

Title	高速4相位変調無線伝送方式に関する研究
Author(s)	山本,平一
Citation	大阪大学, 1976, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/1459
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

高速4相位相変調無幾伝送方式に関する研究

照有51年2月

高速 4 相位相変調無線伝送方式 に関する研究

昭和51年2月

山本平一

本論文は、無線伝送方式における高速4相位相変調中継装置の各部の構成と特性および総合 誤り率特性について、理論的・実験的な検討を行った結果についてとりまとめたものである。

まず、ディジタル無線伝送方式について全般的な検討を行い、中継間隔はアナログ方式に比べてディジタル方式がより長距離にすることができることおよび変復調方式としては現状では 4相位相変調・同期検波方式が有利であることを示した。

次に中継装置各部回路の検討を行った。まず位相変調器として新しいダイオード駆動回路を用いるPINダイオード位相変調器が、高出力性と高速性を同時に実現できることを示した。 更に、この変調器の不完全性が誤り率特性に与える影響を検討し、変調器に要求される特性を明らかにした。

また、位相復調器について、その原理・構成法について述べ、これの広帯域化およびマイクロ波 I C化について理論的・実験的に検討した結果について述べた。

また、同期検波用基準搬送波再生系について検討を行い、抽出法として逆変調法を用いる位相同期ループ形搬送波再生法について種々の新しい構成法を採用することにより、1.7 GHz という高周波帯において広帯域に追随できかつ精度の良い搬送波再生系が実現できることを示した。

次に多中継においてもジッタ累加が少ないクロック同期系を実現するために、理論的・実験 的検討を行い、これの構成法および設計法を明らかにした。

更に、中継装置各部回路特性の劣化が誤り率特性に与える影響について理論的に検討し、その劣化量を定量的に求め、実験により確認した。特に多種の劣化要因が同時に存在する複雑な場合の誤り率特性劣化量の精度良い算出法を明らかにした。

最後に、以上の結果にもとづいて設計・試作した20GHz帯ディジタル無線中継装置の総合特性の実測値を示した。本研究により得られたその装置は、所要特性を十分満足する良好な特性を有していた。本研究は20GHz帯無線方式の実用化に大きく寄与した。

担

第1章	緒 論	1
第2章	ディジタル無線伝送方式	3
2. 1	まえがき	3
2. 2	変復調方式	5
2. 3	中継間隔	1 1
2. 3. 1	7 GHz 以下の場合	1 1
2. 3. 2	100Hz 以上の場合	1 6
2. 4	中継装置の構成	2 4
2. 5	中継装置の諸元および所 要特性	2 9
2. 6	むすび	3 1
第3章	4 相位相変調器	3 2
3. 1	まえがき	3 2
3. 2	P I Nダイオードの特性	3 3
3. 3	PINダイオード位相変調器の構成と特性	3 6
3. 4	PINダイオード変調器のスイッチング速度とダイオード駆動回路 …	4 4
3. 5	PINダイオードおよびPINダイオード駆動回路の要求特性	4 6
3. 5. 1	ダイオード駆動回路の特性	4 7
3. 5. 2	PINダイオードの所要特性およびその測定法	5 0
3. 6	反射形 0 - π 変調器の実験結果	5 5
3. 7	4 相位相変調器の構成と特性	5 6
3. 7. 1	並列形 4 相位相変調器	5 6
3. 7. 2	縦続形 4 相位相変調器 ····································	5 8
3. 7. 3	並列形と縦続形の比較	6 0
3. 7. 4	4 相位相変調器の高速動作	6 2
3. 8	むすび	6 3

第	4 章	変調器不完全性の影響	6 4
	4. 1	まえがき	6 4
	4. 2	位相変調信号過渡特性の計算モデル	6 4
	4. 2. 1	過渡ベクトル軌跡と過渡パルス波形	6 4
	4. 2. 2	波形応答	6 7
	4. 2. 3	伝送特性	6 9
	4. 3	変調パルスの解析的検討	7 1
	4. 4	計算結果および考察	7 2
	4. 4. 1	伝送路ひずみがない場合の特性	7 2
	4. 4. 2	遅延ひずみのある場合の特性	7 7
	4. 4. 3	一次振幅ひずみのある場合の特性	8 0
	4. 5	むすび・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	8 2
第	5 章	位相復調器	8 4
	5. 1	まえがき	8 4
	5. 2	位相復調器の構成と動作解析	8 5
	5. 3	ハイブリッド結合器	9 4
	5. 3. 1	4分の1波長方向性結合器の設計	9 6
	5. 3. 2	3dB 方向性結合器の特性 ····································	9 7
	5. 4	A M 検波器	9 9
	5. 5	位相復調器の特性	1 0 1
	5. 6	4 相位相復調器の構成法	104
	5. 6. 1	4 相位相復調器の各部回路	106
	5. 6. 2	4 相位相復調器の整合法	107
	5. 7	4 相位相復調器の特性	109
	5. 8	むすび・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	112
第	6 章	同期検波用搬送波再生系	113
	6. 1	まえがき	113
	6.2	要求集件と問題占	114

6. 3	搬送波成分抽出法の比較	116
6. 4	位相同期ループ形搬送波再生系の解析	118
6. 4. 1	系の構成と基礎方程式	118
6. 4. 2	定常位相誤差特性	124
6. 4. 3	引込み特性	1 2 5
6. 4. 4	ループ安定性	1 2 7
6. 4. 5	維音特性	128
6. 5	問題点の解決法	1 2 9
6. 5. 1	引込み周波数範囲と定常位相誤差	129
6. 5. 2	定常位相誤差	1 3 3
6. 5. 3	再生搬送波のSNR	1 3 5
6. 6	搬送波再生系の設計	1 3 6
6. 6. 1	PLLのループパラメータの設計	1 3 6
6. 6. 2	VOC自動掃引回路の設計	1 3 9
6. 6. 3	搬送波再生系構成回路の規格	139
6. 7	試作搬送波再生系の特性	1 4 0
6. 7. 1	構成回路の特性	1 4 0
6. 7. 2	総合特性	1 4 2
6. 8	むすび	147
第7章	クロック同期系	148
7. 1	まえがき	1 4 8
7. 2	クロック同期系の構成	1 5 0
7. 3	クロック成分抽出回路	151
7. 3. 1	クロック成分抽出回路の構成と動作原理	151
7. 3. 2	4 相位相変調伝送方式におけるクロック抽出法	154
7. 3. 3	実験結果	154
7. 4	クロック再生系の構成と単体特性	158
7. 5	多中継伝送時のPLL形クロック同期系のクロックジッタ累加特性 …	163
7 5 1	ニンダッシュタの思加	163

	7. 5. 2	システマチックジッタの累加	165
	7. 5. 3	ジッタの多中継累加の抑圧法	1 6 8
	7. 5. 4	実験結果	171
	7.6	クロック同期系の設計法 ····································	174
	7. 6. 1	PLLのループパラメータの設計	174
	7. 6. 2	設計例	174
	7. 6. 3	クロック同期系各部回路の規格	1 7 7
	7. 7	試作クロック同期系の特性	1 7 8
	7. 7. 1	各部回路の構成と特性	1 7 8
	7. 7. 2	試作クロック同期系の総合特性	181
	7. 8	むすび	183
第	8章	各種特性劣化要因の誤り率特性におよぼす影響	185
	8. 1	まえがき	185
	8. 2	劣化要因の分類	186
	8. 3	単独劣化要因による誤り率特性の劣化	188
	8. 3. 1	波形ひずみ	188
	8. 3. 2	搬送波位相誤差	193
	8. 3. 3	識別レベル変動	197
	8. 3. 4	雑音性要因	199
	8. 3. 5	クロック位相誤差	2 0 0
	8. 4	種々の劣化要因が存在する場合の誤り率特性の劣化	202
	8. 4. 1	複数個劣化要因による相乗効果	203
	8. 4. 2	総合の等価CNR劣化量の近似的な算出法	204
	8. 5	実験結果	206
	8. 6	むすび	2 0 9
第	9章	20ŒHz 帯ディジタル無線中継装置	2 1 0
	9. 1	まえがき	2 1 0
	9. 2	中継装置の構成および諸元	211

9. 3	中継	支置設計	••••••	•••••	••••••	• • • • • • •	•••••	• • • • • • • • •	• • • • • • • • •	••••••	• • • • • • • • • •	214
9. 4	各部律	寺性 …	•••••			• • • • • • • •	•••••	• • • • • • • • •	• • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	••••••	• • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	218
9. 4. 1	送信息	と	•••••••		••••••	• • • • • • • •	••••••	• • • • • • • • • • •	• • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	••••••	••••••	218
9. 4. 2	受信盤	と	•••••		••••••	• • • • • • • •	•••••	•••••••	• • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	••••••	•••••	219
9. 4. 3	復調館	竖	•• •••••	•••••	•••••	• • • • • • • • •	•••••	• • • • • • • • •	• • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	•••••	•••••	221
9. 5	総合物	寺性 …	••••••	•••••	•••••	• • • • • • • • •	•••••	• • • • • • • •	• • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	••••••	• • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	2 2 3
9. 6	むすび	X		•••••	•••••	•••••	•••••	••••••	••••••	••••••	••••••	227
第10章	結	論	••••••	•••••	••••••	• • • • • • • •	• • • • • • • •	•••••	• • • • • • • • •	••••••		2 3 0
	謝	辞	••••••		••••••	• • • • • • • • •	• • • • • • • • • •	••••••	•••••	•••••	• • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	2 3 2
	文	献	•••••		••••••				•••••	•••••	• • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	2 3 3

第 1 章 緒 論

今後ますます増大する電話伝送およびテレビ電話やデータ通信などの各種新サービスに伴う 伝送需要に対応させるため、現在伝送路の大容量化および多ルート化が要求されている。

無線伝送方式は、この要望に答えうる有力な通信方式の一つである。無線伝送方式では、同軸伝送方式、ミリ波導波管伝送方式や光ファイバ伝送方式などのように地中に埋設された連続伝送媒体を使用する伝送方式と異なり、空間伝送を行うため線路障害は生じない。従って、伝送路障害の危険分散という点からも無線伝送方式に対する期待は大きい。

公衆通信のための無線伝送方式としては、すでにマイクロ波帯を用いたFM伝送方式が商用に供されており、長距離基幹回線として急速に発展の一途をたどって来た。

しかし、アナログFM方式は、本質的に伝送路雑音およびひずみが中継数に従って相加されること、端局コストが高いこと、今後増大するディジタル信号を伝送できないこと、テレビ電話の伝送路としてはディジタル回線が経済的に有利なこと、などの理由により約10年前よりディジタル無線伝送方式の研究開発が行われ、(1)~(3) 一部商用化されている。

電気通信研究所におけるディジタル無線伝送方式の開発は,1963年ごろから開始された $^{(1)(2)}$ 当初は2 GHz 帯 を 用 い る短距離中容量の伝送方式について開発が行われ $^{(2)}$ ~ $^{(7)}$ 1969年に世界に先駆けてディジタル無線伝送方式が商用化された $^{(8)}$

その後,テレビ電話などの新しい広帯域情報および増大する電話信号に対処する回線需要を満すため,無線伝送路として未開拓な $20~\mathrm{CHz}$ 帯以上の周波数帯を開拓する必要が生じてきた。このため, $2~\mathrm{CHz}$ 帯 ディジタル無線伝送方式の実用化の成果をもとにして, $1~9~6~9~\mathrm{E}$ から $2~\mathrm{CHz}$ 帯 ディジタル無線伝送方式の研究を開始した。 $^{(9)}$ これは $4~\mathrm{Hol}$ 相位相変調・同期検波方式を用いて $1~\mathrm{E}$ 無線チャンネル当り $4~0~\mathrm{E}$ 0 Mb/s(電話換算 $5,7~6~\mathrm{E}$ 0 回線)のディジタル信号を長距離伝送できる大容量な無線伝送方式を目指したものである。 $^{(10)}\sim^{(13)}$

一方外国においては、米国、カナダ、イタリヤ、フランスなどにおいても、ディジタル無線 伝送方式の研究が行われている。特に米国においては、日本 とほぼ 同時 期より $18~\mathrm{GHz}$ 帯を用いるディジタル無象伝送方式の研究が行われている。 $^{(14)}$ この米国の方式は、情報伝送速度が $274~\mathrm{Mb/s}$ である点を除けば日本の方式とほぼ同じ諸元を有するものである。

このように、ディジタル無線伝送方式は近年非常に広範囲にかつ急速に研究開発が行われているが、その変復調方式はほとんどすべて4相位相変調・同期検波方式が用いられている。⁽⁸⁾,(13),(15)</sup> これは、高速中継装置の実現性、耐干渉性、周波数有効利用、必要な信号対雑音電力比がよび

経済性などを総合的に考慮すると現在の技術においてはこの4相位相変調・同期検波方式が最 も有利であるためである。

本論文は,まずディジタル無線伝送方式について全般的な検討を行い,ディジタル伝送方式 がアナログ方式より中継間隔が長いことおよび変復調方式としては4相位相変調・同期検波方 式が有利であることを示している。ついで、このディジタル無線中継装置の各部回路について 検討を行っている。まず、位相変調器として、新しいダイオード駆動回路を用いるPINダイ オード変調器の検討を行った結果,高出力でかつ高速の変調器が実現できることを示している。 更に、この変調器不完全性が誤り率特性に与える影響を理論的に検討し、変調器の所要特性 を明らかにしている。また,広帯域化とマイクロ波IC化を考慮した位相復調器について,そ の原理,構成法,理論的実験的検討結果について述べている。また,との中継装置の実現にお いて最も問題となる同期検波用基準搬送波再生系について、PLL形再生法にいて理論的・実 験的検討を行い、種々の新しい構成法を用いることにより、1.7 OHz帯というマイクロ波帯に おいても広い引込周波数範囲と小さい位相誤差を持つ搬送波再生系が実現できることを世界に先 駆けて示している。次に,多中継においてもジッタ累加が少ないクロック同期系を実現するため に、理論的・実験的検討を行い、これの構成法および設計法を明らかにした。また、4相位相 変調方式を用いる中継装置の各部回路の特性劣化の誤り率特性に与える影響について理論検討 により定量的に求め,実験によりその劣化量の確認を行った。この中で特に,これまでほとん んど検討されていなかった非常に多くの劣化要因が同時に存在する時の誤り率特性の劣化量を 精度良く算出する方法を明らかにしている。とれにより中継装置の正確な設計が可能になった。 最後に、本研究の検討結果に基づいて設計・試作した20 GHz 帯ディジタル無線中継装置の総 合特性の測定結果について述べ、この試作装置が設計通りの特性を有し、所要特性を十分満足

以下、これらについて詳細に述べる。

する良好な特性であることを示している。

第2章 ディジタル無線伝送方式

2.1 まえがき

ディジタル無線伝送方式は、マイクロ波帯では、すでに商用に供されて $\mathfrak{s}^{(2),(8),(15)}$ 20 $\mathfrak{SH}_{\mathbf{Z}}$ 帯においても近く商用に供される段階にある。 $\mathfrak{s}^{(11)}$ $\mathbf{\sim}^{(13)}$

このディジタル無線伝送方式は、日本電信電話公社において、1963 年ごろから急激に関心が高まり、研究が開始された。この無線通信方式のディジタル化は、次のような背景のもとに進められた。すなわち、当時は音声ケーブルによる24 ch P C M 方式の実用化が進み、その効果も次第に明らかになってきたので、マイクロ波方式においても P C M の適用が真剣な検討の対象となってきた。ただマイクロ波方式の場合は経済性の点から24 ch よりも高い多重度が要求されるが、パルス技術の急速な進歩の状況から中容量程度の高速ディジタル回路の実現については十分な可能性が期待された。

一方、アナログ方式(FM方式)によるマイクロ波中継方式が市外伝送路に広く使用され、その回線網が全国的に発達するにおよび、マイクロ波方式自体としてつぎのような問題が提起されてきた。すなわち、その1つはマイクロ波回線相互の干渉に対する対策であり、1つは方式、とくに短距離方式の経済化であった。前者については、地上のマイクロ波ルート間の干渉のみならず、衛星通信方式の発達に伴う衛星、地上両方式間の干渉も新たな問題として加わった。これらに対しディジタル無線伝送方式は極めて有効な方式として関心を集めた。

すなわち,ディジタル無線伝送方式は, FMマイクロ波伝送方式と比較すると,次のような利点を有している。

(1) 再生中継による高品質伝送特性

パルス再生中継を行なうので、アナログ方式のような中継数に比例したひずみの相加 はほとんど生じないため高品質の長距離伝送が可能である。

(2) 多種類情報伝送に対する適合性

ディジタル伝送系においては、音声信号、画像信号、データ信号およびその他の信号もすべてパルス信号になっており、特別な処理を行わなくてもそのまま多種類の情報を同時に伝送でき、アナログ伝送系でデータ信号を伝送する時に問題となる過負荷の問題や音声と画像信号を伝送する時に生じる混変調雑音の問題などは生じない。

特に,データおよび画像信号の伝送に適している。データ信号はディジタル伝送を行

なえば従来のアナログ伝送路を利用する方式と比較し、非常に経済性およびデータ回線 網構成の柔軟性が優れたものとなる。また画像信号伝送は波形伝送であり、中継によっ て振幅および位相ひずみの相加するアナログ伝送方式と比べ、ディジタル伝送方式は回 線品質の点で優れている。

(3) 帯域圧縮による経済化

画像および音声信号は帯域圧縮技術を使用することにより、必要なビットレートを 1/10~1/100 に圧縮でき、アナログ伝送方式に比して経済化が可能になる。これは、 広い伝送帯域を必要とする画像信号の場合特に有効である。

(4) 低廉な端局による経済化

端局の多重化装置が低廉であるので,経済化が可能になり,特に近距離において経済 的に有利になる。

(5) 良好な耐干渉特性

ディジタル伝送方式では、パルス再生中継を行なうので、各中継所で必要とする信号 対雑音電力比(SNR)はアナログ伝送方式に比べ充分低くて良く大体15~20dB 程度で ある。そこで許容干渉波を大きくすることができ、干渉の大きい回線でも伝送可能にな る。

上述の利点はすべて,有線,無線に関係なく,ディジタル伝送方式の基本的性質から生じる利点であり,ディジタル無線伝送方式に対してもそのままあてはまる特徴である。

この中で(5)の干渉に強いという性質は電波干渉に強いということを意味し無線伝送 方式では非常に大きな利点となる。すなわち,ディジタル伝送方式は,回線設計上からア ナログ伝送方式であるFM方式に比し送信電力が低くてよいので,他の無線回線に及ぼす 影響が小さく,一方干渉の許容量を大きくとることができるので,多くのルートを設置し やすく,施設設計上の融通性が大きい。さらに,アナログ伝送方式(FM方式)では使用 していない同一周波数の直交両偏波の使用も可能となる。

これに対し弱点と考えられるのは周波数帯域の利用効率である。ディジタル伝送方式は本質的にアナログ伝送方式(FM方式)に比し広い帯域を要し、電波の有効利用に反する性質をもっている。しかし許容干渉量が大きいので隣接無線チャンネル間隔を狭めることが可能であり、さらに帯域圧縮、多相位相変調、直交両偏波利用等の技術を適用すれば、アナログ伝送方式に比べあまり遜色のない周波数利用効率を達成することができる。特に帯域圧縮技術が有効に使用できる画像信号はアナログ伝送方式(FM方式)より周波数利

用効率は良く,アナログ伝送方式の使用帯域の数分の1にすることが可能である。さらに ルートの増設能力を考慮すれば網としての通信容量は増大し、単位回線当りの周波数利用 効率の減少は本質的な欠点とはならないものと考えられる。

これらの背景のもとに、ディジタル無線伝送方式の導入は、まず音声信号を対象とした短距離区間から行われた。したがってマイクロ波の周波数帯としては短距離方式に用いられている2 GHz帯が商用化され、80 その後11 GHz帯および15 GHz帯が商用化された。(15) これらの方式はすべて短距離伝送方式である。その後、テレビ電話などの新しい広帯域情報の伝送需要が生じ、また音声信号伝送の需要も急増して来た。この増大する回線需要を満すためには、無線伝送路としては未開拓であった17 GHz以上の周波数帯を開拓する必要が生じて来た。(9)、(10)

これらの周波数帯は降雨による電波減衰により、中継間隔はマイクロ波方式のそれに比べて約1/20 となるので、必然的に多中継になる。この多中継による伝送品質の劣化を避けるためには前述した利点を持つディジタル伝送方式を採用する必要がある。このように18 GHz以上の周波数帯を用いる無線伝送方式は、その特有の伝搬特性によりディジタル伝送方式を用いざるを得ない。これは、マイクロ波帯がアナログ信号もディジタル信号も両方伝送可能である点と比べて大きな相異点である。ただし、17 GHz 帯以上を用いる方式でも短距離方式においてはアナログ伝送方式も可能性があると思われる。

との17 GHz 帯以上を用いる無線伝送方式としては、最初に20 GHz 帯(17.7~212 GHz)を用いるディジタル無線伝送方式の開発が行われ、近く商用化されようとしている。(11)~(13) この20 GHz 帯を用いる方式は、広い帯域幅を有しており、また中継距離の減少による伝送コストの増加に対処する必要がある。このため、1 無線チャンネルの大容量化を図る必要がある。そこでこの方式は1 無線チャンネル当り400 Mb/s(電話換算5,760 電話チャンネル)を伝送できるようにしている。

以下、ディジタル無線伝送方式の特性および構成などについて述べる。

2.2 変復調方式

ディジタル変調方式としては、振幅変調(Amplitude Modulation—AM),位相変調(Phase Shift Keying—PSK)なよび周波数変調(Frequency Shift Keying—FSK)などが考えられる。 これらの変調法には,それぞれ2値,4値,8値……等の変調レベルがある。 これらに対応する復調形式としては,振幅変調の場合には包絡線検波と同期検波,位相変調の場合には

同期検波と遅延検波、周波数変調の場合には周波数弁別と同期検波がそれぞれある。

これらの変復調方式はそれぞれ長所・欠点を持ち、これらから対象とする伝送方式を選択する場合には、次の事項を考慮して決める必要がある。

- (1) 周波数有効利用
- (2) 必要な搬送波電力対雑音電力比(CNR)
- (3) 耐干渉特性
- (4) 安定性
- (5) 機器の実現性(難易度)
- (6) クロック 周波数

まず,(2)のC N R と符号誤り率 P_e の関係は,種々の文献により明らかにされており,誤り率が小さい場合にはそれぞれの変調方式に対して次式のように求まっている。 $^{(16)}$ ~ $^{(18)}$

。 振輻変調(AM)·包格線検波

$$P_e = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{r^2}{4}\right) \tag{2.1}$$

ここで r² は搬送波対雑音電力比(CNR)である。

振幅変調・同期検波

$$P_e = \frac{1}{2} \, \text{erfc} \frac{r}{2}$$
 (2.2)

。 2 相差動位相変調・遅延検波

$$P_e = \frac{1}{2} \exp(-r^2) \tag{2.3}$$

。 2 相差動位相変調·同期検波

$$P_{e} = \operatorname{erfc} \qquad 7 \tag{2.4}$$

4 相差動位相変調・遅延検波

$$P_{e} = \frac{1 + \sqrt{2}}{2\sqrt{\sqrt{2\pi}} r} \exp\{-(\sqrt{2} - 1) r^{2}\}$$
 (2.5)

。 4 相差動位相変調·同期検波

$$P_e = \operatorname{erfc} \frac{r}{\sqrt{2}} \tag{2.6}$$

周波数変調・周波数弁別

$$P_e = \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{r^2}{2}\right) \tag{2.7}$$

周波数変調・同期検波

$$P_e = \frac{1}{2} \text{ erfc} \frac{r}{\sqrt{2}}$$
 (2.8)

以上の式を図示したものが図 2.1 である。この特性からみる限り位相変調・同期検波方式が有利である。更に、この位相変調・同期検波方式の中では 2 相と 4 相の P S K が所要 C N R の点で有利であり、この 2 つについて検討する。 4 相の所要 C N R は 2 相のそれより約3 dB 大きいが、同じ情報量を伝送する場合には、 4 相の場合は 2 相の場合に比べて半分の符号速度で良いから、理想的伝送路の場合には受信雑音帯域幅も半分で良いため、結局必要な送信電力の大きさは 2 相と 4 相で同じである。

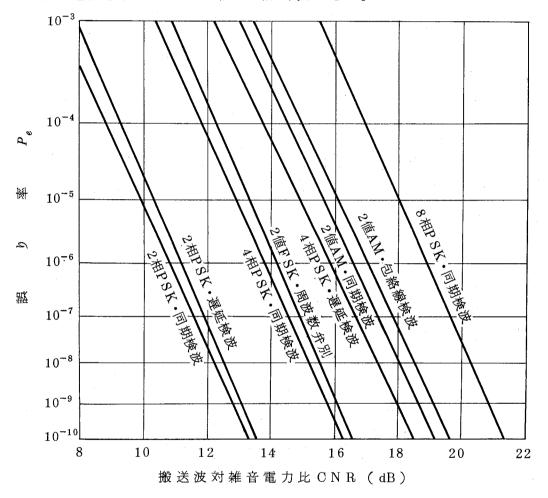


図 2.1 各種変復調方式の誤り率特性

一方,無線伝送路においては,(1)の周波数有効利用は非常に重要な問題である。図 2.2 は,この問題を検討するために,伝送路のフィルタとしてガウス形フィルタを仮定した時の 10^{-6} の符号誤り率を得るに必要な C N R と正規化伝送容量の関係を計算した結果を示す。(12) との正規化伝送容量は 1 無線チャンネル当りの伝送容量 f_b (b/s) を無線チャンネル間隔 f_d (Hz) で割った値 f_b/f_d である。この図より,C N R が 20 d B に おいては,誤り率が 10^{-6} 以上にならないようにするに必要な最低正規化伝送容量 f_b/f_d は 4 相同期検波の場合 1.33 , 2 相同期検波では 0.77 , 8 相同期検波では 1.05 である。 8

相同期検波の場合は 30 dB以上のC NRが 得られる場合には伝送容量を 4 相同期検波よりわずかに大きくすることができるが、C NRが 20 dBしか得られない場合には、4 相の場合よりも周波数有効利用は悪くなる。

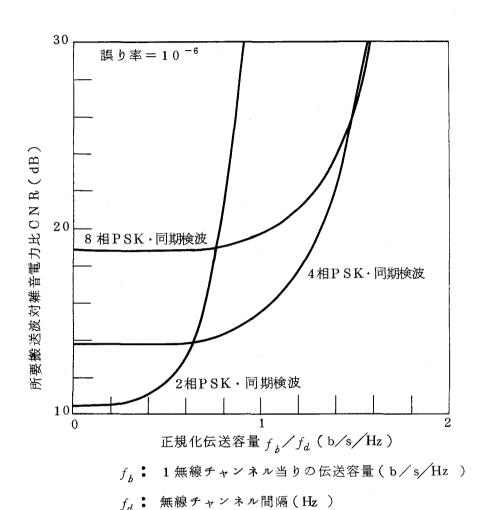


図 2.2 種々の変復調方式の正規化伝送容量対所要 CNR の関係

実際の無線伝送系においては,無線回線には各種干渉が生じており,得られる搬送波対干渉電力比(CIR)には限度がある。このCIRにより無線伝送路のCNRの上限が決まる。すなわち,図 2.2 で示した所要 $CNR\{(CNR)_{min}\}$ の雑音電力 N は熱雑音電力 N th と干渉電力 I との和であるから

$$(CNR)_{min} = \frac{1}{(CNR)_{th}} + \frac{1}{CIR}$$
 (2.9)

となる。上式を図示したものが図 2.3 である。ここで $(\mathrm{CNR})_{\mathrm{th}}$ は熱雑音による搬送波

対雑音電力比である。図 2.3 に示したように所要搬送波電力対雑音電力比(CNR)_{min}が定まった場合に、もしCIRが(CNR)_{th}より十分大きければ(CNR)_{th}は(CNR)_{min}とほぼ同じ値にすることができるが、CIRが小さくなり(CNR)_{min}と同程度になると必要な(CNR)_{th}は急速に増大し、CIRが所要(CNR)_{min}以下になると、いくら(CNR)_{th}を大きくしても要求の誤り率を達成することができなくなる。この事は所要(CNR)_{min}が大きい場合には所要CIRが大きいことが必要となり、干渉に弱くなる。

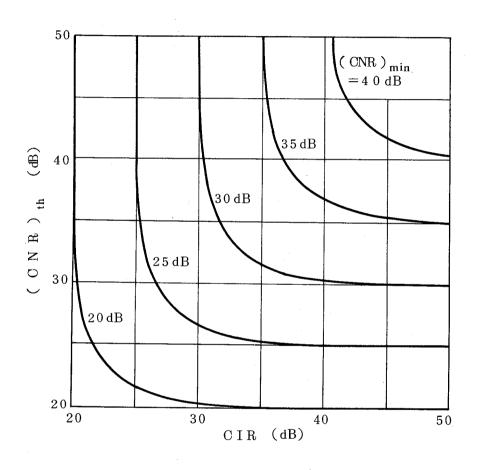


図 2.3 CIRと(CNR)_{th}との関係

実際の無線伝送系において、方式を決定する最も重要な干渉は直交 2 偏波間の干渉量である。希望波の搬送電力とこの干渉量の比を交差偏波識別度 (Cross polarization discrimination—XPD) と呼ぶ。ディジタル無線回線では、ディジタル伝送方式が干渉に強い性質を利用して、直交した 2 偏波を用い、周波数の有効利用を図っているが、この直交 2 偏波間の交差偏波識別度 (XPD) は定常時においても 35 dB程度であり、降雨時やフェージングが生じた時にはこの XPDは 10~20 dB 程度まで劣化する。このため、直交 2

偏波を用いるディジタル無線伝送路では種々の交差偏波間干渉の減少対策を行っても,実現できるXPDには限度がある。更に,無線回線にはこの他にも種々の干渉が生じており直交両偏波を使う系においては実際の系の総合の搬送波電力対干渉電力比CIRは20~25 dB程度である。

更に、各方式に対する機器を実現するための難易度には差がある。そこで、各変復調方式に対する機器の難易度を含めた上述の検討結果をまとめて表 2.1 に示す。

表 2.1 各種変復調方式の比較

変復調方式	状能数	10 ⁻⁶ の誤り率に 正規化SNR(dB)	周波数	耐干渉性	難易度	
		TEXTESING (dB)	CNR(dB)	有勿外们用		
AM·包絡線検波	M·包絡線検波 2 1 4.0		1 7.0	悪い	悪い	容易
AM・同期検波	2	1 3.6	1 6.6	悪い	悪い	少し困難
PSK・遅延検波	2	1 1. 2	1 1. 2	悪い	良い	容易
(差動論理変換)	4	1 2.8	1 5.8	少し良い	少し悪い	"
	8	1 6.8	2 1. 6	良い	非常に悪っ	困難
	2	1 0.8	1 0.8	悪い	良い	少し困難
PSK・同期検波	4	1 0.8	1 3.8	良い	良い	困難
(差動論理変換)	8	1 4.1	1 8.9	"	悪い	"
	16	1 8. 2	2 4.2	非常に良い	非常に悪い	非常化困難
FOV. 田油粉 分回	2	1 4.1	1 4.1	悪い	良い	容易
FSK·周波数弁別	4	2 0.6	2 3.6	少し良い	非常に悪い	"
FSK·同期検波	2	1 3.4	1 3.4	悪い	良い	少し困難

表2.1 に示したように、大きいCNRが得られる伝送系では、周波数有効利用の点で8相PSK等の多値変調方式が有利である。しかし、これらは大きい所要(CNR)_{min}を必要とするため、干渉の大きい伝送路には適さない。また、高速の8相PSK方式用の変復調器の実現は現実にはかなり困難である。

以上総合して判断すると、ディジタル無線伝送方式のための変復調方式としては、現 状では4相位相調・同期検波方式が最も望ましいと考えられる。

2.3 中継間隔

無線伝送方式においては、中継間隔 d は、1 無線チャンネル当りの伝送容量と共に、方式のコストを決定する重要な方式パラメータである。更に、この中継間隔の逆数は中継数に比例するため、これは誤り率およびジッタの累積量という信号の伝送品質にも関係する重要なパラメータでもある。

無線伝送方式の中継間隔は,電波伝搬特性,回線規格および中継器の減衰マージン F_d (フェージングおよび降雨減衰に対するマージン)によって決定される。

無線伝送方式における電波伝搬特性は、有線における伝送線路の特性と同様に、方式の種々のバラメータを決定する時に最も大きい影響を与える重要な特性である。7 GHIz 以下のマイクロ波帯では主として、大気曲折率の変動によるフェーシングが生じ、受信電力が非常に短時間(1 秒以下)だけ大幅に低下し、回線断が生じる。これは、非常に短時間の回線断(瞬断)であるので、瞬断率で回線品質を規定する。しかしこのマイクロ波帯では降雨による減衰は数 dB 程度であり、ほとんど問題にならない。一方10 GHz 以上の周波数では、フェージングによる減衰以上に、降雨による電波の散乱吸収による減衰が大きくなる。この場合に生じる回線断はフェージングによる回線断である瞬断に比らべて継続時間が長いため、回線障害として考え、不稼動率で回線品質を規定する。このように10 GHz 以上と7 GHz 以下では、電波伝搬特性が異なり、中継距離を決める要因が異なるので、周波数帯を2つに分けて検討する。

2.3.1 7 GHz以下の場合

フェージングが支配的な電波伝搬特性を持つディジタル無線伝送方式における回線 規格について検討する。この場合の回線規格は誤り率を用いて次のように設定されて いる。(19) すなわち全長 2,500 km 標準擬似回線に対して

(1) いかなる月の5%以上の時間にないて、1時間平均の符号誤り率は 10^{-7} を越え

ないこと。

(2) フェージングの多い 1 カ月に対し、符号誤り率が 10^{-6} を越える現象が発生するのは時間率で 0.01% 以下であること。

規格(1)は平均的な符号誤り率を規定するものである。回線を構成する再生中継区間の符号誤り率は代数和で相加されるので全長 2,5 0 0 km を N 区間の再生中継区間に分けた場合には1 再生区間当りの許容符号誤り率は 1 0⁻⁷ / N となる。

規格(2)はフェージング(10GHz 帯以上では降雨による減衰)によって各区間の符号 誤り率が変動する場合の時間的な変動幅を制限するものである。ここで対象とする時 間率はきわめて小さいため、フェージング・デブスの大きいものが対象となり、この 場合次の伝搬特性が成り立つ。

- i) ある区間で深いフェージングが発生しているときは、その区間で発生する符号 誤り率によって回線全体の符号誤り率が支配される。
- ii)各区間で発生するフェージングはほとんど相関がなく互いに独立とみなしりる。 そこで、符号誤り率が 10^{-6} を越える現象の発生する時間率はパーセント和で相加すると考えられる。すなわち、2,500 kmを 構成する中継数がNであれば、1区間あたりに許容される時間率は0.01/N(%)となる。

実際に回線設計を行う場合, どちらの規格に従うかは, 一義的に定まらない。いずれにしても両者を満足する必要がある。シビヤサイドは, フェージンクの発生確率, したがって中継距離によって決まり, 中継距離が十数 km 以上で規格(2)のほうがシビヤとなる。したがって一般的には規格(2)に従って回線設計を行い, 各装置の規格を定めたあと平均規格を満足しているかどうか検討すればよいことになる。

このように、中継間隔はフェージングによる回線の瞬断率の規定により決まるので、 このフェージングの確率を検討する。対象となるフェージングは深いフェージングで あり、このようなフェージングはレーレーフェージングとよばれる。

レーレーフェージングの発生確率は,次の実験式から求めることができる。(20)

$$P_{R} = \left(\frac{f}{4}\right)^{1.2} \cdot Q \cdot d^{3.5} \tag{2.10}$$

ととで

f:送受信周波数(GHz)

d: 伝ばん距離 (km)

0:伝ばん路係数

山岳の場合 $Q = 2.1 \times 10^{-9}$

平野の場合 $Q = 5.1 \times 10^{-9}$

海岸海上の場合
$$Q = 3.7 \times 10^{-7} \times \sqrt{\frac{1}{h}}$$

ただし $\overline{h} = \frac{h_1 + h_2}{2}$ で h_1 , h_2 は送信および受信アンテナ標高(m) である。

さて前述のごとく深いフェージングが発生するような状態での受信電力分布は,レーレー分布となる。そこで,フェージングがない場合の受信電力を C_{R0} とすると,受信電力が C_R になる確率密度関数 $p\left(C_R\right)$ は

$$p(C_R) = \frac{1}{C_{R0}} \exp(-C_R/C_{R0}), \qquad (2.11)$$

となる。 $^{(12)}$ 上式より,受信電界が C_R 以下になる累積確率 $P(C_R)$ を計算すると次式で表せる。

$$P(C_R) = 1 - \exp(-C_R/C_{R0})$$
 (2.12)

 C_R/C_{R0} $<\!\!<\!\!<1$ の場合には, $\exp(-C_R/C_{R0})$ を展開して近似すると,次式を得ることができる。

$$P\left(C_{R}\right) = \frac{C_{R}}{C_{R0}} \tag{2.13}$$

無線中継器においては,フェージングにより受信電力が減衰するため,ある程度まで減衰しても規格を満足するように設計されている。との受信電力の許容減衰量をフェージングマージン F_d と称している。との F_d は C_{R0}/C_R と等しいから式(2.13)を F_d で書き換えると

$$P(F_d) = 1/F_d$$
 (2.14)

となる。この $P(F_d)$ はフェージングによる受信電力の減衰量がフェージング・マージン以上になる確率を表す。フェージング・マージン F_d 以上の減衰が生じると瞬断を生じるが,この瞬断率 P_i は,レーレーフェージング発生確率 P_R と上述の累積確率分布 $P(F_d)$ との積で表わされる。

$$P_i = P_R \cdot P(F_d) = \frac{P_R}{F_d}$$
 (2.15)

一方, $2,500\,\mathrm{km}$ に対する許容瞬断率は 0.01% であるから,中継距離を $d\mathrm{km}$ とすれば, 1 中継区間に許される時間率は

$$\frac{0.0\ 0\ 0\ 1}{(\ 2.5\ 0\ 0\ d\)} = 4 \times 10^{-8}d \tag{2.16}$$

になる。式(2.15)に示した瞬断率は上式の1 中継区間に許される瞬断率の規格値以下でなければならないので、中継間隔d とフェージング・マージン F_d との関係は次式で表わされる。

$$F_d = \frac{P_R}{4 \times 10^{-8} d} = 2.5 \times 1.0^6 \left(\frac{f}{4}\right)^{1.2} \cdot Q \cdot d^{2.5}$$

$$= 7.0 + 1.0 \log \left\{ 2.5 \times \left(\frac{f}{4}\right)^{1.2} \times Q \cdot d^{2.5} \right\}, \text{ (dB)}$$

$$= -1.6.2 + 1.2 \log f + 2.5 \log d, \text{ (dB)}$$
(2.17)

式(2.17)はレーレー分布フェージングの場合における中継距離とフェージングマージンとの関係を周波数をパラメータとして示したものであり、この結果を図 2.4 に示す。なお、山岳伝搬路の場合は-4 dB 、海上伝搬路の場合は、 $10\log(72/\sqrt{\hbar})$ dB だけ補正する必要がある。

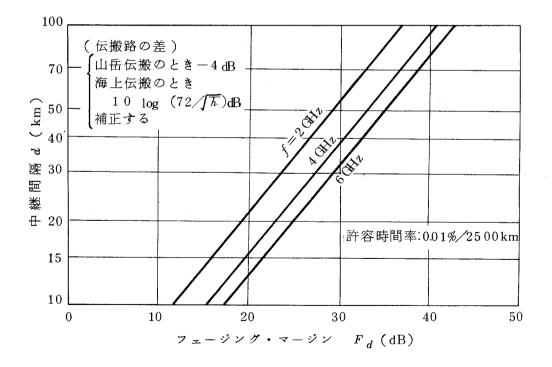


図 2.4 中継距離とフェージングマージン(平野の場合)との関係(2~6 GHz)

以上はフェージング・マージン F_d と中隔間隔 d との関係であるが,この F_d が分らないと中継間隔 d はきまらない。フェージング・マージン F_d (dB)はアンテナと中継装置の特性および中継間隔で決まり,次式で表わされる。

$$F_d = G_R - L_R - L_P + 2G_A$$
, (dB) (2.18)

ととで G_R :中継器利得 (dB)

 $L_{\!\scriptscriptstyle B}$: 分波給電損失 (dB)

 L_{p} :自由空間損失 (dB)

 G_{A} : アンテナ利得 (dB)

式(2.18)における給電損失 L_B は $4 \sim \! 10$ $d\!B$ 程度である。また中継器利得 $G_{\!R}$, 伝ばん損失 $L_{\!P}$ およびアンテナ利得 $G_{\!A}$ (効率を 50 %と仮定)は,

$$G_R = P_t - (\text{CNR})_{\text{min}} - 10 \log KTB_N - F - 30, \text{ (dB)}$$
 (2.19)

ことで P_{t} : 送信電力 (dBm)

(CNR)_{min}: 10⁻⁶ の誤り率を得るに必要なCNR (dB)

F : 受信器雑音指数 NF (dB)

K: ボルツマン定数(1.37×10⁻²³ joule/ K)

T:周囲温度 (°K)

B_N: 雑音の帯域幅 (Hz)

$$L_p = 92.5 + 20 \log f + 20 \log d$$
 (dB) (2.20)

$$G_A = 17.5 + 20 \log f + 20 \log D$$
 (dB) (2.21)

D:アンテナ径(m)

である(21)

式 (2.19)から,アンテナ径 D,送信電力 P_t , NF,変調速度(クロック周波数), $(CNR)_{min}$ 等が定まっておれば,フェージング・マージン F_d は求まるが,これらのパラメータは目的とする方式により変わり,一定でない。そこで,ここではその 1 例として,アンテナ径 $3.3~m\phi$,分波給電損失 6~dB ,受信 NF 5~dB ,クロック周波 32~MHz であり変復調方式として 4~d 相位相変調同期検波方式 $\{(CNR)_{min}=19~dB\}$ を用いる場合についてフェージング・マージン F_d を求め,更に,式 (2.17)より中継間隔 d を求める。上述の値を式 (2.19)~(2.21)に代入すると次のようになる。

$$G_R = 7.4 + P_t$$
, $L_B = 6 \text{ dB}$,
$$-L_P + 2 G_A = -3.6.8 - 20 \log d + 20 \log f$$
 (dB)

上の値を式(2.18)に代入すると F_d が求まり、次式で表せる。

$$F_d = 31.2 + P_t + 20 \log f / d$$
 (dB) (2.22)

式 (2.17) と式 (2.22) より、送信電力をパラメータに周波数 f と中継間隔 d の関係を求めると、

10
$$\log d = 1.0.5 + 1.8 \log f + P_{+} / 4.5$$

となる。これを図示したものが図 2.5 である。この図より,送信電力が 26 dBm 程度でクロック周波数が数 MHzではマイクロ波帯では中継間隔は 50 km以上になることがわかる。図 2.5 からは,送信出力が 10 W以上であれば,中継間隔は 100 km 以上とすることが可能であるが,実際にはフェージングによるパルス波形ひずみのため符号誤りを生じるので,この中継間隔は上限があり,送信電力を増加させても中継間隔を大きくすることは出来ない。この中継間隔の上限値 d_{\max} はクロック周波数 f_{CL} によって決まり,この f_{CL} の逆数 $1/f_{\mathrm{CL}}$ に比例する。

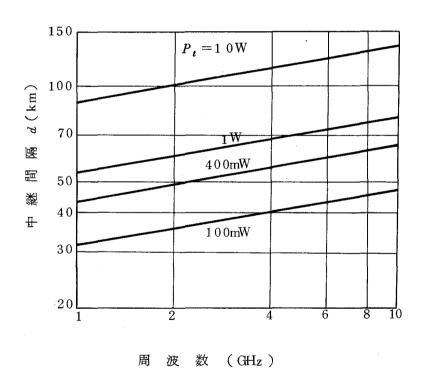


図 2.5 マイクロ波帯ディジタル無線方式の中継間隔

2.3.2 10 GHz 以上の場合

10 GHz 以上の周波数領域では、降雨による電波減衰が大きくなる。この降雨減

衰による回線断は継続時間が比較的長いため,回線障害として考え,不稼動率で規定する。この不稼動率に対する規格は,まだ国際的な考え方が定まっていない。これは,伝送路の多ルート構成に対する考え方,保守の条件,利用者側からの要求の度合その他が国情によって非常に異なるので,統一的な設計目標を決定するのが困難なためである。

電電公社においては,長距離市外伝送路に対する信頼度設計値として,通信設備の障害などにより,通話が正常に扱われない度合を不稼動率という測度を用いて規定している。中心局以上の伝送路に対しては,サービス断障害不稼動率として $503~\mathrm{km}$ 当 92.5×10^{-5} を目標にしている。この目標は有線回線と無線回線の併設による多 n-1 化により実現しようとする目標である。

ディジタル無線回線の安定度の規格は前述の値を考慮して決定されるが、現在はこの設計目標を 2,500 km の 標準 擬似 回線において回線断率が 0.3 %以下として必る。近距離の回線についてはその重要度に応じて、距離比例ではなく、障害の設計目標を設定する必要がある。

回線障害は主として次の場合に発生する。

- (1) 10 GHz 帯以上において降雨のため減衰したとき
- (2) 2回線同時に装置障害が生じたとき
- (3) 電源障害のとき

これら3つの要因に対して、上記回線断率0.3%/2,500 km を等分し、0.1%/ 2,500 km づつ割当てることとする。

中継間隔dは,この中で降雨減衰による回線断率 0.1% 2,500 km を基礎にして決まるので,まず降雨減衰の累積確率分布を求める。

降雨減衰の確率分布は、伝搬路の降雨強度の確率分布とそれの空間相関および降雨 量対減衰量の関係(減衰係数)が明らかになれば推定することができる。

まず、降雨強度 R(mm/hr) の確率分布 p(R) はガンマ分布で近似され、次式のように表せる。(22)

$$p(R) = \frac{\beta^{\nu}}{\Gamma(\nu)} R^{\nu-1} \quad \exp(-\beta R)$$
 (2.23)

ことでν,β は分布のパラメータ

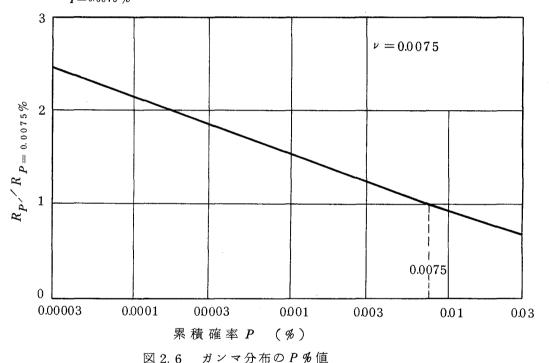
上式のレの推定値は地域により異なり、日本においては、レは 0.005 から 0.01 で

あり、平均は 0.0075である。

降雨量がある一定値 R_p 以上になる確率(累積確率)をP % とすると,これは次に示す不完全ガンマ関数で表せる。 $^{(12)(22)}$

$$\frac{P}{1\ 0\ 0} = \int_{\infty}^{P} p(R) dR = \frac{7(\nu, \beta_{R_{P}})}{7(\nu)}$$
 (2.24)

uをパラメータにして、上式のPと R_P の関係を図 2.6に示す。なお、年間では夏季 3 カ月と同程度の降雨が約 4 カ月あり、年間確率は上の値の 1/3になる。ここで縦軸の降雨量 (mm/hr) は 累積確率Pが 0.0075 5 8 (年間では 0.0025 8)になる時の降雨量 $R_{P=0.0075}$ 8 で基準化した値である。



次に、降雨強度 R(mm/hr)対減衰量 Z_0 (dB/km)の 関係 は、 強い雨の場合には近似的に次式で表せる。 $^{(23)}$

$$Z_0 = rR, \quad (dB/km) \tag{2.25}$$

ことでrは電波の周波数により決まる定数であり、図2.7に上式の関係を図示する。区間距離がd(km)である伝搬区間の降雨減衰量の累積確率がP%になる減衰量 Z_P は、式(2.24)で示される降雨量のP%値 R_P を式(2.25)に代入し、この時の減衰量を空間相関が存在することを考慮して、電波伝搬路にそって積分すれば求まり、次式のようになる。(12)

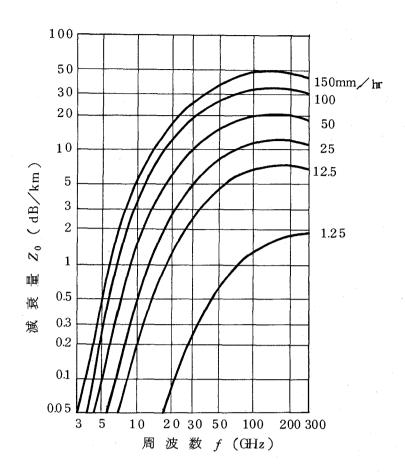


図2.7 降雨による減衰量

$$Z_{P} = Z_{OP} \ d K_{P} \tag{2.26}$$

ここで, Z_{OP} : 降雨強度 R が区間内で一様の場合の $1~\mathrm{km}$ 当りの減衰量の P 多値 K_P : 瞬間的にみた降雨強度 R が区間内で一様でないための補正係数であり, $3~\mathrm{km}$ で 0.9~1, $6~\mathrm{km}$ で 0.8~5 程度である。

式 (.2.26) の例として周波数 20 GHz の d km 区間における年間の降雨減衰累積分布曲線の推定例を図 2.8 に示した。 $^{(12)}$ 7月~9月の1分雨量分布は $\nu=0.0075$, $\beta=2.18$ のガンマ分布 (0.0075% 値は 90 mm/hr , これは全国平均の降雨強度分布)で近似される。

同様にして10 GHz 以上の各周波数帯について、降雨減衰の累積分布曲線は式(2.26)から求まる。

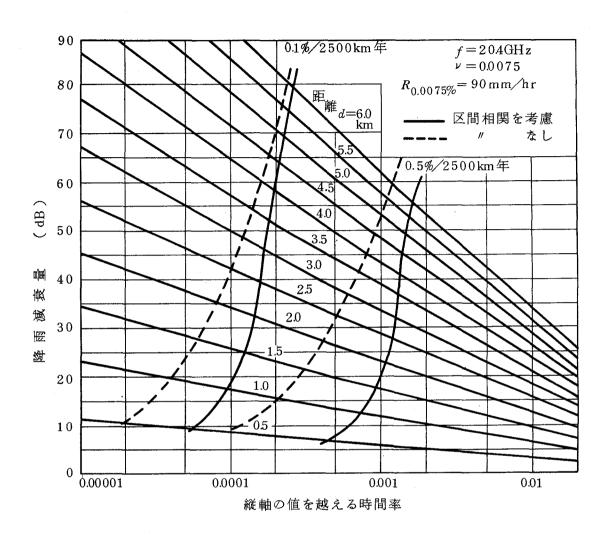


図 2.8 降雨減衰量の累積確率分布

10 CHz 以上の周波数においては,以上に述べた降雨減衰の他に,特定の周波数においては分子吸収や水蒸気等の吸収が生じる。更に霧による減衰も存在する。これらの減衰量の周波数特性を図 2.9 に示す。(24)

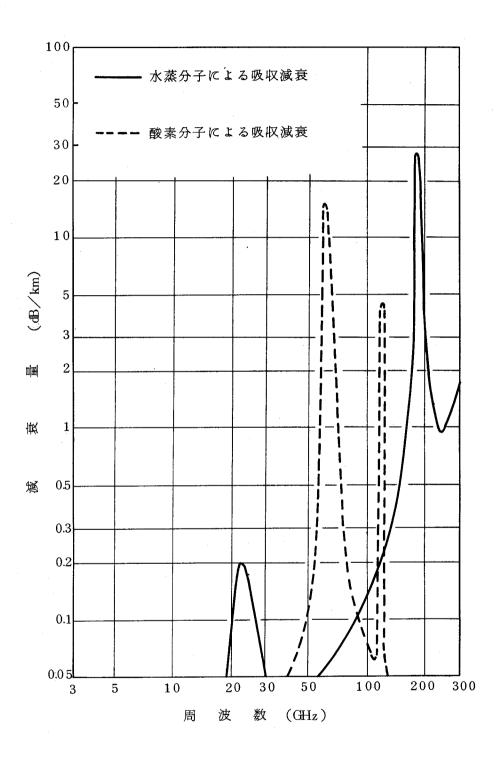


図 2.9 大気分子による減衰量

図 2.8 から,降雨による回線断率を 0.1% / 2,5 0.0 km とした時の 20 GHz 帯無線 方式の中継間隔 d は降雨減衰マージン F_d をパラメータとして求まる。

他の周波教帯も同様にして,降雨減衰量の累積分布曲線および図 2.9 の大気中の減衰特性から,中継間隔 d が減衰マージン F_d をパラメータとして求まる。図 2.1 0 は,許容回線断率が 0.1 % / 2,5 0 0 km である時の 10 GHz 以上の周波数帯における中継区間距離である。パラメータは降雨減衰マージン F_d である。ここで交差偏波識別度の劣化は無視している。

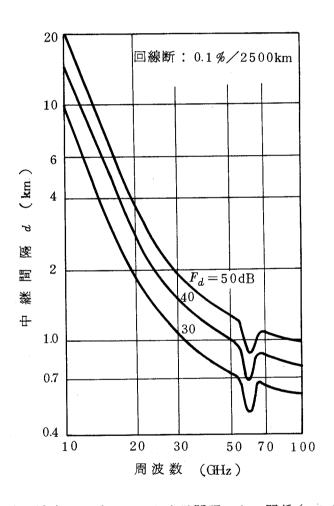


図 2.10 降雨減衰マージン F_d と中継間隔 d との関係(10 GHz 以上)

降雨減衰マージン F_d は式(2.18)で示される。式(2.19)の送信電力は 10 CHz 帯 に お い て は 6 dB/oct で 減 少 し , 逆 に 受 信 雑音指数 (NF) は 20 GHz 帯以上では周波数に比例して増大する。そこで,クロック周波数が 200 MHz で, 4 相位相変調・同検波方式を用いる中継装置 (CNR $_{min}=19$ dB を仮定する)の中継器利得は図 2.11 に示した値をもつ。図 2.11 において,RF Amp は RF 帯にお

ける電力増幅器を用いた場合、RF ModはRF帯で直接変調を行った場合、UP Converter はIF帯で変調し、それをアップコンバータでRF帯に周波数変換する中継器を用いた場合の中継器利得を示す。

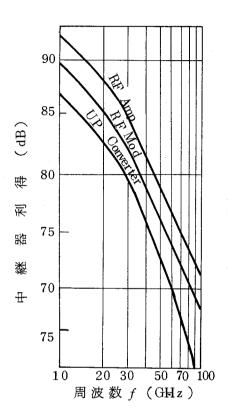


図 2.11 ディジタル無線中継器の中継器利得(10 GHz 以上)

そこで、図 2.1 0 と図 2.1 1 および式 (2.1 8)~(2.2 1)より、アンテナ径が 1.8 mである場合の中継間隔を求めると図 2.1 2 のようになる。

図 2.12 から明らかなように、 $10~{
m GHz}$ 以上の周波数は降雨により非常に減衰し、周波数の増加と共に急激に中継間隔が短くなる。すなわち、この中継間隔 d は、 $11~{
m GHz}$ 帯では約 $10~{
m km}$ であるが、 $20~{
m GHz}$ 帯ではその $1/3~{
m O}3~{
m km}$,更に $50~{
m GHz}$ 帯では $20~{
m GHz}$ の $1/3~{
m O}1~{
m km}$ まで減少する。

2.3.3 まとめ

中継間隔は、4 GHzから7 GHzのマイクロ波帯ではフェージングより決まり、50 km から100 km程度であり、かなり長い中継間隔が保てる。しかし、10 GHz 以上では降雨による減衰により、中継間隔が非常に減少し、20 GHz 帯で3 km 、50 GHz 帯で1 kmという非常に短い距離になる。すなわち15 GHz 以上の周波数では中継間隔は

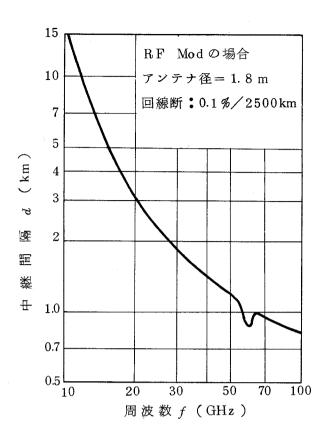


図 2.12 ディジタル無線方式の中継間隔(10 GHz 以上)

マイクロ波帯のそれの 1/10~1/100 になる。このことは中継数が15 GHz 帯以上ではマイクロ波帯の場合より10~100倍となることを意味する。そこで多中継による生ずる種々の問題(経済性・信頼性・伝送品質劣化)を解決しなければならない。

2.4 中継装置の構成

ディジタル無線伝送方式の変復調方式としては、2.2節に述べたように、現状では4相位相変調(QPSK)・同期検波方式が適しているので、この変復調方式を用いるディジタル無線中継装置の構成について述べる。

このQPSK中継装置は次のような機能を必要とする。まず送信部においては、無線周波数(RF)帯の搬送波を、伝送すべき2系列のパルス信号に対応させて、正確に4相位相変調を行う。この送信出力信号は、要求値以上の電力を持ち、かつ精度よく歪なしに変調されていなければならない。次に、受信部においては、RF帯の受信信号を中間周波数(IF)帯に周波数変換した後に、復調に必要なレベルまで増幅する。さらにこの増幅

された I F 信号は、搬送波再生回路を含む同期検波回路により復調され、ベースバンド信号が得られる。この復調信号は波形歪を生じており、また干渉や雑音も含んでいるので、 これを識別・整形し、もとの正しい 2 系列のパルス信号を再生する。

以上の機能を有するQPSK中継装置の構成法はいくつか存在するが、その中の代表的な1例を図2.13に示す。 $^{(13),(25),(26)}$ との構成図の各部回路の動作および要求される特性について以下説明する。

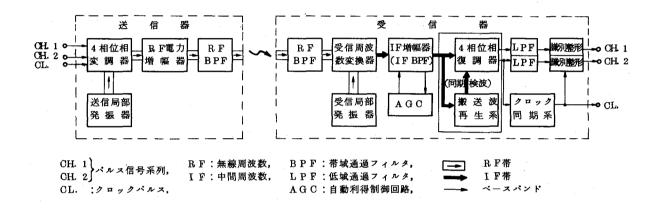


図2.13 QPSKディジタル無線中継装置の構成図

(j) 送信局部発振器:これはRF帯の搬送波を発生させる発振器である。ディジタル無線中継器の送信出力は2.2節で述べたように100 mW~1 W 程 度であるので、これの出力としては100 mW~ 数W程度で十分である。この程度の出力は、1~10 GHz 帯ではトランジスタ、10 GHz 以上ではガンまたはインパットを用いれば得られるので、ディジタル無線中継装置の発振素子にはこれら固体発振素子が多く用いられ、高信頼度化が図られている。

この発振器は, 高出力, 高安定性および高信頼性が強く要求される。

(ii) 4 相位相変調器:これは 2 系列のパルス信号(b_1^n , b_2^n)に対応して,送信局発で得た搬送波を位相変調する変調器であり,このパルス信号(b_1^n , b_2^n)と変調出力位相 θ_m^n は表 2.2 のように対応している。

表 2.2 2 系列のパルス信号 (b_2^n, b_1^n) と変調位相 θ_m^n との関係

入力へ	A n	
b_2^n	b_1^n	θ_m^n
0	0	0
0	1	π/2
1	1	π
1	0	$\frac{3\pi}{2}$

スイッチング時間が早いこと、変調位相および振幅誤差が小さく正確な変調を行うこと、十分な送信出力を得るためできるだけ大電力搬送波を変調できかつその時の変調損 失が小さいこと等がこの回路に要求される主要な特性である。

(iii) RF電力増幅器:この増幅器は、変調出力が方式の要求値を満足しない場合、または、これを用いた方が中継器全体として有利な場合に、設けられるものである。これにより、QPSKされたRF信号を必要なレベルまで増幅し、方式上の要求条件を満足させる。

そこで、これは、高出力性、高信頼性、広帯域性が強く要求される。良好な特性を持つRF増幅器を用いれば、送信局発出力および変調器のハンドリング電力を減少させることができるので、構成は少し複雑になるが中継器全体としては有利な場合もある。

10 (3Hz 以下では高出力トランジスタ増幅器を用いて広帯域高出力 R F 増幅器が実現できるので、R F 増幅器を用いる方式が有利な場合があるが、20 GHz 帯以上の周波数では能動素子としては現在は主としてガンまたはインパットなどのダイオード(2端子素子)であるために要求特性を十分満足する R F 増幅器が実現しにくいので、この増幅器はあまり用いられていない。

- (V) 受信局部発振器: これは送信局発とほぼ同様な回路であるが、受信局発は出力が比較的小電力で良いことと、雑音が小さいことが要求される点が送信局発との相違点である。
- (V) 受信周波数変換器: これは、RF帯受信信号をIF帯に周波数変換する回路であり、 これの変換損失はできるだけ小さいことが要求される。
- (V) AGC付IF増幅器:周波数変換器によりIF帯に変換された受信信号は、この回路により復調するに十分なレベルまで増幅される。更に、自動利得制御(AGC)回路に

より、受信信号レベルの変動に関係なくこの増幅器出力は一定レベルに保たれる。

この I F 増幅器は、低雑音であること、高利得であること、広帯域であること、帯域 内振幅偏差が小さいことおよび A G C 範囲が広いことが要求される。一般にこの増幅器 は、80 dB 程度の利得が要求されるため、多段増幅器になり、広帯域に平担な振幅周 波数特性を得るために回路的に種々の工夫を要する。

Vi) 4 相位相復調器:この復調器は,4 相位相変調された I F 帯受信信号の位相と再生した基準搬送波の位相とを比較し,この 2 つの位相差に対応して 2 系列のベースバンド信号を復調する。受信信号の位相 θ_m^n と復調出力の極性は表 2.3 のように対応する。

この復調器は, 広帯域性, 高出力および低ドリフトが要求される。

表 2.3 4 相位相変調された受信信号の位相 θ_m^n と復調出力 かよび識別再生出力との関係

θ_m^n	復 調	出力	識別再生出力		
	C H.2	C H.1	C H.2	СН.1	
0			0	0	
$\pi/2$	_	_ +		1	
π	T + +		1	1	
3 ₹/ 2	+	_	1	0	

- (Wiii) 搬送波再生系:同期検波を行うためには、受信信号から搬送波成分を抽出し、更に との抽出信号を狭帯域フィルタまたは位相同期ループ(PLL)に加えることにより、 雑音成分をほとんど除去した基準搬送波を再生する必要がある。この搬送波再生系は、 同期検波を用いるQPSK中継装置の最も重要な回路系であり、周囲条件の変動に関係 なく、雑音が少なく、位相誤差がほとんどなくかつ安定に動作する基準搬送波を得ることは、特性劣化の少ない中継装置を実現するために絶対必要である。
- (X) 識別・整形回路:復調したベースパンド信号には雑音や干渉信号が含まれており,更に伝送路特性の影響により波形歪が生じている。そこで表 2.3 に示した受信信号位相 θ_m に対応する復調信号の正負を判定し,表 2.3 に示したように正および負に応じてそれぞれ"1"および"0"のパルスを再生すれば,送信したパルス信号と一致したパルス信号を再生できる。このパルス再生機能により,ディジタル伝送系は多中継において

も伝送歪や雑音がほとんど累加することなくパルス信号を伝送できる。

この回路が復調信号の正負を判定する時刻はクロックパルスにより規定される。

識別再生されたパルスの立上り時間は早く、そのジッタも少ないことが要求され、またこの回路の識別不確定領域は復調信号振幅に比らべて十分小さくなければならない。

(X) クロック 同 期 系 : これは識別・整形の時刻を決めるクロックパルスを再生する回路であり、再生したクロックパルスはジッタが小さいことが要求される。特に、このクロックパルスは、各中継局においてすべて同期しているため、多中継伝送においてこれのジッタは累加する。そこで、多中継後にクロックジッタの大幅な増加が生じないように考慮しなければならない。

以上のような諸回路を用いることにより、QPSK中継装置は構成でき、ディジタル信号を伝送することが可能になる。

QPSK中継装置の送信器の構成法には図2.13のようにRF帯搬送波を直接変調する方法の他に、図2.14に示したようにIF帯で変調し、送信周波数変換器を用いてRF帯に変換する方法もある。(15)との場合には周波数変換器により10dB程度の損失が生じ、また回路構成が複雑になるという欠点があるが、変調がIF帯で行えるので容易であるという長所がある。そこで特性の良いRF増幅器が実現でき、これにより送信出力が増大できる場合には、図2.14の構成法が有利である場合もある。

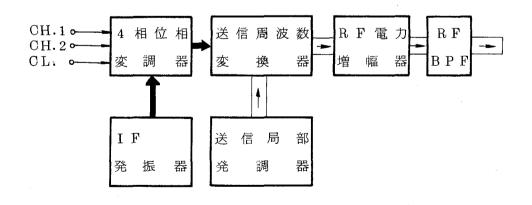


図 2.1 4 QPSK無線中継装置送信器構成図 (IF帯変調形式)

2.5 中継装置の諸元および所要特性

ディジタル無線中継装置として, 考慮しなければならないことは次の点である。

(1)電気的性能,(2)信頼性,(3)経済性,(4)小形化

これらはすべての点で良好であることが望ましいが、方式の条件によって重点項目の順序が変る。上の(1)の電気的性能としては、ディジタル装置においては次の特性が重要である。

- (i) 1 無線チャンネル当りの伝送容量(b/s) (またはクロック周波数 f_{CL})
- (jj) 10⁻⁶の誤り率を得るに必要なCNRの理論値(帯域制限のない時)からの劣化:等価CNR劣化量
- (iii) 変復調方式
- (N) 送信電力P_≠
- (V) 受信器雑音指数(NF)
- (V) 消費電力

2.2節で述べたように、ディジタル無線中継装置の変復調方式としては、QCPSK方式が望ましいので、ここではこの方式を用いる。

1無線チャンネル当りの伝送容量すなわちクロック周波数は、伝送周波数帯域幅に依存するが、一般的にはこの帯域幅は無線周波数の高周波化と共に増加する。なお、1~15 GHz帯における公衆通信用各周波数帯においては、現在アナログFM伝送方式用の周波数配置がすでに決定されているため、この各周波数帯においてディジタル信号を伝送する場合にはこの既定の周波数配置によりクロック周波数が制限を受ける。

中継器利得は(a)等価CNR劣化量,(b)送信電力,(c)受信NFによって決まる。そとで, 方式上要求される中継器利得が決まると,これらの特性の所要値は決まる。なお等価CNR 劣化量の規格は,所要中継器利得からだけでなく,耐干渉特性も考慮して決定される。

以上述べた種々の考察を行い,また経済性等も考慮して各方式に用いるディジタル中継 装置の所要特性は決定される。表 2.4 には,種々の周波数帯におけるディジタル無線中継 装置の所要特性および諸元を示す。⁽⁸⁾,(15),(12),(13)

表 2.4 種々の周波数帯におけるディジタル無線中継装置の諸元および所要特性

·	2 GHz 帯	11GHz 帯	15GHz 帯	20GHz 帯
周波数帯域 (GHz)	2.1 1~2.2 9	1 0.7~1 1.7	1 4.4~15.23	1 7.7~2 1.2
無線システム数	6	1 1	8	9
I F周波数(MHz)	7 0	1 4 0	1 4 0	1,7 0 0
クロック周波数(MHz)	8	3 2.5	3 2.5	200
情 報 速 度 (電話チネル数)	16Mb/s (240ch)	64Mb/s (960ch)	64Mb/s (960ch)	4 0 0Mb /s (5,7 6 0 ch)
変 復 調 方 式	QPSK 同期検波	QPSK 同期検波	QPSK 同期検波	QPSK 同期検波
再 生 方 式	積 分 検 出	瞬 時 検 出	瞬 時 検 出	瞬 時 検 出
誤り率特性の 等価CNR劣化量*(dB)	4	4	4	4
送信 出 力 (発振素子)	5 0 mW (トランジスタ)	100mW (インパット)	1 0 0 mW (インパット)	160mW (インパット)
受信雑音指数(dB)	1 0	ġ	1 0	1 0
正規化伝送帯域BT	1.0	1.0	1 0	0.85
中 継 器 利 得	9 3	9 1	9 0	8 5
中継間隔(km)	2 5	1 0	6	3
SС信号伝送方式	2 重 変 調 (ASK)	2 重 変 調 (FM)	2 重 変 調 (FM)	2 重 変 調 (FSK)
適用回線	短距離	短 距 離	短 距 離	長距離
周 囲 温 度	5~45°C	5~45°C	5~4 5°C	-10~+45°C

 $[*]P_e = 10^{-6}$

^{**}S C信号:サービスチャンネル信号(監視制御信号,打合せ電話信号)

2.6 む す び

1 GHz 以上の無線周波数を用いるディジタル無線伝送方式について検討した結果,ディジタル伝送方式は無線伝送路においても十分可能性があり有用な方式である見通しが得られた。

このディジタル無線伝送方式のための変復調法としては種々の方法が考えられるが,現在の技術水準,周波数有効利用,および耐干渉性等を考慮すると,4相位相変調・同期検波方式が望ましい。

またこの方式の中継間隔は周波数帯によって大きく変わり, $1 \sim 7~\mathrm{GHz}$ においてはフェージングに 支配 され $30\sim 100~\mathrm{km}$ 程度可能であるが, $10~\mathrm{GHz}$ 以上では降雨減衰や分子吸収による減衰等に支配され $1\sim 15~\mathrm{km}$ 程度と大幅に減少し,周波数が高くなるに従って急激に中継間隔は減少する。

最後に,4相位相変調・同期検波方式を用いるディジタル無線中継装置の構成法を明らかにし,これを構成する各部回路に要求される特性を示した。

以下の章では,この Q P S K 無線中継装置の変復調系を構成する変調器,復調器,搬送波再生系,クロック 同期系を詳細に検討し,更にこれらを用いたQ P S K 無線中継装置の誤り率特性を明らかにする。

第3章 4相位相変調器

3.1 ま え が き

QPSK中継装置においては,特性が良く劣化の少ない4相位相変調器を実現することが,誤り率特性の向上という点から,必要となる。そこで,本章では,この4相位相変調器について,20GHz 帯ディジタル無線伝送方式を対象とし,これに用いる変調器について検討した結果を述べる。

この $20~\mathrm{GHz}$ 帯無線中継装置では,第2章で述べたように, $22~\mathrm{dBm}$ という比較的大 (13) きい送信出力を必要とする。 また,これの000月波数は $200~\mathrm{MHz}$ であるため, 変調器の立上り時間は $1~\mathrm{ns}$ 以下という高速の変調が要求される。

これらの要求条件を考慮すると、この4相位相変調器としては、2.4節で述べたように、送信局部発振器出力を大きい損失を伴わないで送信出力することができ、かつ高速動作に適した構成であるRF帯直接変調法が、IF帯で変調した後に送信周波数変換器でRF帯に周波数変換してRF帯4相位相変調波を得る方法よりも望ましい。

この直接変調器に用いるスイッチ用ダイオードとしては、ショットキバリヤダイオード (26)~(30) がこれまで多く用いられて来たが, このショットキバリヤダイオードは最大出力 (26)~(29) が 100 mW 程度であり , これ以上の高出力化はダイオードおよび駆動回路の両 方の実現性という点で困難である。一方,上述のように方式上,送信出力の増大のため、 変調器のハンドリング電力としては約400mW が 要 求 さ れ る が, ショトキーバリヤダ イオード変調器では要求条件を満足できない。そこで,高出力化が比較的容易なPINダ (31)~(35) これは高出力化のほかに ,(1) イオードを用いる位相変調器の検討を行った。 低損失,(2)温度変動および入力RF電力変動による変調位相変化および振幅変化が少 ない,(3)コンダクタンス変化を持つインピーダンス変化特性などの長所がある。しか し、PINダイオードは大きな逆回復時間を必要とするというPINダイオード固有の問 題があるため,通常の駆動回路ではショットキバリヤダイオードに比べてスイッチング時 間が遅いという欠点がある。このため,従来高速スイッチング素子としては,主としてシ ョットキバリヤダイオードが用いられて来た。なお、PINダイオードをミリ波帯におけ る高速スイッチング素子として用いるため、これのi層を非常に薄くしたものもあるが、 この i 層の薄い P I N ダイオードは製造が困難であり、量産性の点で問題があると思われ る。そこで、筆者らは変調器駆動回路を工夫することによりPINダイオードにそれ程の 高速性を要求しなくても,800 Mb/s という非常に高速で動作する4相位相変調器を(31),(35) 実現した。

また、このような目的に使用する PINダイオードの規格として定量的に定まったものはこれまでになく、かつ駆動回路との関係について検討されていない。そこで本論文では情報速度 $400\sim800\,\mathrm{Mb/s}$ の高速動作する変調用 PINダイオードとして要求される特性および高速に駆動するために必要な駆動回路の特性を明らかにするとともに、要求条件の測定法として搬送周波数帯で高速動作している場合の測定を行わなくても、PINで低速時における測定だけでスイッチング素子の評価ができる測定法を明らかにした。 さらに、実際に得られた PINダイオードの特性およびこれを用いて得られた PIN ダイオードの特性およびこれを用いて得られた PIN が PIN PIN

3.2 PINダイオードの特性

PINダイオードは、搬送波帯(RF)抵抗を非常に大きく変化できる構造を持つ電流制御抵抗であり、スイッチング素子として優れた特性を有している。 このPINダイオードが PN接合ダイオードや、ショットキバリアダイオードと違う点は、これら2つのダイオードが、接合面の空間電荷層のふるまいに依存しているのに比べ、PINダイオードには真性半導体の中間層(i層)が存在し、このi層が重要な働きをする点が、他の2つと著しく異なる点である。

すなわち図3.1 に示すように、PINダイオードは不純物濃度の高いp領域(p層)とn領域(n層)の間に不純物濃度の低い中間領域が存在している。この中間領域は零バイアス状態では高い抵抗値を持つ真性半導体領域(i層)である。PINダイオードの特性はi層の径と厚さ、pとn層の不純物濃度およびそのプロフィール、及びi層に注入されるキャリアのライフタイムでによって決まる。これら全てのパラメータは、各種の目的に対してそれぞれ適合するように設計される。

このPINダイオードに順方向電流を印加すると、i層にp層からホールがまたn層から電子がキャリアとして注入され、i層全体に渡ってキャリアが存在するようになり、順方向電流の増加とともにPINダイオードの抵抗は減少する。さらに順方向電流が増し、ある値以上になるとi層中にキャリアが充満するようになりダイオード抵抗は非常に小さくなり、実質的にはほとんど短絡状態になる。そのため高周波信号がかなり大きくても、i層に蓄積された大量の電荷によって、ダイオードは、低い抵抗値を持つ直列抵抗を除け

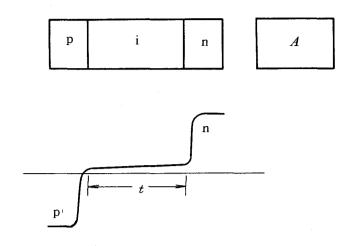
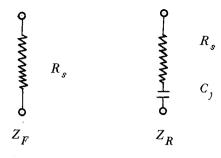


図3.1 PINダイオードの不純物濃度プロフィール

ば、ほとんど短絡状態に保たれる。このため、順方向バイアス電流は非常に大きい高周波電力を変調できることがわかる。ただし、キャリアのライフタイムでが短いとか、i層が非常にうすい場合には、キャリアの消滅などによりキャリアがi層を充満するにいたらないので、有限の抵抗値を持つ。

逆に,逆方向電圧が印加された場合には, i 層中のアクセプタ,ドナーなどの不純物は全て電離し,キャリアが涸渇し, i 層は空乏層となる。その結果,PINダイオードは非常に高抵抗になる。これは平板形静電容量(板面積は接合面積,シリコンの誘電率,板間隔は i 層の厚さ)と等価になり Si の誘電率, i 層の厚さ,接合径により決まる容量 C_j を持つ。この容量 C_j は i 層中の厚さにより決まるため, PNダイオードやショトキーバリヤダイオードのように接合面積で形成される容量より小さく,また逆印加電圧を変化させてもほとんど変わらず一定値になる。これが一般のダイオードと非常に異なる点である。逆バイアス時のPINダイオードはこの容量の他に,両端のPINダイオードはこの容量の他に,両端のPIN域が接触抵抗より生じる直列抵抗PIN点。,および表面漏洩電流を生じさせる並列抵抗を含む。

PINダイオードウェーハーの等価回路は図 3.2 のように表わすことができる。この等価回路は,ダイオード・パッケージの直列インダクタンス L_s と並列容量 C_p は除いている。すなわちPINダイオードウェーハーのインピーダンス Z_d および Q は次式で近似的に表わせる。



(a) 順方向

(b) 逆方向

 R_s : RF帯の直列抵抗

 C_i : 逆バイアス時の接合容量

図3.2 搬送周波数におけるPINダイオードの等価回路

$$Z_{d} = \begin{cases} R_{s} \equiv Z_{F} & (順方向) \\ \\ R_{s} + \frac{1}{j \omega_{0} C_{j}} \equiv Z_{R} & (逆方向) \end{cases}$$
 (3.1)

$$Q = \frac{1}{\omega_0 C_1 R_s} \tag{3.2}$$

ここで Z_F および Z_R はそれぞれP I N ダイオードの順方向及び逆方向インピーダンスである。

- (1) 接合径が増加するか、または周波数が増大するにつれて、RF電流は外表面に集中するためスキン効果が生じ、順方向直列抵抗が増大する。
- (2) RF電流が増加し,RF電流によりRFの半周期毎に除かれる電荷 q_R が,順方向印加バイアス電流 I_F により蓄積されている電荷 q_F の約10%を越えると順方向直列抵抗 R_s が増加しはじめる。すなわち, I_p をダイオードに印加される搬送波ピール電流とし, f_0 を搬送周波数とすると $q_R \leq q_F/10$ でなければならないから,

$$\frac{I_{p_{+}}}{\pi f_{0}} \leq \frac{I_{F} \tau}{10} \tag{3.3}$$

という関係が成立する必要がある。

(3) 逆バイアス時にも, \mathbf{R} F信号のピーク電圧 V_p がバイアス電圧 V_R 以上になり, \mathcal{S} タイオードが順方向にバイアスされる期間はアドミッタンスが増加する。そこで

$$V_p \leq V_R \tag{3.4}$$

という関係が成立する必要がある。

3.3 PINダイオード位相変調器の構成と特性

PINダイオードを導波管中に図3.3に示すようにマウントし,同軸ショートプランジャおよび導波管ショートプランジャと組み合せて反射形位相変調器を構成する。
このように構成された PINダイオードに負または正の変調パルスを加え,それに従ってダイオードを導通状態(順方向)あるいは遮断状態(逆方向)にすることにより,搬送波入力はダイオード点で反射されるか,ダイオードから $\lambda_g/4$ ($\lambda_g/8$)離れた短絡面で反射されるかの変化が生じ,反射波の位相は変調パルスの正,負に従って相対的に $\pi(\pi/2)$ だけの変調がかかり, $0-\pi$ ($0-\pi/2$) 変調器として動作する。位相変調出力である反射波は,図3.3の入出力端にサーキュレータまたはハイブリッドを付加することにより取り出せる。

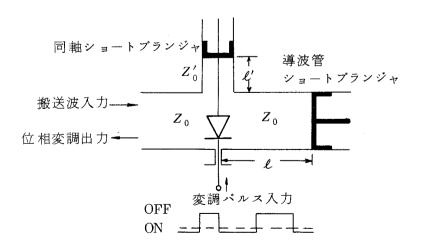


図3.3 反射形位相変調器の構成

3.3.1 変調損失 (39)

導波管中にマウントされたPINダイオード変調器の等価回路は図3.4 に示したようになる。ただし、パッケージ損失分は零と考えている。図3.4 において点線で囲んだ部分は無損失変換回路であり、これをS マトリックスにより表わすと、図3.4 は図3.5 のように書き換えられる。このS マトリックスのダイオード端子(端子II)における基準インピーダンスはダイオードの順方向バイアス時のインピーダンス Z_F であるとする。ダイオードが順方向にバイアスされている時、端子I における反射波 b_1 は次式で与えられる。

$$b_1 = S_{11} a_1 \equiv \rho_F a_1 \tag{3.5}$$

ここで a_1 と b_1 はそれぞれ端子 I での入射波および反射波である。ダイオードが 逆バイアスになった時,端子 II からダイオードを見た反射波 a_2 と入射波 b_2 との間 には次式の関係がある。

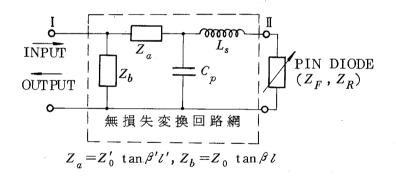


図 3.4 反射形 PIN ダイオード位相変調器の等価回路 I

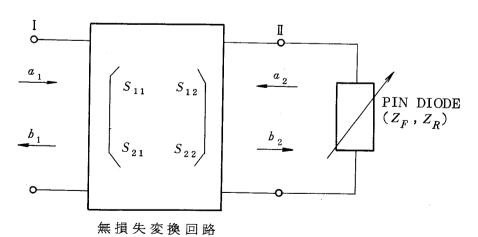


図 3.5 反射形 PIN ダイオード位相変調器の等価回路 Ⅱ

$$a_{2} = \frac{Z_{R} - Z_{F}}{Z_{R} + Z_{F}^{*}} \quad b_{2} \equiv \rho b_{2} \tag{3.6}$$

式(3.1),(3.6)より ρ は次式のように表わせる。

$$\rho = \frac{\frac{1}{j \omega_0 C_j}}{2R_s + \frac{1}{j \omega_0 C_j}} = \frac{1}{2j \omega_0 R_s C_j + 1}$$
 (3.7)

ダイオードの0は

$$Q = \frac{1}{\omega_0 R_s C_j} \tag{3.8}$$

で表わせるから,Qと ρ の間に次式が成立つ。

$$\frac{1}{\rho} = \frac{2j}{Q} + 1 \tag{3.9}$$

そこで,

$$Q = \frac{2}{\sqrt{\frac{1}{|\rho|^2} - 1}}$$
 (3.10)

となる。

さて,逆バイアス時における端子 I における反射係数 ρ_R は

$$\rho_R = S_{11} - \frac{S_{12} S_{21} \rho}{1 - S_{22} \rho} \tag{3.11}$$

となる。

無損失回路のSマトリックスは

$$|S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 = 1$$
 $S_{22} = -(S_{11}^* S_{12} / S_{21}^*)$ (3.12)
 $|S_{12}| = |S_{21}|$

という関係があるから , ho_R は次のように書き換えられる。

$$\rho_R = \frac{\rho_F + \rho_e^{j\theta}}{1 + \rho_F^* \rho_e^{j\theta}} \tag{3.13}$$

ことで

$$e^{j\theta!} = S_{12} / S_{21}^*$$

である。これから♪を求めると

$$\rho = \frac{\rho_R - \rho_F}{e^{j\theta} (1 - \rho_R^* \rho_F)} \tag{3.14}$$

となる。そこで

$$\left|\frac{1}{|\rho|^2} - 1\right| = \frac{(1 - |\rho_F|^2)(1 - |\rho_R|^2)}{|\rho_R - |\rho_F|^2}$$
 (3.15)

であるから,上式を式(3.10)に代入すると

$$Q = \frac{2 |\rho_R - \rho_F|}{(1 - |\rho_F|^2)(1 - |\rho_R|^2)}$$
 (3.16)

という関係が求まる。

さて,変調位相が ϕ であり変調振幅偏差が零であるように変調器が調整されているとすると, ρ_R と ρ_F との間には次の関係がある。

$$\rho_R = \rho_F e^{j\phi} \tag{3.17}$$

そこで式(3.16),(3.17)より,この変調器の損失L(dB)は求まり、次式で表せる。

$$L = -10 \log |\rho_F|^2$$

$$= -10 \log \left[1 - 4 \left(\frac{\sin \phi/2}{Q}\right)^2 \left\{ \sqrt{\frac{Q}{\sin \phi/2}}^2 + 4 - 2 \right\} \right] \qquad (3.18)$$

上式の関係を図3.6に示す。

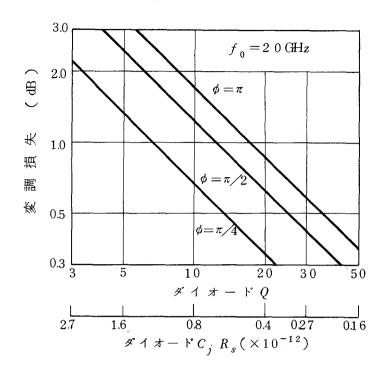


図 3.6 変調損失 PIN ダイオードの Q および $\operatorname{C}_{j}R_{s}$ との関係

3.3.2 搬送波ピーク電圧と電流 (36)

次に $0-\pi$ 変調時におけるダイオード・ウェーハにかかる搬送波のピーク電圧およびピーク電流を求める。

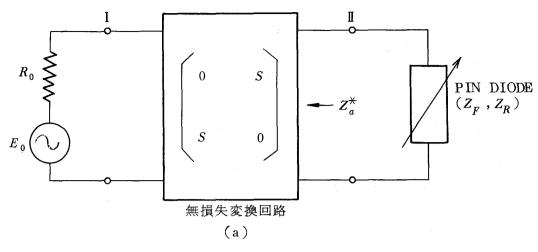
この場合には変調器の等価回路を図 3.7 (a) のように表す。すなわち特性インピーダンス R_0 の導波管と P I N ダイオードの間には無損失変換回路が挿入されておりこの端子 II から見た無損失変換回路のインピーダンスを Z_a^* とする。そして,この 2 端子網の端子 I 及び II の基準インピーダンスをそれぞれ R_b および Z_a とすると,これらは次の S マトリックスで表わせる。

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & S \\ S & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \tag{3.19}$$

ダイオードが順バイアスの時には端子Ⅱにおいて,

$$a_2 = \frac{Z_F - Z_a}{Z_F - Z_a^*} b_2 \tag{3.20}$$

の関係が成り立つから,これを式(3.19)に代入すると



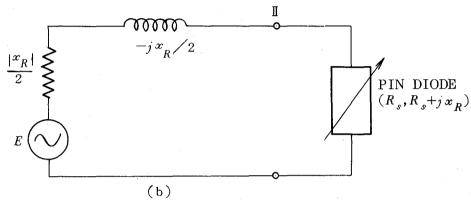


図 3.7 反射形PINダイオード位相変調器の等価回路 Ⅱ

$$b_{1} = S a_{2} = S \frac{Z_{F} - Z_{a}}{Z_{F} + Z_{a}^{*}} b_{2}$$

$$= S \frac{Z_{F} - Z_{a}}{Z_{F} + Z_{a}^{*}} a_{1}$$
(3.21)

となる。そこで順バイアス時の端子 $oldsymbol{I}$ の反射係数 $oldsymbol{
ho}_F$ は次式で表せる。

$$\rho_F = \frac{b_1}{a_1} = S^2 \frac{Z_F - Z_a}{Z_F - Z_a^*} \tag{3.2.2}$$

逆バイアス時の反射係数 ρ_R も同様にして求まり, $\rho_R=S^2(Z_R-Z_a)/(Z_R-Z_a)$ Z_a^*)と なる。 そして $\phi=\pi$ の場合には, $\rho_F=-\rho_R$ であるから,次式の関係が成り立つ。

$$\frac{Z_F - Z_a}{Z_F - Z_a^*} = -\frac{(Z_R - Z_a)}{(Z_R + Z_a^*)}$$
 (3.23)

すなわち,

$$2Z_F Z_R + (Z_F + Z_R) (Z_a^* - Z_a) - 2Z_a Z_a^* = 0$$
 (3.24)

となる。ここで $Z_a=r_a+jx_a$ とし,式(3.1)を代入すると, r_a と x_a は次式のように求まる。

$$x_{a} = -\frac{x_{R}}{2} = -\frac{1}{2\omega_{0}C_{j}}$$

$$r_{a} = \sqrt{R_{s}} \sqrt{1 + \left(\frac{|x_{R}|}{2R_{s}}\right)^{2}} = \frac{|x_{R}|}{2} = \frac{1}{2\omega_{0}C_{j}}$$
(3.25)

変換回路が無損失であるとすると,入力電力を変化することなく図 3.7 (a)の等価回路は図 3.7 (b)のように書き換えられる。そこで端子 I から $P_{\rm in}$ なる搬送波電力が入った場合には,ダイオードに印加されるピーク電圧 V_p は $Z_d=Z_R=R_s+j\,x_R$ の時に生ずる電圧であり,図 3.7 (b)において $Z_d=j\,x_R$ と置くと求まり,

$$\frac{|V_p|}{\sqrt{2}} = \frac{|x_R|}{\sqrt{\left|\frac{x_R}{2}\right|^2 + \left|\frac{x_R}{2}\right|^2}} |E| = \sqrt{2} |E|$$
 (3.26)

となる。一方 $P_{\rm in}$ と $\mid E \mid$ との間には

$$P_{\rm in} = \frac{|E_0|^2}{4R_0} = \frac{|E|^2}{4r_a}$$
 (3.27)

という関係があるから式(3.26),(3.25)よりダイオード印加ピーク電圧 V_p は次式のように求まる。

$$V_{p} = 2 \sqrt{P_{in} / \pi f_{0} C_{j}}$$
 (3.28)

搬送波ピーク電流 I_p も同様にして求まり,次式で表わせる。

$$I_{p} = 4\sqrt{\pi f_{0} C_{1} P_{in}} \tag{3.29}$$

これらの関係を図3.8 に示す。

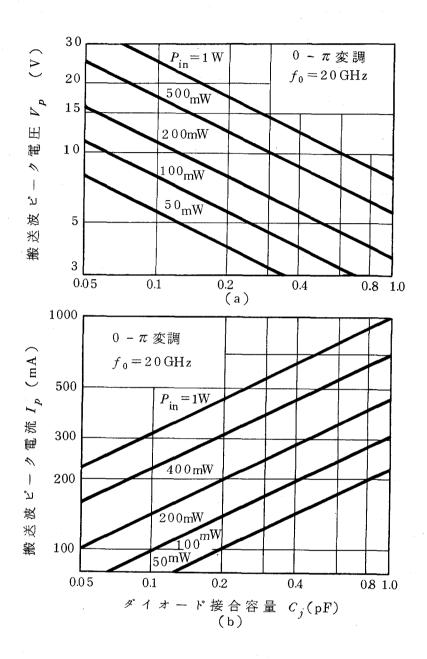


図 3.8 ダイオード接合容量 C_j と (a) 搬送波 ピーク電圧 V_p および (b) 搬送波 ピーク電流 I_p との関係

3.4 PINダイオード変調器のスイッチング速度とダイオード駆動回路

位相変調器が変調速度 2 0 0 MB 以上の高速動作を行うためには,パルスの立ち上り時間として 1 ns 程度以下が要求される。このため,P I N ダイオードを駆動する駆動回路の特性を抜きにしては高速性を論じられないので,P I N ダイオード特性とあわせて駆動回路についても述べる。

PINダイオードが逆バイアスから順バイアスに変化する時には,順方向電流 I_F が PINダイオードに流れ逆バイアス時に生じた i 層の空乏層が消滅し,i 層に少数キャリアが注入される。逆方向から順方向へのスイッチング時間 t_{on} はキャリアが i 層に充満するに要する時間であり,これはキャリアの移動速度(最大限界速度 10^5 m/s)が早い程,i 層の厚さ t が薄い程,順方向印加電流 I_F が大きい程早くなる。しかし,このスイッチング時間 t_{on} は駆動回路のパルス立ち上り時間と同程度であり,あまり問題にならない。

一方,PINダイオードを順方向から逆方向へスイッチする逆方向スイッチ時間 $t_{\rm off}$ は PINダイオードが順方向に駆動されている間に i 層に蓄積された電荷 q_F を PINダイオードから引き抜くに要する時間(すなわち逆方向回復時間 t_R)とそれから逆バイアス電圧になるまでの時間の合計である。順方向印加時に i 層に蓄積された電荷 q_F は順方向印加電流 I_F と PINダイオードの i 層中のキャリア・ライフタイム τ との積 I_F である。一方,順方向から逆方向にスイッチする時に駆動回路により PINダイオードより引き抜かれる逆方向電流(逆方向回復電流)を I_R とし,蓄積電荷を引き抜くに要する時間(逆方向回復時間)を t_R とすると,この逆方向に引き抜く全電荷 q_R ($=I_R t_R$) は順方向時蓄積電荷 q_F ($=I_F \tau$)に等しい。そこで,逆方向回復時間 t_R は次式で表わせる。($I_R \gg I_F$ のとき)

$$t_R = I_F \cdot \tau / I_R \tag{3.30}$$

式 (3.30) から逆方向回復電流 I_R を大にする程逆方向回復時間ははやくなる。このため駆動回路の出力インピーダンスを低くし,順方向から逆方向に反転した瞬間に大電流が流れる駆動回路が必要となる。

逆方向バイアスから順方向バイアスへ変化させる場合)には,2段目の差動増幅器の出力電圧 V_2 は負になろうとするが,ショットキバリア・ダイオード D_1 のクリップ作用により,約-0.8 V程度になる。一方トランジスタ $T_{r\,1}$ の出力レベルは $P\,I\,N$ ダイオードのクリップ作用により-1.0 V以下にはならない。このため,トランジスタ $T_{r\,1}$ のエミッタ・ベース間電圧は0.2 V程度になるため $T_{r\,1}$ はしゃ断状態になる。そこで, $P\,I\,N$ ダイオードへは抵抗 R_1 を通じてマイナス電源端子(電圧 $=-E_1$)から

$$I_F = (E_1 - 1) / R_1$$
 (3.31)

という定電流 I_F が供給される。これが順方向バイアス電流 I_F であり,高速化のため 1 ~ 2 mA 程度が流れるように抵抗 $R_{_{\rm I}}$ を決めている。

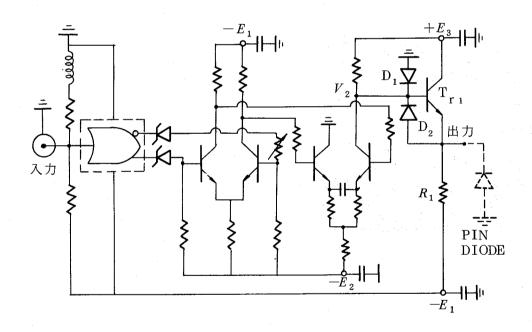


図3.9 PINダイオード駆動回路

次に,PINダイォードを順方向バイアスから逆方向バイアスにスイッチするときを考える。前に述べたように,この時にスイッチング時間を早めるためには,大量の逆方向回復電流 I_R を流す必要がある。図 3.9 の回路において,入力パルスが 0 " から "1" へ変わると,2 段目の差動増幅器の出力電圧 V_2 はマイナス電圧からプラス電圧に変わり,最終的にはプラス電源電圧+ E_3 になる。この場合には図 3.9 の最終段トランジスタ T_{r1}

は導通状態になり,エミッタ・ホロアとして正常に動作する。このため,この駆動回路の出力インピーダンスは減少し,定電圧駆動が可能になり,図 3.9 の駆動回路は順方向バイアス電流 I_F の数 $10\sim100$ 倍程度の逆方向回復電流 I_R を瞬間的に P I N ダイオードに流すことができ, P I N ダイオードの i 層中に蓄積されている電荷 q_F を瞬間的に消滅させることができる。なお,この"1"の状態における, P I N ダイオードへの逆方向印加バイアス電圧 V_R は,プラス電源電圧 $+E_3$ からトランジスタ T_{r_1} の最小コレクタ・エミッタ間電圧 0.9 V 程度を引いた値になる。この逆方向回復電流 I_R を測定するために,トランジスタ T_{r_1} のコレクタとプラス電源端子 $+E_3$ との間に 10 Ω の抵抗を挿入し,抵抗両端の電圧波形からこの逆方向回復電流波形を測定した。これを図 3.1 0 に示しており,この図よりこのエミッタホロワは瞬間的に約 1 4 0 mA の逆方向回復電流を駆動可能であることがわかる。

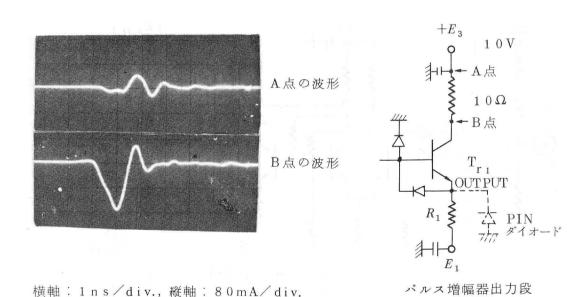


図 3.10 逆回復電流

3.5 PINダイオードおよびPINダイオード駆動回路の要求特性

PINダイオード位相変調器に要求される特性は(1)高速性,(2)高出力,(3)抵損失,である。これらの要求条件の定量的な値は対象となる通信方式によって異なる。しかし,位相変調器 各要求特性はPINダイオードおよびダイオード駆動回路の以下に述べる各特性によって決まる。

(1) 高速性 —— ダイオード逆回復時間 t_R 駆動回路立上り時間 駆動回路の逆方向回復電流 I_R ダイオード接合容量 C_j

(2) 高出力 —— ダイオード接合容量 C_j ダイオード逆耐圧 V_B 駆動回路の出力(逆方向電圧 V_R ,順方向電流 I_F)

(3) 低損失 — ダイオードの C_j R_s 積

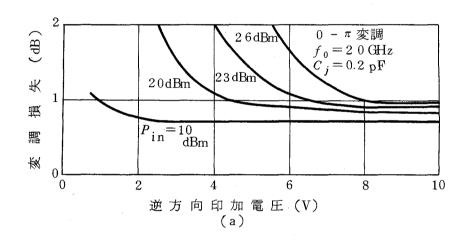
ここでは , $20\,\mathrm{GHz}$ 帯ディジタル 無線 中継装置に用いる位相変調器を例にとって ,PIN ダイオードおよび ダイオード駆動回路の要求特性を求める。この位相変調器 ($0-\pi$ 変調器) に要求される特性は表 3.1 に示した通りである。

表 3.1 20 GHz 帯無線中継装置用 0 - π 変調器の所要特性

項目		所 要 特 性	
変 調	速	度	2 0 0 MB
変 調	出	カ	2 5 dBm 以上
変 調	損	失	10 dB以下
立上	b 時	間	1.0 ns 以下
変調 位	相誤	差	±2°以内
変 調 振	幅 偏	差	0.2 dB 以内
出力パルン	ス・ジッ	・タ	0.2 ns以下

3.5.1 ダイオード駆動回路の特性

 以上は理論的に求めた値であるが,これを実験的に求めたのが図 3.11 (a)である。図 3.11 (a)は入力搬送波電力 $P_{\rm in}$ をパラメータにして ${\rm PIN}$ がイオード逆方向印加電圧と変調損失の関係を求めたものであり,この図に示すように搬送波電力 $P_{\rm in}$ の増加とともに変調損失は増加する。この実験結果より 2.6 dBm の搬送波入力を変調するためには ${\rm PIN}$ がイオードの逆方向印加電圧 V_R は 9 V程度必要であることが実験的にも明らかになった。この値は上述の理論的に推定した値 1.0 Vとほぼ一致する。



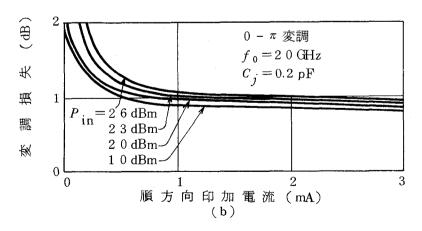


図3.11 変調損失の逆方向印加電圧および順方向印加電流 とに対する依存性

次にPINダイオード順方向印加電流 I_F は式(3.29)のピーク電流 I_p から直接には求まらない。すなわちPINダイオードは i 層中のキャリア・ライフタイム τ が長いため導通時に小さいバイアス電流 I_F で大きな高周波電流を通すことができることが特徴であり,ダイオードを流れる搬送波ピーク電流 I_p は数百 mA と大きくても小さいバイアス電流 I_F を通すことによりPINダイオードをRF信号に対して導通状態を保てる。すなわち3.2 節で述べたように,式(3.3)で示した関係式が成り立てば導通状態になる。図3.8 より,入力搬送波電力 P_{in} が 2.6 dBm で $C_j=0.2$ pF のときは,ピーク電流 I_p は約3.00 mA になる。このPINダイオードのライフタイム τ は後で述べるように,約3.00 mA になる。そこで,これらの値および $f_0=20$ CHz を式(3.3)に代入すると,必要な I_F は約1.5 mA であることが理論的に推定できる。

しかし、この理論的推定値の基になる式(3.3)はそれ程正確な理論式ではないので、実験的検討を行った。その結果は図3.11(b)に示す通りでありパラメータは図3.11(a)の場合と同じである。

以上は駆動回路の出力振幅について述べたが,これの出力パルスの立上り時間はPINダイオードのスイッチング時間と共に変調波の立上り時間にそのまま対応するため,変調器出力波の立上り時間が1 ns 以下になるためには,この駆動回路出力パルスの立上り時間は1 ns 以下であることが必要となる。

駆動回路に要求される特性をまとめると表 3.2 に示す通りである。

表 3.2 PINダイオード駆動回路に要求される特性

逆回復電流	出力パル	出力立上り時間	
I_R	逆方向電圧 V_R 順方向電流 I_F		
1 4 0 mA	9 V 1.5 ~2 mA		1.0 ns

3.5.2 PINダイオードの所要特性およびその測定法

PINダイオード駆動回路が前節で述べた特性を有すると仮定して,PINダイオードに要求される特性を求め,併せてそれらの特性の測定法について述べる。PINダイオードの良さを評価するための特性としては接合容量 C_{j} ,ダイオードのQ (\propto $1/C_{j}$ R_{s}),逆回復時間 t_{R} および逆方向耐圧 V_{B} がある。

また逆方向耐圧 V_B はこの搬送波のピーク電圧 V_p の2倍すなわち20 V程度あれば良いが,実際に得られるP I Nダイオードの V_B は45 V程度もあるため,余裕を考えてP I Nダイオードの規格としては V_B を30 V以上とした。

ダイオードのQすなわち $1/\omega_0 C_j R_s$ は要求される変調損失によって決まる。Q

と変調損失との理論的関係は式(3.1.8)に示した通りであり,この式から $0-\pi$ 変調器について考えると変調損失を1.dB 以下にするには搬送周波数 f_0 が 2.0 GHz_i の時には C_iR_s は 4×10^{-13} 以下が必要であることがわかる。

ところで,PINダイオードを導波管中にマウントし $0-\pi$ 変調器を構成し,搬送周波数でこのマウントのQを測定し C_j R_{sRF} を算出したものと,周波数1 MHz で測定した C_j と直流測定の残留直列抵抗 R_{sDC} とによる C_j R_{sDC} を比較したものが図3.13である。両者の値は約5 倍の差があるがほぼ比例関係にあり,直流測定の C_j R_{sDC} により超高周波(搬送波)帯の C_j R_{sDC} がほぼ求まる。PIN ダイオードの製造工程における検査において高周波帯でのQを測定することは時間および価格の点で困難であり,DC 帯の測定の品質が評価できることが望ましい。

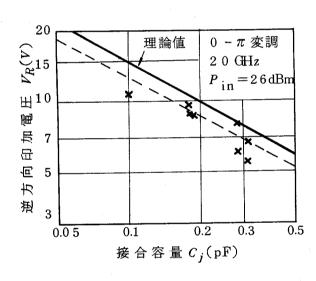


図3.12 逆方向印加電圧と接合容量の関係の実測値

図 3.1 3 $C_j R_{sRF} & C_j R_{sDC} &$ との関係の実測値

この図から $C_j R_{sRF} = 4 \times 10^{-13}$ は $C_j R_{sDC} = 9 \times 10^{-14}$ にほぼ等価と考えられる。また, $C_j R_{sDC}$ と変調損失との関係を実験的に求めた結果を図 3.14 に示す。この

式(3.18)に示した理論値および図 3.13,図 3.14 の実験結果から,変調損失を $1.0\,\mathrm{dB}$ 以下にするには C_{j} R_{sDC} を 8.5×10^{-14} 以下にする必要があることがわかった。

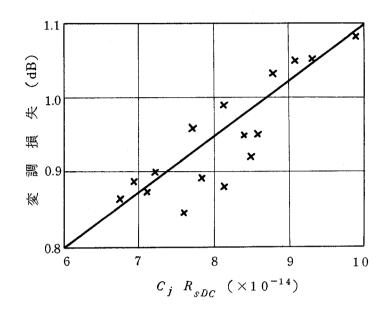


図 3.14 変調損失と $C_{j}R_{sDC}$ との関係の実測値

最後に高速変調器に用いる P I N \mathscr{S} イオードの特性で最も重要な特性は 3.4 節で述べたようにこれの逆回復時間 t_R である。この t_R も正確には P I N \mathscr{S} イオードを導波管中にマウントし,かつ実際に用いる変調器駆動回路で駆動して測定しなければならない。しかし,この測定を P I N \mathscr{S} イオードの製造工程で行うことは不可能である。すなわち,この測定を P I N \mathscr{S} イオードをマウントに出し入れすることによる特性の再現性も期待できず,かつ非常に高速の測定となるため測定が不正確になる。ところで,3.4 節で述べた P I N \mathscr{S} イオードの逆回復時間 t_R と駆動回路の順方向電流/逆方向電流(I_F I_R)との間には式(3.30)に示した関係が成り立ち,i 層中のキャリア・ライフタイムでが一定であるならば,逆回復時間 t_R は, I_F I_R がより大きな状態においてはより低速になる。この性質を利用した測定法を用いれば, t_R はより低速状態で測定できるから,正確な測定が行える。図3.15は2つのダイオードについて, I_F I_R を変えた時における逆回復時間 t_R の測定値を実験的に求めたものである。両者とも I_F I_R と t_R とはほぼ比例関係にあり,式(3.30)は

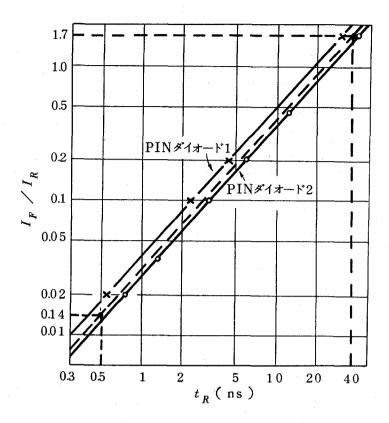


図 3.15 I_F $/I_R$ と t_R との関係

さて,位相変調出力波の立上り時間はPINダイオードのスイッチング時間およびダイオード駆動回路の立上り時間に依存するため,1 ns 以下の立上り時間を持つ位相変調器を全体として実現するためには,ダイオードだけのスイッチング時間としては 0.5 ns 以下にすることが望ましい。 $I_F / I_R = 0.014$ の駆動回路を用い 0.5 ns のダイオード・スイッチング時間を実現するには, $I_F / I_R = 1$ 0mA/6 mA の時の逆回復時間で 40 ns 以下のPINダイオードを用いれば良いことが図 3.15 より分かる。この時の i 層のキャリア・ライフタイム T は 30 ns T である。

以上述べた 20 GHz 帯ディジタル無線中継装置に用いる PINダイオードの所要特性 は表 3.3 に示すようになる。この規格は 20 GHz 無線方式に用いるダイオードの規 格であるが,他の方式に用いるダイオードの規格も上に述べたと同様の手法を用いれ ば求めることができる。

表 3.3 20 GHz 帯高速位相変調器用PINダイオードの規格

項目	規格	測 定 条 件
送 耐 圧 V _B	30 V以上	逆電流 = 1 0 μA
接合容量 С j	0.18~0.36 pF	$f = 1 \mathrm{MHz}$, $V_R = 1 0 \mathrm{V}$
C _j R _s 積	8.5×10 ^{→4} 以下	$R_s \cdot I_F = 4.0 \text{ mA}$ ・メルス幅 = 350 μ s
逆回復時間 t_R	40 ns 以下	$I_F = 10 \mathrm{mA}$, $I_R = 6 \mathrm{mA}$, $R_L = 50 \Omega$

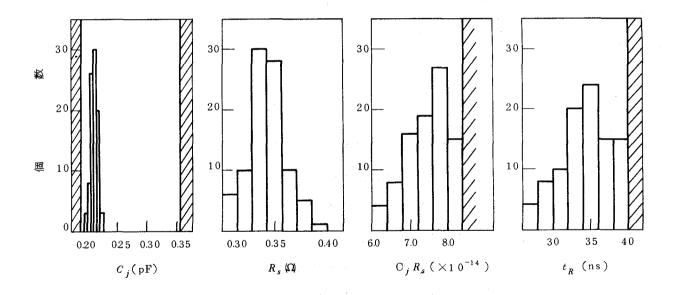
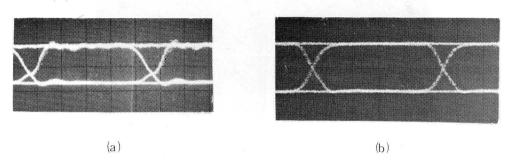


図3.16 試作PINダイオードの特性の分布

3.6 反射型 0 - π 変調器の実験結果

3.5節に示した要求条件を満足するPINダイオード(1SV48)を用い $^{(37)}$, 駆動回路として図3.9に示した回路を用いた場合の反射形 $0-\pi$ 変調器の実験結果を図3.17に示す。



横軸: 1 n s / d i v.

図 3.17 (a) 駆動回路出力のアイパターンと(b) 同期検波して観測した $0-\pi$ 位相変調波のアイパターン

図 3.17 は変調速度 200 MB で変調パターンとしてM系列パターンを用いて変調を行った時のアイパターンであり,(a) は駆動回路出力波形で,(b) は反射形 $0-\pi$ 変調器出力波形(RF帯で同期検波して観測)である。

図 3.17 (a) に示したように本駆動回路の立上り時間,およびジッタは1 ns および 0.2 ns 以下である。また,逆方向回復電流 I_R は前述の図 3.10 に示したように140 mA であり,順方向電流 I_F は図 3.9 の回路定数 (E_1 -1) / R_1 より求まる値で,1.8 mA である。駆動回路のこれらの特性は表 2 の要求特性を満足していることが確認できた。

また、この試作 0 -π変調器の最大変調出力および変調損失はそれぞれ 2 5 dBm および 0.8 dB であり、またその立上り時間は図 3.1 7 (b) からかかわるように 0.7 ns 程度であった。駆動回路出力より変調出力波の立上り時間が高速である理由は、PINダイオードの変調特性の非線形性(リミッタ特性)により、駆動パルスの立上り時間より位相変調された搬送波パルスの立上り時間がスピードアップされたためと、図 3.1 7 (a)の波形では印加パルスに対する PINダイオードの不整合のために、PINダイオード印加パルス波形だけでなく反射パルス波形を重畳して観測しているためである。実際の PIN ダイオード印加パルス波形が重畳して観測しているためである。実際の PIN ダイオード印加パルス波形の立上り時間は図 3.1 7 (a)で観測される値 1 ns より若干速いものと思われる。

またこれらの過渡ベクルト軌跡は図3.18に示したようにほぼ直線的に変化し,直交干

渉はほとんど生じていないことがわかる。この特性は後で述べる4相位相変調の場合非常 に有利になる。

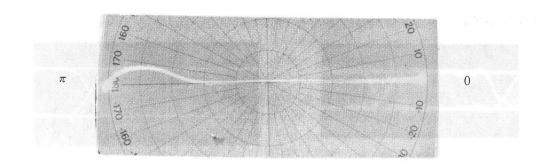


図 3.18 PINダイオード0-π変調器の過渡ベクトル軌跡

3.7 4相位相変調器の構成と特性

4相位相変調器の構成法には,並列形と直列形の2通りがある。ここでは,それぞれに ついて実験的検討をした結果を述べ両者の比較検討を行う。

3.7.1 並列形 4 相位相変調器

並列形4相位相変調器は、図3.19に示すように2つの反射形0-π変調器とハイ ブリッド結合器(マジックT,3 dB 方向性結合器等)および2つの反射形0-π変調 器の間に π / 2 の位相差を生じさせるための移相器からなる。

このような構成を持つ並列形 4 相位相変調器の特性を確認するため 0 - π 変調器と して前節で述べたものを用い、ハイブリッド結合器としてマジックTを用いて試作を行 い,種々の特性を測定した。試作変調器の外観図を図3.20に示す。

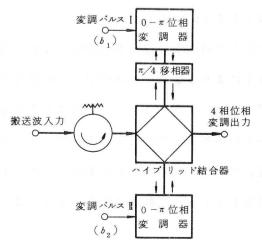
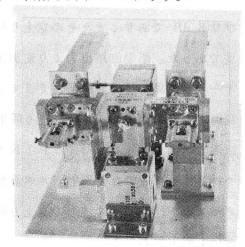


図3.19 並列形4相変調器の構成図 図3.20 並列形4相位相変調器



4 相位相変調器の良否を決定する評価法の1つとして,過渡ベクトル軌跡を測定することが有用である。 $^{(40)\sim(42)}$ この過渡ベクトル軌跡により変調器自身で生ずる直交干渉の大小が判定でき,また検波面の違いで復調波形が異なるかどうかも判定できる。すなわち,搬送波の位相ベクトル平面において4つの変調位相ベクトル(0 , $\pi/2$, π , $3\pi/2$)間を全て直線的に変化する場合が最も望ましいく,位相変換点における直交干渉が零になる。 $^{(40)\sim(42)}$ 試作並列形 4 相位相変調器を 4 0 0 Mb/s の情報速度で動作させた場合の 4 相位相変調波のベクトル軌跡を実験により測定した結果を図 3.21に示す。図 3.21に示したように,この変調器の過渡ベクトルは全ての位相変化に対してほぼ直線的に変化している。このため検波面の違いによって復調波形が違うということはほとんどなく,かつ変調器自体によって生ずる直交干渉もほとんどないことがわかる。

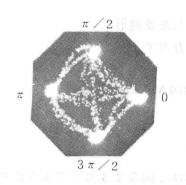
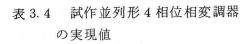
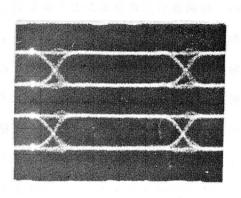


図3.21 並列形4相位相変調器の過渡ベクトル軌跡

図 3.22 には,並列形 4 相位相変調器を情報速度 400 Mb/s ,搬送波入力 29 dBm で動作させた場合に得られる 4 相位相変調波を R F 帯で同期検波して観測した波形を示す。この波形からも,試作,並列形 4 相位相変調器の変調出力波形は検波面によるアイ・パターンの違いが生じないことが明らかである。また過渡ベクトル軌跡が比較的直線的に動くため,過渡特性によるジッタも少なく約 0.2 ns であり,かつ 10% 0.2 ns であり,かつ 0.2 ns であり,かつ 0.2 ns 程度が得られた。 0.2 相位相変調損失はマジック T により搬送波電力を,分配,合成するために原理的に 0.2 dB あり,かつダイオード変調器自体の損失 0.2 dB を含めると全体で 0.2 dB 程度ある。また歪や変調位相誤差を生じない最大出力電力は 0.2 dB を含めるであった。 0.2 + 0.2 での温度変動による変調位相誤差は小さく 0.2 ものた。 0.2 であった。 0.2 で 0.2 以内であった。 0.2 で 0.2 には試作並列形 0.2 相位相変調器特性を示す。





横軸: 1 n s / d i v.

項目	得られた特性
変 調 損 失	4. 0 dB
最大出力	2 5 dBm
立上り時間	0.7 ns
変調位相誤差*	2.5°以内
変調振幅偏差*	0.25 dB 以内
出力パルス・ジッタ	0.2 ns 以下

*+5 ℃~+6 0 ℃

図 3. 2 2 同期検波して観測した並列形 4 相位相変調器出力のアイパ ターン (ビットレート: 400 Mb/s)

3.7.2 縦続形4相位相変調器

縦続形 4 相位相変調器は,図 3.23 に示すようにサーキュレータ 2 つと反射形 $0-\pi$ 変調器と,反射形 $0-\pi/2$ 変調器で構成される。

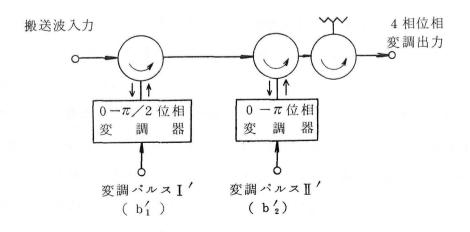


図3.23 縦続形4相位相変調器の構成図

試作した縦続形 4 相位相変調器は,図 3.24 に示されており,これに用いた $0-\pi$ 変調器は前節で述べたものであり, $0-\pi/2$ 変調器はそれを調整したもので変調ダイオードとマウント部は $0-\pi$ 変調器と同一のものを使用している。

この変調器についても,種々の特性を測定した。図 3.25 は過渡ベクトル軌跡であるが,この縦続形の場合には,図 3.21 に示した並列形の場合に比べて複雑なベクトル変化をしており,深い切れ込みが生じている。特に $0-3\pi/2$ の位相変化においてこの傾向が強く表われている。この位相変化における直線的変化からのずれは,復調出力において 2 復調信号間における直交干渉を生じさせ,立上り時間およびジッタの増大を生じさせる。(40)~(41)

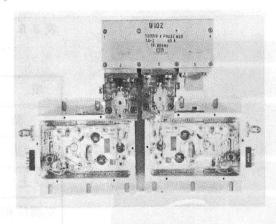
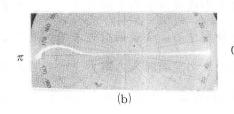


図 3. 2. 4 縦続形 4 相位相変調器

/ Z



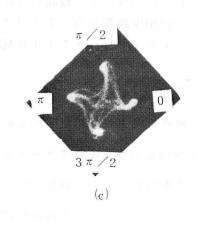
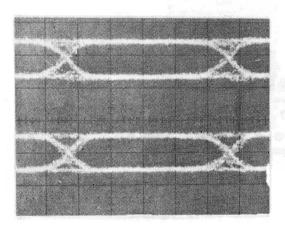


図3.25 縦続形4相位相変調器の過度ベクトル軌跡

- (a) $0-\frac{\pi}{2}$ 位相変調器出力(低速)
- (b) $0-\pi$ 位相変調器出力(低速)
- (c) 4 相位相変調器出力(ビットレート200Mb/s)

図 3.26 は,これを 400 Mb/s ,搬送波入力 27 dBm で動作させた場合に得られる 4 相位相変調波形を同期検波して観測した波形である。この検波波形は,前述したように直交干渉のためジッタが増加しており並列形の 2.5 倍の約 0.5 ns 程度あった。また,立上り時間は 1.0 ns 程度であり,これも並列形のそれと比べ悪い。しかし,変調損失は,縦続形ではハイブリッドによる 3 dB の損失がなく,サーキュレータ(総計 5 ポート)の挿入損失だけであり,試作器でもこの値は 2.0 dB という小さい値であった。さらに温度変動による変調位相誤差は 2.0 dB という非常に小さい値であった。表 3.5 に試作縦続形 4 相位相変調器の特性を示す。



横軸: 1 n s/div.

表 3.5 試作縦続形 4 相位相変調器 の実現値

項目		得られた特性		
変	調	損	失	2.0 dB
最	大	出	力	2.5 dBm
立	上	り時	間	1.0 ns
変調位相誤差*		± 1.5° 以内		
変調振幅偏差*		0.2 dB 以内		
出力パルス・ジッタ		0.4 ns		

図 3.26 同期検波して観測した縦続形 4 相位相復調器出力のアイパターン (ビットレート: 400 Mb/s)

3.7.3 並列形と縦続形の比較

前述したように,並列形と縦続形ではその構成法から(前者はマジック T あるいは 方向性結合器,後者はサーキュレータを使用する。)変調損失に差が生じ,並列形の 方が縦続形よりも変調損失が大きい。そのため変調器入力電力一定で考えると変調器 の出力は並列形の方が縦続形に比べ約2 dB 程度小さくなり,縦続形の方が有利にな る。

このように変調損失の点では縦続形が優れている。しかし図3.21と図3.25の過渡ベクトル軌跡からわかるように,並列形は縦続形に比べて過渡ベクトル軌跡におけ

る深い切れ込みが生じないため,変調器による直交干渉はほとんどない。また,並列 形過渡ベクトルは,比較的直線的に動くため,過渡特性によるジッタも少なく,かつ 10%-90%評価の変調パルス立ち上り時間は並列形の方が縦続形より短かくなる。 そのため変調速度が300MB以上での使用では,並列形の方が優れている。

また変調位相 θ_m^n と復調盤再生出力パルス(b_2^n , b_1^n),並列形および縦続形変調器入力パルス($b_2'^n$, $b_1'^n$)との間には表 3.6 (a), (b), (c)に示すような関係がある。表のように、縦続形変調器では復調盤出力パルスと変調パルスとは完全に一致しないため復調盤との間に符号変換回路が必要であるのに対し、並列形では復調盤出力パルスと変調パルスの関係は同じであるためこれが不要で回路構成が簡単である。

表 3.6 変調位相 θ_m^n と 2 つの変調パルス信号 ($b_2^{\prime n}$, $b_1^{\prime n}$) の関係

(a) 復調器出力パルス

0.70	復調器出力パルス		
θ_m^n	b^n_2	b_1^n	
0	0	0	
$\pi/2$	0	1	
π	1	1	
$3\pi/2$	1	0	

(b) 並 列 形

入力パルス		0.70
b' ₂ ⁿ	$b_1^{\prime n}$	θ_m^n
0	0	0
0	1	$\pi/2$
1	1	π
1	0	$3\pi/2$

(c) 縦 続 形

入力/	o n	
$b_2^{\prime n}$	$b_1'^n$	θ_m^n
0	0	0
0	1	$\pi/2$
1	0	π
1	1	$3\pi/2$

以上を総合して,変調器入力を一定にした時の比較を表 3.7 に示す。この表では各項目に対して縦続形と並列形を比較して優れている方に〇印を付した。

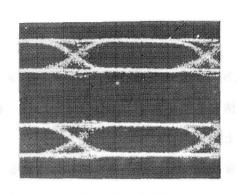
表 3.7 縦続形と並列形との比較

項目	並列	形縦続	形
変 調 出 力		(2dB)	0
変調 損失		(2dB)	0
変調位相調差			
出力パルス・ジッタ	0	<	
立上り時間	0	<	
直交干涉	0	<	
消費電力	0	<	
信 頼 度(FIT)	0	<	
経 済 性	0	<	
符号変換回路とIC	0	不要要	
用電源		小女女	

3.7.4 4相位相変調器の高速動作

試作4相位相変調器では駆動回路の工夫により,情報速度400 Mb/s では十分な特性を有し,特に並列形4相位相変調器はより高速変調が可能なことが確認できた。そこで高速性の限界を調べるため並列形4相位相変調器を用いてより高速の実験を行った。

図3.27には情報速度800 Mb/s (変調速度400 MB),入力電力26dBmの時の本試作並列形変調器により得られた4相変調波の復調波形を示す。図3.27に示すように,情報速度800 Mb/s においても大きな波形劣化は観測されず,並列形の4相位相変調器はこの程度の高速においても十分正確な動作をすることが確認できた。



横軸: 0.5 n s/div.

図 3.2 7 4 相位相変調波のアイパターン (ビットレート: 800 Mb/s)

3.8 むすび

 $2~0~\mathrm{GHz}$ 帯の高速 $4~\mathrm{Hol}$ 相位相変調器として,スイッチングダイオードに $P~\mathrm{I}~\mathrm{N}$ ダイオードを用いかつこれの駆動回路を工夫することにより,従来困難であった $P~\mathrm{I}~\mathrm{N}$ ダイオードの高速動作($8~\mathrm{O}~\mathrm{O}~\mathrm{Mb/s}$)を可能にし,またその出力電力も $2~\mathrm{f}~\mathrm{dBm}$ という高出力が得られ,かつ変調器自体で生ずる直交干渉をほとんど生じない変調器が実現できた。

また,このような大電力で高速スイッチングダイオードとして用いる PINダイオードの要求特性を明らかにした。さらにダイオードの評価を明らかにするためこの特性の測定においても RF帯でかつ高速変調時における測定を行なわなくても,DC帯でかつ低速時における測定を行うことにより,20~GHz 帯高速スイッチング用PINダイオードの評価ができる測定法を明らかにすることができた。

更に,並列形と縦続形の2つの構成法について比較検討を行い並列形は変調損失の面で縦続形に劣るが,立上り時間,直交成分の減少,ジッタ等の点で縦続形より優れていることが確認できた。実験結果では縦続形は800 Mb/s で動作させた場合かなり波形特性に劣化が生じるが,並列形は十分動作し特性劣化は認められず,良好な特性が得られた。しかし,400 Mb/s においてはいずれの構成法においても十分良好な特性をしていることが確認できた。

第4章 変調器不完全性の影響

4.1 まえがき

 $20\,\mathrm{GH}\,\mathrm{z}$ 帯無線中継方式の位相変調器として, $\mathrm{PIN}\,$ ダイォードを用いた RF 帯直接 4 相位相変調器について検討してきた。この結果 $400\,\mathrm{MB}\,$ 程度の変調速度で十分動作し良好な結果が得られることが確認されている。(31)~(35)

しかし、このような変調器でも、通信品質を劣化させるようなパルス波形の劣化は、伝送路特性によるのみでなく、変調器の過渡特性(位相変調器に用いるダイオードの特性および変調器の構成法により異なる)も問題になるため 最近変調器の過度特性についての検討が実験的にまた理論的に行なわれている。(40)(41)(43)(44)

これらの検討から、ダイオードの過渡軌跡がコンダクタンス変化するダイオードを用いた場合のほうが、サスセプタンス変化するダイオードを用いた変調器よりも通信品質におよぼす影響は少ないこと、および4相位相変調器を並列接続で構成する場合と縦続接続で構成する場合とでは、縦続接続の方が伝送特性が劣化することがわかってきた。

本章においては、前節で述べたコンダクタンス変化に近い過渡特性動作をする PIN ダイオードを用いた 4 相位相変調器を用いる場合について、次のような条件のもとで計算し、変調器立ち上り時間および伝送路ひずみとアイアパーチャ劣化量との関係を明らかにし、変調器および伝送路に要求される特性を理論的に求めた。(42)

- (1) 伝送信号は、コンダクタンス変化する PIN ダイオードの過渡特性を考慮した 4 相位 相変調パルス列とする。
- (2) 伝送路の総合振幅特性はガウス形とし1次振幅ひずみを考慮する。
- (3) 遅延ひずみは1次と2次遅ひずみを考える。

また、これらの応答波形を求める解析法として、搬送波帯でなく伝送系は全て線形であるという仮定のもとでベースバンド帯で処理する簡単な計算法を用いることにより、計算時間を短かく、精度の高い解析を簡単に行うことができた。

- 4.2 位相変調信号過渡特性の計算モデル
 - 4.2.1 過渡ベクトル軌跡と過渡パルス波形

PIN ダイオードはその構造からして,印加電圧を順方向に変化した時のインピー ダンス変化はほぼコンダクタンスのみの変化に近い軌跡を示す。しかし,変調速度 200 MBという高速でダイオードをON, OFF する高速位相用のダイオードとして PIN ダイオードを使用すると、PIN ダイオードの i 層は数 μ m と非常に薄くなり接 合容量 C_j がかなり大きくなり、かつ印加電圧により若干変化するため、かならずしも純コンダクタンス変化をしない。PIN ダイオードを用いた $0-\pi$ 変調器と $0-\pi/2$ 変調器とを比較的低速で動作させたときのインピーダンス軌跡は前章の図 3.25 (a) と 0)にそれぞれ示されてある。

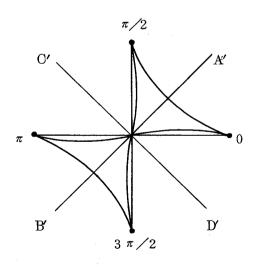


図 4.1 検波面の定義

縦続形4相位相変調器の過渡ベクトル軌跡は立ち上り時間内(10%~90%)では,

ほぼ等速に動いているものと仮定し、これを 9 点等間隔にサンプリングして入力データとした。以上の条件のもとで縦続形 4 相位相変調器が 4 相動作を行なった場合の過渡ベクトル軌跡を計算した結果を図 4 2 に示す。また、図 4 2 をもとにして、計算して求めた A' B' 面と C' D' 面で同期検波した時の検波波形を図 4 3 に示す。この計算した波形は、実験により求めた図 3 2 6 と良く一致しており、この過渡ベクトル軌跡のシミュレーションが正しいことが確認できた。

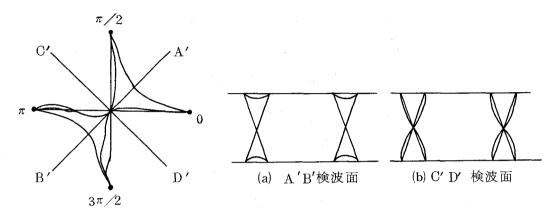


図 4.2 縦続形 4 相位相変調器の 過渡ベクトルの計算モデル

図 4.3 4 相位相変調波の同期検波形

図4.2から明らかなように、 $0\longleftrightarrow\pi/2$ と $\pi\longleftrightarrow3\pi/2$ に比べて $0\longleftrightarrow3\pi/2$ と $\pi/2\longleftrightarrow\pi$ のベクトル変化は原点まで深く切れこんでいる。このため A' B' 面と C' D' 面で検波した時のベースバンド波形は異なり図4.3 (a) と lo に示すようになり、過渡時に $0\longleftrightarrow3\pi/2$ と $\pi/2\longleftrightarrow\pi$ の位相変化によるインパルス状のバルス波形が生じ、このため後述するように伝送路ひずみにより影響をうけアイ・バターンの劣化となる。なお、 $0\longleftrightarrow3\pi/2$ と $\pi/2\longleftrightarrow\pi$ の位相変化のとき、実験値は計算値に比べて切れ込みが少し浅くなっている。これは、高速時の位相変化が低速時のそれと若干異なることのほかに、測定系における帯域制限、検波器の非線形などの測定系の特性によるものと考えられる。さらに高速変調時の過渡ベクトル軌跡は低速時特性から計算したそれとほぼ同じであるが、ON からOFF ($0\to\pi/2$ または $0\to\pi$)の時の過渡ベクトル軌跡とOFF からON ($\pi/2\to0$ または $\pi\to0$)の時のそれには多少の相違がある。このため、 $0\to\pi/2$ 、 $0\to\pi$ 以外の合成されてできる過渡ベクトル軌跡でもON→OFFとOFF→ONの位相変化に違いがみられる。これは、高速時の位相変化が低速時のそれと異なるためと考えられる。しかし、計算では簡単のためON から

OFF への過渡ベクトル軌跡とOFF からON への場合のそれは同じ軌跡とし、ベクトル軌跡も図2の低速時のそれを用いることにする。

4.2.2 波形応答

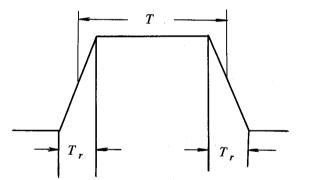
変調された搬送波パルスS(t)は

$$S|(t) = A(t) \cdot e^{j\left(\omega_0 t + \theta(t)\right)} \tag{4.1}$$

で表わせる。ことで,A(t), $\theta(t)$ および ω_0 はそれぞれ変調された搬送波パルスの振幅変化,位相変化および角周波数である。なおパルス波形は図 4.4 に示したように周期 T と立ち上り時間 T_r を持つ。式(4.1)で定義された変調波パルスS(t) をフーリエ変換する。

$$G(\omega') = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) e^{-j\omega' t} dt$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} A(t) e^{-j\theta(t)} e^{-j(\omega' - \omega_0) t} dt$$
(4.2)



T :パルス周期

図 4.4 パルスの定義

式 (4.2) で表わされる信号を入力信号とし、伝 送 路 の 特性 を $W(\omega')$ とすると受信スペクトラム $A(\omega')$ は次式となる。

$$A(\omega') = W(\omega') \cdot G(\omega') \tag{4.3}$$

受信応答波形 X(t)は

$$2\pi X(t) = \int_{-\infty}^{\infty} W(\omega') \cdot G(\omega') e^{j\omega't} d\omega'$$

$$= \frac{1}{2} \int_{-\omega_{0}-\omega_{a}}^{\omega_{0}+\omega_{b}} W(\omega') \cdot G(\omega') \cdot e^{j\omega't} d\omega'$$

$$+ \frac{1}{2} \int_{-\omega_{0}-\omega_{b}}^{-\omega_{0}+\omega_{a}} W^{*}(-\omega') \cdot G^{*}(-\omega') e^{j\omega't} d\omega'$$

$$= \frac{1}{2} \int_{-\omega_{a}}^{\omega_{b}} W(\omega+\omega_{0}) \cdot G(\omega+\omega_{0}) e^{j(\omega+\omega_{0})t} d\omega$$

$$+ \frac{1}{2} \int_{-\omega_{a}}^{\omega_{b}} W^{*}(\omega+\omega_{0}) \cdot G^{*}(\omega+\omega_{0}) e^{-j(\omega+\omega_{0})t} d\omega$$

$$(4.4)$$

ととで

$$G(\omega + \omega_0) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) e^{-j(\omega + \omega_0)t} dt$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} A(t) e^{j\theta(t)} e^{-j\omega t} dt = G_1(\omega)$$
(4.5)

とする。 $W(\omega+\omega_0)\cdot G(\omega+\omega_0)$ を ω_0 だけ平行移動したものを $W_1(\omega)\cdot G_1(\omega)$ とすると次式となる。

$$\begin{split} 2\pi X(t) &= R_e \left\{ \int_{-\omega_a}^{\omega_b} & W_1(\omega) \cdot G_1(\omega) \ e^{j\omega_t} \ d\omega \right\} \cos \omega_0 \ t \\ &+ I_m \left\{ \int_{-\omega_a}^{\omega_b} & W_1(\omega) \cdot G_1(\omega) \ e^{j\omega_t} \ d\omega \right\} \sin \omega_0 \ t \end{split} \tag{4.6}$$

式(4.6)の第1項は同期検波して得られた同相成分,第2項は干渉波成分(直交成分)を表わしている。ところで式(4.5)からわかるように $G_1(\omega)$ は式(4.1)のキャリア周波数が零になったもの,つまり ω_0 だけ中心周波数を平行移動したものと考えられるフーリエ変換である。

以上のことから,伝送系は全て線形であると仮定して実際の計算はベースパンドで行うこととする。実際の計算手順を図4.5 に示す。この図に従って計算手続を説明する。まず式(4.5)に用いる時間領域の波形A(t)は式(4.1)でキャリア周波数帯での包絡線波形を考えればしてある。過渡時における式(4.1)の振幅,位相とも実際には,PIN ダイオードに印加される電圧によって変化するのであるが,前述

の検討結果により、過渡時間内で9点サンブリングして(STEP1)STEP2に示すようにA'B'面とC'D'面への写影で過渡時の時間領域でのバルス波形を表わす(STEP3)。このようにして6つの位相変化に対して、A'B'面とC'D'面への写影を作りこれらの組み合せにより全てのバルスパターンを作る。これら2系列の時間領域でのバルスを周波数領域で表わし(STEP4)、それぞれに伝送路特性W(ω)〔式(4.7)で表わす〕とかけ合せ(STEP5)、式(4.6)の繰作を行いA'B'チャンネルとC'D'チャンネルのそれぞれの同相成分と直交成分を求め、A'B'チャンネルの同相成分に直交干渉成分としてC'D'チャンネルの直交成分を加え、A'B'チャンネルのアイバターンを得る。C'D'チャンネルのアイバターンについても同様の、操作を行い(STEP6)、A'B'とC'D'チャンネルそれぞれの時間領域アイバターンを得る。またSTEP6でA'B'とC'D'の直交性を保ったままで検波面を回転させることにより変調位相誤差のある場合の波形応答も求められる。この手法を用いることにより入力データーは、0-π/2と0-πだけでよく、FFT(高速フーリエ変換)を使用する際の考え方がRF 周波数帯で行うよりも考え方が容易であり、計算時間も短縮でき、計算精度がよくなると考えられる。

4. 2. 3 伝送路特性

伝送路特性 $W_1(\omega)$ は,その振幅特性をガウス形と仮定し,遅延ひずみとして1 次遅延ひずみと2 次遅延ひずみを考えると次式となる。

$$W_{1}(\omega) = (1 + A_{1} \frac{\omega T}{2\pi}) e^{-\left\{\left(\frac{\ln 2}{2}\right) \left(\frac{\omega}{\pi B}\right)^{2} + j\phi(\omega)\right\}}$$

$$(4.7)$$

$$\phi (\omega) = 2\pi \left\{ \frac{1}{2} D_{1} \left(\frac{\omega T}{2\pi} \right)^{2} + \frac{1}{3} D_{2} \left(\frac{\omega T}{2\pi} \right)^{3} \right\}$$
 (4.8)

ととでT はパルス周期,B/2 はガウス形伝送路の3 dB片帯域幅, ϕ (ω) は位相項である。 D_1 , D_2 はそれぞれ中心周波数からクロック周波数 f_{CL} だけ離れた周波数における正規化1次,2次遅延量(パルス周期Tで正規化)である。 A_1 は中心周波数から f_{CL} だけ離れた点における1次振幅ひずみ量である。

この計算においてパラメータとして使用した記号は次の値を示す。

BT : ガウス形フィルタの正規化 3 dB 両帯域幅(クロック周波数 f_{CL} で正規化) T_{∞} / T : 正規化変調器立ち上り時間(パルス周期T で正規化)

 D_1T , D_2T : 1 次, 2 次遅延量を 200 MHz で評価した値

 $A_{1\,\mathrm{dB}}$ ・ 1 次振ひずみ量を dB 表示した値

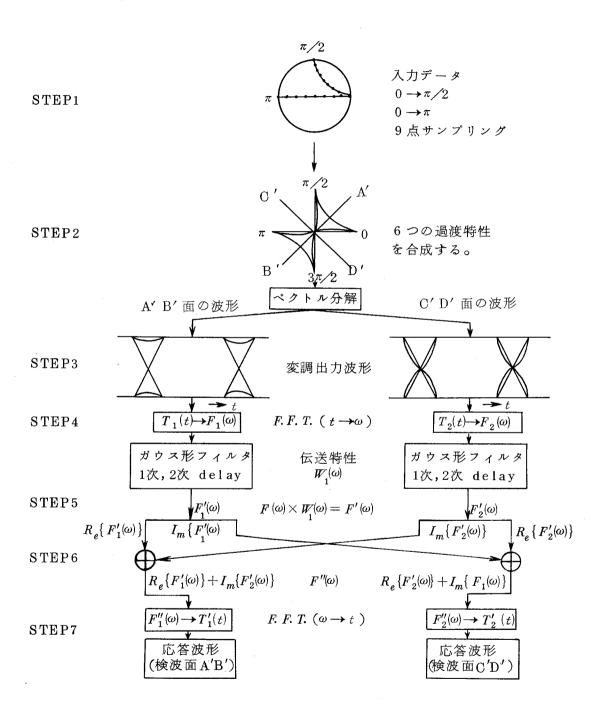


図 4.5 計算手順フローチャート

4.3 変調パルスの解析的検討

パルス幅がT である矩形パルスの周波数スペクトラム G_0 (ω) は、よく知られているように、

$$G_0(\omega) = T \frac{\sin \omega T/2}{\omega T/2}. \tag{4.9}$$

である。これは,立上り時間が零の場合のスペクトルであるが,実際の伝送パルスは有限の立上り時間を持つ。図 4.4 のように,立上り時間が T_r で,パルス幅が Tである台形パルスのスペクトル G_{T_r} (ω)を求めると次式のようになる。

$$G_{Tr}(\omega) = T \frac{\sin \omega T_r/2}{\omega T_r/2} \frac{\sin \omega T/2}{\omega T/2} \tag{4.10}$$

式(4.9)と(4.1~0)を比較すると明らかなように、台形パルスはパルス幅Tの矩形パルスを($\sin \omega T_r$ /2)/(ωT_r /2)なる伝達関数 W_{T_r} (ω)を有するフィルタに通した波形と等価である。この等価フィルタの $3\mathrm{dB}$ 片帯域幅を B_{T_r} /2とすると、これは、

$$\frac{B_{Tr}}{2} = \frac{0.44}{T_r} \quad (Hz)$$
 (4.11)

である。なお,上記 T_r はパルス波形が 0 % から 1 0 0 % になるまでの時間であるが 1 0 % から 9 0 % になるまでの時間を T_r とすると,上記 B_{Tr} は次式で表せる。

$$\frac{B_{Tr}}{2} = \frac{0.35}{T_r} \qquad (Hz)$$

変調器が線形である場合には、変調された出力搬送波パルスのスペクトルは、変調パルス・スペクトルを搬送周波数 ω_0 だけ中心周波数を平行移動したものとなる。並列形変調器かよび、縦続形変調器の A'B' 検波面は、ほぼ線形と考えられるので、この変調波を、ベースバンド周波数帯に変換した伝達関数が $W_1(\omega)$ である伝送路に通した後の検波波形は近似的に次式のようになる。

$$X(t) = 2\pi \int_{-\infty}^{\infty} G_{Tr}(\omega) W_{1}(\omega) e^{j\omega t} d\omega \qquad (4.13)$$

立上り時間 T_r の変調 パルスの等価フィルタ $W_{Tr}(\omega)=(\sin\omega T_r/2)/(\omega T_r/2)$ はガウス形フィルタではない。しかし,これを 3 dB 帯域幅が B_{Tr} /2 であるガウス形フィルタと近似的に見なす。また,伝送路の特性 W_1 (ω) として,3 dB 帯域がB/2 であるガウス形フィルタの特性を考える。そこで,式(4.1.3)から明らかなように,このような場合には,立上り時間が T_r である変調波の伝送後の検波波形は,矩形パルスで変調された変調波 $(T_r=0)$ を,次式で表わせる 3 dB 帯域幅 $B_{\rm eff}/2$ を持つガウス形フィルタに通した波形で近似できる。

$$\frac{1}{B_{\text{eff}}} = \sqrt{\left(\frac{1}{B}\right)^2 + \left(\frac{1}{B_{Tr}}\right)^2} \tag{4.14}$$

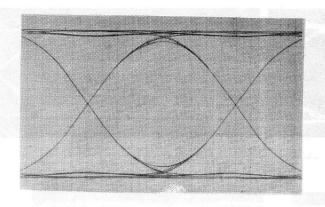
$$\frac{1}{B_{\text{eff}} T} = \sqrt{\left(\frac{1}{BT}\right)^2 + \left(\frac{T_r}{0.88T}\right)^2}$$
 (4.15)

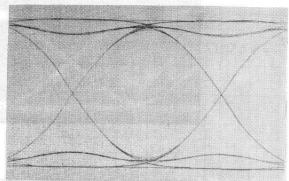
4.4 計算結果および考察

4.4.1 伝送ひずみがない場合の特性

(1) アイ・パターン

図 4.6 は理想的なBT=1 のガウス形伝送路における同期検波波形と考えられる。明らかに C'D' 検波面の応答波形は $0 \longrightarrow 3\pi/2$ と $\pi/2 \longrightarrow \pi$ の過渡ベクトル軌跡による影響が表われており、検波面が A'B' の場合と C'D' の場合ではそれぞれの応答波形が多少違うととがわかる。しかし、アイ・アパーチャの最悪を決めているのは A'B' 検波面、C'D' 検波面の場合とも"0"ー"1"ー"0"のパルス列の場合であることがわかる。 $f_{CL}=200\,\mathrm{MHz}$ 動作時における 4 相位相変調波パルスの復調波形を実験により求めたものを図 4.7 に示す。ただし、フィルタ には $B/2=70\,\mathrm{MHz}$ と $90\,\mathrm{MHz}$ の 5 段トムソン形通過フィルタを使用している。計算のアイ・パターンにおける軌跡と実験データにはよい一致がみられる。





(a) (b) $BT=1 \quad , \quad D_2=0 \quad , \quad D_2=0 \quad , \quad T_r / T=0.2$ $\boxtimes \ 4. \ 6 \quad \mathcal{T} \cdot 1 \cdot \mathcal{S} \cdot \mathcal{S} - \mathcal{V}$

(ii) アイ・アパーチャの劣化特性

伝送路の帯域幅 BT をパラメータにして,変調器の立上り時間 T_r と最悪アイ。アパーチャ(%)の値との関係を計算して求めた結果を図4.8 に示す。アイ・アパーチャは"0" 連続と"1" 連続の時のレベル差を10.0% としている。この図から, A' B' 検波面と C' D' 検波面の最悪アイ・アパーチャはほとんど同じであることがわかる。これは C' D' 検波面に発生する直交干渉は最悪アイ・アパーチャに影響を与えないことを示している。

変調器立上り時間 T_r は,伝送帯域幅 BT が大きいほど,同じ T_r でもアイ・アパーチャの劣化に大きい影響を与える。例えば,BT=1の場合には, $T_r/T=0.2$ になるとアイ・アパーチャは $T_r/T=0$ の時に比べて 1.5 % 劣化するが,BT=0.8 の場合には,同じ $T_r/T=0.2$ に対するアイ・アパーチャの劣化はわずか 0.7 % である。

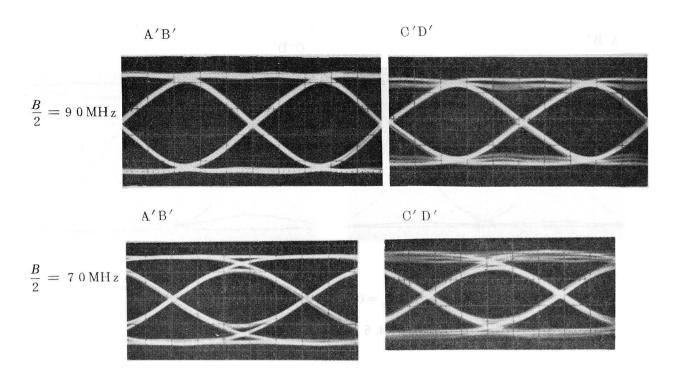


図 4.7 4 相位相変調波アイ・パターン (f_{CL}= 200MHz, T= 5 ns) 横軸 : 1 ns / div.

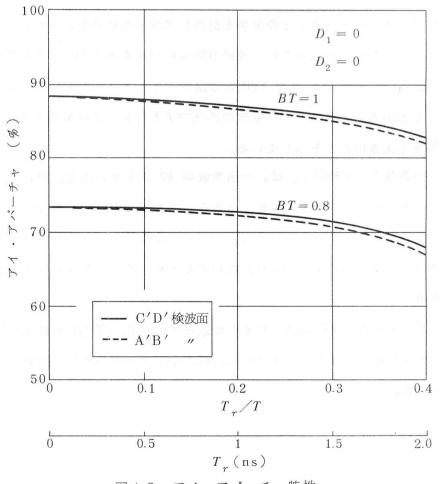


図4.8 アイ・アパーチャ特性

前 立上り時間劣化に対応する等価フィルタ

前節で解析的検討を行った変調パルスの立上り時間を等価ガウス形フィルタで近似する方法について、計算結果と比較して検討する。

式 (4.15) より,与えられた T_r/T に対して,BT をパラメータにして $B_{\rm eff}$ T が求まる。この $B_{\rm eff}$ T なる帯域を持つガウス形フィルタによるアイ・アパーチャは求められているので,それより近似的にアイ・アパーチャを求める。 このようにして求めたアイ・アパーチャの近似値と計算機で正確に求めた値とを比較して図 4.9 に示す。この図から明らかになるように 2 つの値はほぼ一致しており,変調器による立上り時間の増加は,式 (4.14) で表せる帯域を持つフィルタを挿入したことと近似的に見なさせることが確認できた。

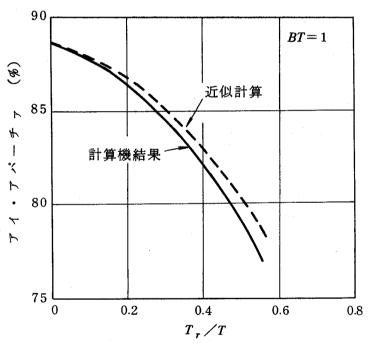


図4.9 近似計算によるアイ・アパーチャ特性

₩ 直交干渉

C'D'面で検波するチャンネルは"0"連続,"1"連続でも直交チャンネルに位相変化があれば図 4.6 (b) に示したようにアイ・アバーチャは劣化する。すなわち これが変調器で生ずる直交干渉である。これを図 4.10 に示す。変調器が理想的な場合,たとえば $T_r=0$ の場合でも一次遅延ひずみなどがあればこの図からわかる ようにこの直交干渉は生ずる。すなわち,直交干渉は本来伝送路の一次遅延ひずみ などで生ずるものであるが,変調器として縦続形を用いる場合には変調器自体がこの一次遅延ひずみを含んでいるのと等価である。この直交干渉は符号間干渉補償回路では補償できず,遅延等化器または直交干渉補償回路を用いなければ補償できない。しかし,このような補償は直交干渉が生じていない A'B'面に対して過補償になるため,この変調器による直交干渉は完全には補償できない。このため直交干渉量は小さい値にする必要がある。例えば $T_r/T \le 0.2$ にすれば,この値を8%以下におさえられる。

しかし、図46から明らかなように、この直交干渉によるアイ・アパーチャの劣化量は、最悪パターン(0,1,0)の時に生ずるアイ・アパーチャの劣化量とほぼ同じであるが、少し小さい。そとで、この直交干渉による誤り率の増加は、これがない時の2倍にはならない。このように、直交干渉による誤り率特性の影響はそれほど大きくはない。しかし、以上述べた事は、遅延ひずみが大きくない場合に言えることであり、遅延ひずみが大きくなると、この直交干渉の影響は大きくなり、誤り率特性を大きく劣化させる原因になる。また、符号間干渉補償を行った場合には、符号間干渉によるアイ・アパーチャ劣化は補償効果により約半分になるが、この直

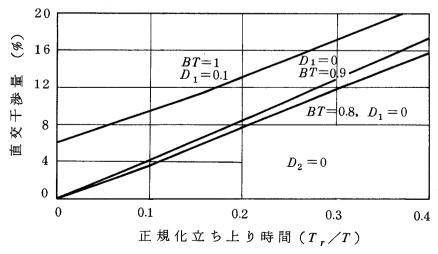


図 4.1 0 正規化立ち上り時間に対する直交干渉量

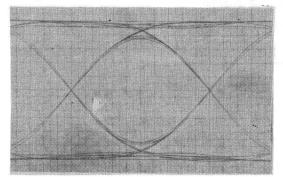
交干渉成分は補償されずに残るので,誤り率特性を支配する干渉量になる。この場合,変調器による直交干渉は重要な問題になる。

4.4.2 遅延ひずみのある場合の特性

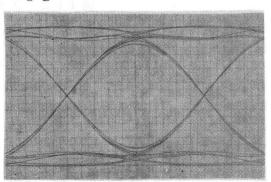
(i) アイ・パターン

図4.11に示すように、1次遅延歪のある場合の最悪アイ・パターンは、"0"ー"1"ー"0"または"1"ー"0"ー"1"とパルス列がつづいた時であるのに対して、2次遅延ひずみの場合は、遅延量が比較的大きい場合には、"1"ー"1"ー"0"または、"0"ー"0"ー"1"のパルス列がつづきかつπ/2→πまたは3π/2→0のベクトル過渡軌跡を動いた時に生ずるが、遅延量の少ない場合には、遅延のない場合や1次遅延の場合と同じパルス列で生じる。これは、2次遅延ひずみが大きくなると、パルスの立ち上り(立ち下り)時にオーバーシュートが生じ立ち上り(立ち下り)時間は短かくなるが、パルスの立ち下り(立ち上り)時ではかえって立ち下り(立ち上り)時間が長くなるためと考えられる。

A'B'

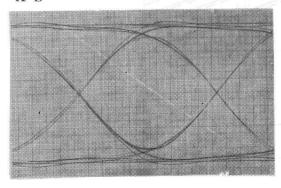


C'D'

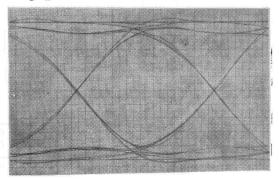


BT=0.9 , $D_{\!\!1}=0$, $D_{\!\!2}=0.5$, T_{r} /T=0.2

A'B'



C'D'



BT=0.9 , $D_1=0.1$, $D_2=0.5$, $T_r/T=0.2$ 図 4.11 遅延歪 によるアイ・パターンの劣化

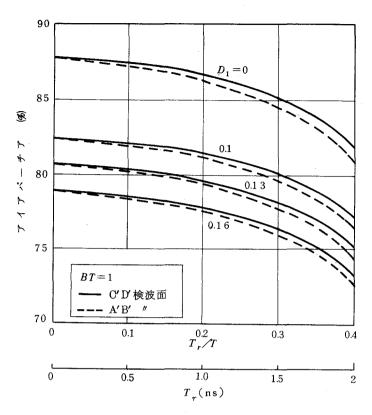


図 4.1 2 アイアパーチャ特性

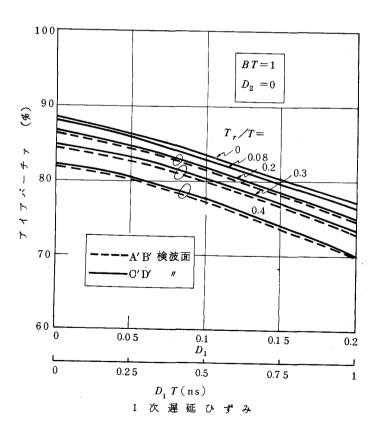


図 4.13 アイアパーチャ特性

(ii) アイ・アパーチャの劣化特性

一次遅延ひずみがある場合におけるアイ・アパーチャの劣化特性を図 4.1~2~と図 4.1~3~に示す。1 次遅延ひずみのある場合には,その量の増加につれて,またBT が小さくなるにつれてアイ・アパーチャは劣化する。しかし, D_1 =0.0 5~程度であればアイ・アパーチャの劣化はBT により多少異なるが 2~% (0.2 dB)以下におさまるとどがわかる。

図 4.1 4 には 2 次遅延ひずみによるアイ・アパーチャを T_r/T が 0,0.2 と0.2 8 $(T_r=0$,1.0 と1.4 ns) について示している。2 次遅延ひずみの場合は,1 次遅延ひずみの場合と異なり,アイ・アパーチャが最高になる 2 次遅延量があり,さらに,2 次遅延ひずみがさらに大きくなると 2 次遅延のない場合よりもアイ・アパーチャは劣化していく。 この値は BT により若干異なるが T_r にはあまり影響されず,BT=0.9 の場合には $D_2=0.5$ の時($f_{\rm CL}=2$ 0 0 MHz の時には $D_2T=25$ ns)に最適になることが図 4.1 4 よりわかる。

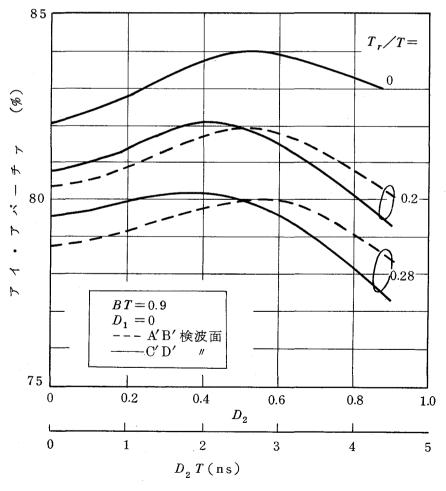
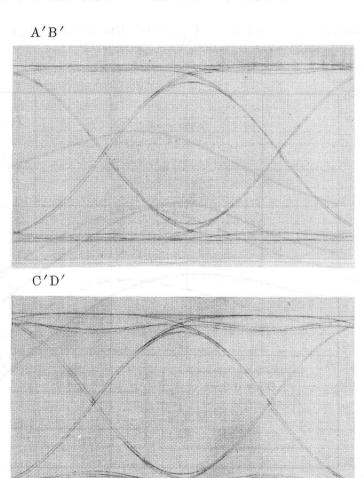


図 4.14 アイ・アパーチャ特性

4.4.3 一次振幅ひずみのある場合の特性

(i) アイ・パターン

図 4.15 には 1 次振幅ひずみのある場合のアイ・パターンを示す。図では BT=0.9, $A_{1\,dB}=1$ dB の場合を示すが,1 次振幅ひずみの増加につれて,アイ・パターンはクロス点でのジッタの増加となるが,サンプリング点でのアイ・アパーチャの開きそのものはあまり劣化しない。さらに,最悪のアイ・アパーチャを決めているのは A' B' 検波面,C' D' 検波面の場合とも"0"ー"1"ー"0" または"1"ー"0"ー"1" とパルス列が続いた時であることがわかる。一方, $0 \leftrightarrow 3\pi/2$, $\pi/2 \leftrightarrow \pi$ などの過渡ベクトル軌跡によってベースバンド波形に生ずるインパルス状のパルス波形は一次振幅ひずみによって非常に影響を受け,一次振幅ひずみの増加につれサンプリング点の前後でその値が違ってくる。



BT = 0.9 , A = 1 dB

図4.15 一次振幅ひずみによるアイ・アパーチャの劣化

(ii) アイ・アパーチャの劣化特性

図 4.1 6 には,一次振幅ひずみによるアイ・アパーチャの劣化を示す。この図から,1 次振幅ひずみによるアイ・アパーチャの劣化はほとんど認められないことがわかる。しかし図 4.1 7 に示したように,クロス点でのジッタは一次振幅ひずみの増加と比例して急激に増加する。また,一次振幅ひずみ $A_{1\,\mathrm{dB}}$ が 0.5 dB 程度であれば,一次振幅ひずみによるジッタの増加は, 5° 以下におさまることがわかる。

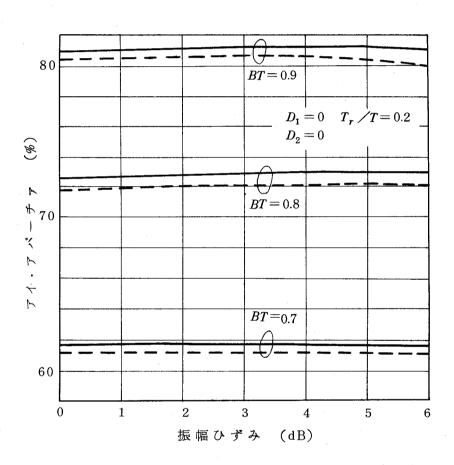


図4.16 振幅ひずみとアイ・アパーチャの関係

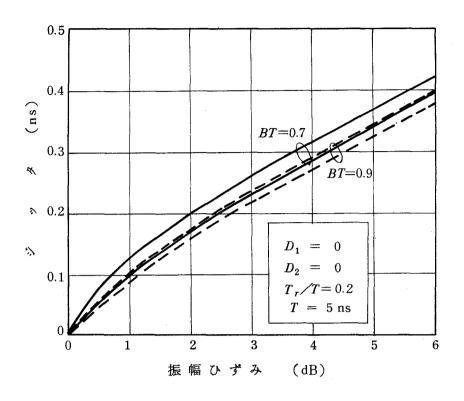


図 4.17 振幅ひずみとジッタの関係

4.5 む す び

コンダクタンス変化に近い過渡特性変化をするPIN ダイオードを用いた縦続形4 相位相変調器について、変調器の設計に対する目安を得かつこの変調器を用いた場合に伝送路特性に要求される要求条件を明らかにするため、ベースバンド帯で行う解析法を用いて理論的検討を行った結果次の諸事項が明らかとなった。

- (1) 変調器の設計条件となる変調パルスの正規化立ち上り時間 T_r/T は 0.2 ($f_{\rm CL}$ =200 MHz のとき $T_r \le 1$ ns) 以下であれば, T_r によるアイ・アパーチャの劣化はほとんど無視できる。
- (2) 変調器による立上り時間の増加は,等価的なフィルタ(帯域幅 $=0.44/T_r$ Hz)の挿入という形で近似的に表せる。
- (3) 伝送路の正規化一次遅延量 D_1 の要求値は,総合帯域幅 BT にも関係するが,約005 $(D_1T=025 \mathrm{ns})$ 以下にする必要がある。
- (4) 2次遅延量 D_2 は,アイ・アパーチャを最適にする値があり,BT=0.9の場合には, $D_2=0.5~(D_2T=~2.5 {\rm ns})$ である。また,との2次遅延量はアイ・アパーチャの劣化に

与える影響は少なく,一次の10倍以上の許容量がある。

- (5) 1次振幅ひずみ $A_{1 ext{dB}}$ は 0.5 dB 程度であればアイ・アパーチャの劣化はほとんどなく,またジッタも 5° 以下に抑えることができる。
- (6) 縦続形を用いた4相位相変調器では、直交チャンネルに位相変化があると、変調器自体が1次遅延ひずみを含んでいるのと等価であり、直交干渉を生じる。しかし、この直交干渉による誤り率の増加は、大きな遅延ひずみがなければ2倍より少なく、それほど大きくはない。しかし、符号間干渉補償を行う場合には、この直交干渉は誤り率を支配する要因となり、考慮する必要がある。

なお、アイ・パターンを求めた解析および計算法は、搬送周波数帯ではなく、伝送系は全で線形であるという仮定のもとでベースバンド帯で処理する簡単な計算法で行った。すなわち変調器における変調波形としてパルス波形を互に直交する2つの基準面に対して求め、さらにこの2系列パルス波形の同相成分と直交成分を求め、お互の同相成分と直交成分から2チャンネルの復調波形を求めるという方法を用いることにより、計算時間が短かく精度の高い解析を簡単に行うことができた。

第5章 位相復調器

5.1 まえがき

ディジタル位相変調 (PSK)方式を用いる中継装置においては,受信側で位相変調された受信信号を特性劣化なしに復調し,ベースバンド信号を得る必要がある。本章では,との位相復調器およびこれを構成する各回路素子について検討をした結果を述べる。(45)~(50)

理論的検討は一般的な場合について行うが,実際の実験的検討は20 GHz 帯ディジタル 無線中継装置に用いる位相復調器を対象にして行う。

 $20~\mathrm{GHz}$ 無線伝送方式は,表 $2.4~\mathrm{km}$ に $1.7~\mathrm{GHz}$ で $1.7~\mathrm{GHz}$

位相復調器の特性は,これに用いるハイブリッド結合器の性能に大きく支配される。そこで,本章ではこのハイブリッド結合器の特性劣化が位相復調器の特性をどのように劣化させるかを理論的に検討し,許容されるハイブリッド結合器特性劣化量を明らかにしている。(47)

更に、マイクロ波 IC に適したハイブリッド結合器の構成法について種々の検討を行い、2 段縦続接続形 3 dB 分布結合方向性結合器をハイブリッド結合器として用い、良好な特性を実現できかつマイク波 IC 化が容易なことを示している。(51)(52)

4 相位相復調器についても検討を行い,これに用いる交差回路等について実験的検討を行った。この4 相位相復調器は,その出力の振幅が大きく立上り時間が早いことが必要とされるが,この回路はそれだけでなく2入力端子のVSWR が良くかつ2入力間の信号の漏洩が非常に小さいことが要求される。これは第6章で述べるように再生搬送波の雑音が,4 相位相復調器入力端子間漏洩信号の影響を非常に受けやすいためである。そこで,この漏洩信号を抑圧する新しい構成法を持つ4 相位相復調器を開発し,その結果漏洩信号が大幅に抑圧されることを確認した。(53)

試作した4相位相復調器について,総合的な特性を測定し、高速変調波をひずみなしに 復調できることを示している。

5.2 位相復調器の構成と動作解析

位相復調器の回路構成図を図 5.1 に示す。図から明らかなように、位相復調器は大きくわけて、ハイブリッド結合器とAM検波器と加算回路で構成される。 $^{(47)}$

入力信号

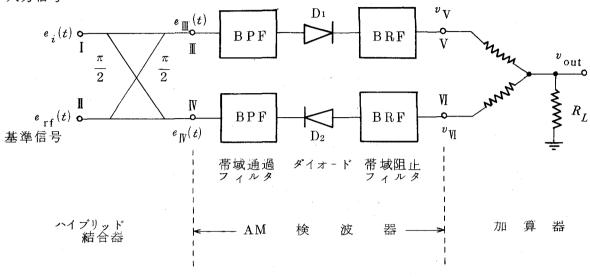


図5.1 位相復調器の構成図

図 5.1 において, c の位相復調器の入力端子 I および I に, それぞれ次式で表せられる入力信号 $e_{\mathbf{r}\mathbf{f}}(t)$ および基準信号 $e_{\mathbf{r}\mathbf{f}}(t)$ が加えられたとする。

$$e_{i}(t) = a \sin \left(\omega_{0} t + \theta_{i} \right) \tag{5.1}$$

$$e_{i}(t) = b \sin(\omega_{0} t + \theta_{rf})$$
 (5.2)

とこで、 ω_0 は搬送角周波数、 α および b はそれぞれ入力信号および基準信号の振幅、 θ_1 および θ_{rf} はそれぞれ入力信号および基準信号の位相である。

位相復調器は入力信号と基準信号との位相差($\theta_i - \theta_{\mathrm{rf}}$)を検出するためのものである。図に示したハイブリッド結合器は理想的であり、これのS行列は

$$(S) = \sqrt{\frac{1}{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & j \\ 0 & 0 & j & 1 \\ 1 & j & 0 & 0 \\ j & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$
 (5.3)

で表わされると仮定すると、このハイブリッド結合器の出力端子 Ⅱ および Ⅳ における出力

 $e_{\Pi}(t)$ と $e_{\Pi}(t)$ は、次式で表わせる。

$$e_{\parallel}(t) = k_{1} \sin (\omega_{0} t + \varphi_{1})$$

$$e_{\parallel}(t) = k_{2} \sin (\omega_{0} t + \varphi_{2})$$

$$\sum \sum_{i} (a^{2} + b^{2} + 2 \epsilon b \sin \Delta \theta)/2$$

$$\varphi_{1} = \tan^{-1} \frac{a \sin \theta_{i} + b \cos \theta_{rf}}{a \cos \theta_{i} - b \sin \theta_{rf}}$$

$$k_{2} = \sqrt{(a^{2} + b^{2} - 2 a b \sin \Delta \theta)/2}$$

$$\varphi_{2} = -\tan^{-1} \frac{a \cos \theta_{i} + b \sin \theta_{rf}}{a \sin \theta_{i} - b \cos \theta_{rf}}$$

$$\Delta \theta = \theta_{i} - \theta_{rf}$$
(5.4)

図 5.1 に示した A M検波器の検波特性が 2 乗特性であり,かつ2 つの A M検波器が同じ感度 K_{AM} を持つと仮定すると,この A M検波器の出力 v_V および v_V はそれぞれ

$$v_{V}(\Delta \theta) = K_{AM}(a^{2} + b^{2} + 2 a b \sin \Delta \theta)$$

$$v_{VI}(\Delta \theta) = -K_{AM}(a^{2} + b^{2} - 2 a b \sin \Delta \theta)$$
(5.7)

となる。そとで,この2出力を加算回路により合成した位相復調器出力 v_{out} (t) は

$$v_{\text{out}}(\Delta \theta) = K_p ab \sin \Delta \theta$$
 (5.8)

となる。このように、図 5.1 の構成を持つ回路は2 入力の位相差 $\Delta\theta$ に対応した出力が得られ、位相復調器として動作することが解明できた。

次に、AM検波器が直線検波特性を持つ場合には、この位相復調器出力は2乗検波の場合と異なり、次式で与えられる。

$$v_{\text{out}} (\Delta \theta) = K'_{p} (\sqrt{a^{2} + b^{2} + 2 ab \sin \Delta \theta} - \sqrt{a^{2} + b^{2} - 2 ab \sin \Delta \theta})$$
 (5.9)

このように、この直線検波であっても、出力 v_{out} は位相差 $\Delta \theta$ の関数になる。

式(5.9)の復調出力は,入力信号 e_i (t)と基準信号 e_{rf} (t)との相対的な大きさにより,位相復調特性 ($\Delta\theta$ 対 v_{out} 特性)が変わり次のようになる。

o a << b のとき

$$v_{\text{out}} (\Delta \theta) = K_n' a \sin \Delta \theta \qquad (5.10)$$

a = b のとき

$$v_{\text{out}} = K'_{p} a \left(\sqrt{1 + \sin \Delta \theta} - \sqrt{1 - \sin \Delta \theta} \right),$$

$$= \begin{cases} K'_{p} a \left(2/\pi \right) \Delta \theta, & \Delta \theta \leq \pi/2 \\ K'_{p} a \left(2/\pi \right) \left(\pi - \Delta \theta \right), \pi/2 < \Delta \theta < (3\pi/2) \end{cases}$$
(5.11)

式 (5.8) と (5.11) を図示したのが図 5.2 である。 この図からわかるように、a=b の場合には、位相復調特性は近似的に三角特性になる(図 5.2 の点線が正確な三角特性)また a << b まん a >> b の場合および 2 乗検波の場合には、これは sin 特性で近似できる。 この両方の場合以外の一般的な場合には、直線検波器で構成される位相復調器の位相比較特性は、この三角特性とsin 特性との間の特性になる。

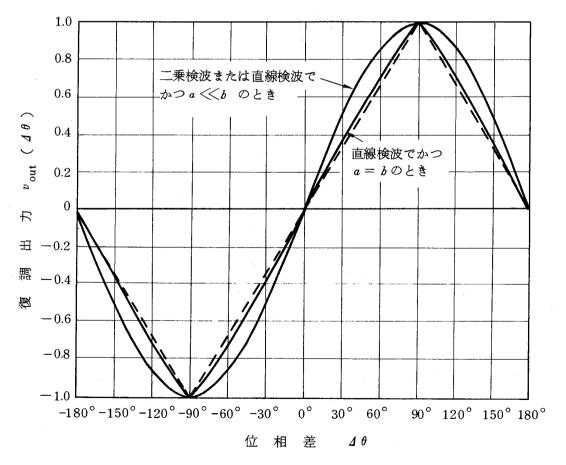


図 5.2 位相復調特性

以上はハイブリッド結合器が理想的な場合の特性であるが、実際にはこれの特性は不完全であり、結合位相および結合度はそれぞれ理想値である $\pi/2$ および 3 dB より δ および Δ だけずれる。この場合のハイブリッド結合器のS 行列の値は次式で表わせる。

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} \quad 0, S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43} \quad 0$$

$$S_{13} = S_{31} = S_{42} = S_{24} = \sqrt{\frac{1+\Delta}{2}},$$

$$S_{14} = S_{41} = S_{23} = S_{32} = \sqrt{\frac{1-\Delta}{2}} e^{j(\frac{\pi}{2} + \delta)} \quad (5.12)$$

この場合の位相復調器出力 v_{out} は同様にして求められ、次式で与えられる。

。 2乗検波の場合

$$v_{\text{out}}(\Delta\theta, \Delta, \delta) = K_p \{ \Delta(a^2 - b^2) + 2 a b \sqrt{1 - \Delta^2 \cos \delta \sin \Delta\theta} \}$$
 (5.13)

。 直線検波の場合

$$v_{\text{out}}(\Delta\theta, \Delta, \delta) = K_p' \left\{ \sqrt{a^2 (1+\Delta) + b^2 (1-\Delta) + 2 a b \sqrt{1-\Delta^2} \sin(\Delta\theta - \delta)} - \sqrt{a^2 (1-\Delta) + b^2 (1+\Delta) - 2 a b \sqrt{1-\Delta^2} \sin(\Delta\theta + \delta)} \right\} (5.14)$$

ハイブリッド結合器が理想的な場合には,復調出力 $v_{
m out}$ の最大振幅 $v_{
m out \; p-p}$ は

$$v_{\text{out p-p}}(0,0) = 4K_p ab$$
 (5.15)

であり、また、 $\Delta\theta=0$ の時に出力は0 である。しかし、ハイブリッド結合器が不完全な場合には式(5.13) かよび(5.14) から求まるように、復調出力 $v_{\rm out}$ p-p は減少し、かつ復調出力の直流レベル $v_{\rm out}$ DC (復調出力の最大値と最小値との中間電圧)が変化する。この劣化の様子を図5.3 に図示する。図において、 $\Delta\theta$ max および

 $\Delta \theta_{\min}$ は復調出力が最大および最小になる位相差であり、

$$\frac{d v_{\text{out}} (\Delta \theta)}{d \Delta \theta} = 0$$

$$0 < \Delta \theta_{\text{max}} < \pi, -\pi < \Delta \theta_{\text{min}} < 0$$

$$(5.16)$$

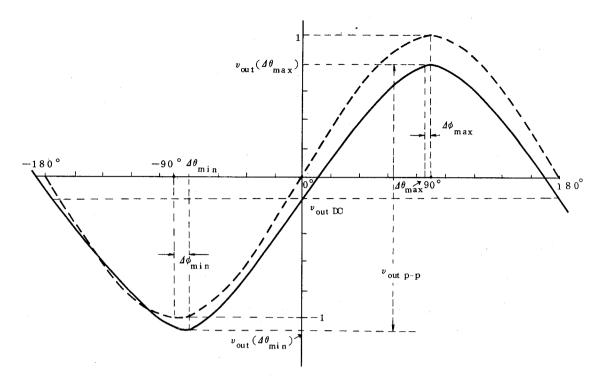


図 5.3 ハイブリッドが不完全な場合の位相復調特性の説明図

を満足する値である。特に $\alpha = b$ で $\Delta = 0$ の場合には次式で与えられる。

このように,ハイブリッド結合器の不完全性による復調特性の劣化を b≥ a の場合について,A M検波器が2乗検波特性を持つ場合と,直線検波特性を持つ場合のそれぞれについて求めた結果を次に示す。

。 2乗検波器の場合

$$\frac{v_{\text{out p-p}}(\Delta, \delta)}{v_{\text{out p-p}}(0, 0)} = \sqrt{1 - \Delta^2} \cos \delta$$
 (5.18)

$$\frac{v_{\text{out DC}}(\Delta,\delta)}{v_{\text{out p-p}}(0,0)/2} = -\left(\frac{b}{a}\right)\left\{1 - \left(\frac{b}{a}\right)^2\right\} \frac{\Delta}{2}$$
 (5.19)

$$\Delta\theta_{\rm max} - \pi/2 \equiv \Delta\phi_{\rm max} = 0$$
, $\Delta\theta_{\rm min} + \pi/2 \equiv \Delta\phi_{\rm min} = 0$ (5.20)

$$(\Delta\theta_{\text{max}} + \Delta\theta_{\text{min}})/2 = 0$$
 (5.21)

直線検波の場合

$$\frac{v_{\text{out p-p}}(\Delta,\delta)}{v_{\text{out p-p}}(0,0)} = \frac{\sqrt{1+\Delta} - \sqrt{1-\Delta}}{2} \cos \delta \qquad (5.22)$$

$$\frac{v_{\text{out DC}}(\Delta, \delta)}{v_{\text{out p-p}}(0, 0)/2} = -\left(\frac{b}{a}\right)\left(\frac{\Delta}{2}\right)$$
 (5. 2 3)

$$\Delta\phi_{\max} = \Delta\theta_{\max} - \frac{\pi}{2} = -\frac{\left(\frac{a}{b} - \frac{\Delta}{2}\right)\delta}{1 + \left(\frac{a}{b}\right)\left(\frac{\Delta}{2}\right)}$$
 (5.24)

$$\Delta\phi_{\min} = \Delta\theta_{\min} + \frac{\pi}{2} = \frac{\left(\frac{a}{b} + \frac{\Delta}{2}\right)\delta}{1 - \left(\frac{a}{b}\right)\left(\frac{\Delta}{2}\right)}$$
 (5.25)

$$\frac{\Delta\theta_{\text{max}} + \Delta\theta_{\text{min}}}{2} = \left\{ \frac{\left(\frac{a}{b} + \frac{\Delta}{2}\right)}{1 - \left(\frac{a}{b}\right)\left(\frac{\Delta}{2}\right)} - \frac{\left(\frac{a}{b} - \frac{\Delta}{2}\right)}{1 + \left(\frac{a}{b}\right)\left(\frac{\Delta}{2}\right)} \right\} \frac{\delta}{2}$$
 (5. 2 6)

これらの式より、次のことがわかる。復調出力は、ハイブリッド結合器の結合度の不平衡および結合位相偏差の両者の影響を受けるが、直流レベルの原因となるのは結合度偏差のみである。 更に $\Delta\theta_{\max}$ と $\Delta\theta_{\min}$ は、2 乗検波特性の場合にはハイブリッド結合器の不完全性の影響を受けないが、直線検波の場合位相偏差 δ に比例した位相量だけ変化する。これらの関係を図 δ . δ なよび図 δ . δ に示す。

位相復調器において,復調出力の減少だけであるならそれほど問題はないが,直流レベルが入力レベルにより変動したり, $\Delta \theta_{\max}$ と $\Delta \theta_{\min}$ が正しい値より変化すると,これ

を 4 相位相変調信号用復調器として用いる場合には誤り率特性を劣化させる。 b/a が 1 から 2 に変化した時,直流レベル変化量を復調振幅の 1/10 以下にするには結合度偏差は ± 0.4 dB 以内にならなければならない。 また, $b/a=1\sim2$ において,($\Delta\theta_{\rm max}+\Delta\theta_{\rm min}$)/ 2 が 0.5°以内にするためには,結合位相偏差 δ は 3 ° 以下(結合度偏差は ± 0.4 dB 以内)である必要がある。

この復調特性劣化を,2つの場合について計算した結果を図5.6に図示する。

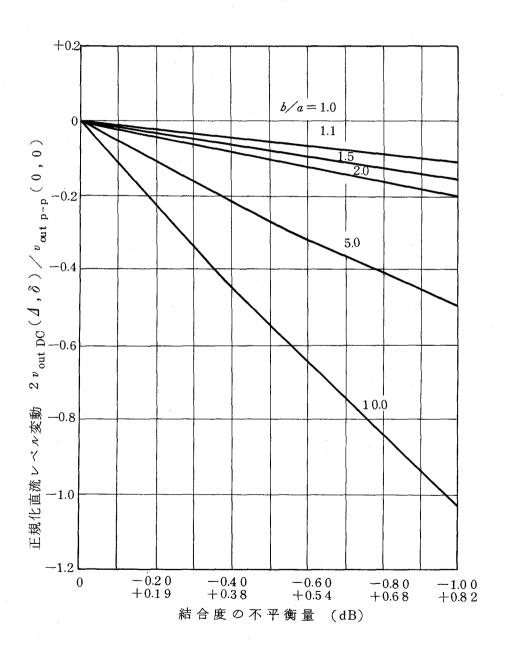


図 5.4 ハイブリッドの結合度の不平衡による直流レベルの変動(直線検波)

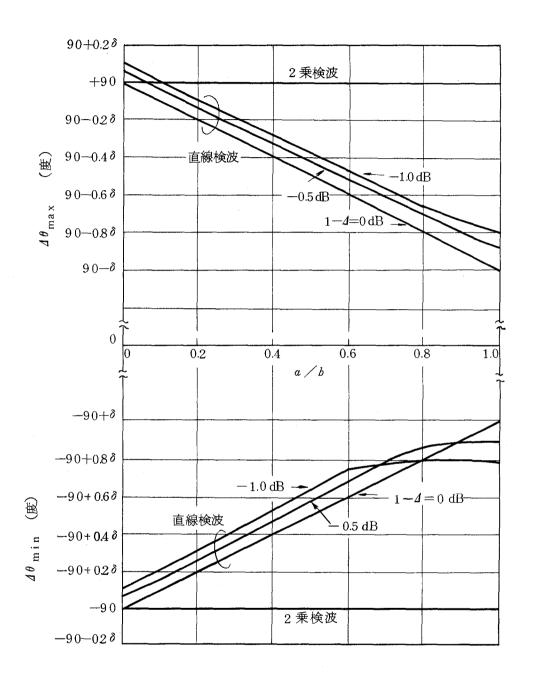


図 5.5 ハイブリッドの不完全性による 出力最大位相差および出力最小位相差の変化 (パラメータは結合度偏差 $\sqrt{1-4}$)

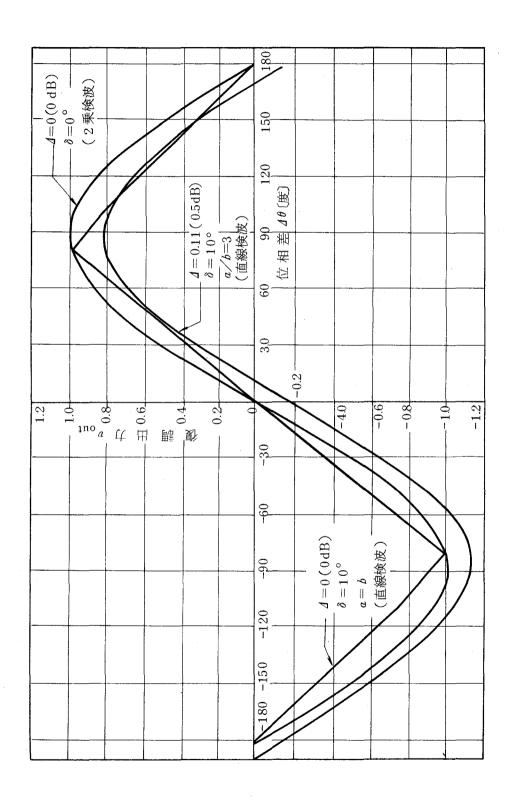


図5.6 ハイブリッドの結合度の不平衡および結合移相の90°からの偏差による位相復調特性の変化

5.3 ハイブリッド結合器

ハイブリッド結合器は、前述したように、位相復調器を構成する重要な回路であり、とれの特性により復調器の特性が決まる。この回路は 5.2 節で述べた要求値を十分満足する必要がある。

ハイブリッド結合器には、VHF帯以下においては変成器を用いるものが多く用いられている。しかし、1 GHz 以下のマイクロ波帯においては、良好な特性を持つ変成器を得ることは困難である。また、このマイクロ波帯の他の回路はすべてマイクロ・ストリップ線路で構成されており、このハイブリッドもマイクロ・ストリップ線路で構成することが、回路接続上望ましい。

マイクロ・ストリップ線路を用いて実現できるハイブリッド結合器としては,3 dB 方向性結合器,ブランチラ イン形 ハイブリッド結合器,ラットレースなどがある。これらの中で,ブランチライン形は平面回路に適した入出力端子の配置になり,しかも設計製作が容易であるが,帯域幅が狭く,また方向性も良くない。ラットレース形は,比較的帯域が広く,方向性もブランチライン形より良いが,位相復調器に使用する場合には入出力端子がお互に交差しているため,使用しにくいという回路構成上の欠点がある。一方,3 dB 方向性結合器は,帯域がこれらの中で最も広く,方向性も良く,入出力端子も結合部で交差させれば分離でき,位相復調器として最も望ましい回路である。

そとで、ことではハイブリッド結合器として3 dB 方向性結合器を用いる場合について検討する。この方向性結合器の結合度は、4分の1 波長結合線路の線路間隔で決まる。マイクロ・ストリップ線路を用いる方向性結合器では、3 dB という密結合を実現するためには、線路間隔は約 $10~\mu$ mと非常に狭くなり、マイクロ波ICにより作る場合製作が非常に困難である。

その解決策として2段の疎結合器を縦続接続して,密結合方向性結合器を実現する方法がある。⁽⁵²⁾

図 5. 7 にマイクロ・ストリップライン構造の分布結合形方向性結合器を示す。 ここで θ_c は結合部の電気長であり、中心周波数において $\pi/2$ である。端子 I に振幅 1 の信号を印加し、線路は無損失であると仮定すると、端子 I と V にはそれぞれ $\int_{c}e^{j\alpha}\sin\phi_{c}$ と $e^{j\alpha}\cos\phi_{c}$ の出力が得られる。これを S 行列で表わすと次式で与えられる。

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0, S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43} = 0$$

$$S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42} = j e^{j\alpha} \sin \phi_c \qquad (5.27)$$

$$S_{14} = S_{41} = S_{23} = S_{32} = e^{j\alpha} \cos \phi_c$$

ここで ϕ_c は結合角と呼ばれ、 $\sin\phi_c$ は結合度を表わす。また α は実数である。

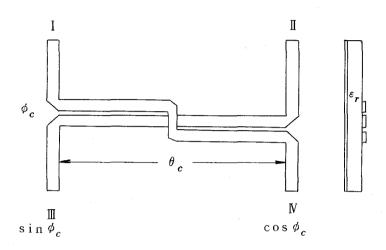


図 5.7 マイクロストリップライン構造の 4 分の 1 波長分布結合形方向性結合器

そこで、図 5.8 に示したように、結合角が ϕ_{c1} と ϕ_{c2} である方向性結合器を 2 段縦続接続すると、その総合の S 行列の値は次式になる。

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0, S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43} = 0$$

$$S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42} = \int e^{j\alpha'} \sin(\phi_{c1} + \phi_{c2}) \qquad (5.28)$$

$$S_{14} = S_{41} = S_{23} = S_{32} = e^{j\alpha'} \cos(\phi_{c1} + \phi_{c2})$$

上式から明らかなように,方向性結合器を2 段縦続接続すると総合の結合角は,図5.7 のようにそれぞれの結合角の和になる。このことから,3 dB 方向性結合器(ϕ_c =45 °)の実現には,結合度が8.34 dB(結合角22.5 °)の方向性結合器を2 段縦続接続すれば良い,この8.34 dBの方向性結合器の線路間隔は約 $100~\mu m$ 程度で良いので,数 $\sim 10~\mu m$ 程度 の精度を持つフォトエッチング技術を用いるマイクロ波 1 C 回路で十分製作できる。

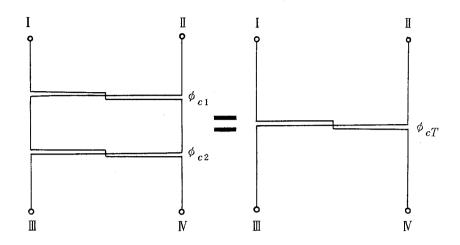


図 5.8 分布結合器方向性結合器の縦続接続

5.3.1 4分の1波長方向性結合器の設計

マイクロ・ストリップライン構造の方向性結合器の構造は図 5.7 に示してある。 この図 5.7 において,端子 I に電圧 e_1 を印加すると,理想的な場合には,端子 II と II の出力 e_3 と e_4 は次式になる。 (54)

$$\frac{e_{3}}{e_{1}} = \frac{j k_{c} \sin \theta_{c}}{\sqrt{1 - k_{c}^{2}} \cos \theta_{c} + j \sin \theta_{c}}$$

$$\frac{e_{4}}{e_{1}} = \frac{\sqrt{1 - k_{c}^{2}}}{\sqrt{1 - k_{c}^{2}} \cos \theta_{c} + j \sin \theta_{c}}$$
(5.28)

ここで、 θ_o は結合線路の電気長であり、 k_o は中心周波数における結合係数である。 この結合線路の偶モードおよび奇モードのインピーダンスをそれぞれ Z_{0o} と Z_{0o} と すると、この結合係数 k_o は次式で与えられる。

$$k_c = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0e}} \tag{5.2.9}$$

更に、外部接続線路(特性インピーダンス Z_0)との整合条件から次の条件が必要となる。

$$Z_{0} = \sqrt{Z_{0e} - Z_{0o}} \tag{5.30}$$

したがって、設計手順としては中心周波数での結合度 k_c と特性インピーダンス Z_0 に対する条件式(5.29)と(5.50)からインピーダンス Z_{0e} と Z_{0o} が次式で求まる。

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+k_c}{1-k_c}} \qquad Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-k_c}{1+k_c}}$$
 (5.31)

この $Z_{0\ell}$ と $Z_{0\ell}$ をマイクロ・ストリップラインの物理長に変換すれば良い。この関係はすでに等角写像法等の手段で求められ図表化されている $\mathbf{c}^{(54)(55)}$

マイクロ波ICに使用した基板は,厚み $0.63\,\mathrm{mm}$,比誘電率 $9.6\,\mathrm{O}$ アルミナ・セラミックである。 $3\,\mathrm{dB}$ という密結合を得るには, Z_0 = 50Ω では Z_{0e} = 120Ω , Z_{0o} = 21Ω となり,上記基板を用いた場合には線路間隔は $12\,\mu\mathrm{m}$ となり,この間隔は数 $\mu\mathrm{m}$ の導体の厚さを持つマイクロ・ストリップ線路のフォトエッチングでは技術的に困難な厚さである。

との問題の解決のために、前述した8.34dBの方向性結合器を縦続接続して3dB 方向性結合器を得る方法を用いた。

8.34dB方向性結合器の両モードのインピーダンスは式(6.31)より求まる。

$$Z_{0e} = 7.4.8 \,\Omega$$
, $Z_{0e} = 3.4 \,\Omega$

この値をマイクロ・ストリップ線路で実現すると次の物理長になる。(中心周波数: 1,700MHz)

結合線路 = 469 µ m

線路間隔 = 104 μm

5.3.2 3 dB 方向性結合器(ハイブリッド結合器)の特性

5.3.1 の設計手順により設計した 8.34 dBの方向性結合器を 2 段縦続接続した 3 dB 方向性結合器を試作し、その特性を測定した。図 5.9 は その特性であり、試作した方向性結合器は、 1.7 ± 0.3 GHz 帯域において結合度偏差 ±0.3 dB以内、方向性-3.8 dB 以下、入力 VSWR は 1.0.8 以下、結合位相偏差は ±2.5 이 以内という良好な特性を持ち、5.2 節で述べた要求値を十分満足するハイブリッド結合器である。

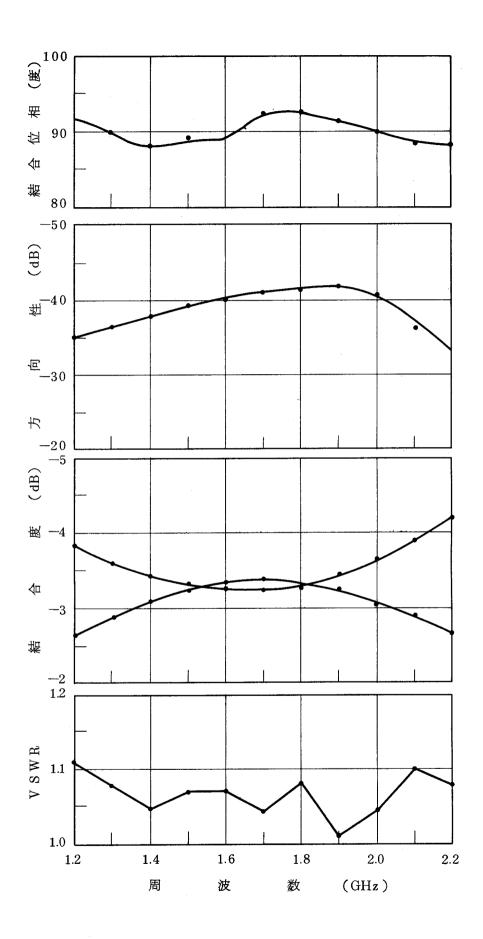
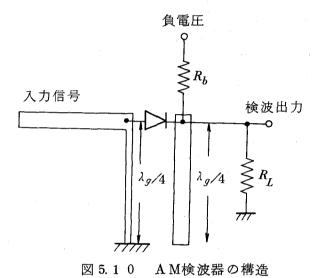


図 5.9 ハイブリッド結合器の特性

5.4 A M 検波器



検波用ダイオードは、高速動作が可能で検波感度が高いショトキーバリヤダイオードが 適しているが、これは印加するバイアス電圧により検波感度と整合特性が大きくかわり、 またダイオードの種類によってもこれらの特性のバイアス依存性が異なる。従って、使用

ダイオードを決定するため数種のダイオードについて整合特性と検波感度のバイアス電圧 依存性を実測した。測定したダイオードは18812,18814,V752,HP5082 -2835でありすべてシリコンのショトキーバリヤダイオードである。その実測結果を図 5.11に示す。この結果より、18812が検波感度最大バイアス電圧と整合特性最良バイアス電圧が比較的近く、更に1.7GHz帯でのVSWRの周波数特性も良好で周波数による変化は小さい(図 5.12)ので、AM検波器用ダイオードに適していると判断した。

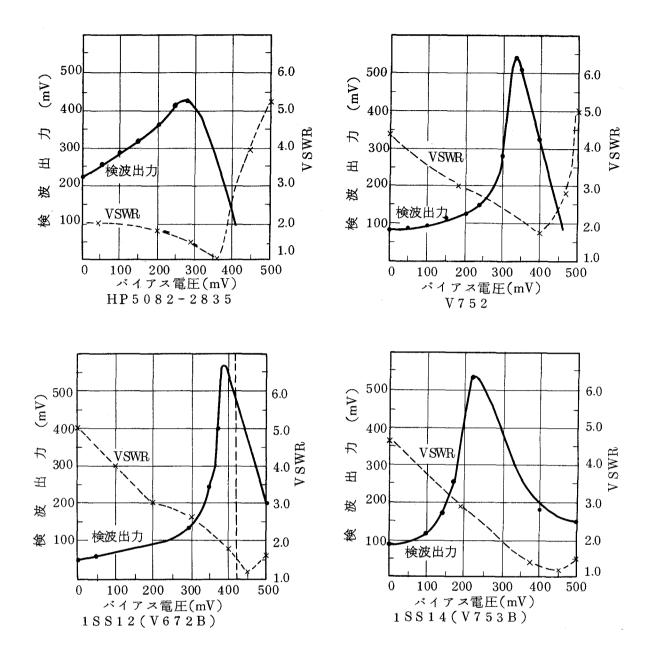
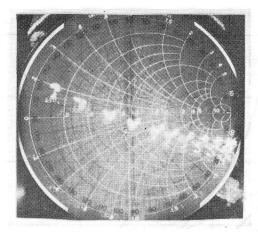


図 5.11 検波ダイオードの V SWR および検波感度のバイアス 電圧依存特性 (入力 + 3d Bm, 1.7 GH z帯)

とのダイオード 18812を用い,図 5.10 の構造を持つA M検波器を試作し,その特性を測定した。その結果,図 5.13 に示すように, 1.7 ± 0.3 GHz において入力端 VSWR 1.15 以下,出力振幅偏差 0.5 dB 以下,検波感度 300 mV/5 d Bm という特性が得られた。



バスアス電圧(左から): 650,550,500,450 400,300,100,-100 -300,-500,-700mV

図 5.12 検波ダイオード 1 S S 1 2 のインピーダンス 特性のバイアス依存性 (周波数掃引幅は 1.2 ~ 2.2 GH z)

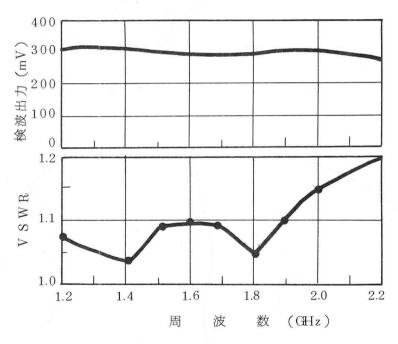
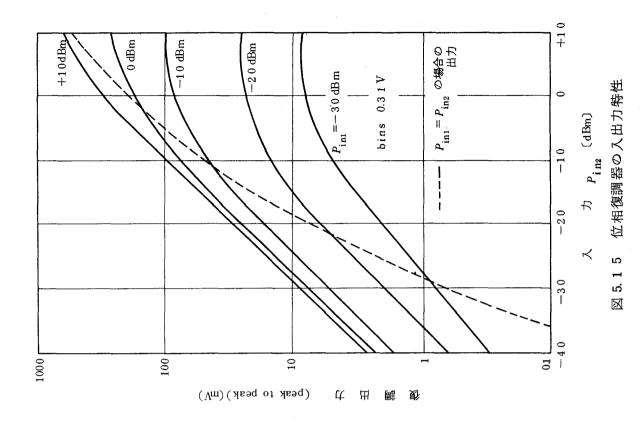


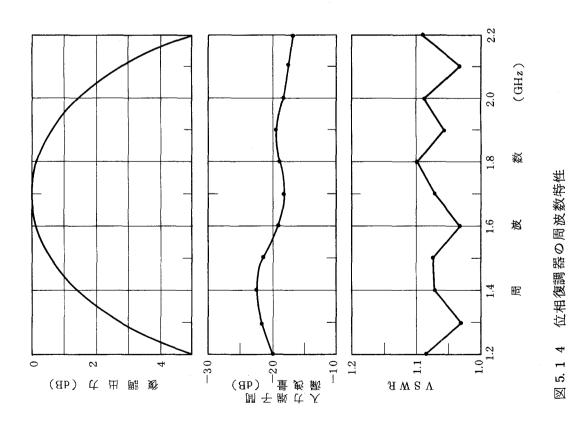
図 5.13 AM検波器の特性

(入力信号電力: 5 dBm)

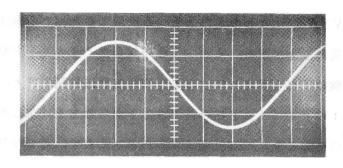
5.5 位相復調器の特性

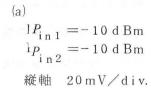
以上述べたハイブリッド結合器とAM検波器を接続して位相復調器を試作し、その特性を測定した。信号入力端子に周波数 1.2~2.2 GHz で電力 3 dBm の信号を、基準信号入力端子に 1.7 GHz, 5 dBm の信号を印加した時の入力端子インピーダンス、検波感度 および入力端子間のもれ込み量の周波数特性を図 5.1 4 に示す。また、位相復調器の入出力特性を図 5.1 5 に示す。更に、入力レベルを変えた時の位相復調特性を図 5.1 6 に示す。

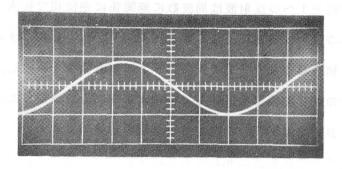




(入力信号電力:3dBm,基準電力:5dBm)

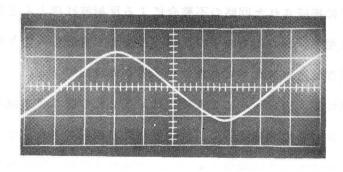






(b)
$$F P_{i n 1} = 0 d Bm$$

$$F P_{i n 2} = -10 d Bm$$
「縦軸 50 m V / d i v.



(c)

$$PP_{i n 1} = -0 dBm$$

 $PP_{i n 2} = -0 dBm$
縦軸 100 mV/div.

図 5.16 位相復調特性の入力レベル依存性

これらの図より、VSWR は11以下であり、復調特性の3dB 低下帯域幅は1700 ±420MHz 程度である。これにより0.85ns 以下の復調出力立上り時間が期待できる。一方,入力端子間の信号漏洩は,入力端への反射よりかなり多く,−18dB ~−22dB 程度ある。このようにVSWR すなわち入力端子への反射より他端への漏洩が多いのはハイブリッド結合器の性質に原因がある。 λg/4 分布結合形ハイブリッド結合器の性質上,2出力間は図5.9の実験結果にも示されているように周波数に無関係にπ/2 だけの位相差がある。例えば図5.1のハイブリッド結合器では,Iから信号を印加した場合,出力端子IIへ出力の方がVIへの出力よりπ/2 位相進みがある。そこで,この性質を利用すると,端子IIとVIに入力VSWR の悪い同じ回路を接続しても,それらがほぼ同じ反射特性を持っているかぎり,入力端子Iへの反射波は周波数に無関係に逆位相で合成されるため相殺されて,この端子Iへの反射は非常に小さくなり,入力VSWR を良くすることができる。そこで,ハイブリッド結合器のもう一方の入力端子IIに整合負荷を接続し、このハイブリッド結合器出力に2つの同じ増幅器を接続して構成する平衡形増幅器はこの性質の応用であり,この構成により良好なVSWR 特性を持つ増幅器が実現できる。

このように、入力端子への反射波は相殺されて非常に少なくなるが、ハイブリッド結合器の他の入力端子 II(アイソレーション端子)へは逆に反射波は同相で加わり、ハイブリッド結合器の出力端子に接続された回路の不整合による反射波はほとんどこの端子 II への漏洩となる。以上が位相復調器の入力端子の反射波は少なく良好な入力 VSWR 特性を持つが、入力端子間の漏洩はこれに比べてかなり悪いことの理由である。

図 5.16 の位相復調特性の入力レベルによる変化は、5.2 節の図 5.2 で説明した結果と一致しており、5.2 節における位相復調器の解析の妥当性が確認できた。すなわち、図 516 において 2 入力のレベル差が大きい場合($b\gg a$ の場合)には、位相復調特性は sin 特性を示し、2 入力信号がほぼ同電力の場合には、位相復調特性は三角特性である。

以上述べたように、試作位相復調器は広帯域であり、かつ反射電力も少なく良好な特性 を有していることが確認できた。

5.6 4 相位相復調器の構成法

4 相位相変調波の変調位相は図 5.17のベクトル図に示した通りである。そとで、これを復調する基準信号としては、変調位相より+45 ° および-45 ° だけ位相の異なる2つの基準搬送波を必要とする。そこで、4 相位相復調器の構成は図 5.18 のようになる。

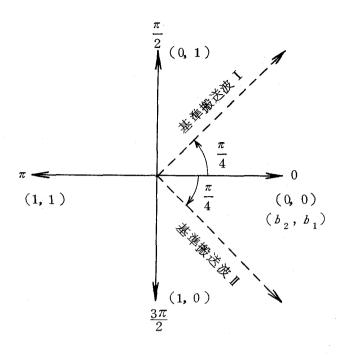


図 5.17 4 相位相変調波ベクトルと基準搬送波ベクトルの関係

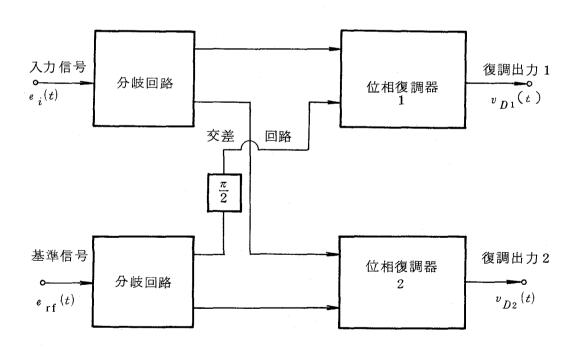


図 5.1 8 4 相位相復調器の構成図

4相位相変調された入力信号 $e_i(t)$ は次式で与えられる。

$$e_{i}(t) = \sin \left\{ \omega_{0} t + (\pi/2) m_{d}(t) \right\}$$

$$= (1/\sqrt{2}) \sin \left\{ \omega_{0} t + \pi b_{1}(t) - \pi/4 \right\}$$

$$+ (1/\sqrt{2}) \sin \left\{ \omega_{0} t + \pi b_{2}(t) + \pi/4 \right\} \quad (5.40)$$

$$m_d(t) = 2 b_2(t) + b_2(t) \otimes b_1(t)$$
 (5.41)

とこで $b_1(t)$ と $b_2(t)$ は伝送すべき 2 系列のパルス信号であり, 1 または 0 の値を取る。また, \otimes は E x clusive OR である。上式の $e_i(t)$ を図 5.18 の 構成を持つ 4 相位相復調器に印加すると,その復調出力 $v_{D_1}(t)$ と $v_{D_2}(t)$ は次式で与えられる。

なお, との位相復調器の感度は K_D であり, との時の基準信号入力端における基準信号は $\sin \left(\omega_0 t + \pi / 4\right)$ であるとする。

$$v_{D1}(t) = (K_D / \sqrt{2}) b_1(t)$$

$$v_{D2}(t) = (K_D / \sqrt{2}) b_2(t)$$

$$(5.42)$$

このように、この4相位相復調器を用いることにより、4相位相変調波は復調され、もとのベースバンドパルス $b_1(t)$ かよび $b_2(t)$ が得られる。

5.6.1 4相位相復調器の各部回路

図 5.18 に示したように、4 相位相復調器は、信号分岐回路、位相復調器および $\pi/2$ 移相器を必要とし、さらにマイクロ・ストリップ線路で構成しマイクロ波 I C 化する場合には交差回路を必要とする。これらの回路の中で位相復調器はすでに検討した通りであり、また $\pi/2$ 移相器は 4 分の 1 波長線路により容易に実現できるので、ここでの検討は省略する。

信号分岐回路としては、電力分割器とハイブリッド結合器が考えられる。これはどちらを用いても良いが、5.3節で述べたハイブリッドは良好な特性をもっており、かつ回路素子の種類を増さないため、ここでは5.3節のハイブリッド結合器を用いる。

平面交差回路について検討する。4 相位相復調器においては,図 5.18 の構成図から明らかなように,入力信号の線路と基準信号の線路は必然的に交差する。そこで,マイクロ波 I Cのように平面回路でこれを実現するためにはお互の線路を交差させる必要がある。これが平面交差回路である。

この平面的に信号を交差させる方法には種々考えられるが、ことでは最も簡単でか

つ良好な特性が得られることが期待できる図 5.19 の構造を持つ回路を用いた。 $^{(104)}$ これの特性は交差部分の線路幅 W_o および線路間隔 h_o により非常に特性が影響される。一般に交差部分の線路幅 W_o が狭いほどこの 2 線路間の結合は小さくなるが,あまり狭くすると特性インピーダンスが高くなり最適の線路幅が存在する。また交差部分の線路間隔 h_o も同じように,なるべく小さい方が V SWR が良いが,あまり小さいと製造も困難になりかつ結合度も大きくなる。そこで,この h_o も最適値がある。これらの構造は理論的に最適値を求めるのは非常に困難であるので,ここでは実験により求めた。その結果を図 5.20 に示す。この図に示したように,実験により得られた平面交差回路は, 1.7 ± 0.5 GHz の周波数帯においてアイソレーション 35 dB 以上,V SWR 1.10 以下という良好な特性を持ち,4 相位相復調器の平面交差回路として十分な特性を持っている。

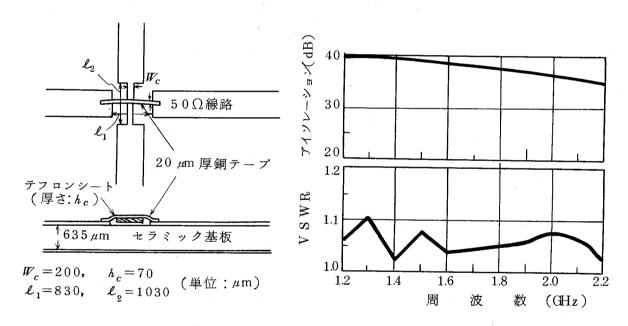


図 5.19 交差回路の構造

図 5.20 平面差回路の特性

5.6.2 4相位相復調器の整合法

4相位相復調器の構成法は図5.18に示した。しかし、この図は基本的構成であり、 良好な特性を得るためには、種々の検討を加える必要がある。すなわち、第6章で述 べるように、この4相位相復調器の2入力端子は整合が良いことが要求され、かつ2 入力端子間の信号の漏洩は少なく、アイソレーションが良いことが要求される。この ような要求を実現するためには、4相位相復調器を構成するハイブリッド結合器、位 相復調器,平面交差回路のすべての整合特性が良く反射波がほとんどないことが必要である。ハイブリッド結合器と平面交差回路は既に述べたように、VSWR は1.1以下であり良好な特性を有している。しかし、位相復調器は、図5.14に示したように検波ダイォードによる反射波のために、入力端子間の漏洩が-18dB 程度ある。そこで、この反射波を何らかの手段で抑圧する必要がある。

この問題を解決するために、図 5.21 に示す回路構成を持つ4 相位相復調器を考案した。 $^{(53)}$ $\lambda_g/4$ 分布結合形ハイブリッド結合器は 5.5 節で述べたように、2 出力間の位相差は常に $\pi/2$ である。また、位相復調器の反射波はこれのも9.1 つの入力端子に漏洩として生じるものがほとんどである。

整合負荷1

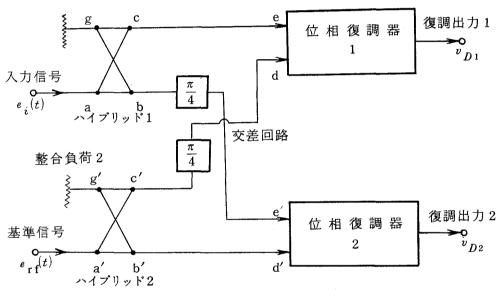


図 5.21 整合形 4 相位相復調器の構成図

そとで、図 5.21 において、信号入力端子 $_a$ から印加された信号は、最初のハイブリッド結合器で端子 $_d$ と $_c$ に $_2$ 分される。その後の信号は主として次の $_2$ ルートで基準信号入力端子 $_a$ に現れる。

$$a \rightarrow_b \rightarrow_e$$
 ' →位相復調器 $2 \rightarrow_d$ ' \rightarrow_b ' \rightarrow_a ' $a \rightarrow_c \rightarrow_e \rightarrow$ 位相復調器 $1 \rightarrow_a \rightarrow_c$ ' \rightarrow_a '

この2つの反射による漏洩波はハイブリッド結合器1と2の結合位相を考慮し、さらに位相復調器1と2の特性はほぼ同じであり、これの入力端子間漏洩量が平衡していることを考えると、2ルートの漏洩波は端子a′において逆位相で振幅がほぼ同じで

あるため相殺し、ほとんど漏洩波として現われない。これらの効果は 5.5 節で説明したことと同じように、ハイブリッド結合器の結合特性を利用している。

位相復調器で生じた入力端子間漏洩はハイブリッド結合器1 と2 の入力端子g とg' に接続された整合負荷によりほとんど吸収されることは今までの説明から明らかである。

4相位相復調器におけるもう1つの問題は、2つの位相復調器の復調後のベースバンド反射波がハイブリッド結合器を径由してお互に干渉することである。しかし、図5.21の構成を持つ回路においては、このベースバンド反射波は整合負荷gとg′によって吸収される。すなわち、このハイブリッド結合器の端子 b から端子 a への伝達特性はベースバンド信号に対しては低域フィルタと同じであり、端子 b から端子 g へは高域通過フィルタと同じである。そこで位相復調器1の端子 e と d からのベースバンド反射波は、これと直流的に接続している整合負荷により吸収される。また、位相復調器2からのベースバンド反射波は、入力端子 a と a′に接続する回路の出力インピーダンスが直流的に整合しておればそれにより吸収できる。

5.7 4相位相復調器の特性

前節までに検討した位相復調器,ハイブリッド結合器,交差回路を用いて図 5.21 に示した構成を持つ4相位相復調器を設計・試作した。図 5.22 はこれのマイクロ波 I C の写真である。

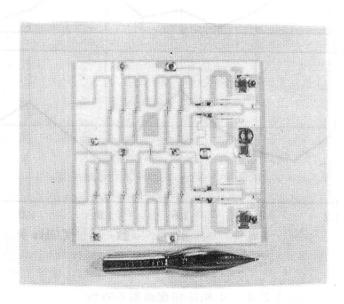


図 5.22 マイクロ波 I C構造の 4 相位相復調器

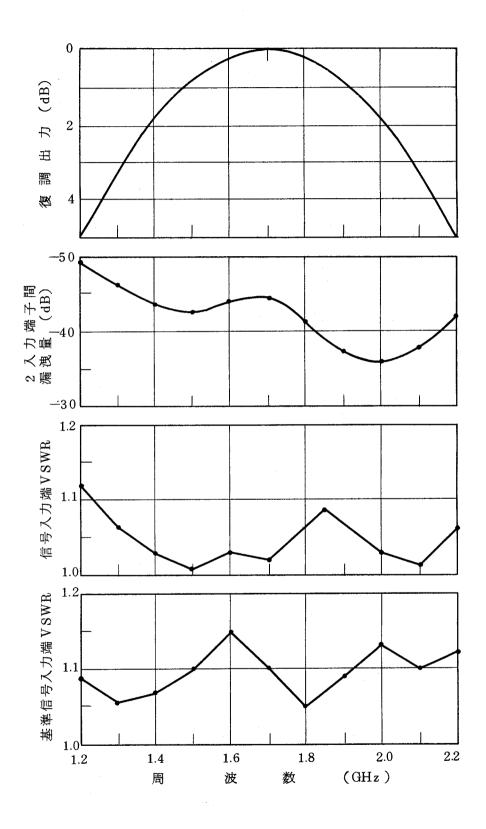
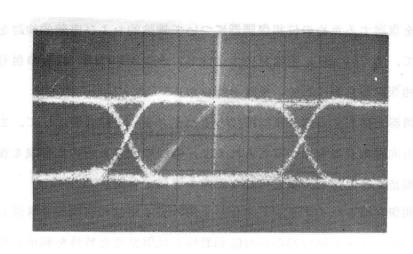


図 5.23 4相位相復調器の特性



横軸:1ns/div.

図 5.2 4 復調出力アイ・パターン

試作 4 相位相復調器の特性を図 5.2 3 および図 5.2 4 に示す。図 5.2 3 は復調出力の周波数特性および,2 つの入力端子のV SWR 特性とこれら2 入力端子間の漏洩量の測定結果である。この2 入力端子のV SWR は 1.7 ± 0.5 GHz の帯域において 1.15 以下であり,また2 入力端子間の漏洩量は-35 d B 以下(1.7 ± 0.5 GHz において)という良好な特性である。

この4相位相復調器の復調出力の3dB 低下帯域幅は1,700±380MHzであり、位相復調器だけの場合の1,700±420MHzより少し帯域が狭くなっているが、これはハイブリッド結合器の周波数特性により生じたものと思われる。しかし、 ± 380 MHz の帯域があり、十分広帯域である。このことから、復調出力の立上り時間は0.9ns 程度が期待できる。

図 5.2.4 は,co4 相位相復調器で復調したベースバンド信号のアイ・パターンである。 これの立上り時間は1.0 n s 以下であり,4 相位相変調波自身の立上り時間も有限である ことを考えることの復調器による立上り時間劣化は上述の0.9 n s かそれ以下であること が確認できた。

以上示したように、この試作 4 相位相復調器は良好な特性を持ち、立上り時間劣化が $0.9\,\mathrm{n}\,\mathrm{s}$ であることを考えると、 $4\,0\,0\,\mathrm{MB}(\,8\,0\,0\,\mathrm{Mb/s}\,)$ 程度の 4 相位相変調波の復調器としては十分な特性を持ち、これを特性劣化なしに復調できることが確認できた。

5.8 む す び

位相変調波を復調するための位相復調器について理論的および実験的検討を行った。との復調器として、1,700 MHz 帯において動作し、かつ400 MB 程度の信号を復調できる広帯域な位相復調器を例にして、検討を行った。

この位相復調器を構成する重要な回路であるハイブリッド結合器として,2段縦続接続した $\lambda_g/4$ 方向性結合器を用いることにより,特性の改善を行い広帯域な復調器が得られると共に,製造を容易にし,量産可能な回路を実現できた。

更にこの位相復調器とハイブリッド結合器を用いて4相位相復調器を構成したが、その回路構成は、ハイブリッド結合器の結合位相特性と低周波結合特性を利用して、信号の2入力端子間漏洩の大幅な減少を図り、かつベースバンド復調波の位相復調器間の干渉の減少を実現した。従って、従来の4相位相復調器に比較して、入力端子VSWR 特性が改良でき、さらに2入力端子間漏洩および位相復調器間干渉による直交干渉や雑音も非常に減少することができた。

試作4相位相復調器は、立上り時間が0.9 n s、入力端子間アイソレーションが35dB以上、入力端子VSWRが1.15以下という良好な特性を持っている。このような検討により、400MB程度の4相位相変調波をひずみや干渉なしに復調するに十分な特性の復調系が実現できた。

第6章 同期検波用搬送波再生系

6.1 まえがき

位相変調・同期検波方式に用いる中継装置では、受信側において同期検波を行うための基準搬送波を正確にかつ安定に再生することが非常に重要を問題になる。本章では、20 GHz 帯ディジタル無線伝送方式を対象とし、これに用いる基準搬送波再生系の設計および特性について述べる。 (56)~(60)

これまでに開発された公衆通信用無線ディジタル伝送方式としては 2.5 節でのべたように、2 GHz 帯を用いた 2 S-P1方式および 11, 15 GHz 帯を用いた 11/15 S-P1 方式などがあり、いずれも変復調方式としては、4 相位相変調・同期検波方式を用いている。 (8),(15) しかしこれらは変調速度が数 MBから数十 MBと比較的低速であり、このため 搬送波再生を行う周波数である中間周波数(IF)が 70 MHz または 140 MHz の VHF帯であり、また送受信局部発信器に水晶発振器を使用しているため、受信搬送周波数変動も数百 kHz 以下という小さい値である。

一方,20 GHz 帯ディジタル無線伝送方式は,変復調方式としては同様に4相位相変調・同期検波方式を用いるが,変調速度は200 MB という高速であり,しかも I F 周波数は 1,700 MHz というマイクロ波帯であり,かつ受信搬送周波数も±3 MHz 程度という大きな変動がある。 このように数百 Mb/s という高速の変調信号から信号対雑音電力比(SNR)の良い搬送波を抽出し,かつ数 MHz という大きな入力搬送波周波数変動に対しても安定に同期搬送波を再生する必要がある。

とのため,との搬送波再生系の引込み周波数範囲は $\pm 10~\mathrm{MHz}$ 以上必要となる。したがって,との系を1つの追随フィルタと見なした場合の等価Qは100以下になるため,良好なSNRを持つ基準搬送波を再生できない。

この引込み周波数範囲の拡大と再生搬送波の雑音の減少という相反する条件を同時に満足するために、搬送波再生系として位相同期ループ(PLL)を用いる方法について、理論的・実験的検討を行い、これらの特性の理論的限界を明らかにすると共にその特性を改善するための構成法について示す。これは、補助回路の付加および搬送波再生系自身の周波数変動の補償により、この問題を解決している。

とのPLL形搬送波再生系では、非同期になると電圧制御発振器(VCO)が自動的に掃引し、入力周波数と一致し同期したら掃引を停止するという VCO 自動掃引回路を付加して

いる。 $^{(57)(61)}$ これにより,系の雑音帯域幅と引込み周波数範囲は独立して決めることができ、この問題の解決が可能になった。

さらに中間周波数が高いため、搬送波再生系自体の中心周波数変動も大きくなり、かつ 遅延時間ずれにより生ずる位相誤差も大きくなる。

そとで、ループ遅延線に遅延時間の温度係数がお互に逆符号であるテフロンケーブルとセラミック基板ストリップラインを用いて、遅延時間の温度変動に対する補償を行い、との問題の解決を図った。(57)(60)

このように、厳しい環境条件にあるため、従来の技術では実現が困難であったマイクロ波帯における広帯域で精度の良い搬送波再生系について、構成法および回路素子をも含めて新しい工夫を加えた検討を行い、高速化、高周波化、簡易化、安定化に適した回路構成を選択し、かつ追随周波数範囲を広くする構成法を明らかにした。

さらに、これらの検討結果にもとづいて設計・試作した搬送波再生系の実験結果を示す。 なお、以下の検討は変調位相数が4の場合であるが、他の場合についても同様な方法に より解析できる。

搬送波再生系としては、ことで検討したPLL形の他に、 $タンク・リミッタ形があり、これについても自動位相制御系を付加することにより、良好な特性が得られているが、ここでは省略する。 <math>(62)\sim(64)$

6.2 要求特性と問題点

 $2~0~{
m GHz}$ 帯ディジタル無線中継装置の諸元は表 $2.4~{
m K}$ に示している。また,これの構成は,RF 増幅器を用いないことを除いて,図 $2.1~3~{
m E}$ 同じ構成である。この諸元の中で,搬送波再生系の設計に影響する主なパラメータは, $1~{
m F}$ 周波数($1.7~{
m GHz}$), $0~{
m L}$ のの $0~{
m L}$ のの $0~{
m L}$ の $0~{
m L}$ の

また,中継装置の誤り率特性の劣化を少なくするため,系の定常位相誤差は,上記入力

周波数と周囲温度の変動範囲においても, \pm 3°以内にし,かつ再生搬送波の SNR は $\mathrm{30~dB}$ 以上であるという厳しい条件を同時に満足しなければならない。 $^{(26),(65)}$

さらに、20 GHz 帯無線伝送方式は、2.3節で述べたように、中継間隔が3 km と狭く、 多中継であるため、経済化、小形化、高信頼度化も同時に要求される。

以上述べたこの搬送波再生系の要求特性を示すと表 6.1 の通りである。なお,この表で周囲温度範囲が $5 \sim 6.0$ でとなっているのは,盤雰囲気温度よりこの回路の雰囲気温度が約 1.5 で高いためである。

これらの中で、再生搬送波のSNRは受信QPSK信号から搬送波を抽出する方法によって大きく影響される。そこで、本章ではまず、搬送波を抽出する種々の方法について比較検討を行い、特性および回路の実現性を考慮して抽出法の選択を行う。

表 6.1 搬送波再生系に要求される特性

搬送波再生周波数	1. 7 GHz				
変調方式	4 相位相変調				
変調速度	2 0 0 MB				
周囲温度範囲	5°C ~ 6 0°C				
引込周波数範囲	± 1 0 MHz 以上				
再生搬送波のSNR	3 0 dB以上				
定常位相誤差	± 3°以内*				
構成	小形化, 簡易化				
	構機的安定性				

* 入力周波数変動±3 MHz を含む。

再生搬送波のSNRは、搬送波再生系の雑音帯域幅に逆比例するが、通常の搬送波再生系では、この雑音帯域幅は系の引込み帯域幅に比例する。このため、このSNRの所要値と引込み帯域幅の所要値はお互に相反する要求特性となる。そこで、この2つの要求条件が通常の方法では満足できない場合には、この問題を解決する何らかの技術を開発する必要がある。

搬送波再生系の引込み周波数は、後で説明するようにこの再生系を構成するループのループ遅延時間に影響され、その最大値は制限を受ける。すなわち、このループ遅延時間が大きくなると、通常の系では引込み周波数を十分広くとることができなくなり (56)、入力周波数変動および搬送波再生系自身の中心周波数変動に追随できなくなる。

さらに、これの定常位相誤差を小さくするためには、搬送波再生系の各部の温度変動を小さくすると共に、この系の ν -プ利得を増大させることが必要となる。しかし、PLLを用いる搬送波再生系では、 ν -プ遅延時間を考慮すると、 ν -プ利得の増大は PLL を不安定にする。

このように、SNR と定常位相誤差と引込み範囲の3つの要求条件はお互に相反するものである。そこで、本章の以下の節では、PLL 形搬送波再生系について、それぞれ、上記要求特性の相互関係および各部回路特性の温度変動が搬送波再生系諸特性に与える影響について理論的に解明し、その理論的特性を明らかにし、要求条件が同時に満足できるかどうかについて検討する。更に、そこで生じる問題点を解決する方法について検討する。

6.3 搬送波成分抽出法の比較

4 相位相変調された受信信号には搬送波の輝線スペクトルが含まれていないため、何らかの非線形操作を行って輝線スペクトルを抽出したうえで「ゆらぎ」が少なく精度の良い 復調用基準搬送波を再生することが必要となる。

クロック周波数が200 MHz 程度以上である高速のディジタル信号を対象とする場合, IF周波数は1~4 GHz のマイクロ波帯になる。この周波数帯において復調用基準搬送波を抽出・再生する方法としては表 6.2 に示すような種々のものが考えられる。

これらの方法に関する基本原理は、主として搬送電信の研究開発過程において提案されている。これらの各種方法に対して基本原理について述べたものならびにVHF帯以上の周波数帯において具体的構成を試みたものに限って文献をまとめれば表3の左欄のようになる。 (56),(66)~(75) いずれの方法も何らかの非線形操作を用いることにより、受信被変調波と電圧制御発振器の出力とを等価的に4 逓倍かつ位相比較し変調成分を除いた位相誤差信号の抽出を行い帰還制御信号としている。したがって、いずれの方法も逓倍機能と自動位相制御機能とを備えたものとなっている。

ことでは20 GHz 帯ディジタル無線伝送方式の復調用基準搬送波の抽出・再生法としていずれの方法が優れているかの比較検討を行う。この場合,①位相比較特性,②取り扱

搬送彼成分抽出法の比較 表 6.2

4<	_				_	_			_ :
箍	(99	(2 9	56)	(0 2	(71)	72)	73)	74)	75)
×	9)	9)	~ ~	<u> </u>	<u> </u>	()	1)	7)	2)
総合評価	4	₫	© ,	0	0	4	4	0	0
特殊回路と実現上の 問題点	通 倍 器 広帯域化	通 倍 器 5 乗位相比較器 広帯域化	逆変調器 初期調整	再変調器 初期調整	アナログ乗算器 高能率低ドリフト化	φ -	位相再生器 安定動作	ペースパンド反転回路 低ドリフト化	絶対値演算回路 低ドリフト化
7、1化	.0	0	0	©	4	©	0	* 4	* 0
低ドリフト化 の難易	やや易	やや易	呵	咸	や離	咸	やや易	やを離	やや易
高速化の 難易	やや難へ	やや難へ	© E	○<th>やや離々</th><th>×</th><th>×</th><th>やや易〇</th><th>○省中中</th>	やや離々	×	×	やや易〇	○省中中
引き込み範囲 の難易	0 #	0	Κ #	- O	0	♦	∀	0	□
遅延時間 の大小	O #	0	◎ O	0	0	4	4	0	**
小形軽量化 の難易	O #	0 #	© -<-	© √	O #-	* 4	⊀	O 11 :	* \d
b ∜	0	0	0 4	4	0	٥	0	0	0
クロック系との関係	Ħ	⅓	过属	厩	Ħ	麗	Ħ	₽	本
₹ ₩	魚	農	数烷	纸	英	郑	農	贯	展
取り扱う周波数	f ₀ ペースパンド 4f ₀ △	f ₀ ペースパンド 4f ₀ △	f ₀ インスペント	f ₀ ペーズパンド 〇	f ₀ ペースパンド 〇	f ₀ ペースパンド 〇	$f_0 \sim 2 \times 1 \times$	O	$\begin{matrix}f_0\\ \checkmark-\varkappa, \checkmark \\ \bigcirc\end{matrix}$
位相 比較特性	正改法	正弦状〇	鋸歯状◎	親 と の	正弦 法	矩形状	鋸 吿 ♡	鋸 略	三角
比較項目方 法名	通 符	変形逓倍法	逆変調法	再変調法	アナログ乗算法 (Costas法)	ディジタル乗算法	位相再生法	ベース パンド 反転法	ペースパンド 演算法

*:平衡回路形式,IC化などにより改善の余地あり **:IC化により大幅な改善も可能

う周波数帯、③クロック系との関係、④軽量・小形化、⑤ループ遅延時間の大小、⑥引込み範囲の大小、⑦対ドリフト特性、⑧特殊回路の問題点、という8項目について比較検討を行った。その結果を表6.2に示す。表6.2に示したように逆変調法または再変調法が総合的に優れている。この2つの方法の中で逆変調は駆動パルスとして復調出力を直接用いることができ、識別再生パルスを必要としないため、ループ遅延時間が比較的小さく構成できるので、ことでは逆変調法を採用した。

6.4 位相同期ループ形搬送波再生系の解析

6.4.1 系の構成と基礎方程式

逆変調器と位相同期ループ(PLL)とにより構成される4相逆変調・位相同期ループ形搬送波再生系の構成図は、各部回路で生ずる遅延時間を考慮に入れた場合、図 6.1 に示すようになる。各部回路の遅延時間は、図 6.1 に示されている。

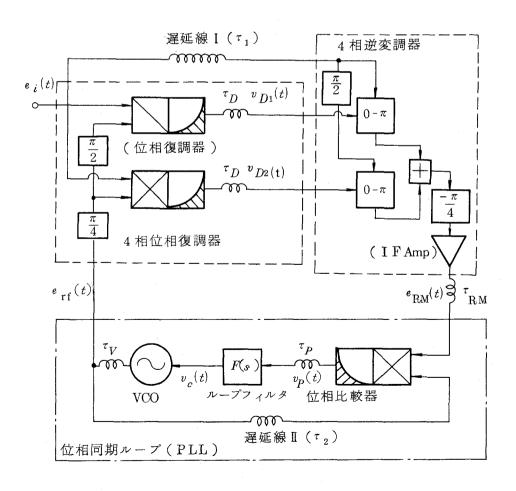


図 6.1 位相同期ループ形搬送波再生系の構成図

この系への入力信号である受信QPSK信号 $e_i(t)$ は次式で表せる。

$$e_{i}(t) = A_{i} \cdot \sin \varphi_{i}(t)$$

$$\varphi_{i}(t) = (\omega_{0} + \Delta\omega_{i})t + (\pi/2) \cdot m_{d}(t)$$

$$(6.1)$$

ととで、 ω_0 は入力信号の搬送波角周波数の中心周波数, $\Delta\omega_i$ はそれの変動であり, $m_d(t)$ は伝送情報である $\Delta = 0$ ($\Delta = 0$) は伝送情報である $\Delta = 0$ ($\Delta = 0$) は伝送情報である $\Delta = 0$ ($\Delta = 0$) に示したように、 $\Delta = 0$ ($\Delta = 0$) に示した。 $\Delta = 0$ ($\Delta = 0$) に示しない。 $\Delta = 0$ ($\Delta = 0$) に示したない。 $\Delta = 0$ ($\Delta = 0$) に示しない。 $\Delta = 0$ (Δ

$$V_D(t) = A \sin \Delta\theta$$

V C O 出力である再生基準搬送波 e_{rf} (t)が,その位相変化を θ_{rf} (t) として,

$$e_{rf}(t) = A_{rf} \sin \{ (\omega_0 + \Delta \omega_i) t - \theta_{rf}(t) \}$$
 (6.2)

で表わされるものとすれば、位相復調器出力 $v_{D_1}(t)$ と $v_{D_2}(t)$ は次式で与えられる。

$$v_{D1}(t) = A_D \cos \{ (\pi/2) \cdot m_d(t - \tau_D) + \theta_{rf}(t - \tau_D) + \pi/4 \}$$

$$v_{D2}(t) = A_D \sin \{ (\pi/2) \cdot m_d(t - \tau_D) + \theta_{rf}(t - \tau_D) + \pi/4 \}$$

$$(6.3)$$

上式より明らかなように、 θ_{rf} (t)はこの搬送波再生系の位相誤差 θ_{e} (t) と等しい。

$$\theta_{e}(t) = \theta_{rf}(t) \tag{6.4}$$

上記の2つのベースバンド出力をパルス増幅したうえで, ω_0 世でて動作する4相逆変調器(信号の分割・合成に用いるハイブリット結合器, $\pi/2$ 移相器,2台の $0-\pi$ 変調器の3要素で構成される)の駆動信号として使用し,遅延線I により τ_1 だけ遅延させた受信被変調波に逆変調操作を施せば,その出力 e_{RM} (t) は次式のように表示される。なお,出力は必要レベルまでI F 増幅器により増幅される。

$$\begin{split} e_{\rm RM}(t) = & \frac{A_{\rm RM}}{2} \left\{ - \sin \left\{ v_{D2}(t - \tau_D - \tau_{\rm RM}) \right\} \cdot \cos \left\{ \varphi_i(t - \tau_1 - \tau_{\rm RM}) + \frac{\pi}{4} \right\} \right. \\ & + \sin \left\{ v_{D1}(t - \tau_D - \tau_{\rm RM}) \right\} \cdot \sin \left\{ \varphi_i(t - \tau_1 - \tau_{\rm RM}) + \frac{\pi}{4} \right\} \right] \quad (6.5) \\ & \geq 2 \, \text{Tsign} \left\{ x \right\} \, \text{Id} \end{split}$$

$$sign \{x\} = \begin{cases} +, & x > 0 \\ -, & x < 0 \end{cases}$$
 (6.6)

で定義される符号関数であり, これは次の性質を持つ。

$$\frac{\operatorname{sign} \left\{ A \operatorname{sin} \theta \right\}}{\sqrt{2}} = \operatorname{sin} \left(\frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{2} \left[\frac{2}{\pi} \theta \right] \right) \tag{6.7}$$

$$e_{\rm RM}(t) = A_{\rm RM} \sin \left\{ (\omega_0 + \Delta \omega_i) (t - \tau_1 - \tau_{\rm RM}) + (\pi/2) \cdot m_d (t - \tau_1 - \tau_{\rm RM}) - (\pi/2) \right\} (2/\pi) \theta_e(t - \tau_D - \tau_{\rm RM}) + m_d (t - \tau_D - \tau_{\rm RM}) + 1/2$$
 (6.8)

遅延線の遅延時間 τ_1 は、逆変調操作により変調信号成分を除去することを目的として、

$$\tau_1 = \tau_D \tag{6.9}$$

を満足させるように設定される。これにより4相逆変調器の出力は次式となる。

$$e_{\rm RM}(t) = A_{\rm RM} \sin \left\{ (\omega_0 + \Delta \omega_i) (t - \tau_1 - \tau_{\rm RM}) - (\pi/2) \left[(2/\pi) \theta_e (t - \tau_1 - \tau_{\rm RM}) + 1/2 \right] \right\}$$
 (6.10)

このように逆変調器出力には、変調信号 $m_d(t)$ は含まれておらず、除去されており、搬送波成分が抽出されていることが上式より明らかである。

このようにして得られた逆変調器出力 e_{RM} (t) は,遅延線 \mathbb{I} により τ_2 だけ遅延 された VCO 出力 e_{rf} (t) と位相比較される。このために用いられる位相比較器の 感度を K_p , その出力ドリフト電圧を Δv_p とすると,その出力電圧 $v_p(t)$ は次式で与えられる。

$$\begin{split} v_P(t) &= K_P \sin \left\{ \theta_e (t - \tau_2 - \tau_P) + \Delta \theta_D \right. \\ &- (\pi/2) \left[(2/\pi) \theta_e (t - \tau_1 - \tau_{\rm BM} - \tau_P) + 1/2 \right] \right\} + \Delta v_P \quad (6.11) \end{split}$$

ことで $\Delta \theta_D$ は次式で表わされる。

$$\begin{split} \varDelta\theta_{D} &= (\omega_{0} + \varDelta\omega_{i})(\tau_{2} - \tau_{1} - \tau_{\text{RM}}) \\ &= (\omega_{0} + \varDelta\omega_{i})\tau_{e} + (\omega_{0} + \varDelta\omega_{i})(\varDelta\tau_{2} - \varDelta\tau_{1} - \varDelta\tau_{\text{RM}}) \\ \\ \tau_{e} &= \tau_{20} - \tau_{10} - \tau_{\text{RM0}} \end{split} \tag{6.12}$$

ことで、 τ_{20} 、 τ_{10} , τ_{RM0} はそれぞれ、遅延線 I、II および逆変調器の遅延時間の初期調整値であり、 $\Delta\tau_2$ 、 $\Delta\tau_1$ 、 $\Delta\tau_{RM}$ はそれぞれ上記遅延時間の温度および経年変化などによる変動分である。

遅延時間 v_2 は,式(6.10)中に含まれる $\Delta\omega_i$, $\Delta\theta_D$, Δv_P をすべて零にした場合の位相比較特性($\theta_{\rm rf}$ $-v_P$ 特性)が,図 6.2 に示すような近似的鋸歯状特性に設定することを目的として,

$$\omega_0 \tau_e = \omega_0 (\tau_{20} - \tau_{10} - \tau_{RM0}) = 2 \nu \pi (\nu = 0, \pm 1, \pm 2, \cdots)$$
 (6.14)

を満足するように設定される。との条件は最も一般的条件であり、通常はレ=0即ち、

$$\tau_{20} = \tau_{10} + \tau_{RM0} \quad (\tau_e = 0)$$
 (6.15)

を満足するように設定される。というのは、もし $\nu = 0$ のように設定されると、周波数変動 $\Delta \omega_i$ により余分の位相誤差 $\Delta \omega_i \tau_e$ が発生することとなるからである。このような意味から、式(6.15)は平衡設定条件と呼ばれている。

なお、 ν ± 0 のように設定することにより発生する余分の位相誤差 $\Delta \omega_i$ τ_e を用いて、入力角周波数変動 $\Delta \omega_i$ により生ずる位相誤差 $\Delta \omega_i/K$ を相殺する方法も存在する。(ここでK は ν ν τ_e τ_e

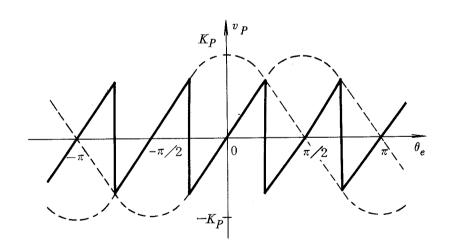


図 6.2 位 相 比 較 特 性

一般には,式(6.12)で与えられる $m{4}$ $m{\theta}_D$ は十分小さく $m{4}$ $m{6}$ $m{6}$ を満足するから,位相比較器の出力電圧は次式となる。

$$v_{p}(t) = K_{p} \operatorname{saw}^{(4)} \{\theta_{e}(t - \tau_{2} \tau_{p})\} - K_{p} \Delta \theta_{D} + \Delta v_{p}$$
 (6.16)

ただし、saw $\binom{(4)}{x}$ は次式で定義される鋸歯状関数を表わすものとする。

$$saw^{(4)}\{x\} = x - (\pi/2) [(2/\pi) \cdot x + 1/2]$$
 (6.17)

 $n-\mathcal{I}$ ・フィルタとしては,系の各種設計条件を同時に満足せしめることを目的として,図 6.3 に示すような位相遅れフィルタを用いるものとすれば,V C O の制御電圧 v_c (t) は次式で与えられる。

$$T_{1} \frac{d}{dt} \{ v_{c}(t) \} + v_{c}(t) = T_{2} \frac{d}{dt} \{ v_{p}(t) \} + v_{p}(t)$$
 (6.18)

ただし、 T_1 および T_2 は位相遅れフィルタの時定数であり、次式で与えられる。

$$T_1 = C(R_1 + R_2), T_2 = CR_2$$
 (6.19)

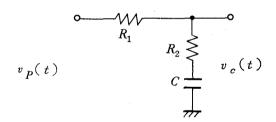


図 6.3 位相遅れフィルタ

VCOの発振周波数は、この制御電圧 $v_c(t)$ によって制御される。VCOの感度を K_V とし、これの自走角周波数の変動分を $\Delta \omega_V$ とすると、VCOの発振周波数は、式 (6.2)から次の関係が成り立つ。

$$\omega_{0} + \Delta \omega_{i} - \frac{d}{dt} \{\theta_{rf}(t)\} = \omega_{0} + \Delta \omega_{V} + K_{V} v_{c}(t - \tau_{V}) \qquad (6.20)$$

とのVCOの出力位相 θ_{rf} (t)は,式(6.4)に示したように位相誤差 θ_e (t)に等しい。また,式(6.16),(6.18),(6.20)を用いることにより,系の制御過程を表わす方程式は次式のような非線形の微分・差分方程式となる。

$$T_{1} \frac{d^{2}}{dt^{2}} \{\theta_{e}(t)\} + \frac{d}{dt} \{\theta_{e}(t)\}$$

$$+ KT_{2} \frac{d}{dt} \{saw^{(4)} \{\theta_{e}(t - \tau_{L})\}\}$$

$$+ K saw^{(4)} \{\theta_{e}(t - \tau_{L})\}$$

$$= \Delta \omega_{i} - \Delta \omega_{V} - K_{V} \Delta v_{P} + K \Delta \theta_{D}$$

$$(6.21)$$

ただし、K および τ_L は、それぞれ、系のゲイン定数および一巡遅延時間であり、 次式で表わされるものとする。

$$\begin{cases}
K = K_{p}K_{V} & (6.22) \\
\tau_{L} = \tau_{2} + \tau_{p} + \tau_{V} & (6.23)
\end{cases}$$

6.4.2 定常位相誤差特性

系の定常位相誤差特性を表わす式は、前述の式(6.21)において、定常解

$$\theta_{es} = \lim_{t \to \infty} \theta_{e}(t) = \lim_{t \to \infty} \theta_{e}(t - \tau_{L})$$
 (6.24)

の存在を仮定して求めることにより,

$$\theta_{es} = (\Delta \omega_i - \Delta \omega_V - K_V \Delta v_P + K \Delta \theta_D) / K, \pmod{\pi/2}$$
 (6.25)

となる。ここで、 $mod.~\pi/2$ の記号は周期 $\pi/2$ の多価性を表わすものとする。 このようにして求められる定常位相誤差は符号誤り率特性に関する劣化要因の1 つであり、回線設計上から決定される許容値 $\theta_{es\ max}$ を超えることのないよう系の設計を行なう必要がある。即ち、

$$|(\Delta\omega_{i}/K) - (\Delta\omega_{p}/K) - (\Delta v_{p}/K_{p}) + \Delta\theta_{D}| < \theta_{es \text{ max}}$$
 (6.2 6)

これが搬送波再生系を具体的に設計する場合の第1条件である。

6.4.3 引き込み特性

同期はずれ状態にある系を同期状態にもたらすためには、 等価的な角周波数変動,

$$\Delta\omega_T = \Delta\omega_i - \Delta\omega_V - K_V \Delta v_p + K \Delta\theta_D \qquad (6.27)$$

の値が所定の範囲内に存在せねばならない。この範囲は引き込み角周波数範囲と呼ばれ、系の位相比較特性、ゲイン定数、ループ・フィルタの時定数および一巡遅延時間の関数として決定される。以下、この値をJ.A. Develet の方法 (76) に従って求めることとする。

考察の対象とする系は同期はずれ状態にあるものとすると、位相比較器の出力には 一次近似的に次式で与えられる鋸歯状ビート電圧が現われる。

$$v_p(t) = K_p \text{ saw}^{(4)} \{ \Delta \omega_b t \}$$
 (6.28)

ただし、 $\Delta\omega_b$ はビート角周波数を表わすものとする。ここで、ビート角周波数は十分大きく、 $\Delta\omega_b>>1/T_2>1/T_1$ という仮定が成立するものとすれば、VCOO 制御電圧は次式により近似される。

$$v_c(t) = mv_P(t) = mK_P \text{ saw}^{(4)} \{ \Delta \omega_b t \}$$
 (6.29)

ただし, mは位相遅れフィルタの高周波伝達比であり, 次式で表わされる。

$$m = \frac{T_2}{T_1} \tag{6.30}$$

よって、VCO出力の位相変化は次式で与えられる。

$$\theta_{rf}(t) = K_{V} \int^{t} v_{c}(\xi) d\xi$$

$$= \left(\frac{mK}{2\Delta\omega_{b}}\right) \left\{ \left(\Delta\omega_{b}t - \frac{\pi}{2} \left[\frac{2}{\pi} \Delta\omega_{b}t + \frac{1}{2} \right] \right)^{2} - \left(\frac{\pi}{4}\right)^{2} \right\}$$
 (6.31)

つぎに系の一巡遅延時間を考慮に入れて位相比較器の出力電圧の第2次近似を求める と,

$$v_{P}(t) = K_{P} \operatorname{saw}^{(4)} \left\{ \Delta \omega_{b} t - \theta_{rf}(t - \tau_{L}) \right\}$$
 (6.32)

となる。ことで,($\pi K/2 \Delta \omega_b$)<<1, $\Delta \omega_b \tau_L <<1$ と仮定し,ビートの一周期 $\Delta \omega_b t \in (-\pi/4$, $\pi/4$)にわたり 上式の平均値を求めることにより,位相比較器 の出力に含まれる直流分電圧は次式のように表わされる。

$$< v_P >_{DC} \stackrel{:}{=} K_P m K \left(\frac{\pi^2}{48 \Delta \omega_b} - \frac{\Delta \omega_b \tau_L^2}{2} \right)$$
 (6.33)

したがって, この電圧によるVCOの直流角周波数偏移は次式となる。

$$\Delta \omega_{d} = mK^{2} \left(\frac{\pi^{2}}{48\Delta \omega_{b}} - \frac{\Delta \omega_{b} \tau_{L}^{2}}{2} \right)$$
 (6.34)

しかるに、 $\Delta \omega_T$ と $\Delta \omega_b$ と $\Delta \omega_d$ との間には、

$$\Delta\omega_b = \Delta\omega_T - \Delta\omega_d \tag{6.35}$$

の関係が存在することから、同期はずれ状態を表わす平衡方程式は次式のように $\Delta\omega_b$ に関する 2 次方程式となる。

$$\left(1 - \frac{mK^2 \tau_L^2}{2}\right) \Delta \omega_b^2 - \Delta \omega_T \cdot \Delta \omega_b + \frac{mK^2 \pi^2}{48} = 0$$
(6.36)

系の引き込み同期状態と同期はずれ状態との境界条件は、上式の虚根、実根判別条件から決定されることから、系の引き込み範囲は次式となる。

$$|\Delta\omega_T| < \Delta\omega_p = \frac{\pi K}{2} \sqrt{\frac{m}{3} \left(1 - \frac{mK^2 \tau_L^2}{2}\right)}$$
 (6.37)

系の設計にあたっては、前述の式(6.27)で与えられる等価的な角周波数変動が式(6.37)を満足する必要があることから次式を得る。

$$\begin{split} \mid \varDelta\omega_{i} - \varDelta\omega_{V} - \mathit{K}_{V} \varDelta v_{P} + \mathit{K} \varDelta \theta_{D} \mid < \varDelta\omega_{P} \\ &= \frac{\pi \mathit{K}}{2} \sqrt{\frac{\mathit{m}}{3} \left(1 - \frac{\mathit{m} \mathit{K}^{2} \tau_{L}^{2}}{2}\right)} \end{split} \tag{6.38}$$

これが搬送波再生系を具体的に設計する場合の第2条件である。

なお、式(6.37)から明らかなように、 au_L が一定な場合には系の引き込み範囲には、

$$\Delta \omega_{p \text{ max}} = \frac{\pi}{2\sqrt{6} \tau_L}, \quad mK^2 \tau_L^2 = 1$$
 (6.39)

で与えられる最大値が存在する。したがって、周波数変動が大きく広い引き込み範囲を有する系の実現を必要とするような場合、最も留意すべきことは系の一巡遅延時間を可能な限り小さくすることとなる。このことは、系を具体的に構成する場合の最大の問題点の1つである。

以上の引き込み範囲の導出は,位相比較特性を表わす前出の式(6.11)において Δ θ_D が十分小さく式(6.16)のように近似的表示が可能であるとして求めたものであるが,実際にはこのような仮定の成立が崩れる場合がある。このような場合の位相比較特性は,式(6.11)から,図6.4 に示すように等価的な直流ドリフト K_P Δ θ_D を受けるばかりでなくひずんだ鋸歯状特性となる。したがって,その引き込み範囲が V C O O 中心周波数に対して非対称となることは容易に類推されよう。

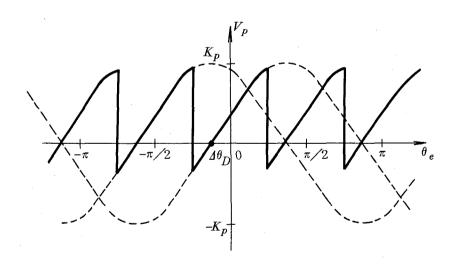


図 6.4 $\Delta\theta_D$ がある場合の位相比較特性

6.4.4 ループ安定性

 的良好な線形追縦特性を持つためには次の条件が必要である。

$$\zeta = 0.8 \sim 2.0
\omega_n \tau_L = 0.02 \sim 0.1$$
(6.40)

これが搬送波再生系を具体的に設計する場合における第3条件である。

6.4.5 雑音特性

搬送波再生系の設計に関する最後の条件は、再生搬送波、即ちVCO出力のジッタ に関するものである。

系が同期状態,即ち線形動作状態にある場合のV C O 出力に現われるジッタの自乗平均値〔 θ_j^2 〕すなわち信号対雑音電力比(S N R) $_L$ の逆数は,通常の位相再生系と同様,近似的に次式で表わされる $^{(79)}$ 。

$$[\theta_j^2] = \frac{1}{2(\text{SNR})_I} = (\frac{B_L}{B_i}) \frac{1}{(\text{SNR})_i}$$
 (6.41)

$$\left(\frac{B_L}{B_i}\right) \frac{1}{(SNR)_i} < (\theta_{j \text{ max}})^2 = \frac{1}{2(SNR)_{L \text{ min}}}$$
 (6.42)

上式中 B_i および(SNR) $_i$ の 2 つのパラメータは搬送波再生用PLL の設計条件以外の条件から別途決定される(伝送路帯域幅および変調器,逆変調器の性能)わけであり,系の設計上決定すべきパラメータは B_L ,即ち雑音帯域幅のみである。ととろで,系内に遅延時間が含まれる場合の等価雑音帯域幅 B_L は近似的に

$$B_{L} = \frac{1}{2\pi j} \int_{0}^{j\infty} \frac{K(1 + sT_{2}) e^{-s\tau} L}{s(1 + sT_{1}) + K(1 + sT_{2}) e^{-s\tau} L} ds$$

$$= \frac{K}{4} m(1 + mK^{\tau}_{L}) \qquad (Hz) \qquad (6.43)$$

で与えられる $^{(78)}$ ことから、式(6.42)は次式のように表示される。

$$B_{L} = \frac{K}{4} m(1 + mK\tau_{L}) < (\theta_{j \text{ max}})^{2} B_{i} (\text{CNR})_{i} = \frac{B_{i}}{2} \times \frac{(\text{SNR})_{i}}{(\text{SNR})_{L \text{ min}}}$$
(6.4.4.)

これが搬送波再生系を具体的に設計する場合の第4条件である。

6.5 問題点の解決法

本搬送波再生系として逆変調形 P L L 回路を用いる場合の設計上の問題点を前述の理論 検討をもとにして述べ、その解決法を検討する。

6.5.1 引込み周波数範囲と定常位相誤差

$$\Delta f_{L} = \Delta f_{V} - K f_{0} \Delta \tau_{IF} + \frac{K_{V}}{2\pi} \Delta v_{P}$$
 (6.45)

現在の技術としては,これらの変動は $\Delta \tau_{\rm IF}/\tau_2=1 \times 10^{-3}$, $\Delta v_P=15\,{\rm mV}$ 程度であり, $f_0=1.7~{\rm GHz}$, $K=4 \times 10^8$ ($1/{\rm s}$), $K_V=2\pi \times 40 \times 10^6$ (rad $/{\rm s}$)/V , $\tau_2=8~{\rm ns}$ である。そこで, Δf_L の 最悪値として式(6.45) の各項の絶体値の和をとると $8~{\rm MHz}$ 程度になる。この搬送波再生系自身の変動を考慮すると,全温度範囲で $10~{\rm MHz}$ の引込み周波数範囲を確保するためには,常温に おいて $\pm 1.8~{\rm GHz}$ 程度の引込み周波数範囲を必要とする。

一方,との搬送波再生系のP L L の一巡遅延時間 τ_L の実現値は1 3 ns 程度であるため式(6.39)から求まるように,引込み周波数範囲は ± 8 MHz 以上はできない。との値は前述の要求値1 8 MHz の半分以下であり,とのままでは全く要求条件を満足できない。

これを解決するためには

- (j) 送受信器局発源として水晶発振・逓倍回路を用い, これの周波数安定度を上げる。
- (ii) 送受信器局発源に自動周波数制御を行う。
- (iii) 同期回路系に補助回路を付加し、引込み周波数範囲の拡大を図る。
- (V) 位相比較器に周波数検波機能をも持たせることにより、引込み周波数範囲の拡 大を図る。

などの方法が考えられる。しかし、(i)、(ii)の方法は共に回路構成が複雑化、大形化するので、経済性、小形化、高信頼性の要求と合わない。(iii)の方法は、これまで幾かの方法が提案されている。この方法の1つとして、PLLが非同期状態にある時これを何らかの手段で検知し、PLLのVCOをPLLが同期するまで掃引し、同期状態になったら掃引を停止することにより、同期引込み範囲の拡大を図る方法がある。(79) この同期状態を検出する方法として種々の方法があるが、ここではVCO制御端子を見たインピーダンスが同期状態では非常に低いのに対し、非同期状態では高くなることを利用して検出する方法を用いた。(61) これの構成図を図 6.5 に示す。このようなVCO自動掃引法を採用すれば、搬送同期系の引込み周波数範囲はVCOの掃引周波数幅に相当する帯域を有することができ、広帯域周波数追随が可能になる。しかしこの掃引幅をあまり広げすぎると、QPSK用搬送波同期系においては、正しい中心周波数より nf_{CL} /4(ここで、n:整数、 f_{CL} : D1、D2の持引幅は、数で機似引込みを生じ、(79) 誤った搬送波を再生する。そのため、VCO掃引幅は、

擬似引込みが生じない範囲内でできるだけ広くなるように選ばなければならない。 この擬似引込みはループ利得に関係するため,ループゲインの決定においてはとの点 も考慮しなければならない。

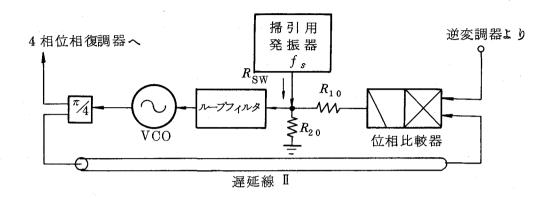


図 6.5 VCO自動掃引回路の構成図

以上述べた方法を用いれば、常温における引込み幅の拡大はある程度可能になる。しかし、温度変動により、この系を構成する各回路の特性が変動し、これの引込み周波数が式(6.45)に示したような値だけ変動すると、前に述べたように常温において ±18 MHz 以上の引込み周波数幅を必要とするが、この 18 MHz と云う値は擬似引込みを考慮すると可能な引込み周波数の限界に近い。また、引込み周波数変動は定常位相誤差を増大させる。そこで、この搬送波同期系自身の引込み周波数変動を小さくする必要があるが、その解決法としては、

- (V) 同期系を構成する個々の回路の温度変動を小さくする。
- (V) 同期系自体の変動を系全体として温度補償を行い、それにより系自体の変動を

小さくする。

などの方法がある。($oxed{W}$ の方法は当然必要であるが,これには回路技術上限度がある。そこで, $oxed{W}$ に示した系全体としての温度補償が必要となる。式($oxed{6.45}$)に示した変動要因の中で $oxed{Af_V}$ と $oxed{Av_P}$ は両方とも $oxed{V}$ C O制御電圧変動に換算できるので,この $oxed{V}$ C O制御電圧端子にサーミスタ等を付加することにより両方の温度変動を補償する。一方遅延線の遅延時間変動 $oxed{A\tau_{IF}}$ は通常の遅延線では, $oxed{+5}$ \sim 60 \circ の周囲温度範囲において,約 1000 ppm あり,これによる引込周波数変動は前述のように約 $oxed{6}$ MHz と非常に大きい。そこで,これは何らかの方法で補償し減少させなければならない。このためには,温度係数の符号が異なる2種類の遅延線を用い,それを適当に配分すれば実現できる。 $oxed{(57),(60)}$ この条件に合う遅延線としてはテフロン同軸ケーブルとセラミック基板を用いたマイクロ・ストリップ 線路がある。 それぞれの遅延線の遅延時間の温度変化係数は次の通りである。

テフロン・同軸ケーブル(SJ) : -40 ppm / $^{\circ}$ C セラミック・マイクロ・ストリップ線路: +30 ppm / $^{\circ}$ C

この2種類の遅延線を適当に配合することにより、遅延時間変動 $4 \tau_{\rm IF}$ を 1/10 以下にすることが出来る。ことではこの方法を用いた。

この遅延時間変動 $\Delta \tau_{\rm IF}$ を 減少させるもう 1 つの方法は,遅延線 \mathbb{I} と \mathbb{I} と逆変調器と \mathbb{I} \mathbb{F} 増幅器のすべてを同じ回路構成(例えばセラミック基板マイクロ波 \mathbb{I} \mathbb{C} \mathbb{C}) で作ることである。このように構成すれば,各回路の遅延時間変化率はほぼ同じであり,かつ $\tau_2 = \tau_1 + \tau_{\rm RM}$ であるから, $\Delta \tau_2 = \Delta \tau_1 + \Delta \tau_{\rm RM}$ となる。そこで,総合遅延時間変動 $\Delta \tau_{\rm IF} = \Delta \tau_2 - \Delta \tau_1 - \Delta \tau_{\rm RM}$ は非常に小さくできる。

このような温度補償により $\Delta \tau_{IF}$ は小さくできる。しかし、この $\Delta \tau_{IF}$ が同じであっても他の条件によって搬送波同期系の引込周波数を変動させる程度は異なる。この $\Delta \tau_{IF}$ が同じ場合、これによる搬送波同期系の引込周波数中心の変動を小さくするには、式(6.45)から明らかなように、中間周波数 f_0 と系のループ・ゲインKを下げれば良い。特にKは系の設計パラメータであり、位相誤差を小さくするためにはKは大きいことが必要であるが、あまりKを大きくすると系が不安定になるだけでなく、このように引込周波数の変動を大きくさせるので、Kの決定においてはこれらの総合的検討が必要である。

周波数変動要因である Δ τ $_{\mathrm{IF}}$ と ($\Delta f_V + K \Delta v_P / 2\pi$)とを 別々に 温度補償した

だけでは Δf_L が 2 MHz 以下にならない場合がある。このような場合には,最初に述べた電圧電圧制御発振器(V C O) の制御電圧端子のサーミスタで系の周波数変動 Δf_L を総合的に温度補償することにより,この値を小さい値に抑圧できる。

これらの方法により、この P L L 系自身の周波数変動 Δf_L は ± 2 MHz 以内にすることを目標にする。

以上述べた解決法を用いれば、全周囲温度範囲にわたって広い引込み周波数範囲を 有し、かつ同時に定常位相誤差も抑圧できる。

6.5.2 定常位相誤差

この搬送波同期系の定常位相誤差は表 6.1 に示したように $\pm 3^{\circ}$ 以内にする必要がある。入力信号の搬送周波数変動が Δf_i で,搬送波同期系自身の引込み周波数変動が Δf_L である時,この系の定常位相誤差 θ_{es} (度)は,式(6.12),(6.25),(6.45),(6.46)より求まり,次式で表せる。

$$\theta_{es} = 360 (\Delta f_i - \Delta f_L) / K$$
 (B) (6.47)

 Δf_i と Δf_L は,前に示したように,それぞれ $\pm 3~\mathrm{MHz}$ と $\pm 2~\mathrm{MHz}$ である。 このような環境において,位相誤差の要求条件を満足するには PLL しのループ・ゲイン K は $6\times 1~0^8$ ($1/\mathrm{s}$)程度が要求される。この程度の N ープ・ゲイン K は 1.7 GHz 帯において実現可能な値である。しかし,この N ープ・ゲイン K は小さい方が PLL 構成回路の実現性および系の安定性から望ましい。

n-ブ・ゲインKを大きくせずに定常位相誤差 θ_{es} を小さくする方法には種々の方法がある。まず第一の方法としては,図 6.1 の遅延線 $\mathbb I$ の遅延時間 τ_{20} を遅延線 $\mathbb I$ と逆変調器の遅延時間 $\tau_{10}+\tau_{\mathrm{RM0}}$ とを,式(6.15)に示したよう一致させるのではなく, τ_{20} を $\tau_{10}+\tau_{\mathrm{RM0}}$ より少し長くする(τ_{e} < 0 にする)ことである。この場合には θ_{es} は 次式に表わされるようになる。

$$\theta_{es} = \frac{360 (\Delta f_i - \Delta f_L)}{K_{eff}}$$
 (6.48)

$$\geq \geq \mathcal{T} \quad K_{\text{eff}} \equiv \frac{K}{1 + K\tau_{e}} \tag{6.49}$$

式(6.49)を図示したのが図 6.6 である。との図から $\tau_e=-1$ ns とすると,K が 4×10^8 (1/s) であっても実効的に 6×10^8 (1/s)のループ・ゲインを持つ系と同じ定常位相誤差となり,定常位相誤差 θ_e 。を 減少させることができる。

Kを大きくせずに θ_{es} を減少させる第二の方法としては,無定位制御形の PLL がある。 これの具体的方法には種々の方法があるが,いずれも帰還ループが二重になるため動作が複雑になり,かつ回路も大きく複雑になる。

そこで、ここではn-プ・ゲインを $4 \times 10^8 (1/s)$ 程度にし、 $n \to 10^8$ 程度にすることにより定常位相誤差を減少させる方法を採用した。

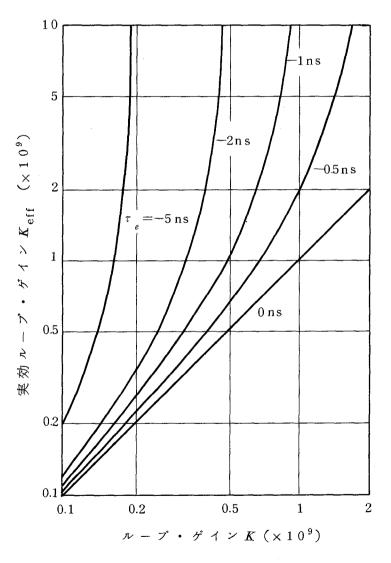


図 6.6 2 径路の遅延時間差 τ_e が存在する 場合の実効ループ・ゲイン

6.5.3 再生搬送波のSNR

再生搬送波の $(SNR)_L$ は、式(6.41)に示された通りであるから、搬送波成 分抽出方法とPLLの雑音帯域幅 B_I とクロック周波数 f_{CL} とによって決まる。 抽出搬送波の雑音帯域幅 B_i は抽出方法によって少し差はあるが、大体 $2 f_{CL}$ 程度 である。本搬送波同期系では,高速で動作する逆変調器を用いて,高速QPSK変調 された受信信号より搬送波を抽出することにより比較的良い(SNR), で搬送波を 抽出している。なお,この(SNR),を実測した結果約13dB であった。また, VCO自動掃引法を用いれば、との系に必要な引込み周波数に関係なく雑音帯域幅 B_I を狭くすることができる。このような $\left(\left. \mathbf{SNR} \right. \right)_i$ の増大および B_I の減少は, 式(6.41)から明らかなように再生搬送波の(SNR) $_L$ の増大を可能にする。 このように、 V C O 自動掃引法は (S N R), の向上という点でも有効な手段である。 再生搬送波にジッタが生じる主な原因は、送信変調器、伝送路帯域制限および逆変 調器の位相誤差,振幅偏差および位相変化時点における位相変動などにより抽出され た搬送波が完全な搬送波でないためである。しかし、実際の系では、シッタの生じる 原因はとのような抽出搬送波の不完全性だけではない。図6.1の構成図において,受 信被変調信号が,位相復調器入力端子 I (信号入力側)→位相復調器入力端子 II (基 準搬送波入力側)→VCO出力端子→VCOのもう1つの出力端子→位相比較器入力 端子;という経路を通って位相比較器に入り,逆変調器によって抽出された搬送波と 位相比較される。このような受信信号の漏洩信号自体の電力は小さいが,これは抽出 搬送波のように1つの位相にまとめられておらず4相位相変調された信号であるため, これのSNRは非常に悪く(0dB以下),位相比較器出力として現われる雑音電力 は大きなレベルになる。更に, この雑音信号はPLLの帰還ループに入っていないた め,負帰還による雑音信号の抑圧は行われずにVCOの制御端子に加わり,VCO出 力ジッタを生じさせる。このように,漏洩信号は小さい電力でも大きなジッタを生じ させるため,これは非常に小さい値(位相比較器入力端でのVCO出力対漏洩電力比 は 60dB 程度以上)に抑えなければならない。このためには,QPSK用4相位相 復調器の2入力端子間のアイソレーションが 35dB 以上必要であり,かつVCOの 2出力端子間のアイツレーションも 25dB 以上必要である。このため, 4相位相復 調器として第5章の図5.21 に示した整合形を用い, (53) これによりアイソレーショ ンの改善をはかった。

以上述べたように再生搬送波のジッタ発生源を検討し、これを少なくする回路を用いると共に、V C O 自動掃引法を採用して雑音帯域幅 B_L の減少を図った。この2つの対策により、 $(SNR)_L$ の良い再生搬送波が得られることが期待できる。

6.6 搬送波再生系の設計

本搬送波再生系は、とれまでに述べた理由により、逆変調形搬送波抽出回路とVCO自動掃引機能を付加した位相同期ループを採用し、その他種々の回路構成上の工夫を行っている。ここでは、この系の設計法を明らかにし、要求特性を満足できる系の各パラメータおよび再生系を構成する各回路の特性値を決定する。

6.6.1 PLLのループ・パラメータの決定

搬送波再生系用PLLのループ・バラメータの設計フローチャートを図 6.7 化示す。この図に示したように、 θ $_{e^{S}\min}$ $\Delta f_{i\max}$, $\Delta f_{L\max}$ が決まれば K_{eff} が 決定される。この K_{eff} があまり大きくなければ、この K_{eff} をKとすれば良い。しかし、 K_{eff} が大きいため回路技術上実現しにくい場合には、適当な τ_e を設けることにより、Kを K_{eff} より小さい値にすることができる。以上によりKは決定される。次に(SNR) $_{L\min}$ が決まり、(SNR) $_{i}$ と B_{i} がわかれば、この系の B_{L} が決定される。この B_{L} とK および τ_{L} により、PLL のループ・フィルタの高域減衰量 m が決定される。そして、このm とKと τ_{L} が決まれば系の引込み周波数幅 Δf_{p} が決まるが、この値が引込み周波数の目標値 $\Delta f_{p\min}$ より大きいかどうか判定する。もし小さい場合(NOの場合)には再検討し、要求条件の変更を行うか、または他の解決法を考案して要求条件を満足しなければならない。大きい場合には次に設計を進める。ループ安定性から、ループ・フィルタの時定数 T_{2} が決定され、この T_{2} とm から時定数 T_{1} も決まる。以上により、PLL のループ・バラメータはすべて決定される。

なお、図 6.7 で示した手順は一般的な場合であり、この再生系に他の制約条件が存在する場合にはそれの条件をも同時に満足できるようにループ・パラメータを決定しなければならない。例えば監視制御信号(SC信号)を伝送するために、高速QPSK変調されている搬送波を更に浅く低速FSK変調する場合がある $^{(13)(81)}$ これはPSK-FSK2重変調と呼ばれているが、このような場合において、SC信号周波数帯におけるPLLの開ループ・ゲインが小さい場合には、この周波数成分を持つ周

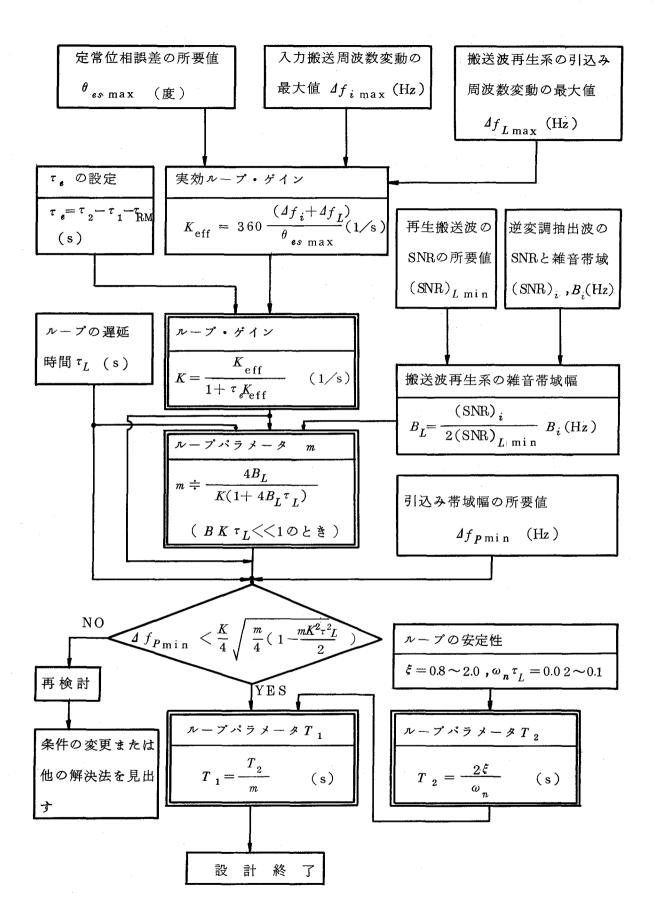


図 6.7 搬送波再生系の設計フローチャート

波数変動に対する系の応答が悪くなるため,FSK信号によってこの再生系の位相誤差が大きくなる。 これを防ぐためには,このSC信号周波数帯における開ループ・ゲインをなるべく大きくしなければならない。このような要求条件は他にも存在するので,搬送波再生系の設計においては,中継器全体についての考慮が必要となる。 図 6.7 に従って本搬送波再生系の設計を行う。系の設計に必要な各条件は表 6.1 およびこれまでの検討結果などからわかるように次の通りである。

$$\theta_{es\, max}=3$$
 度, $\Delta f_{i\, max}=3$ MHz
$$\left(\text{SNR}\right)_{L\, mi\, n}=30 \, \text{dB} \, , \left(\text{SNR}\right)_{i}=13 \, \text{dB}$$

$$B_{i}=400 \, \text{MHz} \, , \, \, \tau_{L}=12 \, \text{ns}$$

$$\Delta f_{P\, mi\, n}=2 \, \text{MHz} \, \left(\, \hat{\mathbf{a}} \, \hat{\mathbf{b}} \, \hat{\mathbf{h}} \, \hat{\mathbf{b}} \, \hat{\mathbf{b}} \, \hat{\mathbf{b}} \, \hat{\mathbf{b}} \, \right)$$

周囲温度:5℃~60℃

これらの値を図 6.7 に代入して求めたこの系のループパラメータおよび系の諸特性は次の通りである。

$$K = 4 \times 10^{8} (1/s), m = 30$$

$$T_{1} = 9 \,\mu s, \quad T_{2} = 0.3 \,\mu s$$

$$\Delta f_{L \,\text{max}} = 2 \,\text{MHz}$$

$$\Delta f_{P} = 7.8 \,\text{MHz}, \quad B_{L} = 4 \,\text{MHz}$$

$$\zeta = 1.0, \quad K_{\text{eff}} = 6 \times 10^{8} (1/s), \quad \tau_{e} = -1 \,\text{ns}$$

6.6.2 VCO自動掃引回路の設計

QPSK用搬送波再生系の引込周波数幅は,6.5.1 で述べたように, $\pm f_{\rm OL}/4$ だけ離れた周波数に存在する擬似引込みを避けるために, $\pm f_{\rm CL}/8$ 以下にしなければならない。ここでは $f_{\rm CL}=200\,{\rm MHz}$ であるから,系の総合引込周波数幅は $\pm 20\sim \pm 23\,{\rm MHz}$ 程度にするのが望ましい。系の総合引込み周波数幅は,VCO 自動掃引周波数幅と自動掃引がない時の引込み周波数 Δf_p の 和であるから,VCO 掃引幅は,上述の $\pm 22\,{\rm MHz}$ から Δf_p を引いた値にすれば良い。

また、この掃引周波数 f_s は、系が同期状態になった時 V C O 制御端子のインピーダンスが十分低くなるようにかなり低周波数に選ばなければならない。しかしあまり低周波数になると引込み速度が遅くなるので、この 2 つ事を考慮して掃引角周波数 ω_s は決定されなければならない。 V C O 制御端子のインピーダンス R_{sw} は次式で表わされる。 $^{(61)}$

$$R_{\rm sw} = \frac{j\omega_s(1+j\omega_sT_1)R_{10}R_{20}}{((1+j\omega_sT_2)K+j\omega_s(1+j\omega_sT_1)R_{10}R_{20}} (同期状態)$$

$$=\frac{R_{10}R_{20}}{R_{10}+R_{20}} \tag{非同期状態} \tag{6.52}$$

このように同期状態の $R_{
m sw}$ は掃引角周波数 $\omega_{
m s}$ に比例して増加するので,ことでは $f_{
m s}=1~{
m kHz}$ に選んでいる。

6.6.3 搬送波再生系構成回路の規格

式($6.5\,1$)の諸特性およびこれまでの検討結果より,系の各構成回路の規格は表 $6.3\,0$ ようになる。電圧制御発振器の周波数安定度の規格は定めていない。この理由は, $6.5\,$ 節で述べたように,温度変動による引込み周波数変動 Δf_L を目標値の $\pm 2\,$ MHz 以内に抑圧するため, $V\,C\,O$ 制御端子に適当な温度係数を持つサーミスタを付加して,この Δf_L を温度補償しているためである。

表 6.3 搬送波再生系構成回路の主な規格

回 路	項目	規格			
4 相位相復調器	二入力端子間のアイソ				
	レーション	35 dB 以上			
/ Quadriphase \	標準受信入力	+ 8 d Bm			
Ph. Dem.	復調出力	1 V 以上			
4 相逆変調器	変調位相誤差	± 5 ° 以内			
Quadriphase \	立上り時間	1.2 ns 以下			
Rev. Mod.	変調損失	13 dB 以下			
I F 増幅器	利得	1 3 d B			
(IF Amp.)	飽和出力	± 5 d Bm			
位相比較器	感 度 K _P	1.5 V / r a d			
(Ph. Comp.)	出力電圧ドリフトΔυp	± 15 mV 以内			
電圧制御発振器	二出力端子間のアイソ				
	レーション	25 d B 以上			
(V C O)	二出力電力	+ 8 d Bm			
	変調感度 <i>K_V</i>	4 0 MHz /V			

6.7 試作搬送波再生系の特性

前節に述べた設計に従って試作した24台の400Mb/s QPSK用搬送波再生系の特性について述べる。

6.7.1 構成回路の特性

(a) 4相位相復調器

厳しい要求特性を満足することが可能になった。

(b) 4 相逆変調器

4 相逆変調器の駆動回路はエミッタ結合形論理ICを論理回路としてでなく増幅器として使用し、回路の小形化・経済化をはかった。また4 相逆変調器は、並列形を用いて、ハイブリッドと2 個の反射形 0 - π 変調器と π/4 移相器で構成されており、MIC構造である。 とれは無調整でもほぼ4 相位相変調されており、正確な特性へは微調整でよい。この逆変調器入力および出力に変調器駆動パルスのベースバンド信号が漏洩することを阻止するため、帯域通過フィルタおよび高域通過フィルタをそれぞれ入力端および出力端に挿入している。

(c) 位相比較器

位相比較器は位相復調器と同じ構造であり、増幅器にはエミッタ結合差動増幅器 を用いており、温度変動による直流ドリフトの減少をはかった。

(d) V C O

1.7 GHz 電圧制御発振器(VCO)はバラクタ同調・コレクタ接地コルピッツ 形発振器である。 出力端には増幅およびバッファのために増幅器を挿入した。 また、2出力端子間のアイソレーション特性およびVSWR特性改善のため、2出 力端子にはそれぞれ適当な減衰器を挿入する必要がある。

以上述べた構成を持つ各回路の主な特性は表 6.4 に示されているように、すべて規格を満足している。

回	路	項	П	規	格		実	測	値	
			目			最	小	平均	最	大
QP	Ph. Dem.	2入力間	アイソレーション	35 d I	3以上	3	5	3 5.8	3 7.	. 5
QP	Rev. Mod.	位 相	誤 差	± 5 °	以内	0	0	3 °	5	0
Ph. Comp.	感 度	K _P	1.5 V/	rad			1.5			
	ドリフト	1 v P	±15 n	n V	. 1		4.1	1 2		
V C O	2 出力間	アイソレーション	25 d l	3以上	. 2	5	2 7	2 9		
	変調	感 度 K _V	40 M	Hz /V	4	4	4 8.3	5 5		

表 6.4 各部回路の主な特性

6.7.2 総合特性

(a) 位相比較特性

図 6.8 に 2^{15} -1 ビットの繰返し周期を持つM系列符号を用いて変調した 400 Mb/s Q P S K 信号に対する位相比較特性の一例を示す。この図からわかるように位相誤差 θ_e が $\pm \pi/4$ 附近における位相比較特性が劣化している。これは θ_e が $\pm \pi/4$ 近くになると逆変調器を駆動している I C 駆動回路の動作が不確定になるため,逆変調器が誤った変調も行うようになるためである。この θ_e が $\pm \pi/4$ 付近の位相比較感度 K_P ($\theta_e = \pi/4$) の低下は引込周波数の減少をまねく。しかし,定常位相誤差特性および雑音特性は θ_e が 0 の附近の位相比較特性で特性が決まるので,上述のような特性劣化はない。

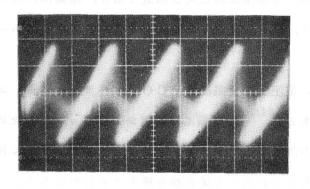


図 6.8 位相比較性

(b) 引込み周波数特性

VCO自動掃引を行わない時の引込み周波数幅 ${\it Ld}_{P}$ は平均 \pm 5.2 MHz(最小 \pm 4.5 MHz ,最大 \pm 6.6 MHz)であった。これは式(6.5 1)に示した ${\it Ld}_{P}$ の 設計値 7.8 MHz より若干小さい値である。この ${\it Ld}_{P}$ の実測値が設計値に比らべ て減少した理由は前項(a)で述べたように位相比較特性の劣化によるものと思われる。しかし, ${\it Ld}_{P}$ の要求値 2 MHz は満足されており,実現特性としては十分な値である。

 確められた。これは $1f_L$ を総合的に小さくするように調整した結果である。これに $1f_L$ を総合的に小さくするように調整した結果である。これに $1f_L$ を総合的に小さくするように調整した結果である。これに $1f_L$ を総合的に小さくするように調整した結果である。これ

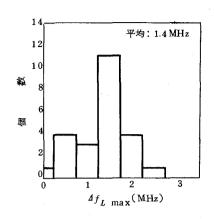


図 6.9 搬送波再生系の引込み周波数変動 $\Delta f_{L_{\max}}$ の分布 (VCO自動掃引なし)

図 6.10 は V C O 自動掃引を行った時の引込み特性の一例であり,図 6.11 は $+5\sim +60$ $\mathbb C$ の周囲温度変動における引込周波数幅の分布である。試作搬送波再 生系は ± 15 $MHz \sim \pm 30$ MHz の引込周波数範囲を持ち(平均値は ± 19 MHz),要求値の ± 10 MHz は十分満足されていることがわかる。なお,擬似引込み現象は M 系列符号で変調した場合には生じなかった。

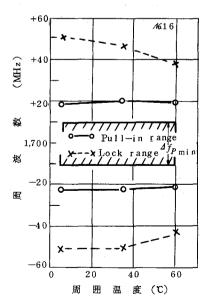


図 6.1 0 引込み周波数範囲の温度特性 (V C O 自動掃引を行った時)

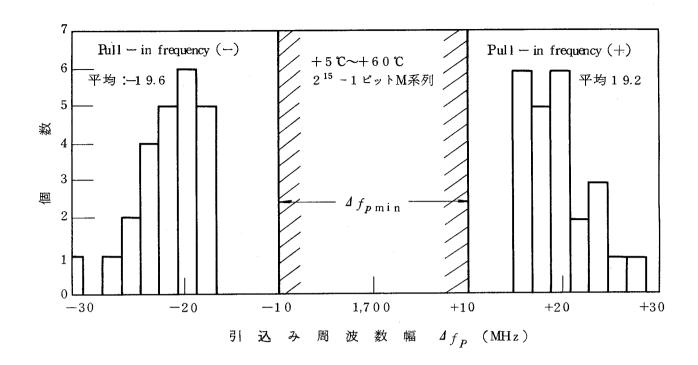


図 6.1 1 引込み周波数幅 Δf_p の分布 (V C O 自動掃引を行った場合)

(c) 定常位相誤差特性

搬送周波数を 1.700 ± 3 MHz の範囲で変化させたときのアイ・パターンの変化を図 6.12 に示す。この時の劣化は小さく,アイ・パターンからは定常位相誤差は正確には測定できなかった。すなわち $\Delta f_i = \pm 3$ MHz に対する θ_{es} は $\pm 1^\circ$ 以内と思われる。この値は 6×10^8 (1/s)という設計ループ・ゲインより求まる定常位相誤差 $\theta_{es}=1.3^\circ$ ($\Delta f_i=3$ MHz の時)より小さいが,これは表 6.4 に示したように試作搬送波同期系の K_P , K_V がそれぞれ設計値より若干大きいためである。

 $\pm 3\,\mathrm{MHz}$ の入力周波数変動 $4f_i$ と $5\sim 6\,0^\circ\mathrm{C}$ の周囲温度変動を同時に考慮した 定常位相誤差 θ_{es} の変動状態の一例を図 $6.1\,3$ に示す。この例の場合には温度変動 より周波数変動による劣化の方が大きい。この場合 θ_{es} の最大値は $1.8\,^\circ$ である。また, $2\,4$ 台の試作搬送波再生系の θ_{es} の最大値の平均は $1.8\,^\circ$ であり,最大値は $3\,^\circ$ であった。このように,試作器の定常位相誤差はすべて要求値の $3\,^\circ$ 以下であり,試 作器は良好な特性を有することが確認できた。

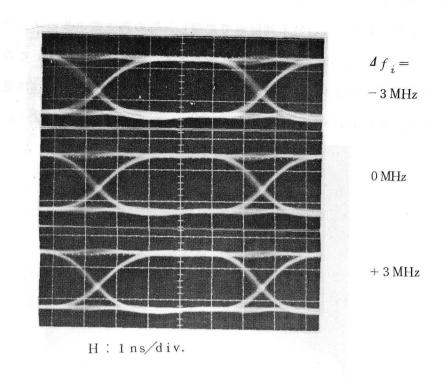


図 6.12 入力周波数変動 $4f_i$ によるアイ・アパーチャの変化

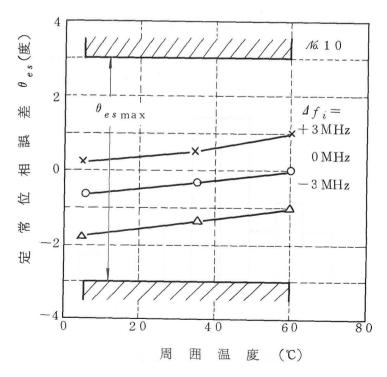
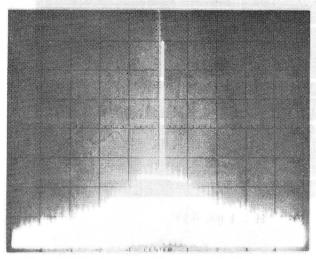


図 6.13 定常位相誤差の温度特性

(d) 再生搬送波のSNR

 $2^{15}-1$ ビットのM系列信号で変調した時の再生搬送波のスペクトルの写真とその(SNR) $_L$ の分布をそれぞれ図 6.14,図 6.15 に示す。このように(SNR) $_L$ の実測値は平均 3.3 dB,最悪値 31.5 dB であり要求値は満足されている。なお,30 dBの(SNR) $_L$ は 1.3° r.ms. のジッタに相当する。



H: 5MHz/div., V: 10dB/div.

図 6.1 4 再生搬送波の周波数スペクトル

(信号: 2¹⁵-1 ビット M系列)

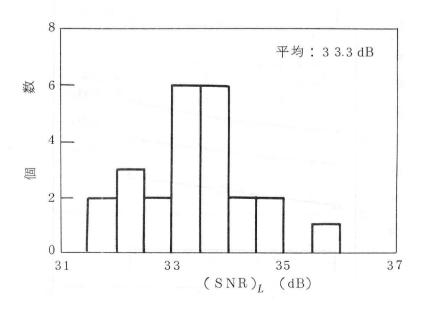


図 6.1 5 再生搬送波の(SNR)_Lの分布 (信号: 2 ¹⁵ - 1 ビット M 系列)

6.8 むすび

高速PSK中継装置の同期検波用搬送波再生系として、逆変調器と位相同期ループで構成される系について検討を行った。この搬送再生系は、引込み範囲が広く、位相誤差が小さくかつ雑音が少ないことが要求される。

PLL形搬送波再生系については、ルーブ遅延の影響を考慮した理論的特性を明らかにし、その設計法を明らかにした。また、VCO自動掃引法を用いて引込み範囲の拡大を図った。さらにルーブ遅延とVCO発振周波数の温度変動をそれぞれ2種類の遅延線の採用とサーミスタにより総合的に温度補償して系自身の変動を抑圧し、また安定化のためのその他の方法を用い、5~60℃という広い周囲温度範囲にわたって、引込み周波数の拡大と位相誤差の抑圧を同時にはかった。また系の設計においては小形化・経済化も考慮した。その結果、1.7 GHz 帯広帯域搬送波再生系として、小形であり、引込み周波数範囲±19 MHz 、定常位相誤差2°、再生搬送波のSNR 33 dBという良好な特性が得られ、温度変動および入力周波数変動に対して安定に動作した。

以上の検討結果により、それまで実現が非常に困難であった 1.7 GHz 帯における広帯域追随可能な搬送波再生系が、位相誤差およびジッタを増加させることなしに実現することができた。

第7章 クロック同期系

7.1 まえがき

ディジタル伝送方式においては、再生中継を行うことにより、伝送路ひずみ、雑音および各種干渉が各中継毎に累加することを防ぎ、干渉やひずみの多い伝送路においても高品質な信号の伝送を可能にしている。この再生中継器において、受信ベースバンド信号を識別し再生パルスを得るためには、この識別時点を決定するためのクロックパルスを必要とする。本章では、このクロックパルスを得るためのクロック同期系について理論的および実験的検討を行う。

このクロック同期系の特性としては、ジッタが小さいことと、位相誤差が少ないことが 要求される。特にジッタは誤り率と共に、ディジタル信号伝送方式における信号の品質を 決める重要なパラメータである。

現在研究が行われている大容量ディジタル同軸伝送方式または無線伝送方式では,第2章で述べたように標準中継間隔は1.5km から3km であり,2,500km標準回線では800~1,600 中継という多中継になる。従って,クロック同期系としては,1中継で発生するクロック・ジッタを小さくすると共に,多中継時のジッタ累加も小さくすることが要求される。

ディジタル伝送系において、このクロックパルスの再生は、クロックパルスを別回線で 伝送する方法もあるが、一般には受信ディジタル信号自身の中からクロック信号を抽出し、 更にこの抽出した信号を出力振幅制限機能と狭帯域フィルタ機能とを持つクロック再生系 に通すことにより雑音成分を除去し、ジッタの少ないクロックパルスを再生する。このよ うにクロック同期系は、クロック成分抽出回路とクロック再生系とから構成される。

受信ディジタル信号がNRZ(nonreturn—to—zero, パルス幅100% のユニポーラ バルス信号)の場合には、この受信信号はクロック周波数成分を持たないため、受信信号 に何らかの非線形操作を加えることによりクロック周波数成分を抽出する必要がある。このための回路がクロック成分抽出回路である。

従来とのクロック成分の抽出方法としては,微分回路,パルス増幅器と全波整流回路からなる微分・整流法が用いられて来た。 $^{(4)}$ しかし,この方法では帯域制限による影響が厳しくまた微分回路が必要であるため回路が大きくなりかつ出力も小さく,特に周波数が高くなり数 $100~\mathrm{MHz}$ になると実現が困難になる。そこで,ここでは帯域制限による抽出特

性劣化がほとんどなく出力も大きく,数 $100~\mathrm{MHz}$ では確実に動作しかつ構成も非常に簡単で小形な新しいクロック成分抽出法を考案して用いた。 $^{(86)}$ との方法は,I C論理回路1 個で実現できるため非常に小形であり,また論理回路の振幅制限効果により,符号間干渉などによる波形ひずみがあっても抽出パルス振幅の変動はほとんどなくすることができ,更にとの振幅制限効果により雑音により生ずるジッタを軽減することもできるという特徴がある。

受信信号からクロック成分を抽出した抽出信号には,種々の原因による雑音が多く含まれているので,クロック再生系によりこれら雑音成分を除去する必要がある。との雑音成分を除去する方法としては,単同調回路(タンク)と振幅制限回路で構成されるタンク・リミッタ形 (87) と位相同期ループ (PLL)を用いるPLL形 (4)(88)の2つの代表的な方法がある。前者のタンク・リミッタ形は構成が簡単であるが,タンクの離調により位相誤差を生ずるため高いQを得ることが困難であり(Qは約200 が限度),1中継で生じるクロック・ジッタが多く,さらに入力バルスの長い零連続により再生クロックバルスが消滅するという欠点がある。一方,PLL形クロック再生系は,PLLを用いているため構成が若干複雑になるという欠点はあるが、電圧制御水晶発振器 (VOXO)をPLLに用いることにより系のQは約10,000にすることができ,クロック・ジッタ電力をタンク・リミッタ形の1/100にすることができるという長所がある。更に、PLL形の場合,その再生クロックバルスはVCXO 出力であるから,入力バルスに長零連続が生じてもクロックバルスの消滅ということは起らない。この2形式のクロック再生系について比較検討した結果,多中継において重要な特性であるクロック・ジッタの抑圧という点を重視するとPLL形クロック再生系が望ましいので、これについて検討を行う。(88)

この位相同期ループ単体の設計法はすでに多くの研究により明らかにされている。 しかし、これをクロック同期系に用い多数縦続に接続した場合のジッタの累加とループ定数の関係についてはいままであまり検討されていない。

本章では、 $PLL形クロック同期系を用いる場合におけるループの定数と多中継時のジッタ累加の関係を厳密に求め、多中継伝送を考慮したクロック同期系の設計法を明らかにしている。<math>^{(91)(92)(93)}$ また同時に、ジッタの多中継累加を抑圧するクロック成分抽出法の提案を行っている。 20 20

との設計法に従って、クロック再生系の1例を設計試作した。試作クロック同期系に用

いる各部回路の検討およびその特性の測定を行い、これら各部回路で構成したクロック同期系の総合特性について検討を行い、得られた結果が設計値と一致する良好な特性であることを確認する。

7.2 クロック同期系の構成

クロック同期系の構成図を図 7.1 に示す。クロック周波数成分を持たないNRZ受信ベースバンド信号は、クロック成分抽出回路に印加され、この回路によりクロック周波数成分が抽出される。しかし、この抽出した信号は、受信信号パルスの変換点にのみパルスが存在するものであり、これはクロック周波数以外にも多くのスペクトルがある。また、このクロック周波数のスペクトル自身も、受信パルスの変換点の密度によりその電力が変動する。

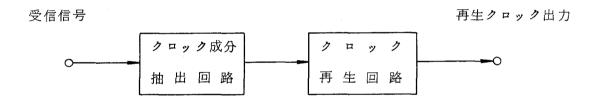


図 7.1 クロック同期系の構成

そこで、抽出出力を狭帯域フィルタに印加してクロック周波数スペクトルだけを取出し、更に振幅制限器(リミッタ)によりその出力を一定に保つ必要がある。これがクロック再生回路である。このクロック再生系としては、非常に狭帯域なフィルタとリミッタの両方の機能を持つ位相同期ループをことでは用いている。なお、実際の回路では、抽出出力を直接に位相同期ループ(PLL)に印加するのではなく、低Q単同調フィルタと簡単なリミッタに通した後にPLLに加えている。これは入力レベル変動によるPLLのAM-PM変換を小さくするために置かれている。この低Q単同調フィルタとリミッタの出力は更にPLLにより雑音が除去され、ジッタが少なく正確なクロックバルスが再生される。この再生クロックパルスは識別整形回路に印加され、受信信号の識別時点を決定するために用いられる。

以下クロック同期系の諸特性および各部回路について検討を行う。

7.3 クロック成分抽出回路

7.3.1 クロック成分抽出回路の構成と動作原理

NRZ信号からクロック周波数成分を抽出する方法としては、従来は微分・整流法が用いられて来た。これは微分回路と全波整流とを縦続接続して構成されている。この微分回路に受信ベースバンド信号が印加されると、微分回路出力には入力信号の立上りまたは立下りに対応してそれぞれ正または負のパルスを生じるので、この微分回路出力は直流周波数成分を含まないバイポーラパルスになる。そこで、この微分回路出力を全波整流回路に印加することにより、クロック周波数成分が抽出できる。

このように、この抽出法では微分回路が必要である。しかし、クロック周波数が高くなるにつれて微分動作は困難になり、出力も低下するので、この方法を用いる抽出回路は実現が困難になる。また、符号間干渉により受信信号のアイ・パターンが劣化すると、これを微分した出力が減少し、かつ振幅およびパルス幅が入力パターンによって異なるため、パターン効果により抽出パルスはジッタを多く含むという欠点がある。

これらの欠点を除去し、高周波化に適した新しいクロック成分抽出回路をここで提案する。⁽⁸⁶⁾これの構成は図7.2 に示したように、振幅制限、信号分割、極性反転、半波整流および加算の機能を持つ。また、その動作波形を図7.3 に示す。

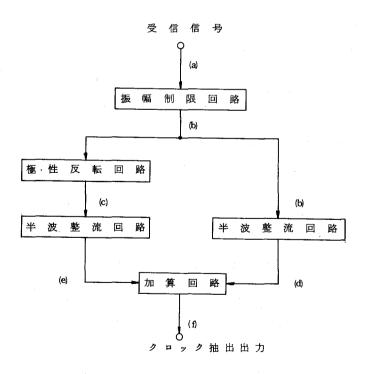


図 7.2 全波整流形クロック抽出回路の構成

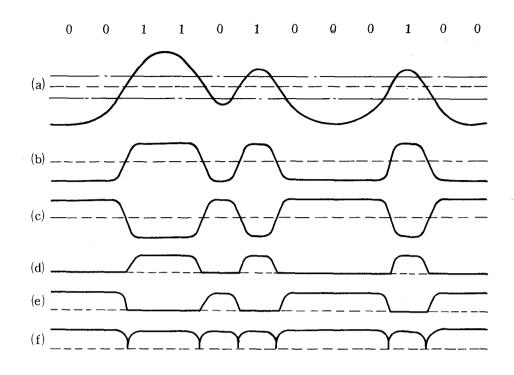


図 7.3 クロック成分抽出回路の動作波形

図7.2の入力端に印加されたNRZ受信信号(図7.3 (a))は、振幅制限回路により図7.3 (b)のようになる。この振幅制限された信号を2分し、一方だけ極性反転回路に加え同図にのように(b)と逆極性のパルス信号を作る。(b)とにに示した信号を0レベル(点線のレベル)をしきい値として半波整流すると、この2つの信号はそれぞれは)と(e)に示す波形になる。そこでこれらを加算器で加算すると、その出力波は(f)のようになる。すなわち、この出力は、受信ベースバンドパルスの変換点に対応してそれぞれ1つづつのパルスが得られ、これの周波数スペクトルはクロック周波数において線スペクトルがある。以上の動作よりこの抽出回路はクロック成分を抽出する。なお、このクロック抽出回路は、受信信号を振幅制限した後に直流レベルを維持しながら全波整流する回路である。

図7.2の構成図において、各回路は別々の回路として説明したが、実際には図7.4 に示したようにNOR・OR論理回路を用いることにより1つの回路で実現できる。すなわち、図7.5 に示すようなNOR・OR論理回路により図7.2の(b)と(c)点の出力は得られるので、この回路の出力段が図7.5 のようにエミッタホロアであれば、このエミッタホロアを使って半波整流することができ、更に都合の良いことには2出力端子を線で結合すればwired OR 機能により2出力の加算も同時に行える。なお、出力

端に付加した容量Cは高周波成分除去のためのものである。このように、このクロック成分抽出回路は論理回路1個で構成できるので、この論理回路としてIC構造のものを用いれば非常に小形にすることができ、かつ動作も安定にすることができる。また、この方法は、従来の微分・整流法のように微分回路を必要としないため、高い周波数においても大きな抽出出力が確実に得られる。さらに、このクロック抽出法は、振幅制限回路により入力雑音をある程度除去できるので、再生クロックのジッタ抑圧に効果がある。その他、受信信号が符号間干渉を受けて、アイ・アパーチャが減少しても、振幅制限効果により符号間干渉の影響はほとんどなくなり、抽出パルス波形はほとんど変らない。

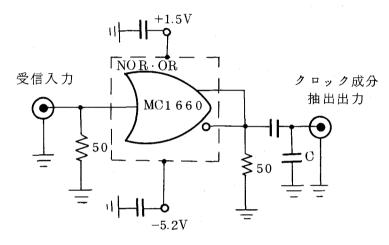


図 7.4 I C 論理回路 を用いた クロック成 分抽出回路

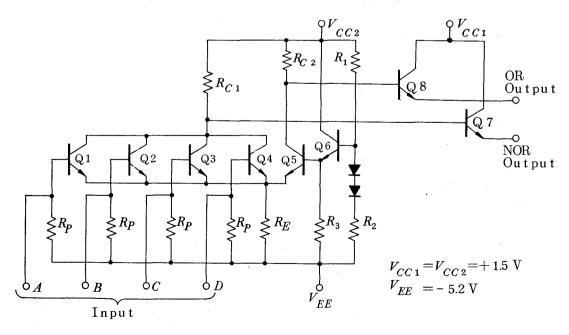


図 7.5 NOR·OR 論理回路

以上説明したように、高周波になるに従って実現することが困難である微分・整流 法を用いるクロック抽出回路のかわりに、直流レベルを維持しながら全波整流を行う ととによりクロック成分を抽出する新しいクロック抽出回路を用いれば、小形で特性 の良い抽出回路が得られる。

7.3.2 4相位相変調伝送方式におけるクロック成分抽出法

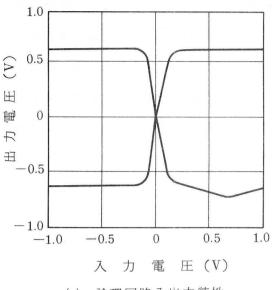
4 相位相変調伝送方式においては、4 相位相変調波の包絡線は、搬送波位相の変化時には帯域制限により切れ込みを生じるので、この包絡線を検波することによりクロック周波数成分を抽出することが可能である。しかし、この抽出方法では、包絡線の切れ込みは帯域制限の程度により変わり、帯域制限が厳しくなると抽出クロック成分のジッタは増加する。また位相変化量がπ/2 とπと3π/2 とでは包絡線の切れ込みの程度が異なるため、ジッタの原因となりやすい欠点がある。このように包絡線検波によるクロック成分の抽出は比較的簡単に実現できるが、帯域制限が厳しくなると抽出クロック成分の雑音が多くなることが予想される。そこで、ここではクロック抽出法としては、4 相位相変調方式においても良好な抽出出力が得られる論理 I Cを用いる直流全波整流法を用い、これについて検討した。以下実験的検討結果について述べる。

7.3.3 実験結果

このクロック成分抽出回路の動作を確認するため実験を行った。使用した論理回路は、図 7.5 の構成を持つエミッタ結合形論理回路(ECL)MC 1660である。この論理 I CはMECL IIシリーズと呼ばれるものであり、出力立上り時間は 0.8 ns、回路伝播時間は 1.0 ns という特性を持ち、200MHz 程度の信号を取り扱うには十分な特性を有している。このNOR・OR 回路の入出力特性は、通常の使用状態では図 7.6 (a)のような特性を持つ。しかし、これの外部回路を図 7.4 のように構成すると、図 7.6 (b)のような入出力特性になり、この回路は直流レベルを維持して全波整流が行えることがわかる。

図7.7に、このクロック成分抽出回路に対する入出力波形を示す。図7.7(a)(b)は、符号間干渉のない受信信号を印加した場合の抽出回路入出力信号のアイ・パターンであり、図7.7(c)(d)は符号間干渉の大きい受信信号を印加した場合の抽出回路入出力信号のアイ・パターンである。これらの図から明らかなように、この抽出回路は、図7.3で示した通りの出力が得られ、これは原理通り動作している。また抽出出力パル

スの振幅は、入力信号のパターンおよび符号間干渉等にほとんど関係せず、一定であ り、この抽出回路は符号間干渉などにも強くかつパターンによる抽出パルスジッタも 少ないことが確認できた。

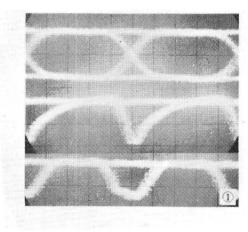


1.0 ② 0.5 田 田 ① R 到 -1.5 -1.0 -1.0 -0.5 0 0.5 1.0 入 力 電 圧 (V)

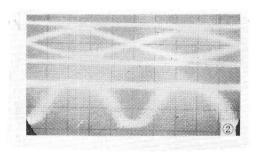
(a) 論理回路入出力特性

(b) クロック抽出回路入出力特性





- (a) 受信信号 (符号間干渉の) 少ない場合 V=0.5 V/div.
- (b) 抽出信号 (Cのない時) V=0.2 V/div
- (b) 抽出信号 (Cを入れた時) V=0.2 V/div.

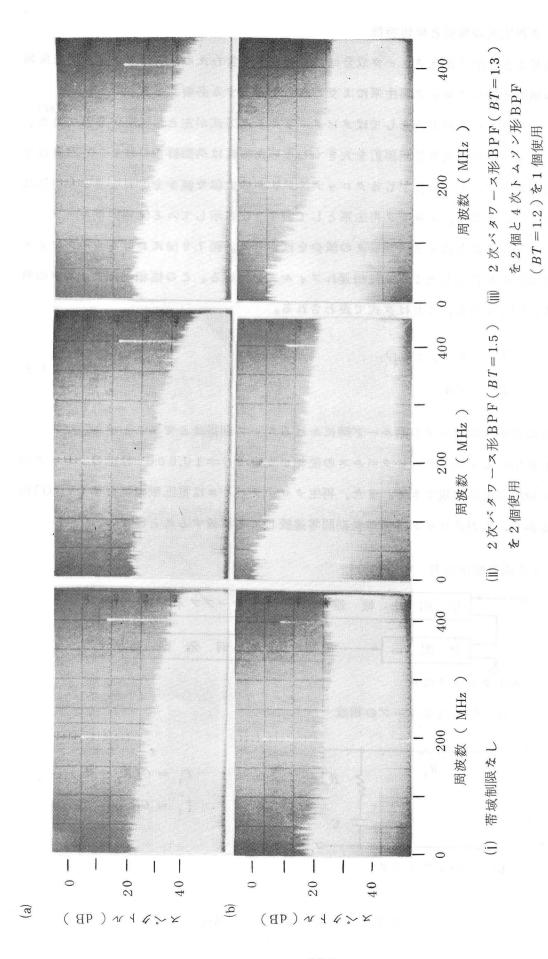


- (c) 受信信号 (符号間干渉の 大きい場合 V=0.5 V/div.
- (d) 抽出信号 V==0.2 V/div.

H: 1ns/div.

図7.7 クロック抽出回路の入出力波形

ベルスパターンが2¹⁵-1ビット繰返しを持つ2系列のM系列符号により変調されている4相位相変調波から、本抽出回路により抽出したクロック成分のスペクトルを図7.8 (a)に示す。この図には3通りの帯域制限量について示してある。また図7.8 (b)は、同じ4相位相変調波から、包絡線検波法により抽出したクロック成分のスペクトルである。これらの図より明らかなように、包絡線検波法では帯域制限が厳しくなると共に抽出クロック信号のレベルが減少し、その信号対雑音比SNRも減少するが、本抽出法は帯域制限が厳しくなっても、ほとんど抽出特性は変化せず、非常に良好な特性を有している。この抽出特性は、図73を用いて説明した抽出クロックパルスのアイ・パターンから得られた結果と一致する。



包絡線検波法を用いて抽出したクロック成分スペクトルの伝送路帯域制限による変化 IC論理回路を用いた試作クロック抽出回路出力スペクトルと (a) (p) **⊠** 7. 8

7.4 クロック再生系の構成と単体特性

受信信号より抽出されたクロック成分は,雑音を多く含むため,狭帯域フィルタと振幅 制限器の機能を持つクロック再生系によりこれらを除去する必要がある。

従来,このクロック再生系としてはタンク・リミッタ方式が主として用いられてきた。しかし,この方法では定常位相誤差を大きくしないためには共振器のQは200 程度以下にする必要があり,1 中継で生じるクロック・ジッタの大幅な減少を必要とする場合には十分ではない。そこで,クロック再生系として図7.9 (a) に示している位相同期ループ (PLL)を用いることにより,ジッタの減少をはかった。図7.9 (a) におけるループフィルタとしては同図的に示したような位相遅れフィルタを用いる。この位相遅れフィルタの時定数は T_1 と T_2 であり,これは次式で表わされる。

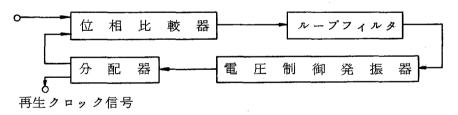
$$T_{1} = C(R_{1} + R_{2})$$

$$T_{2} = CR_{2}$$
(7.1)

また, との位相同期ループの開ループ時におけるループ利得はKであるとする。

PLLを用いると再生クロックパルスの位相が安定で Q=10,000 程度のクロック同期系が比較的容易に実現できる。また,再生クロックパルスは電圧制御発振器 (VCO)出力であるから,入力クロック情報が長期間零連続しても消滅することはない。

クロック成分抽出出力



(a) 位相同期ループの構成

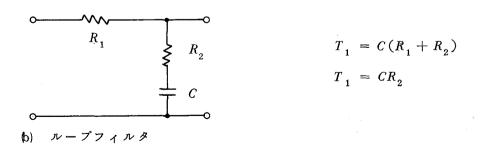


図 7.9 位相同期ループの構成

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{T_1}} \tag{7.2}$$

(ij) ダンピングファクタ**ζ :**

$$\zeta = \frac{T_2}{2} \sqrt{\frac{K}{T_1}} = \frac{T_2}{2} \omega_n$$
 (7.3)

(iii) 開ループ利得が 0 dB になる角周波数 ω_c :

$$\omega_c = 2\omega_n \zeta = K \frac{T_2}{T_1} \tag{7.4}$$

(IV) 引込み時間 T p:

$$T_{p} = \frac{10}{\omega_{c}} \qquad (|\Delta\omega_{i} - \Delta\omega_{L}| < \omega_{c} \circlearrowleft \geq 2) \tag{7.5}$$

ここで、 Δω, : 入力クロック角周波数変動

 ${\it \Delta}\omega_L$ * P L L 自身の引込み中心角周波数変動

(V) 引込み角周波数範囲 Δω n :

$$\Delta\omega_p = 2\sqrt{\zeta\omega_n K} \tag{7.6}$$

(VI) 定常位相誤差 θ_{as} :

$$\theta_{es} = (\Delta\omega_i - \Delta\omega_L)/K \tag{7.7}$$

(VII) 雜音帯域幅 $B_L(Hz)$:

$$B_L = \frac{\omega_n}{2} \left(\zeta + \frac{1}{4\zeta} \right)$$

$$\stackrel{\bullet}{=} \omega_n \zeta / 2 = \omega_c / 4 \qquad (\zeta \gg 1 \text{ O} \xi \stackrel{\bullet}{=}) \tag{7.8}$$

(Viii) ループフィルタの伝達関数F(s):

$$F(s) = \frac{1 + sT_2}{1 + sT_1} \tag{7.9}$$

(IX) 系の位相伝達関数 H(s):

$$H(s) = \frac{KF(s)}{s + KF(s)}$$

$$= \frac{s(2\zeta\omega_n - \omega_n^2/K) + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

$$\stackrel{?}{=} \frac{2\zeta(s/\omega_n) + 1}{(s/\omega_n)^2 + 2\zeta(s/\omega_n) + 1}$$

$$(7.10)$$

(X) 位相伝達関数の利得が 0 dB と -3 dB になる角周波数 $\omega_{0\,\mathrm{dB}}$, $\omega_{3\,\mathrm{dB}}$:

$$\omega_{0\,\mathrm{dB}} = \sqrt{2}\ \omega_n \tag{7.1.2}$$

$$\omega_{3 dB} = \omega_{\eta} \sqrt{2\zeta^{2} + 1 + \sqrt{(2\zeta^{2} + 1)^{2} + 1}}$$
 (7.1 3)

$$\stackrel{:}{=} 2\omega_n \zeta = \omega_c \quad (\zeta >> 1 \mathcal{O} \xi \ \delta) \tag{7.14}$$

(X) 位相伝達関数が最大利得を取る角周波数 $\omega_{
m neak}$ とその最大利得(1+lpha):

$$\omega_{\text{peak}} = (1 - 1/\alpha^2)^{\frac{1}{4}} \omega_n$$
 (7.15)

$$1+\alpha = 1 + \frac{1}{4\zeta^2} \qquad (\zeta \gg 1 \text{ Obs.})$$
 (7.16)

$$\zeta^{2} = \frac{\alpha\sqrt{\alpha^{2} - 1} + \alpha^{2}}{2(\alpha^{2} - 1)}$$
 (7.17)

以上のパラメータの関係をボーデ線図上に示したのが図7.10である。

位相同期ループの位相伝達特性は式(7.11)に示したように、ダンピングファクタくによって変る。くが小さい場合(く=1.3)と大きい場合(く=50)の2通りについて、式(7.11)から位相伝達特性について求めた結果が図7.11である。との図に示したように、このPLLの位相伝達特性は、一般には正の応答特性すなわち利得を持ち、その値は式(7.16)に示したようにダンピングファクタくの二乗に逆比例する。PLLの位相伝達特性における正の利得は、多中継伝送時のクロック・ジッタの累加に大きな影響を与えるので、ダンピングファクタくの決定はクロック・ジッタの点から非常に重要な事項である。以下、このくとクロック・ジッタの累加特性との関係の理論的検討を行い、PLL形クロック同期系の設計法を明らかにする。

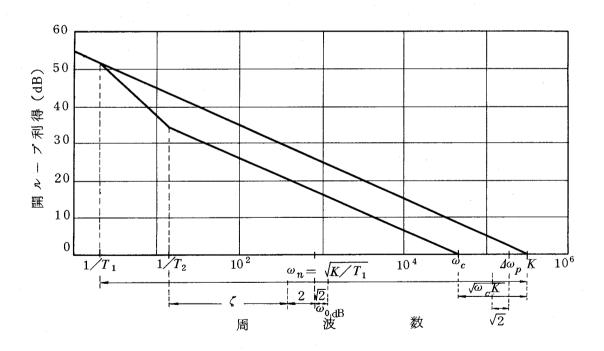


図 7.1 0 位相同期ループ各定数の関係(⟨≫1のとき)

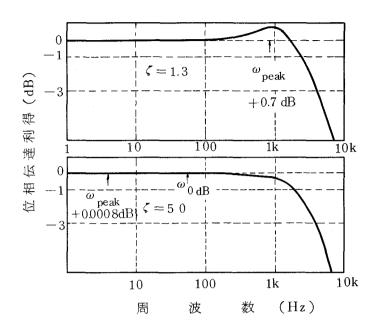
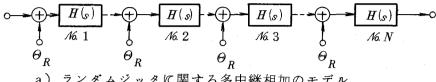


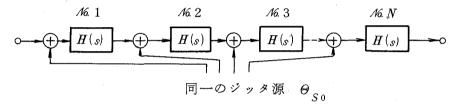
図 7.11 クロック同期回路の位相伝達特性

7. 5 多中継伝送時のPLL形クロック同期系のクロック・ジッタ累加特性

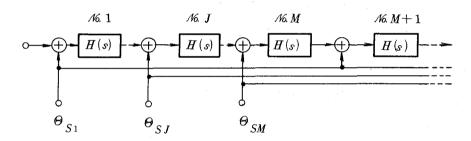
PLL形クロック同期系の多段接続時のクロック・ジッタの累加特性を求める。このジ ッタの累加に関しては図7.12に示すようなチャップマンモデルで考える。⁽⁹⁵⁾



ランダムジッタに関する多中継相加のモデル



b) システマチックジッタに関する多中継相加のモデル



c) 入力パターンがM通りある場合のシステマチック・ジッタの 多中継相加モデル

図7.12 ジッタの累加に関する多中継相加モデル

7.5.1 ランダムジッタの累加

図7.12(a)における $\mid \Theta_R \mid^2$ $(\operatorname{rad}^2 / \operatorname{Hz})$ は,各中継器にて加わるランダム・ジ ッタの位相に関する電力スペクトル密度であり, これは白色ガウス雑音である。なお, 実際にはクロック・ジッタの発生原因は,変復調器の不完全性,伝送路ひずみおよび クロック同期系自身の不完全性およびこれらの相互作用等であり、発生場所は多くあ る。しかし解析を行うためことではすべてジッタはクロック同期系の入力端で換算し、 等価入力換算ジッタで表す。N中継後のランダム・ジッタの電力スペクトル密度 $\{arphi_{i\,R}^{\,2}(f)\}_{N}$ $(\mathrm{rad}^{\,2}/\mathrm{Hz})$ は中継器各段からのジッタの電力和として求められ次式

で与えられる。

$$\left\{\varphi_{jR}^{2}(f)\right\}_{N} = \left|\Theta_{R}\right|^{2} \left|H(j2\pi f)\right|^{2} \frac{1 - \left|H(j2\pi f)\right|^{2N}}{1 - \left|H(j2\pi f)\right|^{2}}$$
(7.18)

N 中継後のランダム・ジッタの雑音電力すなわち自乗平均値 $\left\{\sigma_{jR}^2\right\}_N (\mathrm{rad}^2)$ は上式を全周波数領域にわたって積分することにより求める。

$$\left\{\sigma_{jR}^{2}\right\}_{N} = \int_{-\infty}^{\infty} \left\{\varphi_{jR}^{2}(f)\right\}_{N}^{2} df \qquad (7.19)$$

式(7.11),(7.18),(7.19)よりダンピングファクタくをパラメータにして中継数NとN中継後のランダム・クロック・ジッタ電力 $\left\{\sigma_{j}^{2}R\right\}_{N}$ との関係を計算機により数値計算して求めた結果を図7.13に示す。ダンピングファクタくが小さいほどランダム・ジッタ累加が急増する原因は,図7.11に示したように2次のPLLでは位相の周波数応答H(s) が利得を持ちその値がダンピングファクタくの2乗に逆比例するためである。そこで,このくを大きくし,位相伝達の利得を非常に小さくし,ほとんど0dB にすれば,位相伝達関数が1次の系に近づくので,PLL形クロック同期系においても,位相伝達関数が1次であるタンク・リミッタ形クロック同期系のランダム・ジッタの累加則 (96)である $\sqrt[4]{4N/\pi}$ とほとんど同じランダム・ジッタ累加特性が得られる。これらの特性は図7.13の計算結果に示されている。

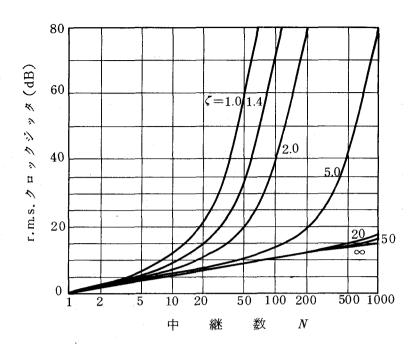


図 7.13 ダンピングファクタとランダム・ジッタの累加

7.5.2 システマチック・ジッタの累加

システマチック・ジッタの累加は,図 7.11 (b) のモデルで考える。クロック同期系への入力システマチック・ジッタは各中継器においてすべて同一であり,その位相に関する電力スペクトル密度は考慮する全周波数帯にわたって一定であると仮定する。 この各中継器のクロック同期系へ印加されるシステマチック・ジッタのスペクトル密度を $\left| \Theta_{S0} \right|^2 \left(\operatorname{rad}^2/\operatorname{Hz} \right)$ とすると,N中継後のシステマチック・ジッタの電力密度 $\left\{ \varphi_{iS}^2 \left(f \right) \right\}_N \left(\operatorname{rad}^2/\operatorname{Hz} \right)$ は次式の如く求められる。

$$\left\{ \varphi_{jS}^{2}(f) \right\}_{N} = \left| \Theta_{S0} \right|^{2} \left| H(j2\pi f) \frac{1 - \left\{ H(j2\pi f) \right\}^{N}}{1 - H(j2\pi f)} \right|^{2}$$
(7.20)

式(7.11)(7.20)より、ダンピングファクタくが1.4と5と50の場合における、N中継後のシステマチック・ジッタの電力スペクトル密度を計算機により求めた結果を図7.14に示す。このように、ダンピングファクタくが小さい時には、位相伝達関数の正の利得によりジッタは中継数と共に指数関数的に増加することがわかる。

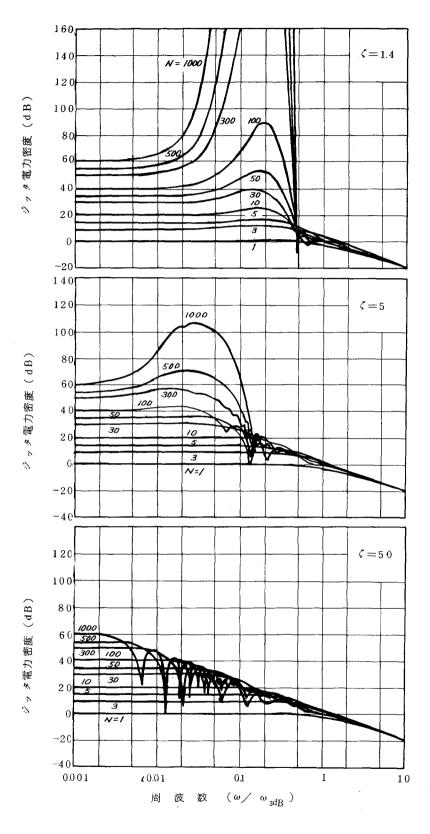


図 7.1 4 システマチック・ジッタスペクトル と中継数 (N) の関係 (ζ は PLL のダンピングファクタ)

N中継後のシステマチック・ジッタの電力すなわち位相変動の自乗平均値 $\left\{ egin{array}{c} \sigma^2 \\ jS \end{array}
ight\}$ $\left(\begin{array}{c} rad^2 \end{array} \right)$ は式 $\left(\begin{array}{c} 7.20 \end{array} \right)$ を全周波数領域にわたって積分することにより求められる。

$$\left\{\sigma_{jS}^{2}\right\}_{N} = \int_{-\infty}^{\infty} \left\{\varphi_{jS}^{2}(f)\right\}_{N} df \qquad (7.21)$$

式(7.11)(7.20)(7.21)より、 ζ をベラメータにして中継数NとN中継後のシステマチック・ジッタ電力 $\left\{\sigma_{jS}^2\right\}_N$ との関係を計算機により数値計算して求めた結果を図7.15に示す。この計算結果も図7.13のランダム・ジッタの場合と同じように、 ζ が小さい時にはシステマチック・ジッタは中継数Nが増大するに従って指数関数的に増大していることがわかる。また、 ζ が大きい場合には、 ζ のシステマチック・ジッタの増加の割合は少なくなる。このように ζ が大きい場合には、 ζ 0 以上 ζ 1 を下クロック同期系においてもランダム・ジッタの場合と同じようにタンク・リミッタ形クロック同期系のシステマチック・ジッタの累加則 ζ 1 である ζ 2 ζ 1 とほとんど同じシステマチック・ジッタの累加特性が得られる。

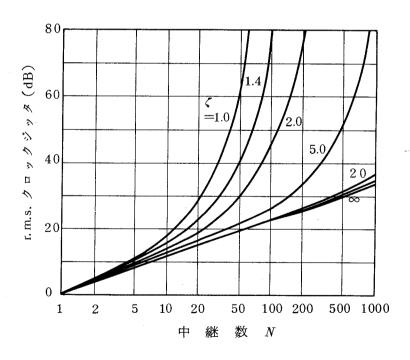


図 7.1 5 ダンピングファクタとシステマチック・ジッタの累加

7.5.3 ジッタの多中継累加の抑圧法

(a) ダンピングファクタの選定

上で述べたように、PLL形クロック同期系において、クロック・ジッタの多中継累加が指数関数的に増加しないためには、<math>PLLのダンピングファクタ(を適当な値に選ばなければならない。このクロック・ジッタが中継数と共に指数関数的に増加する原因は、図7.11に示したようにこの系の位相伝達特性の最大利得が $(1+\alpha)$ という正の利得を持つため、N中継後のクロック・ジッタが $(1+\alpha)^N$ 倍になるためである。これらの特性は図7.140N中継後のジッタの電力スペクトル密度からも明らかである。そこでこのN中継後の位相に関する利得が通常の累加量の2(3dB)以上にならないという条件から、式(7.16)を用いてダンピングファクタの最小値 ζ_{min} を求めると次式で与えられる。

$$(1+\alpha)^{N} = 1 + \alpha N = 1 + \frac{N}{4\zeta_{\min n}^{2}} \le 1 + 1$$

$$\zeta_{\min n} \ge 0.5\sqrt{N}$$

$$(7.22)$$

これがダンピングファクタくの最小値を決める条件式であり、ダンピングファクタをこの ζ_{\min} 以上に設定すれば、N中継後のジッタの急激な増加は生じない。 図 7.15 からもわかるように、この場合のシステマチック・ジッタの累加は、 $\sqrt{2N}$ より約3dB 多いだけである。

(b) システマチック・ジッタの多中継累加を抑圧するクロック成分抽出法

 $PLL形クロック同期系の多中継におけるジッタ累加を小さくするためには,一般的には上述のようにダンピングファクタくを<math>0.5\sqrt{N}$ 以上にすれば良い。ところが,ディジタル信号の伝送に4 相位相変調・同期検波方式を用いる場合には,2 ロック・ジッタの多中継界加を抑圧することが可能になる。これは,4 相変調器の性質を利用し,かつ抽出法を工夫することにより実現できる。以下,これについて検討した結果を述べる。

4 相同期検波用基準搬送波の位相は,0, $\pi/2$, π , $3\pi/2$ の4 つの状態のどれかを取り,一定ではない。このため,この基準搬送波の位相の状態により,2 つの復調出力(v_{D1} , v_{D2})のパターンの組合せは図7.16 に例で示したように4 通りあり,復調出力の一方だけを考えると4 通りのパターンが生じる。そこで,2

ロック成分の抽出を復調出力の一方だけから行うと、抽出したクロック成分の雑音 パターンは4通りになる。更に4相位相変調器として縦続形を用いると、この4相 位相変調波を同期検波した場合には、第3章および第4章で述べたように復調出力 の一方は直交干渉インパルスを生じるが他方には生じない。このため、変調器へ印加される2系列の変調パルスの組合せが変わるとこれにより4通りの復調出力が得られる。このように、4相位相変調器として縦続形を用い、かつ2つある4相同期 検波出力の一方だけからクロック成分を抽出することにより、同一の信号を伝送しても抽出されたクロック成分のパターンは4~16通り生じる。従って、各中継器では複数通りある抽出クロック成分のシステマチック・ジッタパターンのうちの1つがクロック同期系に印加されると考えることができる。

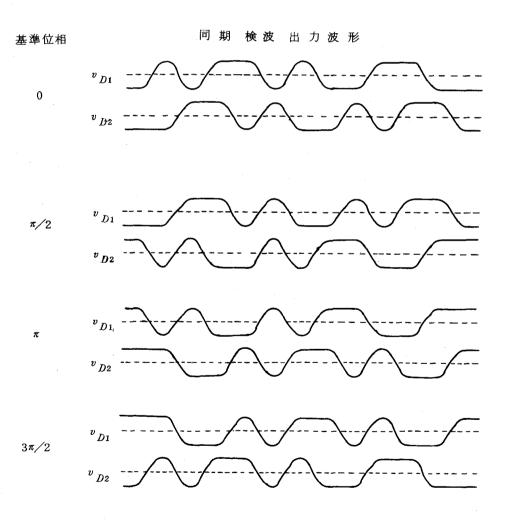


図7.16 基準搬送波位相の変化による4相同期検波出力の変化

このような場合の再生クロック信号のシステマチック・ジッタの累加を解析するため,図 7.12(c)に示すようなモデルで考える。すなわち,抽出クロック成分のパターンは M 通りあり,これがそれぞれ同じ確率で発生する。また M 通りの抽出クロックのシステマチック・ジッタパターンは各々独立であり,中継数 N より十分小さいと仮定する。そこでN と M の間には次の関数が成り立つ。

$$N = LM \qquad (Lは正整数) \qquad (7.23)$$

以上の仮定が成り立つ場合には、J組目の抽出クロック成分ジッタの周波数スペクトルを $\left|\Theta_{SJ}\right|^2$ $\left(\operatorname{rad}^2/\operatorname{Hz}\right)$ とすると、N中継後の再生クロック信号のシステマチック・ジッタの電力スペクトル密度 $\left\{\left.\varphi_{jSM}^2(f)\right|\right\}_N$ は次式で与えられる。

$$\left\{ \varphi_{j SM}^{2}(f) \right\}_{N} = \int_{J=1}^{M} \left| \Theta_{SJ} \right|^{2} \left| \frac{\frac{M-J+1}{H(j 2\pi f)} \left\{ 1 - H^{N}(j 2\pi f) \right\}}{1 - H^{M}(j 2\pi f)} \right|^{2}$$
 (7.24)

N中継後の再生クロック信号のシステマチック・ジッタの雑音電力は上式を全周波数領域にわたって積分することによって次式の如く求められる。

$$\left\{\sigma_{j SM}^{2}\right\}_{N} = \int_{-\infty}^{\infty} \left\{\varphi_{j SM}^{2}(f)\right\}_{N} df \qquad (7.25)$$

式(7.11)(7.24)(7.25)より、抽出クロック成分のパターンがM通りある場合の、再生 クロック信号のシステマチック・ジッタの累加特性はダンピングファクタくをパラメータとして求まる。M通りの抽出クロック成分ジッタのスペクトルの絶対値が等しいとして数値計算した結果を図7.17に示す。なお、N<Mの場合には、抽出クロック成分として同一パターンが発生している割合が少ないのでランダム・ジッタの累加に近似できる。図7.17から明らかなように、システマチック・ジッタパターンが16通りある場合には、システマチック・ジッタの累加は図7.15に示した一般の場合より、Nが50以上では、10dB以上抑圧できる。特に、Nが100以下でダンピングファクタくが15以上の場合には、この場合のシステマチック・ジッタの累加はランダム・ジッタの累加とほとんど同じであり、システマチック・ジッタは非常に抑圧できる。

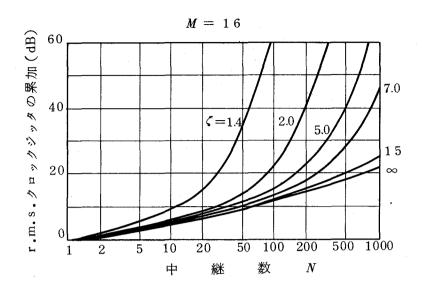


図 7.1 7 ダンピングファクタとシステマチック・ジッタの累加

7.5.4 実験結果

前述の解析結果を確認するため,電気通信研究所で開発した20 GHz 帯無線中継装置を使用し,これを用いた実験回線である20 GHz 方式多中継実験回線 (94) により測定を行った。中継装置クロック同期系のPLLのダンピングファクタ (は1.5と50の2種類のものを試作し,実験により理論の正否を確めた。なお多中継実験回線の中継区間は13区間であり,伝送無線チャンネルは双方向2回線であるので,回線を折り返すことにより最大52中継の実験ができる。

(a) 位相伝達特性

26中継後の位相伝達特性の実測値を図7.18に、式(7.11)から求めた計算値と共に示す。図のように、実測値はPLLの定数から計算した値とほぼ一致している。この図より、ダンピングファクタくが小さい時には非常に大きな利得を持つ周波数があり、ジッタが増幅される機構がよく理解できる。一方くを大きくすると、このような位相伝達特性における利得はほとんど無視でき、実用上問題がないことがわかる。以上の現象は7.4節の図7.11で説明した結果とも一致する。

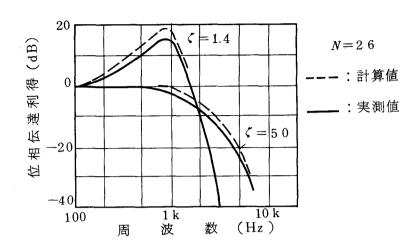


図 7.18 多中継実験回線の位相周波数応答

(b) クロック・ジッタの累加

多中継実験回線のクロック・ジッタの累加特性の実測結果を図7.19と図7.20に示す。ダンピングファクタくが1.4のときも50のときも共に理論値と計算値はよく一致しており、理論の正当性が確認できた。図に示されているように、くが1.4の場合にはランダム・ジッタもシステマチック・ジッタも両方とも10中継以上で急激に増加することが確認されており、多中継伝送におけるクロック同期系のPLLの設計においてはダンピング・ファクタを式(7.22)に示した値以上にすることが必要不可欠であることがわかる。

また、くを十分大きくしたPLLを用いたクロック同期系では、ジッタの累加の割合は少なく、PLLも設計に注意すれば多中継クロック同期系に使用できることが実験によっても確められた。

4 相位相変調・同期検波方式のクロック再生系において、クロック周波数成分の抽出を復調出力の一方だけから行うことにより、抽出クロックパルスのパターンが1 6 種類になるため、システマチック・ジッタの累加特性がランダム・ジッタの累加特性に近づき、システマチック・ジッタの累加が抑圧できることを7.5.3 項で述べた。本中継装置もこのようなクロック成分抽出法を用いるため、システマチック・ジッタの累加の実測値が、通常の抽出法(M = 1 の場合)を用いる場合の計

算値よりも、M = 16の場合の計算値と一致している。このように、本中継装置に用いているクロック成分抽出法がシステマチック・ジッタの累加の抑圧に非常に有効であることが実験により確認できた。

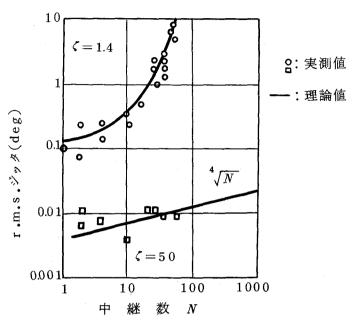


図 7.19 多中継実験回線のランダム・ジッタ

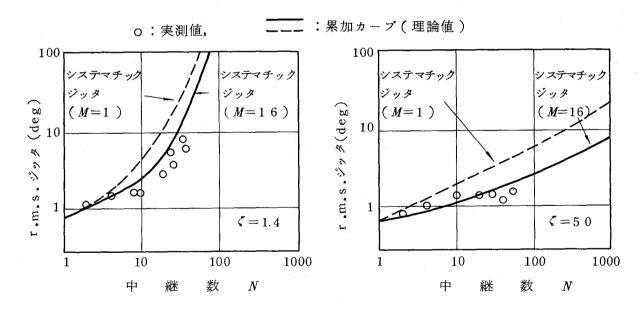


図 7.2 0 多中継実験回線のシステマチック・ジッタ

以上の実験結果により、本節で行ったクロック・ジッタの累加特性の理論検討の 正当性が確認できたので、以下本節の結果を用いて設計・試作を行う。

7.6 クロック同期系の設計法

7.6.1 PLLのループパラメータの設計

クロック同期系用PLLのループパラメータの設計フローチャートを図7.21 化示す。 この図において,ループパラメータはK, T_1 ではなく,K, ζ , ω_n として求められる。そこで,実際に回路を設計する上で必要な T_1 , T_2 は式(7.2)と 式(7.3)より求める。

との系の設計において,設計パラメータはK, C, ω_n の 3 つであるのに対し,要求条件は定常位相誤差の最大許容量 $\theta_{es\, ma\, x}$, 開ループ利得 0 d B 周波数の所要値 $f_{c\, mi\, n}$ 最大中継数 $N_{ma\, x}$ 中継後のシステマチック・ジッタの許容最大値

 $\{\sigma_{jS}^2\}_{N_{\max}}$,引込時間の所要値 $T_{p\max}$ の 5 つがある。そとでとの要求条件の 3 つまでは必ず満足できるが,あとの 2 つは必ずしも満足できない。そとで図 7.21 に示したように, $T_{p\max}$ または $\{\sigma_{jS}^2\}_{\max}$ の要求値が満足できない場合(NO の場合)には再検討を行い,要求条件の変更を行うかまたは何らかの解決法を見出して要求条件を満す必要がある。

7.6.2 設計例

クロック同期系の設計の1例として、20 GHz帯ディジタル無線伝送方式に用いるクロック同期系について検討する。図7.21の設計フローチャートに従ってこれに用いる PLL の設計を行う。この中継方式の諸元は表2.4に示しているように、クロック周波数は200 MHzであり、中継間隔は標準3kmであるから2,500km標準擬似回線における中継数は約800 中継である。また、変復調方式は4相位相変調・同期検波方式であるから7.5.2項で述べたクロック・ジッタの累加を抑圧する方法を用いることが可能である。

このようなクロック同期系に対する要求条件は表 7.1 に示す値になる。クロック同期系全体の定常位相誤差の要求条件は,これによる誤り率特性の等化 CNR 劣化量をほとんど零にするため(図 8.8 参照), 10° 以下と定めているが,クロック周波数変動により PLL において生じる定常位相誤差はこの 10° の半分 5° 以下にするように定めた。また 2,500 km におけるジッタ規格は端局との接続条件から 12° r.m.s. 以下となっている。これは 90° 以上のジッタが発生する確率が年に 1 回以下であるという条件から決められている。入力クロック・周波数の変動は 10ppm 以下すなわち 2 kHz以内である。端局に置かれているクロック信号用発振器は水晶発振

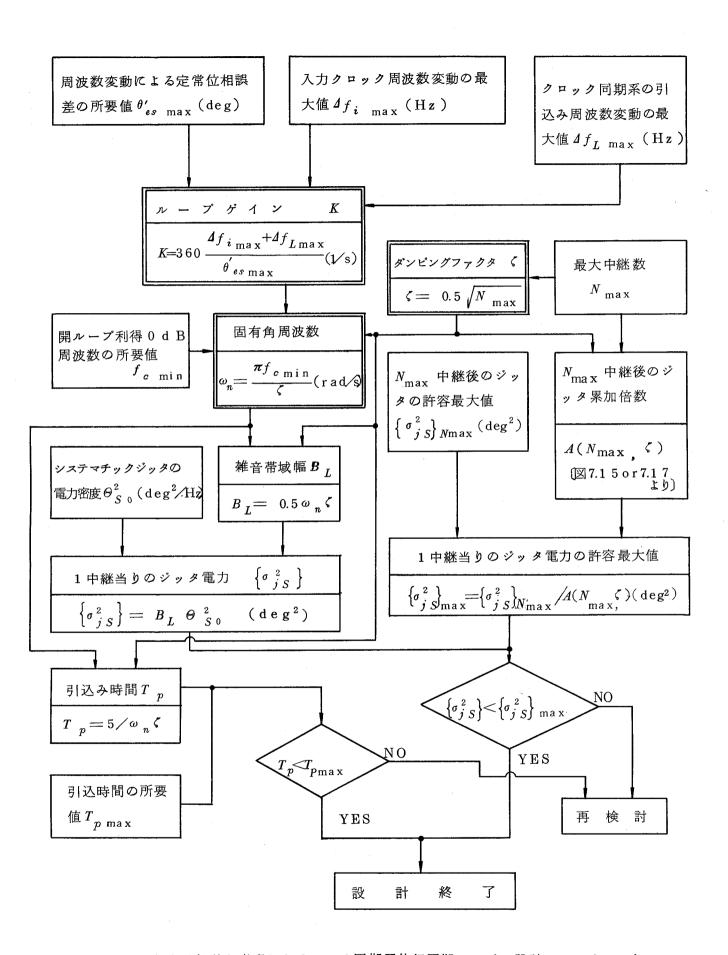


図 7.2 1 多中継伝送を考慮したクロック同期用位相同期ループの 設計フローチャート

表 7.1 20 GHzディジタル無線中継装置用 クロック同期系の所要特性と設計条件 (クロック周波数 200 MHz)

項目	記号	規格または特性
定 常 位 相 誤 差*	θ es max	10°以下
周波数変動による定常位相誤差	θ'es max	5°以下
最 大 中 継 数	N _{max} .	800
入力クロック周波数変動	∆f _{i max}	2kHz 以 下
PLL自身の引込み中心周波数変動 [*]	1f _{L max}	2kHz 以 下
システマチック・ジッタの電力密度(1中継)	Θ_{S0}^2	0.006 deg²/Hz
N _{max} 中継後のクロック。ジッタ	$\left\{ \begin{array}{c} \sigma \stackrel{\dot{2}}{j} \\ j S \end{array} \right\}_{N \text{ max}}$	12°r.m.s.以下
開ループ利得 0 dB 周波数	f _{omin}	10 k Hz

* 周囲温度範囲 : 5℃ ~60℃

以上の要求条件および環境条件をもとにして,図 7.21 の手順に従ってクロック同期用 PLL のパラメータを求めた。表 7.2 はその計算結果である。なお,この計算過程においてジッタの累加特性は図 7.15 ではなく,M=16 の場合である図 7.17 を用いた。このように,表 7.1 の要求特性を満足するクロック同期系は十分設計可能である。

表 7.2 クロック同期系用 P L L のループパラメータ の設計値と系の特性(クロック周波数: 200MHz)

項	目	定数	項 目 定 数
ループゲイン	K	3×10 ⁵ 1/s	開ループ利得の 0 d B 周波数 10 k Hz
ダンピングファクタ	ζ	1 5	定常位相誤差 1.2°/kHz
自由振動	数血机	20×10^3 r ad/s	雑 音 帯 域 幅 15 k Hz
ループフィルタ時定数	T_{1}	77ms	1 中継のジッタ 0.3° r.m.s.
" "	T_{2}	15 ms	800 中継後のジッタ 5°r.m.s.
// 抵抗	R_{1}	13kΩ	位 相 引 込 み 時 間 166 # s
<i>"</i> "	R_{2}	3.3 kΩ	引込み周波数範囲 ±30kHz
〃 コンデンサ	С	4.7 µ F	

しかし、以上はPLLのn-プパラメータの設計であり、実際に<math>COPLLを実現するためにはD0つの問期系およびPLL0名回路が表 D1 および D2 のパラメータの特性値を持たなければならない。次に、D1 の同期系各部回路に対する要求特性について検討する。

7.6.3 クロック同期系各部回路の規格

表7.1 および表7.2 のパラメータの値およびこれまでの検討結果より、系の各部回路の規格は表7.3 に示された値になる。

表 7.3 クロック再生系各部回路の主な規格

回 路		項目	規格
クロック成分抽出回路		抽出出力ジッタの	
		電力密度	0.006 de g ² /kHz以下
		抽出出力振幅	0.1 V 以上
電 圧 制 御 発 振	器	周波数安定度	±2 kHz 以 内
		変 調 感 度	8 k H z / V
		スプリアス	-40dB以下
		出 力 振 幅	0.8 V p-p
振幅制限	器	ダイナミックレンジ	20 d B 以上
		AM-PM変換	5°以内
位 相 比 較	器	検 波 感 度	6 V∕r a d
		出力ドリフト	30mV 以下

7.7 試作クロック同期系の特性

前節に述べた設計法に従って設計・試作した $20\,\mathrm{GHz}$ 帯ディジタル無線中継装置用クロック同期系について述べる。 $^{(13)}$

7.7.1 各部回路の構成と特性

試作クロック同期系を構成する各部回路の実際の構成と特性について述べる。

(a) クロック成分抽出回路

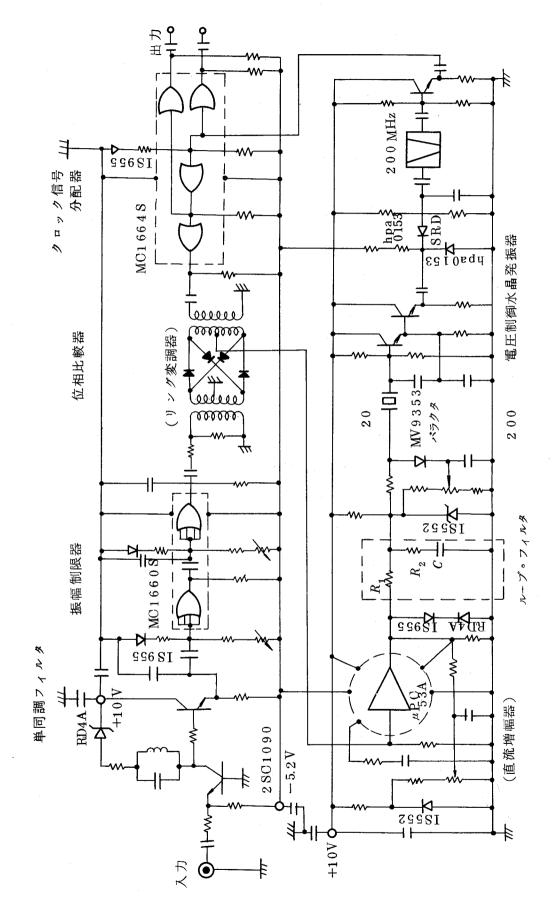
これは7.3節で述べた回路と同じものを使用しており、特性も7.3節で述べた通りである。

b) クロック再生系

クロック再生系はPLLを用いており、その回路図を図7.22 に示す。このクロック再生系は、低Q同調回路・振幅制限回路、位相比較器、電圧制御水晶発振器とクロック出力分配器とで構成されており、以下これら各部回路について述べる。

(c) 低 Q 同調回路・振幅制限回路 ·

抽出したクロック信号は図7.8に示したように非常に広帯域にわたって雑音成分を有する。また、図7.7のように抽出クロックパルスの幅は狭いため、これはクロック周波数の高調波成分を多く含んでいる。そこで、抽出出力を低Qの同調増幅器



X 回路 再生系の 1 3 П 1 た を用って \mathcal{V} ブト 雷 相同 2 0 図 7.2 3

に通してSNRの改善および高調波成分の除去を行った後にリミッタに通す。同調 回路のQは20程度である。この同調回路出力のレベルは、抽出クロックパルスの 密度により大きく変動するため、再生クロック・ジッタの原因になる。そこで、こ のAM雑音を抑圧するためAM-PM変換の少ない振幅制限器を用いている。

 $200~\mathrm{MHz}$ 帯における振幅制限器としては種々のものが考えられ,($\hat{\mathbf{j}}$) ダイオード対,($\hat{\mathbf{ij}}$) トランジスタの飽和特性を利用したもの,($\hat{\mathbf{ij}}$) エミッタ結合形論理 $\hat{\mathbf{i}}$ C の飽和動作を利用したもの等がある。これらの中で,小形化,再現性, \mathbf{A} M \mathbf{P} M 変換特性を考慮して,ことでは図 7.22 に示したようにエミッタ結合論理 $\hat{\mathbf{i}}$ C を用いている。

試作した振幅制限回路は、AM-PM変換量 3° 以内、ダイナミックレンジ 20~dB という良好な特性が得られた。また回路はICを用いているため非常に小形に構成されている。

(d) 位相比較器

位相比較器は、VHF帯で一般に用いられているリング変調器を使用している。 3×10^5 というループ利得を得るためには,位相比較感度は 6V/r a d 程度必要であるが,リング変調器だけではこの規格値は実現できないので直流増幅器が必要となる。この増幅器はドリフトが小さいことが要求されるが帯域は数 MHz あればよいので,リニア I C の直流増幅器を用いている。この位相比較器は小形であり,位相比較感度 6V/r ad,出力ドリフ 20mV以下という設計通りの特性を有している。

(e) 電圧制御発振器(VCO)

クロック同期系用 P L L に用いる V C O には、高い周波数安定度が要求される。 そこで、 V C O としては、 図 7.22 のようにバラクタ同調水晶発振器出力をステップリカバリーダイオード (SRD)で1 0 逓倍する構成を持つ回路を採用している。 その出力はエミッタ結合論理 I C により分配されている。

試作した電圧制御発振器の特性は,変調感度 $8~\rm kHz$ $/\rm V$,周波数変動 \pm $1.0~\rm k~\rm Hz$ 以内,出力 $0.8~\rm V$, スプリアスー5 $0~\rm dB$ という良好な値であり,規格を十分満足している。

(f) ループ・フィルタ

ループ・フィルタとしては図7.9 kmに示した位相遅れフィルタを用いており、その回路定数は表7.2 に示してある。

7.7.2 試作クロック再生系の総合特性

試作クロック再生系の1中継時における諸特性について述べる。

図 7.23 は周囲温度変動による引込み周波数変動および定常位相誤差の変化を測定した結果である。図から、明らかなように、+5 \mathbb{C} \sim +60 \mathbb{C} の温度変化においても引込み周波数範囲は25 kHz 以上常にあり、その中心周波数変動は ± 1 kHz 以内であり良好な特性である。また、温度変動による系の定常位相誤差も 7° 以内であり、これに2 kHz の入力周波数変動による定常位相誤差 2.5° を加えても $\pm 10^\circ$ 以内という総合の定常位相誤差の規格を満足している。

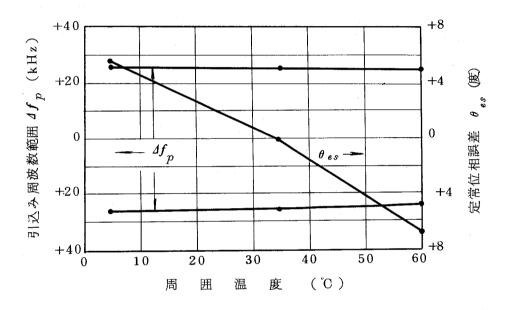


図7.23 周囲温度変動によるクロック同期系の特性変化

図 7.24 は入力レベル変動に対する引込み周波数範囲と位相誤差特性の測定結果である。ダイナミックレンジは $20~\mathrm{dB}$ あり,この範囲において位相変化は $\pm 3^\circ$ 以内であり,引込み周波数範囲は $\pm 2.3~\mathrm{kHz}$ ~ $\pm 2.5~\mathrm{kHz}$ とほとんど一定である。また $2.5~\mathrm{dB}$ の範囲を考えても特性劣化は小さい。これはほとんど振幅制限器の性能が現われた結果である。なお,引込み周波数範囲が設計値の $\pm 3.0~\mathrm{kHz}$ より小さい原因は 位相比較器 出力が電源電圧の関係上 $\pm 5~\mathrm{V}$ 以下に振幅制限されているためである。

入力周波数変動による定常位相誤差を測定した所、 $1.2^{\circ}/k_{\rm Hz}$ という設計値通りの値が得られ、 $\rm coPLL$ のループ利得は設計値である $\rm 3\times10^{5}(1/s)$ であることが確められた。

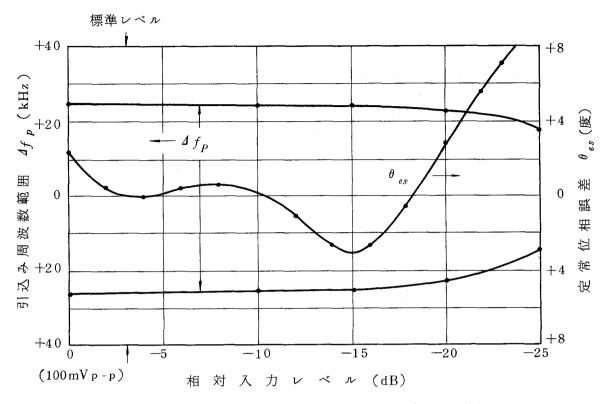


図7.24 入力レベル変動に対するクロック同期系の特性変化

この位相同期ループの位相伝達特性を測定した結果を計算値と共に図7.25に示す。 図のように実測値は計算値とほぼ一致し、表7.3に示してある設計通りの系が得られていることが確認できた。

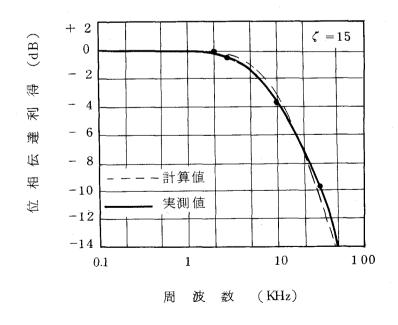


図7.25 試作クロック同期系の位相伝達特性

試作クロック同期系の1中継におけるシステマチック・ジッタは0.3°r.m.s.であり、 設計値と一致している。

試作クロック同期系は、多中継時にもジッタは規格以内の十分小さい値であり、引込み周波数範囲は入力周波数変動を追随するに十分広く、かつ定常位相誤差も誤り率特性をほとんど劣化させない小さい値であるという特性を有していることが確められた。

7.8 fr す び

ディジタル伝送方式において、中継装置の重要な構成回路の1つであるクロック同期系について種々の検討を行った。このクロック同期系の特性は中継装置総合特性に大きい影響を与える。特にクロック・ジッタの多中継累加特性はディジタル回線の伝送品質を決める重要なパラメータである。

まずクロック信号成分を抽出する新しい方法として、論理ICを用いて直流レベルを保持しながら全波整流を行う方法を提案し、実験により良好な抽出特性を持つことを確認した。

抽出クロック成分からジッタの少ないクロック信号を再生するために位相同期ループ (PLL)を用いる場合について,クロック・ジッタの多中継伝送時の累加特性を理論的 に求め実験により確認を行った。その結果,多中継時にジッタが急激に増加しないために は,中継数Nの増加に対応してPLLのダンピングファクタくを大きくする必要があることを明らかにした。すなわちダンピングファクタくを $0.5\sqrt{N}$ 以上にすれば,タンク・リミッタ形クロック同期系に比しQが非常に大きく,ジッタの累加係数は同等であるPLL 形クロック同期系が実現でき,1,000 程度の多中継においても総合のジッタを $10^{\circ}_{r.m.s.}$ 以下の小さい値にすることが可能であることを示した。

さらに、4相位相変調・同期検波を用いる中継装置においては、クロック成分の抽出法を工夫すれば、システマチック・ジッタの多中継累加の程度を抑圧できることを理論検討により示し、実験によりその有効性を確めた。

これらの検討結果から多中継を考慮したクロック同期系の設計法は明らかになった。この設計法に基づいて設計したクロック同期系の試作結果は設計値と一致する良好な特性が得られている。

第8章 各種特性劣化要因の誤り率特性におよぼす影響

8.1 まえがき

中継装置を構成する各回路の特性はある程度の不完全性がある。すなわち,この回路特性を完全にし、劣化のないものにすることは非常に困難であり,完全な回路を実現することは不可能ではないが非常に高価になり経済的に不利である。

一方,ディジタル無線中継装置の誤り率特性の理想値からの劣化量がどの程度になるかは,ディジタル無線伝送方式の回線設計の基礎になる重要なパラメータである。中継装置の特性が劣化する原因としては,周囲温度変動,伝送路の帯域制限およびひずみ,製造時の調整の不完全性および使用素子の不完全性などがある。例えば,20 GHz 帯ディジタル無線伝送方式においては,中継装置は屋外の中継函の中に収容されるため周囲温度変動範囲が広く,一10℃~+45℃ の温度変動がある。(97)また,無線伝送方式においては周波数有効利用を図る必要があり,このため1 無線チャンネルの伝送帯域幅は可能な限り狭められており,総合の伝送帯域幅とクロック周波数との比は約0.85 である。この帯域制限により符号間干渉が生じるため,誤り率は劣化する。(12)(13) 更にビットレートが400 Mb/sであるため,高速の変復調器と広帯域な増幅器を必要とするが,これらの各回路は高速化および広帯域化するに従って特性が劣化する。

このように中継装置の誤り率特性を劣化させる原因は多くあり、この多くの劣化要因が同時に存在する場合の誤り率特性劣化量の正確な算出が回線設計上必要となる。⁽¹²⁾ そこで、本章では、誤り率特性の劣化量を定量的に扱うことを目的に、理論と実験の両面から検討を行う。

非常に多くの各回路特性劣化に対して各々劣化量を算出する方法では、考慮する必要のある劣化量が多すぎるため、これらを総合して全体の劣化量を求めることは非常に困難であり、誤差も大きくなる。そこで、ここでは多くの回路特性劣化を 5 種類に分類して評価する方法を提案した。(65)(98) この 5 種類の劣化要因に対して物理的意味を失わない範囲で近似を行い、それぞれの劣化要因の特性劣化を表す 1 つのパラメータを定め、数値計算により、誤り率の等価 CNR 劣化量 (26)(65) [中継装置の誤り率特性劣化量を定量化するものであり、理想中継伝送系と等しい誤り率を得るための CNR (dB)の増加量]と特性劣化パラメータとの関係を明らかにする。 (26)(65)(98)

しかし, これでもまだ劣化要因は5種類もあり,総合の等価 CNR 劣化量はこれら単独

の等価 C N R 劣化量の単純な和とはならない。このような中継伝送系の総合の等価 C N R 劣化量の推定法および各種劣化要因がどのように誤り率特性に影響を与えるかに関しては,その例が少なく,(99)(100)しかも一般性,実用性と推定精度を十分に満足させる方法は現在までにまだ確立されていなかった。

このため、ことでは実用性、汎用性ならびに推定精度が高く、かつ考えられる全ての劣化要因を同時に含んだ場合に対する等価CNR劣化量のより正確な計算出法について述べる。まず、符号列の発生確率を考慮して、すべての劣化要因の組合せにより生じる状態について誤り率を計算し、それの発生確率で平均操作を行えば、より実際に近い誤り率が算出でき、従って等価CNR劣化量を正確に求めることができる。厳密な劣化量はこの方法により求めることができることを明らかにし、実験によりこの理論の妥当性を確めている。

しかし、このようにすべての場合について計算し平均操作を行うことは計算がめんどうであり、常に計算機を必要とするため実用性、汎用性に欠ける。そこで、ここでは等価アイアパーチャ劣化量という概念を導入し、単独要因による等価CNR劣化量から、容易にかつ直接的に複数要因が存在する場合の総合等価CNR劣化量が算出でき、しかもほとんど算出精度が失われない近似的算出法を提案した。

最後に、理論の妥当性を確認することを目的に、中継装置を用いた実験を行ない実測値 と理論値の比較を行っている。

なお、本論文で得られた結果は、すべて誤り率 10^{-6} 点における等価CNR劣化量である。

8.2 劣化要因の分類

4相差動位相変調・同期検波方式(QCPSK)を用いるディジタル伝送系の誤り率 P_e は、中継装置が理想的でかつ伝送路の帯域制限およびひずみが無視できるときには、第2章の式(2.6)に示したように次式で表現できる。(16)(17)

$$P_{e}(\gamma) = \operatorname{erfc} \frac{\gamma}{\sqrt{2}} \tag{8.1}$$

ととで, r^2 は第 2 章で述べたように受信信号の搬送波電力対雑音電力比CNRである。 とのように,誤り率は入力CNRにより決定される。しかし,中継装置および伝送路に劣 化要因が存在する場合には誤り率特性が劣化し,特性劣化のない理想中継伝送系と同じ誤 り率を得るためにはより大きい CNR を必要とする。すなわち誤り率特性の劣化は等価的 に CNR が減少したと考えられる。ここで,同じ誤り率(例えば10⁻⁶)を得るために必 要な実際の中継伝送系の CNR と式(8.1) で表わされる帯域制限のない理想的な中継伝 送系の CNR との d B差を等価 CNR 劣化量(dB) と定義する。以下劣化要因の誤り率 特性に与える影響について述べる。

QPSK 中継伝送系で考えられる劣化要因を表 8.1 に示す。これらの劣化要因は表 8.1 のように多数存在し、各要因をそれぞれ別々に考慮して計算を行うことは、結果をむやみに複雑にし計算時間も増大する。また、各劣化要因間の相乗効果を考える場合にも、同じ分類に入る要因間の相乗効果は、これらを1つの劣化量でまとめることにより考慮する必要がなくなり、劣化量配分の設計を容易にすることができる。このため、誤り率劣化に与える影響の類似したものを下表に示すように分類し、各分類ごとに1つのパラメータに統合することを検討した。

発 生 場 所 劣 化 要 因 分 劣化の種類 記 類 号 送受信局部発振器 局部発振器雑音 波形ひずみ η(%) 変調器位相誤差 変調器過渡特性 変 調 器 パルス幅変動 搬送波 **3** -干 渉 $\theta_e(\text{deg})$ 位相誤 差 伝送路ひずみ 伝 送 路 制 限 域 帯 識別レベル 干 δ_T (%) 帯域制限・直線ひずみ 受 信 器 変 動 干 基準搬送波位相誤差 復 調 器 基準搬送波ジッタ 復調器レベル変動 不要雜音 C/N_I (dB) コー干 低域フィルタ 帯 域 制 符号間干渉補償 符号間干涉補償回路 識別器レベル変動 位相誤差 Δθ CL (deg) 識別不確定幅 識 別 器 クロック位相誤差

表 8.1 符号誤り率特性の劣化要因とその分類

1 つのパラメータに統合する過程では、ある程度の近似を行なわなければならないが、その場合、等価CNR劣化量の算出精度を低下させない方向で統合を行った。以下順に表8.1に示される各分類ごとに1 つのパラメータの統合の方法ならびにこのパラメータと誤り率特性劣化の関係に関して述べる。

8.3 単独劣化要因による誤り率特性劣化

8.3.1 波形ひずみ

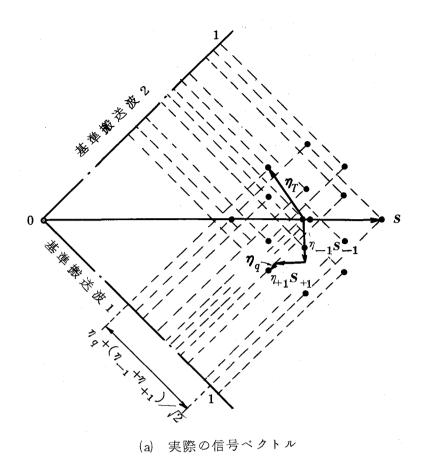
波形ひずみが生じる原因は大別すると符号間干渉と直交干渉がある。符号間干渉を発生させる要因としては主として帯域制限であり、この他に1次および2次遅延ひずみ、1次振幅ひずみ、変調パルス幅変動等があり、(101)(102)(42) 直交干渉を発生する要因としては一次遅延ひずみおよび1次振幅ひずみ等の伝送路ひずみと第4章で述べた変調器過渡特性等がある。(102)(42) また、符号間干渉補償 (13)(103) も波形ひずみを減少させるので、ここでは負の波形ひずみ要因とみなすこととする。

波形ひずみの主要な要因である符号間干渉の厳密な算出を行うためには、前後に無限に続くパルス列を考え、各符号列に対する誤り率を計算し、発生確率の重みをかけて平均を行う必要がある。しかし、平均操作に時間を要するためここでは前後1 ビットからの符号間干渉だけを考える。なお、直交干渉による干渉量は符号間干渉に比べて小さいと仮定する。これらの仮定は通常の場合満足されるので、一般性は失われない。

この波形ひずみを搬送波帯で表示すると,標本点(識別時点)における搬送波のベクトルで表せる。なお,本項では,復調信号振幅の最大値を1とし,この値で以下の値を正規化する。行先パルスおよび後続パルスからの符号間干渉ベクトルをそれぞれ η_{-1} S_{-1} および η_{+1} S_{+1} とし,直交干渉ベクトルを η_q とすると,総合の干渉ベクトル η_T は次式で与えられる。ここで, η_T はそれぞれ先行パルス信号ベクトルと後続パルス信号ベクトルである。

$$\mathbf{\eta}_{T} = \eta_{-1} \ \mathbf{S}_{-1} + \eta_{+1} \ \mathbf{S}_{+1} + \eta_{q} \tag{8.2}$$

図8.1 に、干渉ベクトル **カ**_T により、波形ひずみを生じている4 相位相変調された 搬送波の1つの相のベクトルを図示する。図8.1 回は一般的な場合であるが、このよ うにパターンにより16点も異なる搬送波ベクトルがあると誤り率の計算が非常に困



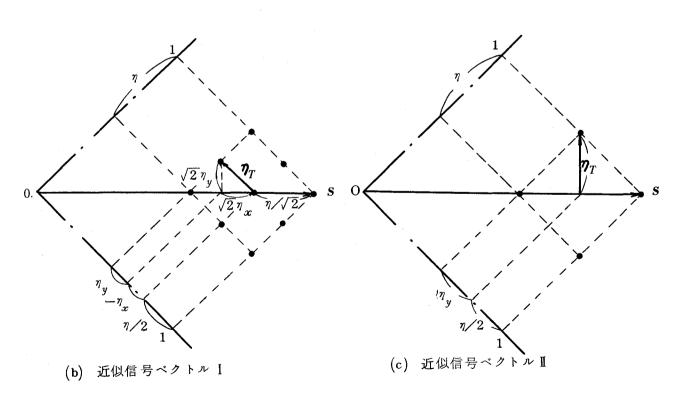


図 8.1 4 相位相変調波のベクトル (0 相のみを示している)

難であり、かつ波形ひずみ要因による誤り率劣化を計算する時に η_{-1} , η_{+1} と $|\eta_q|$ の3つのパラメータが必要となり一つの図表で等価CNR劣化量を表せないので中継 装置の各部特性劣化の設計に使用するのが困難となる。直交干渉 η_q が小さいと仮定すると、図8.1 (a) の信号ベクトルは波形ひずみを表わすパラメータとして符号間干渉量 η を用い、図8.1 (b) のような干渉ベクトル η_T をもつ搬送波ベクトルで近似できる。ことで η は

$$\eta = \eta_a + \sqrt{2}(\eta_{-1} + \eta_{+1}) \tag{8.3}$$

である。この干渉ベクトル $\pmb{\eta}_T$ を符号間干渉のないときの信号ベクトル \overline{OS} に対し同相成分と直交に分解し,それぞれを $\sqrt{2}\,\eta_x$ と $\sqrt{2}\,\eta_y$ で示すと,図 8.1 b)から明らかなように干渉ベクトル $\pmb{\eta}_T$ の分布は次式で表示でき,各ベクトルの発生確率は,前後のビットの組合せで決まり次式で与えられる。ここで,図 8.1 b)の点のいくつかは 2 通り以上のパルス列が縮退して 1 点になっているものもある。

この干渉ベクトル $\pmb{\eta}_T$ を用いると、波形ひずみ要因の存在する場合の誤り率は次式で与えられる。

$$P_{e} = \sum_{\boldsymbol{\eta}_{T}} p(\eta_{x}, \eta_{y}) \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{\gamma}{2}} \left(1 - \frac{\eta}{2} + \eta_{x} - \eta_{y}\right)\right]$$
 (8.5)

ここで、 $p(\eta_x,\eta_y)$ は干渉ベクトル η_T の成分 η_x,η_y の結合確率を示し、式 (8.4) で示したp のことである。この式から波形ひずみによる等価 CNR 劣化量 D_{WD} が算出できる。その結果を図 8.2 に実線(曲線I)で示す。

なおパラメータ η と復調信号の最大振幅で正規化したアイ・アパーチャ E_A との間には次の関係が成り立つ。

$$\eta = 1 - E_A \tag{8.6}$$

以上は図 8.1 (b)の干渉ベクトルを仮定したものであるが,先行パルスからの符号間干渉が零交差応答のためほとんど無視できる時($\eta_{-1}=0$ の場合)後続パルスからのみ干渉するため干渉ベクトルは図 8.1 (c)のようになる。この場合の各点の発生確率は同じ 1/4 であり,この場合の干渉ベクトル $\pmb{\eta}_T$ は次式で表せる。

$$\eta_{T} = \sqrt{2} \quad \{\eta_{x}, \eta_{y}\}$$

$$= \sqrt{\frac{\eta}{2}} \quad \begin{cases}
1, & 0 \\
0, & 1 \\
-1, & 0 \\
0, & -1
\end{cases}; \quad p = 1/4$$

$$; \quad p = 1/4$$

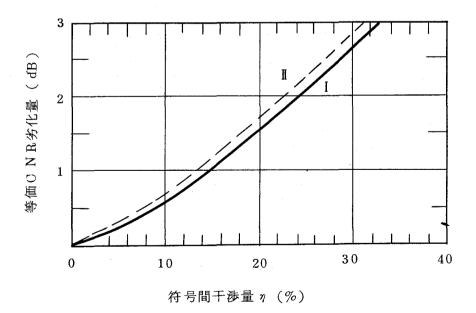


図8.2 波形ひずみのみによる等価CNR 劣化量

この干渉ベクトル $\pmb{\eta}_T$ を式(8.5)に代入し、この場合の等化 CNR 劣化量を求めると図 8.2 の点線(曲線 $\mathbb I$)になる。

更に、図8.1 的 なよびに も共に直交干渉が小さい場合であるが、直交干渉が大きい場合にはこれらの近似ベクトル図では誤り率特性の劣化の評価が過大になる。すなわち、図8.1 (a)に示したように、直交干渉によりアイ・アパーチャが最悪になる確率は1/16 であり、図8.1 (c)の最悪パターン発生確率である1/4 よりも更に1/4 だけ確率が小さいので、直交干渉が大きい場合には式(8.4)と式(8.5)より求めた誤り率の1/4 になる。そこで大きい直交干渉が生じている場合には、符号間干渉による等価 CN R 劣化量と直交干渉による等価 CN R 劣化量は別々に求める方がより正確でありまたより実際的である。干渉量が η_q である直交干渉によるアイ・アパーチャ E_A の値およびその時の確率は次式となる。

$$E_{A} = \begin{cases} 1 - \eta_{q} & ; & p = 1/4 \\ 1 & ; & p = 1/2 \\ 1 + \eta_{q} & ; & p = 1/4 \end{cases}$$
 (8.8)

そとで大きい直交干渉 η_q が存在する場合の誤り率特性劣化は次式より求まる。

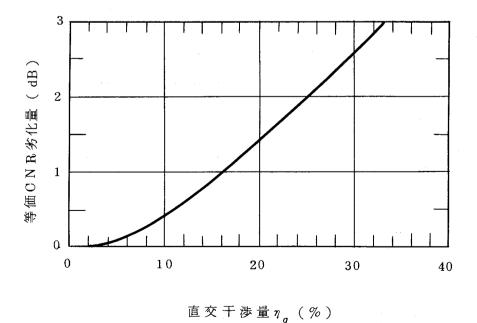


図83 直交干渉による等価CNR劣化量

$$P_{e} = \frac{1}{4} \left\{ \text{erfc} \left(\frac{\tau}{\sqrt{2}} (1 - \eta_{q}) \right) + \text{erfc} \left(\frac{\tau}{\sqrt{2}} (1 + \eta_{q}) \right) + 2 \text{ erfc} \left(\frac{\tau}{2} \right) \right\}$$
 (8.9)

式(8.9)から直交干渉による等価CNR劣化量を求めたものを図8.3に示す。

8.3.2 搬送波位相誤差

ディジタル位相変調伝送方式においては、搬送波の位相状態を変化させて情報を伝送している。そこで、変調位相および同期検波用基準搬送波の位相が正しい値から変化すると、復調出力は減少し誤り率は増加する。とのように、変調出力位相および基準搬送波位相の変動は誤り率に与える影響は同じであるため、1 つのパラメータに統合して誤り率特性劣化量を求める。

4 相位相変調同期検波において,基準搬送波位相が θ_{es} だけ誤差を生じたとすると,4 相の変調位相の内の 2 相に対する復調出力は $\sqrt{2}$ $\sin\left(\pi/4-\theta_{es}\right)$ 倍に減少し,他の 2 相に対する復調出力は $\sqrt{2}$ $\sin\left(\pi/4+\theta_{es}\right)$ 倍に増加する。減少および増加する出力の発生確率はランダムパターンにおいては共に同じ 1/2 であるから,この場合の誤り率は次式で表せる。

$$P_{e}(r, \theta_{es}) = (1/2) \left\{ \text{erfc} \left(r \sin(\pi/4 + \theta_{es}) \right) + \text{erfc} \left(r \sin(\pi/4 - \theta_{es}) \right) \right\}$$
 (8.10)

基準搬送波の位相誤差による誤り率特性の等価CNR劣化量 D_{rf} を上式より求めたものを図8.4に示す。

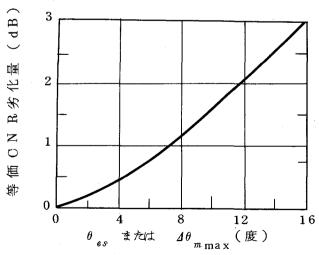


図 8.4 基準搬送波位相誤差 θ_{es} または変調位相誤差 $\Delta\theta_{mmax}$ のみによる等価 CNR 劣化量

次に変調器の変調位相誤差による誤り率特性の劣化について検討する。変調位相の1つが $\Delta\theta_m$ だけ誤差を生じたとすると,二つの復調出力の一方は $\sqrt{2}\sin(\pi/4-\Delta\theta_m)$ に減少し,他方のそれは $\sqrt{2}\sin(\pi/4+\Delta\theta_m)$ 倍に増加する。そこで $\Delta\theta_m$ の位相誤差を持ち,他の半分が $\Delta\theta_m$ の位相誤差であると仮定すると、変調位相誤差が存在する時の誤り率は

$$\begin{split} P_{e}(\tau, \Delta\theta_{m}) &= \frac{1}{2} \left\{ \text{erfc} \left(\tau \sin \left(\frac{\pi}{4} + \Delta\theta_{m} \right) \right) \right. \\ &+ \left. \text{erfc} \left(\tau \sin \left(\frac{\pi}{4} - \Delta\theta_{m} \right) \right) \right\} \end{split} \tag{8.11}$$

となる。上式は基準搬送波位相誤差が存在する時の誤り率を示す式である式(8.10)と全く同じ形である。そとで,変調位相誤差による誤り率特性の等価CNR劣化量 D_m は,図 8.4 がそのまま使用できる。

次に、この変調位相誤差 $1\theta_m$ について考える。実際の変調器においては、変調位相誤差 $1\theta_m$ はすべての変調位相(0 相、 $\pi/2$ 相、 π 相、 $3\pi/2$ 相)に対して同一ではない。変調器の位相誤差の測定は任意の1 相(ここでは0 相とする)を基準にして測定される。この結果 $\pi/2$ 、 π 、 $3\pi/2$ 相の変調位相誤差が $1\theta'_{\pi/2}$ 、 $1\theta'_{\pi}$ 、 $1\theta'_{3\pi/2}$ であるとする。一方同期検波用基準搬送波再生系は各 1 つの相の変調位相誤差の平均値に再生搬送波の基準位相を設定する。そこで、実際に同期検波器から見た各変調位相の変調位相誤差は、この基準位相すなわち変調位相誤差の平均値からのずれになる。従って誤り率に影響を与える各相の変調位相誤差 $1\theta_0$ 、 $1\theta_{\pi/2}$ 、 $1\theta_{\pi}$ 、 $1\theta_{3\pi/2}$ は次式で与えられる。

$$\Delta\theta_{0} = -\Delta\overline{\theta}_{m}, \Delta\theta_{\pi/2} = \Delta\theta'_{\pi/2} - \Delta\overline{\theta}_{m}$$

$$\Delta\theta_{\pi} = \Delta\theta'_{\pi} - \Delta\overline{\theta}_{m}, \Delta\theta_{3\pi/2} = \Delta\theta'_{3\pi/2} - \Delta\overline{\theta}_{m}$$

$$\left\{ 8.12 \right\}$$

ここで $\Delta \theta_m$ は各相の変調位相誤差の平均値であり次式で表せる。

$$\Delta \overline{\theta}_{m} = \frac{\Delta \theta'_{\pi/2} + \Delta \theta'_{\pi} + \Delta \theta'_{3\pi/2}}{4}$$
(8.1 3)

式(8.12)の変調位相誤差の値は一般には同一ではないため、変調位相誤差のある場合の正しい誤り率は、式(8.11)ではなく、厳密には

$$P_e = \frac{1}{8} \sum_{n=0}^{3} \left\{ \text{erfc} \left\{ r \sin(\pi/4 - \Delta\theta_{n\pi'/4}) \right\} \right\}$$

+erfc
$$\{ r \sin(\pi/4 + 4\theta_{n\pi/4}) \}$$
 (8.14)

となる。しかし,この式を使用して誤り率を算出するためには, $\Delta\theta_0$, $\Delta\theta_{\pi/2}$, $\Delta\theta_{\pi}$, $\Delta\theta_{3\pi/4}$,のすべての値を与えなければならず計算も複雑になる。そこで,ここではそれ等の最大値を選び次式の値を定義して誤り率特性劣化の評価に用いる。

$$\Delta\theta_{m_{\text{max}}} = \max \left[\left| \Delta\theta_{0} \right|, \left| \Delta\theta_{\pi/2} \right|, \left| \Delta\theta_{\pi} \right|, \left| \Delta\theta_{3\pi/2} \right| \right]$$
 (8.15)

 ${\it CoA}_{m_{
m max}}$ をパラメータとして考え, 4 相変調器の 4 つの相の半分である 2 つの相の変調位相誤差が ${\it A}_{m_{
m max}}$ であり,残りの 2 つの相のそれが ${\it A}_{m_{
m max}}$ であると仮定する。 この場合の誤り率は式(8.11)の ${\it A}_{m_{
m max}}$ を ${\it A}_{m_{
m max}}$ で置き換えれば良く,等化 ${\it CNR}$ 劣化量も図 8.4 が適用できる。

以上は,基準搬送波位相誤差 θ_{es} と変調位相誤差 $\Delta\theta_{mmax}$ が別々に存在した場合の誤り率特性であるが,次にこれらが同時に存在する場合について考える。この場合 4 相位相復調器を構成する 2 つの位相復調器の片方について考える。この 1 つの位相復調器への入力信号である 4 相位相変調波の各相の位相と基準搬送波との位相差の $\pi/4$ (または $\pi/4+n\pi/2$) からの誤差 θ_{me} の値およびその発生確率は次式で表せる。

$$\theta_{me} = \begin{cases} -\theta_{es} - \Delta \theta_{m_{\text{max}}} & ; p = 1/4 \\ -\theta_{es} + \Delta \theta_{m_{\text{max}}} & ; p = 1/4 \\ +\theta_{es} - \Delta \theta_{m_{\text{max}}} & ; p = 1/4 \\ +\theta_{es} + \Delta \theta_{m_{\text{max}}} & ; p = 1/4 \end{cases}$$
(8.16)

そこで, この場合の誤り率は

$$P_{e} = (1/4) \operatorname{erfc} \left(r \sin(\pi/4 - \theta_{es} - \Delta\theta_{m_{\max}}) \right)$$

$$+ \operatorname{erfc} \left(r \sin(\pi/4 - \theta_{es} + \Delta\theta_{m_{\max}}) \right)$$

$$+ \operatorname{erfc} \left(r \sin(\pi/4 + \theta_{es} - \Delta\theta_{m_{\max}}) \right)$$

$$+ \operatorname{erfc} \left(r \sin(\pi/4 + \theta_{es} + \Delta\theta_{m_{\max}}) \right)$$

$$= \sum_{\theta} p(\theta_{m_{\theta}}) \operatorname{erfc} \left(r \sin(\pi/4 + \theta_{m_{\theta}}) \right)$$

$$(8.17)$$

となる。ことで $4\theta_{mmax}$ と θ_{es} が同程度であり、共に3 $^{\circ}$ 以上の場合には、上式の第 1 項(θ_{es} が正の場合,負の場合には第3項)の値は第2項以下の値の1 0 倍以上となり第2,第3,第4項は無視でき次式で与えられる。

$$\Delta\theta_{e} = \Delta\theta_{m \text{ max}} + |\theta_{es}| \qquad (8.19)$$

で表わせる値であり、変調器と搬送波再生系の位相誤差の和である。式(8.17)および(8.18)から、変調位相誤差と基準搬送波位相誤差が同時に存在する時の誤り率特性の等価 CNR 劣化量 $D_{\rm ph}$ が 1 つのパラメータ $\Delta\theta_e$ に対して近似的に求められる。これを図 8.5 に示す。

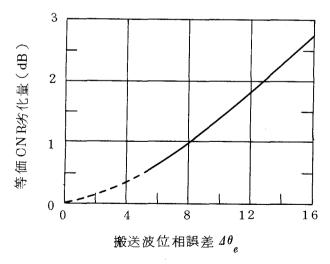


図 8.5 変調位相誤差 ${\it d}\, {\it d}_{\, m_{\, {
m max}}}$ と基準搬送波位相誤差 ${\it d}_{\, es}$ とが同時に存在する時の誤り率特性の劣化 $(\it d}\, {\it d}_{\, e} \geq 6\, {\it o}\, {\it o}$ 時)

8.3.3 識別レベル変動

復調器 および識別器では,周囲温度変動,電源電圧変動,経年変化等によって信号レベル,識別レベルの変動が発生する。このレベル変動は等価的に信号振幅を減少させ符号誤り率の劣化を引き起す。復調器レベル変動と識別器レベル変動をそれぞれ $\Delta v_D \vdash \Delta v_T$ とする。また復調出力振幅(peak to peak)を $2v_D$ とする。 復調器レベル変動と識別器レベル変動は同じ劣化要因であり,レベル変動の和 $\Delta v_D + \Delta v_T$ によって表現できる。識別レベルが適最値よりずれることは,この識別器への入力信号の正の出力が v_D から $v_D - (\Delta v_D + \Delta v_T)$ になり,負の出力が $-v_D$ から $-\{v_D + \Delta v_D + \Delta v_T\}$ に変化したことと等価になる。そこで,この場合の誤り率は次式で表せる。

$$\begin{split} P_e \Big\{ \gamma, \; (\varDelta v_D + \varDelta v_T) / v_D \Big\} &= \frac{1}{2} \Big[\operatorname{erfc} \Big\{ \frac{\gamma}{2} \big(1 - \frac{\varDelta v_D + \varDelta v_T}{v_D} \big) \Big\} \\ &+ \operatorname{erfc} \Big\{ \frac{\gamma}{2} \, \big(\, 1 + \frac{\varDelta v_D + \varDelta v_T}{v_D} \big) \Big\} \Big] \end{split}$$

(8.20)

次に識別器が高速で動作する場合には,識別不確定幅を無視できず,標本値がその領域に入った時は誤り率が1/2 になったものと等価な動作を行なう。この識別不確定領域を Th とすると,この識別器を用いて再生した中継器の誤り率特性は次のようにして求まる。すなわち,復調出力に含まれる雑音振幅をxとすると,識別回路出力における誤り率は次式で与えられる。

$$\begin{split} P_{e}(r, \, \mathrm{Th/}v_{D}) &= \, 2 \Big\{ \mathrm{Prob}(v_{D} \!\!+\! x \!\!<\!\! -\! \frac{\mathrm{Th}}{2}) \\ &+ \frac{1}{2} \, \mathrm{Prob} \, \left(-\frac{\mathrm{Th}}{2} \!\!<\! v_{D} \!\!\!+\! x \!\!<\! \frac{\mathrm{Th}}{2} \right) \Big\} \\ &= \, \mathrm{Prob}(v_{D} \!\!\!-\! \frac{\mathrm{Th}}{2} \!\!\!+\! x \!\!<\! 0) + \, \mathrm{Prob}(v_{D} \!\!\!+\! \frac{\mathrm{Th}}{2} \!\!\!+\! x \!\!<\! 0) \\ &= \frac{1}{2} \Big\{ \!\!\!\! \mathrm{erfc} \Big[\!\!\! \left[\frac{r}{\sqrt{2}} \! \left(\, 1 \!\!\!-\! \frac{\mathrm{Th}}{2 v_{D}} \right) \right] \!\!\!\! + \, \mathrm{erfc} \Big[\!\!\! \left[\frac{r}{\sqrt{2}} \! \left(\, 1 \!\!\!+\! \frac{\mathrm{Th}}{2 v_{D}} \right) \right] \!\!\!\! \right] \Big\} \end{split}$$

この誤り率特性は前節の($\Delta v_D + \Delta v_T$)/ v_D を $\mathrm{Th}/2v_D$ に置き換えたものと同じである。すなわち,識別不確定幅 Th の存在による誤り率特性の劣化は識別レベル変動と等価であるとみなせる。そこで,この 2 つの劣化要因が同時に存在する場合の信号振幅は, $v_D \pm (\Delta v_D + \Delta v_T)$ と $v_D \pm \mathrm{Th}$ の組合せとなり誤り率は次式で示すことができる。

$$\begin{split} P_{e} &= (1/4) \, \mathrm{erfc} \, \left\{ \, r \, \left\{ 1 + (\varDelta \, v_{D} + \varDelta \, v_{T} + 0.5 \, \, \mathrm{Th} \, \, \right) / v_{D} \right\} / \sqrt{2} \, \right\} \\ &+ (1/4) \, \mathrm{erfc} \, \left\{ \, r \, \left\{ 1 + (\varDelta \, v_{D} + \varDelta \, v_{T} - 0.5 \, \, \mathrm{Th} \, \, \right) / v_{D} \right\} / \sqrt{2} \, \right\} \\ &+ (1/4) \, \mathrm{erfc} \, \left\{ \, r \, \left\{ 1 - (\varDelta \, v_{D} + \varDelta \, v_{T} + 0.5 \, \, \mathrm{Th} \, \, \right) / v_{D} \right\} / \sqrt{2} \, \right\} \\ &+ (1/4) \, \mathrm{erfc} \, \left\{ \, r \, \left\{ 1 - (\varDelta \, v_{D} + \varDelta \, v_{T} - 0.5 \, \, \mathrm{Th} \, \, \right) / v_{D} \right\} / \sqrt{2} \, \right\} \end{split}$$

$$\delta_T = \frac{\left| 4v_D + 4v_T \right| + 0.5 \,\text{Th}}{v_D} \tag{8.2.3}$$

このパラメータ δ_T を使用すると誤り率は次式で近似することができる。

$$\begin{split} P_{e}(r,\,\delta_{T}) &< (\,1/2\,)\,\left\{\,\mathrm{er\,fc}\,\,\left(\,\,r\,(\,1+\delta_{T})/\sqrt{2}\,\,\right) + \mathrm{er\,fc}(\,r\,(\,1-\delta_{T})/\sqrt{2}\,)\right\} \\ &= \frac{2}{\alpha=1}p(\,\alpha\,)\,\,\,\mathrm{er\,fc}\,\left(\,\,r\,\left\{1+(-1\,\,\right)^{\,\,\alpha}\,\delta_{\,\,T}\right\}/\sqrt{2}\,\,\right) \end{split} \tag{8.2.4.}$$

ととで

$$p(\alpha=1) = p(\alpha=2) = 1/2$$

上式の近似は実際の誤り率に比べ若干大きい値になるが, δ_T の小さな範囲ではその差は無視できる。上式を用いて算出した等価 C N R $劣化量 <math>D_{\mathrm{lev}}$ と識別レベル変動 δ_T (%)との関係を図 8.6 に示す。

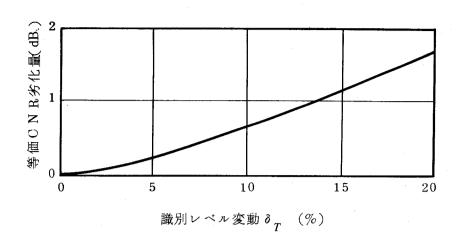


図8.6 識別レベル変動のみによる等価CNR劣化量

8.3.4 雑音性要因

搬送波再生系により再生した基準搬送波に含まれる雑音(ジッタ)は,受信信号に含まれる雑音と全く等価である。また,送信および受信局部発信器における雑音も受信信号の雑音に含まれる。更に,中継装置内の各回路および伝送系各部の入出力端の不整合による反射波で生じるエコー干渉はその量が小さく種々の部分で発生し,そのエコー時間もランダムである。そこで,このエコー干渉の合計はほぼガウス雑音と等価であるとみなすことができる。以上述べた基準搬送波ジッタ,エコー干渉,局発雑音等のように個々の発生量は小さいが要因が数多くある場合には,中央極限定理により,これらの雑音の和は電力和になる。従って,ここでは,それらの電力和を誤り率特性劣化のパラメータとする。このパラメータ C/N_T は,

$$C/N_{I} = \frac{1}{(N_{rf}/C) + (N_{e}/C) + (N_{o}/C)}$$
 (8.25)

で表わされる。ここで N_{rf} , N_o かよびC はそれぞれ基準搬送波ジッタ, エコー干渉, 局発雑音かよび搬送波の電力を示している。

この場合の符号誤り率 P_a は次式で与えられる。

$$P_{e}(r, C/N_{I}) = \operatorname{erfc} \frac{r/\sqrt{2}}{\sqrt{1 + \frac{r^{2}}{C/N_{I}}}}$$
 (8.2 6)

$$D_{N} \left\{ C / N_{I_{\bullet}} \text{ (CNR)}_{\min n} \right\} = -1 \ 0 \log_{10} \left(1 - \frac{\left(\text{CNR} \right)_{\min n}^{2}}{C / N_{I}} \right) \left(\text{dB} \right) \quad \left(8.27 \right)$$

上式を図示したのが図8.7である。

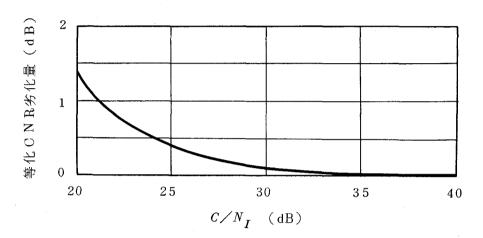


図8.7 雑音要因のみによる等価CNR劣化量

8.3.5 クロック位相誤差

クロック位相が正規のサンプル点からずれた場合,サンプルされる復調出力が低下したことと等価となり,誤り率が増加する。このクロック位相誤差による復調出力の変動係数をkとすると,kはクロック位相誤差 $\Delta\theta_{CL}$ (度)および符号列の関数となっている。復調出力の変動係数がkになる発生確率をp(k) とすれば符号誤り率は次式で与えられる。

$$P_e = \sum_{k} p(k) \text{ erfc } (rk/\sqrt{2})$$
 (8.28)

この k の値は中継伝送系の総合伝送特性により異る。ここでは,識別器入力信号の アイ・パターンとして図 8.8 に示したパターンを仮定する。これは通常観測されるア イ・パターンである。このアイ・パターンにおいては,010 または101 というパ ルス列の場合に最小振幅になり,この最悪パルス列振幅により誤り率は決定され他の パルス列の場合にはほとんど誤り率に影響を与えない。この最悪パルス列のバルス波
$$k = \begin{cases} 1 & |\Delta\theta_{\rm CL}| < 10 \\ \frac{180 - |\Delta\theta_{\rm CL}|}{170} & |\Delta\theta_{\rm CL}| \leq 10 \end{cases}$$
 (8.29)

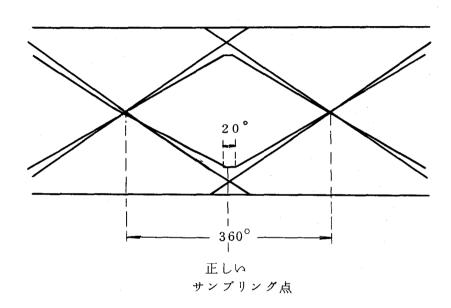


図8.8 クロック位相誤差の影響を評価するためのアイ・パターンモデル

ただし $4\theta_{CL}$ は ρ_{D} は ρ_{D} は ρ_{D} 位相誤差であり、単位は度である。前に述べたように、この場合の誤り率は最悪パターンのみで決まると仮定しているから、誤り率特性の等価 CNR 労化量 D_{CL} (dB) は $-20\log_{10}k$ で与えられ、これは

$$D_{\rm CL} = \begin{cases} 0 & (dB), |\Delta\theta_{\rm CL}| < 10 \\ -20 \log \frac{180 - |\Delta\theta_{\rm CL}|}{170} & (dB), |\Delta\theta_{\rm CL}| > 10 \end{cases}$$
(8.30)

となる。上式を用いて求めた等価CNR劣化量を図8.9に図示する。

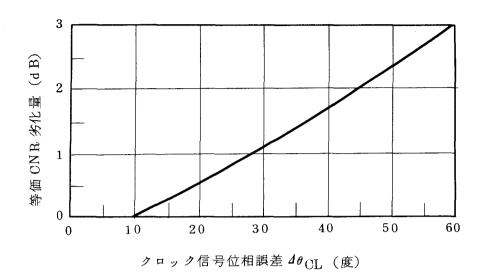


図 8.9 クロック信号位相誤差による誤り率特性の劣化

8.4 種々の劣化要因が存在する場合の誤り率特性の劣化

前節ではそれぞれの劣化要因が独立に存在した時の誤り率特性の劣化について検討した。 しかし、実際の系においてはこれらはすべて同時に存在する。これまで用いられて来た評価法は、複数個劣化要因が存在する場合でも総合の等価CNR劣化量はそれぞれの劣化要因により生ずる等価CNR劣化量のdB和として求める方法である。しかし、このような場合の総合の等価CNR劣化量は、個々の劣化量の単なる和とするのは正しくなく、これでは実際のCNR劣化量より小さくなる。

そとで、ととではより正確かつ比較的簡単な方法により総合の誤り率特性の等価 CNR 劣化量を求める方法を提案し、それにより誤り率特性を求めている。これまでの検討結果から明らかなように、複数個の劣化要因が同時に存在する場合には、総合の誤り率 P_e は厳密には次式で与えられる。

$$P_{e} = \sum_{\eta_{T}} \sum_{\theta_{me}} \sum_{\alpha} \sum_{k} p(\eta_{T} \theta_{me}, \alpha, k)$$

$$\times \operatorname{erfc}\left[\frac{r}{\sqrt{2}}\right]$$

$$\times \frac{(1 - \frac{\eta}{2} + \eta_{x} - \eta_{y}) \cos \theta_{me} - (1 - \frac{\eta}{2} + \eta_{x} + \eta_{y}) \sin \theta_{me} + (-1)^{\alpha} \delta_{T}}{\sqrt{1 + r^{2} / (C / N_{I})}}$$

$$\times k$$

$$(8.31)$$

上式を用いれば,全劣化要因が同時に存在する場合の誤り率が求まり,従って等価CN B劣化量が求まる。これにより求めた等価CNB劣化量の1例を図8.10に示す。図から求まるように, $\eta=20\%$, $\delta_T=10\%$, $\theta_{es}=8^\circ$, $C/N_I=30~{\rm dB}$ の劣化要因が同時に存在する場合には,等価СNB劣化量は $4.1~{\rm dB}$ になる。一方個々の劣化要因が単独で存在した時のそれぞれの等価СNB劣化量の ${\rm dB}$ 和を求めると $3.5~{\rm dB}$ であり,式 (8.31)より正確に求めた値より $0.6~{\rm dB}$ 小さい値にしかならない。

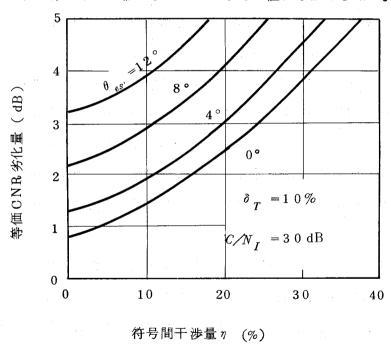


図8.10 等価CNR劣化量

8.4.1 複数個劣化要因による相乗効果

上記のように、複数劣化要因が同時に存在する場合の総合等価 C N R 劣化量は単独 劣化量の dB 和とならないことが明らかであり、従来主として用いられて来た dB 和 を用いる方法では中継装置の総合誤り率特性を正しく評価できない。 正確な誤り率特性の等価CNR劣化量は、やはり式(8.31)を用いて計算機により算出しなければならないが、これは容易ではない。さらに、パラメータすなわち各劣化要因の値の組合せはほとんど無限にあり、これを図表化し、その図表を用いて設計を行うことは不可能に近い。そのため、総合の誤り率特性の等価CNR劣化量を正しく算出するためには、各要因の劣化量を式(8.31)に代入し計算機により求める必要があるが、このような方法は容易ではなくまた一般的でない。

中継装置を設計する時には、各劣化要因による単独CNR劣化量をもとにして、簡単な式により複数個の劣化要因が同時に存在する場合の誤り率特性の総合等価CNR 劣化量が直接算出できれば実用上大きな価値がある。

そこで、ここでは近似ではあるが、簡単でしかも物理的な意味もある程度失わない総合等価CNR劣化量の算出法を提案し、正確な値との比較を行った。これは、個々の劣化要因による誤り率特性の劣化を表すパラメータとして等価アイ・アパーチャ劣化量という概念を導入し、その等価アイ・アペチャ劣化量の算術和として総合のアイ・アパーチャ劣化量を算出する方法である。以下この近似的なCNR劣化量算出法について述べる。8.4.2 総合の特価CNR劣化量の近似的な算出法

各々の劣化要因によりアイ・アパーチャは減少するが、この減少量は前後を含む3ビットの符号列の組合せにより異なり一定でないため総合の誤り率を正確に算出する時にはアイ・アパーチャ減少量とその発生確率を求め、全符号列の組合せに対して平均を行い誤り率を求めて来た。しかし、この平均操作を行う計算はめんどうであり、簡単な式では求まらない。そこで、簡単に総合誤り率を求める方法として、各要因中

の最悪値でアイ・アパーチャを代表させ,各々のアイ・アパーチャの劣化量の和を総

合のアイ・アパーチャ劣化量とし、これにより総合等価CNR劣化量を求める近似的な方法もある。⁽⁹⁹⁾ この方法は総合等価CNR劣化量を簡単な数式で示すことができ、平均操作も必要としないため、有用な方法ではあるが、最悪値加算であるため少し誤り率が実際の値より悪くなりすぎ、従って総合等価CNR劣化量が少し大きくなりすぎるという欠点がある。このため精度を必要とする場合には、この方法では不十分である。

そとで、ととでは1 つの劣化要因による劣化量を代表するパラメータとして、上述のように最悪パターン発生時に生じる最大アイ・アパーチャ劣化量ではなく、8.3 節で求めた個々の等価 C N R 劣化量から算出される等価アイ・アパーチャ劣化量 $E_{\rm eq}$

を用いる。すなわち,個々の劣化要因に対する等価CNR劣化量をD(dB)とすると, COE_{eq} は次式で定義される値である。

$$E_{\rm eq} = 1 - 10^{-(D/20)}$$
 (8.32)

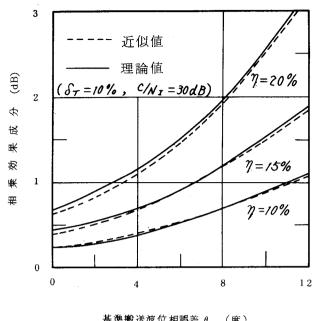
波形ひずみ,搬送波位相誤差,識別レベル変動,クロック位相誤差および雑音性要因によるそれぞれの等価 C N R 劣化量 $D_{WD,}$ D_{rh} D_{lev} , $D_{CL,}$ D_N に対応する等価アイ・アパーチャ劣化量をそれぞれ E_{eq} WD , E_{eq} P_{eq} P_{eq}

$$E_{\rm eq}$$
 $_T=E_{\rm eq}$ $_{
m WD}+E_{\rm eq}$ $_{
m ph}+E_{\rm eq}$ $_{
m lev}+E_{\rm eq}$ $_{
m CL}+E_{\rm eq}$ $_{
m N}$ (8.33) となる。そこで総合の等価CNR劣化量 D_T は次式で与えられる。

$$\begin{split} D_T &= -20 \log_{10}(1 - E_{\text{eq}} T), \quad \text{(dB)} \\ &= -20 \log_{10}\{10^{-(D_{\text{WD}}/20)} + D^{-(D_{\text{ph}}/20)}\} \\ &+ 10^{-(D_{\text{lev}}/20)} + 10^{-(D_{\text{CL}}/20)} + 10^{-(D_{\text{N}}/20)} - 4\} \end{split}$$

この式を用いて前述の $\eta=20\%$, $\delta_T=10\%$, $\theta_{es}=8^\circ$, $C/N_I=30~{
m dB}$ の劣化要因が同時に存在する場合の総合の等価CNR劣化量を求めると, $4.1~{
m dB}$ となり,式(8.3~1)を用いて正確に求めた値と完全に一致する。

このように等価アイ・アパーチャ劣化量の概念を導入することにより、総合の等価CNR劣化量が、式(8.34)を用いて単独の等化CNR劣化量から簡単に求められ、かつほとんど算出精度は厳密な方法と同程度になる劣化量算出法を確立することができた。



基準搬送波位相誤差 θ_{es} (度) 相乗効果成分(dB) = $D_{\rm T}$ - $D_{\rm WD}$ - $D_{\rm rf}$ - $D_{\rm lev}$ - D_N (dB)

図 8.11 近似式による総合等価CNR劣化量の相乗効果成分 (理論値との比較)

8.5 実験結果

これまでの解析結果の妥当性を確認するため,実際の中継装置を用いて実験を行った。本測定系では,測定用パルス信号系列として9 段 M 系列信号2 系列を用い,入力C N R は熱雑音を加えて変化させている。等価C N R 劣化量の測定は誤り率 10^{-6} 点における劣化量として行った。

誤り率 10^{-6} 点における等価CNR劣化量の実測結果を図8.12~図8.14 に。印で示す。図中の実線は理論値である。図8.12,図8.13,図8.14 はそれぞれ波形ひずみ,識別レベル変動およびクロック位相誤差の単独劣化要因による等価CNR劣化量の実測値である。また図8.15は,基準搬送波位相誤差と波形ひずみが同時に存在する時の等価CNR劣化量であり,図の縦軸は位相誤差 θ_{es} =0 の場合の等価CNR劣化量を引き去った値で目盛っている。なお引き去った値は図中の表に示している。

これらの図より明らかなように, 実測値は理論値は良く一致しており, 理論の妥当性が確認できた。

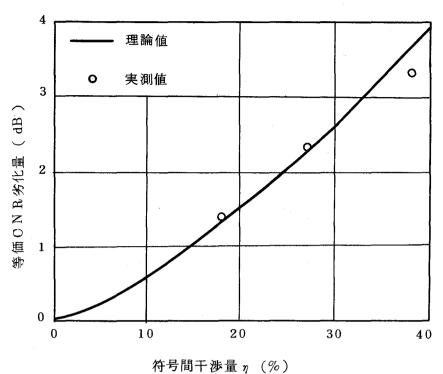


図8.12 実測値と理論値の比較1 (波形ひずみによる劣化)

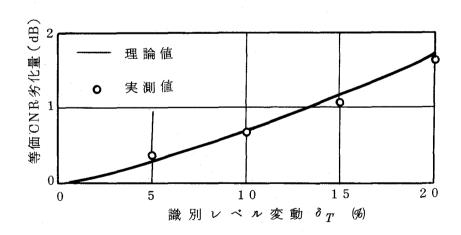


図8.13 実測値と理論値の比較2 (識別レベル変動による劣化)

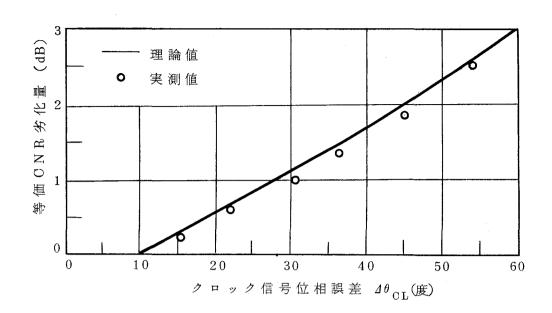


図8.14 実測値と理論値の比較3 (クロック 位相誤差による劣化)

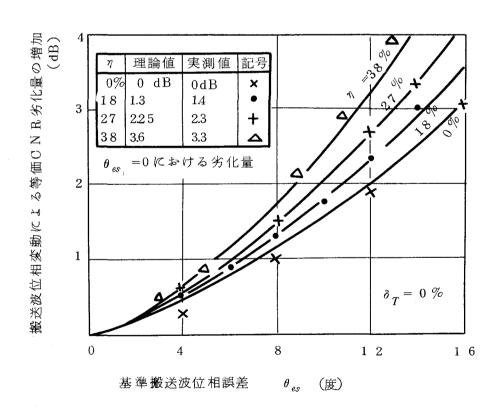


図 8.1 5 理論値と実測値の比較 4 (基準搬送波位相誤差と波形ひずみによる劣化)

8.6 むすび

4 相位相変調・同期検波方式を用いる中継装置の誤り率特性のCN R劣化量を定量的に 精度良く算出する方法について、理論的に検討を行い、実験により確認を行った。

この劣化要因は非常に多くあり、それらが同時に存在した時の誤り率特性の等価 CNR 劣化量の計算は非常に複雑になるため、これを精度よく算出することは従来非常に困難であった。そこで、ここでは多くの劣化要因を5種類に分類・整理することにより、物理的意味も失わず比較的正確な評価が行えることを示した。

更に、との5種類の劣化要因のそれぞれについて、それが単独に生じた時に誤り率特性に与える影響について明らかにし、単独の等価CNR劣化量を図示した。これらの値の正当性は実験により確認した。

複数個の劣化要因が同時に存在した時の総合の等価 CN R 劣化量は,これまで主として用いられて来た単独劣化量の dB 和では正確な評価は出来ず,実際の値より小さいことを明らかにし,劣化要因間の相乗効果成分が存在することを示した。さらに,この総合の等価 CN R 劣化量を正確かつ簡単に算出するために,等価アイ・アパーチャ劣化量という概念を導入し,単独要因による等価アイ・アパーチャ劣化量の和として総合のアイ・アパーチャ劣化量が求まり,これから総合の等価 CN R 劣化量が簡単ではあるが非常に精度良く(誤差は 0.07 dB 以内)算出できることを明らかにした。これらの理論的解析の正当性は実験により確認した。

この結果,複数劣化要因が同時に含まれる実際の中継系における総合の等価 CNR 劣化量を実用的にかつ高い精度で算出することができ、中継装置および伝送系の正確な設計および評価が可能となった。

第9章 20GHz帯ディジタル無線中継装置

9.1 まえがき

大容量無線伝送方式として, $20 \mathrm{GHz}$ 帯を用いる新しい無線伝送方式の研究開発が行われている。(9)(11)(12)(13)

 $20\,\mathrm{GHz}$ 帯では,第2章で述べたように電波の降雨減衰が大きいため,中継区間距離が短くなり,マイクロ波方式に比べて1 けた以上中継数が増加する。 $^{(12)}$ このような多中継伝送系においては,経済性・信頼性・ひずみ雑音の累加や干渉の増大などの問題を克服することが方式実現上の重要な課題となる。したがって,多中継に起因するこれらの問題を解決するため, $20\,\mathrm{GHz}$ 無線方式はディジタル変調を採用し,1 無線チャンネルの大容量化を達成し,かつ中継柱(ボール)の頂部に無線中継装置を設置するボールマウント構造の中継所を実現する必要がある。 $^{(12)(97)}$

このため、本方式用中継装置として、その情報伝送速度を400Mb/s という高速にしかつ周波数有効利用を図るため4相位相変調・同期検波法を採用し、高信頼度化・経済化・小形化のためにガン・インパットなどを用いて全固体電子化を図りかつマイクロ波ICを全面的に用い、高信頼性はもちろん小形化、経済的でかつ大きい周囲温度変化に対して安定なものを実現することを目標に研究開発を行った。

このような中継装置に対する諸要求を満足するためには従来技術の踏襲ではまったく不可能であった。そとで,電電公社電気通信研究所では,1969 年に,高速多値変調技術,高速パルス技術,固体発振器,マイクロ波 I C技術,広帯域高利得 I F 増幅器かよび波形等化技術などの研究を開始した。 $(28)(47)\sim(50)(58)(82)(86)(104)$ これらの研究成果を総合して1970 年には最初の試作を行い,室内伝送実験に成功し,装置実現の可能性が確認された。(59)(105)(106) この最初の試作器の試験結果をもとに,1972 年には第一次現場試験 (FR-1) のための中継装置の試作に成功し,引続き実験回線で所期の目標特性を満足するととを確認した。 $(25)(26)(94)(107)\sim(113)$ 最終試作装置は,FR-1中継装置の試験結果をもとにし,その後の半導体かよび回路技術の進歩にもとづいて種々の特性向上,および信頼性向上などの改良をはかった設計を行い,(114) 1974 年に試作が完成した。これは方式の要求特性を十分満足するものであり,これにより20 GHz 帯ディジタル無線中継装置の実用化が完成した。(13)(115)(116)

この中継装置の実現は、次のような新しい技術の開発により可能になった。

- 1) インパット・ガンダイオードによる直接発振器などを使用し、全固体電子化されている。(117)
- 2) 駆動回路に工夫を加えることにより、PIN ダイオード位相変調器の高速化を可能にし、低損失・高出力・高速の無線周波数帯直接変調器を実現している。⁽³¹⁾
- 3) 帯域反射形発振器を考案し、発振の安定化と発振周波数の安定化を同時に実現した。
- 4) 定インピーダンス帯域通過フィルタを用いて整合形 I F 増幅器を実現し、高利得 I F 増幅器の製作を容易にしている。 $^{(119)}$
- 5) 遅延線の温度補償, VCO自動掃引法および逆変調形搬送波抽出法の採用により,引 込み周波数範囲が広く雑音の少ない搬送波再生系を実現している。⁽⁵⁶⁾⁽⁵⁷⁾
- 6) 直流全波整流形クロック成分抽出法の採用により、安定で雑音の少ないクロック成分の抽出を可能にしている。⁽⁸⁶⁾
- 7)多中継を考慮したPLL形クロック同期系の設計法を明らかにし、多中継時のジッタの抑圧を行っている。 $^{(92)}$
- 8) 波形等化の一方法として、先行パルスへの符号間干渉をフィードフォアードにより補 (103) 償する符号間干渉補償法を用い、誤り率を非常に改善し、狭帯域伝送を可能にしている。
- 9) 中継装置の総合の誤り率特性の評価法を明らかにし、より正確な中継装置設計を可能にしている。(65)
- とれらの技術を用いることにより、世界に先駆けて20 GHz 帯ディジタル無線中継装置の実用化が完成した。以下この中継装置の設計思想、構成および特性について述べる。

9.2 中継装置の構成および諸元

20 GHz 帯ディジタル無線中継装置の諸元は第2章の表2.4 に簡単に示されている。 無線周波数帯は17.7~21.2 GHz クロック周波数200 MHz, 情報伝送速度400 Mb/s であり、これは5,760 電話チャネルに相当する伝送容量である。また中間周波数帯は,使用帯域幅、トランジスタの性能およびレーダ等の干渉を考慮して1.7 GHz に決めた。また本方式は45 dB という大きな降雨減衰マージンを必要とするために、中継装置は85 dB の中継器利得を確保する必要がある。このため、送信出力は22 dBm、受信器NFは10dB 誤り率特性の等価CNR劣化量は4dB 以下という規格を設定した。監視制御および打合せのためのサービスチャンネル信号(SC信号)をFSKを用いた2重変調により伝送することにより、経済的でかつ品質の良い伝送を可能にしている。 (13)(81) また、中継装置は

多くの場合中継柱頂部に設置された中継函に収容されるため, -10° 0 から $+45^{\circ}$ 0 の周囲温度変化に対しても特性が規格値を満足するように設計している。

中継装置の構成を図 9.1 に示す。とれは第 2 章の図 2.1 3 の構成図とほぼ同じであるが R F 増幅器を用いていない点が異なっている。中継装置は送信盤,受信盤,復調盤,電源盤の 4 盤により構成されており,とれらすべてプラグインタイプであり,障害時にはとの 盤単位で取換える。また,これらは気密構造になってなく単に蓋をしているだけである。 これはマイクロ波 I C , ハイブリッド I C 等の暴露試験により気密は必要ではなく蓋だけ で十分であることが確かになったためである。図 9.2 に中継装置外観図を示す。各盤の大きさはすべて同じ $198 \times 110 \times 400$ mm³(高さ \times 幅 \times 奥行)である。また 4 盤合計の重量は 29 k g であり,全体の消費電力は 80 W である。

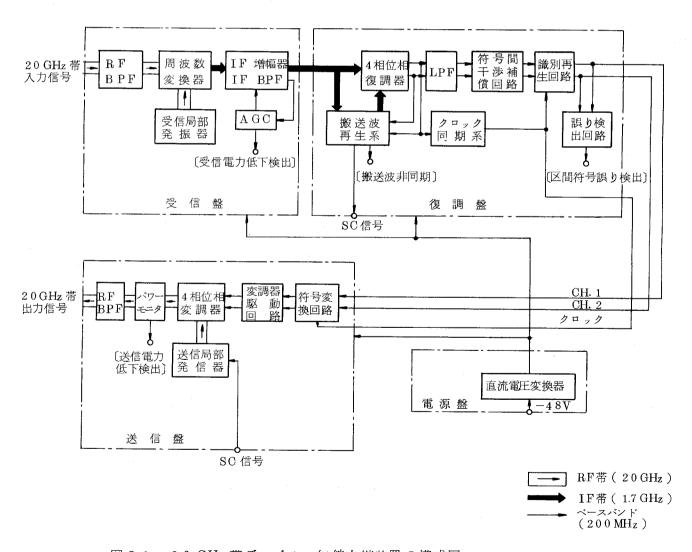


図 9.1 20 GHz 帯ディジタル無線中継装置の構成図

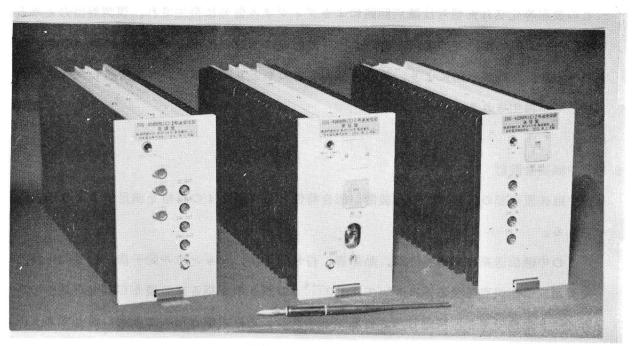


図 9.2 20 GHz ディジタル無線中継装置の外観図

図 9.1 の送信盤において,200 Mb/s の2系列のパルス信号(CH.1,CH.2)は符号変換回路により整形された後に交番2進符号から自然2進符号(CH.1;CH.2′)に符号変換される。4 相位相変調器は送信発振器で発生した20 GHz 帯搬送波の位相をとの符号変換された2系列パルス信号(CH.1;CH.2′)の状態に応じて4つの相に変調する。この変調器出力は23d Bmであるが,帯域外スペクトル抑圧用送信フィルタ(BPF)および出力モニタなどにより減衰し,送信出力は22d Bm(150 mW)となる。

受信盤においては、20 GHz 帯受信入力は受信周波数変換器で受信局部発振器出力と混合されることにより、1.7 GHz中間周波数(IF)帯に変換される。このIF信号は前置増幅器、中間周波フィルタ、自動利得制御(AGC)回路付主中間周波増幅器により+11.5 dBm の一定電力にまで増幅され、盤出力となる。この盤出力は、AGC回路により、入力レベルの変動が-66~-10dBmの56dB 範囲内において一定に保たれている。

受信盤は受信架に復調盤は送信架に収容されており、この架間は6 m以内のI Fケーブルで信号接続を行っている。これにより、3.5 d B だけI F 信号は減衰し、復調盤には+8 d Bmの電力を持つ受信I F 信号が供給される。復調盤においては、この受信I F 信号は、逆変調器とI PLL で構成される搬送波再生系により再生された基準搬送波により、I 相同期検波される。さらに、この検波出力は受信低域通過フィルタに印加され、それに含まれる雑音の高周波成分が除去され、次に符号間干渉補償回路により波形等化が行われる。

この波形等化された信号は識別回路によりディジタル信号に再生され、復調盤出力となる。 中継所においては、この復調盤出力は再び送信盤に印加される。一方端局においては、こ の出力は受信論理回路により、差動信号がもとにもどり送信端において伝送した信号と同 じ信号が再生される。

9.3 中継装置設計

中継装置各部の規格は、中継装置が総合特性として表 2.4 の規格を満足するように決定される。

この中継伝送系の伝送特性は,熱雑音,符号間干渉,チャンネル間干渉,送受間干渉,交差偏波干渉が存在する系において, 10^{-6} の誤り率を得るに必要なCNRが最小になるという条件のもとに決定した。各部フィルタの伝送帯域幅と形式は下記の通りであり,正規化総合伝送周波数帯域幅BT=0.85である。(12)

送信フィルタ ; ±200 MHz (5段振幅平坦形)

送信分波器 ; ±150 MHz (2段振幅平坦形)

受信分波器 ; ±150 MHz (2段振幅平坦形)

受信フィルタ ; ±300 MHz (5 段振幅平坦形)

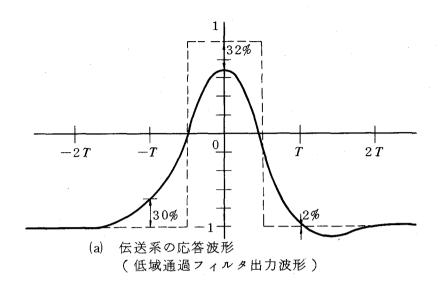
IFフィルタ ; ±200 MHz (2段振幅平坦形)

受信低域通過フィルタ ; 120 MHz (5段遅延平坦形)

無線チャンネル間隔 ; 380 MHz (クロック周波数=200 MHz)

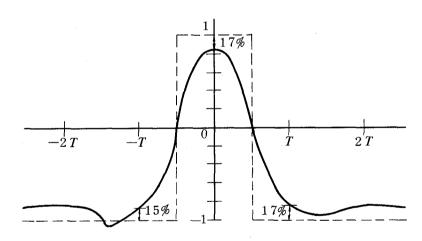
以上のフィルタ系で構成される伝送系に、送信信号として $1.2~\mathrm{ns}$ の立上り時間(\pm 300 MHz 帯域幅フィルタに相当)を持つ PS K 変調信号を加えて伝送した場合の総合の波形応答は、図 9.3 (a) に示した波形になる。 $^{(12)(103)}$ すなわち、先行パルスへの符号間干渉は図のように 3.0 %という大きい値であるが、後続パルスへの符号間干渉は 2 %程度であり、ほぼ零交差応答を示す。そこで、パルス自身の振幅減衰率すなわち符号間干渉は32%である。この場合には最大符号間干渉量 1 は 3.2%であるから、これによる等価 1.20 N R 労化量は図 1.20 の点線から求まり約 1.11 d 1.21 である。

との3.1 dB という CN R 劣化量は非常に大きく方式上要求される等価 CN R 劣化量の規格値 4 dB との差は 0.9 dB しかなく,この 0.9 dB を中継装置の全特性劣化に配分することは非常に困難である。この問題を解決する方法としては,この符号間干渉量を減少させるため波形等化を行うことが非常に有効な方法である。そこで,図 9.4 に示した符号間干渉補償回路を用いて波形等化を行っている。(103) これは図 9.3 に示したように符号間





(b) 符号間干渉補償パルス



(c) 符号間干渉補償後のパルス波形 (符号間干渉補償回路出力波形)

図9.3 伝送系の総合応答波形と符号間干渉補償回路各部波形

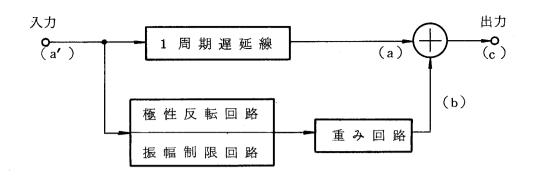


図 9.4 符号間干渉補償回路の構成図

干渉の中で支配的を先行パルスへの符号間干渉を補償するため図 9.3 的のような補償パルスを加算する回路であり、簡単な回路であるが、この補償回路により図 9.3 他に示したように先行パルスへの干渉量の半分である 1.5 %が改善される。このような符号間干渉補償回路により、アイ・アパーチャ最大劣化量 1 は補償前の最悪値の約半分である 1.7 %に改善される。ところが、符号間干渉補償回路を使用した場合にはこのアイ・アパーチャ劣化量 1 化量 1 を 1 で 1

$$20\log(1-\eta')$$
 (9.1)

より求まり、1.62 dBとなる。すなわち符号間干渉補償回路による等価CNR改善量は1.5 dB 程度が期待できる。

表 2.4 に示されている 4.0 dB の等価 CNR 労化量を中継装置各部に配分し、各部回路の規格を定める。表 9.1 は 8 章の結果にもとづいて設計した中継装置各部回路の等価CNR 労化量の配分表である。

表 9.1 20 GHz 帯ディジタル無線中継装置の等化 C N R 劣化量

劣化種類	各部回路の規格値	劣化パラメータ (CNR劣化量)			
波形ひずみ	正規化総合伝送帯域 BT=0.85 変調器出力立上り時間 1.2 ns (BT=3) 符号間干渉補償回路のアイアパ ーチャ改善量=15%	$ \begin{array}{c} (\eta_{-1} + \eta_{+1}) / \sqrt{2} \\ = 32 \% \\ (3.1 \text{ dB}) \\ \eta = -15\% \\ (-1.5 \text{ dB}) \end{array} $ (1.62 dB)	162dB	17%	文献 (12) 式(9.1) (図8.2)
	一次振幅ひずみ $4G_1$ ≤0.7 dB 一次遅延ひずみ $4T_1$ ≤0.3 n s 変調器過度ベクトルひずみ (立上り時間 1.2 n s)	$ \begin{vmatrix} \eta_{q} = 0\% & \eta_{q} = \\ \eta_{q} = 25\% & 105\% \\ \eta_{q} = 8\% & (0.6 dB) \end{aligned} $	0504B	5.6%	☑ 4.16☑ 4.13☑ 8.3☑ 4.10
	小 計		2.23dB	2 2.6%	
搬 送 波 位相誤差	麥調位相與差 * $\Delta \theta_{mmax} \le 3^\circ$ 基準搬送波位相誤差 *	Δθ _e = 8°	0.95dB	1 0.4%	図 8.5
識別レベル変動・	復開器ドリフト $\left \frac{Av}{v} \right \le 3\%$ 識別器ドリフト $\left \frac{Av}{v} \right \le 2\%$ 識別器不確定領域 $\frac{Th}{2v} \le 15\%$	$\leq 3.5\%$ $\delta_T = 5\%$	025dB	2.8%	⊠ 8,6
クロック位相誤差	- カ × クロック位相誤差 Δθ _{CL} ≤10°		0dB	0%	図 8.9
雑音的要因	基準搬送波ジッタ $C/N_{\rm rf} \ge 30~{ m dB}$ エコー干渉 $C/N_e \ge 35 { m dB}$ 局発雑音 $C/N_e \ge 45 { m dB}$	<i>C∕N_I</i> = 29dB	016dB	1.8%	図 8.7
	総 合 特	性	4.0 dB	37.6%	式(8.33) 式(8.34)

^{*} 温度変動により主として劣化する要因(-10℃~+45℃)

表 2.4 と表 9.1 に定めた規格にもとづいて設計を行った中継装置を 2.4 台試作し,その諸特性を測定した。以下とれら特性について述べる。

9. 4 各部特性

9.4.1 送信盤

送信盤は、図9.1 に示したように、符号変換回路、送信発振器、4 相位相変調器および帯域通過フィルタ(BPF)により構成されている。図9.5 は送信盤の写真であり、盤のきょう体自身がヒートシンクになっており、送信発振器およびPINダイオード駆動回路という消費電力の大きな回路は低い熱抵抗できょう体に接続され、盤内各回路の温度上昇の抑圧をはかっている。

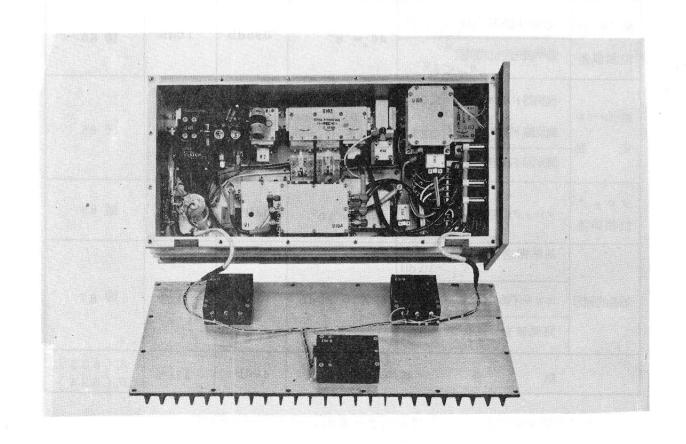


図 9.5 送 信 盤

送信発振器にはダイヤモンドヒートシンク形インパットダイオードを用い、(117)
25.5dBmという高出力を安定に得ている。またこの発振器は帯域反射形を用いており、(118)
これにより良好な周波数安定度と単一モードによる安定な発振を同時に実現している。
4 相位相変調器は第3章で述べたPINダイオード変調器を採用し、良好な特性を

送信盤総合および主な各部回路特性の規格と試作装置の測定結果を表 9.2 に示す。 表のように試作装置は全数規格を満足している。

得ているが詳細な特性はすでに第3章で述べたのでここでは省略する。

なお,無線周波数(RF)帯回路はすべて導波管構成であり、またベースバンド信号の入出力コネクタはSP接栓を使用し、着脱を容易にしかつコネクタ障害を防止している。

表 9.2 送信盤の規格と実測結果

	,,			
項	規格値	最 小 値	平均値	最 大 値
出力電力(dBm)	2 2.0~2 3.0	2 2.2	2 2.5	2 2.8
周波数変動 [*] (MHz)	+ 2.0 (-10°C) - 2.5 (+45°C)		+ 0.7 1 - 1.2 1	+1.36 -2.15
出 力 変 動 [*] (dB)	−1.5 ~+1.0	0	+0.07	- 0.6
変調位相誤差*	±3°以内	1.0°	2.0°	3.0°
変調出力立上り時間 (ns)	1.2 以下	0.6	0. 9	1.2
変調振幅偏差 [*] (dB)	0.5 以下	0.1	0.24	0.4
2 倍波出力 (dB)	-25以下	-38	-46	-47
出力端反射係数 (dB)	-23以下	-25	-29	-32

*-10°C~+45°C

9.4.2 受信盤

受信盤は受信周波数変換器,受信局部発振器,前置IF増幅器およびAGC付主IF増幅器で構成されている。図9.6図は受信盤の写真であり,送信盤と同様な構造を有している。

受信局発には雑音が少なく調整の容易なガンダイオードを用いている。回路構成は

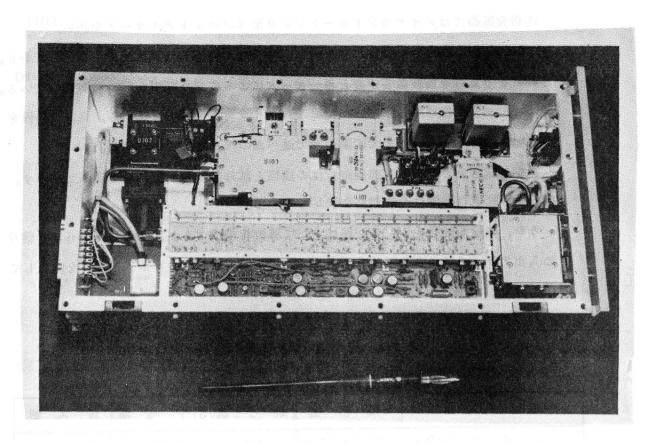


図 9.6 受 信 盤

表 9.3 受信盤の規格と特性

				7 Feb [17]	
項	目	規格値	最小値	平均値	最大値
雑 音 指 数	(dB)	10 以下	9. 3	9.6	1 0.0
局発周波数変動*	(MHz)	+1.5 (-10°C) -20 (+45°C)	$^{+0.18}_{-0.17}$	+0.93 -1.12	+1.46 -1.78
出力電力	(dBm)	1 1.5		1 1.5	
出力電力変動*	(dB)	±0.5以 内	0	0.1	0.3
入力端反射係数	(dB)	-23以下	-2 6		-38
出力端反射係数	(dB)	-21以下	-24		-30
A G C 範 囲	(dB)	5 6 d B以上	6 0	6 1.5	6 3.5
遅 延 歪	(ns)	1.0	0.7 5		1.9
IF周波数変動*	(MHz)	±3 以 内	0	0. 9	1.5

+-1 0°C~+45°C

送信発振器と同じように帯域反射形である。受信周波数変換回路は、シングル形式であり変換損失の少ない導波管構造である。シングル形であれば導波管構造でもマイクロ波I Cを用いる場合とほとんど同じ大きさで実現できるので、導波管構造を採用し損失の低下をはかっている。I F 増幅器として整合形増幅器が実現でき、高利得主I F 増幅器の調整が容易になった。(119)

表 9.3 は受信盤総合特性および主な各部回路特性の規格値と測定結果を示す。⁽¹³⁾ また表には送信盤と受信盤を組合せた時の I F 周波数変動も併せて示す。このように 送信周波数と受信周波数の変動はお互に補償し合うため,I F 周波数変動は各々の周波数変動よりも小さく平均で 0.9 MHz 最大でも 1.5 MHz 程度という小さい値である。表のように試作装置は全数規格を満足している。

9.4.3 復調盤

復調盤は、4相位相復調器と搬送波再生系で構成される4相同期検波回路、クロック同期系、低域通過フィルタ、符号間干渉補償回路および識別整形回路で構成される。4相位相復調器、搬送波再生系およびクロック同期系に関しては、すでにそれぞれ第5章、第6章および第7章で詳細に述べたのでことでは省略する。図9.7は復調盤の写真である。

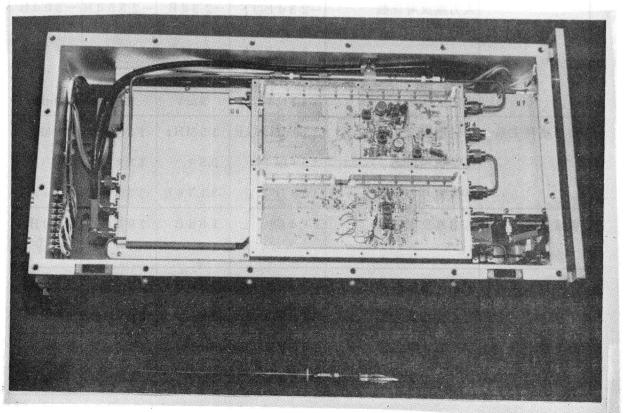


図 9.7 復 調 盤

低域通過フィルタ(LPF)はこの中継伝送系の伝送特性をほぼ決める狭帯域な受信フィルタである。IFフィルタの代りにLPFを採用した理由は,(1)直交干渉を生じない。(II)製作が容易なこと。(II)搬送波再生系の抽出雑音を増加させないためである。なお,LPFは入力端整合特性を良くし,エコーによる波形歪を防ぐため,これに並列にHPFを付加し,すべての周波数にわたって整合特性の良好な整合分波形フィルタを採用している。

符号間干渉補償回路は9.3節で述べたが、この回路により受信復調波形は大きく改善され、誤り率減少に役立つ。なお、識別回路にはIC論理回路のDフリップフロップを採用して回路の小形化を実現している。

表 9.4 は復調盤各部の代表的な規格と試作装置で得られた特性を示す。⁽¹³⁾ これらの 特性はすでに第 7 章までで述べており、規格を満足する良好な特性を有している。

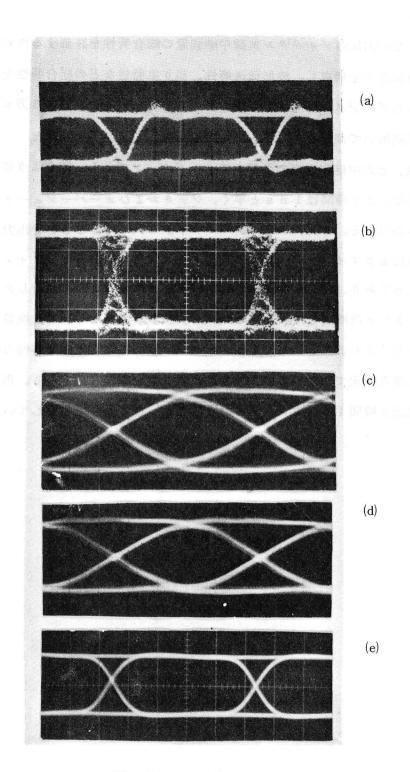
表 9.4 復調盤の規格と特性

回 路	項目	規 格	最少	平均	最 大
4 相位相復調器	2 入力間アイソレーション	35dB以上	34dB	3 6.5 d B	38dB
	入力端反射係数	-23dB以下	-2 3 d B	-2 5.5 d B	-30dB
		(信 号 側) -21dB以下 (基準波側)	-21 dB	-2 3.5 d B	−2 7 ḍ B
	出力ドリフト [*]	±15mV以内	3 m V	5. 5 m V	9 m V
搬送波再生系	引込み周波数範囲 [*]	±10MHz以上	15MHz	19MHz	30MHz
	定常位相誤差 ^x	±5∘以内	0.5 °	1.8 °	3 º
	再生信号のSNR	30d B以 上	31.5 dB	3 3.3 d B	35.7dB
低域通過	入力端反射係数	17dB以上	18dB	19dB	27 dB
フィルタ					
クロック同期系	引込み周波数範囲*	15~30 kHz	22 k H z	27kHz	30 kHz
	定常位相誤差 [×]	±10°以 内	5 °	8 0	9 0
識別器	不確定領域	15mV以 下	8 m V	11.5mV	1 3mV
	ド リ フ ト [*]	±10mV以内	0 m V	3.3 m V	8 m V

9.5 総合特性

試作した20 GHz 帯ディジタル無線中継装置の総合特性を評価するため、分波器も含めた総合中継伝送系を構成し、波形伝送特性、誤り率特性などの総合特性を測定した。⁽¹³⁾ 実験に用いたディジタル信号は15段のM系列信号(パターン長約3万ピット)であり、これを2系列用いて測定した。

図 9.8 は、この中継伝送系の各部のアイ・バターンである。図のように4 相位相変調された搬送波の立上り時間は1 nsと早く、ジッタおよびオーバーシュートもほとんどないことが明らかである。また、アイ・アバーチャが67%であるLPF出力波形は符号間干渉補償回路によりアイ・アパーチャが改善され、補償回路出力ではアイ・アパーチャは81%になっており、約14%改善されている。これは93節で設計したアイ・アパーチャ改善量15%とほぼ同じであり、これにより誤り率特性はCNRに換算して1.4dB程度の改善が見込まれる。しかし、アイ・バターン観測による誤り率特性の改善量の測定は定量的に正確な測定ではないので、正確には誤り率を測定して求める。再生パルスは写真のように立上り時間1nsでジッタもほとんどない良好な波形を有している。



横 軸: 1 ns/div.

図 9.8 20 GHz帯ディジタル無線中継装置各部のアイパターン (a) 変調器駆動パルス波形, (b) 4 相位相変調器出力波形(同期検波して観測), (c) LPF 通過後の復調波形, (d) 符号間干渉補償回路出力波形, (e) 再生パルス

試作20GHzディジタル無線中継装置および分波器で構成される中継伝送系の総合特性 を測定するために、種々の条件における誤り率特性を測定した。

図 9.9 (a)は符号間干渉補償回路による誤り率特性の改善効果を測定した 1 例である。との結果より符号間干渉補償回路による誤り率特性の改善効果は C N R に換算して 1.3 d B であることがわかる。この改善量は表 9.1 に示した設計値 1.5 d B とほぼ一致した値であり、中継装置はほぼ設計値通りの特性が得られていることが確認できた。以上の実験により補償回路は誤り率特性の改善に非常に有効な方法であることが明らかになった。

図 9.9 (a)から常温におけるとの中継伝送系の等価 CNR 劣化量は 2.6 dB であることがわかる。この値は表 9.1 に示した設計値から求まる常温における劣化量 2.5 dB にほぼ一致する値である。なお,実測値が設計値より大きい理由は,常温における劣化量の設計値を算出する場合には搬送波位相誤差および識別レベル変動はないと仮定したが,実際には常温においてもこれらの特性劣化は少しではあるが生じているので,これにより誤り率が増加するためである。

この常温における等価CNR劣化量26dB(等価アイ・アパーチャ劣化量26%に相当)は、帯域制限のみにより生じる等化CNR劣化量1.62dB(等価アイ・アパーチャ劣化量17%に相当)より約1.0dB大きい。この1.0dBが中継装置の不完全性により生じている常温における誤り率特性の等価CNR劣化量の増加量であり、これを等価CNR劣化量で表わすと0.8dB(等価アイ・アパーチャ劣化量9%に相当)である。

図9.9は中継伝送系の誤り率特性の1例であるが,試作した24台の中継装置を用いた中継伝送系の常温における等価CNR劣化量の実測値の分布を図9.10㎞に示す。図のようにこの場合の等価CNR劣化量は,平均2.1dB,最小1.4dB,最大2.9dB である。この平均値2.1dB は9.2節における設計値2.5dB より小さい値である。これは実際の中継装置はほとんどの装置が表9.1の規格値より十分良好な特性を持っている結果であると思われる。

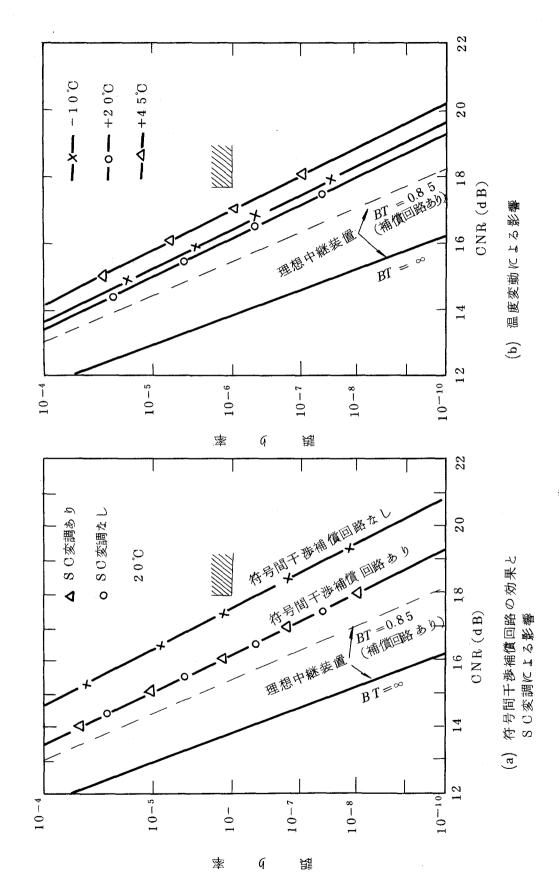
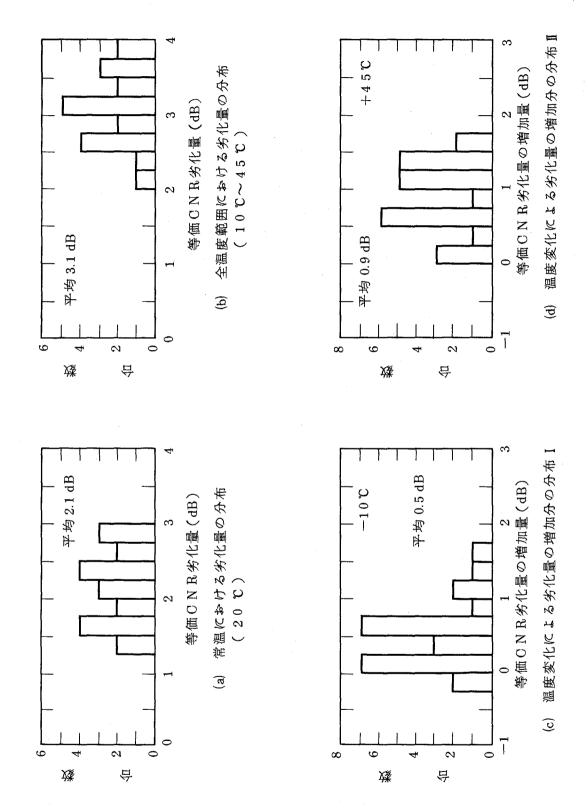


図9.9 20 GHz帯ディジタル無線中継方式の誤り率特性



試作20GHz帯ディジタル無線中継装置の等価CNB劣化量の分布(総合台数24台) 図9.10

表2.4 に示しているように、監視制御信号と打合せ電話用のサービスチャンネル(SO)信号は搬送波をFSKして伝送している。(13)(81) すなわち、搬送波は64kb/sのSC信号により低速でFSK変調され、更に伝送すべき400Mb/sの主信号により高速QPSK変調されている。このようにSC信号は二重変調を用いて伝送しているため、主信号とお互に干渉し合い誤り率を増加させる可能性がある。そこで、このSC信号によるFSK変調によって主信号回線の誤り率特性がどの程度劣化するかを実測した。なお、SC信号伝送回線は中継装置のAGC動作が可能な範囲(約-70dBm~-10dBm)では全く誤りを生じていない。図9.9 (a)には、このSC信号伝送による影響の測定結果も示している。図9.9 (a)のように、SC信号伝送用FSK変調による誤り率の増加はほとんど観測されず、これによる劣化はCNRに換算して0.1dB以下である。このようにFSKによるSC信号伝送は、変調復器および伝送中継系として主信号用の中継装置および伝送路をそのまま用いることが出来るため非常に経済的であり、かつ主信号の誤り率はほとんど劣化させないという長所がある。FSKを用いた2重変調方式は、副信号伝送に非常に有用な方法であることが実験により確認できた。

図 9.9 (b)は周囲温度変動による誤り率特性の変化を測定した1 例である。図に示したように、-10℃~+45℃ における温度変動による誤り率特性の劣化量はCNRに換算して約0.8 dB であり、この値は表 9.1 の設計値より求まる温度変化による等価CNR劣化量の増加量 1.5 dB よりも小さい。また温度変動も含めたすべての劣化要因による総合の等価CNR劣化量は最大でも3.2 dB (等価アイ・アパーチャ劣化量30.8% に相当)であり、規格値4.0 dB に比べて0.8 dB も小さい値である。これは前にも述べたように、4.0 dB の総合等価CNR劣化量の算出においては、すべての回路特性が規格値まで劣化すると仮定して計算しているが、実際にはすべての回路特性が最悪値になることは非常に少ないためである。また、伝送路帯域制限による等価アイ・アパーチャ劣化量17%を差引くと、中継装置特性劣化による誤り率特性の等価CNR劣化量が求まる。この値は1.3 dB (等価アイ・アパーチャ劣化量13.8%)であり、これが温度変動も含めた中継装置の不完全性により生じる特価CNR劣化量である。

試作中継装置24台の総合等価CNR劣化量の分布を図910的に示す。図のように、 との中継伝送系の総合の等価CNR劣化量は最小20dB,最大3.9dB,平均3.1dBであり、 全数規格値4.0dB以下である。図910的に示されているように、との総合の等価CNR 劣化量はほとんど3.5dB以下であり、この値を越えるものは20%しかなく、9.3節の

検討結果と一致する。

9.6 む す び

 $20\,\mathrm{GHz}$ 帯ディジタル無線中継装置を世界に先がけて実用化することができた。この実用化は,第3章から第7章までに述べたように種々の新しい考えにもとづく変復調回路が開発されたことおよび中継装置の他の部分回路すべてにわたって良好な特性を持つ新らしい回路が開発されたことにより成功した。また,中継装置の設計においては,新に提案した精度の良い誤り率特性劣化量の配分法を用いることにより,ほぼ設計通りの特性を持つ中継装置が試作できた。すなわち,この試作中継装置を用いた中継伝送系は,全装置において, $-10\,\mathrm{C}$ ~ $+45\,\mathrm{C}$ という広い温度変動が生じても等価 $\mathrm{C}\,\mathrm{N}\,\mathrm{R}$ 劣化量は規格値である4.0dB以下という良好な特性を実現でき,この装置の実用化が完了した。

第10章 結 論

本論文は、無線伝送方式における高速4相位相変調中継装置の各部回路および総合誤り率特性について、理論的・実験的な検討結果についてとりまとめたものである。

まず、ディジタル無線伝送方式について全般的な検討を行い、ディジタル方式の中継間隔を 算出し、アナログ方式に比べて中継間隔を長くできることを示した。また各種変復調方式の比 較検討を行い、耐干渉性、周波数有効利用、装置実現性および経済性を考慮すると現状では4 相位相変調・同期検波方式が最も有利であることを示した。

つぎにディジタル中継装置の主要な各部回路の検討を行った。まず、位相変調器として高出力ではあるが高速性に問題があったPINダイオード変調器について検討し、新しい駆動回路を用いることによりこの問題を解決し高出力でかつ高速の変調器を実現した。また、これと併せて高速変調器に用いるPINダイオードの要求特性を定量的に明らかにし、かつ簡単で正確な特性測定法を確立することができた。

さらに、この変調器不完全性の誤り率特性に対する影響を伝送路ひずみも考慮して理論的に 検討し、縦続形4相位相変調器では変調器自身により直交干渉が生じることを明らかにし、そ の値を定量的に求めた。この解析検討により変調器の所要特性を明らかにした。

位相復調器については、広帯域化およびマイクロ波 I C (MIC)化を行う上で重要なハイブリッド結合器について特に検討を行い、特性が良く同時に量産性の良いMIC ハイブリッド結合器を実現した。これを用いることによりMIC位相復調器として良好な特性のものが得られた。また、4 相位相復調器として入力端整合を良くする構成法を明らかにした。

中継装置における重要な回路である同期検波用搬送波再生系については、PLL形再生法について理論的・実験的検討を行い、種々の新しい工夫を加えることにより、それまで実現が非常に困難であった1.7~GHz 帯における広帯域搬送波再生系が位相誤差およびジッタを増加させるととなしに実現できるととを理論的に示し実験により確認した。

クロック同期系としては1中継当りのジッタ抑圧とそれの多中継累加の抑圧が要求される。 このため、再生ジッタの少ないクロック成分抽出法を考案し、かつ再生法として位相同期ループを用いて1中継当りのジッタを非常に小さくすることができることを示した。また同時に多中継時においてもジッタ累加が少ないPLL形クロック同期系の設計法を理論的に明らかにし、多中継実験回線を用いて実験的に確認した。

ディジタル中継装置の総合特性である誤り率特性の劣化量の配分は装置設計において重要な

問題である。そこで各部回路の特性劣化の誤り率特性に与える影響について理論的検討により 定量的に求め実験的に確認した。各特性劣化が単独に生じている場合の誤り率特性劣化量だけ ではなく,それまで定量的に正確な評価が行われていなかった多種の劣化要因が同時に存在す る場合の劣化量についても精度良く算出する方法を明らかにし、実験による確認を行った。

最後に、以上の検討結果にもとづいて設計・試作した20GHz帯ディジタル無線中継装置の構成および実現された特性について述べた。この中継装置の総合特性である誤り率特性は設計値とほぼ一致し、要求特性を十分満足する良好なものであった。

以上,無線伝送方式に用いる高速4相位相変調中継装置について,その各部回路の構成法およびその特性を明らかにし,かつ誤り率特性劣化量の算出法および配分法を明らかにすることができた。また本研究によって得られた20GHz帯ディジタル無線中継装置は,非常に良好な特性であった。本研究は20GHz無線方式の実用化に大きな寄与をした。

繍

本研究をまとめるにあたり、御懇切なる御指導御鞭撻を賜った大阪大学工学部熊谷信昭教授 ならびに滑川敏彦教授に謹んで深謝の意を表します。

さらに種々御指導御援助をいただいた京都大学工学部池上文夫教授, 日本電信電話公社横 須賀電気通信研究所重井芳治基幹伝送研究部長,武蔵野電気通信研究所企画管理室太田正光室 長,基礎研究部野田健一部長,海外連絡室二宮康明調査役,横須賀電気通信研究所企画管理室 宮内一洋統括調査役,無線伝送研究室中村嘉男室長に心から御礼申し上げます。また,本研究 の途上種々御討論御助力いただいた横須賀電気研究所小檜山賢二調査員,平出賢吉調査員,久 保庄二主任,大森英明主任,堀川泉主任,塩田宏明主任,相川正義主任,小牧省三主任および 無線伝送研究室の方々に深く感謝いたします。

文 献

- (1) 森, 宮内: "マイクロ波 P C M 方式の方式構成について", 信学会通信方式研資 (1965-09).
- (2) 太田: "2 GHz 带 P C M 中継方式", 電気通信研究所発表会論文集第16号, p.37 (1968-11)
- (3) 中村, 更田: "2 GHz 帯PCM中継装置の設計", 通研実報, 17, 10, p.2205 (昭43-10).
- (4) 宮川, 山本: "2 GHz 480ch PCM送受信装置の特性",通研実報,17,10,p.2245 (昭43-10).
- (5) 宮川, 山本, 贄川: "マイクロ波 P C M 方式に用いる遅延検波法の実験的研究", 通研実報, 17, 5, p.891 (昭43-05).
- (6) 宮内, 上田: "マイクロ波 P C M 分波系の一設計法", 信学論 B, 51-B, 8, p.373 (昭43-08).
- (7) 更田, 宮川, 山本, 山本 * "2 GHz 帯 P C M 中継装置の符号誤り率特性" 昭 4 3 電気 4 学会連大, No. 2036.
- (8) 室谷, 立川, 田中: "2 GHz 帯無線 P C M 方式", 電気通信施設, 20, 6 (昭43-06).
- (9) 高田: "準ミリ波 P C M 中継方式について", 信学会通信方式研資, CS 7 0 3 7 (1970-07)
- (10)二宮: "新しい準ミリ波無線中継方式",電気通信施設, 24, 3~5 (昭47-03~05).
- (11)中村,十一家: "準ミリ波ディジタル伝送方式の研究実用化", 通研実報, 24, 10 p.2095 (昭50-10).
- (12)十一家, 吉川, 森田: "20G-400M 準ミリ波ディジタル伝送方式"。通研実報, 24, 10, p.2105 (昭50-10).
- (13) 小檜山, 堀川, 門馬, 山本, 森田: "20G-400M 方式用送受信装置", 通研実報, 24, 10, p.2169 (昭50-10).
- (14) L.C. Tillotson: "Use of Frequencies Above 10 GHz for Common Carrier Application", B.S.T.J., 48, 6, p.1563 (July-Aug. 1969).

- (15) 平林,向井: "11/15 GHz 帯無線PCM方式", 電気通信施設, 26, 11, p. 105 (昭49-11).
- (16) M. Schwartz, W.R.Bennett and S.Stein: "Communication Systems and Techniques", McGraw-Hill Book Co. Inc., New York (1966)
- (17) W.E. Bennett and J. D. Davey: "Data Transmission", McGraw-Hill Book Co. Inc., New York (1965)
- (18) V. K. Prabhy: "Error Rate Considerations for Coherent Phase-Shift Keyed Systems with Cochannel Interference", B.S.T.J., 48, 3, p.743 (March 1969).
- (19) 立川: "マイクロ波 P C M方式の回線設計法",電気通信施設,21,3~4g(昭 4 4 -0 3~0 4).
- (20) 森田: "見通し内マイクロ波回線におけるレーレーフェージングの発生確率の推定", 通研実報, 18,9,p.2327,(昭44-09)。
- (21) マイクロ波技術研究会編:"マイクロ波通信工学",電気通信協会,東京。(昭47).
- (22) 森田, 樋口: "降雨による電波の減衰量の推定に関する統計的研究", 通研実報, 19, 1, p.97 (昭45-01).
- (23) T. Oguchi: "Attenuation of Electromagnetic Wave due to Rain with Distored Raindrops (Part II)", Journal of Radio Research Laboratories, 11, 53, p.19 (1964).
- (24) Kerr: "Propagation of Short Radio Wave", MIT Series, No. 13(1947).
- (25) H. Yamamoto, K. Kohiyama and K. Morita: "400-Mb/s QPSK Repeater for 20-GHz Digital Radio-Relay System", IEEE Trans., MTT-23, 4, p.334(April 1975).
- (26) 山本, 小檜山, 堀川: "実験用20GHz帯ディジタル無線中継器の誤り率特性", 信学論B, 57-B, 4, p.236 (昭49-04).
- (27) 小檜山,大森,門馬,山本: "実験用20 GHz帯ディジタル無線中継装置の送信部の設計と特性",通研実報,22,7,p.1783 (昭48-07).
- (28) 大森,山本: "20 GHz 高速 4 相位相変調器", 昭 4 5 電気 4 学会連大, No. 2403,
- (29) 大森, 山本: "20 GHz帯高速4相位相変調器", 信学会マイクロ波研資, MW 1-64 (1971-09).

- (30) 洞井ほか: "20GHz帯MIC4相位相変調器", 昭47信学全大, No.634.
- (31) 山本,塩田: "準ミリ波帯PINダイオード高速位相変調器",信学論B,58-B,7,p.361 (昭50-07).
- (32) 大森,山本: "PINダイオード高速位相変調器",信学会マイクロ波研資,MW72-110 (1972-12)。
- (33) 大森, 山本, 佐藤: "準ミリ波帯PINダイオード高速位相変調器", 昭48信学全大, No.1909.
- (34) 塩田,山本,水田,小杉: "準ミリ波位相変調用PINダイオードおよびパルス増幅器の設計",信学会マイクロ波研資,MW73-112 (1974-01).
- (35) 塩田,山本:"PINダイオードを用いた20GHz,帯4相位相変調器の構成と特性", 昭49信学全大,No.1061.
- (36) W.J. Clemer, et al.: "An Experimental MM-Wave Path Length Modulator", B.S.T.J., 50, 9, p.2917 (Nov. 1971).
- (37) 水田,神津,木村,露木: "高速PINダイオード", 昭48信学全大,No.1907.
- (38) 井上,中村: "ダイオードスイッチを使用した 2 Gc 帯パルス 4 相位相変調", 信学誌 50,6,p.1085,(昭42-06).
- (39) K. Kurokawa, et al.: "Quality Factor of Switching Diodes for Digital Modulation", Proc. IEEE, 58, 1, p.180 (Jan. 1970).
- (40) 大森,山本: "準ミリ波4相位相変調器の過渡特性", 昭47信学全大, No.1612.
- (41) 杉浦:"位相変調器の変調軌跡に関する一考察", 昭47信学全大, No.1613.
- (42) 山本,塩田: "4相変調パルス伝送における伝送路ひずみと変調器不完全性の影響", 信学会通信方式研資,CS73-129 (1974-01)。
- (43) 斉川, 百々: "マイクロ波 P S K変調器の過渡特性と符号誤り率について", 信学会マイクロ波研資, MW72-18 (1972-05).
- (44) 岡野,尾形: "4相PSK変調波の波形伝送シミュレーションプログラムの一検討", 信学会通信方式研資, CS72-109 (1972-11).
- (45) 石山,山本: "IC化した1.7 GHz 帯高速PCM用位相復調器",昭44信学全大, No.1237.
- (46) 大森,山本: "超高速AMパルス用復調器", 昭43信学全大,No.1242.
- (47) 山本,石山: "超高速PCM4相位相変復調器",昭44電気4学会連大, No. 1622.

- (48) 石山, 山本: "準ミリ波 P C M 用混成 I C 化位相 復調器", 信学会マイクロ波研資, MW70-27 (1970-08).
- (49) 石山, 山本: "IC化した高速パルス位相復調器", 昭45電気4学会連大, No. 2405.
- (50) 山本,石山,大森,榎本:"準ミリ波PCM用高速変復調系の特性",信学会通信方式 研資,CS70-39 (1970-07)。
- (51) 相川,山本: "1.7 GHz 帯MIC化広帯域ハイブリッド結合器", 昭47信学全大, No.723.
- (52) C.W. Gerst and L.J. Paciorek: "Stripline Microwave Integrated Circuits", Microwave Journal, 12, 5, p.43 (May 1969).
- (53) 山本,相川: "位相復調回路", 特許願 昭47-94413 (昭47-09)。
- (54) E.M.T. Jones and J.T. Balljahn: "Coupled-Strip-Transmission-Line Filters and Directional Couplers", IRE Trans., MTT-4, p.75 (April 1956).
- (55) T.G.Bryant and J.A. Weiss: "Parameters of Microstrip Transmission Lines and of Coupled Pairs of Microtrip Lines", IEEE Trans., MTT-16, No.12 p.1021(Dec. 1968).
- (56) H.Yamamoto, K. Hirade and Y. Watanabe: "Carrier Synchronizer for Coherent Detection of High-Speed Four-Phase-Shift-Keyed Signals", IEEE Trans, COM-20, 4, p.803 (August 1972).
- (57)山本,堀川,平出:"高速QPSK用搬送波同期系の設計と特性",通研実報,24, 10,p.2347,(昭50-10)。
- (58)山本,平出,渡辺: "400Mbps 4 PSK方式用1.7GHz搬送波再生回路の特性", 信学会通信方式研資,CS70-67(1970-11).
- (59)平出,山本,渡辺:"試作準ミリ波中継器用搬送波同期回路の構成と特性",昭46信 学全大,No.S3-12.
- (60) 山本、平出:" 準ミリ波 P C M 用搬送波再生回路", 昭 4 7 信学全大,No. 1 6 1 7 .
- (61) 松尾: "PLOの同期引込範囲拡大の一方法", 昭45信学全大, No.1176.
- (62)山本,平出: "PLLを用いない搬送波再生回路の検討",信学会通信方式研資, CS71-24 (1971-06).
- (63)平出,山本: "APCを用いる4相逆変調搬送波再生系の動作解析", 昭47信学全

- 大, No.1618 .
- (64) 堀川, 山本, 平出: "APCを用いた高速4PSK用搬送波再生回路の実験", 昭47 信学全大, No.1619.
- (65)山本,森田,小牧:"多種の劣化要因を持つQCPSK方式の誤り率特性",信学論B, 58-B,11,p.584 (昭50-11).
- (66) 吉田他: "多相変位法による多重電信方式の研究"電気試験所記念論文集, p.350 (昭23)。
- (67) 松尾: "高速 P C M P M波の同期検波の一方式", 昭 4 3 信学全大, No.5 8 0.
- (68) 黒田: "「リング」変調器ヲ変復調器ニ用フル位相変換通信方法", 日本特許 164788 (昭17)。
- (69) 川井: "位相変調による新多重電信方式", 信学会通信方式研資。(1963-06).
- (70) 石尾, 関, 藤井: "806Mb/s 4相PSK伝送用搬送波同期回路の設計と特性", 信学論B, 57-B, 10, p.625 (昭49-10).
- (71) J.P. Costas: "Synchronous Communications", Proc. IRE, 44, 12, p.1713 (Dec. 1956).
- (72) 松尾: "高速4相PM波の同期検波に関する諸特性", 昭44信学全大, No.534.
- (73) 更田, 黒崎: "4相PM波の位相再生の一方式", 信学誌, 49, 10, p.1835 (昭41-10)。
- (74) F.D. Natali: "Phase-Locked Loop Detection of Binary PSK Signals Utilizing Decision Feedback", IEEE Trans., AES-5, 1, p.83 (Jan. 1969)
- (75) 坂田, 井口: "4相PSK復調用搬送波再生回路", 信学会通信方式研資, CS74-42 (1974-05).
- (76) J.A. Develet: "The Influence of Time Delay on Second-Order Phase-Locked Loop Acquisition Range", Int. Telemetring Conference, p.432, London (1963).
- (77) L. Eisenberg: "Stability of Linear Systems with Transport Lag", IEEE Trans., AC-11, 2, p.247 (Feb. 1966).
- (78) 宮川: "遅延時間を含む P L L の等価雑音帯域幅", 信学論 B, 55-B, 4, p.177 (昭47-04)。
- (79) F.M. Gardner: "Phaselock Techneques", John Wiley & Sons,

- Inc., New York (1966).
- (80) 山本, 堀川: "搬送波再生方式", 特許願, 昭48-139695 (1973).
- (81) 斉藤, 堀川: "PSK-FSK 複合変調系の設計", 信学会技報 75, CS75-4, (1975-04).
- (82) 山本: "ハイブリッドとダイオードスイッチを用いた高速4相位相変調器", 昭44電 気4学会連大, No. 1623.
- (83) 山本: "IC化した 1.7 GHz 帯 4 相位相変調器", 昭 4 5 電気 4 学会連大, No. 2404.
- (84) 山本, 芳賀, 赤坂: "試作準ミリ波中継器用 1.7 GHz電圧制御発振器", 昭 4 6 信学全大, No. 6 2 2 .
- (85) 堀川, 山本: "1.7 GHz 整合リミッタ", 信学会マイクロ波研資, MW71-80 (1971-11).
- (86) 山本, 日置: "準ミリ波 P C M 用クロック同期回路", 昭45 信学全大, No.S.9-24.
- (87) J.S. Mayo: "A Bipolar Repeater for Pulse Code Modulation Signals", B.S.T.J., 41, 1, p.25 (Jan. 1962).
- (88) 山本, 榎本, 平出: "位相同期発振器を用いた200MHzクロック同期回路", 昭46 信学全大, No.1484.
- (89) A.J. Viterbi: "Principle of Coherent Communication", McGraw-Hill Book Co. Inc., New York (1966).
- (90) S.A. Meer: "Analysis of Phase-Locked Loop Acquisition, A Quasi Stationary Approach", IEEE Int. Conv. Rec., Vol. 14, pt.7, p.85 (1966).
- (91) 山本, 久保: "多中継を考慮した位相同期ループ形クロック同期系の設計", 信学会通信方式研資, CS73-92 (1973-11).
- (92) 山本, 久保: "多中継におけるPLL形クロック同期系の特性", 信学論B, 掲載決定 (昭51-02).
- (93) 山本, 久保, 堀川: "位相同期ループ形クロック同期系の多中継特性", 昭49信学全大, No. 2257.
- (94) H. Yamamoto, M. Kuramoto and T. Kamei: "Experimental 20GHz Multi-Hop Digital Radio-Relay Link", Japan Telecom. Rev., 16, 2, p.124 (April 1974).
- (95) C.J. Byrne, B.J. Karafin and D.B. Robinson, Jr,:

- "Systematic Jitter in a Chain of Digital Regenerators", B.S.T.J., 42, 6, p.2679 (Nov. 1963).
- (96) E.D. Sunde: "Self-Timing Regenerative Repeaters" B.S.T.J., 36, 7, p.891 (July 1957).
- (97) 柳谷, 築島, 兼堀: "20G-400M 方式用中継局設備", 通研実報, 24, 10, p.2255 (昭50-10)。
- (98) 小牧,森田,山本: "4 PSK中継装置の符号誤り率劣化要因の検討", 信学会通信方式 研資, CS74-39 (1974-05)。
- (99) 関: "ミリ波伝送方式における各種特性劣化要因の符号誤り率におよぼす影響", 昭46信学全大、No.647。
- (100) 坂田, 持田: "PCM-PSK 方式のシミュレーション", 昭4 8 信学全大, No.1879。
- (101) W.M. Hubbard: "The Effect of Intersymbol Interference on Error Rate in Binary Differentially-Coherent Phase-Shift-Keyed Systems", B.S.T.J., 46, 6, p.1149 (July-August 1967).
- (102) 吉川: "パルス伝送における振幅および遅延ひずみの影響", 信学会通信方式研資, CS 6 9-7 4 (1969-12).
- (103) 堀川,吉川: "準ミリ波PCM伝送における符号間干渉補償方式", 信学会通信方式研 資, CS71-31 (1971-06).
- (104) 石山,山本: "1.7 GHz 帯 4 相位相復調用分岐および平面交又回路", 昭 4 5 信学全大, No. 5 2 7 .
- (105) 山本,他: "試作準ミリ波中継器の構成と特性",昭46信学全大,No.S3-9。
- (106) 石山,大森,山本,堀川: "試作準ミリ波中継器用変復調器の構成と特性",昭46信 学全大,No.S3-13.
- (107) H. Yamamoto, Y. Nakamura and K. Morita: "Experimental Consideration on 20-GHz High-Speed Digital Radio-Relay System", IEEE ICC'73 Conf. Rec., p.28-37 (June 1973).
- (108) 山本, 小檜山: "実験用20GHz帯ディジタル無線中継器の構成と総合特性", 通研実報, 22,7,p.1771 (昭48-07).
- (109) 森田,鈴木,白土: "実験用20GHz帯ディシタル無線中継装置の受信部の設計と特性"通研実報,22,7,p.1803 (昭48-07).

- (110) 山本,平出,堀川:"実験用20GHz帯ディジタル無線中継装置の復調部の設計と特性" 通研実報,22,7,p.1825 (昭48-07)。
- (111) 山本,大森,堀川,松本,小杉: "試作準ミリ波中継器の変復調部の特性",昭48信学全大,No.1902.
- (112) 山本,小檜山,平出,森田,大森: "試作準ミリ波ディジタル無線中継器の特性",信学会通信方式研資、CS72-69 (1972-09)。
- (113) 山本,平出,小檜山,森田,大森:"試作準ミリ波ディジタル無線中継器の総合特性" 昭48信学全大,Na.1897.
- (114) 山本, 小檜山, 森田: "20 GHz 帯ディジタル無線中継装置の設計", 昭49信学全大, No.2252.
- (115) K. Kohiyama, H. Yamamoto and Y. Nakamura: "20G-400M Digital Radio-Relay System", 1975 IEEE-MTT-S Symposium Digest, p.212 (May 1975).
- (116) 山本, 小檜山, 堀川, 小牧, 横山, 田頭: "20 GHz帯ディジタル無線中継装置の総合特性", 昭49信学全大, No. 2253.
- (117) 千野,福田: "20G-400M 方式用半導体部品の信頼度",通研実報,24,10,p.2311 (昭50-10).
- (118) 小檜山,門馬: "帯域反射形ガン発振器",信学論B,57-B,2,p.98 (昭49-02).
- (119) 森田, 鈴木: "20 GHz帯ディジタル無線中継装置受信盤の構成および特性", 昭49 信学全大, No.2255.