変調方式に適合する優れたたたみ込み符号化則を提案した。S.H.Lebowitz,

-4 -

S. A. Rhodes <sup>(77)</sup> S. A. Rhodes, R. J. Fang, P. Y. Chang <sup>(78)</sup>

Ungerboeckの符号化則<sup>(76)</sup>などを用いて符号化 8 相PSK変調方式の伝送特性を計算機 シミュレーションで求めた。J.S.Snyder<sup>(79)</sup>は,符号化 8 相PSK変調方式に適用する 高速 ヴィタビ復号器の考察を行った。J.B.Cain,G.C.Clark,J.M.Geist<sup>(80)</sup> は,符号化率を下げて伝送効率を良好にするパンクチャド符号を提案した。Y.Yasuda, Y.Hirata,K.Nakamura,S.Otani<sup>(81)</sup>や安田,平田,小川<sup>(82)</sup>は,衛星通信シス テムへの適用を目指して,パンクチャド符号を用いた符号化 4 相 PSK変調方式に適用す る符号化・復号方式について考察した。

PSK変調方式以外のディジタル変調方式として、例えば16値QAM変調方式がある。 これはスペクトル効率(1Hz 当りのビットレート)の点で4相や8相のPSK変調方式よ り有利で、S.Kokami, I.Horikawa, K.Morita, Y.Okamoto<sup>(84)</sup>や I.Horikawa, T.Murase, Y.Saito<sup>(85)</sup>らが研究している。

-5-

#### 1.4 PSK 変調方式の研究課題

ここでは1.2及び1.3で述べた内容を整理し、これまでになされた研究と本論文で解明 する課題を挙げる。

これまでになされた主な研究内容を次に示す。

- (1) 着目しているPSK変調信号にガウス雑音や干渉信号(同一チャンネル干渉や隣接チャンネル干渉)が付加された伝送系や、フェージングのある伝送系における定常的な 伝送特性の解析。
- (2) 再生搬送波に位相誤差や位相ジッタがなく、従って全てのビットの誤り率が同一と いう仮定のもとでのユニークワード検出特性。
- (3) 波形が二乗余弦型という特定の場合の4相PSK変調信号の周波数4逓倍で生ずるパ ターン雑音の解析。
- (4) 信号プラスガウス雑音の2逓倍や4逓倍の動作解析。
- (5) 定常状態におけるサイクルスリップ発生確率の解析。
- (6) サイクルスリップの時間幅の解析。
- (7) 符号化2相PSK伝送系,及び2つの独立な情報系列がそれぞれ互いに直交する2つのチャンネルに供給される場合の符号化4相PSK伝送系において,再生搬送波に位相誤差のある場合の伝送特性の解析。
- (8) 非線形伝送路を通過したPSK変調信号の伝送特性の解析,及び非線形伝送路で生 ずる伝送ひずみを軽減する対策。

次に、本論文で解明する課題を示す。

- (1) バースト伝送に対する,再生搬送波の位相ジッタの大きさやサイクルスリップ発生 確率の過渡応答,及び符号誤り率の過渡応答の解明。
- (2) 再生搬送波に静的な位相誤差や動的な位相ジッタのある場合,これらがバースト伝送に不可欠なユニークワードの検出に及ぼす影響の解明。
- (3) 再生搬送波のサイクルスリップの観点からのユニークワード・ミス検出に関する考察。
- (4) 全余弦及び平方根余弦ロールオフスペクトルを呈する4相PSK変調信号の周波数
   4 逓倍で生ずるパターン雑音の大きさ及びスペクトル形状の解明。

(5) 符号化8相PSK伝送系に関し,再生搬送波に位相誤差や位相ジッタのある場合, これらが符号誤り率に及ぼす影響の解明。

#### 1.5 本研究の意義と位置づけ

本研究の目的は、時分割多元接続(TDMA: Time Division Multiple Access) 方式などに用いられるPSK変調信号のバースト伝送に適応するPSK変復調系の動作,及 びそれにかかわるもろもろの伝送特性について明らかにすることであり、特に4相PSK 変復調系について、搬送波再生系を中心とした動作の考察を行うことである。また4相 PSK伝送系と同じ情報伝送速度及び占有帯域幅を有し、それよりも良好な符号誤り率を 与える、レート2/3の符号化8相PSK伝送系について、再生搬送波の位相誤差や位相ジ ッタの符号誤り率に及ぼす影響の考察を行うことである。

第2章では,まず本論文で扱う4相PSK変復調系の構成を述べ,次に第3章以降で展 開する理論及び実験的考察の前準備として,PSK変復調系に関する信号と雑音について の基礎的考察を行う。第3章では,バースト伝送に対する搬送波再生系にかかわる諸動作 の過渡応答を考察する。第4章では,まず再生搬送波の位相ジッタやサイクルスリップの 現象を理論的に考察し,次にこの結果を用いて,位相ジッタやサイクルスリップのユニー クワード検出に及ぼす影響について考察する。第5章では,4相PSK変調信号の周波数 4 逓倍で発生するパターン雑音について考察する。第6章では,レート2/3の符号化8 相PSK伝送系に及ぼす再生搬送波の位相誤差及び位相ジッタの影響について考察する。

-7-

## 第2章 PSK 変調信号及び雑音に関する基礎的考察

#### 2.1 序 言

本章では、PSK変調信号及び雑音に関する基礎的考察を行う。まず、本論文で扱う 4相PSK変復調系の構成を述べる。次に、第3章以降で展開する理論及び実験的考察の 前準備として、PSK変調信号及び雑音に関する一般論を述べる。 ランダム雑音の定常状 態におけるふるまいについては、これまで数々の理論的研究がなされてきたが、特に信号 プラスガウス雑音の逓倍動作については、Davenport, Root<sup>(10)</sup>が非線形伝達関数を 用いた解析手法を与え、サイクルスリップに関しては、Rice<sup>(9)</sup>が軸交叉の解析モデルを 確立した。ここでは、これらの定常状態における逓倍動作や再生搬送波のサイクルスリッ プ発生確率、更には受信PSK変調信号の符号誤り率など、既に明らかにされている諸理 論について整理すると共に、実験を行って理論と比較する。

#### 2.2 PSK 変復調系の構成

図2.1(a),(b)に本論文で扱う4相PSK変復調系の基本構成を示す。 復調は同期検波方 式とし,変調方式は絶対位相変調(CPSK<sup>†</sup>),及び差動符号化位相変調(DCPSK<sup>††</sup>) の両方を考察の対象とする。搬送波再生系は,バースト伝送の際よく適用される"周波 数4逓倍/狭帯域フィルタ/4分周"方式を仮定する。送信情報系列は2ビット列で構成 される。各々のビット列はそれぞれチャンネルP及びQに割当てられ,CPSK伝送の場 合は直接に,DCPSK伝送の場合は4値の差動符号化を施された後,波形整形用の低域フ ィルタを通過する。その後,4相PSK変調器に入り、チャンネルP及びQの信号は互いに

†† Differentially encoded, Coherent-detection PSKの意。

<sup>†</sup> Coherent-detection, nondifferentially encoded(absolute-phase) PSKの意。





(a) 変 調 系



(b) 復 調 系

図 2.1 4相PSK変復調系の基本構成

直交する搬送波に載せられ、4相PSK変調信号として送出される。 受信側では、この信 号が定常白色ガウス雑音を伴って受信帯域フィルタFreeで受信され、その後、一部は受 信信号系として直接検波器に入り、他の一部は搬送波再生系に入る。搬送波再生系では、 雑音を伴った4相PSK変調信号は周波数4逓倍された後、狭帯域フィルタFner で信 号 成分が抽出される。これが4分周器を通過後、再生搬送波となって検波器に入る。受信信 号系の受信波はこの再生搬送波の位相を基準にして検波され、互いに直交する2つの基底 帯域(ベースバンド)の受信信号に変換される。この受信信号は低域フィルタを通過後、 識別器で硬判定識別され、受信データとなって出力する。DCPSK伝送の場合は、この後、 差動復号器で復号される。

送信側の低域フィルタは搬送帯域幅を制限すると共に,符号間干渉を除去するための波 形整形を行う。本論文では,この低域フィルタの特性に関して,フィルタ出力の送信信号 スペクトルの形状を,

1) 全余弦ロールオフにする場合,及び

2) 平方根余弦ロールオフにする場合,

を対象とする。(1)の場合は送信低域フィルタのみで波形整形が行われ,受信低域フィルタ は単に検波器出力に発生する高調波を除去するためのものであり,(2)の場合は,受信低域 フィルタは,その振幅周波数特性が送信信号スペクトルと同じ平方根余弦ロールオフ特性 を有し,高調波を除去する以外に,送信低域フィルタと共に波形整形機能を有するもので ある。

なお,ユニークワードの検出は,ユニークワード検出器にあらかじめ格納されているユニークワード・パターンと受信データとの相関をとることによって行われる。ユニークワード検出については第4章で詳述する。

-1.1 -

#### 2.3 搬送波再生系

搬送波再生系の狭帯域フィルタ  $F_{nar}$ の等価低域の伝達関数及びインパルス応答をそれぞ れ $F(j2\pi f)$ 及びh(t)とする。本論文では, $F(j2\pi f)$ の振幅特性  $|F(j2\pi f)|$ 及び 群遅延特性  $(-d/df) \cdot (\arg \{F(j2\pi f)\}/2\pi)$  は周波数 f=0に対して対称と仮定 する。この場合,h(t)は t<0で0となる実関数であり, $F(j2\pi f)$ とh(t)との間に は次の関係が成立する。

$$h^{(m)}(t) \equiv \frac{d^{m}h}{dt^{m}} = \int_{-\infty}^{\infty} (j2\pi f)^{m} F(j2\pi f) e^{j2\pi f t} df \qquad (2.3.1)$$

ここに、h(t)は時間変数tに関して少なくとも1階数分可能とする(m=0,1)。狭帯 域フィルタ $F_{nar}$ の雑音帯域幅 $B_0$ 及びrms帯域幅 $B_{rms}$ は次式で定義される。

$$B_{0} = \int_{-\infty}^{\infty} |F(j2\pi f)|^{2} df \qquad (2.3.2)$$

$$B_{\rm rms} = \left[\frac{1}{B_0} \int_{-\infty}^{\infty} f^2 |F(j2\pi f)|^2 df\right]^{1/2}$$
(2.3.3)

ここに、 $F(j2\pi f)$ はF(0)=1と正規化することにする。

受信帯域フィルタ $F_{rec}$ の雑音帯域幅を $B_r$ とする。本論文では、受信フィルタ $F_{rec}$ 及び 狭帯域フィルタ $F_{max}$ の帯域幅に関して、

$$B_0, B_{\rm rms} \ll B_r$$
 (2.3.4)

を仮定する。

受信フィルタFree出力点における受信信号を次式で表す。

$$s(t) = A \cos\left(2\pi f_c t + \theta\right)$$

$$(2.3.5)$$

ここに、 $f_o$ は搬送波の中心周波数、Aは振幅、 $\theta$ は信号位相であり、符号間干渉がない場合は、標本化時点(t = kT; kは整数、Tはシンボル時間幅)において、Aは定数、 $\theta$ は、

$$\theta \in \{0, \pi/2, \pi, -\pi/2\}$$

## であるす。

受信フィルタFree出力点における受信雑音を次式で表す。

$$n(t) = n_{c}(t) \cos 2\pi f_{c} t - n_{s}(t) \sin 2\pi f_{c} t \qquad (2.3.6)$$

ここに,  $n_o$ 及び $n_o$ は互いに統計的に独立な低域の狭帯域ガウス雑音であり,共に平均値 は0,分散は $\sigma_n^2(=E[n^2(t)])$ で,それぞれの確率密度関数は次式で表される。

$$p(n_{o}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{n}} e^{-n_{o}^{2}/2\sigma_{n}^{2}} , \qquad p(n_{o}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{n}} e^{-n_{o}^{2}/2\sigma_{n}^{2}}$$
(2.3.7)

受信雑音n(t)の自己相関関数 $R_n(\tau)$ は、その電力スペクトルが $f_o = 0$ に対して対称とすると<sup>(10)</sup>、

$$R_{n}(\tau) = \mathbb{E}\left[n(t)n(t-\tau)\right] = \mathscr{R}_{n}(\tau)\cos 2\pi f_{c}\tau \qquad (2.3.8)$$

で表される。ここに, $\mathscr{R}_n$ ( $\tau$ )は等価低域の雑音の自己相関関数であり,等価低域の雑音 電力スペクトル密度 $\mathscr{S}_n$ (f)のフーリエ逆変換で表現できる。いま,受信フィルタ $\mathbf{F}_{rec}$ が 理想的な方形フィルタであるとすると,

$$\mathscr{R}_{n}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathscr{S}_{n}(f) e^{j 2\pi f \tau} df = \sigma_{n}^{2} \cdot \frac{\sin \pi B_{r} \tau}{\pi B_{r} \tau}$$
(2.3.9)

で表される。ここに、

$$\sigma_n^2 = \mathbf{E} \left[ \begin{array}{c} n^2(t) \end{array} \right] = R_n(0) = \mathscr{R}_n(0) \qquad (2.3.10)$$

である。

↑ 4相PSK変調信号が平方根余弦ロールオフスペクトルを呈する場合は、F<sub>rec</sub>出力点では符号間干渉は存 在するが、この場合でも、波形整形用受信低域フィルタ出力点では符号間干渉は存在しない。従って、本 論文では、図 2.1(b)におけるF<sub>rec</sub>から直接検波器に入力する受信信号系については、符号間干渉は存在 しないものと考える。 2.3.1 狭帯域フィルタ出力CN比及び再生搬送波位相の確率密度関数

4 逓倍回路がメモリのない  $|\cdot|^r$ 素子で構成されているとする。この場合,入力の振幅  $\xi(t) \{ = s(t) + n(t) \}$ と出力の振幅 $\zeta(t)$ との間に,

 $\zeta (t) = |\xi(t)|^{r}$ 

の関係がある。受信信号s(t)が無変調の正弦波の場合, $\zeta(t)$ の自己相関関数 $R_{\zeta}(\tau)$ は次式のように与えられる<sup>(10)</sup>。

$$R_{\zeta}(\tau) = h_{00}^{2} + 2 \sum_{m=1}^{\infty} h_{m0}^{2} \cos 2\pi m f_{c} \tau$$
  
+ 
$$\sum_{k=1}^{\infty} \frac{h_{0k}^{2}}{k!} R_{n}^{k}(\tau)$$
  
+ 
$$2 \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{h_{mk}^{2}}{k!} R_{n}^{k}(\tau) \cos 2\pi m f_{c} \tau$$
 (2.3.11)

ここに,

$$h_{m\,k} = \begin{cases} \frac{\Gamma(r+1) \cdot \rho_r^{m/2} \cdot {}_1F_1\left(\frac{m+k-r}{2}; m+1; -\rho_r\right)}{m! \Gamma\left(1 - \frac{m+k-r}{2}\right) \cdot \left(\sigma_n^2/2\right)^{(k-r)/2}} & (2.3.12) \\ ; m+k = \# \\ 0 ; m+k = \# \\ \end{cases}$$

$$R_{n}^{k}(\tau) = \frac{\mathscr{R}_{n}^{k}(\tau)}{2^{k-1}} \left\{ \frac{\bigotimes[(k-1)/2]}{\sum_{r=0}^{k} \frac{k!\cos 2\pi(k-2r)f_{c}\tau}{(k-r)!r!} + K(k) \right\} (2.3.13)$$

である。但し,

$$K(k) = \begin{cases} \frac{k!}{2[(k/2)!]^2} & ; k = 4 \\ 0 & ; k = 6 \\ \end{cases}$$

である。また、 $\rho_{\mu}$ は受信フィルタ $F_{rec}$ 出力点における受信 CN 比<sup>†</sup>で、

$$\rho_r = A^2 / 2 \sigma_n^2$$
 (2.3.14)

であり、<sub>1</sub>F<sub>1</sub>は合流型超幾何関数である。

ここで式(2.3.11)を考える。右辺第1項は出力直流成分,第2項は受信信号(S)同 士の積による出力信号成分(S×S),第3項は受信雑音(N)同士の積による出力雑音成 分(N×N),第4項は受信信号(S)と受信雑音(N)との相互の積による出力雑音成分 (S×N)を表す<sup>(10)</sup>。狭帯域フィルタF<sub>nar</sub>の中心周波数は4f<sub>o</sub>で,式(2.3.11)の級数の うち4f<sub>o</sub>付近の項だけを取出し,これをフーリエ変換すると,狭帯域フィルタF<sub>nar</sub>出力の 電力スペクトル密度が得られる。 $B_0 \ll B_r$ の場合,出力雑音電力は4f<sub>o</sub>における雑音電 力スペクトル密度と $B_0$ との積になる。 $\tau=4$ としてこの計算を行うと,狭帯域フィルタ F<sub>nar</sub>出力点における定常状態のCN比 $\rho_{0,\infty}$ は,

$$\{\rho_0, \ldots\}^{-1} = \frac{B_0}{B_r} \frac{16}{\rho_r} \cdot \left(1 + \frac{4.5}{\rho_r} T_2 + \frac{6}{\rho_r^2} T_3 + \frac{1.5}{\rho_r^3} T_4\right)$$
(2.3.15)

となる。ここに、 $T_i$ , i = 2, 3, 4, は次式で表される定数である。

$$T_{i} = \frac{B_{r}}{\sigma_{n}^{2i}} \int_{-\infty}^{\infty} \mathscr{R}_{n}^{i}(\tau) d\tau \quad ; i = 2, 3, 4 \qquad (2.3.16)$$

特に受信フィルタ Fnar が方形フィルタの場合は,

$$T_{i} = \frac{2}{\pi} \int_{0}^{\infty} \left( \frac{\sin x}{x} \right)^{i} dx \quad ; i = 2, 3, 4 \qquad (2.3.17)$$

すなわち,

 $T_2 = 1$ ,  $T_3 = 3/4$ ,  $T_4 = 2/3$ 

となる。式(2.3.15)の第1~3項の雑音成分は( $S \times N$ )雑音によるものであり、第4項の雑音成分は( $N \times N$ )雑音によるものである。

↑ 搬送波電力対雑音電力比(Carrier power-to-Noise power Ratio)の意。

 $B_0 \ll B_r$ の場合、狭帯域フィルタ $F_{nar}$ 出力の雑音は近似的にガウス性とみなせる<sup>(8)</sup>。 この場合、狭帯域フィルタ $F_{nar}$ 出力位相 $\phi$ の確率密度関数 $g(\phi)$ は、

$$g(\phi) = \frac{1}{2\pi} e^{-\rho_0} \propto \left\{ 1 + \sqrt{\pi \rho_0} \cos \phi \right\}$$
  
• erfc $(-\sqrt{\rho_0} \cos \phi) \cdot e^{\rho_0} \cos^{\cos^2 \phi} = \left\{ 2.3.18 \right\}$ 

で与えられる<sup>(14),(22)</sup>。4分周後の位相のの確率密度関数 p<sub>cr</sub>(の)は, の= ¢/4より,

$$p_{CR}(\phi) = 4 g \ (\phi = 4 \phi)$$
;  $|\phi| \le \pi/4$  (2.3.19)

となる(10)。

2.3.2 再生搬送波のサイクルスリップ発生確率

狭帯域フィルタ $F_{nar}$ から抽出される信号に雑音が重畳している場合,サイクルスリップ が発生する。サイクルスリップの現象は本質的にFMクリックの現象と同じであり, Rice  $^{(9),(15)}$ の定常状態におけるFMクリック発生確率の理論をそのまま適用して,定 常状態のサイクルスリップ発生確率 $N_c$ を,狭帯域フィルタ $F_{nar}$ 出力CN比 $\rho_{0,\infty}$ の関数と して,次式のように表すことができる。

$$N_{c} = B_{\rm rms} \cdot \operatorname{erfc} \sqrt{\rho_{0\infty}} \qquad (\square/\hbar) \qquad (2.3.20)$$

ここに、 erfc(・) はガウスの誤差余関数であり、次式で定義される。

erfc 
$$a = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{a}^{\infty} \exp((-t^{2}) dt$$
 (2.3.21)

同じ雑音帯域幅でも狭帯域フィルタ $F_{nsr}$ の特性によって rms 帯域幅の大きさは異なる。 表 2.1 に種々のフィルタ構成に対する雑音帯域幅  $B_0$ と rms 帯域幅  $B_{rms}$ との関係を示す。 表から、振幅スカート特性が急峻なフィルタほどサイクルスリップ発生確率 $N_c$ の値は小さ くなる傾向のあることがわかる。式(2.3.15)を式(2.3.20)に代入すれば、受信 CN 比  $\rho_r$ に対するサイクルスリップ発生確率が得られる。

		***	rms 帯域幅	
の構成		維首帶域幅B0	Brms	[
理想方形フィルタ		<i>B</i> o	$\frac{B_0}{2\sqrt{3}}$	
単同調回路	$\frac{2\pi f_B}{s+2\pi f_B}$	$\pi f_B$	œ	<i>f<sub>B</sub></i> :3dB片帯域幅
2つの単同調回路 の縦続接続構成	$\frac{4 \pi^2 f_{B1} f_{B2}}{(s+2 \pi f_{B1}) (s+2 \pi f_{B2})}$	$\frac{\beta}{1+\beta} \pi f_{B1}$	$\frac{1}{\pi} \cdot \frac{1+\beta}{\sqrt{\beta}} B_0$	f <sub>B1</sub> , f <sub>B2</sub> :各々の単同調回路 の 3 d B 片帯域幅 β = f <sub>B2</sub> /f <sub>B1</sub>
2段バタワース	$\frac{(2\pi f_{\alpha})^{2}}{(s+\sqrt{2}\pi f_{\alpha})^{2}+2\pi^{2}f_{\alpha}^{2}}$	$\frac{\pi}{\sqrt{2}}f_{\alpha}$	$\frac{\sqrt{2}}{\pi}B_0$	<sup>ƒ</sup> α:3dB片带域幅

表2.1 種々のフィルタの雑音帯域幅とrms帯域幅

#### 2.3.3 数値計算と実験

ここでは、搬送波再生系に関して、定常状態における狭帯域フィルタF<sub>nar</sub>出力のCN比 やサイクルスリップ発生確率の理論式を数値計算し、また実験を行って両者を比較する。

図2.2 に"4 逓倍/狭帯域フィルタF<sub>nar</sub>"出力のCN比の理論値と実験値とを比較する。 無変調信号プラスガウス雑音入力の場合の理論値(式(2.3.15)の計算値)を実線で示す。 無変調信号プラスガウス雑音入力の場合,理論値と実験値とはよく一致している。 2 相 PSK 変調信号プラスガウス雑音入力の場合の実験値も,無変調信号プラスガウス雑 音入力の場合の理論値(実線)と近似的によく一致している。4 相 PSK 変調信号プラス ガウス雑音入力の場合の実験値は,入力CN比→大で無変調信号プラスガウス雑音入力の 場合の理論値(実線)より悪い特性を呈する。この悪さは,受信信号波形がロールオフ率 3 0%の全余弦ロールオフスペクトルを呈する場合と,40%の平方根余弦ロールオフス ペクトルを呈する場合とで異なっている。この特性の劣化はパターン雑音の発生に起因す ると考えられる。パターン雑音は,帯域制限された PSK 変調信号が逓倍された際,信号 そのものによって生ずる雑音であり,これについては第5章で詳述する。



● 4相PSK変調信号入力 … ロールオフ率40%の平方根余弦 ロールオフスペクトル

図2.2 "4逓倍/狭帯域フィルタF<sub>ner</sub>"出力のCN比の理論値と実験値の比較

$$-18-$$

さて、ここで4相PSK変調信号プラスガウス雑音入力の場合の出力CN比の実験式を 作る。

$$\{\rho_{ex}\}^{-1} = \{10^{-A/10} \cdot \rho_{0,\infty}\}^{-1} + 10^{-(c-B)/10}$$

(2, 3, 22)

ここに,

 $c \stackrel{\triangle}{=} 1 \ 0 \ \log \ (1 \swarrow B_0 T) = b - 1 \ 0 \ \log B_r T$  $b \stackrel{\triangle}{=} 1 \ 0 \ \log \ (B_r \swarrow B_0)$ 

と定義する。 $\rho_{ex}$ はパターン雑音を含む出力CN比であり、A及びBは受信PSK変調信号の波形によって定まる定数で、Aは $\rho_r \rightarrow$ 小のときの出力CN比の、無変調信号受信の場合からの劣化量(dB)であり、c-Bは $\rho_r \rightarrow$ 大のときの出力信号電力対パターン雑音電力比(dB)である。実験結果から、ロールオフ率30%の全余弦ロールオフスペクトルを呈する受信PSK変調信号に対して、(A,B)=(2.5,1.5)、40%平方根余弦ロールオフスペクトルに対して、(A,B)=(1.5,-0.6)となった。

図2.3 に狭帯域フィルタF<sub>nar</sub>出力CN比に対するサイクルスリップ発生確率の理論値 (式(2.3.20)の計算値)と実験値とを比較する。逓倍入力信号が無変調信号,2相及び 4相PSK変調信号のいずれの場合の実験値も理論値とよく一致している。

図 2.4 (a)~(c) に受信 CN 比に対するサイクルスリップ発生確率の理論値と実験値とを比較する。入力信号が無変調信号及び 2 相 PSK 変調信号の場合の実験値は,式(2.3.20) に式(2.3.15)を代入した理論値とよく一致している。4 相 PSK 変調信号の場合の実験 値は,式(2.3.20)の $\rho_{0,\infty}$ に実験式(2.3.22)の $\rho_{ex}$ を代入した理論値とよく一致してい る。



----- 理論値(式(2.3.20))

実験値

- 無変調信号入力
- × 2相PSK変調信号入力 ... ロールオフ率30%の全余弦
- △ 4相PSK変調信号入力 ロールオフスペクトル
- 図2.3 狭帯域フィルタF<sub>nar</sub>出力CN比に対するサイクルスリップ発生確率の 理論値と実験値の比較; F<sub>nar</sub>は2つの単同調回路の縦続接続構成によ るフィルタで, βは2つの単同調回路の帯域幅の比



受信 CN比 pr (dB)

#### 実験値

○ 無変調信号入力

- × 2相PSK変調信号入力)

図2.4 受信 CN比に対するサイクルスリップ発生確率の理論値と実験値の 比較;  $F_{nar}$ は2つの単同調回路の縦続接続構成によるフィルタで、  $\beta$ は2つの単同調回路の帯域幅の比

-21-

#### 2.4 符号誤り率

2.4.1 絶対位相変調・同期検波PSK 伝送の符号誤り率

再生搬送波の位相誤差がのであるとき、受信チャンネルP及びQの振幅はそれぞれ  $s(t)+n(t) \ge 2\cos(2\pi f_o t - \pi/4 + \theta) \ge 0$ 積、及び $s(t)+n(t) \ge -2\sin(2\pi f_o t - \pi/4 + \theta) \ge 0$ 積から低域成分を抽出することによって得られる。式(2.3.5), (2.3.6)から受信波s(t)+n(t)を上記の2つの搬送波位相の成分に分解すると、

$$s(t) + n(t) = \left\{ A \cos\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right) + n_{p}(t) \right\} \cdot \cos\left(2\pi f_{o}t - \frac{\pi}{4} + \phi\right) \\ - \left\{ A \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right) + n_{q}(t) \right\} \cdot \sin\left(2\pi f_{o}t - \frac{\pi}{4} + \phi\right)$$
(2.4.1)

となる。ここに、式(2.3.5)の信号位相 $\theta$ は、一般性を失うことなく代表的に0とした。 また $n_p(t)$ 及び $n_o(t)$ はそれぞれ

$$n_P(t) = n_s(t) \cos\left(\frac{\pi}{4} - \Phi\right) - n_s(t) \sin\left(\frac{\pi}{4} - \Phi\right)$$
(2.4.2)

$$n_{Q}(t) = n_{s}(t) \cos\left(\frac{\pi}{4} - \Phi\right) + n_{c}(t) \sin\left(\frac{\pi}{4} - \Phi\right)$$
(2.4.3)

である。図2.5にs(t)+n(t)の位相ベクトルダイヤグラムを示す。式(2.3.7), (2.4.2), (2.4.3)から,再生搬送波の位相誤差がgのときの( $n_p$ , $n_q$ )の条件付 結合確率密度関数は次式のように得られる<sup>(14)</sup>。

$$p(n_{P}, n_{Q}) = \left| \frac{\partial (n_{o}, n_{s})}{\partial (n_{P}, n_{Q})} \right| p(n_{o}) p(n_{s})$$
$$= p(n_{P}) p(n_{Q})$$
(2.4.4)

ここに、  $|\partial(\cdot, \cdot)/\partial(\cdot, \cdot)|$ はヤコビアンであり、また  $p(n_p)$ 及び  $p(n_q)$ はそ

れぞれ,

$$p(n_p) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} e^{-n_p^2/2\sigma_n^2} , \quad p(n_Q) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} e^{-n_Q^2/2\sigma_n^2}$$
(2.4.5)

である。式(2.4.4)において、 $(n_p, n_q)$ の条件付結合確率密度関数  $p(n_p, n_q)$ は、 全てののに対して、 $n_p$  の確率密度関数  $p(n_p) \ge n_q$  の確率密度関数  $p(n_q)$  との積にな る。このことは、 $n_p \ge n_q$  とはのの値によらず互いに統計的に独立であることを意味する。



図 2.5 受信波 s(t) + n(t)の位相ベクトルダイヤグラム
さて, s(t)+n(t)が状態 m, m∈[0,3], ("状態"は図2.5に定義する),で検 出される確率を qm(の)とすると,

$$q_{0}(\Phi) = \int_{-A\cos(\pi/4-\Phi)}^{\infty} dn_{p} \int_{-A\sin(\pi/4-\Phi)}^{\infty} p(n_{p}, n_{Q}) dn_{Q}$$
$$= \{1 - q_{p}(\Phi)\} \cdot \{1 - q_{Q}(\Phi)\}$$
(2.4.6)

となる。同様に,

$$q_{1}(\boldsymbol{\Phi}) = q_{P}(\boldsymbol{\Phi}) \cdot \{1 - q_{Q}(\boldsymbol{\Phi})\}$$

$$(2.4.7)$$

$$q_{2}(\Phi) = q_{P}(\Phi) \cdot q_{Q}(\Phi)$$

$$(2.4.8)$$

$$q_{3}(\boldsymbol{\Phi}) = \{1 - q_{P}(\boldsymbol{\Phi})\} \cdot q_{Q}(\boldsymbol{\Phi})$$

$$(2.4.9)$$

となる。ここに、  $q_P(\mathbf{0})$ 及び  $q_Q(\mathbf{0})$ はそれぞれ、再生搬送波の位相誤差が $\mathbf{0}$ のときの、 チャンネル P 及び Q の符号誤 $\mathbf{0}$ 率であり、次式で表現される。

$$q_{p}(\Phi) = \Pr\left[n_{p} < -A\cos\left(\frac{\pi}{4} - \Phi\right)\right]$$

$$= \int_{-\infty}^{-A\cos(\pi/4 - \Phi)} p(n_{p}) dn_{p}$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left\{\sqrt{\rho_{r}} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \Phi\right)\right\} \qquad (2.4.10)$$

$$q_{Q}(\Phi) = \Pr\left[n_{Q} < -A\sin\left(\frac{\pi}{4} - \Phi\right)\right]$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left\{\sqrt{\rho_{r}} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \Phi\right)\right\} \qquad (2.4.11)$$

但し、 $\rho_{\tau}$ は受信フィルタ $F_{rec}$ の出力点における受信 CN比であり、式(2.3.14) に定義 した通りである<sup>†</sup>。

式(2.3.19)の $p_{CR}(\theta)$ を重み関数として、 $q_p(\theta)$ 及び $q_Q(\theta)$ の集合平均をとると、絶対位相変調・同期検波 PSK(CPSK)伝送の符号誤り率の平均が得られる。

$$\overline{P}_{i} = \mathbf{E} \left[ q_{P} (\boldsymbol{\Phi}) \right] = \mathbf{E} \left[ q_{Q} (\boldsymbol{\Phi}) \right]$$
$$= \int_{-\pi/4}^{\pi/4} q_{P} (\boldsymbol{\Phi}) p_{CR} (\boldsymbol{\Phi}) d\boldsymbol{\Phi}$$
$$= \int_{-\pi/4}^{\pi/4} q_{Q} (\boldsymbol{\Phi}) p_{CR} (\boldsymbol{\Phi}) d\boldsymbol{\Phi}$$

(2.4.12)

#### 2.4.2 差動符号化位相変調・同期検波 PSK 伝送の符号誤り率

𝒵, 及び𝒵, をそれぞれ1 シンボル時間前及び現時点の再生搬送波の位相誤差とすると, 差動符号化位相変調・同期検波 PSK(DCPSK)伝送の符号誤り率は次式で表される。

$$q_{DC}(\phi_{1},\phi_{2}) = \sum_{m_{1}=0}^{3} \sum_{m_{2}=m_{1}+1}^{m_{1}+2} q_{m_{1}}(\phi_{1}) q_{m_{2}}(\phi_{2})$$
  
;  $m_{2} = \pm 4 \ \mathcal{O}$  整数 (2.4.13)

第4章で詳述するが,再生搬送波の位相の動きはシンボルレートに比べて十分ゆっくり であり,近似的にφ₁≈φ₂とみなすことができる。このことを考慮すれば,DCPSK 伝 送の符号誤り率の平均は次式のように得られる。

$$\overline{P}_{b} = \int_{-\pi \swarrow 4}^{\pi \nearrow 4} q_{DC} ( \boldsymbol{\Phi} , \boldsymbol{\Phi} ) p_{CR} ( \boldsymbol{\Phi} ) d \boldsymbol{\Phi}$$

$$( 2.4.14 )$$

† 図 2.1 (b)の受信低域フィルタが波形整形用に用いられる場合(4相PSK変調信号が平方根余弦ロールオフスペクトルを呈する場合)は、この雑音帯域幅は受信帯域フィルタ $F_{rec}$ の等価低域雑音帯域幅よりも狭い。従ってこの場合は、これら2つの雑音帯域幅の比を、式(2.4.5)の $\sigma_n^2$ 及び式(2.4.10),(2.4.11)の $\rho_r$ に対して補正する必要がある。(式(2.4.5),(2.4.10),(2.4.11)における $\sigma_n^2$ , $\rho_r$ は $F_{rec}$ の雑音帯域幅に対して定められている。)

#### 2.4.3 数値計算と実験

ここでは、定常状態における符号誤り率の理論式を数値計算し、また実験を行って両者 を比較する。図2.6(a)及び(b)に、それぞれ式(2.4.14)及び式(2.4.12)を用いて計算 したDCPSK伝送及びCPSK伝送の符号誤り率の理論値を実線で示す。両図において、 破線は、4相PSK変調信号に対する実験式(2.3.22)の ρ<sub>ox</sub>を用いて式(2.3.19)の  $p_{CR}(\sigma)$ を計算した場合の符号誤り率の計算値である。また同図には実験値も示す。両図 とも無変調信号受信の場合の符号誤り率の実験値は理論値(実線)とよく一致している。 2相及び4相PSK変調信号受信の場合の実験値は、波形整形フィルタの設計の不完全さ などで生ずる符号間干渉のため、理論値(実線)や実験式を用いた計算値(破線)よりや や悪い。なお、図2.6(a)のDCPSK伝送の場合は、PSK変調信号としてロールオフ率30 %の全余弦ロールオフスペクトルを呈する波形を用い、図2.6(b)のCPSK伝送の場合は、 ロールオフ率40%の平方根余弦ロールオフスペクトルを呈する波形を用いた。



受信 CN比  $\rho_r$  (dB)

----- 理論値
----- 実験式(2.3.22)を用いた計算値
(a):(A,B)=(2.5,1.5)
(b):(A,B)=(1.5,-0.6)

#### 実験値

○ 無変調信号受信

× 2相PSK変調信号受信

△ 4相PSK変調信号受信

図 2.6 符号誤り率対受信 CN比特性の理論値と実験値の比較

#### 2.5 結 言

本章では、まず本論文で扱う4相PSK変復調系の構成を述べた。搬送波再生系は"周 波数4 逓倍/狭帯域フィルタ/分周"方式を仮定した。次に、第3章以降の前準備として、 PSK変調信号及び雑音に関する基礎的考察を行った。定常状態における逓倍動作、サイ クルスリップ発生確率、符号誤り率などの諸理論について整理すると共に、実験を行って 理論と比較した。特に、逓倍動作については、その入出力CN比特性に関し、無変調信号 プラスガウス雑音の4 逓倍の実験結果がその理論値とよく一致することのみならず、2 相 PSK変調信号プラスガウス雑音の4 逓倍の実験結果も無変調信号プラスガウス雑音の4 逓倍の理論値と近似的によく一致することを示した。これに対し、4 相PSK変調信号 プ ラスガウス雑音の4 逓倍の実験では、入力CN比→大 で出力CN比は理論値と一致しない ことを示し、この不一致性はいわゆるバターン雑音に起因することを示唆した。また、サ イクルスリップ発生確率については、狭帯域フィルタF<sub>nar</sub>の雑音帯域幅が同じでも、振 幅スカート特性が急峻なほど小さく良好な特性を与える傾向のあることを示した。

## 第3章 PSK 変調信号のバースト伝送に対する

## 再生搬送波の過渡応答

#### 3.1 序 言

TDMA通信では、バースト伝送に対する再生搬送波の諸特性の過渡応答や、それに伴う 符号誤り率の過渡応答を知ることは大切である。この通信方式では、受信信号(S)はバ ースト状であり、受信雑音(N)は定常的である。また、着目しているバースト信号(S) の直前にしばしば先行バースト信号(I)が配置される。これらの着目バースト信号(S)、 先行バースト信号(I)、プラス定常雑音(N)が搬送波再生系に入力すれば、まず逓倍 回路で周波数逓倍されて、その出力には着目バースト信号( $S \times S$ )、先行バースト信号 ( $I \times I$ )、定常雑音( $N \times N$ )、( $S \times S$ )に付随するバースト雑音( $S \times N$ )、

 $(I \times I)$ に付随する先行バースト雑音 $(I \times N)$ が現れる。次に,これらの信号や雑音 が狭帯域フィルタ $F_{nar}$ を通過すれば,着目バースト信号 $(S \times S)$ はバースト先頭部に おいて,先行バースト信号 $(I \times I)$ から干渉を受け,また上記の3種類の雑音 $(N \times N, S \times N, I \times N)$ の影響を受ける。

本章では、このような条件のもとで、

1) 狭帯域フィルタFnar 出力CN比,

2) 再生搬送波位相の確率密度関数,

3) 符号誤り率,

4) 再生搬送波のサイクルスリップ発生確率,

の過渡応答を解析的に明らかにすると共に、一部については実験を行って理論と比較する。 図 3.1 に搬送波再生系の基本構成を示し、図 3.2 にパースト信号と雑音の関係を示す。



#### 図 3.1 搬送波再生系の基本構成



#### 図 3.2 バースト信号と雑音の関係

3.2 狭帯域フィルタ出力の信号及び雑音の応答

3.2.1 着目バースト信号( $S \times S$ )及び先行バースト信号( $I \times I$ )

図 3.3 に解析モデルを示す。図において、h(t)は狭帯域フィルタ $F_{nar}$ の等価低域の インパルス応答であり、等価低域の伝達関数  $F(j2\pi f)$ との間には式(2.3.1)に示す関係 がある。

A. 着目バースト信号(S×S)

狭帯域フィルタF<sub>nar</sub> に入力する着目バースト信号(S×S)を

$$s_{A}(t) = P_{(S \times S)} u(t) \cos(8\pi f_{c} t + \phi_{0})$$
(3.2.1)

とすると、出力信号は次式のように表される。

$$s_B(t) = P_{(s \times s)} E_C(t) \cos(8\pi f_c t + \phi_0)$$
(3.2.2)

ここに,  $P_{(s \times s)}$ は信号の振幅の大きさを表し, u(t)及び $E_c(t)$ はそれぞれ次式で表される。

$$u(t) = \begin{cases} 1 ; & t \ge 0 \\ 0 ; & t < 0 \end{cases}$$
(3.2.3)

$$E_{c}(t) = u(t) * h(t) = \int_{0}^{t} h(v) dv \qquad (3.2.4)$$



h'(t)

#### 図3.3 解析モデル

但し,記号(\*)はたたみ込みを表す。式(3.2.4),式(2.3.1)からわかるように,

 $E_c(0)=0$ ,  $E_c(\infty)=1$  であり<sup>†</sup>,  $E_c(t)$ を正規化信号振幅応答と称することにする。 B. 先行バースト信号( $I \times I$ )

着目バースト信号(S×S)の直前に先行バースト信号(I×I)が配置されている場合を 考える。狭帯域フィルタF<sub>nat</sub>入力点において,先行バースト信号(I×I)を

$$s_{AI}(t) = P_{(I \times I)} u(-t) \cos(8\pi f_{c} t + \phi_{1})$$
(3.2.5)

で表すと、出力信号は次式のように表される。

$$s_{BI}(t) = P_{(I \times I)} \{ 1 - E_{c}(t) \} \cos(8\pi f_{o} t + \phi_{1})$$
(3.2.6)

ここに,  $P_{(I \times I)}$ は信号の振幅の大きさを表す。位相の差  $\Delta \phi$  (= $\phi_1 - \phi_0$ )は区間 $[-\pi, \pi]$ で一様分布するものとする。

#### 3.2.2 定常雑音(N×N)

狭帯域フィルタ $F_{nsr}$ の入力点及び出力点における定常雑音( $N \times N$ )の波形をそれぞれ  $n_A$ 及び $n_B$ とし、次式のように表す。

$$n_{A}(t) = x_{A}(t) \cos 8\pi f_{o} t - y_{A}(t) \sin 8\pi f_{o} t \qquad (3.2.7)$$

$$n_B(t) = x_B(t) \cos 8\pi f_o t - y_B(t) \sin 8\pi f_o t \qquad (3.2.8)$$

ここに,  $x_A$ ,  $y_A$  及び $x_B$ ,  $y_B$  は等価低域の雑音波形を表す。 $x_B$  又は $y_B$  の自己相関関数  $R_B$  ( $t_1$ ,  $t_2$ )は次式のように表される<sup>(11)</sup>。

$$R_{B}(t_{1}, t_{2}) = \mathbb{E}[x_{B}(t_{1}) x_{B}(t_{2})] = \mathbb{E}[y_{B}(t_{1}) y_{B}(t_{2})]$$
$$= R_{A}(t_{1}, t_{2}) * h(t_{1}) * h(t_{2})$$
(3.2.9)

ここに,  $R_A(t_1, t_2)$ は $x_A$ 又は $y_A$ の自己相関関数である。

† 式(2.3.1)及び2.3の記述から、 $F(j2\pi f) = \int_{0}^{\infty} h(t) e^{-j2\pi ft} dt$  であり、またF(0) = 1 である ことから、 $\int_{0}^{\infty} h(t) dt = 1$  が成立する。  $B_r \gg B_0$ を仮定すると、 $x_A$ 、 $y_A$ は白色雑音とみなすことができる。この場合、  $R_A(t_1, t_2)$ は次式のように表現できる。

$$R_{A}(t_{1}, t_{2}) = \mathcal{N}_{(N \times N)} \delta(t_{1} - t_{2}) \qquad (3.2.10)$$

ここに $\mathcal{N}_{(N \times N)}$ は $x_A$  又は $y_A$  に対する電力スペクトル密度である。式(3.2.10)を式(3.2.9)に代入すると $R_B$ ( $t_1$ ,  $t_2$ )は次式のように得られる。

$$R_{B}(t_{1}, t_{2}) \stackrel{\Delta}{=} \widetilde{R}_{B}(\tau) = \mathcal{N}_{(N \times N)} \int_{0}^{\infty} h(v) h(v+\tau) dv$$
$$= \mathcal{N}_{(N \times N)} \int_{-\infty}^{\infty} |F(j 2 \pi f)|^{2} e^{j2\pi f\tau} df \qquad (3.2.11)$$

但し、上式の導出には次の公式を用いた(14)。

$$\int_{-\infty}^{\infty} a(t) b(t+\tau) dt = \int_{-\infty}^{\infty} \overline{A(f)} B(f) e^{j2\pi f\tau} df \qquad (3.2.12)$$

ここに、a(t),b(t)は共に実関数とし、A(f),B(f)は各々のフーリエ変換とする。また記号( $\overline{\bullet}$ )は複素共役を表す。

 $x_B$  又は  $y_B$  の分散(すなわち雑音電力)  $\sigma^2_{(N \times N)}$  は式(3.2.11), (2.3.2)から次式のように表される。

$$\sigma^{2}_{(N \times N)} = \widetilde{R}_{B} (0) = \mathcal{N}_{(N \times N)} \int_{0}^{\infty} h^{2} (v) dv = B_{0} \mathcal{N}_{(N \times N)}$$

$$(3.2.13)$$

雑音 $(x_B, y_B)$ がインパルス応答 $\delta'(t)$  {  $\leq d\delta/dt$  }の線形回路を通過すれば,その 出力には $(x_B, y_B)$ の時間微分 $(x_B, y_B)$ が現れる。 すなわち, $(x_A, y_A)$ がインパル ス応答h(t)\* $\delta'(t)$ の線形回路を通過すれば,その出力には $(x_B, y_B)$ が現れる。と ころで,

$$h(t) * \delta'(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t-v) \,\delta'(v) \, dv = h'(t) \equiv \frac{dh}{dt}$$
(3.2.14)

が成立するから $\begin{pmatrix} (10) \\ x_B \end{pmatrix}$ 、 $x_B$  又は $y_B$ の自己相関関数  $R_c(t_1, t_2)$ は式(3.2.11)において,  $h \geq h'$ に,  $F(j2\pi f) \geq j2\pi f \cdot F(j2\pi f)$ に置き換えることによって得られる。

$$R_{C}(t_{1}, t_{2}) \stackrel{\triangle}{=} \widetilde{R}_{C}(\tau) = \mathcal{N}_{(N \times N)} \int_{0}^{\infty} h'(v) h'(v+\tau) dv$$
$$= \mathcal{N}_{(N \times N)} \int_{-\infty}^{\infty} |j 2\pi f \cdot F(j 2\pi f)|^{2} e^{j 2\pi f \tau} df \qquad (3.2.15)$$

従って、 $x_B \nabla \iota_{y_B}^{\bullet}$ の分散 $\hat{\sigma}_{(N \times N)}^{2}$ は式(3.2.15),(2.3.3)を用いて、次式のように得られる。

$$\widehat{\sigma}_{(N \times N)}^{2} = \widetilde{R}_{C} (0) = \mathcal{N}_{(N \times N)} \int_{0}^{\infty} h^{\prime 2} (v) dv$$
$$= (2 \pi B_{\rm rms})^{2} B_{0} \mathcal{N}_{(N \times N)}$$
(3.2.16)

 $y_B(t) \ge y_B(t) \ge 0$ 相互相関関数  $R_{yy(N \times N)}(t_1, t_2)$ は、式(3.2.11)の  $R_B(t_1, t_2)$ を用いて、次式のように表現できる (11)。

 $R_{yy(N\times N)}(t_{1}, t_{2}) = \mathbb{E}[\dot{y}_{B}(t_{1}) y_{B}(t_{2})]$   $= R_{B}(t_{1}, t_{2}) * \delta'(t_{1}) = \frac{\partial}{\partial t_{1}} R_{B}(t_{1}, t_{2})$   $= \mathcal{N}_{(N\times N)} \int_{0}^{\infty} h(v) \frac{\partial}{\partial t_{1}} h(t_{1}-t_{2}+v) dv$   $= \mathcal{N}_{(N\times N)} \int_{0}^{\infty} h(v) h'(t_{1}-t_{2}+v) dv$   $= \mathcal{N}_{(N\times N)} \int_{-\infty}^{\infty} j2\pi f \cdot |F(j2\pi f)|^{2} e^{j2\pi f(t_{1}-t_{2})} df$   $= \mathcal{N}_{(N\times N)} \int_{0}^{\infty} (-4\pi f) \cdot |F(j2\pi f)|^{2} \sin 2\pi f(t_{1}-t_{2}) df$ (3.2.17)

 $t_1 - t_2 = 0$  と置くことによって、 $y_B \ge y_B \ge 0$ 相互共分散  $\mu_{(N \times N)}$  は次式のように得られる。

$$\mu_{(N \times N)} = R_{yy(N \times N)}(t_1, t_1)$$

= 0

$$= \mathscr{N}_{(N \times N)} \int_{0}^{\infty} h(v) h'(v) dv$$

(3.2.18)

式(3.2.18)は、定常状態では  $y_B \ge y_B$  とは無相関であり、互いに統計的に独立である ことを意味する。

本論文では $B_0$ ,  $B_{rms} \ll B_r$ を仮定しているので、狭帯域フィルタ $F_{nar}$ 出力の雑音( $x_B$ ,  $y_B$ )及びその時間微分( $\dot{x}_B$ ,  $\dot{y}_B$ )は共に近似的にガウス性とみなせる<sup>(8)</sup>。

3.2.3 バースト雑音( $S \times N$ )及び先行バースト雑音( $I \times N$ )

A. バースト雑音(S×N)

狭帯域フィルタ  $F_{ner}$ の入力点及び出力点におけるバースト雑音 ( $S \times N$ )の波形をそれぞ  $n_A$  及び  $n_B$  とし、次式のように表す。

$$n_{A}(t) = u(t) \{ x_{A}(t) \cos 8\pi f_{c} t - y_{A}(t) \sin 8\pi f_{c} t \}$$
(3.2.19)

$$n_{B}(t) = x_{B}(t) \cos 8\pi f_{c} t - y_{B}(t) \sin 8\pi f_{c} t \qquad (3.2.20)$$

 $x_A(t)u(t)$ 又は $y_A(t)u(t)$ の自己相関関数 $R_A(t_1, t_2)$ は次式のように表される $\binom{(11)}{3}$ 。

$$R_{A}(t_{1}, t_{2}) = \mathcal{N}_{(S \times N)} \delta(t_{1} - t_{2}) u(t_{1}) u(t_{2}) \qquad (3.2.21)$$

ここに、 $\mathcal{N}_{(S \times N)}$ は  $t \ge 0$  における  $x_A$ 又は  $y_A$ の電力スペクトル密度である。式(3.2.21)

を式(3.2.9)に代入することによって,  $x_B$ 又は $y_B$ の自己相関関数 $R_B(t_1, t_2)$ が得られる。

$$R_{B}(t_{1}, t_{2}) = \mathcal{N}_{(S \times N)} \int_{0}^{t_{2}} h(v) h(t_{1} - t_{2} + v) dv \qquad (3.2.22)$$

従って、 $x_B$ 又は $y_B$ の分散  $\sigma^2_{(S \times N)}$ は次のような時間関数で与えられる。

$$\sigma^{2}_{(S \times N)}(t) = R_{B}(t, t) = B_{0}\mathcal{N}_{(S \times N)}E_{N}(t)$$
(3.2.23)

 $\mathbb{CCK} E_N(t) | \mathbf{i},$ 

$$E_N(t) = \frac{1}{B_0} \int_0^t h^2(v) dv \qquad (3.2.24)$$

で表される。式(3.2.24), (3.2.13)からわかるように,  $E_N(0)=0$ ,  $E_N(\infty)=1$ であり,  $E_N(t)$ を正規化雑音電力応答と称することにする。

 $x_B$ 又は $y_B$ の自己相関関数  $R_c(t_1, t_2)$ は式(3.2.22)において, $h \ge h'$ で置換する ことによって得られる。

$$R_{C}(t_{1}, t_{2}) = \mathcal{N}_{(S \times N)} \int_{0}^{t_{2}} h'(v) h'(t_{1} - t_{2} + v) dv \qquad (3.2.25)$$

従って、 $x_B$ 又は $y_B$ の分散 $\hat{\sigma}^2_{(S \times N)}$ は次のような時間関数で与えられる。

$$\widehat{\sigma}^{2}_{(S \times N)}(t) = R_{C}(t, t) = (2 \pi B_{\rm rms})^{2} B_{0} \mathcal{N}_{(S \times N)} E_{N}^{*}(t) \qquad (3.2.26)$$

ここに、 $E_N^{\bullet}(t)$ は

$$E_N^{\bullet}(t) = \frac{1}{(2\pi B_{\rm rms})^2 B_0} \int_0^t h'^2(v) dv \qquad (3.2.27)$$

で表される。式(3.2.27), (3.2.16)からわかるように,  $E_N(0) = 0$ ,  $E_N(\infty) = 1$ であり,  $E_N(t)$ を正規化微分雑音電力応答と称することにする。  $y_B(t) \ge \dot{y}_B(t) \ge 0$ 相互相関関数 $R_{yy}(s \times N)(t_1, t_2)$ は,式(3.2.2.2)の  $R_B(t_1, t_2)$ を用いて,次式のように表現できる<sup>(11)</sup>。

$$R_{yy(S \times N)}(t_{1}, t_{2}) = \frac{\partial}{\partial t_{1}} R_{B}(t_{1}, t_{2})$$
$$= \mathcal{N}_{(S \times N)} \int_{0}^{t_{2}} h(v) h'(t_{1} - t_{2} + v) dv \qquad (3.2.28)$$

従って、 $y_B \geq y_B$ との相互共分散の過渡応答  $\mu_{(s \times N)}(t)$ は次式のように表される。

$$\mu_{(S \times N)}(t) = R_{yy}(S \times N)(t, t)$$
$$= \mathcal{N}_{(S \times N)} \int_{0}^{t} h(v) h'(v) dv \qquad (3.2.29)$$

B. 先行バースト雑音(*I*×*N*)

狭帯域フィルタ $F_{nar}$ 入力点における先行パースト雑音( $I \times N$ )の波形 $n_A$ を次式のように表す。

$$n_{A}(t) = u(-t) \{ x_{A}(t) \cos 8\pi f_{c}t - y_{A}(t) \sin 8\pi f_{c}t \}$$
(3.2.30)

式(3.2.13), (3.2.23)と同様にして, 狭帯域フィルタ $F_{nar}$ の出力点における先行バースト雑音( $I \times N$ )の分散 $\sigma^2_{(I \times N)}$ は次式のように得られる。

$$\sigma^{2}_{(I \times N)} (t) = B_{0} \mathcal{N}_{(I \times N)} \{ 1 - E_{N} (t) \}$$
(3.2.31)

ここに, $\mathscr{N}_{(I imes N)}$ はt < 0における雑音電力スペクトル密度である。

式(3.2.16),(3.2.26)と同様にして,狭帯域フィルタ $F_{nar}$ の出力点における先行バースト雑音( $I \times N$ )の時間微分波の分散 $\hat{\sigma}_{(I \times N)}^2$ は次式のように得られる。

$$\widehat{\sigma}^{2}_{(I \times N)}(t) = (2 \pi B_{\rm rms})^{2} B_{0} \mathcal{N}_{(I \times N)} \{1 - E^{\bullet}_{N}(t)\}$$
(3.2.32)

式(3.2.18),(3.2.29)と同様にして、 $y_B$ と $\hat{y}_B$ との相互共分散の過渡応答 $\mu_{(I \times N)}(t)$ は次式のように表される。

$$\mu_{(I \times N)}(t) = R_{yy}(I \times N)(t, t)$$

$$= \mathcal{N}_{(I \times N)} \int_{t}^{\infty} h(v) h'(v) dv$$

$$= -\mathcal{N}_{(I \times N)} \int_{0}^{t} h(v) h'(v) dv \qquad (3.2.33)$$

### 3.3 狭帯域フィルタ出力CN比及び再生搬送波位相の確率密度関数の 過渡応答

式(2.3.15)は  $t \to \infty$  での定常状態における 狭帯 域フィルタ  $F_{nar}$  出力の CN 比を与え ている。第2章で述べたように, この式において右辺第1~3項は受信信号(S)と受信 雑音(N)との相互の積による雑音(S×N)の項を表し,第4項は受信雑音(N)同士の 積による雑音(N×N)の項を表している。ところで着目している受信信号(S)がパース ト状で,受信雑音(N)が定常的であれば,狭帯域フィルタ  $F_{nar}$ の出力端に抽出された 信号(S×S)及びそれに付随している雑音(S×N)は共にバースト状であり,出力パース ト信号(S×S)の振幅の過渡応答は $E_c(t)$ に比例し,出力パースト雑音(S×N)の電力 の過渡応答は $E_N(t)$ に比例する。一方,出力雑音(N×N)は定常的である。ところでパ ースト雑音(S×N)と定常雑音(N×N)とは互いに統計的に独立であるから<sup>(10)</sup>,総合の雑音 電力はこれらの算術和になる。以上のことを考慮すると,狭帯域フィルタ  $F_{nar}$ の出力点 における CN比(着目パースト信号(S×S)対総合雑音(N×N+S×N)の電力比)の過渡 応答 $\widetilde{\rho}_0(t)$ は次式のように表現できる。

$$\{\widetilde{\rho}_{0}(t)\}^{-1} = \{\rho_{1}(t)\}^{-1} + \{\rho_{2}(t)\}^{-1} ; t \ge 0$$
(3.3.1)

ここに,

 $\rho_1(t)$ :狭帯域フィルタ $\mathbf{F}_{nar}$ の出力点における着目バースト信号 $(S \times S)$ 対定常雑

音(N×N)の電力比の過渡応答

 $\rho_2(t)$ :狭帯域フィルタ $F_{nar}$ の出力点における着目バースト信号( $S \times S$ )対バースト雑音( $S \times N$ )の電力比の過渡応答

であり, 逓倍回路がメモリのない |・|<sup>4</sup> 素子で構成される場合, それぞれ次式のように表される。

$$\{ \rho_{1}(t) \}^{-1} = \frac{2 \sigma^{2}_{(N \times N)}}{P_{(S \times S)}^{2} E_{C}^{2}(t)} = \frac{B_{0}}{B_{r}} \frac{16}{\rho_{r}} \cdot \frac{1.5}{\rho_{r}^{3}} T_{4} \cdot \frac{1}{E_{C}^{2}(t)} \quad ; \quad t \ge 0$$

$$(3.3.2)$$

$$\{\rho_{2}(t)\}^{-1} = \frac{2\sigma_{(S\times N)}^{2}(t)}{P_{(S\times S)}^{2}E_{c}^{2}(t)} = \frac{B_{0}}{B_{r}}\frac{16}{\rho_{r}}\left(1 + \frac{4.5}{\rho_{r}}T_{2} + \frac{6}{\rho_{r}^{2}}T_{3}\right) \cdot \frac{E_{N}(t)}{E_{c}^{2}(t)}$$

$$; t \ge 0 \qquad (3.3.3)$$

次に、先行バースト信号(I×I)の影響について考えよう。着目バースト信号(S)の 直前に先行バースト信号(I)がある場合、狭帯域フィルタ $F_{nar}$ の出力点では着目バー スト信号(S×S)は先行バースト信号(I×I)によって干渉を受ける。ここでは2つのバ ースト信号(S)及び(I)の搬送波周波数は等しく、位相の差が区間[-π, π]で一様 分布するものとする。更に、受信先行バースト信号(I)の振幅が受信着目バースト信号 (S)の振幅のα倍あると仮定し、また逓倍回路がメモリのない|・|\*素子で構成されて いると仮定する。狭帯域フィルタ $F_{nar}$ の出力点では、着目バースト信号(S×S)の振幅 は式(3.2.2)から $P_{(S\timesS)}E_c(t)$ であり、先行バースト信号(I×I)の振幅は式(3.2.6) から $P_{(I\timesI)}$  { $1 - E_c(t)$ } である。また $P_{(I\timesI)}/P_{(S\timesS)} = a^4$ である。以上から、狭 帯域フィルタ $F_{nar}$ の出力点における着目バースト信号(S×S)対先行バースト信号(I× I)の電力比  $\eta_0$ は次式のように表される。

$$\eta_0(t) = \frac{E_C^2(t)}{\alpha^8 \{ 1 - E_C(t) \}^2} ; t \ge 0$$
 (3.3.4)

次に、狭帯域フィルタ $F_{nar}$ の出力点における着目バースト信号 $(S \times S)$ 対先行バースト 雑音 $(I \times N)$ の電力比 $(CN \sqcup)$ の過渡応答 $\rho_{s}(t)$ について考える。以下の3点、すな わち,

- 1) 定常状態における先行バースト信号( $I \times I$ )対先行バースト雑音( $I \times N$ )の電力 比は、式(3.3.3)で $t \rightarrow \infty$ とし、 $\rho_r \epsilon \alpha^2 \rho_r$ に置換することによって得られる;
- 2) 定常状態における着目バースト信号( $S \times S$ )の電力 $P^2_{(S \times S)}$ /2は、先行バースト 信号( $I \times I$ )の電力 $P^2_{(I \times I)}$ /2の1/ $\alpha^8$ 倍である;
- 3) 先行バースト雑音 ( $I \times N$ )の電力の,  $t \ge 0$  における過渡応答は  $\{1 E_N(t)\}$  に 比例する;
- を考慮すると、 $\rho_{3}(t)$ は次式のように表される。

$$\{ \rho_{3}(t) \}^{-1} = \frac{2 \sigma^{2}_{(I \times N)}(t)}{P^{2}_{(S \times S)} E^{2}_{C}(t)}$$

$$= \frac{B_0}{B_r} \frac{16}{\rho_r} \left( \alpha^6 + \frac{4.5}{\rho_r} \alpha^4 T_2 + \frac{6}{\rho_r^2} \alpha^2 T_3 \right) \cdot \frac{1 - E_N(t)}{E_C^2(t)}$$
;  $t \ge 0$  (3.3.5)

ところで、( $S \times S$ )に付随するバースト雑音( $S \times N$ )と、( $I \times I$ )に付随する先行バー スト雑音( $I \times N$ )と、定常雑音( $N \times N$ )とは互いに統計的に独立であるから<sup>(10)</sup>,総合の雑 音電力はこれらの算術和になる。従って、狭帯域フィルタ $F_{nar}$ の出力点における総合の CN比(着目バースト信号( $S \times S$ )対総合雑音( $N \times N + S \times N + I \times N$ )の電力比)の過渡 応答 $\rho_0(t)$ は次式のように表される。

$$\{\rho_{0}(t)\}^{-1} = \{\rho_{1}(t)\}^{-1} + \{\rho_{2}(t)\}^{-1} + \{\rho_{3}(t)\}^{-1}$$

$$t \ge 0 \tag{3.3.6}$$

 $B_0$ ,  $B_{rms} \ll B_r$ を仮定しているので、狭帯域フィルタ $F_{nar}$ 出力の雑音は近似的に ガウス性とみなせる<sup>(8)</sup>。この場合、文献(28)を用いれば、狭帯域フィルタ $F_{nar}$ の出力位相 $\phi$ の確率密度関数の過渡応答 $g'(\phi \mid t)$ は次式で与えられる。

$$g'(\phi \mid t) = \frac{1}{\pi} \rho_0(t) \int_0^\infty \exp\left(-\rho_0(t) \left[ \frac{r^2 + \frac{1}{\eta_0(t)} + 1 - 2r\cos\phi}{\eta_0(t)} \right] \right)$$

• 
$$I_0 \left( \frac{2\rho_0(t)}{\sqrt{\eta_0(t)}} \cdot \sqrt{r^2 + 1 - 2r\cos\phi} \right) r dr$$
 (3.3.7)

ここに  $I_0(\cdot)$  は第1種変形ベッセル関数である。4分周後の位相の確率密度関数  $p'_{CR}(\phi \mid t)$ は式(2.3.19)と同様にして,

$$p'_{CR}(\phi \mid t) = 4 g'(\phi = 4 \phi \mid t) \quad ; \quad |\phi| \le \pi / 4 \tag{3.3.8}$$

となる<sup>(10)</sup>。式(2.4.12), (2.4.14)の $p_{CR}(\phi)$ に式(3.3.8)の $p'_{CR}(\phi|t)$ を代入す れば,符号誤り率の集合平均 $\overline{P}_{\delta}$ の過渡応答が得られる。なお、付録に式(3.3.7)の  $g'(\phi|t)$ が $t \rightarrow \infty$ で式(2.3.18)の $g(\phi)$ と一致することを示す。

#### 3.4 サイクルスリップ発生確率の過渡応答

ここでは、狭帯域フィルタF<sub>nar</sub>の出力点において、着目バースト信号(S×S)、先行 バースト信号(I×I)、並びにバースト雑音(S×N)、先行バースト雑音(I×N)、定常 雑音(N×N)が共存している場合のサイクルスリップ発生確率の過渡応答について考察す る。上記の3種類の雑音の各々の振幅及び各々の微分波の振幅は、 $B_0$ ,  $B_{rms} \ll B_r$ の 場合、近似的にガウス過程<sup>(8),(15)</sup>とみなせる。また、各々の雑音波の振幅 $x_B$ (又は $y_B$ ) は3種類の雑音の間で相互に独立であり、各々の微分雑音波の振幅 $\dot{x}_B$ (又は $\dot{y}_B$ )につい ても相互に独立であるから<sup>(10)</sup>、結局、総合の雑音電力は各々の雑音電力の算術和で表さ れ、総合の微分雑音電力は各々の微分雑音電力の算術和で表される<sup>(10)</sup>。従って、狭帯域 フィルタF<sub>nar</sub>の出力点における総合の雑音の振幅及び総合の微分雑音の振幅は、共に平均 値が0で、分散がそれぞれ $\sigma_0^2$ (t)、 $\hat{\sigma}_0^2$ (t)のガウス分布に従う。

$$\sigma_0^2(t) = \sigma_{(N \times N)}^2 + \sigma_{(S \times N)}^2(t) + \sigma_{(I \times N)}^2(t)$$
$$= B_0 \cdot \left[ \mathcal{N}_{(N \times N)} + \mathcal{N}_{(S \times N)} E_N(t) + \mathcal{N}_{(I \times N)} \left\{ 1 - E_N(t) \right\} \right] \quad (3.4.1)$$

-42 -

$$\widehat{\sigma}_{0}^{2}(t) = \widehat{\sigma}_{(N \times N)}^{2} + \widehat{\sigma}_{(S \times N)}^{2}(t) + \widehat{\sigma}_{(I \times N)}^{2}(t)$$

$$= (2\pi B_{\rm rms})^{2} B_{0} \cdot (\mathcal{N}_{(N \times N)} + \mathcal{N}_{(S \times N)} E_{N}^{*}(t) + \mathcal{N}_{(I \times N)} \{1 - E_{N}^{*}(t)\})$$

$$(3.4.2)$$

また,総合の  $y_B$  及び  $y_B$ に対する相互共分散の過渡応答  $\mu_{yy}(t)$ は次式で表現できる。

$$u_{yy}(t) = \mu_{(N \times N)} + \mu_{(S \times N)}(t) + \mu_{(I \times N)}(t)$$
  
= {  $\mathcal{N}_{(S \times N)} - \mathcal{N}_{(I \times N)}$  }  $\cdot \int_{0}^{t} h(v) h'(v) dv$  (3.4.3)

従って、 $y_B(t)$ と $y_B(t)$ との相関係数の過渡応答 $r_{yy}(t)$ は次のように表される<sup>(14)</sup>。

$$r_{yy}(t) = \frac{E[y_B(t)\dot{y}_B(t)]}{\sqrt{E[y_B^2(t)]E[\dot{y}_B^2(t)]}} = \frac{\mu_{yy}(t)}{\sigma_0(t)\hat{\sigma}_0(t)}$$
(3.4.4)

なお,式(3.2.18), (3.2.29), (3.2.33),及び式(3.4.1)~(3.4.4)か ら,

$$t \to \infty \quad \mathcal{O} \succeq t \quad r_{yy}(t) \to 0 \tag{3.4.5}$$

であるから、定常状態では  $y_B \ge y_B$  とは無相関(すなわち、相互に統計的に独立)である ことがわかる。

狭帯域フィルタ  $F_{nar}$ の出力点における着目バースト信号( $S \times S$ )プラス先行バースト信号( $I \times I$ )の振幅の過渡応答 $G(t \mid d\phi)$ は、式(3.2.2)、(3.2.6)から次のように表される。

$$G(t \mid \Delta \phi) = \{P_{(S \times S)}^{2} E_{C}^{2}(t) + P_{(I \times I)}^{2} \{1 - E_{C}(t)\}^{2} + 2P_{(S \times S)} P_{(I \times I)} E_{C}(t) \{1 - E_{C}(t)\} \cos \Delta \phi\}^{1/2}$$
(3.4.6)

式(3.4.1)~(3.4.4),及び式(3.4.6)を用いて、サイクルスリップ発生確率の 過渡応答 $N_c(t \mid d\phi)$ は次式のように導出できる $^{(9),(15)}$ 。

$$N_{C}(t \mid \Delta \phi) = \Pr[x_{B} < -G, y_{B} = 0, \dot{y}_{B} > 0] + \Pr[x_{B} < -G, y_{B} = 0, \dot{y}_{B} < 0]$$

$$=\frac{2}{\Delta t}\int_{-\infty}^{-C} dx_B \int_{0}^{\infty} d\dot{y}_B \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} dy_B \int_{0}^{\frac{1}{2}} dy_B \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} dy_B \int_{0}^{\frac{1}{2}} dy_B \int_{0}^{\frac{1}$$

$$\approx \frac{2}{\Delta t} \int_{-\infty}^{-G} p(x_B) dx_B \cdot \int_{0}^{\infty} p(y_B = 0, \dot{y}_B) \dot{y}_B \Delta t d\dot{y}_B$$

$$=\frac{\widehat{\sigma}_{0}(t)}{2\pi\sigma_{0}(t)}\sqrt{1-r_{yy}^{2}(t)} \text{ erf } \sqrt{\frac{G^{2}(t|\Delta\phi)}{2\sigma_{0}^{2}(t)}}$$

$$= B_{\rm rms} \cdot \sqrt{\frac{\mathcal{N}_{(N \times N)} + \mathcal{N}_{(S \times N)} E_N^{\bullet}(t) + \mathcal{N}_{(I \times N)} \{1 - E_N^{\bullet}(t)\}}{\mathcal{N}_{(N \times N)} + \mathcal{N}_{(S \times N)} E_N^{\bullet}(t) + \mathcal{N}_{(I \times N)} \{1 - E_N^{\bullet}(t)\}}}$$

$$\cdot \sqrt{1 - r_{yy}^{2}} \left( t \right)$$

$$\operatorname{erfc} \sqrt{\frac{P_{(S\times S)}^{2} E_{c}^{2}(t) + P_{(I\times I)}^{2} \left\{1 - E_{c}(t)\right\}^{2}}{2 B_{0} \left(\mathcal{N}_{(N\times N)} + \mathcal{N}_{(S\times N)} E_{N}(t)\right)}} *$$

$$+ \frac{+2P_{(s \times s)}P_{(I \times I)} E_{c}(t) \{1 - E_{c}(t)\} \cos 4\phi}{+\mathcal{N}_{(I \times N)} \{1 - E_{N}(t)\}} (3.4.7)$$

ここに、 $x_B$ の確率密度関数  $p(x_B)$ ,及び $(y_B, y_B)$ の結合確率密度関数  $p(y_B, y_B)$ はそれぞれ

$$p(x_B) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_0} \exp(-x_B^2 / 2\sigma_0^2)$$
 (3.4.8)

-44-

$$p(y_{B}, \dot{y}_{B}) = \frac{1}{2 \pi \sigma_{0} \hat{\sigma}_{0} \sqrt{1 - r_{yy}^{2}}}$$
$$\cdot \exp\left\{-\frac{1}{2(1 - r_{yy}^{2})} \left(\frac{y_{B}^{2}}{\sigma_{0}^{2}} + \frac{\dot{y}_{B}^{2}}{\hat{\sigma}_{0}^{2}} - 2 r_{yy}^{2} \frac{y_{B} \dot{y}_{B}}{\sigma_{0} \hat{\sigma}_{0}}\right)\right\}$$
(3.4.9)

である。ところで、  $A \phi$  は区間  $[-\pi, \pi]$  で一様分布するから、サイクルスリップ発生確率の 過渡応答の 集合平均  $\overline{N_c(t)}$  は次のように表現できる。

$$\overline{N_C(t)} = \int_{-\pi}^{\pi} \frac{1}{2\pi} N_C(t \mid \Delta\phi) d\Delta\phi \quad (\Box \nearrow \psi) \qquad (3.4.10)$$

さて、図3.1の逓倍回路がメモリのない |・|\*素子で構成されていると仮定しよう。受 信フィルタ  $F_{rec}$  によって受信される着目バースト信号(S)及び先行バースト信号(I) が共に無変調の正弦波で、先行バースト信号(I)の振幅が着目バースト信号(S)の振 幅の a 倍あるとすると、狭帯域フィルタ $F_{nar}$ の出力点における CN比((S×S)対(N× N+S×N+I×N)の電力比)の過渡応答  $\rho_0(t)$ は式(3.3.6)に示される通りとなる。 従って、CN比に関する式(3.3.6)、(3.3.2)、(3.3.3)、(3.3.5)、及び狭帯 域フィルタ  $F_{nar}$ 出力点の雑音電力、微分雑音電力、及び雑音の相互共分散に関する式 (3.2.13)、(3.2.16)、(3.2.18)、(3.2.23)、(3.2.26)、(3.2.29)、 及び式(3.2.31)~(3.2.33)をサイクルスリップ発生確率の式(3.4.7)、(3.4.10) に代入すれば、上記の場合のサイクルスリップ発生確率の過渡応答 $\overline{N_c(t)}$ は次式のよう に書き換えられる。

$$\overline{N_{C}(t)} = B_{rms} \cdot \left[ \frac{\left(1 + \frac{4.5}{\rho_{r}} T_{2} + \frac{6}{\rho_{r}^{2}} T_{3}\right) E_{N}(t) + \frac{1.5}{\rho_{r}^{3}} T_{4}}{\left(1 + \frac{4.5}{\rho_{r}} T_{2} + \frac{6}{\rho_{r}^{2}} T_{3}\right) E_{N}(t) + \frac{1.5}{\rho_{r}^{3}} T_{4}} \right] \times$$

$$+ \left( \alpha^{6} + \frac{4.5}{\rho_{r}} \alpha^{4} T_{2} + \frac{6}{\rho_{r}^{2}} \alpha^{2} T_{3} \right) \cdot \left\{ 1 - E_{N}(t) \right\}$$

$$+ \left( \alpha^{6} + \frac{4.5}{\rho_{r}} \alpha^{4} T_{2} + \frac{6}{\rho_{r}^{2}} \alpha^{2} T_{3} \right) \cdot \left\{ 1 - E_{N}(t) \right\}$$

$$\cdot \int_{-\pi}^{\pi} \frac{d \, \Delta \phi}{2 \, \pi} \, \mathrm{erfc} \, \sqrt{\rho_0(t)} \cdot \left[ E_c^2(t) + \alpha^8 \left\{ 1 - E_c(t) \right\}^2 } * * \\ * * \frac{1}{2 \, \alpha^4 E_c(t)} \left\{ 1 - E_c(t) \right\} \cos \Delta \phi \right] / E_c^2(t) }$$

$$(3.4.11)$$

ここに、 $r_{yy}(t)$ は次式のように表される。

$$r_{yy}(t) = \frac{1}{2 \pi B_{rms} B_0} \int_0^t h(v) h'(v) dv \cdot \left\{ (1 - \alpha^6) + \frac{4.5}{\rho_r} (1 - \alpha^4) T_2 + \frac{6}{\rho_r^2} (1 - \alpha^2) T_3 \right\}$$
$$\cdot \left\{ \left[ \left( 1 + \frac{4.5}{\rho_r} T_2 + \frac{6}{\rho_r^2} T_3 \right) E_N(t) + \frac{1.5}{\rho_r^3} T_4 + \left( \alpha^6 + \frac{4.5}{\rho_r} \alpha^4 T_2 + \frac{6}{\rho_r^2} \alpha^2 T_3 \right) \right] \right]_{rms} \left\{ 1 - E_N(t) \right\} \right]_{rms} \left[ \left( 1 + \frac{4.5}{\rho_r} T_2 + \frac{6}{\rho_r^2} T_3 \right) E_N(t) + \frac{1.5}{\rho_r^3} T_4 \right]$$
$$+ \left( \alpha^6 + \frac{4.5}{\rho_r} \alpha^4 T_2 + \frac{6}{\rho_r^2} \alpha^2 T_3 \right) \left\{ 1 - E_N(t) \right\} \left[ \frac{1}{2} \right]_{rms} \left( 3.4.12 \right)$$

$$-46-$$

いま,先行バースト信号(I)の存在しない場合を考えよう。式(3.4.11)でα=0 と置けば,次式が得られる。

$$\overline{N_{C}(t)} = B_{\rm rms} \cdot \left[ \frac{\left(1 + \frac{4.5}{\rho_{r}}T_{2} + \frac{6}{\rho_{r}^{2}}T_{3}\right)E_{N}(t) + \frac{1.5}{\rho_{r}^{3}}T_{4}}{\left(1 + \frac{4.5}{\rho_{r}}T_{2} + \frac{6}{\rho_{r}^{2}}T_{3}\right)E_{N}(t) + \frac{1.5}{\rho_{r}^{3}}T_{4}} \right]^{1/2}$$

$$\cdot \sqrt{1 - \widetilde{r}_{yy}^2(t)} \cdot \operatorname{erfc} \sqrt{\widetilde{\rho}_0(t)}$$
(3.4.13)

ここに、 $\rho_0(t)$ は式(3.3.1)に示される通りであり、また $r_{yy}(t)$ は

$$\widetilde{r}_{y\dot{y}}(t) = \frac{1}{2\pi B_{\rm rms} B_0} \int_0^t h(v) h'(v) dv \cdot \left(1 + \frac{4.5}{\rho_r} T_2 + \frac{6}{\rho_r^2} T_3\right)$$
$$\cdot \left/ \left\{ \left(1 + \frac{4.5}{\rho_r} T_2 + \frac{6}{\rho_r^2} T_3\right) E_N(t) + \frac{1.5}{\rho_r^3} T_4 \right\}^{1/2}$$
$$\cdot \left\{ \left(1 + \frac{4.5}{\rho_r} T_2 + \frac{6}{\rho_r^2} T_3\right) E_N(t) + \frac{1.5}{\rho_r^3} T_4 \right\}^{1/2}$$
(3.4.14)

である。

次に定常状態について考える。式(3.4.11)(又は式(3.4.7))でt→∞と置くと, 次式が得られる。

$$\overline{N_c \ (t \to \infty)} = B_{\rm rms} \cdot \operatorname{erfc} \sqrt{\rho_{0,\infty}}$$
(3.4.15)

ここに, $\rho_{0,\infty}$ は式(2.3.15)に示される通りである。式(3.4.15)はRiceの定常状態 におけるクリック発生確率を与える式(2.3.20)と一致することがわかる<sup>(9)</sup>。

#### 3.5 過渡応答の評価

3.5.1 符号誤り率による再生搬送波位相の確率密度関数の評価

ここでは、再生搬送波位相の確率密度関数の過渡応答を符号誤り率の過渡応答特性によって評価する。図 3.4 は式(2.4.12)の  $p_{CR}(\mathbf{0})$ に式(3.3.8)の  $p_{CR}'(\mathbf{0}|t)$ を代入することによって計算した結果であり、種々の狭帯域フィルタ  $F_{nar}$ の構成に対する CPSK



図 3.4 種々の狭帯域フィルタ F<sub>nar</sub>の構成に対する CPSK 伝送の 符号誤り率の過渡応答

伝送の符号誤り率の過渡応答の理論値を与える。図から、単同調回路や、2つの単同調回路を縦続に接続した回路の収束速度は、2段バタワース回路の収束速度よりも速く、振幅 スカート特性の緩やかなフィルタ構成ほど速く収束する傾向のあることがわかる。このこ とは、狭帯域フィルタFnarの構成を定める上で、第2章のサイクルスリップの場合と相反 する関係にあり、両者を考慮すると、フィルタの構成には2つの単同調回路の縦続接続構 成がよいと思われる。また、先行バースト信号のある場合、バースト先頭部では、狭帯域 フィルタFnarの帯域幅Boが小さいほど、再生搬送波の位相ジッタの大きさは大きく、従 って符号誤り率は悪い。またそれらの収束速度は遅い。これに対し、先行バースト信号のな い場合、バースト先頭部では、Boの大きさにかかわらず、位相ジッタの大きさはほとん ど同じで、従って符号誤り率の大きさはほとんど同じである。またそれらの収束速度もほと んど同じである。

図3.5には、DCPSK伝送の符号誤り率の過渡応答の理論値と実験値の比較を行う。理 論値は、式(2414)の $P_{CR}(\phi)$ に式(338)の $P_{CR}(\phi|t)$ を代入することによって 計算したものである。先行バースト信号(I)の存在しない場合( $\alpha = 0$ )と、先行バー スト信号(I)が着目バースト信号(S)の直前に同一の振幅値( $\alpha = 1$ )で存在する場合 とについて、理論値と実験値との比較を行い、いずれの場合も理論値と実験値とは概ねー 致する結果を得た。





図 3.5 DCPSK伝送の符号誤り率の過渡応答の理論値と実験値の比較; F<sub>nar</sub>
 は 2 つの単同調回路の縦続接続構成によるフィルタで、2 つの単同調回
 路の帯域幅の比は β= 0.433

3.5.2 サイクルスリップ発生確率の評価

図 3.6 に,狭帯域フィルタ  $F_{nar}$ の構成が,2つの単同調回路(帯域幅は等しい)の縦続 接続構成である場合の,正規化信号振幅応答の二乗 $E_c^2(t)$ ,正規化雑音電力応答 $E_N(t)$ , 及び正規化微分雑音電力応答 $E_N(t)$ をそれぞれ式(3.2.4),(3.2.2.4),(3.2.2.7)を 用いて計算した結果を示す。

図3.7に、4 逓倍回路がメモリのない  $|\cdot|^4$ 素子で構成されている場合の,再生搬送波の サイクルスリップ発生確率の過渡応答を、式(3.4.11)を用いて計算した結果を示す。 逓倍入力の着目バースト信号(S)、及びその直前にある先行バースト信号(I)は共に無 変調の正弦波で、両信号の搬送波周波数は等しく、位相差はランダムで一様分布するもの と仮定する。バースト先頭部ではサイクルスリップは非常に頻繁に発生することがわかる。 先行バースト信号のある場合、バースト先頭部では、狭帯域フィルタ  $F_{nar}$ の帯域幅  $B_0$ が 小さいほど、サイクルスリップの発生確率は大きく、またその収束速度は遅い。これに対 し、先行バースト信号のない場合、バースト先頭部では  $B_0$ の大きさにかかわらず、サイク ルスリップの発生確率はほとんど同じで、またその収束速度もほとんど同じである。



正規化時間 Bot

図 3.6 狭帯域フィルタ F<sub>nar</sub> 出力における正規化信号振幅応答の二乗 E<sub>c</sub><sup>2</sup>(t), 正規化雑音及び微分雑音電力応答 E<sub>N</sub>(t)及び E<sub>N</sub>(t)の計算結果; F<sub>nar</sub> は 2 つの単同調回路の縦続接続回路で構成され, 2 つの単同調回 路の帯域幅は等しいと仮定



図3.7 4 逓倍回路がメモリのない |・|4素子で構成されている場合のサイクル スリップ発生確率の過渡応答の計算結果; 逓倍入力信号は無変調信号 を仮定; F<sub>nar</sub>は2つの単同調回路の縦続接続構成によるフィルタで, 2つの単同調回路の帯域幅は等しいと仮定

#### 3.6 結 言

着目バースト信号(S),先行バースト信号(I),プラス定常雑音(N)を受信したときの,搬送波再生系を中心とした考察を行った。すなわち,

1) 狭帯域フィルタF<sub>net</sub>出力の信号振幅, 雑音電力, 及び微分雑音電力の過渡応答,

2) 再生搬送波位相の確率密度関数の過渡応答,

3) 符号誤り率の過渡応答,

4) 再生搬送波のサイクルスリップ発生確率の過渡応答,

を理論的に明らかにした。また,符号誤り率の過渡応答については,実験を行って理論と 比較した。

過渡応答の収束性については、狭帯域フィルタF<sub>nar</sub>の特性に依存し、同じ雑音帯域幅で も振幅スカート特性の緩やかなほど速く収束する傾向のあることを示した。またこのこと は、狭帯域フィルタF<sub>nar</sub>の構成を定める上で、第2章のサイクルスリップ発生確率の場合 と相反する関係にあり、両者を考慮すると狭帯域フィルタF<sub>nar</sub>の構成には、2つの単同調 回路の縦続接続構成がよいと思われることを示した。

サイクルスリップ発生確率については,既にRiceが定常解として,

" $B_{rms} \times erfc \sqrt{狭帯域フィルタF_{nar}}$ 出力CN比"を与えているが,一方,本章で得られた過渡解では,単に上式の"CN比"を"バースト伝送に対する過渡的CN比" に置き換えるだけでは不十分で,この置換以外に," $B_{rms}$ "を" $E_N(t) \ge E_N(t)$ を含む時間関数"で置き換える必要のあることを示した。本章で導出したサイクルスリップ発生確率の過渡応答の理論式を数値計算したところ,先行バースト信号(I)が着目バースト信号(S)の直前にある場合,バーストの先頭部では非常に頻繁にサイクルスリップが発生することが明らかになった。

## 第4章 再生搬送波の位相ジッタ及びサイクルスリップ現象 とそれらのユニークワード・ミス検出に及ぼす影響

#### 4.1 序 言

TDMA通信においては、PSK変調信号はバースト伝送されるが、この種の伝送方式で はバースト同期や再生搬送波の位相不確定除去を行うことは大切な問題で、これらはユニ ークワード(UW:Unique Word)の検出を通して行われる。この検出は一般には、復 調系にあるUW検出器にあらかじめ格納されているUWパターンと受信データとの相関を とることによって行われる。UWの検出特性は無線回線の状態に依存するものであり、こ の検出特性を評価することは大切なことである。このことは、TDMA方式<sup>(3)</sup>において、し ばしばUWミス検出確率の回線状態に対する目標値や、それの測定手法が仕様として定めら れていることをみてもわかる。ところで、W・Schrempp、T・Sekimoto<sup>(30)</sup>は既に、符 号誤り率(BER)とUWミス検出確率との関係を次式で表現した。

UWミス検出確率 =  $\sum_{i=\varepsilon+1}^{2M} {\binom{2M}{i}} BER^{i} \cdot \{1 - BER\}^{2M-i}$  (4.1.1) 2M:UWのビット数(M:UW長(単位:シンボル))  $\varepsilon$ :許容誤りビット数

この式は表現が極めて簡単であり,再生搬送波の位相雑音が少なく無視できる限り,有用 で実用的な式である。この式によると,"UW 長を長くすると(UW を構成するビット数 を多くすると),UWミス検出確率は際限なく良好にできる"ことが示唆されている。再 生搬送波のサイクルスリップがUWミス検出に及ぼす影響については,これまで定量的な 検討はなされていない。

ところで、最近筆者がUWのミス検出動作について理論的及び実験的に検討したところ、 再生搬送波に位相ジッタやサイクルスリップが存在する場合、これらがUWミス検出に多 大の影響を及ぼすことを発見した。すなわち、UW長を長くすれば、それに伴い始めの内 はUWミス検出確率は良好になるが、UW長をある値を越えて長くしても、UWミス検出確 率は一定値に留まって,それ以上良好にはならず,UWミス検出確率はUW長の増加に対して"ボトミング効果"を呈することがわかった。

本章では以上について理論的に考察すると共に,実験を行って理論と比較する。図2.1 (b)にUW検出に用いる復調系の基本構成を示す。解析は,簡単のため,定常状態で行う。 図4.1に本章で考える送信信号のフレーム構成を示す。



データア	UW P	データ P	UW P	データP
データQ	UW Q	データ Q	UW Q	データQ

図 4.1 送信信号のフレーム構成

# 4.2 再生搬送波の位相ジッタとそれのユニークワード・ミス検出に 及ぼす影響

狭帯域フィルタ $F_{nar}$ の出力点における信号 $s_B(t)$ 及び雑音 $n_B(t)$ をそれぞれ次式で表す。

 $s_B(t) = \cos 8\pi f_c t$  (4.2.1)

$$n_B(t) = x_B(t)\cos 8\pi f_c t - y_B(t)\sin 8\pi f_c t \qquad (4.2.2)$$

 $B_0$ ,  $B_{rms} \ll B_r$ を仮定しているので, 雑音  $x_B$ ,  $y_B$ 及びこれらの時間微分  $\dot{x}_B$ ,  $\dot{y}_B$  は近似的 にガウス性<sup>(8)</sup>であり, 平均値は共に0で,分散はそれぞれ<sup>(15)</sup>,

$$E(x_B^2) = E(y_B^2) = 1/2\rho_0$$
 (4.2.3)

$$\mathbf{E}\left(\dot{x}_{B}^{2}\right) = \mathbf{E}\left(\dot{y}_{B}^{2}\right) = \left(2\pi B_{\mathrm{rms}}\right)^{2} / 2\rho_{0,\infty}$$

$$(4.2.4)$$

-54-

である。ここに, ρ<sub>0.∞</sub> は狭帯域フィルタF<sub>nar</sub> 出力のCN比である。

次に狭帯域フィルタ Fnar 出力の位相 $\phi(t)$ の動きについて考察する。一定の $\rho_{0,\infty}$ の 値に対しては、 $B_0$ が小さければ $x_B(t)$ 、 $y_B(t)$ はゆっくり動き、 $B_{rms}$ が小さければ  $\dot{x}_B(t)$ 、 $\dot{y}_B(t)$ はゆっくり動くであろう。従って、 $B_0$ 、 $B_{rms}$ が共に小さければ、 $\phi(t)$ 、  $\dot{\phi}(t)$ は共にゆっくり動くと推測される。もちろん、 $\phi(t)$ の動きの大きさや滑らかさは  $\rho_{0,\infty}$ の値に依存するであろう。図 4.2 に $\phi(t)$ の典型的な動きを描く。以下に $\phi(t)$ の 動きについて解析する。



UW期間(Mシンボル)

図 4.2  $\phi(t)$ の典型的な動き;  $(a)_{\tau_{\phi}}, \tau_{\phi}$ が共に大きい場合 ( $\phi(t)$ はUW期間中で滑らかに動き,その変化量は小さい), (b)  $\tau_{\phi}$  は大きく,  $\tau_{\phi}$ は小さい場合( $\phi(t)$ のUW期間中で の動きは滑らかではないが,その変化量は小さい) 4.2.1 狭帯域フィルタ出力位相 $\phi(t)$ 及びその時間微分 $\dot{\phi}(t)$ の自己相関関数 式(4.2.1), (4.2.2)から $\phi(t)$ 及び $\phi(t)$ はそれぞれ次式で表される。

$$\phi(t) = \tan^{-1} \frac{y_B(t)}{1 + x_B(t)}$$
(4.2.5)

$$\dot{\phi}(t) \equiv \frac{d \phi}{d t} = \frac{\{1 + x_B(t)\} \dot{y}_B(t) - \dot{x}_B(t) y_B(t)}{\{1 + x_B(t)\}^2 + y_B^2(t)}$$
(4.2.6)

従って,  $\phi(t)$ 及び  $\dot{\phi}(t)$ の自己相関関数 $R_{\phi}(\tau)$ 及び $R_{\delta}(\tau)$ はそれぞれ次式のように得られる。

$$R_{\phi}(\tau) = \mathbf{E} \left( \phi(t) \phi(t-\tau) \right)$$

$$= \iiint_{-\infty}^{\infty} dx_t dx_{t-\tau} dy_t dy_{t-\tau} \quad \tan^{-1} \frac{y_t}{1+x_t} \tan^{-1} \frac{y_{t-\tau}}{1+x_t}$$
•  $p(x_t, x_{t-\tau}) p(y_t, y_{t-\tau})$ 

$$R_{\phi}(\tau) = \mathbb{E}\left(\phi(t)\phi(t-\tau)\right)$$

$$= \frac{(2 \pi B_{\rm rms})^2}{2 \rho_{0,\infty}} r_1(\tau) \iiint_{-\infty}^{\infty} dx_t dx_{t-\tau} dy_t dy_{t-\tau}$$

$$\cdot \frac{(1+x_t)(1+x_{t-\tau})+y_t y_{t-\tau}}{\{(1+x_t)^2+y_t^2\} \{(1+x_{t-\tau})^2+y_{t-\tau}^2\}}$$

• 
$$p(x_t, x_{t-\tau}) p(y_t, y_{t-\tau})$$
 (4.2.8)

(4.2.7)

ここに,  $x_t$ ,  $y_t$ , 及び $x_{t-\tau}$ ,  $y_{t-\tau}$  は, それぞれ時点 t 及び $t-\tau$ において $x_B(t)$ ,  $y_B(t)$ がとり得る値を表す不規則変数である。また, 結合確率密度関数<sup>(14)</sup>は,

$$p(x_t, x_{t-\tau}) = \frac{\rho_{0,\infty}}{\pi \sqrt{1-r_0^2}}$$

• 
$$\exp\left[\frac{-\rho_{0,\infty}}{1-r_0^2} \left(x_t^2 + x_{t-\tau}^2 - 2r_0 x_t x_{t-\tau}\right)\right]$$
 (4.2.9)

$$p(y_t, y_{t-\tau}) = \frac{\rho_{0,\infty}}{\pi \sqrt{1-r_0^2}}$$

• 
$$\exp\left[\frac{-\rho_{0,\infty}}{1-r_0^2}(y_t^2+y_{t-\tau}^2-2r_0y_ty_{t-\tau})\right]$$
 (4.2.10)

である。 $r_0(\tau)$ 及び $r_1(\tau)$ はそれぞれ $x_B(t)$ ,  $y_B(t)$ 及び $\dot{x}_B(t)$ ,  $\dot{y}_B(t)$ の相関係 (14),(15) 数であり、次式で与えられる。

$$r_{0}(\tau) = 2\rho_{0,\infty} \mathbb{E}\left[x_{B}(t)x_{B}(t-\tau)\right] = 2\rho_{0,\infty} \mathbb{E}\left[y_{B}(t)y_{B}(t-\tau)\right]$$

$$= \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |F(j2\pi f)|^2 e^{j2\pi f\tau} df}{\int_{-\infty}^{\infty} |F(j2\pi f)|^2 df}$$

$$= \frac{1}{B_0} \int_{-\infty}^{\infty} \left| F(j2\pi f) \right|^2 e^{j2\pi f\tau} df$$

(4.2.11)

$$r_{1}(\tau) = \frac{2\rho_{0,\infty} \operatorname{E}[\dot{x}_{B}(t)\dot{x}_{B}(t-\tau)]}{(2\pi B_{\mathrm{rms}})^{2}} = \frac{2\rho_{0,\infty} \operatorname{E}[\dot{y}_{B}(t)\dot{y}_{B}(t-\tau)]}{(2\pi B_{\mathrm{rms}})^{2}}$$

$$= \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (2 \pi f)^2 |F(j2\pi f)|^2 e^{j2\pi f\tau} df}{\int_{-\infty}^{\infty} (2 \pi f)^2 |F(j2\pi f)|^2 df}$$

$$= \frac{1}{B_0 B_{\rm rms}^2} \int_{-\infty}^{\infty} f^2 \left| F(j 2 \pi f) \right|^2 e^{j 2 \pi f \tau} df \qquad (4.2.12)$$

4.2.2 位相  $\phi(t)$ のふらつき現象

 $\phi(t)$ 及び $\dot{\phi}(t)$ の自己相関関数 $R_{\phi}(\tau)$ 及び $R_{\phi}(\tau)$ の半値幅をそれぞれ $\tau_{\phi}$ 及び  $\tau_{\phi}$ とし,これらを相関時間幅と称することにする。本項では $\tau_{\phi}$ や $\tau_{\phi}$ の大きさをもと に $\phi(t)$ のふらつき(フラクチュエーション; fluctuation)について考察する。

- 1)  $|\tau| < \tau_{\phi}/2$ に対しては $R_{\phi}(\tau)$ の値は大きく,従って時間間隔 $t \tau \sim t$ の間の  $\phi(t)$ の変化量  $\sqrt{E[\{\phi(t-\tau)-\phi(t)\}^2]}$ は小さい;
- 2)  $|\tau| < \tau_{\phi}/2$ に対しては $R_{\phi}(\tau)$ の値は大きく,従って時間間隔 $t-\tau \sim t$ の間の  $\phi(t)$ の変化量 $\sqrt{E(\{\phi(t-\tau)-\phi(t)\}^2)}$ は小さい。すなわち,この期間中で  $o\phi(t)$ の動きは滑らかである;

ということができよう。従って,

- 1)  $MT < \tau_{\phi}$  (M = UW長(単位:シンボル); T = 1 シンボルの時間幅)の場合, UW期間中での $\phi(t)$ の変化量は小さい。また,
- 2)  $MT < \tau_{\phi}$  の場合, UW期間中での $\phi(t)$ の動きは滑らかで,その変化量の推定値  $I_{\phi}$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
\Delta \phi_e &\approx \dot{\phi} (t) \mathcal{O} \text{ rms} \hat{u} \times MT \\
&= \sqrt{R_{\phi}^{\star} (0)} \times MT \quad (\overline{\overline{\varphi}} \cdot \overline{\overline{\varphi}} \cdot \overline{\overline{\varphi}} \cdot \overline{\overline{\varphi}}) 
\end{aligned} \tag{4.2.13}$$

図 4.3 に式 (4.2.7)及び (4.2.8)の R<sub>o</sub> (τ)及び R<sub>o</sub> (τ)の計算結果を示す。ここ



ρ <sub>0,∞</sub> (dB)	曲線	$2\rho_{0,\infty}R_{\phi}(0)$	$\frac{2\rho_{0,\infty}R_{\phi}^{\cdot}(0)}{(2\piB_{\rm rms})^{2}}$
5		1.30	2.08
9		1.08	1.19
>2 0		1.00	1.00

図4.3  $\phi(t)$ 及び $\phi(t)$ の自己相関関数 $R_{\phi}(\tau)$ 及び $R_{\phi}(\tau)$ ; 狭帯域フィルタFnar は2つの単同調回路の縦続接続構成 によるフィルタで、2つの単同調回路の帯域幅は等しいと 仮定
では狭帯域フィルタFnarは、2つの単同調回路の縦続接続構成によるフィルタで、2つの単同調回路の帯域幅は等しいとしている。

いま一例として、狭帯域フィルタ $F_{nar}$ の帯域幅が $B_0T=0.01$ で、UW長がM=10シンボルの場合について $\phi(t)$ の動きを考察しよう。

- 1)  $\rho_{0,\infty} = 5 dB$ の場合,図4.3から $(4/\pi) B_0 \tau_{\phi} = 0.89$ (例えば, $B_0 T = 0.01$ に対しては $\tau_{\phi}/T = 69.9 \rightarrow \pi \nu$ )で、 $\tau_{\phi} < MT \ll \tau_{\phi}$ である。このことからUW 期間中での $\phi(t)$ は、図4.2(b)のように、その変化量は小さいが、滑らかには動かないと推測される。
- 2)  $\rho_{0,\infty} = 9 dB \sigma 場合, 同図から (4/\pi) B_0 \tau_{\phi} = 1.03, (4/\pi) B_0 \tau_{\phi} = 0.14$ (例えば,  $B_0 T = 0.01$ に対しては  $\tau_{\phi}/T = 80.9$ シンボル,  $\tau_{\phi}/T = 11.0$ シンボ ル)で,  $MT < \tau_{\phi} \ll \tau_{\phi}$  である。このことから, UW期間中での  $\phi(t)$ は, 図4.2 (a)のように, その変化量は小さく,動きは滑らかで,変化量の推定値は,式 (4.2.13)から  $d\phi_e \approx 6.3^\circ$ (すなわち, 4分周後の再生搬送波の位相の変化量は,約 1.6°)である。

図 4.4 に,式(4.2.7)を用いて計算した,狭帯域フィルタFnar 出力CN比 $\rho_{0,\infty}$ に対する相関時間幅  $\tau_{\phi}/T$ 特性を示す。 $\rho_{0,\infty} < 8 dB で <math>\tau_{\phi}/T$ は急速に減少しているが,狭帯 域フィルタFnar の出力CN比は通常  $\rho_{0,\infty} > 3 dB$ であり、またその帯域幅は  $B_0 T < 0.02$ (例えば、シンボルレート1/T=60MHz に対して  $B_0 < 1.2$ MHz)に選ばれることから、  $\tau_{\phi}/T > 30 シンボルは保持される。UW長Mは通常10~30 シンボルで構成されること$  $を考慮すると、<math>MT < \tau_{\phi}$ となり、再生搬送波位相はUW期間中ではほとんど変化せず、この期間中の変化量は0とみなすことができる。



図 4.4 相関時間幅  $\tau_{\phi}/T$  対狭帯域フィルタ $F_{nar}$ 出力CN比 $\rho_{0,\infty}$ 特性;  $F_{nar}$ は 2 つの単同調回路の縦続接続構成によるフィルタで、 2 つの単同調回路の帯域幅は等しいと仮定

4.2.3 ユニークワード・ミス検出確率

総計 $M \rightarrow \nu \pi \nu$ (すなわち2 $M = \nu \nu$ )で構成されるUWの  $\rightarrow \nu \pi \nu$ のうち, $i_1$ , $i_2$ , 及び $i_3$   $\rightarrow \nu \pi \nu$ がそれぞれ状態1,2,及び3で誤って検出され,( $M - i_1 - i_2 - i_3$ )  $\rightarrow \nu \pi \nu$ が状態0で正しく検出される場合を考える("状態"は図2.5に定義した通り)。 この場合,誤って検出されるビットの総数は( $i_1 + 2i_2 + i_3$ )ビットである。このような 誤り形態が発生する確率は,再生搬送波の位相誤差が0のとき,式(2.4.6)~(2.4.9) を用いて,

$$q_{1}^{i_{1}}(\Phi) q_{2}^{i_{2}}(\Phi) q_{3}^{i_{3}}(\Phi) q_{0}(\Phi) \int_{0}^{M-i_{1}-i_{2}-i_{3}}$$

と表すことができ,その組合せ総数は,

$$\begin{pmatrix} M \\ i_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} M-i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} M-i_1-i_2 \\ i_3 \end{pmatrix}$$

と表すことができる。従って,再生搬送波の位相誤差がののときのCPSK 伝送のUWミス 検出確率は次のように表現できる。

$$P_{C}(\Phi) = \sum_{i_{1}=0}^{M} \sum_{i_{2}=0}^{M-i_{1}} \sum_{i_{3}=0}^{M-i_{1}-i_{2}} \binom{M}{i_{1}} \binom{M-i_{1}}{i_{2}} \binom{M-i_{1}-i_{2}}{i_{3}}$$
  
$$(i_{1}+2i_{2}+i_{3} \ge \varepsilon + 1)$$
  
$$\cdot q_{1}^{i_{1}}(\Phi) q_{2}^{i_{2}}(\Phi) q_{3}^{i_{3}}(\Phi) q_{0}(\Phi)^{M-i_{1}-i_{2}-i_{3}}$$
(4.2.14)

ここに ε は許容誤りビット数である。ところで 4.2.2 の考察 から, UW 期間中では再生 搬送波の位相はほとんど変化せず,準静的とみなすことができる。従って, UW ミス検出 確率の平均は次のように表現できる。

$$\overline{P_{c}} = \mathbb{E} \left[ P_{c} \left( \Phi \right) \right] = \int_{-\pi/4}^{\pi/4} P_{c} \left( \Phi \right) p_{CR} \left( \Phi \right) d\Phi \qquad (4.2.15)$$

ここに $p_{CR}(\phi)$ は式(2.3.19)に示す通りである。

さて、特別な場合として位相ジッタのない場合(つまり $B_0 \rightarrow 0$ とすることによって常に $\phi = 0$ とする場合)を考えよう。式(2.4.10),(2.4.11)で $\phi = 0$ と置くと,符号誤り率育は,

 $\widetilde{q} = q_P (0) = q_Q (0)$ 

となり,式(2.4.6)~(2.4.9)から,シンボル検出確率 $q_m$ (0), m=0, 1, 2, 3, は,

$$q_1 (0) = q_3 (0) = \widetilde{q} (1 - \widetilde{q})$$
$$q_2 (0) = \widetilde{q}^2$$
$$q_0 (0) = (1 - \widetilde{q})^2$$

となる。従って,式(4.2.14)において

$$q_{1}^{i_{1}}(0) q_{2}^{i_{2}}(0) q_{3}^{i_{3}}(0) q_{0} (0)^{M-i_{1}-i_{2}-i_{3}} = \widetilde{q}^{i}(1-\widetilde{q})^{2M-i}$$
$$(i=i_{1}+2i_{2}+i_{3})$$

-62-

が得られる。これは,総計2MビットのUWのビットのうち, iビットが誤って検出され, (2M-i)ビットが正しく検出される確率を意味している。これの組合せ総数は,

$$\begin{pmatrix} 2M\\i \end{pmatrix} \quad \left\{ = \sum_{i_1+i_2+i_3 \leq M} \begin{pmatrix} M\\i_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} M-i_1\\i_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} M-i_1-i_2\\i_3 \end{pmatrix} ; \quad i_1+2i_2+i_3=i \right\}$$

であり、またこの場合の $\phi$ の確率密度関数 $p_{CR}(\phi)$ は

$$P_{CR}(\phi) = \delta(\phi)$$

である。以上からUWミス検出確率は

$$\sum_{i=\varepsilon+1}^{2M} \binom{2M}{i} \widetilde{q}^{i} (1-\widetilde{q})^{2M-i}$$

となり, Schrempp, Sekimoto<sup>(30)</sup>の結果と一致する。

次に,DCPSK伝送の場合のUWミス検出確率について考察する。DCPSK伝送では, P(又はQ)チャンネルの第m番目のビットが誤って検出されれば,Q(又はP)チャン ネルの第(m+1)番目のビットも同時に誤る。つまり,一方のチャンネルにビット誤り が発生すれば,それに伴って他方のチャンネルにもビット誤りが発生することになるから, UWミス検出確率を考える場合,PとQの両チャンネルのビットではなく,P又はQのい ずれか一方のチャンネルのビットのみに着目すればよい。従って,再生搬送波の位相誤差 がののときの,DCPSK伝送のUWミス検出確率は次のように表現できる。

$$P_{DC}(\boldsymbol{\Phi}) = \sum_{i=\text{MX}(\boldsymbol{\varphi}^{2})+1}^{M} {\binom{M}{i}} q_{DC}^{i}(\boldsymbol{\Phi}, \boldsymbol{\Phi}) \cdot \{1 - q_{DC}(\boldsymbol{\Phi}, \boldsymbol{\Phi})\}^{M-i}$$
(4.2.16)

従って、UWミス検出確率の平均は次のように表現できる。

$$\overline{P_{DC}} = \mathbb{E} \left( P_{DC} \left( \boldsymbol{\Phi} \right) \right) = \int_{-\pi/4}^{\pi/4} P_{DC} \left( \boldsymbol{\Phi} \right) p_{CR} \left( \boldsymbol{\Phi} \right) d \boldsymbol{\Phi}$$

$$(4.2.17)$$

# 4.3 再生搬送波のサイクルスリップ現象とそれのユニークワード・ ミス検出に及ぼす影響

ここでは,再生搬送波のサイクルスリップ現象の観点から,これのUWミス検出に及ぼ す影響について考察する。まずサイクルスリップの時間幅を考える。サイクルスリップの 現象は本質的にFMクリックと同じである。Bozzoniら<sup>(69)</sup>はクリックの時間幅の平均値 を次のように与えている。

$$\overline{\tau} = (1.27 - 0.615 \log \rho_{0,\infty}) / 2\pi B_{\rm rms}$$
(4.3.1)

Rainal (70) Rainal はこれとは別にクリックの時間幅の最確値を次のように与えている。

$$\tau_0 = \sqrt{\left(2/\rho_{0,\infty}\right)} / \pi B_{\rm rms} \tag{4.3.2}$$

式(4.3.1)と式(4.3.2)とは異なった関数で表現されているが、一般に $B_{rms} T \ll 1$  であることを考えると、 $\overline{\tau} / T$  及び $\tau_0 / T$  は共に少なくとも数シンボルの長さを有する。図4.5 に両式を用いて計算した $\overline{\tau} / T$  及び $\tau_0 / T$  の大きさの一例を示す。サイクルスリップ期間中では再生搬送波の位相は $\pm \pi / 4$  付近にあるため、受信シンボルは誤って検出される傾向にある。ところでUW長は通常10~30シンボルに選ばれ、許容誤りビット数  $\varepsilon$  は4~10ビットに選ばれる。以上から、CPSK伝送、DCPSK伝送ともに、UWを受信中にサイクルスリップが発生すれば、UWミス検出が発生すると考えられる。従って、サイクルスリップの観点からみたUWミス検出確率は、Riceのクリック発生確率<sup>(9)</sup>を直接適用することによって、概ね次のように表現できる。

$$P_{CS} \sim MT B_{\rm rms} \cdot {\rm erfc} \sqrt{\rho_{0,\infty}}$$
 (4.3.3)



図4.5 サイクルスリップの時間幅の平均値で及び最確値τ<sub>0</sub>; Fnår
 は2つの単同調回路(帯域幅は同じ)の縦続接続構成によるフィルタを仮定

# 4.4 数値計算と実験

図4.6, 図4.7(a), (b), 図4.8, 及び図4.10にUWミス検出確率 Pc, PDC, 及びPcs を, それぞれ式(4.2.15), (4.2.17), 及び(4.3.3)を用いて計算した結果を示 す。計算において狭帯域フィルタFnar は, 2つの単同調回路の縦続接続構成とし, 2つ の単同調回路の帯域幅は等しいとした。 図4.6はUWミス検出確率の受信CN比ρ,に対する特性を示す。計算に際し,

1) UWには2相PSK変調がよく用いられること<sup>(3)</sup>,及び

2) 2相PSK変調信号プラスガウス雑音の4 逓倍の実験結果は,第2章で述べたよう に,無変調信号プラスガウス雑音の4 逓倍の理論値や実験値に近似的によく一致する こと,

を考慮に入れて,無変調信号プラスガウス雑音の4 逓倍の入出力CN比特性を与える式(2.3.15)を用いた。

図4.7 (a)及び(b)に再生搬送波の位相ジッタの大きさ Ørms に対する CPSK 伝 送 及 び DCPSK 伝送の UW ミス検出確率特性を示す。位相ジッタの大きさ Ørms は次式によって 定義される。

$$\boldsymbol{\varphi}_{\rm rms} = \left\{ \mathbf{E} \left( \boldsymbol{\varphi}^2 \right) \right\}^{1/2} = \left\{ \int_{-\pi/4}^{\pi/4} \boldsymbol{\varphi}^2 p_{CR} \left( \boldsymbol{\varphi} \right) d \boldsymbol{\varphi} \right\}^{1/2}$$
(4.4.1)

ここに,  $p_{CR}(\boldsymbol{\sigma})$ は式(2.3.19)に示される通りである。図から、 $\boldsymbol{\sigma}_{rms} \gtrsim 1.5 \sim 3^{\circ}$ でUWミス検出確率は急激に劣化することがわかる。また、UW長Mが大きいほど、 $\boldsymbol{\sigma}_{rms}$ の大きさに対して敏感な特性を示すことがわかる。

図4.8には、受信 CN比  $\rho_r$  及び狭帯域フィルタ  $F_{nar}$  出力の信号電力対雑音電力スペク トル密度比  $\rho_{0,\infty} B_0 T$ を固定したときの、狭帯域フィルタ  $F_{nar}$  の帯域幅  $B_0 T$  に対する UWミス検出確率を示す。さて、図4.8に注目しよう。まず狭帯域フィルタ  $F_{nar}$  の帯域 幅  $B_0 T$  が比較的狭い場合を考える。UWミス検出は主として受信UWパターンとUW 検出 器に格納されているUWパターンとの相関ミスによって起こる。この相関ミスによる UW ミス検出確率を式(42.15),(42.17)を用いて計算した結果を実線で示す。  $B_0 T \rightarrow 0$  に対しては,式(42.15)及び式(42.17)のUWミス検出確率はSchrempp, Sekimoto<sup>(30)</sup>の検討結果から導出した値と一致する。しかしながら、TDMA通信<sup>(3)</sup> のようなパースト伝送では,通常,高速フクイジションのできる搬送波再生系が要求 されるため、狭帯域フィルタ  $F_{nar}$ の帯域幅 $B_0 T$ は十分には狭くできないことがしばしば ある。このような場合( $B_0 T$ が十分には狭くない場合),再生搬送波に付随する位相雑音 は無視できなくなる。つまり位相ジッタやサイクルスリップなどの位相のふらつき(フラ クチュエーション)が発生することになり、これがUW検出における相関特性に悪影響を及



図4.6 受信CN比ρ<sub>r</sub>に対するUWミス検出確率特性; F<sub>nar</sub> は2つの単 同調回路(帯域幅は同じ)の縦続接続構成によるフィルタを仮定



図 4.7 (a) 再生搬送波の位相ジッタ量 **の**rms に対する CPSK 伝送の UWミス検出確率特性



図 4.7 (b) 再生搬送波の位相ジッタ量  $\phi_{rms}$  に対するDCPSK伝送の UWミス検出確率特性



 $\rho_r = 8 \text{ d B}$ ,  $\rho_{0,\infty} = \begin{cases} (a) & -6.17 - 10 \log B_0 T \text{ (dB)} \\ (b) & -9.17 - 10 \log B_0 T \text{ (dB)} \end{cases}$ 

図4.8 狭帯域フィルタ  $F_{nar}$ の雑音帯域幅 $B_0T$ に対するUWミス検出 確率特性;  $F_{nar}$  は2つの単同調回路の縦続接続構成によるフ ィルタで、2つの単同調回路の帯域幅は等しいと仮定 ぼし、UWミス検出確率は著しく劣化する。例えば、 $B_0T = 0.015$ で、 $\rho_{0,\infty} = CPSK$ 伝送のケース(a)を考えよう。UWミス検出確率 $\overline{P_c}$ は、UW長 $M \leq 15$ シンボルでは、Mの 増加に対し $\overline{P_c}$ は改善されていく。しかし、 $M \gtrsim 19$ シンボルでは、Mを増加しても $\overline{P_c}$ は 一定値(~10<sup>-10</sup>)に留まって、それ以上良好にはならない。この現象をボトミング効果 (bottoming effect)と称することにする。

図4.9はUW長Mに対するUWミス検出確率を示す。従来の理論<sup>(30)</sup>では, Mの増加に対しUW長は際限なく良好になるのに対し,本章で述べた理論ではボトミング効果の存在することがわかる。

本章での $P_{cs}$ の計算には,狭帯域フィルタ $F_{nar}$ の構成は,2つの単同調回路の縦続接 続回路を仮定したが,これ以外のフィルタ構成に対しても, $B_{rms}$ が定義可能(すなわち,  $|f| \rightarrow \infty$ に対する $f \cdot |F(j2\pi f)|$ の減衰特性が1/fより遅くはないこと)である限 り, $P_{cs}$ の値は上記のフィルタ構成の場合とあまり変わらない。 $|f| \rightarrow \infty$ に対する  $f \cdot |F(j2\pi f)|$ の減衰特性は方形フィルタが最も速く,2つの単同調回路の縦続接続 構成によるフィルタが最も緩やかな一つである。表2.1から,方形フィルタの $B_{rms}$ の値 は $B_0/2\sqrt{3}$ に等しく,これと同じ雑音帯域幅を有する,2つの単同調回路(帯域幅は 同 じ)の縦続接続構成によるフィルタの $B_{rms}$ の値は $2B_0/\pi$ に等しい。これらの値の比は 0.453であり,従って狭帯域フィルタ $F_{nar}$ に方形フィルタを用いれば, $P_{cs}$ の値は 図4.6,図4.7(a),(b),図4.8,及び図4.10に示した値(一点鎖線)より4.5.3%小さ いにすぎない。

図4.10には、図4.8と同様に、狭帯域フィルタ $F_{nar}$ の帯域幅 $B_0T$ に対するUWミス検 出確率特性を示す。ここでは、UW長Mを23シンボルに固定し、許容誤りビット数は  $\varepsilon=4$ , 6, 8,及び10ビットとする。この図からもボトミング効果の存在することがわか る。

図4.11に理論値と実験値の比較を行う。ここではCPSK伝送及びDCPSK伝送のそれ ぞれに対して次の3つのケースを比較する。

1) M=23 >> =4 = 4 = > = = 0.191 ,  $B_0T=0.0194$ 

2)  $M=1 \ 0 \ \forall \forall \forall \nu$ ,  $\varepsilon=4 \ \forall \nu$ ,  $\beta=0.4 \ 3 \ 3$ ,  $B_0 \ T=0.0 \ 3 \ 6 \ 5$ 

3) M=10シンボル ,  $\varepsilon=0$ ビット ;  $\beta=0.433$  ,  $B_0T=0.0365$ 

ここに狭帯域フィルタ Fnar は、2つの単同調回路の縦続接続による構成とし,βは2つの

-71-



M:ユニークワード長 €:許容誤りビット数

図4.9 UW長Mに対するUWミス検出確率の大きさ



 $\rho_r = 8 \text{ dB}$ ,  $\rho_{0,\infty} = -6.17 - 10 \log B_0 T$  (dB)

 図4.10 狭帯域フィルタ F<sub>nar</sub>の雑音帯域幅 B<sub>0</sub>T に対するUWミス 検出確率特性; F<sub>nar</sub>は2つの単同調回路の縦続接続構成 によるフィルタで,2つの単同調回路の帯域幅は等しいと 仮定



受信CN比 P<sub>r</sub> (dB)

実験値

○ CPSK
 ◇ DCPSK

図4.1.1 UWミス検出確率の理論値と実験値の比較;狭帯域フィルタ Fnar は2つの単同調回路の縦続接続構成によるフィルタで, 2つの単同調回路の帯域幅は等しいと仮定

-74 -

単同調回路の帯域幅の比である。CPSK伝送のケース(2)からわかるように,実験値は,従 (30) 来の理論 よりも本章で展開した理論によく一致している。

### 4.5 結 言

本章では,再生搬送波の位相のふらつき現象(フラクチュエーション)について理論的 に考察し,UW期間中では位相はほとんど静止しているとみなせることを示した。次に, このことを考慮に入れて,位相ジッタの影響を受けたUWミス検出確率を解析的に式で表 現した。更に,再生搬送波のサイクルスリップ発生期間中の位相の動きを調べ,サイクル スリップの観点からUWミス検出について考察して,これによるUWミス検出確率を式で 表現した。

上記の式を計算した結果,再生搬送波に位相ジッタやサイクルスリップの存在する場合, UWミス検出確率にボトミング効果(UW長を長くすれば,それに伴いUWミス検出確率は 始めのうちは良好になるが,ある値を越えてUW長を長くしても,UWミス検出確率は一定 値に留まって,それ以上良好にならないこと)の現れることが明らかになった。更に,こ の効果について実験を行い,理論と比較した。

# 第5章 4相PSK変調信号の周波数4逓倍で発生する パターン雑音

### 5.1 序 言

再生搬送波に付随する雑音はこれまでに述べた回線ガウス雑音に起因する雑音のほかに, いわゆるパターン雑音<sup>†</sup> がある。これは帯域制限されたPSK変調信号が逓倍された際,信 号そのものによって生ずる雑音であり,再生搬送波に伴う雑音としては,受信CN比が大 きい良好な回線状態ではこのパターン雑音が支配的となる。パターン雑音の大きさやその スペクトルの形状は,4相PSK変調信号の波形,すなわちそのスペクトルの形状や,逓倍 回路の非線形素子のクラスに依存する。F.M.Gardner<sup>(54)</sup>は特定の場合についてのパ ターン雑音のスペクトルの形状について解析を行っているが,一般的な場合の解析は複雑 で,これまでなされていない。

本章では、このパターン雑音について計算機シミュレーションを用いて考察する。図 5.1 に計算機 シミュレー ションに用いる逓倍回路の基本構成を示す。逓倍入力の4相PSK



図 5.1 計算機シミュレーションに用いる系の基本構成; ゾーナルフィルタ は4 fc付近の周波数成分を通過させる広帯域フィルタであり, 第4 章までに述べた狭帯域フィルタFnarとは異なる(Fnar及び4分周回 路はゾーナルフィルタの出力側に接続される

★ pattern-noise;セルフ雑音(self-noise)ともいう。

変調信号のスペクトルの形状は全余弦ロールオフ及び平方根余弦ロールオフを仮定し,ロールオフ率rは両者とも0~100% を対象とする。逓倍回路の非線形素子はメモリのない|・|r|素子を対象とする。rの値には解析上便利な4が仮定されることが多い。しかし実際には,逓倍回路の出力電力の飽和のため,必ずしもr=4は適当とはいえない。そこでここではr=4のほかに,逓倍回路の出力振幅がハードリミットされた場合を考え,r=0についても考察の対象とする。この逓倍回路の基本構成では,非線形素子|・|rの出力側にゾーナルフィルタを置くことにする。このゾーナルフィルタは,4fo付近の周波数成分は全て通過させ,それ以外は阻止する広帯域フィルタであり,第4章までに述べた狭帯域フィルタFnar は,このゾーナルフィルク

本章でのシミュレーションでは、互いに独立な2つのランダムビット列 $\{\alpha_k\}$ 及び $\{\beta_k\}$ のサンプル数をそれぞれ256とし、高速フーリエ変換のサイズを4096×4096とする。

#### 5.2 パターン雑音の計算機シミュレーション

逓倍回路入力の4相PSK変調信号の波形の複素包絡線を

$$\hat{s}(t) = s_{P}(t) + j s_{Q}(t)$$
(5.2.1)

と表すと、出力の波形の複素包絡線は次式で表される (10)。

$$\hat{s}_{B}(t) = \{s_{P}^{2}(t) + s_{Q}^{2}(t)\}^{r/2}$$

$$\cdot \exp\left[j4\tan^{-1}\left\{s_{Q}(t)/s_{P}(t)\right\}\right]$$
(5.2.2)

$$s_{p}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \alpha_{k} g(t-kT)$$
(5.2.3)

$$s_{Q}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \beta_{k} \mathcal{G}(t-kT)$$
(5.2.4)

ここに、 $s_P(t)$ 及び $s_Q(t)$ は互いに独立な低域の入力信号波形で、Tは1シンボルの

時間幅である。また、 $\alpha_k$ 、 $\beta_k =+1$ 又は-1(生起確率 1/2)である。 $\theta(t)$ は単 パルス波形で、そのフーリエ変換G(f)はf=0に対して対称な正の実関数であり、全余 弦ロールオフ(full cosine roll-off)又は平方根余弦ロールオフ(root cosine roll-off)のスペクトル形状を呈すると仮定する。

$$G(f) = G_{full}(f) = \begin{cases} T & ; |f| \leq (1-r)/2T \\ 0 & ; |f| > (1+r)/2T \\ \frac{T}{2} \left\{ 1 - \sin \frac{\pi (2|f|T-1)}{2r} \right\} & (5.2.5) \\ ; (1-r)/2T < |f| \leq (1+r)/2T \end{cases}$$

$$G(f) = G_{\text{root}}(f) = \sqrt{T \cdot G_{\text{full}}(f)}$$
(5.2.6)

ここにィはロールオフ率である。

さて、出力波形の同相成分 Re  $\{ \widehat{S}_B(t) \}$ 及び直交成分 Im  $\{ \widehat{S}_B(t) \}$ のフーリエ変換 をそれぞれ  $S_i(f)$ 及び  $S_q(f)$ とすると、それぞれの電力スペクトル密度 $W_i(f)$ 及び  $W_q(f)$ は次式で与えられる<sup>(12)</sup>。

$$W_{i}(f) = C \cdot |S_{i}(f)|^{2}$$
(5.2.7)

$$W_{q}(f) = C \cdot |S_{q}(f)|^{2}$$
(5.2.8)

ここに、Cは、全てのkに対して $a_k = \beta_k = 1$ のとき、 $W_i(f) = 1 \cdot \delta(f)$ となるように決定される定数である。

## 5.3 計算機シミュレーションの結果

図 5.2 (a), (b)は逓倍回路への入力信号波形( $s_p(t)$ 及び $s_q(t)$ )及び出力電力スペ クトル( $W_i$ (f)及び $W_q$ (f))を示す。入力信号波形は図 5.1の点Aにおいて観測し, 出力電力スペクトルは同図の点Bにおいて,周波数スロット1/256T(Hz)で観測した ものである。図 5.3 (a), (b)にロールオフ率rに対する逓倍出力の搬送波信号電力(周波数  $4f_c$ )及び $4f_c$ 近傍の同相雑音及び直交雑音の電力の大きさを示す。



-80-



図5.2 (つづき)



(a) 全余弦ロールオフ

(b) 平方根余弦ロールオフ

図 5.3 逓倍出力の搬送波信号電力と雑音電力;雑音電力は、4f。近傍の 雑音を周波数スロット1/256T(Hz)(T=シンボル時間幅) で観測したもの

以下に本章で行った計算機シミュレーションで明らかになったことを整理する。

- パターン雑音のスペクトルは非線形素子のクラスがr=4の場合よりもr=0の場合の方が拡散する。
- (2) ロールオフ率rの値や、非線形素子のクラスrの値や、4相PSK変調信号のスペクトルの形状(全余弦ロールオフ及び平方根余弦ロールオフ)にかかわらず、パターン雑音の電力の大きさは、中心周波数4fo 近傍では、直交雑音の方が同相雑音よりも小さい。通常の搬送波再生系では、逓倍回路の出力側(すなわち、ゾーナルフィルタの出力側)に、狭帯域フィルタFnar と振幅リミッタが縦続に接続される。Fnar 出力点におけるCN比は一般に大きく、従って振幅リミッタの出力点では同相雑音はほとんど抑圧されることになる。このことを考慮すると、上記の結果は、パターン雑音の再生搬送波位相ジッタに及ぼす影響について過度に心配する必要のないことを示唆している。
- (3) 非線形素子のクラスrの値やロールオフの形状が同じである場合,ロールオフ率rの値が大きいほど出力CN比(同相雑音,直交雑音とも)は良好である。但し,雑音は中心周波数4f,近傍に着目するものとする。
- (4) ロールオフ率rの値や非線形素子のクラスrの値が同じである場合,平方根余弦ロールオフのスペクトルを呈する4相PSK変調信号の4逓倍の方が,全余弦ロールオフのスペクトルを呈する4相PSK変調信号の4逓倍よりも良好な出力CN比を与える傾向がある。
- (5) ロールオフ率rの値が小さい場合,非線形素子のクラスr=0 に対する雑音電力 (同相雑音,直交雑音とも)の大きさは,r=4に対する雑音電力の大きさよりも小 さい。これに対し、ロールオフ率rの値が大きい場合,両者はほとんど等しい。
- (6) Gardner<sup>(54)</sup>は4相PSK変調信号が二乗余弦波形を有し,且つ非線形素子のクラス がr = 4の場合について解析している。ところで、4相PSK変調信号がロールオフ率 r = 1の全余弦ロールオフスペクトルを呈し、且つ非線形素子のクラスr = 4の場合、 入力波形( $s_P$ (t)又は $s_Q$ (t))は二乗余弦波形に近い波形を呈するが、この場合、 ペターン雑音の電力スペクトルの形状はGardner<sup>(54)</sup>の結果とよく類似することにな る。すなわち、ペターン雑音の直交成分の電力スペクトルは、中心周波数 4 f<sub>o</sub> 近傍 ではほとんど消失する。

本章では、4相PSK変調信号の周波数4 逓倍で発生するパターン雑音について、計算 機シミュレーションを用いて考察した。4相PSK変調信号のスペクトルの形状(全余弦 ロールオフ及び平方根余弦ロールオフ)やロールオフ率や逓倍素子の非線形性のクラスと、 パターン雑音の電力スペクトルの形状や電力の大きさとの関係を明らかにした。

# 第6章 符号化8相PSK伝送系に及ぼす再生搬送波の 位相誤差及び位相ジッタの影響

## 6.1 序 言

たたみ込み符号で符号化されたPSK変調方式に関するこれまでの研究の多くは (18), (21), (75), 符号化されたシンボル系列の1ビットに対し信号空間上の1次元を割当てるい わゆる陪直交信号系(biorthogonal signaling) (17), (19), (12),

ところが符号化2相及び4相PSK変調方式では搬送波帯域が制限された場合,情報伝 送速度の低下は避けられない。そこで最近,この帯域制限の点で有利な符号化8相PSK 変調方式が注目され始めた<sup>(76)~(79)</sup>。これは1つの2ビット情報系列をレート 2/3のた たみ込み符号で符号化し,その結果得られる3ビットのシンボル系列を毎クロック2次元 信号空間上に直接8相配置すること(直接位相配置型)によって誤り訂正する方式であ り、1次元当り1.5ビットゆえ陪直交信号系ではなく,ハミング距離とユークリッド距離 の二乗とは比例しない(非直交多値信号系<sup>†</sup>)。この方式は、1クロック当り2情報ビッ トを8相配置して伝送するゆえ、4相PSK変調方式と同じ情報伝送速度及び占有帯域幅 を有し、また4相PSK変調方式よりも良好な符号誤り率を与える。これらの点で、符号 化8相PSK変調方式はTDMA衛星通信のような狭帯域伝送に適しているといえよう。

ところでPSKモデムを設計する場合、各ユニットの性能に対し劣化配分を行うことは

<sup>†</sup> 直交(orthogonal), 超直交(simplex), 陪直交(biorthogonal)<sup>(17),(19)</sup>のいずれでもない 信号系の意。

大切である。この劣化を定量的に取扱うパラメータとして,等価CN比劣化量が便利でよ く用いられる<sup>(37),(51),(57)</sup>。モデムの劣化配分を行う際,特に搬送波再生系の位相誤差や 位相ジッタに対する劣化量の配分は重要である。例えば,第2章~第5章で扱ったような 非符号化4相PSKモデムでは通常0.2~0.3 dBが配分されるが<sup>(37),(51)</sup>,これは位相ジ ッタの大きさに換算して3°程度に相当することが知られている。ところが符号化8相 PSK モデムについては,これまでこの種の検討に関する報告は見当らない。

本章ではレート 2/3 のUngerboeckのたたみ込み符号化則を用い<sup>(76)</sup>, 直接位相配 置型で非直交多値信号系の符号化8相PSKモデムにおける再生搬送波の位相誤差や位相 ジッタの符号誤り率に及ぼす影響を考察する。図 6.1 に系の基本構成を示す。2ビット の送信情報系列 { $x_k$ }はまずレート 2/3 のたたみ込み符号化器で符号化されて3ビット の送信シンボル系列 { $y_k$ }となり,これが直接8相配置されて8相PSK変調信号系列 (すなわち遷移パス系列) { $s_k$ }として送出される。受信側では $s_k$ に白色ガウス雑音  $n_k$ が付加された系列 { $s_k + n_k$ }が再生搬送波の位相を基準として同期検波され,更に軟 判定されて受信シンボル系列 { $z_k$ }を得た後,ヴィタビ復号器で最尤復号される。図 6.2 (a), (b), (c)にそれぞれ拘束長 $\nu$ =2,3,4の符号化器の構成を示す。



## 図 6.1 符号化 8 相 P S K 伝送系の基本構成

-86-







T:1クロック遅延回路(ディレー・フリップフロップ)
 ⊕:法2の加算回路(排他的論理和)

# 図 6.2 レート 2/3 の Ungerboeck の符号化器の構成 (文献 (76)から転載)

#### 6.2 誤り事象発生確率及び符号誤り率の解析

#### 6.2.1 パスメトリック

8相PSK変調信号を

$$\boldsymbol{s}_{k} = \sqrt{\mathscr{E}_{o}} e^{j\theta_{k}} \tag{6.2.1}$$

と表す。ここに  $\mathscr{C}_{s}$  は 1 シンボル当りのエネルギー, k は離散的時間,  $\theta_{k}$  は時刻 kにおける信号位相で,

$$\theta_{k} \in \{\pm \pi / 8, \pm 3 \pi / 8, \pm 5 \pi / 8, \pm 7 \pi / 8\} = \mathscr{A}$$
(6.2.2)

とする。再生搬送波が位相誤差のを有する場合,受信シンボル 2k(の)は,

$$\boldsymbol{z}_{k} \quad (\boldsymbol{\Phi}) = (\boldsymbol{s}_{k} + \boldsymbol{n}_{k}) \ e^{j\boldsymbol{\Phi}} \tag{6.2.3}$$

で表される。ここに $n_k$ は $\operatorname{Re}(n_k)$ と $\operatorname{Im}(n_k)$ とが互いに独立な白色ガウス雑音とする。 雑音の電力スペクトル密度を $\mathcal{N}_0$ とすると次式が成立する

$$\mathcal{N}_0 / 2 = \mathbb{E} \left[ \mid \boldsymbol{n}_k \mid^2 / 2 \right]$$

$$= \mathbb{E} \{ \{ \mathbb{R} \in (n_k) \}^2 \} = \mathbb{E} \{ \{ \mathbb{I} \in (n_k) \}^2 \}$$
(6.2.4)

正しい遷移パス系列 { $s_k$ }及び任意の誤り遷移パス系列 { $s_k$ } をそれぞれ正しいパス  $\pi$ 及び誤りパス  $\pi'$ と称することにしよう。時刻 pで  $\pi'$ が  $\pi$ から分岐し, q で再び合流する 場合,  $\pi$ 及び  $\pi'$ のパスメトリック  $\Lambda(o)$  及び  $\Lambda'(o)$ はそれぞれ次式で表される。

$$\Lambda(\Phi) = \sum_{k=p+1}^{q} \lambda_k(\Phi), \quad \Lambda'(\Phi) = \sum_{k=p+1}^{q} \lambda'_k(\Phi)$$
(6.2.5)

ここに、 $\lambda_{k}(\boldsymbol{\sigma})$ 及び $\lambda_{k}'(\boldsymbol{\sigma})$ はそれぞれ時刻kにおける受信シンボル $\boldsymbol{z}_{k}(\boldsymbol{\sigma})$ と正しい 遷移パス $\boldsymbol{s}_{k}$ との間の遷移パス長、及び $\boldsymbol{z}_{k}(\boldsymbol{\sigma})$ と誤り遷移パス $\boldsymbol{s}_{k}'(=\sqrt{\boldsymbol{e}_{s}}e^{j\boldsymbol{\theta}_{k}'}$ ;  $\boldsymbol{\theta}_{k}' \in \mathscr{A}$ )との間の遷移パス長であり、次式で与えられる<sup>(18)</sup>。

$$\lambda_{k} ( \phi ) = ( z_{k} ( \phi ), s_{k} / \sqrt{\mathcal{E}_{s}} )$$

$$= \sqrt{\mathscr{E}_{s}} \cos \phi + \operatorname{Re} \left\{ \begin{array}{c} \boldsymbol{n}_{k} & e^{j(\phi - \theta_{k})} \end{array} \right\}$$

$$\lambda_{k}^{\prime}(\phi) = \left( \begin{array}{c} \boldsymbol{z}_{k} & (\phi) \end{array} \right), \quad \begin{array}{c} \boldsymbol{s}_{k}^{\prime} \neq \sqrt{\mathscr{E}_{s}} \end{array} \right)$$

$$(6.2.6)$$

$$=\sqrt{\mathscr{E}_{s}}\cos\left(\widetilde{\theta}_{k}-\boldsymbol{\Phi}\right)+\operatorname{Re}\left\{\boldsymbol{n}_{k}\ e^{j\left(\boldsymbol{\Phi}-\boldsymbol{\theta}_{k}^{\prime}\right)}\right\}$$
(6.2.7)

但し,

$$\widetilde{\theta}_{k} \equiv \theta_{k}^{'} - \theta_{k} \in \{0, \pm \pi/4, \pm \pi/2, \pm 3\pi/4, \pi\}$$
であり、(・,・)は内積を表す。

#### 6.2.2 誤り事象発生確率

 $\Lambda(\phi) - \Lambda'(\phi)$  に着目する。式(6.2.5)~(6.2.7)から,

$$\Lambda(\Phi) - \Lambda'(\Phi) = \mu(\Phi) + \sum_{k=p+1}^{q} \operatorname{Re} \{ n_{k} e^{j\Phi} (e^{-j\theta_{k}} - e^{-j\theta_{k}'}) \}$$
(6.2.8)

を得る。ここに,

$$\mu(\Phi) \equiv \sum_{k=p+1}^{q} \sqrt{\mathscr{E}_{s}} \left\{ \cos \Phi - \cos(\widetilde{\theta}_{k} - \Phi) \right\}$$
(6.2.9)

である。いま,

$$\mathbf{E}\left[\left(\begin{array}{cc}q\\\sum\\k=p+1\end{array} \operatorname{Re}\left\{\boldsymbol{n}_{k} e^{j\boldsymbol{\varphi}} \left(e^{-j\theta_{k}}-e^{-j\theta_{k}'}\right)\right\}\right)^{2}\right]$$

$$= \mathcal{N}_0 \qquad \sum_{k=p+1}^{q} (1 - \cos \widetilde{\theta}_k) \equiv \sigma^2$$
(6.2.10)

とおくと、 $\Lambda(\phi) - \Lambda'(\phi)$ は平均値  $\mu(\phi)$ 、分散 $\sigma^2$ のガウス分布に従う。従って、誤り 事象発生確率  $P_{\epsilon}(\phi)$ (誤りパス $\pi'$ が残存パスとして選択される確率)は次式で表現で きる。

$$P_{e}(\Phi) = \Pr\left[\Lambda(\Phi) - \Lambda'(\Phi) < 0 \mid \Phi\right]$$

$$=Q\left\{\frac{\mu(\Phi)}{\sigma}\right\} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\mu(\Phi)/\sigma}^{\infty} \exp\left(-x^2/2\right) dx \qquad (6.2.11)$$

ここに, Q(・)はガウスの積分関数である。

さて,時刻 & における正しい遷移パス 8 と誤り遷移パス 8' との間のユークリッド距離を,

$$d_{k} \triangleq |\mathbf{s}_{k}' - \mathbf{s}_{k}| / \sqrt{2\mathscr{E}_{s}} = \sqrt{2} |\sin\left(\widetilde{\theta}_{k}/2\right)| \qquad (6.2.12)$$

と定義すると, これから誘導できる次式

$$1 - \cos \widetilde{\theta}_k = d_k^2 \tag{6.2.13}$$

$$\sin \tilde{\theta}_k = \varepsilon_k \ d_k \ \sqrt{2 - d_k^2} \tag{6.2.14}$$

$$\varepsilon_k = \operatorname{sgn}\left(\sin\widetilde{\theta}_k\right) \tag{6.2.15}$$

を用いて、式(6.2.9)、(6.2.10)から $\mu(\phi) / \sigma$ は次のように導かれる。

$$\frac{\mu(\Phi)}{\sigma} = \sqrt{\frac{\mathscr{E}_{s}}{\mathscr{N}_{0}}} \cdot \frac{\sum_{k=p+1}^{q} \{\cos \Phi - \cos \left(\widetilde{\theta}_{k} - \Phi\right)\}}{\sqrt{\sum_{k=p+1}^{q} (1 - \cos \widetilde{\theta}_{k})}}$$

$$= \sqrt{\frac{\mathscr{E}_{s}}{\mathscr{N}_{0}}} \cdot \frac{\cos \varphi \sum_{k=p+1}^{q} (1 - \cos \widetilde{\theta}_{k}) - \sin \varphi \sum_{k=p+1}^{q} \sin \widetilde{\theta}_{k}}{\sqrt{\sum_{k=p+1}^{q} (1 - \cos \widetilde{\theta}_{k})}}$$

$$= \sqrt{\frac{\mathscr{E}_{s}}{\mathscr{N}_{0}}} \cdot \frac{\cos \varphi \sum_{k=p+1}^{q} d_{k}^{2} - \sin \varphi \sum_{k=p+1}^{q} \varepsilon_{k} d_{k} \sqrt{2 - d_{k}^{2}}}{\sqrt{\sum_{k=p+1}^{q} d_{k}^{2}}}$$

(6.2.16)

-90 -

時刻  $p+1 \sim q$  期間中の誤りパス  $\pi'$  において,正しいパス  $\pi$  との間のユークリッド距離 が  $d_{o_j}$ ,  $j \in [0, 7]$ ,に等しい遷移パスが  $m_j$ 回ずつ現れるならば,この期間中の全ユー クリッド距離 d は,

$$d^{2} = \sum_{k=p+1}^{q} d_{k}^{2} = \sum_{j=0}^{7} m_{j} d_{0j}^{2}$$
(6.2.17)

$$d_{0j} = \sqrt{2} |\sin(\widetilde{\theta}_{0j} / 2)| \quad ; \quad \widetilde{\theta}_{0j} = \pi j / 4 \tag{6.2.18}$$

と表すことができる。同様に次に定義する 9 も,

$$g \stackrel{\triangle}{=} \sum_{k=p+1}^{q} \varepsilon_k d_k \sqrt{2-d_k^2} = \sum_{j=0}^{7} m_j g_{0j}$$

$$(6.2.19)$$

と表すことができる。ここに,

$$\mathcal{G}_{0\,j} = \widetilde{\varepsilon}_{0\,j} \, d_{0\,j} \, \sqrt{2 - d_{0\,j}^2} \tag{6.2.20}$$

$$\widetilde{\varepsilon}_{0\,j} = \operatorname{sgn}\left(\sin\,\widetilde{\theta}_{0\,j}\right) \tag{6.2.21}$$

である。式(6.2.17)~(6.2.21)を用いれば,式(6.2.16)は次式のように書き 換えることができる(等号はØ=0のとき成立する)。

$$\frac{\mu\left(\boldsymbol{\varphi}\right)}{\sigma} = \sqrt{\frac{\mathscr{E}_{s}}{\mathcal{N}_{0}}} \cdot \left\{ \sum_{j=0}^{7} m_{j} \left( d_{0 j}^{2} \cos^{2} \boldsymbol{\varphi} - 2 \mathcal{G}_{0 j} \cos \boldsymbol{\varphi} \sin \boldsymbol{\varphi} \right) \right. \\ \left. + \sin^{2} \boldsymbol{\varphi} \cdot \left( \sum_{j=0}^{7} m_{j} \mathcal{G}_{0 j} \right)^{2} \right/ \sum_{j=0}^{7} m_{j} d_{0 j}^{2} \right\}^{1/2} \\ \left. \ge \sqrt{\frac{\mathscr{E}_{s}}{\mathcal{N}_{0}}} \sum_{j=0}^{7} m_{j} \left( d_{0 j}^{2} \cos^{2} \boldsymbol{\varphi} - 2 \mathcal{G}_{0 j} \cos \boldsymbol{\varphi} \sin \boldsymbol{\varphi} \right) \right.$$
(6.2.22)

-91 -

式(6.2.22)を式(6.2.11)に代入し、不等式

$$Q\left(\sqrt{a+b}\right) \leq Q\left(\sqrt{a}\right) e^{-b/2}; \quad a \geq 0, \quad b \geq 0$$

$$(6.2.23)$$

を用いれば、結局誤り事象発生確率 $P_e$ ( $\phi$ )は、再生搬送波の位相誤差 $\phi$ の関数として、次式で表現される。

$$P_{e}(\Phi) \leq \mathcal{P}_{e}(\Phi) \leq \widetilde{\mathcal{P}}_{e}(\Phi)$$
(6.2.24)

ここに $\mathcal{P}_e(\phi)$ 及び $\widetilde{\mathcal{P}}_e(\phi)$ は共に $P_e(\phi)$ の上界であり,それぞれ次式で定義される。

$$\mathcal{P}_{e}(\Phi) \stackrel{\triangleq}{=} Q \left\{ \sqrt{\frac{\mathscr{E}_{s}}{\mathcal{N}_{0}}} d_{f}^{2} \cos^{2} \Phi \right\} \cdot \exp \left\{ \frac{\mathscr{E}_{s}}{2\mathcal{N}_{0}} d_{f}^{2} \cos^{2} \Phi \right\}$$
$$\cdot \exp \left\{ -\frac{\mathscr{E}_{s}}{2\mathcal{N}_{0}} \left( d^{2} \cos^{2} \Phi - 2 \vartheta \cos \Phi \sin \Phi + \vartheta^{2} \sin^{2} \Phi / d^{2} \right) \right\}$$
(6.2.25)

$$\widetilde{\mathscr{P}}_{e}(\varphi) \triangleq Q\left\{ \sqrt{\frac{\mathscr{E}_{s}}{\mathcal{N}_{0}}} d_{f}^{2} \cos^{2} \varphi \right\} \cdot \exp\left\{ \frac{\mathscr{E}_{s}}{2\mathcal{N}_{0}} d_{f}^{2} \cos^{2} \varphi \right\}$$
$$\cdot \prod_{j=0}^{7} \exp\left\{ -\frac{\mathscr{E}_{s}}{2\mathcal{N}_{0}} m_{j} \left( d_{0j}^{2} \cos^{2} \varphi - 2 \mathscr{G}_{0j} \cos \varphi \sin \varphi \right) \right\}$$
(6.2.26)

 $d_f$ は自由ユークリッド距離を表す。なお、 $\mathscr{P}_e(\mathfrak{o}) \ge \widetilde{\mathscr{P}}_e(\mathfrak{o})$ との間には次に示す関係がある。

$$\mathscr{P}_{e}(\varPhi) = \widetilde{\mathscr{P}}_{e}(\varPhi) \cdot \exp\left\{-\frac{\mathscr{E}_{s}}{2\mathscr{N}_{0}} \cdot \frac{\mathscr{G}^{2} \sin^{2}\varPhi}{d^{2}}\right\}$$
(6.2.27)

#### 6.2.3 生成関数と符号誤り率

遷移パスが8種類ある生成関数を次に定義する。

$$T(\mathbf{D}, I) \triangleq \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{d \ge d_{f}} a(\mathbf{m}, i) I^{i} \prod_{j=0}^{7} D_{j}^{m_{j}}$$

$$\mathbf{D} = (D_{0}, D_{1}, D_{2}, D_{3}, D_{4}, D_{5}, D_{6}, D_{7})$$

$$\mathbf{m} = (m_{0}, m_{1}, m_{2}, m_{3}, m_{4}, m_{5}, m_{6}, m_{7})$$
(6.2.28)

ここに、 $I^{i} \prod_{j=0}^{7} D_{j}^{m_{j}}$  はある1つの誤りパスπ'の特性 — ユークリッド距離が $d_{0j}$ ,  $j \in [0, 7]$ ,に等しい遷移パスが $m_{j}$ 回ずつ現れ、且つその誤りパスπ' における誤りビ ットの総数がiビットに等しい — を表す。a(m, i)は上記の特性を有する誤りパスの 総数を表す。

式(6.2.24)~(6.2.28)から符号誤り率 $P_{\beta}(\phi)$ は,再生搬送波の位相誤差 $\phi$ の関数として,次式のように上界される<sup>(18)</sup>。

$$P_{b}(\boldsymbol{\varphi}) \leq \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{d \geq d_{f}} i a(\boldsymbol{m}, i) P_{\ell}(\boldsymbol{\varphi})$$

$$\leq \frac{1}{2} Q \left\{ \sqrt{\frac{2\mathscr{E}_{b}}{\mathcal{N}_{0}} d_{f}^{2} \cos^{2} \boldsymbol{\varphi}} \right\} \cdot \exp \left\{ \frac{\mathscr{E}_{b}}{\mathcal{N}_{0}} d_{f}^{2} \cos^{2} \boldsymbol{\varphi} \right\}$$

$$\cdot \frac{\partial T(\boldsymbol{D}, I)}{\partial I} \left| I = 1 \right|_{D_{j} = \exp \left\{ -\frac{\mathscr{E}_{b}}{\mathcal{N}_{0}} (d_{0j}^{2} \cos^{2} \boldsymbol{\varphi} - 2\mathcal{G}_{0j} \cos \boldsymbol{\varphi} \sin \boldsymbol{\varphi}) \right\}}; j \in [0, 7] \qquad (6.2.29)$$

ここに、  $\mathscr{C}_{\mathfrak{s}}$  (=  $\mathscr{C}_{\mathfrak{s}}$  /2)は1情報ビットのエネルギーを表す。式(6.2.29)の第2右辺 は第1右辺の $P_{\mathfrak{e}}(\mathfrak{o})$ に $\widetilde{\mathscr{P}}_{\mathfrak{e}}(\mathfrak{o})$ を代入したものである。 6.2.4 漸近的符号化利得及び漸近的等価CN比劣化量

符号化による効果の程度を簡易に評価するパラメータとして、  $\mathscr{E}_{b} / \mathscr{N}_{0} \rightarrow \infty$  における 漸近的符号化利得<sup>(78)</sup>がある。ここではこれを発展させ、再生搬送波の位相誤差 $\varphi$  の関数 としての、  $\mathscr{E}_{b} / \mathscr{N}_{0} \rightarrow \infty$  における漸近的符号化利得及び漸近的等価 CN 比劣化量を考察す る。図 6.3 に示すように、

$$\widehat{d}_{k} \triangleq \sqrt{2} |\sin\{(\widetilde{\theta}_{k} - \Phi) / 2\}| \qquad (6.2.30)$$

$$\begin{aligned} \widehat{a}_{0j} & \triangleq \sqrt{2} |\sin \{ (\widetilde{\theta}_{0j} - \boldsymbol{\Phi}) / 2 \} | \\ ; & \widetilde{\theta}_{k} \in \{ \widetilde{\theta}_{00}, \cdots, \widetilde{\theta}_{0j}, \cdots, \widetilde{\theta}_{07} \} \end{aligned}$$
(6.2.31)

と定義すると、式(6.2.16)の第1右辺の分子において、

$$\cos\phi - \cos(\theta_k - \phi)$$

$$= \{ 1 - \cos(\widetilde{\theta}_{k} - \phi) \} - \{ 1 - \cos \phi \} = \widehat{d}_{k}^{2} - \widehat{d}_{00}^{2}$$
(6.2.32)



図 6.3 再生搬送波の位相誤差が $\phi$ だけある場合の ユークリッド距離  $\hat{d}_{0,i}$ 

$$\sum_{k=p+1}^{q} \{\cos \varphi - \cos \left(\widetilde{\theta}_{k} - \varphi\right)\} = \sum_{k=p+1}^{q} \left(\widehat{d}_{k}^{2} - \widehat{d}_{00}^{2}\right)$$

$$= \sum_{j=0}^{7} m_{j} \hat{d}_{0j}^{2} - \ell \hat{d}_{00}^{2} \qquad (6.2.33)$$

ここに,

$$\ell = q - p = \sum_{j=0}^{7} m_j \qquad (6.2.34)$$

である。従って,式(6.2.16)は,

$$\frac{\mu(\Phi)}{\sigma} = \sqrt{\frac{2\mathscr{E}_b}{\mathcal{N}_0}} \cdot \hat{d}^2(\Phi)$$
(6.2.35)

$$\hat{d}^{2}(\Phi) = \left(\sum_{j=0}^{7} m_{j} \hat{d}_{0j}^{2} - \ell \hat{d}_{00}^{2}\right)^{2} / \sum_{j=0}^{7} m_{j} d_{0j}^{2}$$
(6.2.36)

と書き換えることができる。ここに $\hat{d}(\sigma)$ は,再生搬送波の位相誤差のを考慮に入れた 場合の正しいパスπと任意の誤りパスπ'との間のユークリッド距離である。 $\hat{d}(\sigma)$ を用 いて,このパス対(pair)ππ'に対する漸近的符号化利得 $g_{\pi\pi'}(\sigma)$ 及び漸近的等価 CN比劣化量 $d_{\pi\pi'}(\sigma)$ は次のように表現できる。

$$\mathscr{G}_{\pi \pi'}(\phi) = 10 \log d'(\phi) \text{ (dB)}$$
 (6.2.37)

$$\Delta_{\pi\pi'} (\Phi) = 10 \log d_f^2 - \vartheta_{\pi\pi'}(\Phi) \quad (dB)$$
(6.2.38)

 $A_{\pi\pi'}(\phi)$ を全ての誤りパス $\pi'$ について計算し、個々ののについて最大の $A_{\pi\pi'}(\phi)$ を $A_{a}(\phi)$ とすれば、 $A_{a}(\phi)$ はのの関数としての漸近的等価CN比劣化量に等しくなる。

$$\Delta_{a}(\Phi) = \max_{\substack{a11 \ \pi'; \ \pi' \neq \pi}} \{ \Delta_{\pi\pi'}(\Phi) \}$$
(6.2.39)

まず,拘束長 $\nu = 2$ の場合の $P_{i}(\phi)$ の上界を考える。表 6.1(a)に図 6.2(a)の符号化器 に対する状態遷移表を与える。状態遷移ベクトル及び状態遷移行列を用いて生成関数 T(D, I)を表現すると、

$$T(\mathbf{D}, I) = D_{4} I + \mathbf{V}_{2}^{\top} \left(\sum_{\ell=1}^{\infty} \mathbf{T}^{\ell-1}\right) \mathbf{V}_{1}$$
(6.2.40)

となる。ここに表 6.1 (a)から,

$$\boldsymbol{V}_{1} = \begin{bmatrix} 0 \\ D_{2} \ I + D_{6} \ I^{2} \\ 0 \end{bmatrix}$$
(6.2.41)

$$\boldsymbol{V}_{2}^{\top} = \begin{bmatrix} D_{2} + D_{6} & I & 0 & 0 \end{bmatrix}$$
 (6.2.42)

$$\boldsymbol{T} = \begin{bmatrix} 0 & D_1 + D_5 I & D_3 + D_7 I \\ D_0 I + D_4 I^2 & 0 & 0 \\ 0 & D_3 I + D_7 I^2 & D_1 I + D_5 I^2 \end{bmatrix}$$
(6.2.43)

を得る。 $V_1$  は状態(00)から(01),(10),(11)への遷移を表すベクトル, $V_2^+$ は(01),(10),(11)から(00)への遷移を表すベクトル,Tは(01),(10),(11)から(01),(10),(11)への遷移を表す行列である。0成分は遷移の存在しないことを表す。

式(6.2.40)を式(6.2.29)の第2右辺に代入すれば符号誤り率 $P_b(\sigma)$ の上界が得られる。図6.4~6.7の(a)に破線でこの計算結果を示す。 $\nu \ge 3$ の場合も式(6.2.40)と同様にT(D, I)を解いてこれを式(6.2.29)の第2右辺に代入すれば $P_b(\sigma)$ の上界は求まる。しかしながら、Tは( $2^{\nu}-1$ )行( $2^{\nu}-1$ )列の行列であり、 $V_1$ 、 $V_2$ は( $2^{\nu}-1$ )次元ベクトルであるため、 $\nu$ が大きければ容易には解けない。

そこで、ここでは計算機シミュレーションのモンテカルロ法で数々の $I^{i} \prod_{j=0}^{7} D_{j}^{m_{j}}$ を算出することにより、式(6.2.28)のT(**D**, I)を近似的に求める<sup>†</sup>。式(6.2.29)の右辺は  $\mathscr{E}_{j}/\mathscr{N}_{0} \rightarrow$ 大のとき真値に極めて近い、いわゆる"堅い上界"を与え、しかも

★ 5.1(b), (c)にそれぞれ図 6.2(b), (c)の符号化器に対する状態遷移表を与えておく。
# 表 6.1 Ungerboeck の符号化則<sup>(76)</sup>の状態遷移表

### (a) $\nu = 2$

. / .		状態 (x <sup>1</sup> <sub>k-1</sub> x <sup>1</sup> <sub>k-2</sub> )から					
<b>y</b> <sub>k</sub> × <sub>k</sub>		(00)	(01)	(10)	(11)		
	(00)	0⁄0 4⁄2	2/0 6/2				
状態	(01)			1⁄0 5⁄2	3⁄0 7⁄2		
$(x_k x_{k-1}) \sim$	(10)	2/1 6/3	0⁄1 4⁄3				
	(11)			3⁄1 7⁄3	1⁄1 5⁄3		

(b)  $\nu = 3$ 

			ł	犬態( <b>」</b>	$\mathfrak{r}_{k-1} x$	1 <sub>k-2</sub> )カ	<i>ъ</i> 6		
$\mathbf{y}_{k}$	k	(00)	(01)	(10)	(11)	(20)	(21)	(30)	(31)
	(00) (01)	0/0	2⁄0	1⁄0	3/0	4/0	6/0	5⁄0	7⁄0
↓ 状態	(10) (11)	4/1	6⁄1	5⁄1	7⁄1	0/1	2⁄1	1/1	3⁄1
$(\mathbf{x}_{k} \mathbf{x}_{k-1}^{1}) \wedge$	(20) (21)	2/2	0⁄2	3⁄2	1/2	6/2	4/2	7/2	5/2
	(30) (31)	6/3	4⁄3	7⁄3	5⁄3	2/3	0⁄3	3/3	1⁄3

表 6.1 (つづき)

(c)  $\nu = 4$ 

							状 慮	ង្គារ 	$k_{-1} \boldsymbol{x}_{k}$	-2) ħ	ß						
5 / ~~ B	<i><sup><i>k</i></sup></i>	(00)	(01)	(02)(	(80)	(10)(1	1)(	12)(	13)	(20)(	21)(	22)(	23)	(30)(	31)(	32)(	33)
	(00)	0/0	2/0	4⁄0	6/0												
	(01)					1/0 3	2	5/0	7/0								
	(02)									4/0	6⁄0	0/0	2/0				
	(03)										1			5/0	0/1	1/0	3/0
	(10)	4⁄1	6/1	1/0	2/1												
	(11)					5/1 7	7	17	3/1								
	(12)									0/1	2/1	4/1	6/1				
头 。	(13)													1/1	3/1	5/1	77
$(\mathbf{x}_k \mathbf{x}_{k-1})$	(20)	2/2	0/2	6/2	4/2												
•	(21)					3/2 1	2	7/2	5/2								
_	(22)									6/2	4/2	2/2	0/2				
	(23)													7/2	5/2	3/2	1/2
	(30)	6/3	4/3	2/3	0/3												
	(31)					7/3 5	23	3/3	1/3								
	(32)									2/3	0/3	6/3	4/3				
-	(33)													3/3	1/3	7/3	5/3



受信 &, /No(dB)

---- 理論値 ----  $\widehat{\mathcal{P}}_{e}$ を用いたシミュレーション値 ----  $\mathcal{P}_{e}$ を用いたシミュレーション値

図 6.4 受信  $\mathscr{E}_b / \mathscr{N}_o$  に対する符号誤り率  $P_b$  ( $\phi$ )の上界; $\phi$ は再生搬送波の位相誤差



再生搬送波の位相誤差 の(度)



図6.5 再生搬送波の位相誤差のに対する符号誤り率 P<sub>a</sub>(の)の上界



図 6.6 再生搬送波の位相誤差 $\phi$ に対する等価 CN 比劣化量;  $P_{\flat}(\phi) = 1 \times 10^{-6}$ の場合



---- 理論値 ----  $\mathcal{P}_{e}$ を用いたシミュレーション値 ---  $\mathcal{P}_{e}$ を用いたシミュレーション値

図 6.7 再生搬送波の位相誤差 $\phi$ に対する等価 CN比劣化量;  $P_{\delta}(\phi) = 1 \times 10^{-9}$ の場合

その値はユークリッド距離すが自由ユークリッド距離df に等しいかあるいはその近傍の 値を持つパス対によって概ね決定される特徴がある<sup>(18)</sup>。そこでここでは,  $d^2 \leq 3 d_f'$ に対す る誤りパスをランダムにおよそ2000種類抽出して計算する。まずこの方法の精度を調 べるため、 $\nu = 2$ について計算し、式(6.2.40)~(6.2.43)を用いて解析した理論値 と比較する。図6.4~6.7の(a)に実線でジミュレージョンによる計算値を示す。図6.4(a) から、 $P_b(\sigma) \lesssim 10^{-4}$ で理論値(破線)とジミュレージョンを用いた計算値(実線)と はよく一致している。また図6.5~6.7の(a)から、位相誤差  $|\sigma| \lesssim 10^\circ$ で両者はよく一 致している。通常の伝送では、符号誤り率は  $10^{-4}$ 以下であり、また位相誤差が  $10^\circ$  を越 えることは滅多にない。このことからジミュレージョンを用いた方法は実用的といえよう。  $\nu = 3$ 及び $\nu = 4$ についてはこの方法によって $P_b(\sigma)$ の上界値を計算した。計算結果を 図6.4~6.7の(b)、(c)に実線で示す。図6.4~6.7の(a)~(c)の実線は式(6.2.29)の第 2右辺の計算値、すなわち第1右辺の $P_e(\sigma)$ に式(6.2.26)の $\tilde{P}_e(\sigma)$ と代入したもの である。次に式(6.2.25)の $\tilde{P}_e(\sigma)$ において

 $\exp\left\{-\left(\mathscr{E}_{s}/2\mathscr{N}_{0}\right)\cdot\left(g^{2}\sin^{2}\mathscr{O}/d^{2}\right)\right\}$ 

が $P_{b}(\phi)$ の上界の堅さに及ぼす影響を調べるため,式(6.2.29)の第1右辺の $P_{e}(\phi)$ に $\mathcal{P}_{e}(\phi)$ を代入して計算を行い,結果を同図に一点鎖線で示す。 $\nu=2$ 及び $\nu=4$ では実線と一点鎖線はほとんど一致しており,実線は堅い上界を与えることがわかる。 $\nu=3$ の場合も両者はよく一致している。

次に再生搬送波の位相ジッタが符号誤り率に及ぼす影響を考える。搬送波再生系が"周 波数8逓倍/狭帯域フィルタ/8分周"で構成されていると仮定する。この場合,再生搬 送波の位相のの確率密度関数は<sup>(10)</sup>,

 $p_{CR}''(\phi) = 8 \ g \ (\phi = 8 \ \phi) \quad ; \quad |\phi| \le \pi \ / \ 8 \tag{6.2.44}$ 

で表される。ここに  $g(\phi)$ は式(2.3.18)に示す通りである。ところで、第4章におい て"再生搬送波の位相 $\phi(t)$ の相関時間幅  $\tau_{\phi}$ 、は少なくとも数十シンボル時間(1シン ボル時間=T)以上あり、この期間中では位相はほとんと変化せず、準静的とみなすこと ができる"ことを示した。一方、後述する表 6.2(a)~(c)からもわかるように、符号誤り率 の劣化に支配的に影響を及ぼす誤りパスの発生している期間 $\ell(=q-p)$ はせいぜい数シ ンボル時間である。以上から符号誤り率 P<sub>b</sub> (Φ)の平均 P<sub>b</sub> は次のように表現できる。

$$\overline{P_b} = \mathbf{E} \left[ P_b \left( \boldsymbol{\Phi} \right) \right] = \int_{-\pi/8}^{\pi/8} P_b \left( \boldsymbol{\Phi} \right) p_{CR}^{\prime\prime} \left( \boldsymbol{\Phi} \right) d \boldsymbol{\Phi} \qquad (6.2.45)$$

図 6.8 及び図 6.9 の(a), (b), (c)にそれぞれ  $\nu = 2$ ,  $\nu = 3$ ,  $\nu = 4$ に対する符号誤り率 の平均値対位相ジッタ量特性,及び等価 CN 比劣化量対位相ジッタ量特性を示す。ここに 位相ジッタ量は

$$\boldsymbol{\varphi}_{\rm rms} = \left\{ E\left[\boldsymbol{\varphi}^2\right] \right\}^{1/2} = \left\{ \int_{-\pi/8}^{\pi/8} \boldsymbol{\varphi}^2 p_{CR}''\left(\boldsymbol{\varphi}\right) d\boldsymbol{\varphi} \right\}^{1/2}$$
(6.2.46)

である。





図 6.8 再生搬送波の位相ジッタ量 Ørms に対する符号誤り率



再生搬送波の位相ジッタ量 Ø<sub>rms</sub>(度)



図 6.9 再生搬送波の位相ジッタ量 Ørms に対する等価CN比劣化量

6.2.6 漸近的等価CN比劣化量の計算

図 6.6 及び図 6.7 の(a)~(c)にそれぞれ  $P_{\delta}(\sigma) = 10^{-6}$  及び  $P_{\delta}(\sigma) = 10^{-9}$  における等 価 CN 比劣化量の計算結果を与えたが,モデムを設計する際,等価 CN 比劣化量をもっと 簡易に求めたいことがある。そこでここでは漸近的等価 CN 比劣化量を求める簡易法を提 案する。先にも述べたが, $P_{\delta}(\sigma)$ の上界はユークリッド距離 d が自由ユークリッド距離 df に等しいかあるいはその近傍の値を持つパス対によって概ね決まる。このことは,式 (6.2.3 6)~(6.2.39)において全てのパス対について計算を行う必要は実際上なく, d の小さいパスのみを選択して計算を行えばよいことを示唆している。表6.2 (a), (b), (c)に それぞれ  $\nu = 2$ ,  $\nu = 3$ ,  $\nu = 4$  に対して選択すべきパスの候補を挙げる。次に,式 (6.2.3 6)からわかるように,

- 1)  $\hat{d}(\phi)$ を構成する $\hat{d}_{0j}$ (表 6.2(a)~(c)に示す)の配置が $\phi = 0$ に対して対称ならば (すなわち, ( $m_5$ ,  $m_6$ ,  $m_7$ ,  $m_0$ ,  $m_1$ ,  $m_2$ ,  $m_3$ )の配置が $m_0$ に対称ならば),  $\Delta_{\pi\pi}$ ( $\phi$ )は $\phi = 0$ に対して対称であり,
- 2)  $\hat{d}_{0,i}$ の配置が $\phi > 0$  ( $\phi < 0$ )に片寄っておれば、 $A_{\pi\pi'}(\phi)$ は $\phi > 0$  ( $\phi < 0$ ) で増加する。また、

以上の3点を考慮して,表6.2(a)~(c)のmのjに対する分布を見ながら更にパスを選択 する(図6.10に一例として $\nu = 2$ の場合の $\hat{d}_{0j}$ の配置を示す)。これらのパス対に対し て式(6.2.38)の $\int_{\pi\pi} (\phi)$ を計算した結果を図6.11(a)~(c)に示す。図において実線は これらの $\int_{\pi\pi} (\phi)$ のうちの最大値,すなわち $\int_{a} (\phi)$ を表す。図6.6及び図6.7の(a)~ (c)の曲線とよく似た傾向を示していることがわかる。

#### 表 6.2 ユークリッド距離の短い誤りパス

(a)  $\nu = 2$ 

	誤りパス	誤りビッ	Ø=0における コークリード町	係数
	$\{ x'_k \}$	ト数ィ	ーーショット止 離の二乗 d <sup>2</sup>	( l ; m ) <sup>†</sup>
			1 2 _ 0	
(1)	2	1	$a_f = 2$	(1; 0000 1000)
(2)	100	1	<b>)</b>	(3; 0110 0010)
(3)	102	2	$1^{2} \pm 0.2020$	(3; 0120 0000)
(4)	300	2	$\begin{bmatrix} a_f + 0.2929 \end{bmatrix}$	(3; 0110 0010)
(5)	302	3	J	(3; 0100 0020)
(6)	1320	4	)	(4; 0020 0002)
(7)	1322	5		(4; 0010 0012)
(8)	3320	5		(4; 0010 0012)
(9)	3322	6	$J^2 \perp 0 = 0 = 0$	(4; 0000 0022)
(10)	10100	2	$a_f = 0.5858$	(5; 1220 0000)
(11)	10102	3		(5; 1210 0010)
(12)	30100	3		(5; 1210 0010)
(13)	30102	4	<b>)</b> .	(5; 1200 0020)
(b)	$\nu = 3$			
(1)	320	3	$d^2 - 22020$	(3; 0000 0021)
(2)	2100	2	$\begin{cases} a_f = 2.2525 \\ \end{bmatrix}$	(4; 1120 0000)
(3)	3120	4	$1^{2}$ 1 0 0 0 0	(4; 0200 0020)
(4)	21300	4	$d_f \neq 0.2929$	(5; 1020 0002)
(5)	32320	6		(5; 1000 0022)
(6)	2102100	4	J	(7; 3220 0000)
(7)	31120	5	) .	(5; 0200 0021)
(8)	312320	7		(6; 1200 0021)
(9)	323120	7	$\left\{ d_{f}^{2} + 0.5858 \right\}$	(6; 1200 0021)
$(10)^{-1}$	213300	6		(6; 1120 0002)
(11)	3232320	9	[ ]	(7; 2000 0023)
( c )	$\nu = 4$			
(1)	3100	3		(4; 0110 0011)
(2)	212300	5	$\left  \begin{array}{c} d_{f}^{2} = 2.5858 \end{array} \right $	(6; 2110 0011)
(3)	3220100	5	J	(7; 3110 0011)
(4)	31300	5		(5; 0200 0021)
(5)	2112300	6	$\left  \begin{array}{c} d_{f}^{2} + 0.2929 \end{array} \right $	(7; 2310 0010)
(6)	32201300	7	J	(8; 3000 0023)
(7)	21112300	7		(8; 2310 0011)
(8)	21233100	8	$\left  \right  d_{f}^{2} + 0.5858$	(8; 2020 0004)
(9)	212303100	8		(9; 3220 0002)

†  $m = \{m_0, \dots, m_j, \dots, m_7\}; m_j = 期間 \ell (= q - p) の間に発生する遷移$ パス  $d_{0j}$  の総数, すなわち  $\hat{d}(\Phi)$  を構成する  $\hat{d}_{0j}$  の総数



誤りパス:(1)2 (ユークリッド距離の二乗: d<sub>f</sub> )





再生搬送波の位相誤差 Ø(度)

図 6.11 再生搬送波の位相誤差のに対する漸近的等価 CN 比劣化量 Δ<sub>α</sub>(の)

#### 6.3 符号化8相PSK 伝送系の特性評価

図 6.5 ~ 6.7 の(a)~(c)からわかるように,一般に  $P_{\mathfrak{s}}(\mathfrak{o})$ は $\mathfrak{o} = 0$ に対して非対称で ある。この非対称性は図 6.10 の $\hat{d}_{0\mathfrak{j}}$ の配置の非対称性によって説明されるように,直接 位相配置型に特有の現象と考えられる。

図 6.12 (a), (b)に比較のため, 第 2 章~第5 章で扱った非符号化硬判定の 4 相 PSK伝送 における符号誤り率の, 位相誤差及び位相ジッタ量に対する等価 CN 比劣化量特性を示す。 ここに搬送波再生系は第 2 章で述べた"周波数 4 逓倍/狭帯域フィルタ/4分周"で構成 されていると仮定する。まず等価 CN 比劣化量の位相誤差のに対する特性を比較しよう。 非符号化硬判定の 4 相 PSK 伝送の特性 (図 6.12 (a))が |  $\phi$  | の増加に伴い徐々に劣化す るのに対し, 符号化軟判定の 8 相 PSK 伝送の特性 (図 6.5 ~ 図 6.7 の(a)~(c))は急激に 劣化する。このような劣化現象は位相ジッタ量  $\sigma_{rms}$  に対する特性においていっそう顕著 になる。非符号化硬判定の 4 相 PSK 伝送の特性 (図 6.12 (b))が  $\sigma_{rms} \rightarrow$ 大 で徐々に劣 化するのに対し, 符号化軟判定の 8 相 PSK 伝送の特性 (図 6.12 (b))が  $\sigma_{rms} \rightarrow$ 大 で徐々に劣 化するのに対し, 符号化軟判定の 8 相 PSK 伝送の特性 (図 6.8 及び図 6.9 の(a)~(c)) は  $\sigma_{rms}$  が 2 ~ 3°を越えると急激に劣化現象を呈する。

以上から次のことがわかる。本章で検討した直接位相配置型の8相PSK伝送系の場合, 符号誤り率の劣化特性は $\phi \approx \phi_{rms}$  に関して必ずしも鈍感ではなく,先に述べた非対称性 と同様に,  $\hat{d}_{0j}$  のjに対する配置の分布に依存する。Ungerboeckの符号化則の場合は, 再生搬送波に対する劣化配分量にもよるが,  $\phi_{rms}$  は概ね 2 ~ 3°以内に設計するのが望ま しい。但し,符号化軟判定の8相PSK変調信号は,非符号化硬判定の4相PSK変調信号 に比べて,一般に低い受信CN比で伝送条件が設定されることを考慮する必要がある。ま た,本章で検討した劣化特性は,Acampora<sup>(75)</sup>の示したインタリーブ型・陪直交信号系の 場合の  $P_{\delta}(\phi)$ の劣化が非符号化4相PSK伝送の場合よりものに鈍感であるという結果 とは対照的である。



再生搬送波の位相ジッタ量 Ørms (度)

図 6.12 非符号化硬判定の4相PSK伝送系の等価CN比劣化量

#### 6.4 結 言

レート 2/3 の符号化8相PSK 伝送系に関し,再生搬送波の位相誤差や位相ジッタが 符号誤り率に及ぼす影響について理論的に解析を行った。位相誤差の関数として,符号誤 り率及び等価CN比劣化量の一般式を与えた。更に,  $\mathscr{O}_{b} / \mathscr{N}_{0} \rightarrow \infty$ における漸近的等価 CN比劣化量の一般式を与え,これの簡易計算法について述べた。これらの一般式を用い て数値計算を行い,符号化8相PSK伝送系の特徴を考察した。考察の結果,

- (1) 一般に、符号誤り率 P<sub>b</sub>(の)は位相誤差の=0に対して非対称である。この非対称 性は直接位相配置型の符号化PSK変調方式に特有の現象と考えられる;
- (2) 位相誤差のや位相ジッタ量のrms に対する符号誤り率の劣化特性はたたみ込み符号 化則そのものに依存する;
- (3) 特に、レート 2/3 の符号化 8 相 PSK 伝送系に良好な特性を与えるといわれているUngerboeckの符号化則を用いた場合の符号誤り率は、非符号化硬判定の4 相 PSK 伝送系の場合に比べて、位相誤差 | Ø | の増加に対してより大きく劣化し、また位相ジッタ量 Ørms ≳ 2~3°で急激に劣化現象を呈する;

などのことが明らかになった。

## 第7章 結 論

本論文では, TDMA方式などに用いられるPSK変調信号のバースト伝送に適応する PSK変復調系の動作, 及びそれにかかわるもろもろの伝送特性について, 搬送波再生系 を中心とした考察を行った。ここでは,本論文全体にわたる結果を要約し,更に今後の問 題についてもふれることにする。まず,本論文の主な研究成果を以下に要約する。

- (1) TDMA 伝送の典型的なモデルとして,着目しているバースト信号の直前に先行バ ースト信号の存在する場合について,再生搬送波のサイクルスリップ発生確率,狭帯 域フィルタ F<sub>nar</sub>出力の CN 比,符号誤り率などのバースト伝送に対する過渡応答につ いて解析を行い,理論的に明らかにすると共に,一部については実験を行って理論と 比較した。
- (2) 再生搬送波の位相のふらつき現象(フラクチュエーション),及びサイクルスリップ発生期間中の位相の動きについて理論的に考察した。次にこの結果を用いて,再生搬送波に位相ジッタやサイクルスリップの存在する場合,ユニークワード・ミス検出確率にボトミング効果(ユニークワード長を長くすれば,それに伴いユニークワード・ミス検出確率は始めの内は良好になるが,ある値を越えてユニークワード長を長くしても,ユニークワード・ミス検出確率は一定値に留まって,それ以上良好にはならないこと)の存在することを理論的に明らかにすると共に,実験を行ってこれを確かめた。
- (3) 4相PSK変調信号の4逓倍で生ずるパターン雑音について考察を行い、入力信号 波形のスペクトルのロールオフ率や、逓倍回路の非線形素子のクラスにかかわらず、 出力のパターン雑音の直交成分の大きさは同相成分の大きさに比べて常に小さく、ま たロールオフ率が大きいほど、中心周波数近傍のパターン雑音の発生量は小さいこと を明らかにした。
- (4) レート 2/3 の符号化 8 相 PSK 変復調系に関し,再生搬送波の位相誤差や位相ジ ッタの符号誤り率に及ぼす影響について理論的に解析を行った。
- 次に、今後に残された主な研究課題を挙げよう。
  - (1) 干渉やフェージングのある伝送路,及び非線形伝送路における場合の,

- j) バースト伝送に対するPSK変復調系の諸特性の過渡応答,
- ii) ユニークワード検出特性,
- iii) 符号化PSK変復調系の符号誤り率,

などの解明。

- (2) 符号化PSK変復調系において,再生搬送波の位相誤差の影響を受けないたたみ込 み符号化方式の研究。
- (3) ビット数縮少などヴィタビ復号器の簡易化に伴う符号化PSK伝送系の符号誤り率 特性の劣化に関する研究。

以上,本論文では,ディジタル無線システムに用いられるPSK変調方式に関連して, 搬送波再生系を中心に行った研究の成果をまとめた。ディジタル無線技術はこの数年来, 衛星通信を中心として急速に発展を遂げ,今後も増々発展することが予想される。その中 にあって変復調技術は,伝送特性などのシステム性能を左右するなど,常に伝送技術の中 の中核的な技術として存在している。最近ではこの変復調技術は,符号化・復号技術と統 合して符号化変調方式へと発展しつつあり,また半導体技術の急速な発達に伴い,従来の 硬判定復調に代わって軟判定復調が実現可能になってきた。このような変復調技術を創造 し発展させるには,信号理論,雑音理論,回路網理論などの基礎知識の修得に加えて,種 々の知識を統合して新しい考え方に導くための創造力や解析力,更には精巧なハードウェ フを設計し製作する能力など幅広い技術力が要求され,日進月歩に発達するエレクトロニ クス技術に注目しながら,これらの知識や技術を基盤にして,地道な努力を積み重ねるこ とが大切と思われる。ディジタル無線技術,変復調技術が今後いっそう発展することを願 い,本論文がこれらの技術の発展に幾分なりとも貢献できれば幸いと念じつつ,筆をおく ことにする。 本研究をまとめるに当り,終始御懇切なる御指導と適切なる御助言を賜り,温かな励ま しをもって力づけて下さった,大阪大学工学部滑川敏彦教授,手塚慶一教授に謹んで深謝 の意を表します。また,本研究を完成する過程で御指導を賜った,大阪大学工学部中西義 郎教授,熊谷信昭教授,倉蘭貞夫教授に深謝いたします。

本研究をとりまとめることを勧めて下さるなど,多大の御助言御激励を賜った,大阪大 学名誉教授・摂南大学工学部牧本利夫教授,摂南大学工学部杉山康夫助教授,大阪電気通 信大学工学部橋本正弘教授に心から感謝いたします。

日頃種々の御指導をいただき、本研究の遂行及びとりまとめの機会を与えられた、三菱 電機株式会社情報電子研究所所長・理事中原昭次郎博士、同研究所部長藤原謙一参与、部 長・参事山崎英蔵博士、前グループマネージャー梅田義明参事に厚く感謝いたします。また 本研究をとりまとめるに当り御鞭撻と御理解をいただいた部長・参事首藤 勝博士に感謝 いたします。

本研究遂行の過程において御討論いただくなど,いろいろとお世話になった,同研究所 森谷陽一主事,三宅 真主事,村上圭司技師ほか,三菱電機株式会社情報電子研究所並び に通信機製作所の関係各位に感謝します。

最後に、本論文の清書などを手伝ってくれた妻に感謝します。

付 録

式(3.3.7)の $g'(\phi | t)$ が $t \to \infty$ のとき 式(2.3.18)の $g(\phi)$ と一致することの証明

 $t \to \infty$ のとき,式(3.3.4)及び式(3.3.6)において, $\eta_0(t) \to \infty$ , $\rho_0(t) \to \rho_0, \infty$ となるから,これらを式(3.3.7)に代入し,

$$u = \sqrt{\rho_{0,\infty}} (r - \cos \phi) \qquad (A1)$$

で変数変換すると,

$$g'(\phi \mid t \to \infty) = \frac{1}{\pi} e^{-\rho_0,\infty} \cdot e^{\rho_0,\infty \cos^2 \phi}$$

• 
$$\int_{-\sqrt{\rho_0,\infty}}^{\infty} \cos\phi \qquad \left(u e^{-u^2} + \sqrt{\rho_{0,\infty}} \cos\phi \cdot e^{-u^2}\right) d u$$
(A2)

となる。式(A2)の右辺第1項は、その被積分関数が奇関数ゆえ、積分領域の下限を  $\sqrt{\rho_{0,\infty}} |\cos\phi|$ に置き換え、 $v = u^2$ で変数変換すると  $e^{-\rho_{0,\infty}} / 2\pi$ を得る。第2項は 容易に、

$$\frac{1}{2\pi} e^{-\rho_0,\infty} \cdot \sqrt{\pi\rho_{0,\infty}} \cos \phi \cdot e^{\rho_0,\infty} \cos^2 \phi \cdot \operatorname{erfc}(-\sqrt{\rho_{0,\infty}} \cos \phi)$$

となる。従って,式(A2)は式(2.3.18)のg(ø)と一致する。

献

(ディジタル無線方式全般)

(1) 森永、宮垣: "ディジタル無線通信方式"
 信学誌, Vol.64, pp. 304-308(1981-03).

文

(2) 森永,宮垣,滑川:"最適受信機[I]-[V]"
 信学誌, Vol.67,pp.558-563,pp.669-673,pp.795-798,
 pp.875-880,pp.974-978(1984-05~09).

(3) INTELSAT: "TDMA/DSI system specification"

INTELSAT Document BG-42-65E(1980-06).

(4) INTELSAT : "System specification of the INTELSAT prototype TDMA system"

INTELSAT Document BG-1-18(1973).

- (5) INTELSAT: "Statement of work for TDMA test bed" INTELSAT Document IS-836, Exhibit-A(1977-03).
- (6) G. Dill, K. Hodson, C. Burwell, R. Edy, Y. Umeda, T. Fujino, H. Ito and S. Tachikawa: "120-Mbit/s TDMA test bed" in Proc. 4th Int. Conf. Digital Satellite Commun., Montreal, pp. 291-298(1978-10).
- (7) K. Kawakami, K. Irie, M. Nakanishi and T. Fujino: "Some consideration on the transmission parameter for the digital domestic satellite communication system"

in Proc. 3rd Int. Conf. Digital Satellite Commun., Kyoto, pp. 354-362(1975-11).

 (8) S. O. Rice: "Mathematical analysis of random noise" Bell Syst. Tech. J., Vol.23, pp. 282-332 (1944); Vol.24, pp. 46-156 (1945).

 (9) S. O. Rice: "Noise in FM receivers" in Time Series Analysis, M. Rosenblatt, Ed., Wiley, New York (1963).

- W. B. Davenport and W. L. Root: "An introduction to the theory of random signals and noise" McGraw-Hill, New York (1958).
- A. Papoulis: "Probability, random variables and stochastic processes"
  McGraw-Hill, New York (1965).
- (12) W. R. Bennett and J. R. Davey: "Data transmission" McGraw-Hill, New York (1965).
- (13) H. L. Van Trees: "Detection, estimation, and modulation theory, Part II"
  John Wiley & Sons, New York (1971).
- (14) S. Stein and J. J. Jones: "Modern communication principles" McGraw-Hill, New York (1967).
- (15) H. Taub and D. L. Schilling: "Principles of communication systems" McGraw-Hill, New York (1971).
- (16) R. W. Lucky, J. Salz and E. J. Weldon: "Principles of data communication" McGraw-Hill, New York (1968).
- (17) J. M. Wozencraft and I. M. Jacobs: "Principles of communication engineering" John Wiley & Sons, New York (1965).
- (18) A. J. Viterbi and J. K. Omura: "Principles of digital communication and coding"

McGraw-Hill, New York (1979).

(19) 田中幸吉:"直交·多值変調方式"

信学誌, Vol.53, pp. 1498-1502(1970-11).

- (20) J. J. Spilker: "Digital communications by satellite" Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey (1977).
- (21) V. K. Bhargava, D. Haccoun, R. Matyas and P. Nuspl: "Digital communications by satellite"

John Wiley & Sons, New York (1981).

(PSK変調信号の伝送)

(2) C. R. Cahn: "Performance of digital phase-modulation communication systems"

IRE Trans. Commun. Syst., pp. 3-6 (1959-05).

(23) W. C. Linsey: "Phase-shift-keyed signal detection with noisy reference signals"

IEEE Trans. Aerosp. Elec. Syst., Vol. AES-2, pp. 393-401(1966-07).

(24) S. A. Rhodes: "Effect of noisy phase reference on coherent detection of offset-QPSK signals"

IEEE Trans. Commun., Vol. COM-22, pp. 1046-1055 (1974-08).

- (25) V. K. Prabhu: "Error rate considerations for coherent phase-shift keyed systems with co-channel interference"
   Bell Syst. Tech. J., Vol.48, pp. 743-767 (1969-03).
- V. K. Prabhu: "PSK performance with imperfect carrier phase recovery"
  IEEE Trans. Aerosp. Elec. Syst., Vol. AES-12, pp. 275-286(1976-03).
- (27) 樺沢,森永,滑川: "多相同期PSK信号に対する位相ジッタ及びガウス雑音の影響"
  信学論(B), Vol. J61-B, pp.242-249 (1978-04).
- (28) A. S. Rosenbaum: "PSK error performance with gaussian noise and interference"
   Bell Syst. Tech. J., Vol. 48, pp. 413-442 (1969-02).

-123-

(29) L. Lundquist, M. Lopriore and F. M. Gardner: "Transmission of  $4 \phi$ -phase-shift-keyed time-division multiple access over satellite channels"

IEEE Trans. Commun., Vol. COM-22, pp. 1354-1360 (1974-09).

(30) W. Schrempp and T. Sekimoto: "Unique word detection in digital burst communications"

IEEE Trans. Commun. Technol., Vol. COM-16, pp. 597-605(1968-08).

- (31) T. Fujino and Y. Umeda: "Effects of jitter and cycle slipping of phase reference upon unique word missed detection in QPSK systems" IEEE J. Sel.Areas Commun., Vol. SAC-1, pp. 95-102(1983-01).
- (32) T. Fujino and Y. Umeda: "Effects of jitter and cycle slipping of phase reference upon unique word missed detection in QPSK systems" in Proc. AIAA 9th Commun. Satellite Syst.Conf., San Diego, pp. 92-99 (1982-03).
- (3) 藤野,梅田: "QPSK系における再生基準位相雑音のユニークワードミス検出に与える影響"
  信学技報(通信方式),CS81-7(1981-04).

(PSK変復調系の設計)

- (34) K. Nosaka, A. Ogawa and T. Muratani: "PSK demodulator with delay line for the PCM-TDMA system" IEEE Trans. Commun. Technol., Vol. COM-18, pp. 427-434 (1970-08).
- (35) 小川,村谷,大川,野坂:"衛星通信TDMA用4相PSK変復調装置の設計"
  信学論(B), Vol. 55-B, pp. 675-682 (1972-12).
- (36) E. R. Cacciamani and C. J. Wolejsza: "Phase-ambiguity resolution in a four-phase PSK communications system" IEEE Trans. Commun. Technol., Vol. COM-19, pp.1200-1210(1971-12).

-124 -

- (37) T. Noguchi and S. Otani: "Multilevel PSK modems for TDMA system" in Proc. EASCON'75, pp.139A-F (1975).
- (38) 浅原,豊永,佐ゃ木,御代: "SCPC衛星通信方式用4相PSK変復調器"
  信学技報(通信方式),CS74-84(1974-09).
- (39) 辻, 吉沢, 渡辺, 峯島: "SBS社向けTDMAバーストモデム"

FUJITSU, Vol.31, No.3 pp. 377-390(1980-06).

- (4) 藤野,梅田: "TDMA衛星通信用の4相PSK変復調系に関する考察"
  信学論(B), Vol.63-B, pp. 775-782 (1980-08).
- (41) 藤野,梅田: "TDMA衛星通信用4相PSK変復調器に関する二・三の考察"
  信学技報(通信方式),CS 79-186 (1979-12).
- (42) 藤野,梅田: "低受信 CN比動作用の PCM-PSK-TDMA 復調器の一提案"
  信学論(B), Vol. 62-B, pp. 438-439 (1979-04).
- (43) 藤野, 岡野: "20GHz 帯四相位相変調器の波形応答"
  信学論(B), Vol.57-B, pp.265-267 (1974-04).
- (4) 藤野,伊藤,岡野,尾形,陶山,鍛治:"準ミリ波帯PSKの動作原理の一考察"
  輻射科学研究会資料(1971-02).
- (45) 藤野,町野,尾形: "MIC化20GHz PCM変調器"
  信学会マイクロ波研究会資料,MW72-48 (1972-07).
- (46) 藤野,町野,尾形:"準ミリ波帯高速位相変調器"電気関係学会関西連大,G7-10 (1971-10).
- (47) 藤野,町野,岡野,尾形,池川:"準ミリ波帯位相変調器に関する一検討"信学全大,1906 (1973-03).
- (48) 藤野, 岡野, ミスラ: "位相変調器に関する一検討"
  信学会マイクロ波研究会資料, MW73-5 (1973-04).
- (49) 藤野,田中,繁田,岡野: "20GHz帯四相位相変調器"信学全大,2269 (1974-07).
- 50 藤野,梅田: "TDMA 衛星通信用 PSK 復調器に関する一検討" 信学技報(通信方式), CS77-116 (1977-10).

- (51) 梅田,藤野,森谷,三宅,村上:"衛星通信用120Mbit/s4相PSK変復調装置"
  三菱電機技報, Vol.53, pp. 904-908(1979-12).
- (52) T. Fujino and Y. Umeda: "A 120 Mbps QPSK modem for satellite communications"

Mitsubishi Electric Advance, Vol. 12, pp.25-27 (1980-06).

(搬送波再生系)

(53) L. E. Franks: "Carrier and bit synchronization in data communication a tutorial review"

IEEE Trans.Commun., Vol. COM-28, pp.1107-1121(1980-08).

(54) F. M.Gardner: "Self-noise in synchronizers"

IEEE Trans. Commun., Vol. COM-28, pp.1159-1163(1980-08).

- (55) L. C.Palmer, S. A. Rhodes and S. H. Lebowitz: "Synchronization for QPSK transmission via communications satellites" IEEE Trans. Commun., Vol. COM-28, pp.1302-1314(1980-08).
- 56) 村谷,大川,中邨:"単同調フィルタを用いた搬送波再生回路" 信学会通信方式研究会資料,CS70-109(1971-03).
- (57) 中島,渡辺: "APC付加タンク・リミタによるTDMA用搬送波再生系"
  信学論(B), Vol.J61-B, pp. 327-334(1978-05).
- 58 M. Asahara, N. Toyonaga, S. Sasaki and T. Miyo: "Analysis of carrier recovery adopting a narrow band passive filter with AFC loop" in Proc. 3rd Int. Conf. Digital Satellite Commun., Kyoto, pp. 99-104(1975-11).
- (59) 大谷,野口,横山: "搬送波抽出に於けるパターンジッター抑圧の一方式" 信学総全大,1784(1976-03).
- 60) 水野,村谷: "搬送波再生回路における位相スリップの発生頻度とその対策" 信学総全大,2059(1980-03).

- (61) H. Kurihara, T. Katoh, H. Komizo and H. Nakamura: "Carrier recovery circuit with low cycle skipping rate for CPSK/TDMA systems" in Proc. 5th Int. Conf. Digital Satellite Commun., Genoa, pp. 319-324(1981-03).
- (62) T. Fujino, Y. Moritani and Y.Umeda: "Self-noise produced by quadrupling of QPSK signals" IEEE Trans. Aerosp. Elec. Syst., Vol. AES-18, pp.701-704(1982-09).
- (63) 藤野,梅田: "TDMA用搬送波再生回路に関する一考察"電気関係学会関西連大,G7-5(1979-11).
- 64 藤野,梅田: "TDMA搬送波再生器に関する一提案"
  信学総全大,2081(1981-04).

(逓倍解析)

(65) G. Canovai and G. Corazza: "SNR at the output of a frequency doubler and quadrupler"

Alta Frequenza, Vol. XLI, pp.646-655(1972-09).

- (66) G. Canovai and G. Corazza: "Spectrum of the signal at the output of a frequency multiplier for carrier recovery in PSK systems" Alta Frequenza, Vol. XLI, pp.637-645(1972-09).
- (67) J. F.Oberst and D. L. Schilling: "The SNR of a frequency doubler" IEEE Trans. Commun. Technol., pp.97-99(1971-02).
- (68) 藤野,梅田: "バーストPSK信号プラス定常ガウス雑音の4逓倍"
  信学技報(通信方式), CS80-156(1980-11).

- (69) E. Bozzoni, G. Marchetti, U. Mengali and F. Russo: "Probability density of the click duration in an ideal FM discriminator" IEEE Trans. Aerosp. Elec. Syst., Vol. AES-6, pp.249-252(1970-03).
- (70) A. J. Rainal : "Theoretical duration and amplitude of an FM click" IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. IT-26, pp. 369-372(1980-05).
- (71) A. J. Rainal: "Axis-crossings of the phase of sine wave plus noise" Bell Syst. Tech. J., pp. 737-754(1967-04).
- (72) D. Yavus : "FM click shapes"

IEEE Trans. Commun. Technol., Vol. COM-19, pp. 1271-1273(1971-12).

- (73) 藤野,梅田: "サイクルスリップ発生確率の過渡特性"
  信学論(B), Vol. J64-B, pp. 554-555(1981-06).
- (74) T. Fujino, Y. Umeda and E. Yamazaki : "Transient probability response of cyle slip occurrence in the PSK-TDMA carrier recovery"
  IEE Proc., Vol. 131, Pt. F, pp. 729-733 (1984-12).

(符号化変調方式)

(75) A. S. Acampora : "Bit error rate bounds for Viterbi decoding with modem implementation errors"

IEEE Trans. Commun., Vol.COM-30, pp. 129-134 (1982-01).

- (76) G. Ungerboeck : "Channel coding with multilevel/phase signals"
  IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. IT-28, pp.55-67(1982-01).
- (77) S. H. Lebowitz and S. A. Rhodes : "Performance of coded 8PSK signaling for satellite communications" in Proc. Int. Conf. Commun., Denver, pp. 47.4.1-47.4.8 (1981-06).

- (78) S. A. Rhodes, R. J. Fang and P. Y. Chang: "Coded octal phase shift keying in TDMA satellite communications" COMSAT Tech. Review, Vol. 13, pp. 221-258(1983-Fall).
- J. S. Snyder: "High-speed Viterbi decoding of high-rate codes" in Proc. 6th Int. Conf. Digital Satellite Commun., Phoenix, Arizona, pp. XII 16-23(1983-09).
- (80) J. B. Cain, G. C. Clark and J. M. Geist : "Punctured convolutional codes of rate (n-1)/n and simplified maximum likelihood decoding" IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. IT-25, pp. 97-100(1979-01).
- (81) Y. Yasuda, Y. Hirata, K. Nakamura and S. Otani : "Development of variable-rate Viterbi decoder and its performance characteristics" in Proc. 6th Int. Conf. Digital Satellite Commun., Phoenix, Arizona, pp. XII 24-31(1983-09).
- (82) 安田,平田,小川:"ヴィタビ復号の容易な高符号化率たたみ込み符号とその諸特性"
  信学論(B), Vol. J64-B, pp. 573-580(1981-07).
- (83) 藤野,梅田,山崎:"符号化8相PSK伝送系に及ぼす再生搬送波の位相誤差及び ジッタの影響"

信学論(B), Vol. J67-B, pp. 1095-1102(1984-10).

(その他のディジタル変調方式)

- (84) S. Kokami, I. Horikawa, K. Morita and Y. Okamoto: "Characteristics of a high capacity 16QAM digital radio system in multipath fading" IEEE Trans. Commun., Vol. COM-27, pp. 1854-1861(1979-12).
- (85) I. Horikawa, T. Murase and Y. Saito: "Design and performances of a 200 Mbits/s 16QAM digital radio system"

IEEE Trans. Commun., Vol. COM-27, pp. 1953-1958(1979-12).

(非線形伝送路解析)

- Volterra 級数関係-

(86) E. Bedrosian and S. O. Rice : "The output properties of Volterra system (nonlinear systems with memory) driven by harmonic and gaussian inputs"

Proc. IEEE, Vol. 59, pp. 1688-1707(1971-12).

(87) S. Benedetto, E. Biglieri and R. Daffara : "Modeling and performance evaluation of nonlinear satellite links-a Volterra series approach" IEEE Trans. Aerosp. Elec. Syst., Vol. AES-15, pp.494-507 (1979-07).

-非線形伝達関数(合流型超幾何関数)関係-

 (88) J. L. Sevy : "The effect of hard limiting an angle-modulated signal plus noise" IEEE Trans. Aerosp. Elec. Syst., Vol. AES-4, pp. 24-30 (1968-01).

(89) T. Mizuno, N. Morinaga and T. Namekawa : "Transmission characteristics of an M- ary coherent PSK signal via a cascade of N bandpass hard limiters"

IEEE Trans. Commun. Vol. COM-24, pp. 540-545(1976-05).

-その他の解析-

(90) R. G. Lyons: "The effect of a bandpass nonlinearity on signal detectability" IEEE Trans. Commun., Vol. COM-21, pp. 51-60(1973-01).

- (91) O. Shimbo: "Effects of intermodulation, AM-PM conversion, and additive noise in multicarrier TWT systems"
  Proc. IEEE, Vol. 59, pp. 230-238(1971-02).
- (92) N. M. Blachman : "The output signals and noise from a nonlinearity with amplitude - dependent phase shift"

IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. IT-25, pp. 77-79 (1979-01).

(93) S. Murakami, Y. Furuya., Y. Matsuo and M. Sugiyama : "Optimum modulation and channel filters for nonlinear satellite channels" IEEE Trans. Commun., Vol. COM-27, pp. 1810-1819(1979-12).

(非線形伝送路対策)

(94) D. Chakraborty : "Maximum likelihood sequence detection in nonlinear satellite channels"

IEEE Commun. Magazine, pp. 47-53(1981-11).

(95) G. Satoh and T. Mizuno : "Nonlinear satellite channel design for QPSK/TDMA transmission"

in Proc. 5th Int. Conf. Digital Satellite Commun., Genoa, pp. 47-54(1981-03).