



Title	直接位相再生装置を用いた中継方式の研究
Author(s)	小牧, 省三
Citation	大阪大学, 1983, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/2370
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

直接位相再生装置を用いた中継方式の研究

昭和57年12月

小 牧 省 三

内 要 梗 概

本論文は、直接位相再生器を用いた中継方式に関する研究成果をまとめたものであり、全体を次の 8 章から構成した。

第 1 章は緒論であって、これまでの研究の経過ならびに背景を述べ、直接位相再生器を用いた中継方式の研究の必要性を明らかにし、研究の位置づけを行った。

第 2 章では、デジタル無線伝送方式の使用周波数帯と伝搬路特性、中継距離の関係を述べ高い周波数においては降雨減衰が増加し中継距離が極端に減少し、中継器の小形、簡易化が必要になることを示した。直接位相再生器は位相変調波を搬送波段で直接に識別、再生することが可能であるため、中継器の小形、簡易化に対し有利となることを明らかにした。

第 3 章では、直接位相再生器の動作原理ならびに基本構成を示し、FET を使用することにより特性が良好でしかも構成の簡易な直接位相再生器が実現可能であることを明らかにした。手法としては、FET 直接位相再生器の等価回路を用いた特性解析を行い、直接位相再生器として動作する条件を示した。さらに、この解析結果を用いて、最適な位相再生器を設計する方法を明らかにした。なお、本章においては、2 相直接位相再生器に限って述べ、4 相直接位相再生器への拡張は第 4 章で行った。

第 4 章では、4 相位相変調波を識別、再生できる 4 相直接位相再生器の各種の構成法に対し、それぞれ構成、動作原理、特性、ならびに実験結果を述べ比較検討を行った。構成法としては、第 3 章で述べた 2 相直接位相再生器を 2 系列用いる方法（2 相 2 系列）以外に、周波数 3 通倍器ならびに 4 通倍器を用いる方法（3 - 4 通倍法）、1 つの 2 相直接位相再生器ならびに合成回路を用いる方法（回路合成法）を新しく提案し、特性解析、原理実験の結果を示した。

第 5 章では、直接位相再生器の構成要素として必要不可欠な振幅リミッタに関する検討を述べ、FET を用いて、マイクロ波領域においても AM-PM 変換が小さく、かつ振幅抑圧度の高い振幅リミッタが実現できることを述べた。FET 振幅リミッタの等価回路を用い特性解析を行い、AM-PM 変換特性、入出力電力特性、周波数特性を明らかにした。また、この結果から AM-PM 変換特性がゲート端子の整合条件に大きく依存することを明らかにし、かつ AM-PM 変換特性を最小化する整合条件の決定法を述べた。

第 6 章では、直接位相再生器に不完全性が発生した場合の符号誤り率特性劣化に対する検討結果を述べた。直接位相再生中継方式では、劣化要因を非相加性の要因と相加性の要因とに大

きく分類でき、さらに前者を波形ひずみ、搬送波位相誤差、不要雑音、後者をパターンジッタ、ランダムジッタに細分し直接位相再生器の不完全性との関係を明らかにした。

第7章では、複数個の直接位相再生中継器と1つの検波再生中継器が直列に接続された直接位相再生中継方式の特性を述べ、多中継時の特性劣化を理論的に明らかにし、実験結果との比較を行った。実験の手法としては、1つの直接位相再生器をループにして複数回使用する周回実験を用い、複数個の線形増幅器と1つの検波再生中継器を使用する非再生中継方式ならびに多中継現場試験結果との比較を行う。また、実際の伝搬路で実施した多中継実験の結果も合わせて述べた。

第8章では、結論としての本研究で得られた成果を総括して述べた。

目 次

第 1 章 緒 論	1
第 2 章 デジタル無線伝送方式	5
2.1 緒 言	5
2.2 10GHz 未満の周波数を用いた方式	8
2.2.1 周波数利用効率	8
2.2.2 マルチパスフェージングモデル	9
2.2.3 波形歪による瞬断	10
2.2.4 各種干渉雑音による瞬断	20
2.2.5 最小振幅偏差スペースダイバーシチ	28
2.3 10GHz 以上の周波数を用いた方式	33
2.3.1 降雨減衰	33
2.3.2 中継距離	35
2.3.3 20GHz 帯を使用したデジタル無線伝送方式	36
2.4 中継方式	37
2.4.1 各種の中継方式	37
2.4.2 回線品質規格	38
2.4.3 直接位相再生中継方式	40
2.5 結 言	41
第 3 章 直接位相再生器の原理ならびに特性	43
3.1 緒 言	43
3.2 動作原理	44
3.3 FET 直接位相再生器の構成	48
3.4 FET 直接位相再生器の特性	49
3.4.1 FET 等価回路	49
3.4.2 位相再生効果	52

3.4.3	特性解析	54
3.5	FET 直接位相再生器の設計法	59
3.6	実験結果	63
3.6.1	実験回路	63
3.6.2	静特性	63
3.6.3	動特性	66
3.7	結 言	70
第 4 章	4 相直接位相再生器	71
4.1	緒 言	71
4.2	2 相 2 系列法	72
4.2.1	構成ならびに動作原理	72
4.2.2	各部の特性	72
4.2.3	総合特性	82
4.3	3 - 4 通倍法	85
4.3.1	動作原理	85
4.3.2	回路の不完全性による特性劣化	90
4.3.3	不完全性の許容範囲	100
4.3.4	振幅変動を受けた入力信号に対する動作	103
4.3.5	実験結果	105
4.4	回路合成法	110
4.4.1	回路合成法の原理	110
4.4.2	2 ^m 相直接位相再生器への拡張	112
4.4.3	合成回路の簡易化	114
4.4.4	実験結果ならびに検討	115
4.5	各種方式の特性比較	125
4.6	結 言	126
第 5 章	FET 振幅制限器	128
5.1	緒 言	128

5.2	等価回路	128
5.3	特性解析	130
5.3.1	入出力電力特性	130
5.3.2	AM-PM変換特性	131
5.4	特性計算例	132
5.5	AM-PM変換の最小化	134
5.5.1	最小化の原理	134
5.5.2	最小化時の周波数特性	137
5.5.3	最小化時の小信号利得	139
5.6	実験結果	141
5.7	結 言	142
第6章	直接位相再生器の特性劣化	143
6.1	緒 言	143
6.2	劣化要因	143
6.2.1	劣化要因の発生個所	143
6.2.2	劣化要因の分類	146
6.3	非相加性の要因	147
6.3.1	波 形 歪	147
6.3.2	基準搬送波位相誤差	152
6.3.3	合成回路位相誤差	153
6.3.4	雑音性要因	154
6.4	相加性の要因	155
6.4.1	パターンジッタ	155
6.4.2	ランダムジッタ	158
6.5	種々の劣化要因が同時に存在する場合の誤り率特性の劣化	161
6.6	結 言	162
第7章	多中継特性	163
7.1	緒 言	163

7.2	直接位相再生中継方式モデル	163
7.3	パターンジッタの相加	164
7.4	ランダムジッタの相加	166
7.5	方式設計例	170
7.6	実験結果	170
7.6.1	周回実験による多中継特性の測定	170
7.6.2	多中継現場試験	172
7.7	結 言	177
第8章	結 論	178
謝 辞		181
文 献		182
付 録	FETリミッタの特性解析	189
1.1	ゲート端子電流，電圧およびインピーダンス	189
1.2	AM-PM変換を零にする最適インダクタンス	191

第1章 緒 論

1895年にマルコーニが初めて無線通信方式を実現して以来、電波は遠く離れた人々との間に会話をもたらし人類の幸福に貢献し続けてきた。当初は一人の会話を伝送するためにそれぞれ1台ずつの中継器を必要としたが、マイクロ波帯の開拓、FM通信方式ならびに多重電話伝送の開発により、現在では1台の中継装置を用いて同時に5400人以上もの会話が伝送できるようになってきた。これらの技術の発展により、即応性・信頼性が高い市外伝送路建設が可能となり、公衆電気通信網の大幅な経済化が達成された。

近年、電話サービス以外の新しい電気通信サービスに向けて通信網のデジタル化が交換や伝送技術を中心に積極的に推進されている。これは、単に電話以外の新しい情報サービスへの適合性に優れ、回線品質や網の柔軟性の向上に寄与するだけでなく、交換機ならびに多重化装置のデジタル化によるコスト低減により、回線の経済化を指向するものである。これを実現するためには、伝送路のデジタル化が必須であり、また無線伝送路についてもデジタル網に適した経済的な伝送路を建設する必要がある。

現在、公衆通信において使用されているデジタル市外伝送路としては、20GHz帯を使用した400Mb/s方式があり、20L-P1方式と呼ばれている。この方式では降雨減衰を防止するため標準中継距離が極端に短くなるという問題を、中継器の小形化・経済化・高速化・簡易化により解決している。

この方式では、全ての中継器を検波再生中継器で構成している。この中継器は3R機能(Regenerating, Reshaping, Retiming)を有しているが、デジタル位相変調された受信信号を一度ベースバンド信号へ検波した後に識別・再生し、再び変調器を用いて位相変調波にするという手段を用いるため、中継器規模が増大し、中継器コストの上昇を伴ないやすい。

これに対し、中継器を線形増幅器で構成し、数中継した後、検波再生を行うアナログハイブリッド方式(非再生中継方式)を用いれば、中継器の規模ならびにコストを大幅に低下させることが可能である。しかし、非再生中継方式では、分波器等による、波形ひずみが中継毎に相加し、これによる劣化が大きいという欠点がある。

直接位相再生器は、デジタル位相変調された受信信号を検波することなく、変調波のまま^{(1)~(5)}で直接に識別・再生を行う装置である。このため、検波器、識別器、変調器が不必要であり、中継器の小形化・低コスト化が可能となる。さらに、直接位相再生器は非再生中継方式に比べ、

雑音除去能力、波形成形能力を有するため、多中継時の特性劣化が少ないという優れた特徴を有している。

本論文は、この直接位相再生器を用いた中継方式に対し、直接位相再生器の実現法、特性解析ならびに直接位相再生器を用いた中継方式に関する検討結果を述べたものである。

直接位相再生器は 1966 年に更田等によって提案された。⁽¹⁾ この再生器は、たとえばエサキダイオードのような負性抵抗を含む非直線抵抗素子を高周波的に励振することによって、これに接続された共振回路にパラメトロニックな発振波が生じ、 $1/2$ 分調波振動が発生することを利用したものである。この分調波は励振波位相に対し互に 180° 位相の異なる 0 相または π 相のみをとり得るので、これを位相再生効果に利用するものである。さらに、大和久、畑等によってサンプリング・スライス形再生中継器ならびに非線形素子形再生中継器が提案された。⁽²⁾ 前者は、位相変調波をその搬送波周期の $1/2$ の周期を有する幅の狭いパルスでサンプルした後スライスすることによって位相再生波を得るものであり、非線形素子形再生中継器は、位相変調波と 2 重搬送波を合成し、負性抵抗を有する非線形素子を用いて波形をスライスするものである。

1970 年には、太田、畑等によってパラメトリック増幅器を使用した直接位相再生器が提案され、⁽³⁾ 搬送波周波数 2 GHz、クロック周波数 50 MHz のパルスに対する再生効果が確認されている。

しかし、更田、大和久等によるものは、(1)パラメトリック発振特性を利用する方法、または(2)エサキダイオードのスイッチング特性を利用する方法であり、発振立上り時間またはスイッチング時間が制約を与え、高速の位相変調波に対して適用するには応答特性の点で問題があり、太田等によるものは、エサキダイオードという 2 端子素子を使用するため、入出力信号の分離のためサーキュレータを必要とし、かつ、このサーキュレータは周波数が 2 倍の励振波にも使用するため広帯域性が必要であり、回路規模ならびに調整の面で不利となり狭帯域化するという欠点があった。

これに対して、本論文で述べる方法は上述の方法とは全く異なった新しい観点から直接位相再生器を実現するものであり、直接位相再生器の原理を位相逆転回路という観点からとらえ、直接位相再生効果と入力信号ならびに位相逆転信号の振幅比 m との関係を調べ、 $m = 1$ で理想的な位相再生効果が得られることを明らかにするものである。さらに、本論文では、位相逆転回路ならびに加算回路を実現するために、FET を使用することを提案している。FET は 3 端子素子であるため、入出力信号の分離が容易であり、かつ広帯域性が確保できる。このため、従来の回路に比べ、高速位相変調波に対して適応性の高い方法である。試作結果では 1.7 GHz $\pm$ 400 MHz 以上の帯域を有する再生器が実現でき、400 Mb/s の伝送速度を有する 4 相位相変

調波を用いた符号伝送実験を行い、検波再生中継器とほぼ同等の誤り率特性が得られることを確認した。

一方、直接位相再生器は、タイミング再生機能を有していない2 R中継器であるため、多中継時にはタイミングジッタが累積し、回線品質劣化が発生する。この劣化に対してはこれまで全く検討が加えられていなかった。本論文ではこれに対する検討を加え、多中継時の特性劣化を理論的に解明し、実験による解析の妥当性確認を行った。

第2章では、ディジタル無線伝送方式の使用周波数帯と伝搬路特性、中継距離の関係を述べ、高い周波数においては降雨減衰が増加し中継距離が極端に減少し、中継器の小形、簡易化が必要となることを示す。直接位相再生器は位相変調波を搬送波段で直接に識別、再生することが可能であるため、中継器の小形・簡易化に対し有利であることを明らかにする。

第3章では、直接位相再生器の動作原理ならびに基本構成を述べ、MESFET (Metal Semiconductor FET) を使用することにより特性が良好で、しかも構成の簡易な直接位相再生器が実現可能であることを明らかにする。手法としてはMESFET直接位相再生器の等価回路を用いた特性解析を行い、直接位相再生器として動作する条件を明らかにする。さらに、この解析結果を用いて、最適な位相再生器を設計する方法を明らかにする。なお、本章においては、2相直接位相再生器に限って述べ、4相直接位相再生器への拡張は第4章で述べる。

第4章においては、4相位相変調波を識別・再生できる4相直接位相再生器の各種の構成法に対し、それぞれ構成、動作原理、特性ならびに実験結果を述べ、比較検討を行う。構成法としては第3章で述べた2相直接位相再生器を2系列用いる方法(2相2系列法)以外に、周波数3通倍器ならびに4通倍器を用いる方法(3-4通倍法)、1つの2相直接位相再生器ならびに合成回路を用いる方法(回路合成法)を新しく提案し、特性解析、原理実験の結果を示す。

第5章では、直接位相再生器の構成要素として必要不可欠な振幅リミッタに関する検討を述べ、MESFETを用いれば、マイクロ波領域においてもAM-PM変換が小さく、かつ振幅抑圧度の高い振幅リミッタが実現できることを述べる。FET振幅リミッタの等価回路を用いた特性解析を行い、AM-PM変換特性、入出力電力特性、周波数特性を明らかにする。また、この結果からAM-PM変換特性がゲート端子の整合条件に大きく依存することを明らかにし、かつAM-PM変換特性を最小化する整合条件の決定法を述べる。

第6章では、直接位相再生器に不完全性が発生した場合の符号誤り率特性劣化に対する検討結果を述べる。直接位相再生中継方式では、劣化要因を非相加性の要因と相加性の要因とを大きく分類し、さらに前者を波形ひずみ、搬送波位相誤差、不要雑音、後者をパターンジッタ、

ランダムジッタに細分し直接位相再生器の不完全性との関係を明らかにする。

第7章では複数個の直接位相再生中継器と1つの検波再生中継器が直列に接続された直接位相再生中継方式の特性を述べ、多中継時の特性劣化を理論的に明らかにし、実験結果との比較を行う。実験の手法としては、1つの直接位相再生器をループにして複数回使用する周回実験を用い、複数個の線形増幅器と1つの検波再生中継器を使用する非再生中継方式ならびに多中継現場試験結果との比較を行う。また、武蔵野研究所と横須賀研究所間で実施した多中継現場試験による結果も合わせて述べる。

第8章では、結論として本研究で得られた成果を総括して述べる。

第2章 デジタル無線伝送方式

2.1 緒言

現在実用化されている伝送路のほとんどはアナログ伝送路であり、電話は、この伝送路を用いて構築されたアナログ網により伝送している。この場合、歪や雑音の影響を受け易く中継距離に比例して雑音が相加するという欠点がある。一方、近年におけるLSI技術、デジタル信号処理技術、光ファイバなどの急速な進展に伴ない、あらゆる情報を容易に、大量に伝送することができるデジタル網の形成が進められている。このデジタル網は、高度化・多様化する電気通信サービスに対し柔軟性のある伝送路網であるばかりでなく、従来のアナログ網に比べ、交換装置ならびに多重化装置が経済的であるため、電話に対しても経済的かつ柔軟性の高い網である。

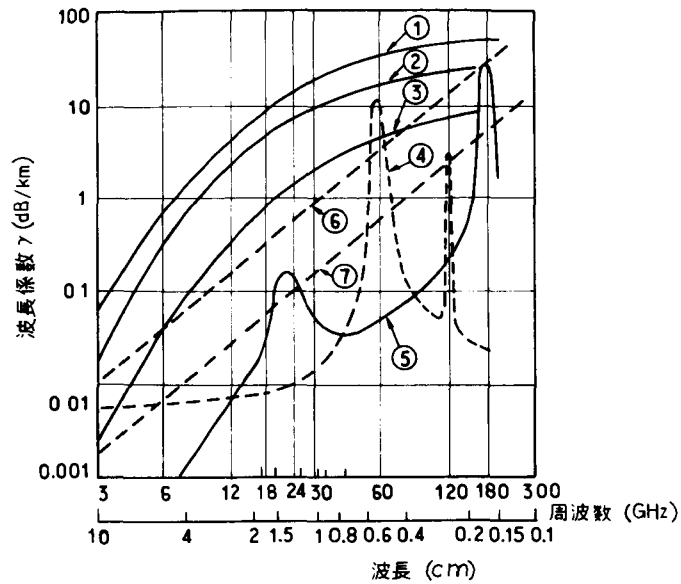
一方、デジタル網を実現するためには、既存のアナログ網を利用し、これをデジタル化することが経済性ならびに迅速性の点で優れている。特に、既存のアナログ網の約半数を占めている無線伝送路については空間という安価かつ柔軟な伝送媒体を使用しているため、^{(11)(31)～(37)}デジタル化のメリットは高い。

現在、公衆通信に使用されている周波数帯はVHF帯からEHF帯に及んでいるが、1GHz以下のVHF帯、UHF帯は自動車等の移動通信に使用されている。固定地間を結ぶ大容量回線としては2GHz以上のマイクロ波帯が主として使用され、これまでに表2.1に示す方式が^{(6)～(11)(49)}実用化または開発されている。マイクロ波帯は、伝搬路の特性により10GHzを境に2つに^{(41)～(45)}大別でき、それ以上の周波数帯では降雨減衰、それ以下の周波数帯ではフェージングが伝送^{(18)～(21)}特性を大きく支配する。たとえば、図2.1および図2.2は電波の減衰と周波数の関係を示したものである。デジタル無線伝送方式を実現する場合にも、この周波数帯毎に分けて検討を加える必要がある。本章では、それぞれの周波数帯について、デジタル化に際して考慮すべきパラメータを示し、方式の設計法を述べる。特に、10GHz帯以下の周波数ではスペースダイバーシチ方式（SD方式）がフェージングを抑圧するための重要な要素であり、10GHz以上においては降雨減衰による中継距離の減少に対処するため、中継器の小形、簡素化が容易な直接位相再生器が重要な要素であることを示す。

表 2.1 種々の周波数帯におけるデジタル無線中継装置の諸元

	2 GHz 帯 (2S-P2)	4 GHz 帯 (4L-D1)	5 GHz 帯 (5L-D1)	6 GHz 帯 (6L-D1)	11 GHz 帯 (11S-P2)	15 GHz 帯 (15S-P2)	20 GHz 帯 (20L-P1)
周波数帯域 (GHz)	2.11~2.29	3.6~4.2	4.4~5.0	5.925~6.425	10.7~11.7	14.4~15.23	17.7~21.2
無線システム数	11 + 1	6 + 1	6 + 1	4 + 1	10 + 1	7 + 1	8 + 1
I F 周波数 (MHz)	70	140	140	140	140	140	1,700
クロック周波数 (MHz)	6.3	50	50	50	50	50	200
情報速度 (電話チャネル数)	12.6Mb/s (192 ch)	200Mb/s (2880 ch)	200Mb/s (2880 ch)	200Mb/s (2880 ch)	100Mb/s (1440 ch)	100Mb/s (1440 ch)	400Mb/s (5,760 ch)
変調方式	QPSK	16QAM	16QAM	16QAM	QPSK	QPSK	QPSK
復調方式	同期検波 瞬時検出	同期検波 瞬時検出	同期検波 瞬時検出	同期検波 瞬時検出	同期検波	同期検波	同期検波
誤り率特性の 等価CNR劣化量* (dB)	4	3	3	3	4	4	4
送信出力 (発振素子)	50mW (トランジスタ)	400mW (FETトランジスタ)	400mW (FETトランジスタ)	400mW (FETトランジスタ)	100mW (インパット)	100mW (インパット)	160mW (インパット)
受信雑音指数 (dB)	10	4	4	4	9	10	10
中継間隔 (km)	25	50	50	50	10	6	3
監視制御信号伝送方式	2重変調 (ASK)	2重変調 (FM)	2重変調 (FM)	2重変調 (FM)	2重変調 (FM)	2重変調 (FM)	2重変調 (FSK)
適用回線	短距離	長距離	長距離	長距離	短距離	短距離	長距離
周波数利用効率(bit/s/Hz)	2.2	5	5	4.5	2.5	2.5	2.5

* $P_e = 10^{-6}$



降雨による減衰 (R. G. Medhurst. S. H. Robests. GE 1964)

① 100 mm/h, ② 50 mm/h, ③ 10 mm/h

20°C 1 気圧の大气による減衰 (MIT, R. Lab. No. 13)

④ 酸素分子 ⑤ 水蒸気分子

霧による減衰 (MIT, Lab. No. 13)

⑥ 2.3 g/m³ (視程約 100')

⑦ 0.32 g/m³ (視程約 400')

図 2.1 大気または降雨による減衰

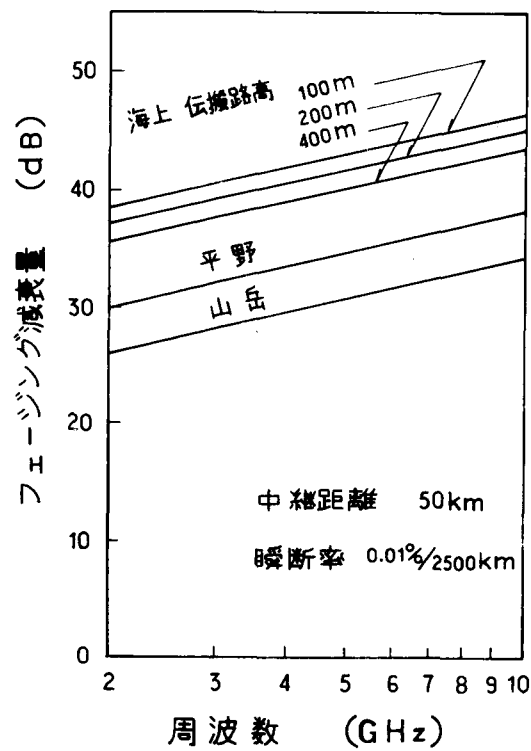


図 2.2 フェージングによる減衰

2.2 10GHz 未満の周波数帯を用いた方式

2.2.1 周波数利用効率

当初、40MHz の無線周波数帯域で電話 360 チャンネルの伝送からスタートしたマイクロ波帯多重 FM 方式は、今や同一帯域で FM 方式としてはほぼ極限に近い 3600 チャンネルもの容量をもつシステムが商用化されるまでになった。このような周囲環境の中で FM 方式と同一の無線周波数帯を用いて新たにデジタル無線方式を開発する場合は、高い周波数利用効率の達成は必須の条件となる。

周波数利用効率を上げるために必要な基本技術として、次の 3 つが挙げられる。

- (a) 多値変調方式
- (b) ロールオフ成形
- (c) 直交偏波の利用

これまで実用化されたデジタル無線方式では、変調方式として 1 符号当り 2 bit が伝送できる 4 相位相変調 (4-PSK) が使われている。しかし、より高能率な伝送を行うためには一層の多値化が必要である。図 2.3 に示すように 4-PSK のような PSK 方式は多値数が同じであれば、周波数変調方式 (FSK) や振幅変調方式 (ASK) に比べると、雑音に対して強い方式 (所要 SN 比が小さい) である。しかし、8 値以上の多値変調の場合に

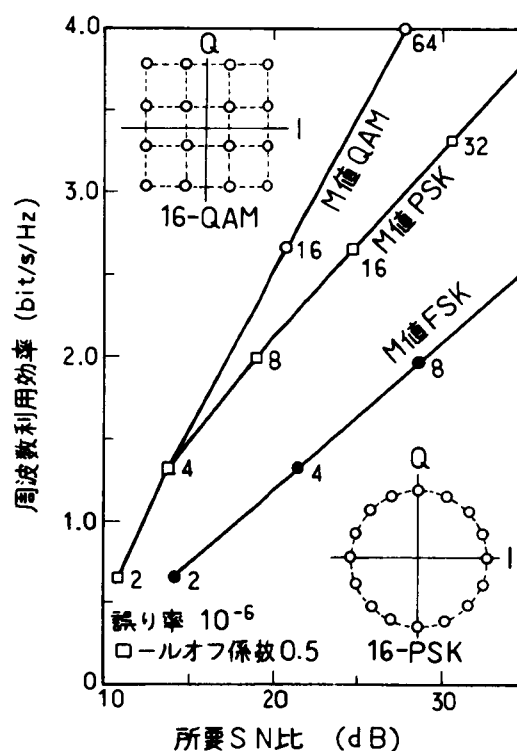


図 2.3 各種デジタル変調方式の周波数利用効率

は、位相変化だけを用いる PSK 方式よりも、位相と振幅の両方を変化させて情報を伝送する QAM 方式の方が有利となる。⁽¹²⁾⁽¹³⁾

一方、ロールオフ成形は、次式で与える特性を伝送路に与え、極めて狭帯域なスペクトルによる情報伝送を可能にするものであり、符号間干渉を有しないという顕著な特徴がある。⁽⁴⁸⁾

$$X(\omega) = \begin{cases} T & 0 \leq \omega \leq \frac{\pi}{T} (1 - \alpha) \\ \frac{T}{2} \left\{ 1 - \sin \left[\frac{T}{2\alpha} \left(\omega - \frac{\pi}{T} \right) \right] \right\} \frac{\pi}{T} (1 - \alpha) & \frac{\pi}{T} (1 - \alpha) \leq \omega \leq \frac{\pi}{T} (1 + \alpha) \end{cases} \quad (2.1)$$

ここで α はロールオフ係数であり、 T はパルス間隔を示す。 $\alpha = 0$ の場合は所要帯域が最小となり、 $1/T$ の無線帯域（搬送波段では両側帯波となる）で符号間干渉なく情報の伝送が可能である。しかし、フィルタの実現が困難となるため、 $\alpha = 0.5$ 程度が実用的な値として使用されている。このように、ロールオフ係数を適当に選択することにより伝送特性をかなり自由に変化させることができる。現在、公衆通信の分野で開発中のデジタルマイクロ波方式では 16-QAM 変調方式により、1 符号当り 4 bit ($16 = 2^4$) の伝送を可能にしており、 $\alpha = 0.5$ の効率を実現している。

更に、無線方式の特徴である二つの直交した偏波（水平および垂直偏数）の利用が可能であり、約 2 倍の 5 bit/s/Hz という非常に高い周波数利用効率を得ている。⁽¹⁴⁾

2.2.2 マルチパスフェージングモデル

マイクロ波帯で発生するフェージングは、図 2.4 に示されるような機構で発生する。通常、直接波のレベルは干渉波（屈折波または反射波）に比べて十分高いが、大気屈折率分布（高さ方向）に変化が生じると直接波が減衰したり干渉波が増大したりすることにより相対的にこの二つの電波のレベルが同程度になる場合がある。フェージングはこのような時に生じる。受信アンテナでは直接波と干渉波の二つの電波を同時にほぼ同レベルで受け、且つ二つの波の間に通路長差があるためにその合成受信信号はある周波数では同相で合成され、他の周波数では逆相となるため結果として図 2.4(b) に示すような周波数特性が各無線伝送帯域内で生じ、無線チャンネル 2 や 10 のように伝送帯域内に深いフェージングが発生する。これを周波数選択性フェージングと呼び、伝送帯域内にこのような振幅偏差が生じるとデジタル方式（16-QAM）では受信波形がひずみ、符号誤りが生じて回線断となる。

このため、これを補償する技術ならびにこれによる影響の解析が進められている。^{(15)~(21)(37)~(40)}

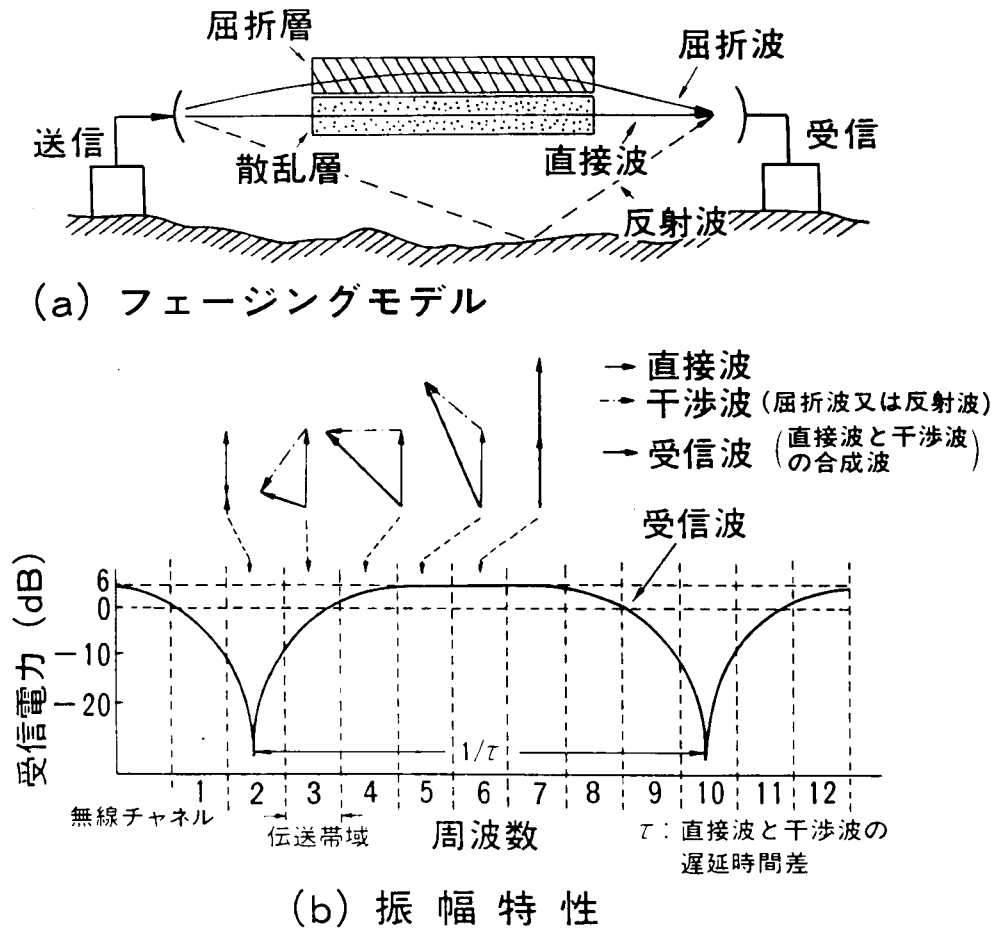


図 2.4 マルチパスフェーディングの説明図

2.2.3 波形ひずみによる瞬断

マルチパスフェーディング下における瞬断を規定する方法には、次に示す3通りの方法が提案されている。

- (a) 直接波と干渉波の遅延時間差ならびに振幅比分布を用いる方法⁽³⁸⁾⁽³⁹⁾
- (b) 実効フェーディングマージン（瞬断率と等確率値を有するフェーディング減衰量）を用いる方法⁽¹⁶⁾⁽³³⁾
- (c) 帯域内振幅偏差を使用する方法⁽¹⁷⁾⁽¹⁸⁾

(a)の方法は最も確実な方法であり、近年シグナチャを定義することによりフェーディングに対する装置の強さ等の表示が行われておりより簡単化されつつある。しかし、実際の伝搬路の遅延時間差ならびに振幅比分布が正確に測定されておらず、推定法が不明確になり易い。特にSD適用後の両者の分布は実測ではほとんど明らかにされておらず、SD適用

時の推定が困難となっている。

(b)の実効フェードマージンは、レベルの測定と瞬断率の測定を行うのみで良いため、実際の伝搬路での実測が容易である。また、SD適用時の瞬断率が比較的容易であるという特徴を有する。しかし、伝送路の条件（遅延時間差分布等）が異なると、実効フェードマージンが大きく異なってくるため推定精度が落ちやすいという欠点がある。

これに対し、(c)の方法は、実測が容易な帯域内振幅偏差を使用する方法であり、理論的にもこの値が明らかにされている。またSD、自動等化器に対しても同様に適用が可能であるという特徴を有する。さらに、瞬断に対応する帯域内偏差は変調方式のみに依存し伝搬路の特性についてはあまり大きく依存しないため、簡易かつ有効な方法である。以下、(c)の方法を用いて瞬断率の算出を行ってゆく。

(i) 瞬断と帯域内振幅偏差との関係

回線断すなわち符号誤り率がある値を超える状態は、フェージングによって発生する帯域内振幅偏差と高い相関を有している。図 2.5 はその瞬時の相関関係を示したものであり、強い相関があることを明確に示している。⁽¹⁸⁾ さらに、図 2.6 は単一受信時の帯域内偏差と符号誤り率の関係を示したものであり、直接波と干渉波の遅延時間差 τ を変化させて実測したものである。

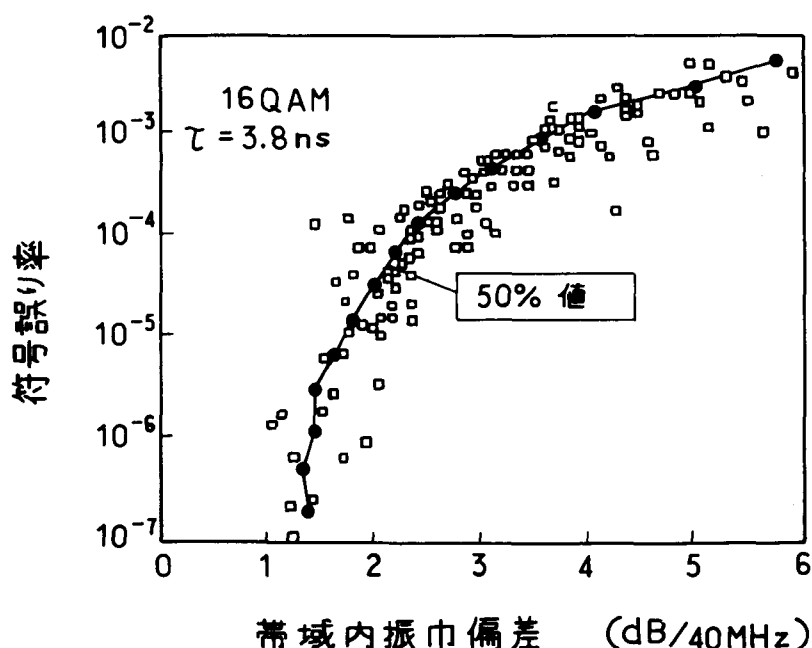


図 2.5 帯域内振幅偏差と符号誤り率の関係

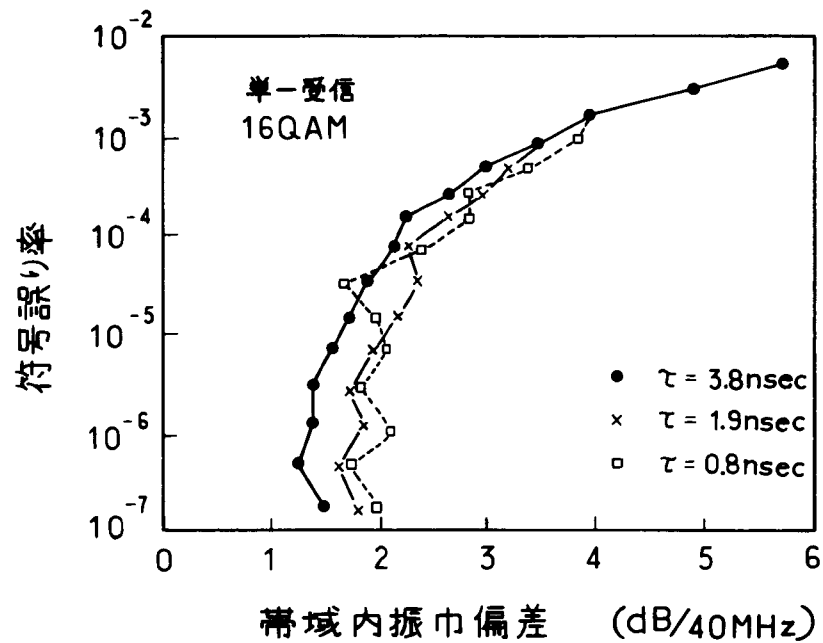


図 2.6 帯域内振巾偏差と符号誤り率の関係

この図から明らかなように、相関関係は、 τ の大きさにはあまり大きく依存しない。このことは、 τ が増大した場合でも振幅周波数特性が同等であれば同一の符号誤り率となることによるものである。また、図 2.7 は、ダイバーシチを適用した場合の関係を示しており、ダイバーシチ合成によってもこの相関関係がくずれていないことを示している。

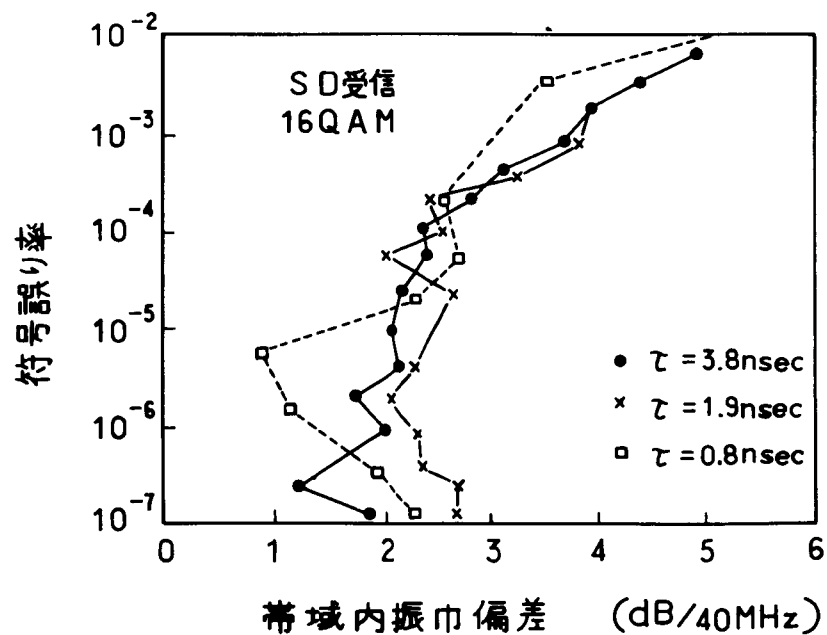


図 2.7 帯域内振幅偏差と符号誤り率の関係

このように、マルチパスフェージングによる瞬断が帯域内振幅偏差と高い相関を示すことは以下の理由からも説明ができる。

- (a) マルチパスフェージングによる波形ひずみは周波数特性の劣化と同一であり、周波数特性（振幅特性と遅延特性）の関係が同一であれば同一の符号誤り率となる。
- (b) 波形ひずみは振幅特性劣化ならびに遅延特性劣化の両方に依存するが、マルチパスフェージングにおいては振幅特性劣化と遅延特性劣化の間に極めて強い相関が存在するため、振幅特性劣化（帯域内振幅偏差）のみを観測すれば十分である。

以上に示したように、符号誤り率と帯域内振幅偏差の間に瞬時的な相関が存在するが、統計量としてとらえた場合にも高い相関関係がある。図 2.8 は帯域内振幅偏差の発生確率を示したものであり、図中の◎は実測された瞬断時間率（符号誤り率が 10^{-4} を超える確率）を示している。

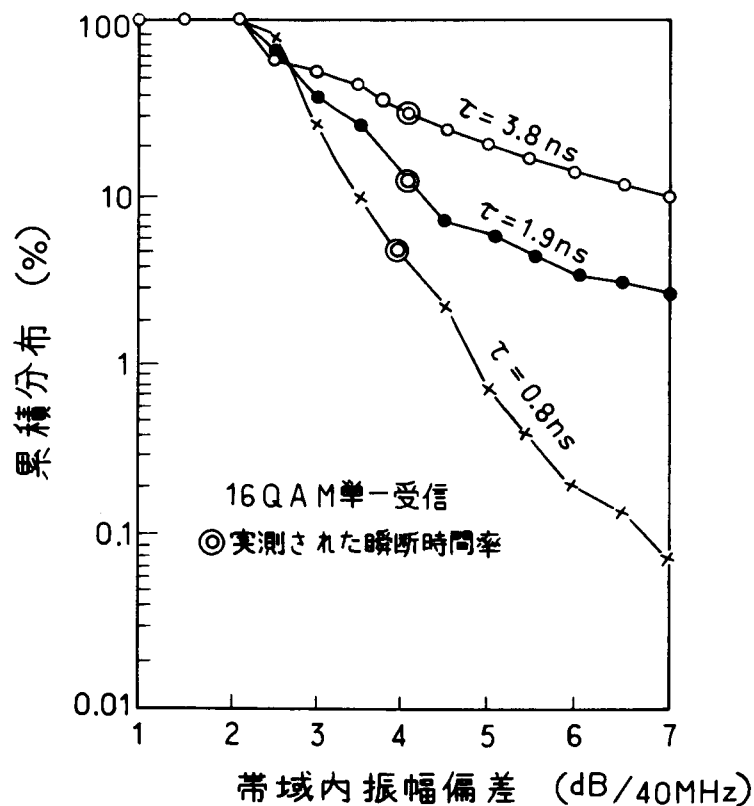


図 2.8 帯域内振幅偏差の累積分布

さらに、図 2.9 も同様に帯域内偏差と符号誤り率の関係を示したものであり、いずれも瞬断時間と帯域内偏差の分布が高い相関を有しており、帯域内偏差の分布から瞬断時間率が推定できることを示している。図 2.8 ならびに図 2.9 からは、 $1/T$ 帯域

(本実験の場合 50 MHz 帯域) において 5 dB 程度であることが分かる。

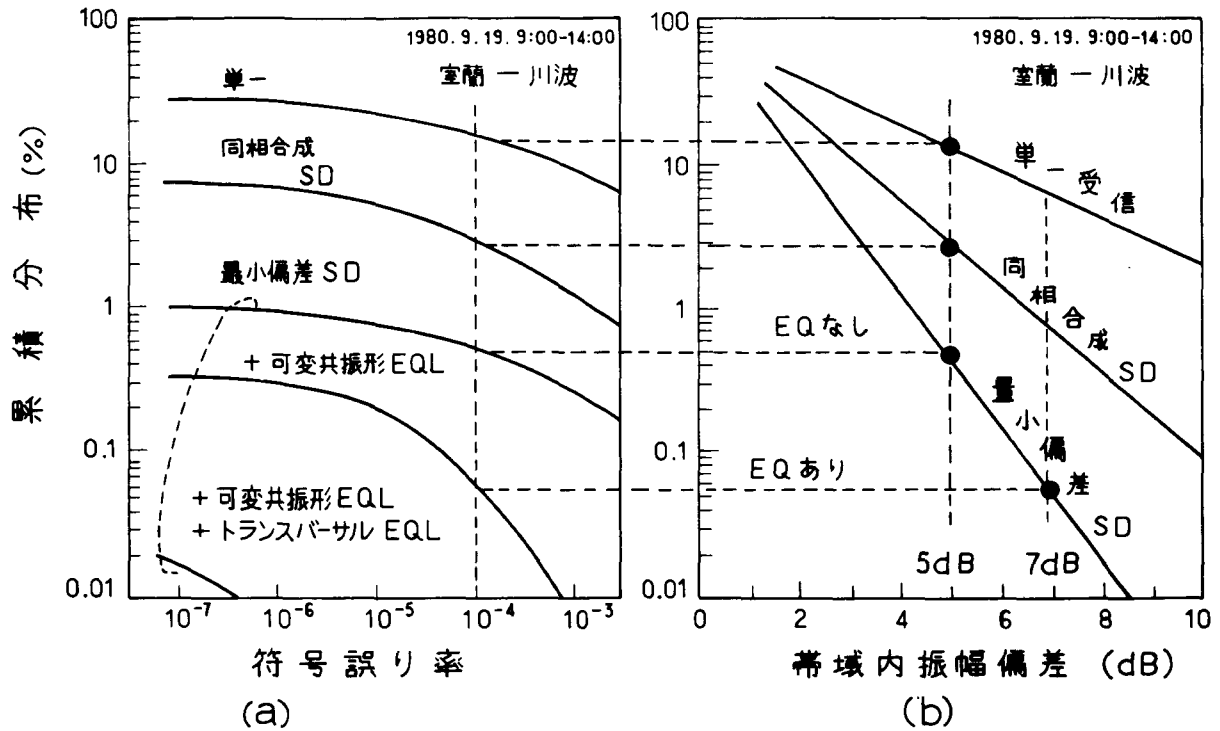


図 2.9 瞬断時間率と帯域内偏差の関係

図 2.10 は許容の帯域内振幅偏差と各種の変調方式の理論値を示したものであり、() 内は許容の符号間干渉量である。この図より、4 PSK の場合は約 10 dB、16 QAM 方

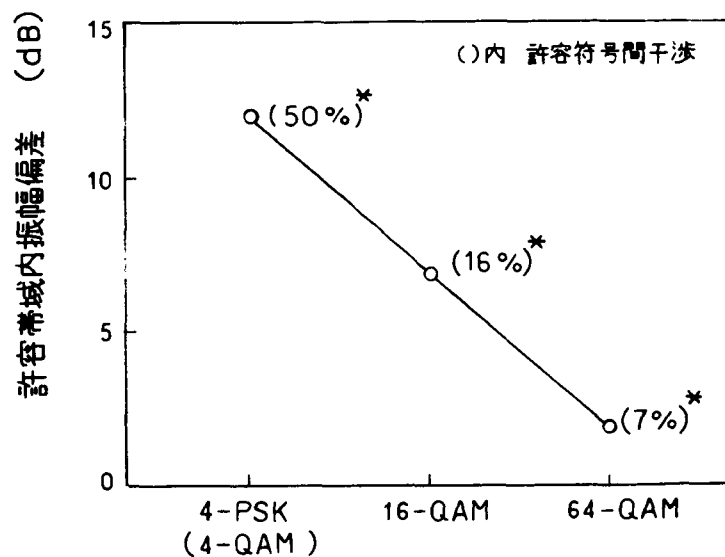


図 2.10 許容帯域内振幅偏差

式の場合，約 5 dB，64 QAM の場合はわずかに 2 dB の帯域内偏差しか許容できないことがわかる。また，この値は先に述べた値ともよく一致するものである。

iii) 帯域内振幅偏差の分布

フェーディング時の帯域内振幅偏差 (dB) の発生確率はガンマ分布の比の分布を用いて算出でき，次式のように書き表わせる。

$$\begin{cases} P_s(Z) = 2\alpha & ; \text{単一受信} \quad (\lambda = 1) \\ P_{SD}(Z) = 3\alpha^2 - 4\alpha^3 & ; \text{2重ダイバーシチ} \quad (\lambda = 2) \end{cases} \quad (2.2)$$

ただし

$$\alpha = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \frac{1 - Z^2}{\sqrt{(1 + Z^2)^2 - 4P_f Z^2}} \right\} \quad (2.3)$$

ここで P_f は周波数 $4f$ だけ離れた受信信号レベル相互の周波数相関係数を示す。

図 2.11 ならびに図 2.12 は帯域内振幅偏差の算出例である。

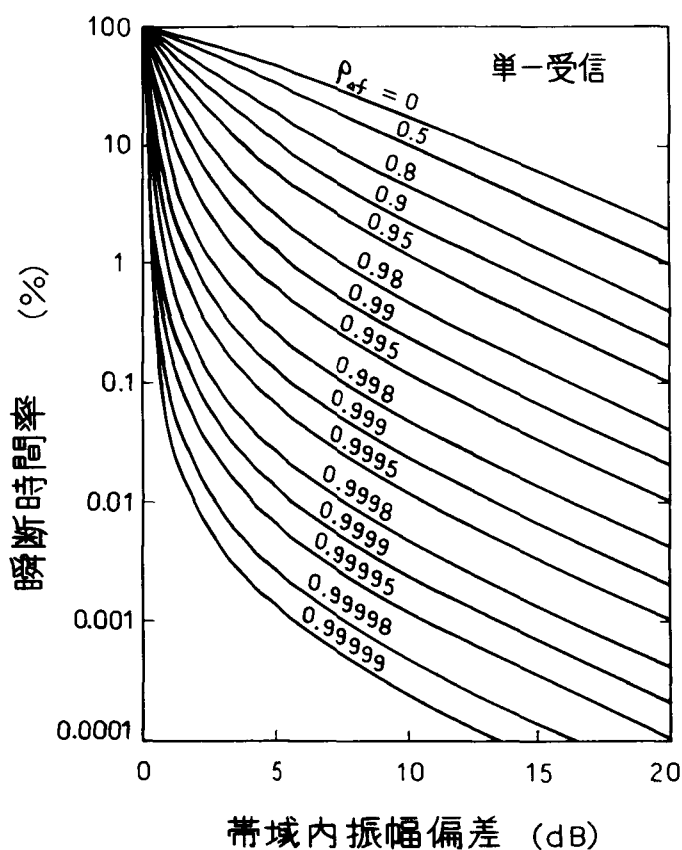


図 2.11 帯域内振幅偏差の分布

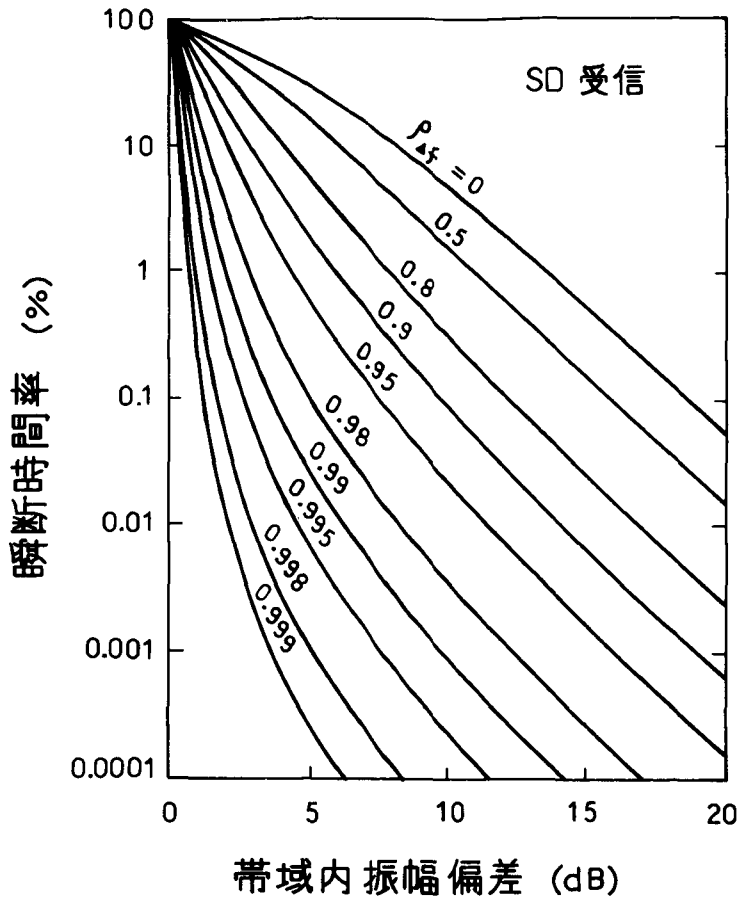


図 2.12 帯域内振幅偏差の分布

(iii) 波形ひずみによる瞬断時間率

波形ひずみによる瞬断率は以上に述べたことから、帯域内偏差の分布 (2.2) ならびに (2.3) を用いて算出できる。たとえば、 $Z = Z_S$ で瞬断となる方式の場合は、単一受信時ならびにスペースダイバーシチ受信時に対し、瞬断率は次式となる。

$$P_{W,S} = P_S(Z = Z_S) = 2 a_S \quad (2.4)$$

$$P_{W,SD} = P_{SD}(Z = Z_S) = 6 a_S^2 - 4 a_S^3 \quad (2.5)$$

ただし

$$a_S = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \frac{1 - Z_S^2}{\sqrt{(1 + Z_S^2)^2 - 4 \rho_{af} Z_S^2}} \right\} \quad (2.6)$$

(iv) スペースダイバーシチによる波形ひずみの改善効果

スペースダイバーシチ (以下 SD と呼ぶ) は、受信電力の改善だけではなく、周波数特性劣化をも改善できる。従って、波形ひずみによる瞬断も改善可能である。瞬

断時間率の改善係数 $I_{W,SD}$ を次式のように定義する。

$$I_{W,SD} \equiv P_{W,S} / P_{W,SD} \quad (2.7)$$

改善係数は、式 (2.4) および (2.5) から計算でき、次式となる。

$$I_{W,SD} = (3a_s - 2a_s^2)^{-1} \quad (2.8)$$

図 2.13 は、これを図示したものである。一般の区間では、 $\rho_{df} = 0.9$ 程度であり 16 QAM 方式では、瞬断に対応する帯域内偏差は 5 dB であるので、約 6 倍程度の改善効果が得られる。

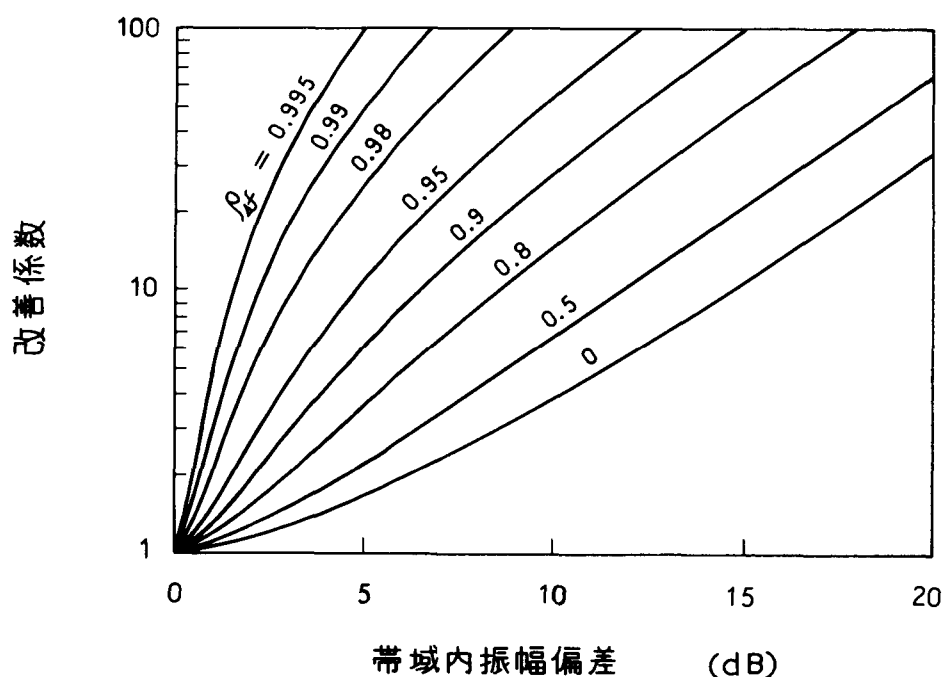


図 2.13 S D による波形ひずみ改善係数

(V) 自動等化器とスペースダイバーシチ併用による相乗効果

周波数選択性フェージングに対しては IF 帯またはベースバンド帯の自動等化器が使用されるがこれと SD を同時に使用した場合は、それぞれを単独に使用した場合に⁽¹⁵⁾⁽¹⁷⁾比べ改善効果が高くなることが知られている。これは、ダイバーシチ受信が浅いフェージングに対する効果が小さくなる事を自動等化器が改善できることに起因していると考えられる。この相乗効果は次式のように定義できる。

$$\xi = \frac{I_{W, SD+EQ L}}{I_{W, SD} \cdot I_{W, EQ L}} \quad (2.9)$$

ξ は 1 より大きい値である。ここで、 $I_{W, SD+EQ L}$ 、 $I_{W, EQ L}$ は SD と EQ L 併用時、EQ L 単独時の瞬断率改善係数であり、各場合の瞬断率 $P_{W, EQ L}$ 、 $P_{W, SD+EQ L}$ と単一受信時の瞬断率 $P_{W, S}$ の比で定義され、次式で与えられる。

$$I_{W, EQ L} \equiv P_{W, S} / P_{W, EQ L} \quad (2.10)$$

$$I_{W, SD+EQ L} \equiv P_{W, S} / P_{W, SD+EQ L}$$

自動等化器による改善効果は、図 2.9 に示されるように、瞬断に相当する帯域内偏差を改善する効果で示すことができる。たとえば、16 QAM 方式の場合の瞬断に対応する帯域内振幅偏差は、IF 帯の自動等化器なしでは 5 dB 程度であったが、IF 帯自動等化器適用時には 8 dB 程度に改善される。自動等化器のある場合の瞬断に対応する帯域内偏差を $Z = Z_{EQ L}$ とすれば、自動等化器のみを使用した場合ならびに EQ L と SD を併用した場合の瞬断率は次式となる。

$$P_{W, EQ L} = P_S (Z = Z_{EQ L}) = 2 a_{EQ L} \quad (2.11)$$

$$P_{W, SD+EQ L} = P_{SD} (Z = Z_{EQ L}) = 6 a_{EQ L}^2 - 4 a_{EQ L}^3 \quad (2.12)$$

ただし

$$a_{EQ L} = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \frac{1 - Z_{EQ L}^2}{\sqrt{(1 + Z_{EQ L}^2)^2 - 4 \rho_{\Delta f} Z_{EQ L}^2}} \right\} \quad (2.13)$$

従って、改善係数 $I_{W, EQ L}$ ならびに $I_{W, SD+EQ L}$ は次式となる。

$$I_{W, EQ L} = P_{W, S} / P_{W, EQ L} = a_S / a_{EQ L} \quad (2.14)$$

$$I_{W, SD+EQ L} = P_{W, S} / P_{W, SD+EQ L} = a_S / (3 a_{EQ L}^2 - 2 a_{EQ L}^3)$$

式 (2.8) (2.14) を (2.9) に代入することにより、相乗効果係数 ξ は次式となる。

$$\xi = (3 a_S - 2 a_S^2) / (3 a_{EQ L} - 2 a_{EQ L}^2) \quad (2.15)$$

これを $I_{W,EQL}$ ならびに $I_{W,SD}$ のみを用いて表現すると次式となる。

$$\xi = I_{W,EQL} / \left[1 + \frac{1}{8} \frac{I_{W,SD}}{I_{W,EQL}} (I_{W,EQL} - 1) \{ 3 - \sqrt{9 - (8/I_{W,SD})} \}^2 \right] \quad (2.16)$$

図 2.14 は相乗効果係数 ξ を算出したものであり、図より $\xi \div I_{W,EQL}$ となることが分かる。これは、自動等化器による改善効果と同程度の改善効果が期待できることを示しており、ダイバーシチと自動等化器を併用した場合の改善効果 $I_{W,SD+EQL} \div I_{W,SD} \cdot I_{W,EQL}^2$ となることを示している。

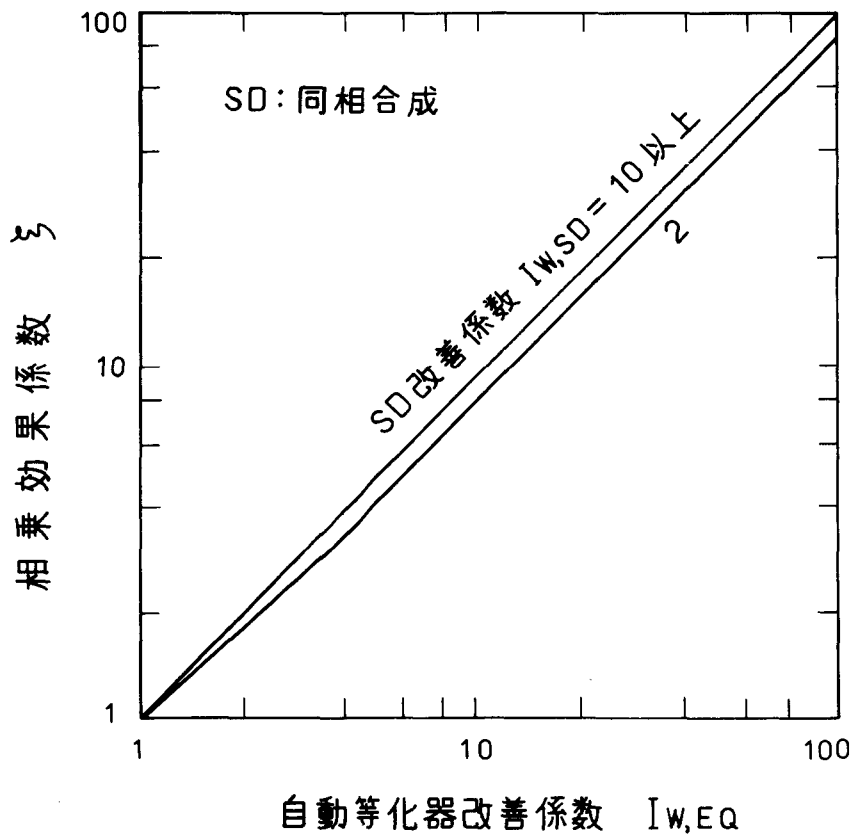


図 2.14 SD と自動等化器併用時の相乗効果

2.2.4 各種の干渉雑音による瞬断

(i) フェージングマージン

各種の雑音によって生じる瞬断はフェージングによって発生する受信レベルの低下に関係しており、瞬断になる減衰量（フェージングマージン）が重要なパラメータとなる。

一般に、マイクロ波帯で発生するフェージングは、レイリーフェージングであり、その発生確率は次の実験式から求めることができる。⁽²⁴⁾

$$P_R = \left(\frac{f}{4} \right)^{1.2} \cdot Q \cdot d^{3.5} \quad (2.17)$$

ここで、 f ：送受信周波数（GHz）

d ：伝ぱん距離（km）

Q ：伝ぱん路係数

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 $Q = 3.7 \times 10^{-7} \times \sqrt{\frac{1}{\bar{h}}}$

ただし $\bar{h} = \frac{h_1 + h_2}{2}$ 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分布となる。そこで、フェージングのない場合の受信電力を C_{R0} とすると、受信電力が C_R になる確率密度関係 $P_S(C_R)$ は

$$P_S(C_R) = \frac{1}{C_{R0}} \exp(-C_R/C_{R0}) \quad (2.18)$$

となる。上式より、受信電界が C_R 以下になる累積確率 $P_S(C_R)$ を計算すると次式で表わせる。

$$P_S(C_R) = 1 - \exp(-C_R/C_{R0}) \quad (2.19)$$

$C_R/C_{R0} \ll 1$ 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。

$$P_S(C_R) = \frac{C_R}{C_{R0}} \quad (2.20)$$

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。この受信電力の許容減衰量をフェージングマージン M_S と称している。この M_S は C_{R0}/C_R と等しいから式(2.20)を M_S で書き換えると、

$$P_S(M_S) = 1/M_S \quad (2.21)$$

となる。この $P(M_S)$ 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 M_S 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 $P(M_S)$ との積で表わされる。

$$P_I = P_R \cdot P(M_S) = \frac{P_R}{M_S} \quad (2.22)$$

一方、スペースダイバーシチ受信時の受信レベルがフェージングマージン M_{SD} 以下となる確率は次式となる。⁽²⁹⁾⁽³⁰⁾

$$P_{SD}(M_{SD}) = \frac{1}{1 - \rho_{SD}} \cdot M_{SD}^2 \quad (2.23)$$

ここで P_{S0} は2面のアンテナで受信した信号の相互相関係数であり空間相関係数と呼ばれる。

(ii) ダイバーシチによるフェージングマージン改善量

従来、ダイバーシチ効果は同一フェージングマージンを有する単一受信方式とダイバーシチ受信方式の瞬断率の比で定義されていた。しかし、ダイバーシチ受信を標準装備する場合は、同一瞬断率を満たす単一受信方式とダイバーシチ受信方式の所要フェージングマージン[dB]の差を用いた方が以下の改善量の算出に適している。

フェージングマージン改善量 ΔM_{SD} を同一瞬断率を満足する単一受信方式とダイバーシチ受信方式の所要フェージングマージン M_S , M_{S0} [dB]の差で定義すると、 ΔM_{SD} はレイリーフェージングに対し次式で与えることができる。

$$\Delta M_{SD} = 5 \log_{10} \left[\frac{1 - \rho_{SD}}{P_0} \right] \quad (2.24)$$

$$P_0 \leq 1\%$$

ここで P_0 はフェージング時の許容瞬断率を示し、次式で定義される。

$$P_0 \equiv P_{hop} / P_R \quad (2.25)$$

ただし P_{hop} は 1 区間に許容された瞬断率であり，CCIR 規格では回線長 2,500 km に対し 0.05 % が定められており，一般に 1 区間に対しては距離配分される。従って，中継距離を L (km) とすると次式となる。

$$P_{hop} = 0.05 \times 10^{-2} \cdot L / 2500 \quad (2.26)$$

図 2.15 は (2.16) を計算した例を示したものである。

平野 50 km 区間では $P_0 = 0.15\%$ 程度になるので，SD によりフェージングマージンは 13 dB 程度改善できる。

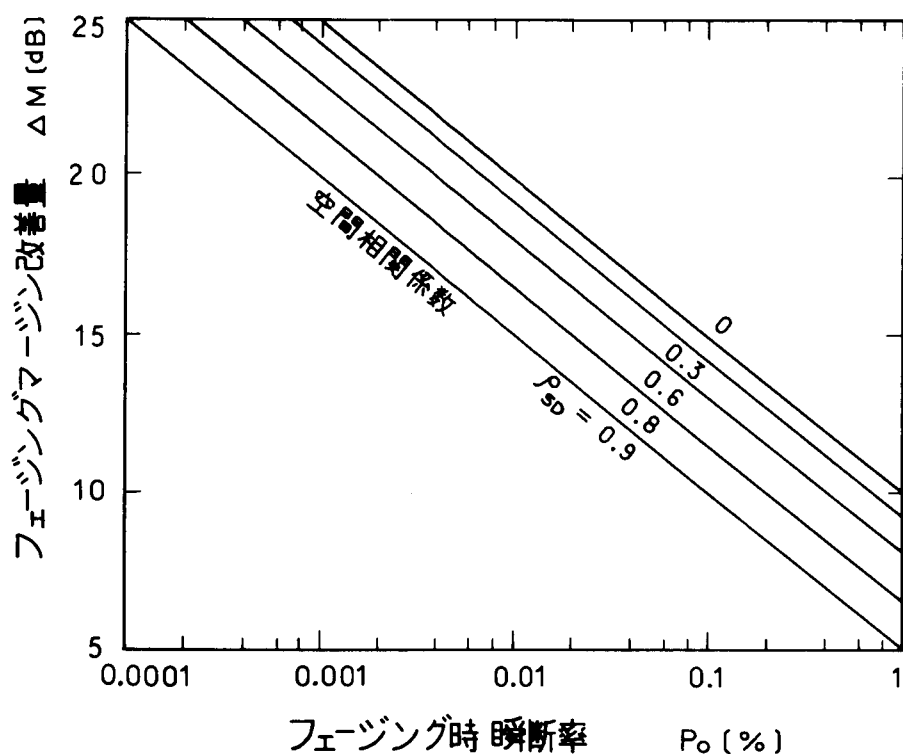


図 2.15 フェージングマージン改善量

(iii) 直交偏波間干渉

近年，超多重 FM 及びディジタ方式の開発にともない，フェージング時 XPD 特性のシステム設計へ与える影響の大きさが問題となってきた。そのため各所において伝搬試験が実施され，その特性の解明が急がれている。現在までに明らかになった結果によれば， XPD 特性は使用するアンテナ特性とフェージングマージンに存在し，次式で表わさ

れる。⁽²²⁾⁽²³⁾

$$\begin{aligned} XPD(Fd, Q_0) &\cong XPD_0 + C - M \\ &= Q_0 - M \end{aligned} \quad (2.27)$$

但し,

XPD_0 : 定常時アンテナの XPD

C : アンテナの交さ偏波指向性先鋭度で定まる定数

$$Q_0 = XPD_0 + C$$

である。

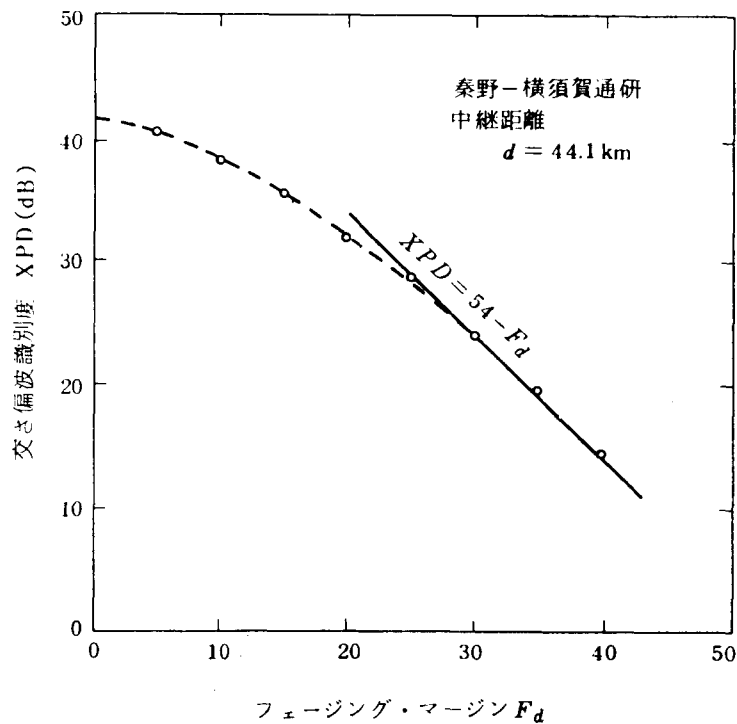


図2.16 フェージング・デプスと交さ偏波識別度の関係

図2.16は周波数4GHz, $XPD_0 = 42$ dBのアンテナを用い, 中継距離 $d = 44.1$ kmの実験回線で得られた XPD 特性の測定例であり, ほぼ $XPD = 54 - M$ で近似される。これより直交偏波間識別度に対するダイバーシチ改善量 ΔXPD [dB] は次式となる。

$$\begin{aligned} \Delta XPD &\equiv XPD(M_{SD}) - XPD(M_S) \\ &= \Delta M_{SD} \end{aligned} \quad (2.28)$$

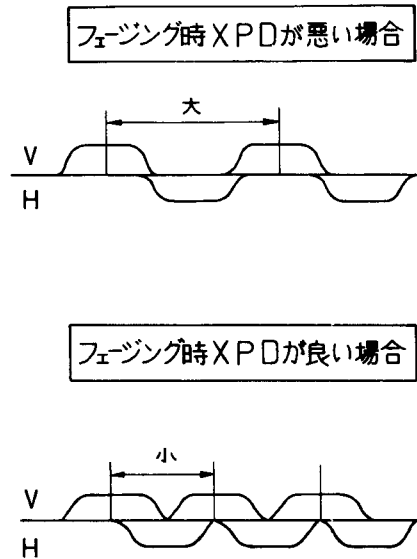


図2.17 フェージング時XPDと周波数間隔

すなわち、フェージング劣化量 ΔXPD はフェージングマージン改善量 ΔM_{SD} と等しいことがわかる。

一般に、フェージング時XPDが劣化した場合は、図2.17に示すように隣接チャンネルの周波数間隔を広げる必要があるため周波数利用効率が低下する。この周波数間隔は、伝送路を構成する分波器などのフィルタによって異なり、フィルタの特性とチャンネル間隔 fd の関数である。この改善量 $IRF(fd)$ は次式で表わされる。

$$IRF(fd) = \frac{1}{2T} \int_{-\infty}^{\infty} |T(f) \cdot R(f - fd)|^2 df \quad (2.29)$$

但し、

$T(f)$ ：基底帯域表示した送信振幅スペクトル関数

$R(f)$ ：基底帯域表示した受信振幅スペクトル関数

図2.18は、 D/U を最大にする伝送路設計、すなわち総合伝送特性 $X(f)$ に対して送信、受信の各伝送路特性として $\sqrt{X(f)}$ を割り当てるフィルタ構成とした場合のチャンネル間干渉改善特性を示す。ローカルオフ率としては、小さい程干渉が軽減できるが、実現が難しくなるので $a = 0.5$ がよく使用されている。

図2.19は、周波数利用効率とフェージング時XPDの関係を示したものである。単一受

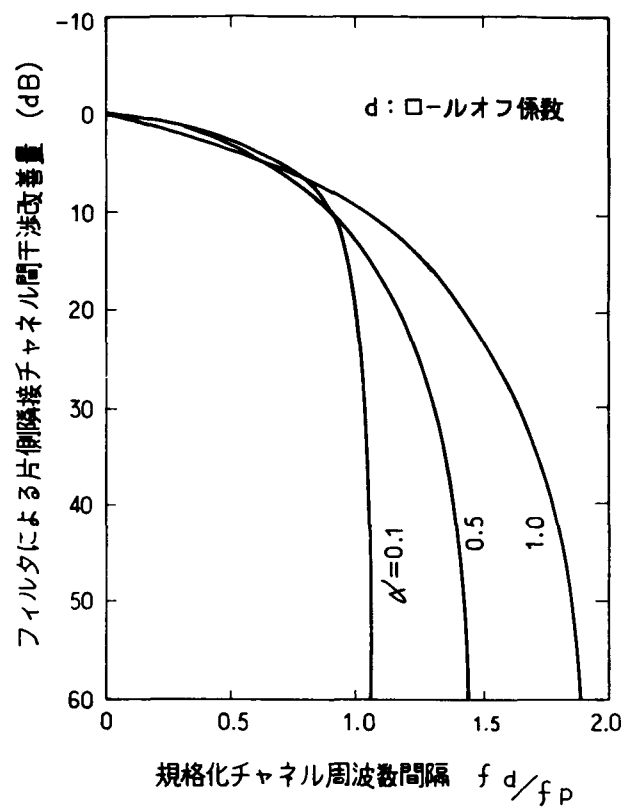


図 2.18 各種伝送系のフィルタによるチャネル間干渉改善特性

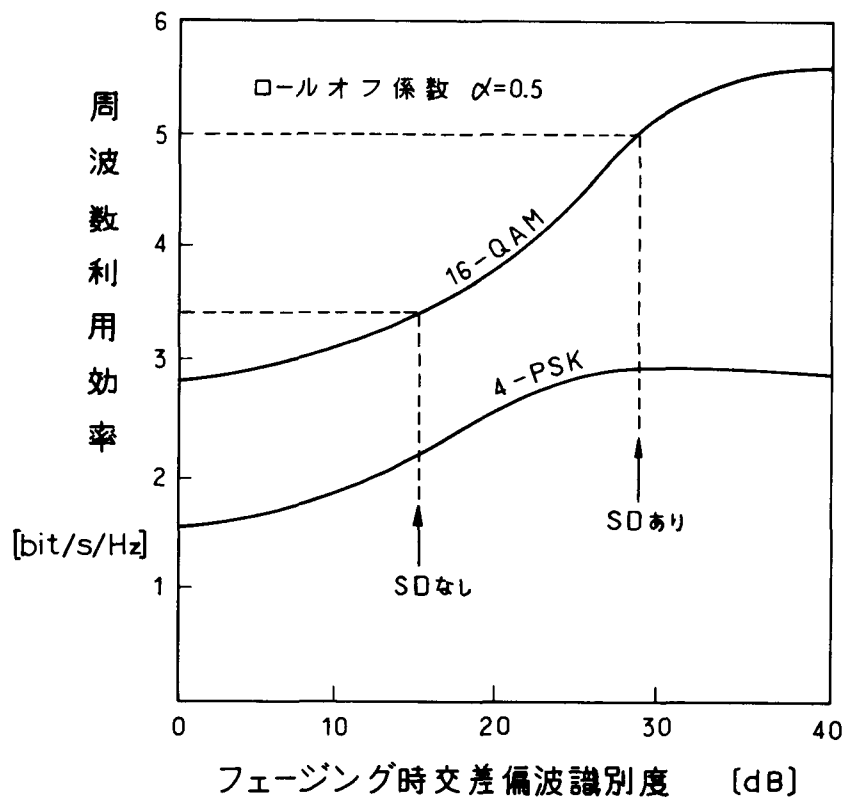


図 2.19 フェージング時 XPD と周波数利用率

信時のフェージング時識別度，ならびにダイバーシチ受信時のフェージング時識別度 $XPD(M_S)$ ， $XPD(M_{SD})$ を同時に示している。図より以下のことがわかる。

- (a) 周波数利用効率の高い変調方式を使用する場合は，ダイバーシチ受信によるフェージングマーシンの改善すなわちフェージング時 XPD の改善が不可欠である。
- (b) 周波数利用効率向上のためにはフェージング時 XPD 特性の良いアンテナ ($XPD + C$ が 50 dB 以上) を用いる必要がある。このためには，定常時識別度 XPD_0 の改良またはアンテナの直交偏波パターンの改良が必要である。

(iv) 分岐干渉

デジタルマイクロ波方式は既存の FM 方式との共存条件を満足する必要がある。図2.20に示すように異ったルートの同一周波帯をデジタル方式と FM 方式で共存する必要が生じる。許容フェージングマーシンを大きくした場合は，分岐角 θ を大きくする必要があり面的利用効率が低下するため，検討を加える必要がある。デジタル方式から FDM-FM 方式に対して許容される干渉は次式となる。

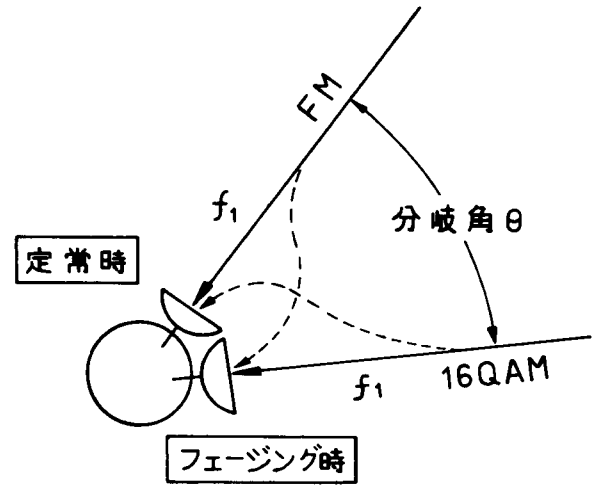


図2.20 FM方式との共存

$$S/I < \Delta P_r + D_\theta + (IRF)_{D \rightarrow F} \quad (\text{dB}) \quad (2.30)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} S/I : \text{FM 方式の他方式干渉に対する配分値} \\ \Delta P_r : P_{rf} \text{ (FM 方式の標準受信入力)} - P_{rD} \text{ (デジタル方式の標準受信入力)} \\ D_\theta : \text{アンテナ指向性減衰量} \\ (IRF)_{D \rightarrow F} : \text{デジタル方式} \rightarrow \text{FM 方式の干渉軽減係数} \end{array} \right.$$

一方，FM 方式からデジタル方式に対して許容される干渉は次式となる。

$$C/I < -\Delta P_r - M + D_\theta + (IRF)_{F \rightarrow D} \quad (2.31)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} C/I : \text{デジタル方式の他方式干渉に対する配分値 (フェーシング時)} \\ M : \text{フェーシングマージン} \\ (IRF)_{F \rightarrow D} : \text{FM方式} \rightarrow \text{PCM方式の干渉軽減係数 (0 dB)} \end{array} \right.$$

図2.21には所要のアンテナ指向性減衰量を示す。単一受信に比べ、ダイバーシチ受信により、16QAM方式では送信電力を7 dB低下できる。また、分岐角を約 $1/3$ に減少できることがわかる。

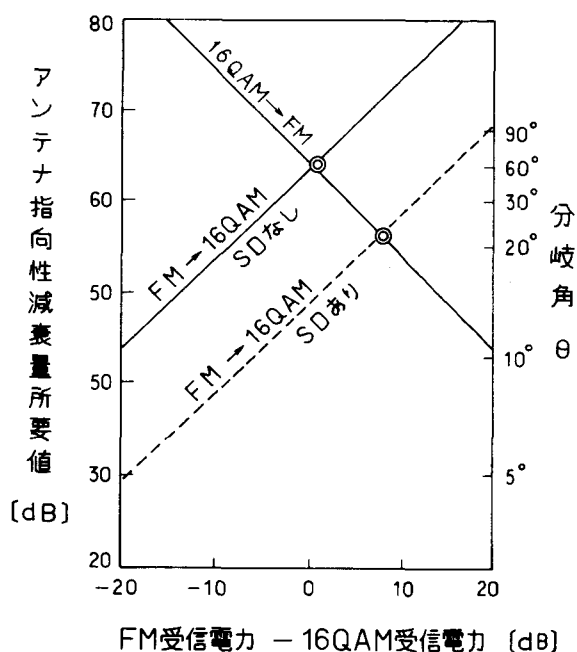
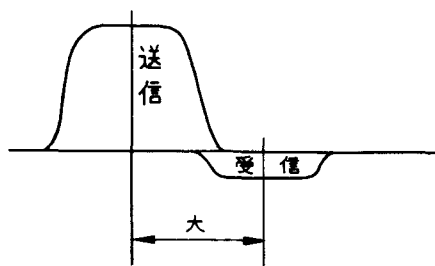


図2.21 所要のアンテナ指向性減衰量

フェーシングマージンが大きい場合



フェーシングマージンが小さい場合

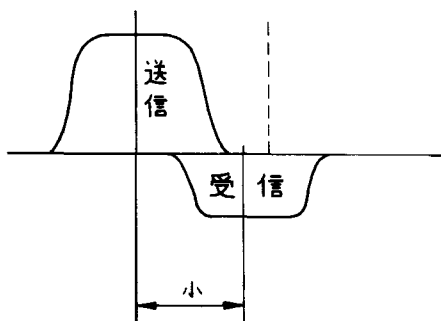


図2.22 送受周波数間隔とフェーシングマージン

(V) 送受間干渉

フェーシングマージンを大きくすると、図2.22に示すように送受受信号間の干渉が大きくなり、周波数間隔を大きくする必要がある。送受間干渉は次式で与えられる。

$$C/I = D_{TR} - \Delta L + IRF(\Delta F) - M \quad [\text{dB}] \quad (2.32)$$

ここで,

C/I	: 送受間干渉
D_{TR}	: 送受アンテナ結合量
または	
ΔL	: 送受レベル差
$IRF(\Delta F)$	: フィルタによる干渉軽減係数
M	: フェージングマージン

ダイバーシチ受信によるフェージングマージンの減少により送受間干渉が改善される。図2.23は所要の送受周波数間隔を示したものである。16QAM方式の場合ダイバーシチ受信により所要の送受周波数間隔を約20%減少できることがわかる。

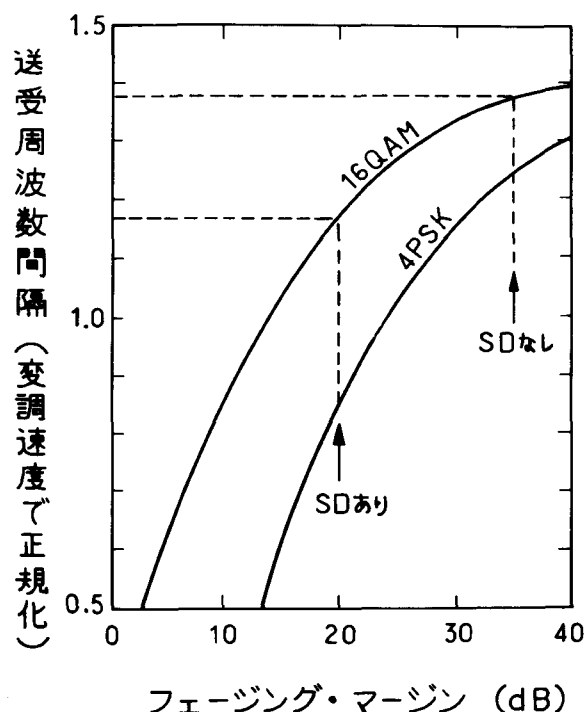


図 2.23 送受周波数間隔

2.2.5 最小振幅偏差スペースダイバーシチ

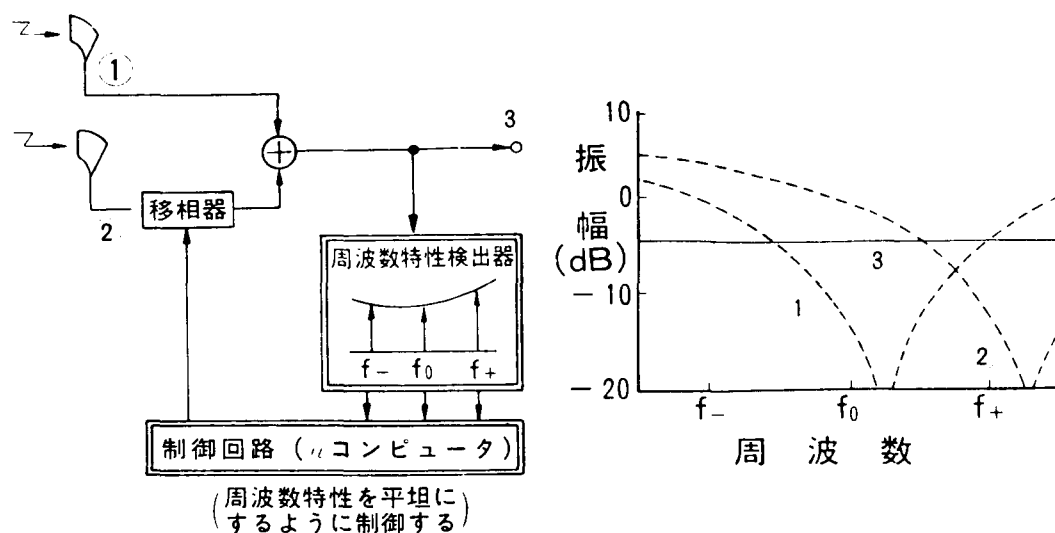
以上に述べたように、スペースダイバーシチ方式 (SD方式) は、デジタルマイクロ波方式に対して有効な方法であることがわかる。しかし、上で述べたSD方式は受信レベルを改善する方法であり、波形ひずみに対しては必ずしも最適な方法ではない。波形ひずみに対しては、レベルよりもむしろ帯域内の周波数特性を良くする合成法が適している。^{(25)~(28)}この方法を最小偏差合成と名づけた。図2.24にその構成を示す。以下にこのSD方式に対する動作ならびに特性を述べる。

(i) 動作

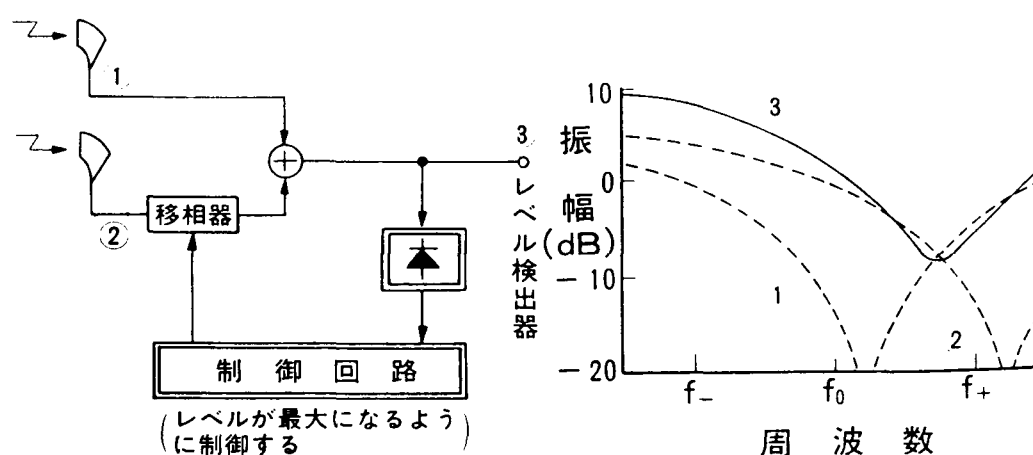
マイクロ波伝搬路において、屈折層あるいは海面等の反射面が存在すると、マルチパスによるフェージングが生ずる。屈折層あるいは反射面を介して受信される干渉度は、直接波と遅延時間差 τ を持ち、直接波との振幅比を ρ とすると、受信波 R_1 は、

$$R_1 = 1 + \rho e^{j\omega\tau} \quad (2.33)$$

で表わすことができる。直接波と干渉波は周波数に比例した位相差をもつ。このため、 R_1 の振幅は受信帯域内で図2.24の①又は②に示すように、大きな偏差を生ずる。



最小偏差合成



従来の同相合成

図 2.24 スペースダイバーシチの構成と周波数特性

スペースダイバーシチ方式においては、主アンテナと受信レベルの相関が小さい位置に副アンテナを設ける。副アンテナの受信波 R に含まれる干渉波形分は、主アンテナの信号 R_1 の干渉波と振幅はほぼ等しく、遅延時間差 $\Delta\tau$ を持つと考えられるので、 R_1 は次式で示される。

$$R_2 = 1 + \rho e^{j\omega(\tau + \Delta\tau)} \quad (2.34)$$

同相合成 SD は、2つの受信波 R_1 、 R_2 を同一位相で電力合成し、受信帯域内の電力

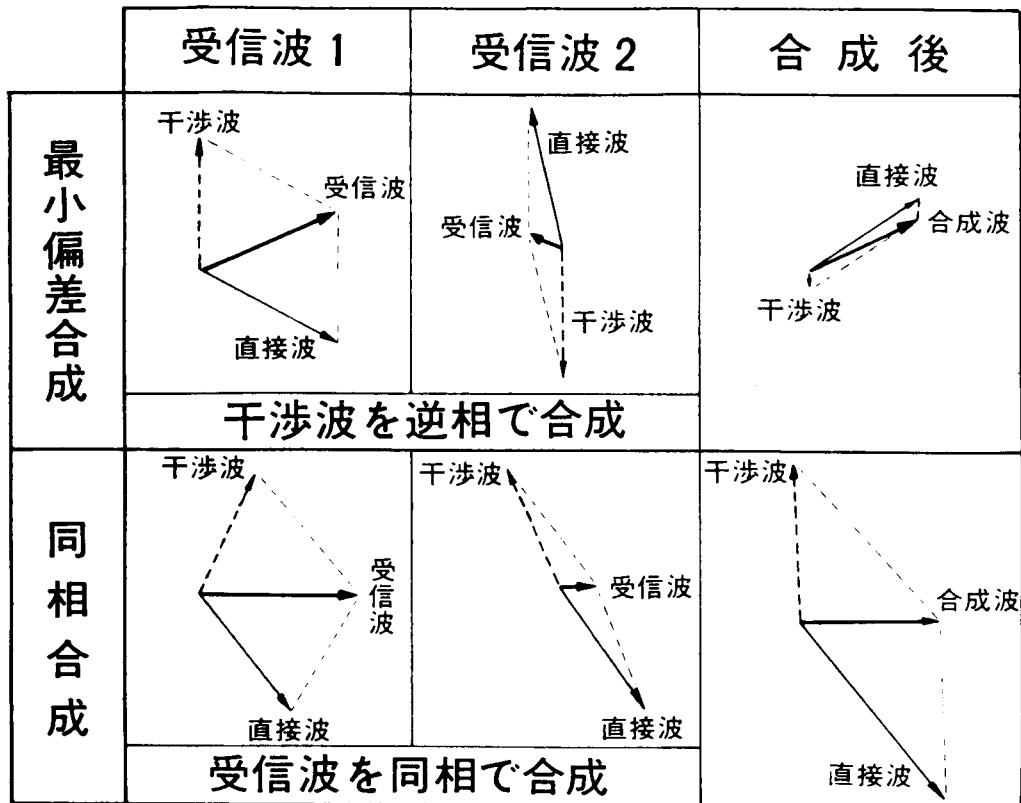


図2.25 スペースダイバーシティ合成法の比較

を最大になるように動作する。その様子を示した図2.25からわかるように、合成後の信号に干渉波成分が残留する。このため、帯域内の振幅特性は図2.24の③に示すように周波数特性を持つ。この結果、熟雑音より周波数特性の影響を受けやすい方式、例えば周波数利用効率の高いデジタル方式に同相合成SDの適用は最適とは言えない。

そこで、フェージングによる受信レベル低下の救済を目的とした同相合成以外に、2つの受信信号の干渉波成分を相殺し、周波数特性の改善を図る合成方法が考えられる。図2.25(b)に示すように、受信信号 R_2 は、その干渉成分 B_2 が、 R_1 の干渉波成分 B_1 と逆相になるように R_1 と合成される。その結果、合成後の信号は直接波成分 $A_1 + A_2$ となり、帯域内の振幅特性は、図2.24の③で示すように平坦になる。

なお、この方法で2つの受信アンテナへの入射条件が同一になった場合、干渉波同志を逆相にすると、直接波も相殺され、信号が消えてしまう問題が残る。そこで、合成後の信号があるレベル以下に低下する場合に同相合成に切替える必要がある。

(iii) 特 性

フェージングシミュレータを用い、実験を行った。信号は5GHz帯、50%ロールオフ、

200 Mb/s, 16QAM 信号を用いた。また熱雑音余裕は 30 dB である。なお、移相器制御回路は、制御アルゴリズムに柔軟性を持たせるため、マイクロコンピュータを用いている。プログラムサイズは 1 KBite, 制御速度は 1 msec でフェージングへの応答速度としては十分である。

同相合成 SD ならびに最小偏差の SD の受信電力, 帯域内振幅偏差, 符号誤り率の実時間データを図 2.26 に示す。合成受信電力は, 同相合成 SD が最小偏差 SD に対し常に大きい。一方, 帯域内振幅偏差は, 同相合成 SD が入射条件により数 dB 以上の値を示すのに比べ, 最小偏差 SD では, ほぼ平坦な特性を示している。その結果, 符号誤り率は同相合成 SD がかなり大きな時間率で誤りを生ずるのに対し, 最小偏差 SD は, 2 つのアンテナで同一入射条件になったために同相合成に切替えた時期を除き, ほとんど誤りを生じていない。

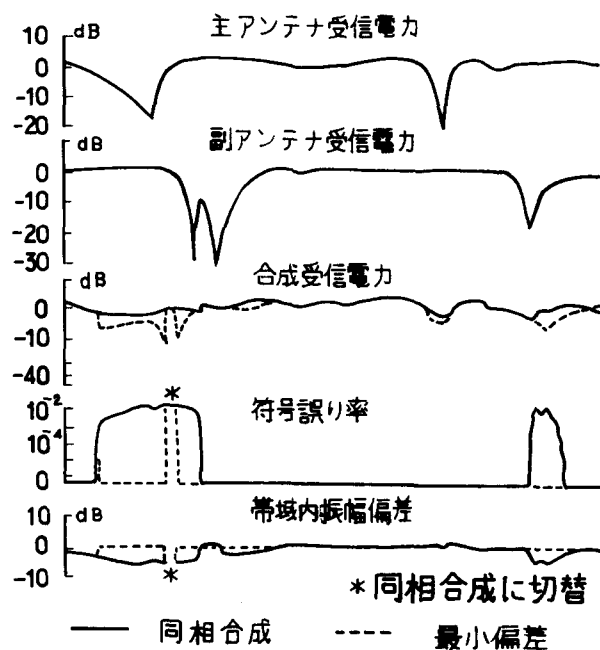


図 2.26 実時間データ

さらに長時間に亘り測定した結果を, 図 2.27, 2.28 に示す。直接波と干渉波の遅延時間差は 3 nsec に固定した。図 2.27 に示す受信電力分布は, 同相合成 SD がほとんど 10 dB 以上の減衰を生じないのに対し, 最小偏差 SD においては, 20 dB 以上の減衰が 0.1 % の確率で生じている。ここでは最小偏差 SD は, 2 つのアンテナが同一入射条件時には前述のように同相合成 SD に切替えている。

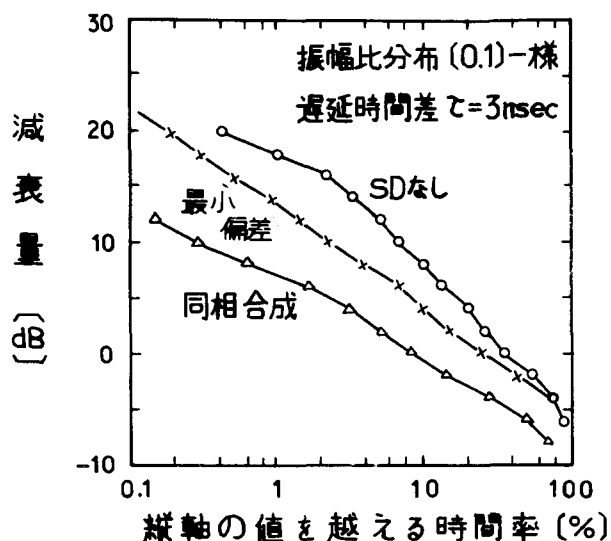


図 2.27 減衰量の分布

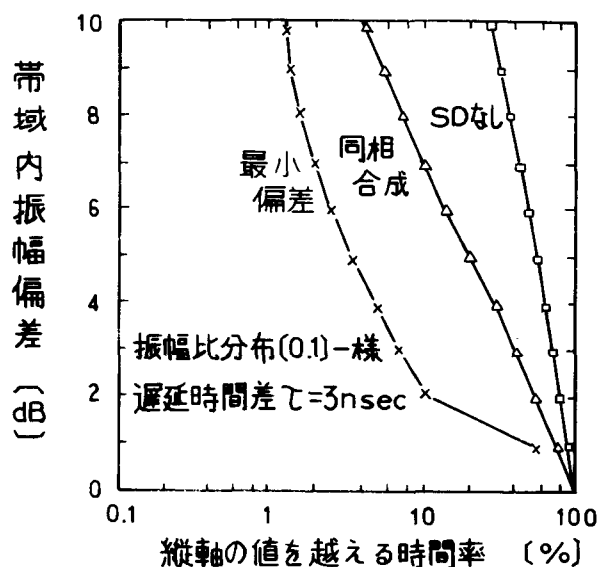


図 2.28 帯域内振幅偏差の分布

また、帯域内振幅偏差の分布を図 2.28 に示す。16QAM 信号では、帯域内振幅偏差が 5 dB を越えると、 10^{-4} 程度の誤り率を生ずる。5 dB 点において同相合成 SD は単独に比べ 3 倍、最小偏差 SD はさらに 8 倍の改善度がある。

遅延量を変えた場合の SD なしに対する同相合成 SD、最小偏差 SD の瞬断率改善度を図 2.29 に示す。比較的小さな遅延に対しては同相合成 SD も大きな改善効果を示すが、大きな遅

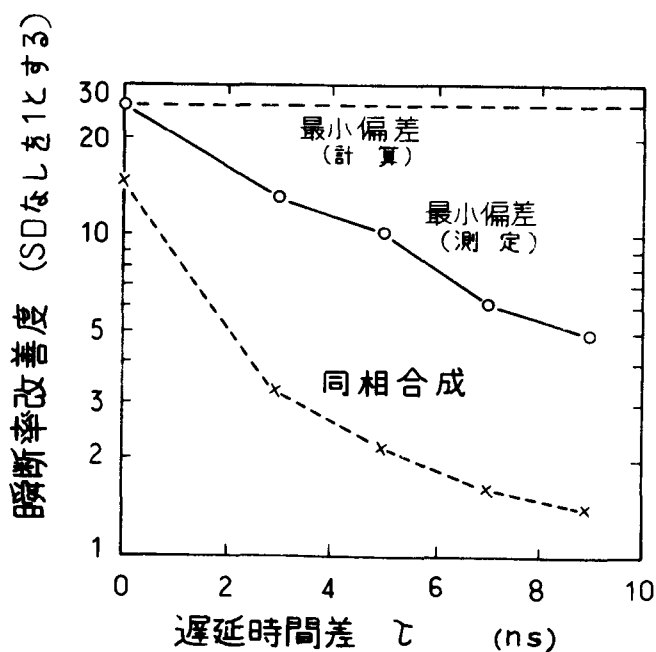


図 2.29 遅延時間差に対する瞬断率改善度

延に対しては改善効果は急激に低下する。一方最小偏差 SD は、常に干渉度を消去する動作をするため、遅延時間差が増大しても改善効果は低下しにくい。ただし、実験系の不完全さにより遅延時間差が長くなる程干渉波の逆相打消が不十分になるため、実際に

は図に示すように遅延量が大きくなるに従い、改善度は低下する。しかし、同相合成 SD に比べ、遅延の大きい場合の改善度は大きい。

以上に述べたように、最小偏差 SD 方式は帯域内周波数特性改善効果にすぐれているため、従来の同相合成 SD に比べ著しい瞬断率改善効果が得られる。

2.3 10GHz 以上の周波数帯を用いた方式

2.3.1 降雨減衰

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。⁽⁴¹⁾

$$p(R) = \frac{\beta^\nu}{\Gamma(\nu)} R^{\nu-1} \exp(-\beta R) \quad (2.35)$$

ここで ν , β は分布のパラメータ

上式の ν の推定値は地域により異なり、日本においては、 ν は 0.005 から 0.01 であり、平均は、0.0075 である。また、年間では夏季 3 ヶ月（7 月～9 月）と同程度の降雨が 4 ヶ月相当あり、年間の確率値は夏季 3 カ月の確率値の 1/3 で与えられる。

$\nu = 0.0075$ の場合のガンマ分布の P % 値 Γ_P は次式で近似される。

$$\Gamma_P = -0.425 - 0.514 \log P + 0.013 (\log P)^2 \quad (2.36)$$

従って、降雨強度の確率分布の年間の P % 値 R_P は次式で与えられる。

$$R_P = R_0 \Gamma_P \quad (2.37)$$

ここで、 R_0 は降雨強度の年間の 0.0025 % 値（夏季 3 ヶ月の 0.0075 % 値に相当）を表わす。

次に、降雨強度 R (mm/hr) 対減衰量 Z_0 (dB/km) の関係は次式で近似できる。

$$Z_0 = \gamma R_P \quad (2.38)$$

ここで γ は電波の周波数により決まる定数であり、実際的な γ の値は次式で近似される。

$$\gamma = 0.0464 \times f^{1.676} \quad (17.7 \leq f \leq 21.2 \text{ GHz}) \quad (2.39)$$

図 2.1 にはこの関係を示した。

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 (2.37) で示される降雨量の P % 値 R_P を式 (2.37) 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。

$$Z_P = Z_{0P} d K_P \quad (2.40)$$

ここで、 Z_{0P} : 降雨強度 R が区間内で一様の場合の 1 km 当りの減衰量の P % 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 km で 0.91, 6 km で 0.85 程度である。

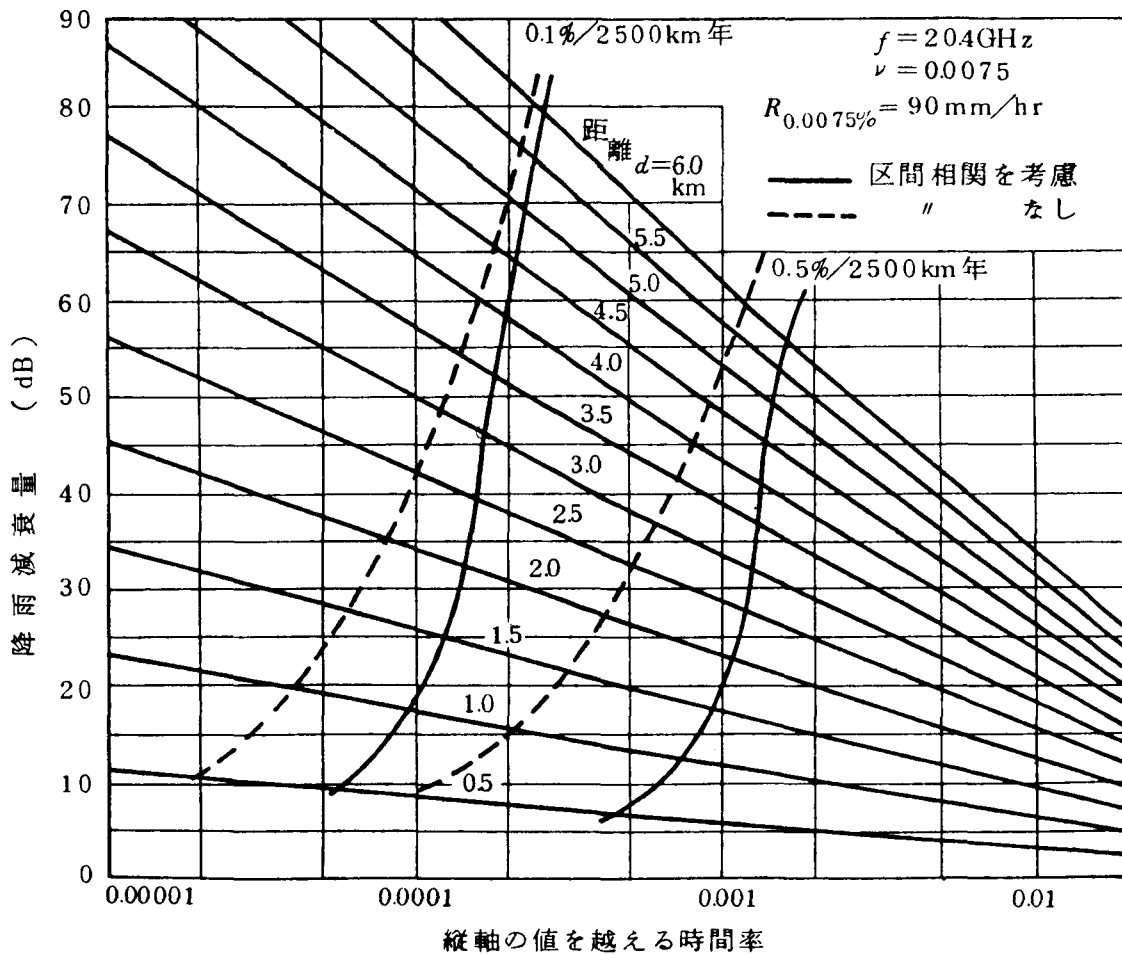


図2.30 降雨減衰量の累積確率分布

式(2.40)の例として周波数20GHz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2.30に示した。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90mm/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10GHz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(2.31)から求まる。

10GHz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生じる。これらの減衰量の周波数特性を図2.1に示す。

2.3.2 中継距離

降雨による回線断率を0.1%/2,500kmとした時の20GHz帯無線方式の中継間隔 d は降雨減衰マージン M_s をパラメータとして図2.31から求まる。

他の周波数帯も同様にして、降雨減衰量の累積分布曲線および大気中の減衰特性から、

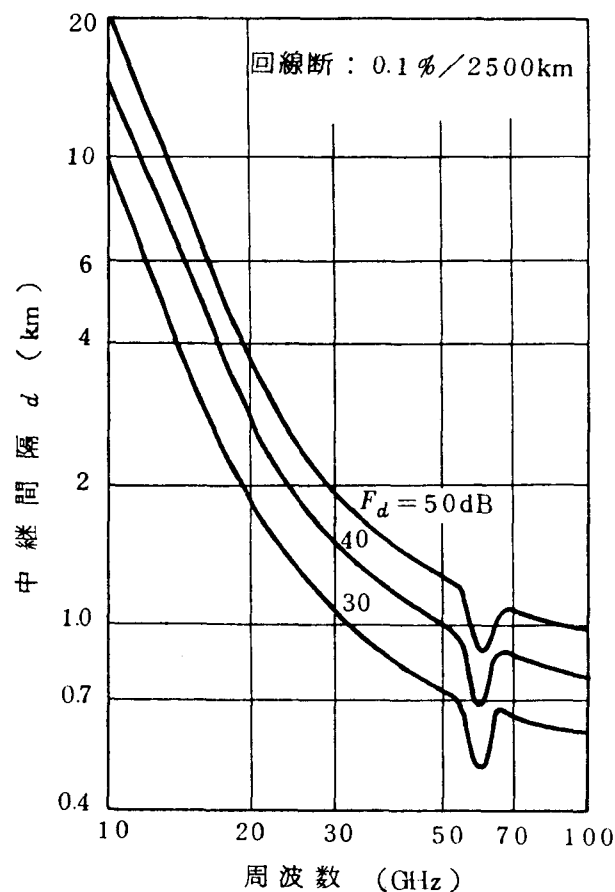


図2.31 降雨減衰マージン F_d と中継間隔 d との関係(10GHz以上)

中継間隔 d が減衰マージン M_S をパラメータとして求まる。図 2.31 は許容回線断率が 0.1 % / 2,500 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 M_S である。ここで交差偏波識別度の劣化は無視している。

一方、 M_S はアンテナと中継装置の特性で定まり、20 GHz 帯では 40 dB 程度である。従って 20 GHz 帯では中継間隔は 3 km 程度となる。

2.3.3 20 GHz 帯を用いたデジタル無線伝送方式

20 GHz 帯を用いたデジタル無線伝送方式（20L-P1 方式）の主要諸元を表 2.2 に示す。この方式は、20 GHz 帯を用いて 1 無線帯域当り 400 Mb/s（電話換等で 5760 ch）伝送が可能であり長距離基幹回線用として使用される。17.7 GHz ~ 21.2 GHz の 3.5 GHz 帯域に 8 現用無線回線と 1 予備回線を伝送している。変調方式としては 4 相位相変調同期検波方式を用いて各局において検波再生を行っている。中継距離は降雨減衰による回線品質の低下を避けるため標準 3 km となっている。回線品質は CCIR で規定されている 2500 km 標準擬似回線の不稼働率 0.3 % を満足している。使用アンテナは、直径 1.8 m のカセグレンアンテナを使用している。

送受信装置は全固体化され、送信局部発振器にはインパットダイオードを、受信局部発振器にはガイダイオードを使用しており、送信出力は +22 dBm（150 mW）を得ている。IF 回路は MIC 化（マイクロ波 IC 化）されている。この結果、中継器の高信頼性、小形化低消費電力化が達成された。送受信器は、送信盤、受信盤、復調盤、電源盤の 4 盤から構

表 2.2 主要諸元（20 GHz 帯を用いたデジタル方式）

周 波 数	17.7 ~ 21.2 GHz
システム数	現用 8 , 予備 1
中継距離	標準 3 km
変復調方式	4-PSK 直接変調・同期検波
伝送容量	400 Mb/s システム当り
送信出力	+22 dBm
受信雑音指数	10 dB
アンテナ	1.8 m ϕ カセグレン
不稼働率	0.3 % / 2500 km・年
回線品質（定常時）	BER 10^{-7} / 2500 km 以下

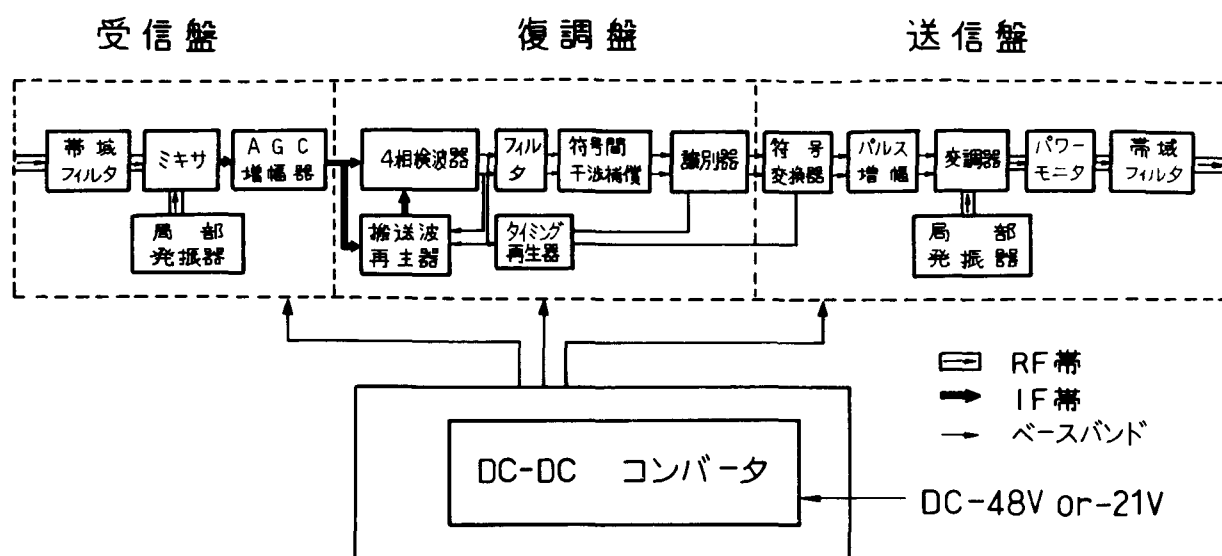


図 2.32 ブロック図 (20GHz 帯を用いたデジタル方式)

成され、それぞれの盤は $350 \times 91 \times 400 \text{ mm}^3$ の大きさである。中継器総合の重量は合計 24 kg であり、平均 6 kg である。送受信器のブロックダイアグラムを図 2.32 に示す。

2.4 中継方式

2.4.1 各種の中継方式

各種の中継方式を図 2.33 に示す。検波再生方式は、位相変調された信号を検波器によってベースバンド帯に落とし、識別器によって識別再生し伝送路の雑音ならびに波形ひずみを成形した後、変調器を用いて雑音のない位相変調波を作る方式であり、中継毎に伝送路のひずみならびに雑音を除去できる方法であるため中継方式としては最も特性の勝れたものである。しかし、変調波を一度ベースバンドに落した後に処理するため、中継装置が大形化するという欠点がある。非再生方式は、各中継所に線形増幅器を設け、伝送路での減衰を補正して次の伝送路に送り出す方式であり、これを数中継した後、1 台の検波再生中継器を用いて再生されたベースバンド信号を得るものであり、各中継器を線形増幅器で実現できるため、装置の小形、経済化が図れる。しかし、伝送路上に発生する雑音の除去が困難であるため、多中継時の雑音相加の問題がある。直接位相再生方式は、位相変調波を搬送波のままで識別・再生が可能な直接位相再生器を各中継所に使用する方法であり、中継装置が小形化できるだけでなく、中継毎に識別・再生が可能であるという特徴を有して

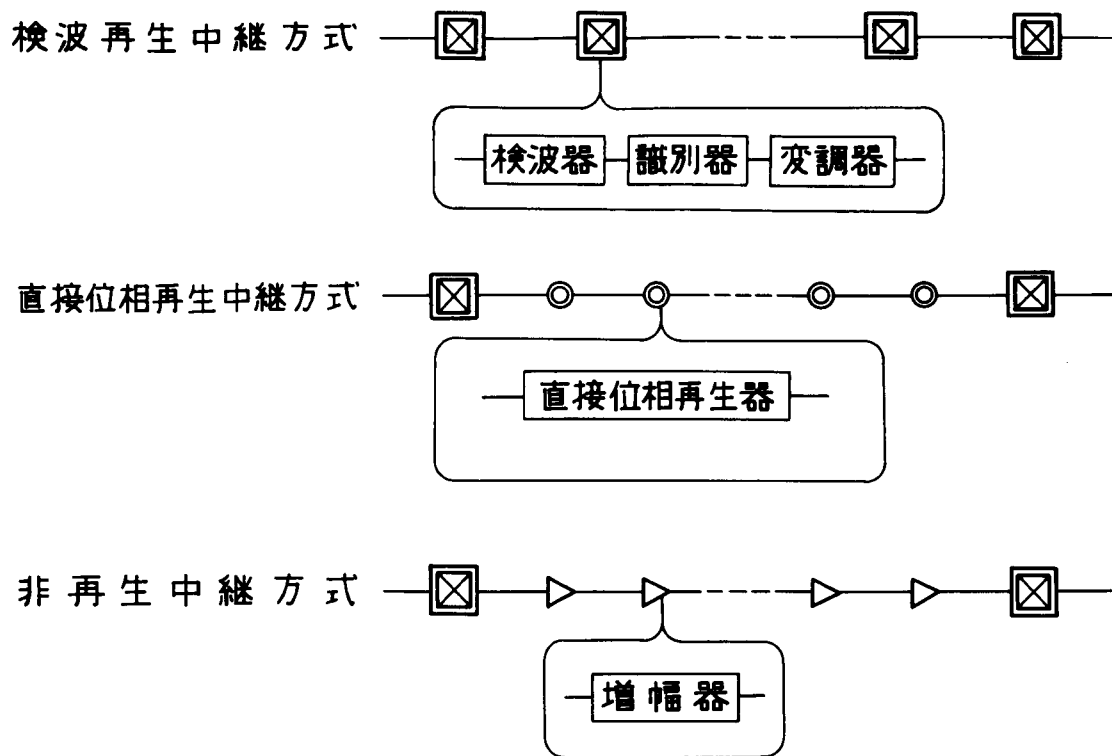


図2.33 各種の中継方式

いる。

2.4.2 回線品質規格

伝送路の回線品質の規格は CCITT ならびに CCIR の勧告に定められており、各国の規格もまたこれに準拠して定められている。無線伝送路を用いて電話を伝送する場合の規格は、CCIR に規定されており、これをまとめると表 2.3 のようになる。回線品質規格は次の 2 つに大別できる。

(i) 不稼動規格

(ii) 瞬断規格

(i)の不稼動規格は回線が不稼動となる時間率を規定するものであり、回線長 2,500 km の標準擬似回線において年間 0.3 % の時間率が許容されている。また、回線が稼動していない状態すなわち不稼動の規定も詳細に定義されており、回線断の状態が10秒以上継続するかもしくは同期が外れていないことが稼動している条件となっている。

(ii)の瞬断規格は、回線が稼動していない状態を除いた状態すなわち稼動時に対する回線の品質を規定するものであり、次の 2 つの規定がある。

表 2.3 回 線 品 質 規 格

	瞬 断 規 格		不 稼 動 規 格
	長時間規格	短時間規格	
デジタル方式	いかなる月の1%においても符号誤り率が 10^{-7} 以下であること。	いかなる月の0.05%においても1秒間平均の符号誤り率が 10^{-3} 以下であること。	1年間の99.7%の時間において以下の規格を満足すること。
	(勧告案 AA/9)		(1)10秒以上継続する回線
アナログ方式	いかなる月について1分間平均評価値をとっても20%以上が7500PWを越えないこと。	フェージングの多い1ヶ月の0.01%以上に対し無評価雑音が5msの積分時間で測定し1,000,000PWを越えないこと	断がないこと。
	(勧告 393)		(2)同期が外れていないこと
			(勧告 557)

瞬断規格 ——— 定常時規格（長時間規格又は Low BER 規格）
 ——— 瞬断時規格（短時間規格又は High BER 規格）

定常時規格は回線が劣化していない状態を規定するものであり、回線雑音または符号誤り率がこれ以下の場合には回線が問題なく動作しているという規定となる。また、瞬断時規格は、回線が劣化してはいるが、この劣化に耐え得るという状態を規定するものであり、時間率としては最悪月の0.01%/2,500kmという極めて小さな値を割り振っている。

以上に述べたように、回線品質は種々の観点から規定されており、すべての規定を満足する必要がある。回線ならびに装置設計に際しては、これ等のすべての規格を満足する最も経済的な構成法を明らかにしてゆく必要があるが、一般にはこれ等の一つの規格を満足するように設計を行えば、他の規格が自動的に満足される場合が多い。たとえば、マイクロ波帯を使用したアナログ方式（FM方式）の場合はフェージングによる瞬断が多く、不稼動規格に比べ瞬断規格を満足することが困難である。このうちでも、アナログ方式は中継毎に雑音が相加するため、定常時規格が最も厳しく、これを満足するような設計を行えば、他の短時間規格ならびに不稼動規格は自動的に満足される場合がほとんどである。一方、マイクロ波帯を使用したデジタル方式では各局で再生を行えるので瞬断規格のうち短時間規格が最も厳しく、長時間規格は比較的容易に満足できる。また、20GHz帯を用いたデ

デジタル方式では、降雨による回線断が多く、この回線断は一般に10秒以上の継続時間となるため不稼動規格が最も厳しくなる。

このように、回線規格のどの条件が最も厳しくなるかは、変調方式、無線周波数、使用する装置によって異なる。

2.4.3 直接位相再生中継方式

前節に述べたように、回線品質規格のどれが最も重要であるかは使用する装置によっても異なってくる。たとえば、デジタル方式に非再生方式、直接位相再生方式、検波再生方式を用いた場合もその一例である。回線品質規格とこれらの中継方式の関係を図2.34に示す。従来から広く使用されている検波再生方式は、雑音相加がないため定常時規格に十分な余裕があり、短時間規格に対する余裕が少ない。このため、短時間規格を満足するように中継装置の設計を行えば定常時規格には余裕がありすぎ、定常時特性のみを考えると不経済な中継装置となる。

一方、中継所を多中継した場合においても、短時間規格に相当するような深い減衰はそ

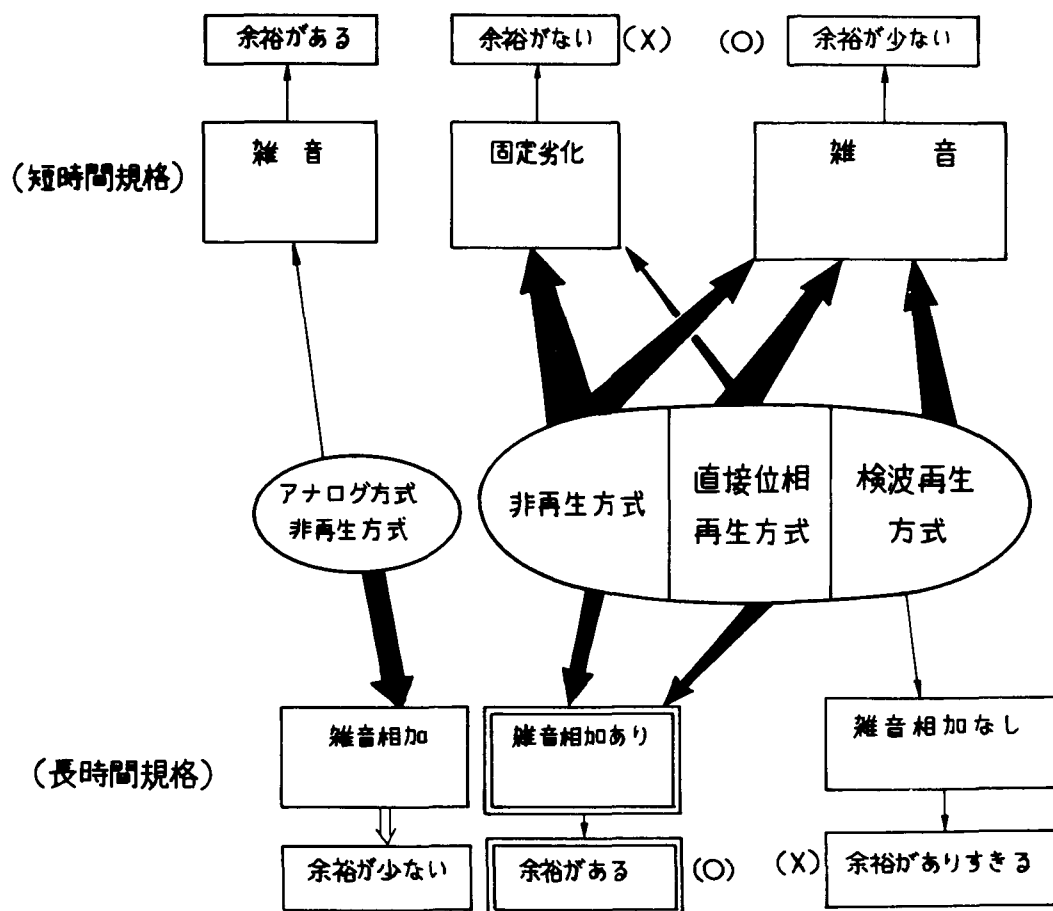


図2.34 中継方式の比較

のうちのどれか一区間でしか発生しておらず、残りの区間で多少の雑音が相加しても回線品質に対しては余り大きな影響を与えない、非再生方式はこのような特徴を利用した方式であり、各局において増幅器のみを用い、各区間における雑音の相加を認める方法である。この方法を使用すれば、定常時雑音は各区間で相加し、定常時規格の余裕が減少するが、この分だけ中継器が簡単化できるため中継装置としては経済性が上がる。しかし、非再生方式では、各中継所において波形再生を行わないため、波形ひずみ（帯域制限）による固定劣化が極端に劣化し、中継距離を大幅に減少する必要がある。

これに対し、直接位相再生方式の場合、非再生方式と同様に各中継区間で発生する雑音は相加され、定常時の余裕は減少するが、デジタル方式ではもともと定常時の雑音余裕が大きいいため、これを無視できる。一方、この方式では非再生方式と異なり、各局毎に波形再生が可能であるため、固定劣化の増加が少なく、短時間規格としては検波再生方式と同程度の特性を満足できる。この結果、中継距離の減少はほとんど考慮する必要がなく、さらに、検波再生中継方式に比べ、直接位相再生方式では中継器が小形、簡易化できるため経済化が可能である。

アナログ方式の場合の特性を図2.34に示すが、アナログ方式の場合は本質的に非再生方式となるため、定常時規格の方が一般に厳しくなり、短時間規格は余裕がありデジタル方式とは逆の関係になる。このように、直接位相再生方式はデジタル特有の定常時規格の余裕をアナログ方式に近づけることによって中継器の小形・経済化に結びつけようとするものであることが分かる。

2.5 結 言

デジタル伝送方式を実現する際に考慮すべきパラメータならびに方式設計法を述べた。特に、使用する周波数帯域をフェージングによる劣化が主要因になる帯域（10GHz未満）と降雨減衰による劣化が主要因となる帯域（10GHz以上）に大きく分け、それぞれ以下のことを明らかにした。

まず、前者では、

- (i) 周波数利用効率の向上が重要課題であり、このためには多値化、ロールオフ成形、ならびに直交偏波の利用が必要となるが、これを妨げる要因としてはフェージングによるマルチパス干渉、直交偏波識別度の劣化がある。
- (ii) フェージング時に発生する伝搬遅延時間差の異なるマルチパス干渉波による劣化はフェ

ージング時に発生する帯域内振幅偏差と大きな相関があることを明らかにした。さらに詳細な検討を加えた結果、瞬断に関係する帯域内振幅偏差は遅延時間差ならびにダイバーシチの有無にかかわらずほぼ一定であり、瞬断率を帯域内振幅偏差の累積分布によって推定することができることを示した。

- (iii) マルチパスフェージングによる劣化を改善する装置としてスペースダイバーシチならびに自動等化器が有効であり、これ等を用いた場合の瞬断率改善効果を明らかにした。さらに、これ等を併用した場合には相乗効果が存在することを理論的に明らかにした。
- (iv) スペースダイバーシチ方式は、マルチパスフェージングによる周波数特性劣化の改善のみではなく、フェージング時直交偏波識別度、FM方式からの干渉等の改善に有効であることを定量的に述べた。また、周波数特性劣化の改善には新しく提案した合成後の帯域内振幅偏差を最小にする最小振幅偏差合成が有効であることを述べた。

さらに後者では、降雨減衰により中継距離が極端に減少し、中継装置の小形・経済化が重要な要素となり、直接位相再生中継方式は、このような場合に有効な方式であることを明らかにした。さらに、回線品質規格からみた直接位相再生器の位置づけを検討した結果、この方法は、デジタル伝送方式では本質的に余裕がある定常規格の一部分を若干劣化させるのみで中継装置の小形・経済化が達成できるものであり、非常に合理的であることを明らかにした。

第3章 直接位相再生器の原理ならびに特性

3.1 緒 言

本章においては、直接位相再生器の動作原理を位相逆転回路という観点からとらえ、入力信号と位相逆転信号の振幅比 m を定義し、位相再生効果と振幅比 m の関係を明らかにする。また、この直接位相再生器が FET を用いて実現できること、さらにはこの再生器の特性ならびに設計法を明らかにする。^{50~54)}

従来の直接位相再生器はエサキダイオードを用いたパラメトリック増幅器を主に使用している。しかしながらダイオードは2端子素子であり、入出力信号の分離のため、サーキュレータ等の使用が不可欠であり、回路規模、調整の面で不利となる。⁽³⁾ この欠点を除去するため、3端子素子である FET を使用して直接位相再生器を構成したのでその動作に関してまず述べる。

FET 直接位相再生器は、入力信号（位相を $+\phi$ と表示する）と、それと同期し、一定位相を有する2通倍搬送波とゲート接合の非線形を用いて周波数混合し、差周波数信号（位相は $-\phi$ となる）を発生させ、 $+\phi$ 位相および $-\phi$ 位相を有する信号の振幅を等しくすることによって実現できる。従って、2信号を等しくするという条件の下で FET 混合器を設計する必要があるが、このような場合についての検討はこれまで十分にされていなかった。

そこで本論文では、まず FET 等価回路を用いた解析を行い、FET 直接位相再生器のゲートバイアス電圧に対する所要局部発振波電力、ゲート電流、利得の関係を明らかにする。次にこれらの関係を用いた設計法について、実際の FET を用いた設計例を示す。

3.2 節では、直接位相再生の原理を位相逆転回路という観点からとらえ、位相再生効果と、振幅比 m の関係を明らかにする。

3.3 節では、位相逆転回路ならびに合成回路を同時に実現する FET 直接位相再生器の提案を行い、その動作の解析を行う。

3.4 節では、FET 直接位相再生器の特性に関して述べる。

3.5 節では、FET 直接位相再生器の設計法を述べる。

3.6 節では、実験結果を述べる。

なお、本章では2相位相変調波を再生する2相直接位相再生器に限って述べ、4相位相再生器については次章で述べる。

3.2 動作原理

2 相位相変調に対する直接位相再生器の原理図を図 3.1 に示す。また各部における信号のベクトル図を図 3.2 に示す。位相再生器入力信号 S_{in} は次式のように示すことができる。

$$S_{in} = S + N \quad (3.1)$$

$$= A \cos(\omega_0 t + \phi) \quad (3.1)$$

ここで S は 2 相位相変調を受けた信号、 N は雑音である。また A および ϕ はそれぞれ入力信号振幅および位相を示し、時間関数である。 ω_0 は搬送波角周波数である。

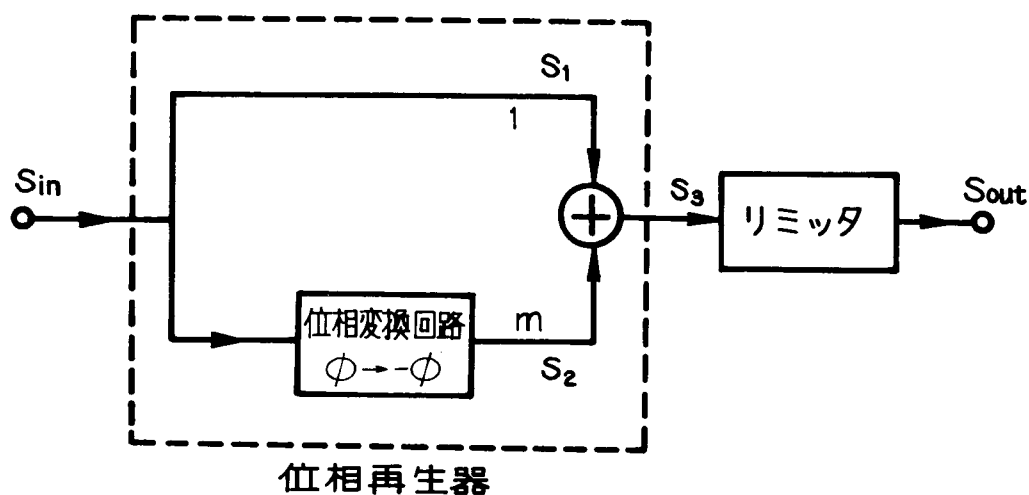


図 3.1 直接位相再生器の原理図

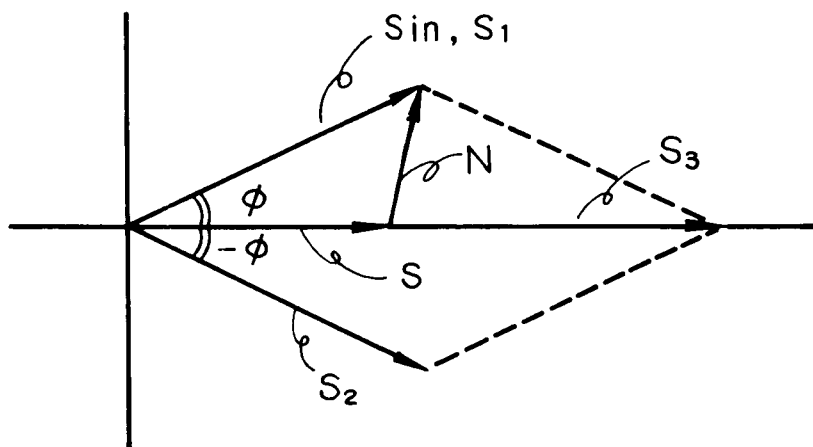


図 3.2 位相再生器のベクトル図

図 3.1 に示すように入力信号を 2 分岐し一方を位相変換回路に加える。ここでは位相変換回路を信号位相 ϕ を $-\phi$ に変換する機能をもつものと定義している。位相変換回路の出力信号 S_2 は、

$$S_2 = B_2 \cos(\omega_0 t - \phi) \quad (3.2)$$

となる。一方、2 分岐したもう一方の信号 S_1 は加算回路に印加され、前述の位相変換回路の出力信号 S_2 と加え合わされる。

$$S_1 = B_1 \cos(\omega_0 t + \phi) \quad (3.3)$$

従って加算回路出力信号 S_3 は、

$$\begin{aligned} S_3 &= S_1 + S_2 \\ &= B_1 \cos(\omega_0 t + \phi) + B_2 \cos(\omega_0 t - \phi) \\ &= \sqrt{(B_1 + B_2)^2 \cos^2 \phi + (B_1 - B_2)^2 \sin^2 \phi} \cdot \cos(\omega_0 t + \Psi) \end{aligned} \quad (3.4)$$

となる。ここで、

$$\Psi = \tan^{-1} \left[\frac{B_1 - B_2}{B_1 + B_2} \right] \tan \phi \quad (3.5)$$

加算器の入力信号振幅 B_1, B_2 が等しいとき、すなわち

$$B_1 = B_2 = B \quad (3.6)$$

のときには式 (3.4), (3.5) は、

$$S_3 = 2B |\cos \phi| \cos(\omega_0 t + \Psi) \quad (3.7)$$

$$\Psi = \begin{cases} 0 & ; -\pi/2 < \phi < \pi/2 \\ \pi & ; -\pi < \phi < -\pi/2, \pi/2 < \phi < \pi \end{cases}$$

となる。式 (3.7) より明らかなように入力信号位相 ϕ は $\pm \pi/2$ を境界として識別され、出力信号位相は 0 または π の位相に固定される。また出力振幅は入力信号の位相変動に従がって、 $|\cos \phi|$ に変換される。すなわち 2 相位相変調波を図 3.1 の破線で囲まれた回路を通す

ことにより位相変動が除去され振幅変動のみを含んだ信号となる。

次に信号 S_3 を振幅リミッタに印加し、振幅変動を除去すると、リミッタ出力信号 S_{out} は、

$$S_{out} = C \cos(\omega_0 t + \Psi) \quad (3.8)$$

となり、振幅変動も除去され理想的な2相変調波となる。

式(3.6)の条件が成立しない場合は、理想的な位相再生効果は得られない。このような場合の位相再生特性を図3.3に示している。図で m は加算回路に印加される信号の振幅比で、

$$m = B_1 / B_2 \quad (3.9)$$

である。図より明らかなように $m = 1$ の場合出力位相が0または π のみをとり階段状の特性を示し、前述したように理想的な位相再生効果が得られる。 m が1から離れるに従って位相再生効果は減少し、 $m = 0$ または $m = 1$ では線形増幅器と等価となり、もはや位相再生効果は期待できない。

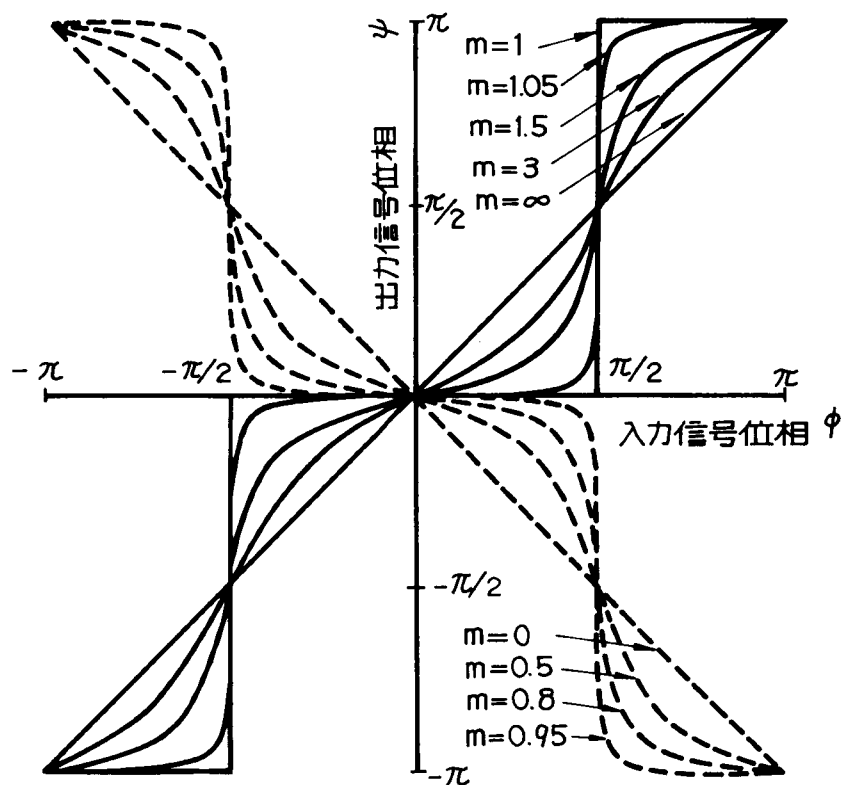


図 3.3 位相再生器の入出力位相特性

信号振幅 $|S_3|$ と入力位相 ϕ の関係を図 3.4 に示す。図より明らかなように入力信号位相が 0 または π 以外の場合は出力振幅が減少し、入力信号の位相変化は出力信号の増幅変動に変換される。 $m = 1$ の場合、式 (3.7) に述べたように、振幅は $|\cos \phi|$ に比例して減少する。

識別後固定される位相 (0 または π) から出力位相が $\Delta \theta$ 以上の位相誤差を発生する入力位相の幅 θ_u を等価識別不確定幅と定義する。

等価識別不確定幅は図 3.5 となる。例えば、 $m = 1.5$ 、 $\Delta \theta = 30^\circ$ とすると図により等価識別不確定幅は $\pm 20^\circ$ となる。また $\Delta \theta = 10^\circ$ 不確定幅 $\theta_u \leq 5^\circ$ の条件を与えると、振幅比は、 $0.95 \leq m \leq 1.05$ である必要がある。

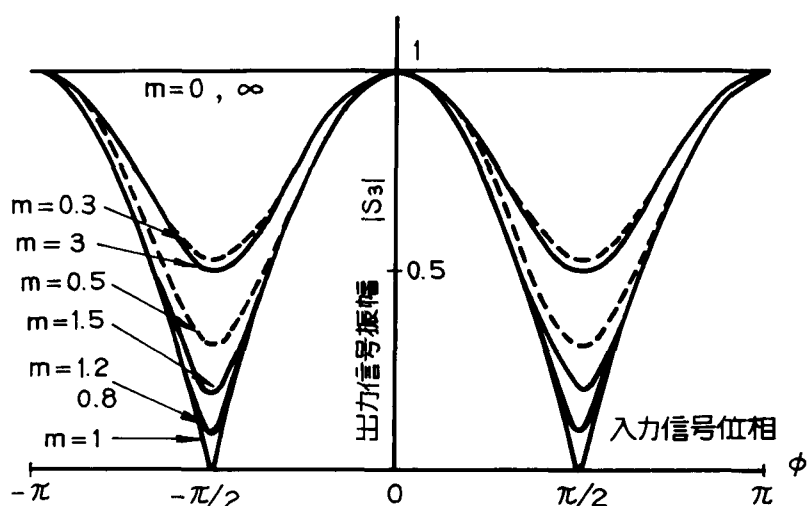


図 3.4 位相再生器出力の振幅特性

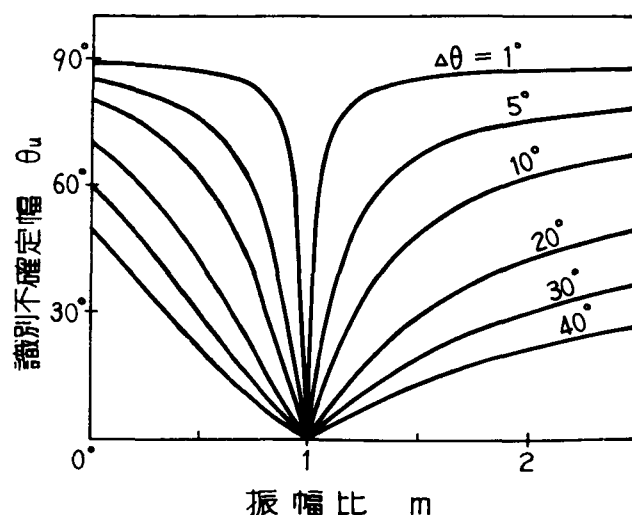


図 3.5 等価識別不確定幅

3.3 FET 直接位相再生器の構成

本節では前節で述べた直接位相再生器を FET を用いて実現する方法に関して述べ、その基本動作を示す。

図 3.6 に FET 変換器を使用した直接位相再生器を示している。入力信号および局部発振波は、ハイブリッドを介してゲート・ソース間に印加している。ここで局部発振波は、入力信号搬送波周波数の 2 通倍波を使用している。

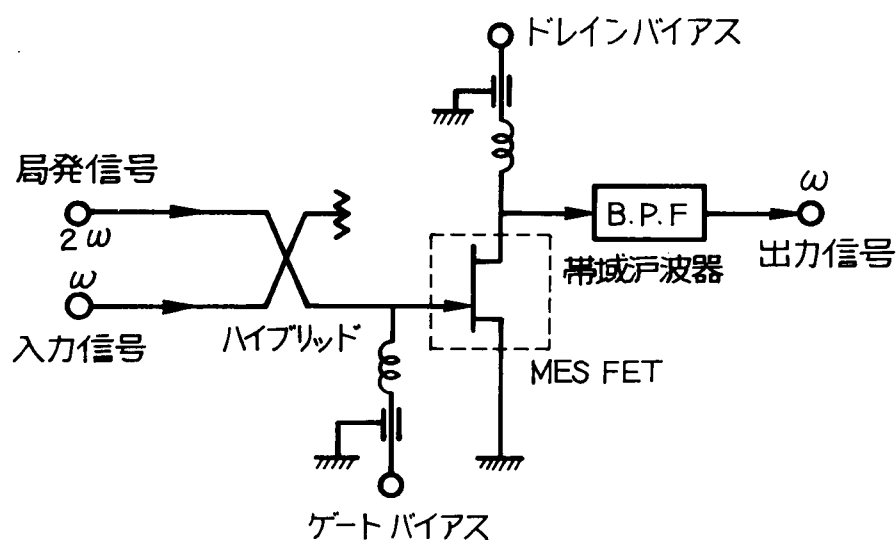


図 3.6 FET を用いた位相再生器

図 3.7 に FET の等価回路を示す。入力信号は図のゲート・ソース間に加えられ、ゲートにあるショットキ接合に接合電圧 V_{Jsig} を発生させる。この信号は局部発振信号と混合されて差周波数信号電圧 V_{Jmix} を発生させる。従ってゲートには V_{Jsig} と V_{Jmix} の 2 信号が同時に存在し、これ等の信号は相互コンダクタンス g_m による増幅作用を受けてドレイン端子から取出される。

ここで差周波数信号は次式に示すように位相変換されている。

$$2\omega_0 t - (\omega_0 t + \phi) = \omega_0 t - \phi \quad (3.10)$$

従ってドレイン端子出力信号は入力信号と等しい位相 ϕ を有する信号および $-\phi$ の位相を持った信号とで構成され、図 3.6 の混合器は図 3.1 の破線部分の回路と等価な動作をする。このため両信号の振幅を等しくすれば、位相再生器を実現できる。

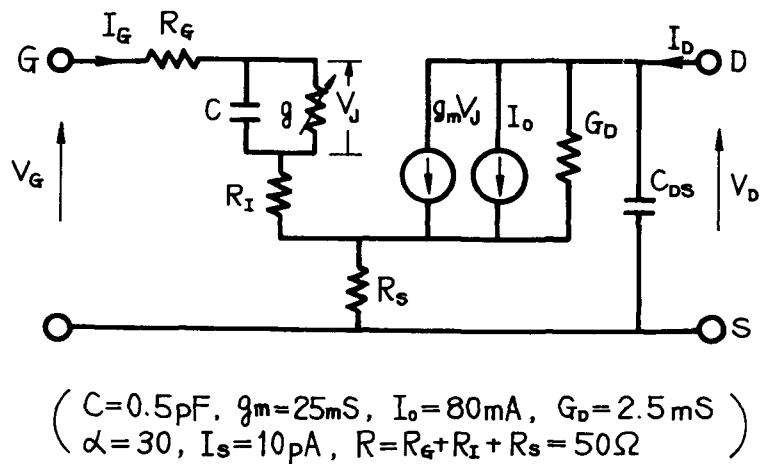


図 3.7 FET の等価回路

3.4 FET 直接位相再生器の特性

3.4.1 FET 等価回路を用いた特性解析

さて FET 位相再生器の特性を図 3.7 の FET の等価回路を用いて解析する。FET 位相再生器はゲートバイアスを正の領域で動作させるため、ゲート接合を接合容量 C と接合コンダクタンス g の並列回路で表す。又、解析を容易にするため容量変化を無視する。接合電圧が零の場合のドレイン電流を I_0 を等価回路に入れた理由は、 I_0 及び R_s によるゲートバイアスへの帰還効果を考慮して解析を行うためである。

FET 混合器の解析には従来の変換器理論が適用できる。変換部等価回路は図 3.8 となる。図で左右の端子はどちらも同一周波数 ω で、ゲート回路を示している。またイメージ信号は短絡され、2 次以上の変換コンダクタンスを無視している。電源および負荷インピーダンス Z_S , Z_L は接合条件を満足するように選ぶものとする。(イメージ終端条件)
 図 3.7 の回路条件を使用すれば、電源および負荷インピーダンスは等しくなり図 3.9 となる。

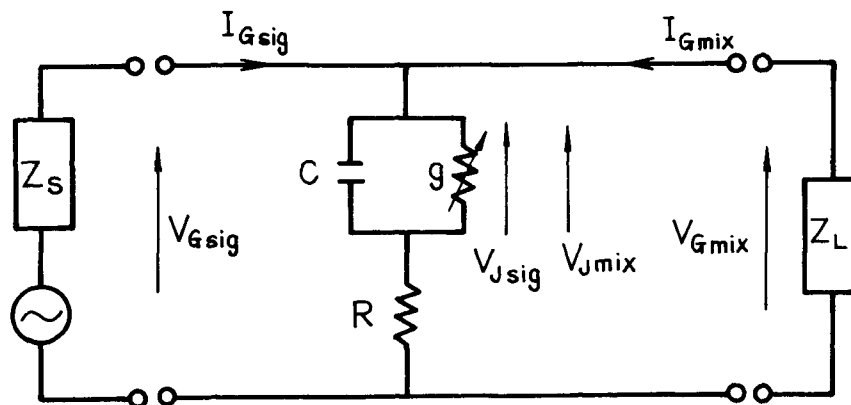


図 3.8 変換部等価回路

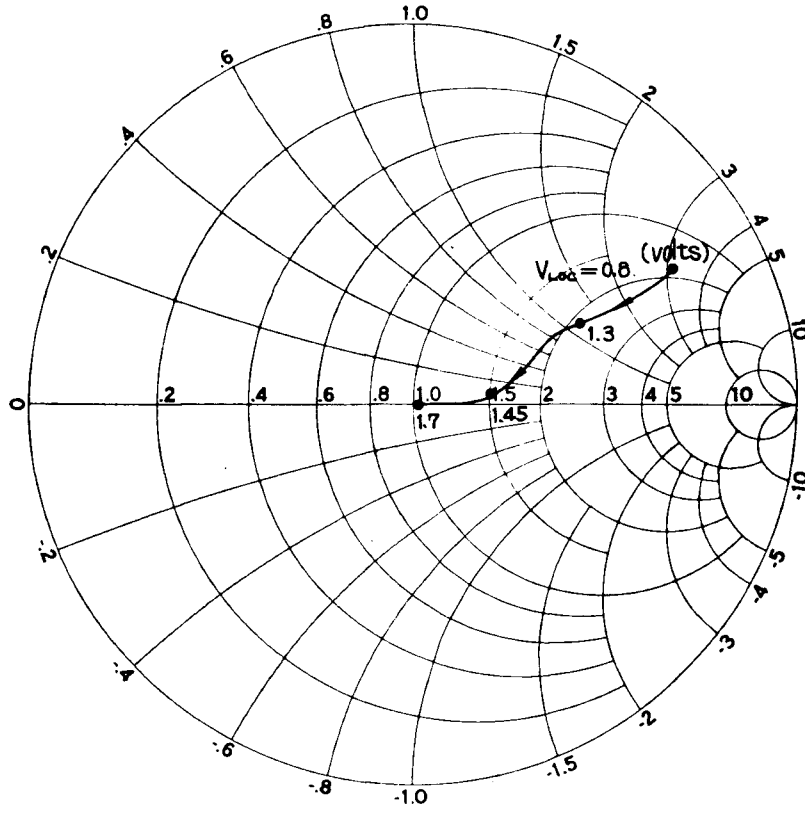


図 3.9 負荷インピーダンス Z_L , Z_S

図 3.7 によりゲート端子電圧と電流の関係式は次式となる。

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_{Gsig} \\ V_{Gmix} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Gsig} \\ I_{Gmix} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{Jsig} \\ V_{Jmix} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_S & 0 \\ 0 & R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Dsig} \\ I_{Dmix} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Gsig} \\ I_{Gmix} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 + g_m R_S / 2 & 0 \\ 0 & 1 + g_m R_S / 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Jsig} \\ V_{Jmix} \end{bmatrix} \\
 &= \left[\begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 + g_m R_S / 2 & 0 \\ 0 & 1 + g_m R_S / 2 \end{bmatrix} \right] \begin{bmatrix} j\omega_0 C & 0 \\ 0 & j\omega_0 C \end{bmatrix} \\
 &\quad + \begin{bmatrix} g_0 & g_1 \\ g_1 & g_0 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} I_{Gsig} \\ I_{Gmix} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

従ってインピーダンス行列は次式となる。

$$\begin{aligned}
 [Z] &= \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} V_{G\text{sig}} \\ V_{G\text{mix}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{G\text{sig}} \\ I_{G\text{mix}} \end{bmatrix}^{-1} \\
 &= \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 + g_m R_S/2 & 0 \\ 0 & 1 + g_m R_S/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_0 + j\omega_0 C & g_1 \\ g_1 & g_0 + j\omega_0 C \end{bmatrix}^{-1}
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

ここで g_0, g_1 は変換コンダクタンスで次式で表現できる。⁵⁶⁾

$$\begin{aligned}
 g_0 &= \alpha I_S \exp[\alpha V_0] \cdot I_0[\alpha V_1] \\
 g_1 &= \alpha I_S \exp[\alpha V_0] \cdot I_1[\alpha V_1]
 \end{aligned} \tag{3.13}$$

ただし $I_n(\cdot)$ は n 次変形ベッセル関数、 I_S, α はショットキ接合の逆方向飽和電流ならびに比例定数を示す。変換された信号がゲート端子において負荷 Z で終端されているとすれば、

$$V_{G\text{mix}} = -Z_L \cdot I_{G\text{mix}} \tag{3.14}$$

(3.11) (3.14) より $V_{G\text{sig}}$ と $V_{G\text{mix}}$ の関係は次式となる。

$$V_{G\text{mix}} = k_1 V_{G\text{sig}} \tag{3.15}$$

ここで、

$$k_1 = Z_{21} Z_L / (Z_{11} Z_L + Z_{11} Z_{22} - Z_{12} Z_{21}) \tag{3.16}$$

一方ゲート端子電圧と接合電圧の関係は図 3.7 より次式となる。

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_{G\text{sig}} \\ V_{G\text{mix}} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{G\text{sig}} \\ I_{G\text{mix}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{J\text{sig}} \\ V_{J\text{mix}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_S & 0 \\ 0 & R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{D\text{sig}} \\ I_{D\text{mix}} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_0 + j\omega_0 C & g_1 \\ g_1 & g_0 + j\omega_0 C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{J\text{sig}} \\ V_{J\text{mix}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{J\text{sig}} \\ V_{J\text{mix}} \end{bmatrix} \\
 &\quad + \begin{bmatrix} R_S & 0 \\ 0 & R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_m V_{J\text{sig}}/2 \\ g_m V_{J\text{mix}}/2 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

従ってゲート電圧と接合電圧の変換行列 K は次式となる。

$$\begin{aligned}
 [K] &= \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} \\ K_{21} & K_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{J\text{sig}} \\ V_{J\text{mix}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{G\text{sig}} \\ V_{G\text{mix}} \end{bmatrix}^{-1} \\
 &= \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_0 + j\omega_0 C & g_1 \\ g_1 & g_0 + j\omega_0 C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 + g_m R_S/2 & 0 \\ 0 & 1 + g_m R_S/2 \end{bmatrix}^{-1}
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

(3.15) (3.18) より接合電圧 $V_{J\text{sig}}$, $V_{J\text{mix}}$ は,

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_{J\text{sig}} \\ V_{J\text{mix}} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} \\ K_{21} & K_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{G\text{sig}} \\ V_{G\text{mix}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} \\ K_{21} & K_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{G\text{sig}} \\ k_1 V_{G\text{sig}} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} \cdot k_1 \\ K_{21} & K_{22} \cdot k_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{G\text{sig}} \\ V_{G\text{sig}} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

FET 出力信号は図 3.7 より明らかなように接合電力のみで決定される。従って入力信号電圧 $|V_{G\text{sig}}|$ で規格化した出力信号 V_{sig} , V_{mix} は次式となる。

$$\begin{cases} V_{\text{sig}} = |V_{J\text{sig}}| / |V_{G\text{sig}}| = |K_{11} + K_{12} k_1| \\ V_{\text{mix}} = |V_{J\text{mix}}| / |V_{G\text{mix}}| = |K_{21} + K_{22} k_1| \end{cases} \tag{3.20}$$

また (3.9) で定義される振幅比 m は次式となる。

$$m = V_{\text{sig}} / V_{\text{mix}} = |K_{11} + K_{12} k_1| / |K_{21} + K_{22} k_1| \tag{3.21}$$

3.4.2 位相再生効果

位相再生効果を示すパラメータ（振幅比 m , 位相変換されないドレイン出力 V_{sig} , 位相変換されたドレイン出力 V_{mix} ）の算出を行なった。その結果を図 3.10, および図 3.11 に示す。図 3.10 より明らかなように, ゲートバイアス電圧 V_0 を増加するに従って振幅比 m は 1 に近づく。一方, 変換された信号出力はゲートバイアス電圧 V_0 の変化に対して極値を持つ。たとえば, ゲートバイアス電圧 $V_0 = 0.3\text{V}$ 程度で変換損失は最小となり変換された出力 $V_{\text{mix}} = -2.5\text{dB}$ となる。ゲートバイアス電圧をこの値からさらに大きくすると振幅比 m は 1 に漸近するが, 変換損が大きくなり, 実用的には問題点がある。このためゲート

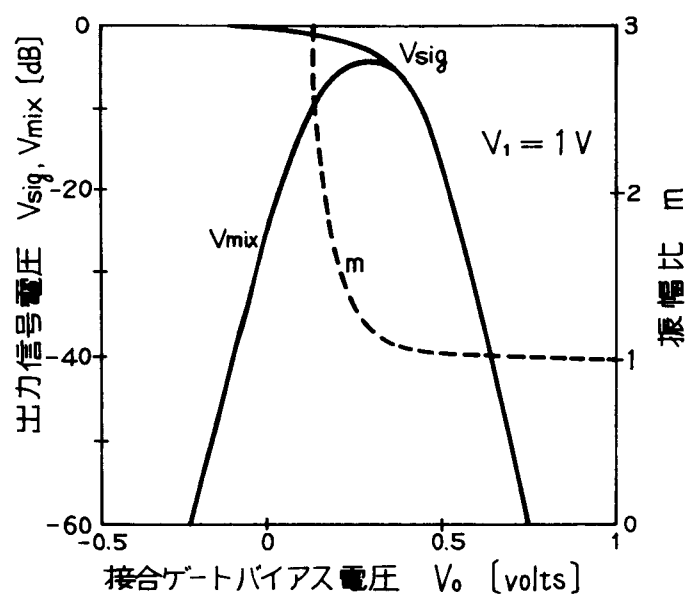


図 3.10 振幅比 m の変化

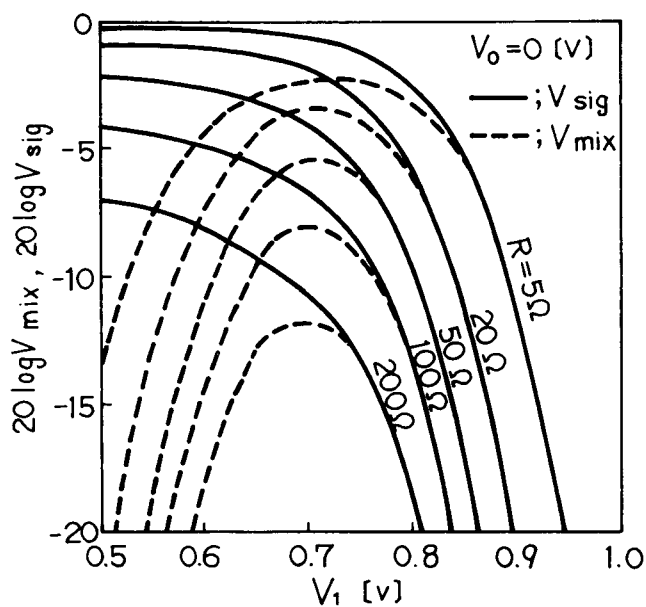


図 3.11 出力信号電圧 V_{sig} , V_{mix}

バイアス電圧 V_0 は、変換損を最小にする値より若干大きく選ぶことが望ましい。たとえば図 3.10 の場合は、ゲートバイアス $V_0 = 0.4$ volts 程度に選ぶと振幅比 $m \leq 1.05$ となり十分な位相再生効果が期待できる。

また局部発振波振幅 V_1 に対する V_{sig} , V_{mix} の変化を図 3.11 に示す。図より明らかなように局部発振波振幅 V_1 はゲートバイアス電圧変化とほぼ同じ動作をする。たとえば局部発

振波振幅 $V_1 = 0.7 \sim 0.9 \text{ V}$ 程度に選ぶと $m \leq 1.05$ となり十分な位相再生効果を得ることができる。

以上述べた様に若干の変換損の増加を許せば振幅比 m を十分 1 に近くすることが可能であり，FET ミキサを使用して直接位相再生器を実現させることが可能であることが明らかにされた。

3.4.3 特性解析

3.4.2 節で述べたように，GaAs MESFET を用いれば，直接位相再生器が実現できることが判明した。しかし，ゲートバイアスならびに局部発振波電力のいずれを変化させても直接位相再生器が実現できる。従ってゲートバイアスまたは局部発振波電力のそれぞれに対して最適値を決定する必要がある。

一方，位相再生効果は，振幅比 m によって表示することができ， $0.95 \leq m \leq 1.05$ で良好な位相再生効果を得ることができることを 3.2 節で明らかにした。このため，以下では $m = 1.05$ の位相再生器に関して解析を行う。例えば図 3.12 には $m = 1.05$ の位相再生器における V_0 と V_1 の関係を示すが，図から $V_1 > 0.4 \text{ V}$ の領域では $V_0 + V_1$ を低下できることも分かる。これは図 3.11 に示したように抵抗 R が大きい場合には損失が増加し，より低い V_1 で $m = 1.05$ となることに起因していると考えられる。

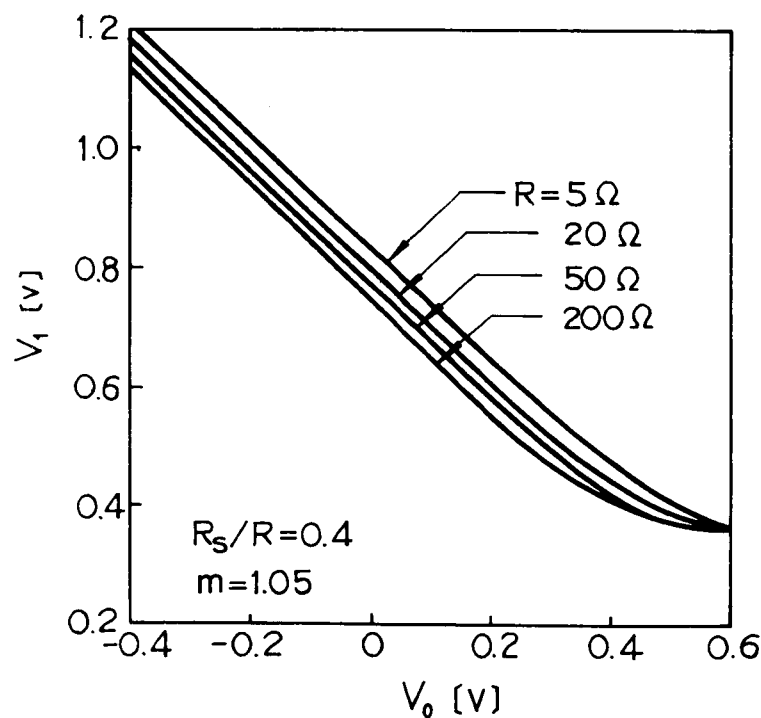


図 3.11 V_0 と V_1 の関係

位相再生器の回路的性質をより明確にするため、接合バイアス V_0 、接合局部発振波電圧 V_1 を用いてゲートバイアス V_G 、所用局部発振波電力 P_L 、変換利得 G_{mix} 、ゲート電流 I_G を求める。いま図 3.7 の FET 等価回路においてゲート接合をショットキー接合であると仮定すると接合電流 i_J と接合電圧 v_J の関係は次式で与えることができる。

$$i_J = I_S (e^{\alpha v_J} - 1) \quad (3.22)$$

又 v_J は小信号成分を無視すると次式で与えられる。

$$v_J = V_0 + V_1 \cos 2\omega_0 t \quad (3.23)$$

但し、 ω_0 は入力信号角周波数である。従って、ゲート端子電流 i_G は次式となる。

$$\begin{aligned} i_G &= i_J + j 2\omega_0 C v_J \\ &= I_S \{ e^{\alpha(V_0 + V_1 \cos 2\omega_0 t)} - 1 \} + j 2\omega_0 C V_1 \cos 2\omega_0 t \\ &= I_S \{ e^{\alpha V_0} (I_0 [\alpha V_1] + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n [\alpha V_1] \cos 2n\omega_0 t) \} \\ &\quad - I_S + j 2\omega_0 C V_1 \cos 2\omega_0 t \end{aligned} \quad (3.24)$$

これよりゲート電流の直流成分 I_G 並びに局部発振波成分 $I_{G\text{LOC}}$ は、

$$\left. \begin{aligned} I_G &= I_S \{ e^{\alpha V_0} \cdot I_0 [\alpha V_1] - 1 \} \\ I_{G\text{LOC}} &= 2 I_S e^{\alpha V_0} I_1 [\alpha V_1] + j 2\omega_0 C V_1 \end{aligned} \right\} \quad (3.25)$$

又、ゲート端子電圧の直流成分 V_G 並びに局部発振波成分 $V_{G\text{LOC}}$ は、図 3.7 より、

$$\left. \begin{aligned} V_G &= R I_G + V_0 + R_S (I_0 + g_m V_0) \\ V_{G\text{LOC}} &= R I_{G\text{LOC}} + V_1 + k g_m R_S V_1 / (1 + k) \end{aligned} \right\} \quad (3.26)$$

ここで両式の第 3 項はドレイン電流のソース抵抗 R_S による帰還効果を示し、ドレイン端子に接続される負荷によって変化する。ドレイン端子には、定電圧電源が接続されているため、直流負荷は短絡とみなすことができる。又、局部発振周波数 $2\omega_0$ に対しては $K G_D$ なる負荷を仮定した。すなわち短絡の場合 $K = \infty$ 、整合負荷の場合 $K = 1$ 、開放の場合 $K = 0$ である。

式 (3.25) (3.26) を用いると局部発振波電力 P_L は,

$$\begin{aligned}
 P_L &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} (V_{G\text{LOG}} \cdot I_{G\text{LOG}}^*) \\
 &= \frac{1}{2} \{ R \{ (2 I_S e^{\alpha V_0} I_1 [\alpha V_1])^2 + (2 \omega_0 C V_1)^2 \} \\
 &\quad + \left(1 + \frac{k}{k+1} g_m R_s \right) V_1 \cdot 2 I_S e^{\alpha V_0} I_1 [\alpha V_1] \}
 \end{aligned} \tag{3.27}$$

又, ゲート端子入力信号電力 P_{in} は, ゲート端子電圧 V_{sig} 及びゲート電子負荷インピーダンス Z_L として,

$$P_{\text{in}} = \frac{1}{2} |V_{G\text{sig}}|^2 \cdot \operatorname{Re} [1/Z_L] \tag{3.28}$$

更に, ドレイン端子出力信号電力 P_{out} は次式となる。但し, ドレイン端子は信号角周波数 ω_0 において整合終端されているものと仮定する。

$$\begin{aligned}
 P_{\text{out}} &= \frac{1}{2 G_D} (I_{D\text{mix}}/2)^2 \\
 &= \frac{1}{8 G_D} |g_m V_{J\text{mix}}|^2
 \end{aligned} \tag{3.29}$$

従って, 変換利得 G_{mix} は,

$$\begin{aligned}
 G_{\text{mix}} &= P_{\text{out}}/P_{\text{in}} \\
 &= \frac{g_m^2 |V_{J\text{mix}}|^2}{4 G_D |V_{G\text{sig}}|^2 \cdot \operatorname{Re} [1/Z_L]} \\
 &= \frac{g_m^2 |K_{21} + K_{22} k_1|^2}{4 G_D \cdot \operatorname{Re} [1/Z_L]}
 \end{aligned} \tag{3.30}$$

ここで K_{21} , K_{22} は電圧変換行列 K の要素, k_1 はイメージ整合時の入力信号電圧 $V_{G\text{sig}}$ と変換電圧 $V_{G\text{mix}}$ の比で, それぞれ式 (3.18), (3.16) で示される。

図 3.13 は, 所要局部発振電力 P_L の計算結果の一例で, 実線は $k = \infty$ ($2\omega_0$ においてドレイン短絡), 破線は $k = 0$ ($2\omega_0$ においてドレイン開放) の場合を示す。図から次のことが分かる。①ドレイン端子を開放した場合の方が局部発振波電力が小さくなる。これはソース抵抗 R_S による帰還をドレイン端子を開放することによってなくすることができる

ためである。②ゲートバイアス電圧 V_G を増加させることにより所要局部発振波電力 P_L は減少し、ある値で最少となり、その値以上にゲートバイアス電圧 V_G を増加させた場合は逆に所要局部発振波電力が増加する。すなわちゲートバイアス V_G には局部発振波電力 P_L を最小にする最適値が存在することが分かる。これは、ゲートバイアス V_G の大小によって次のように説明できる。 V_G の小さい場合は、接合インピーダンスが直列抵抗 R に対して十分高く、局部発振波の大部分が接合に印加する。従って、 V_0 を増加することによって V_1 は減少し(図 3.12 参照)、局部発振波電力 P_L が減少する。これに対し、ゲートバイアス V_G の大きい場合は接合インピーダンス低下が大きくなり、接合電圧 V_1 は低下しても接合における消費電力は低下しない。更に、直列抵抗によって消費される電力も接合で消費される電力に比べ無視できなくなり P_L が増加する。③ゲートバイアスを上に示した最適値に選んだ場合、所要局部発振波電力の最小値は、直列抵抗 R によって変化し、 $R = 50 \Omega$ 程度で最小となる。これは図 3.12 に示したように、 R の増加によって V_1 が減少することによるものである。

図 3.14 はゲート電流 I_G の計算例を示す。先に述べた最適ゲートバイアス以下ではゲート電流の増加は緩やかで 10 mA 前後の値となることが分かる。

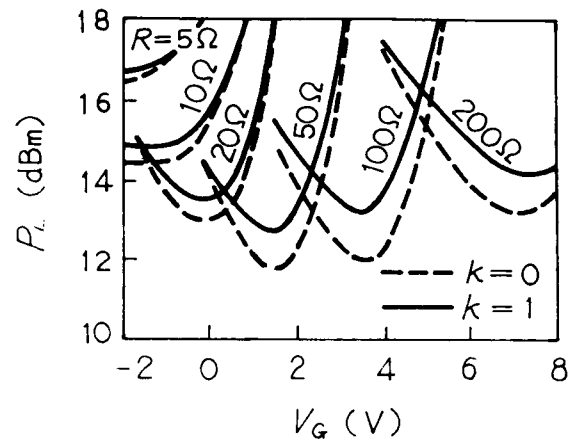


図 3.13 所要局部発振波電力 P_L

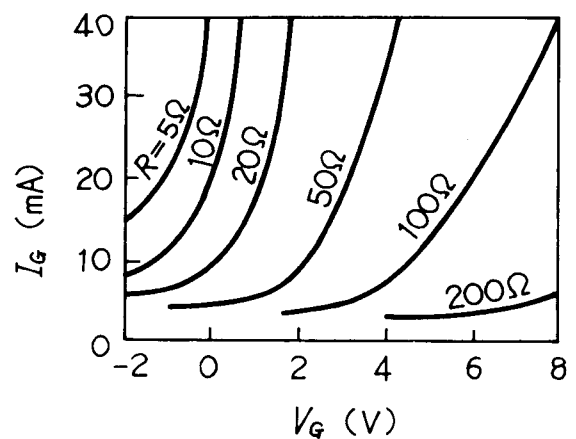


図 3.14 ゲート電流 I_G

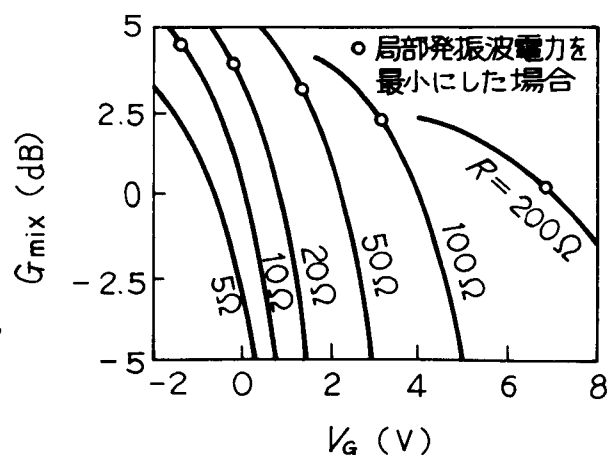


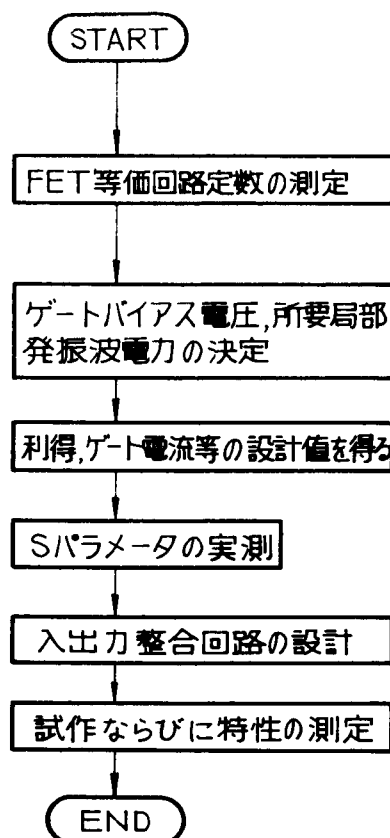
図 3.15 利得 G_{mix}

変換利得 G_{mix} の計算例を図 3.15 に示す。図より V_G を一定にした場合には、 R が大きいほど利得が高いことが分かる。更に図中の○印は局部発振波電力を最小にした場合の利得を示す。このような条件の下では R が大きいほど利得が低下することが分かる。

3.5 FET 直接位相再生器の設計法

前章での解析結果を参考にし、実際に位相再生器を設計する際の手順を整理すると図 3.16 のようになる。①まず、FET の等価回路定数を測定し、ゲートバイアス、所要局部発振波電力、利得、ゲート電流などを求める。②この結果を用いて最適ゲートバイアス並びに所要局部発振波電力を決定し、動作条件を定め、利得、ゲート電流などを明らかにする。③上述の方法で定めたゲートバイアス並びに局部発振波電力を与えて FET のインピーダンスの実測を行い、入出力整合回路の設計を行う。④試作した後、特性の測定を行い、設計どおりの特性が得られることを確認する。

図 3.16 FET 位相再生器の設計手順



以下に実際の FET (2SK85) を用いた設計例を示す。

(i) FET の選定ならびに等価回路定数の測定

位相再生器に使用する FET を選定するためには等価回路定数が変化した場合について考察する必要があるが、等価回路定数が多数存在するため、計算結果を定量的に表示することは複雑となる。従って、ここではその影響を計算し表 3.1 のように定性的にまとめた。

表 3.1 等価回路定数の増加に対する

位相再生器諸定数の変化

等価回路 定 数	局発レベル	利 得	ゲート バイアス
	P_L	G_{mix}	V_G
α			
I_s	ほぼ変化 な し	ほぼ変化 な し	ほぼ変化 な し
C			
I_o	変化なし	変化なし	
g_m			
G_D	変化なし		変化なし
R			
R_s			

この結果，以下のことが分かる。① α は大きいほど良い。② C ， R_s ， G_D は小さいほど良い。③ R には P_L を最小にする値が存在する。この R はある程度大きい方が良く，利得を重視する一般の増幅器の場合とは異なった選定法となる。④ g_m は小さいほど P_L を小さくできるが，利得は減少する。⑤ I_s ， I_o は任意に選ぶことができる。

FETを位相再生器として使用する場合は， α 及び R の実測を行う必要があり，これらはゲート端子静特性から決定できる。図 3.17 はゲート端子静特性を示し，実線はドレイン端子開放時，破線はドレインバイアス 3 V 時の実測値，二点鎖線は $\alpha = 30$ のダイオード電流，破線は $R = 50 \Omega$ ， $\alpha = 30$ の理論値を示す。これより $\alpha = 30$ ， $R = 50 \Omega$ であることが分かる。但し直列抵抗 R は，ドレインバイアスを加えた場合の値で，ドレイン端子開放時の $R = 4 \Omega$ に比べ大幅に増加している。この理由は現在のところ不明であるが，正のドレインバイアスを加えた場合，ショットキー接合空乏層の形状が変化するためか，FET のチャンネルにおけるキャリアの飽和のためゲート電流が流れにくくなるためであると考えられる。従って FET を位相再生器として使用する場合，直列抵抗はドレイン開放時の値に比べ，1 けた大きくなっているといえる。

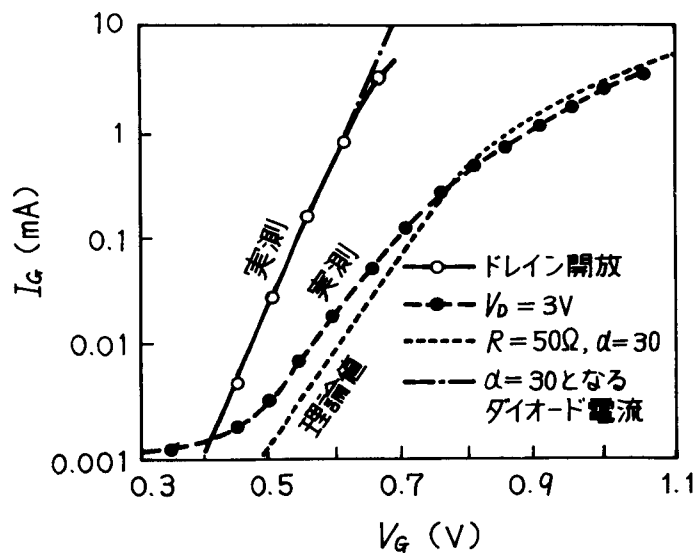


図 3.17 ゲート端子静特性

表 3.2 FETの等価回路定数

項 目	記 号	単 位	数値計算用	実 測 値	カタログデータ
ダイオード立上がり係数	α	—	30	30.2	—
ダイオード逆方向飽和電流	I_s	pA	10	10.4	—
接 合 容 量	c	pF	0.5	—	0.2
ドレインバイアス電流	I_D	mA	80	81	—
相 互コンダクタンス	g_m	mS	25	28.5	20
ドレインコンダクタンス	G_D	mS	2.5	—	2.5
ゲート・ソース抵抗	R^*	Ω	50	50	8.5
ゲート抵抗:ソース抵抗	$R_G + R_i : R_S$	—	3 : 2	—	7.5 : 5

$$* R = R_G + R_i + R_S$$

又, α , R 以外の等価回路定数も同様にして実測が可能であり, 2SK85について実測した結果を表 3.2 に示した。この値は現在得られる小信号用 FET の典型的な値である。

(ii) ゲートバイアス並びに局部発振波電力

ゲートバイアス, 局部発振波電力は図 3.13 を用いて決定することができる。 $R = 50 \Omega$ の場合, ゲートバイアスを $V_G = 1 \text{ V}$ 程度に選べば局部発振波電力を最小にすることができ,

$P_L = 12 \sim 13 \text{ dBm}$ となる。又、この動作点を選んだ場合、図 3.14 及び図 3.15 よりゲート電流 $I_G = 5 \text{ mA}$ ，変換利得 $G_{\text{mix}} = 3 \text{ dB}$ が得られる。

(iii) S パラメータの実測

入出力端子の整合回路を設計するためには、S パラメータの実測を行う必要がある。この値は、ゲートバイアス又は局部発振波レベルによって変化する。例えば図 3.18 は局部発振波電力を変化させた場合の S_{11} の理論値および実測値を示し、 S_{11} が大きく変化することが分かる。従って、ここでは(iii)で定めた動作点に対するゲートバイアス及び局部発振波電力を与えて S パラメータの実測を行った。図 3.19 はその実測結果を示し、入力インピーダンス S_{11} はほぼ 50Ω であることがわかる。

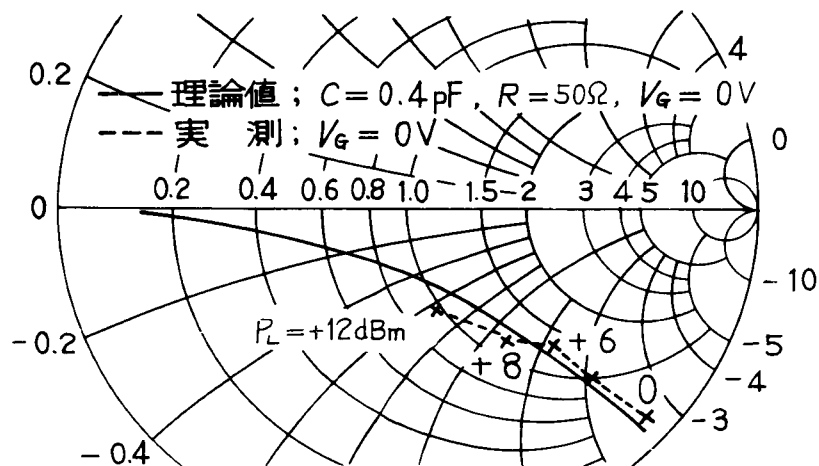
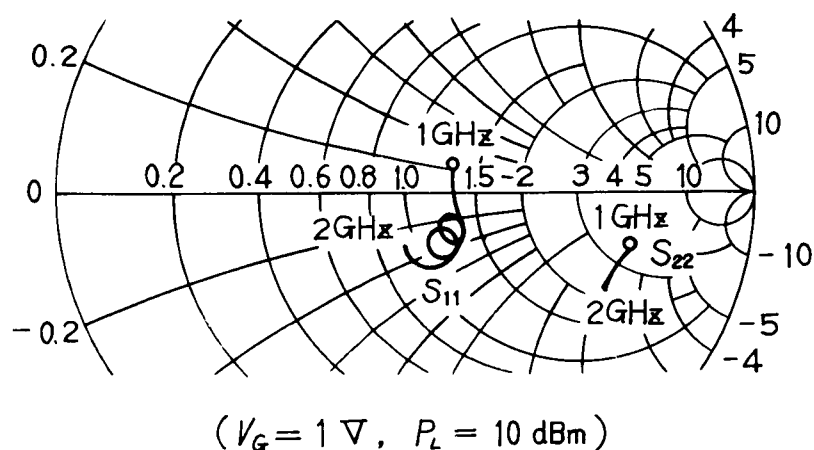


図 3.18 局部発振波電力による入力インピーダンスの変化



($V_G = 1 \text{ V}$, $P_L = 10 \text{ dBm}$)

図 3.19 S パラメータ実測結果

(Ⅳ) 入出力整合回路の設計

入出力整合回路の設計のためには、一般には S_{12} が必要である。しかし $1 \sim 2$ GHz の程度では $S_{12} = 0$ であり、この場合は、入力端子は S_{11} を用いて、出力端子は S_{22} を用いて設計ができる。図 3.19 より S_{11} はほぼ 50Ω であるため、入力端子には整合回路が不要であることが分かり、出力端子の整合のみを実施した。

3.6 実験結果

3.6.1 実験回路

実測した S パラメータをもとに整合回路を設計し、図 3.20 に示す試作回路を得た。この回路では 50×25 mm アルミナセミラック基板に入力信号と局部発振波分離のための進行波フィルタ (TWF), FET, 局部発振波阻止のため低域フィルタ (LPF) 及びハイブリッドを実装している。

図 3.21 に測定回路のブロック図を示す。搬送波としては 1.7 GHz, 変調速度は 200 Mb/s の 2 相位相変調信号を使用した。局部発振信号としては、測定の便宜上無変調 1.7 GHz 搬送波の通倍波を用いた。

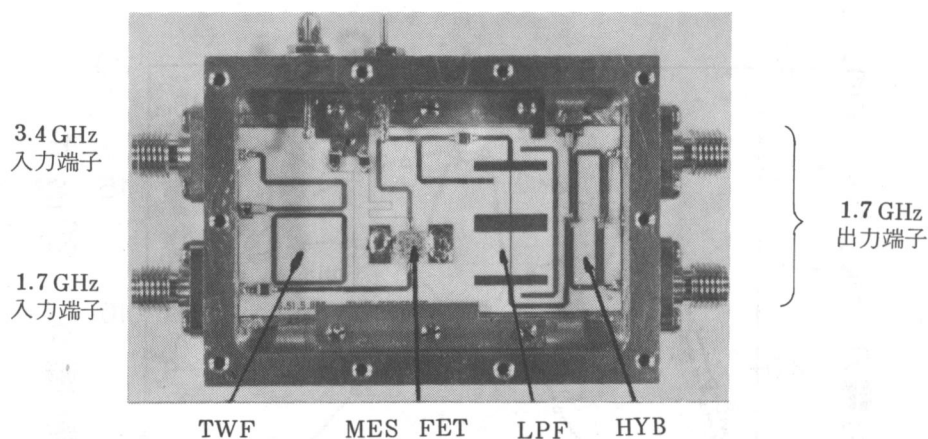


図 3.20 FET 位相再生器

3.6.2 静特性

図 3.22, 及び図 3.23 に振幅比 m および入力信号と同等な出力 P_{sig} , 位相逆転された信号出力 P_{mix} を示す。振幅比 m の測定には入力信号として無変調搬送波を, 局部発振波として 3.4 GHz の非同期搬送波を使用し, P_{sig} , P_{mix} の分離を行い, これ等のレベルをスペクト

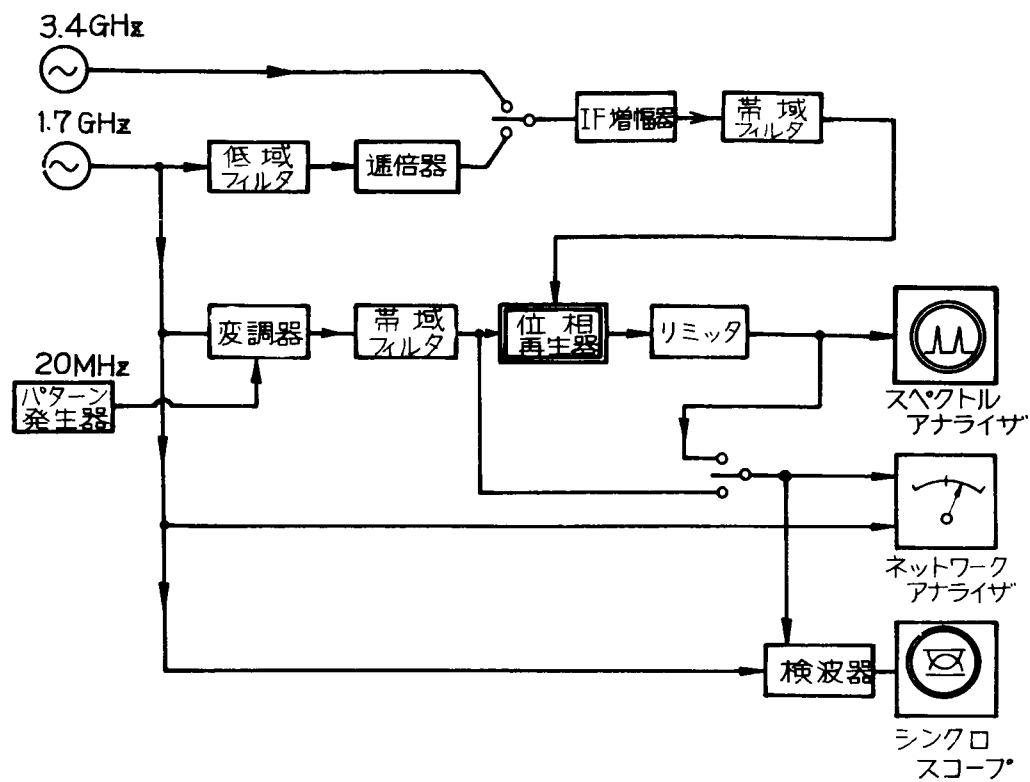


図 3.21 測 定 回 路

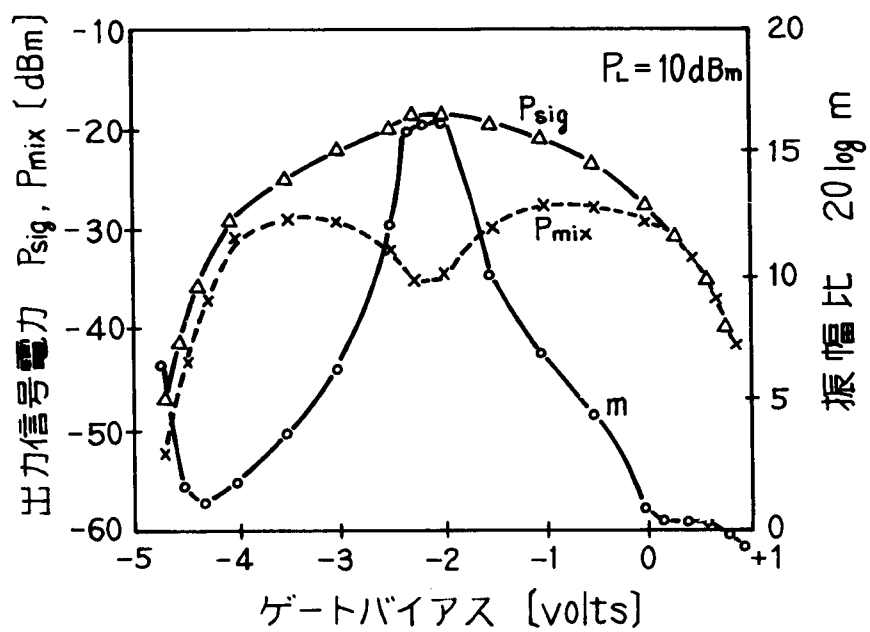


図 3.22 振 幅 比 m

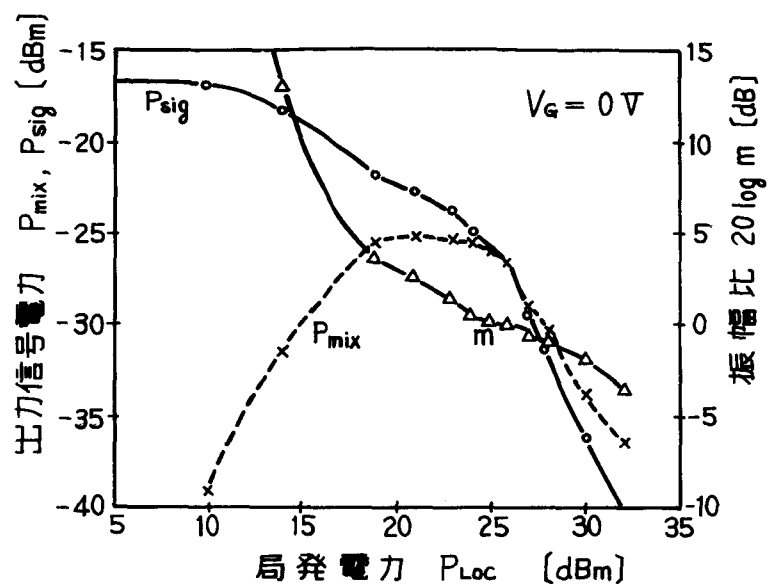


图 3.23 振 幅 比 m

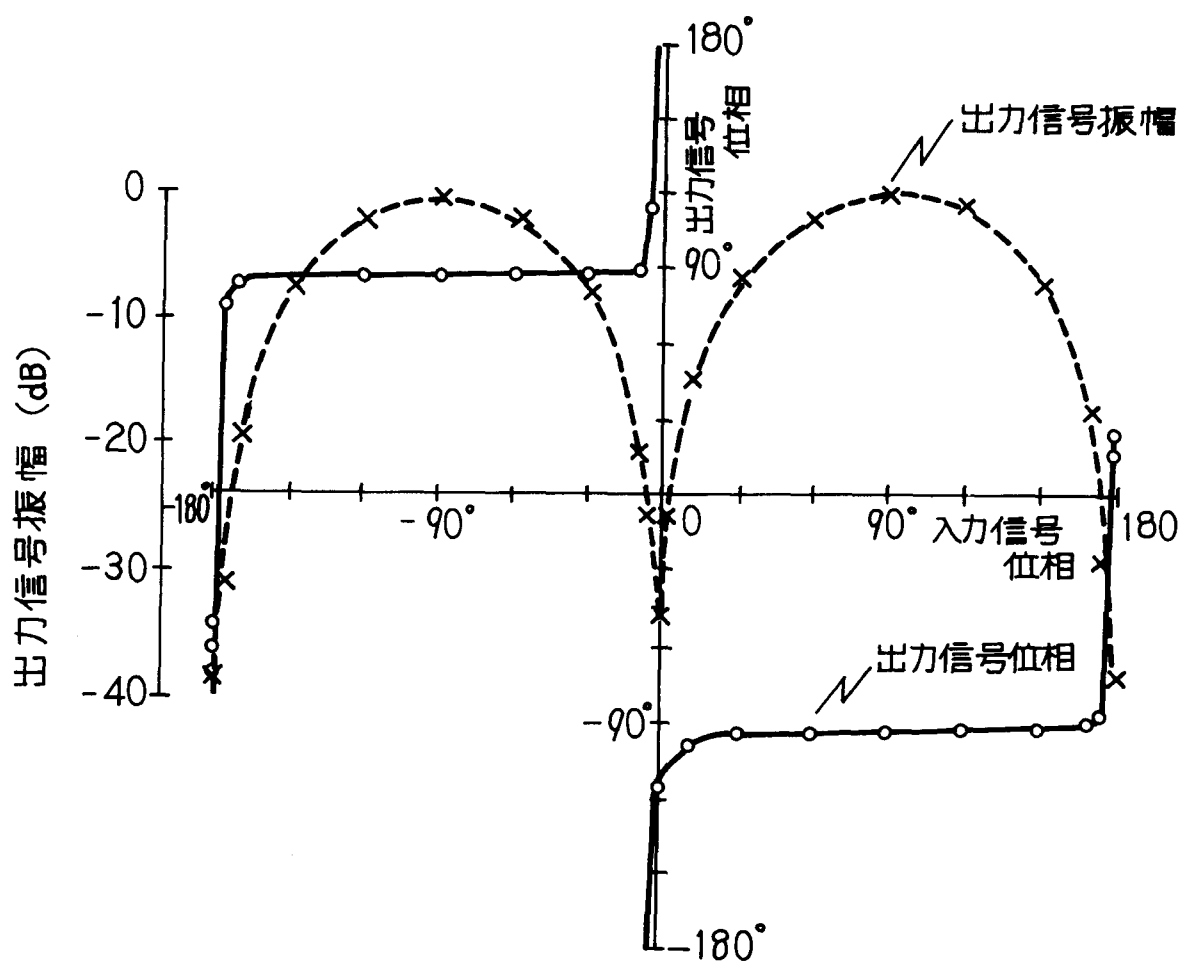


图 3.24 静 特 性 实 测 结 果

ルアナライザで測定した。

図 3.22 はゲートバイアス変化に対する各信号の変化を示している。ゲートバイアス電圧の低い部分および正の部分の 2 個所で変換損の小さくなる部分が存在する。低い部分はピンチオフ付近の非線形による変換作用であり、正の部分は、ショットキ接合による変換作用である。図の傾向は、ピンチオフ領域における変換作用を除けば、解析結果（図 3.10）によく一致しており、ショットキ領域を使用すれば、振幅比を 1（0 dB）とすることが可能である。

また図 3.23 に、局部発振波電力 P_{LOC} に対する振幅比 m ならびに出力電力 P_{sig} , P_{mix} の変化を示す。局部発振波電力に対する変化は、ゲートバイアス電圧 V_0 に対する変化とほぼ同等であり、その傾向も解析結果（図 3.11）とほぼ一致している。

位相再生特性（静特性）を実測した結果を図 3.24 の実線で示す。図より明らかなように出力位相は階段状の特性を持ちほぼ理想的な位相再生特性となる。

また破線で入力位相に対する出力振幅の変化を示す。この図から入力信号の位相変動が変換されて出力信号の振幅変動となっていることがわかる。

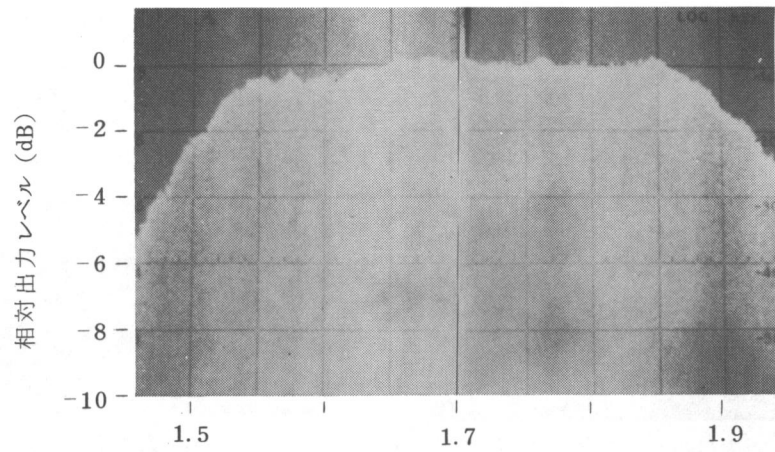
3.6.3 動 特 性

次に動特性の実測結果を述べる。

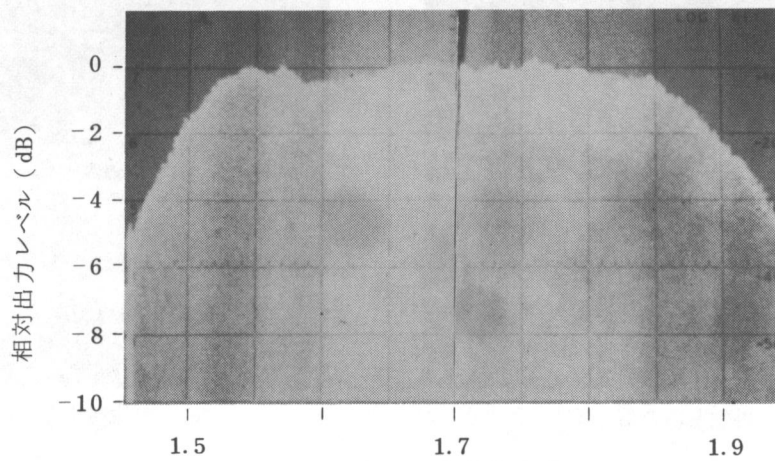
図 3.25 は試作した回路の帯域特性を示し、簡単な整合回路を使用した場合でも、450 MHz の 3 dB 帯域幅を実現できたことが分かる。

図 3.26 は入出力特性を示す。図より入力信号レベルが 0 dBm 以下の場合、位相再生器は線形動作をすることが分かる。又、入力レベルが 0 dBm 以上となった場合でも +10 dBm 以下の入力レベルに対しては $m \leq 1.05$ である。従って入力信号レベルを +10 dBm とした場合でも、実用上十分な位相再生効果が得られる。又、この場合は、図より分かるように出力信号振幅が飽和し、振幅抑圧効果を同時に得ることが可能で、位相再生器に従属する振幅リミッタの抑圧度を減少できる。なお、2 相直接位相再生器として使用した場合、 $+\phi$ 位相を有する信号と $-\phi$ 位相を有する信号は同相で合成されるため、信号利得は変換利得 G_{mix} に比べ 6 dB 高くなっている。

図 3.27 は、クロック周波数 200 MHz の 2 相位相変調波を直接位相再生器に通した場合のアイパターンを示し、(a), (c) は帯域幅 140 MHz の帯域制限を受けた入力信号のアイパターン、(b), (d) は再生器出力信号のアイパターンを示す。図より、符号間干渉ならびに雑音に



(a) $+\phi$ 信号成分



(b) $-\phi$ 信号成分

図 3.25 FET 位相再生器の帯域特性

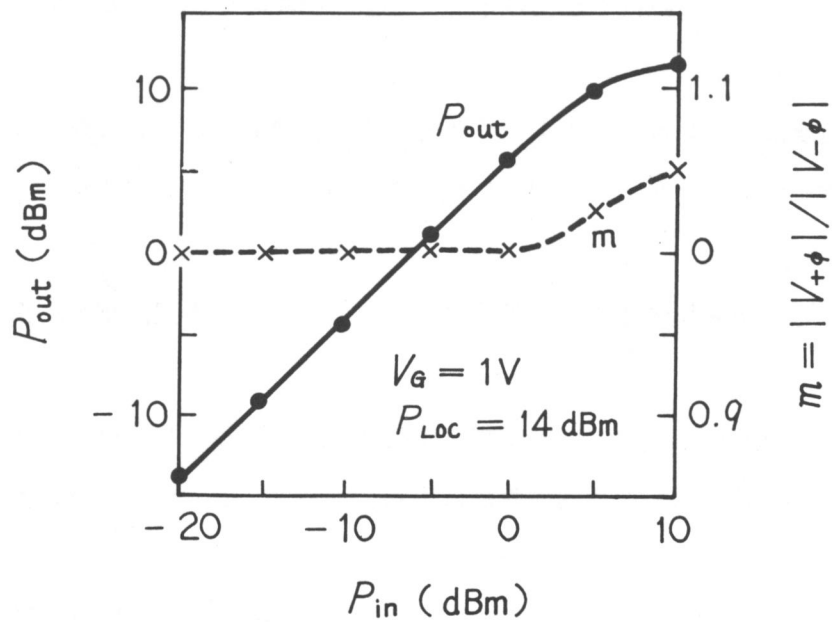
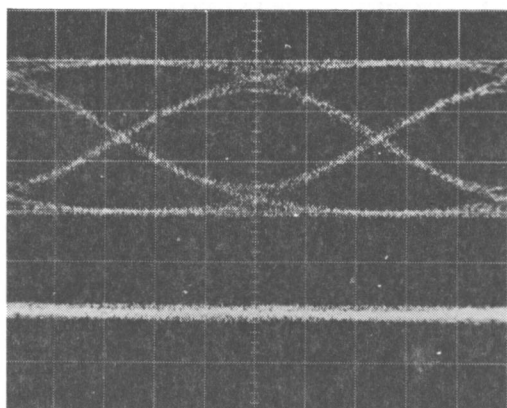
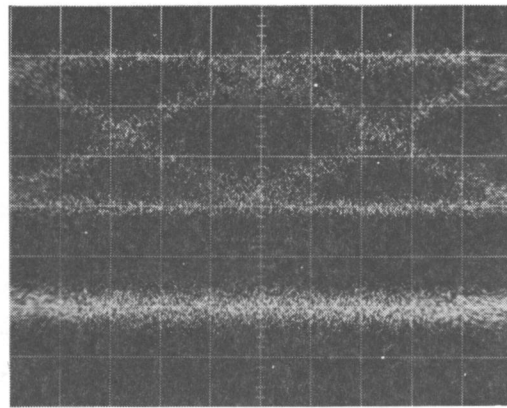


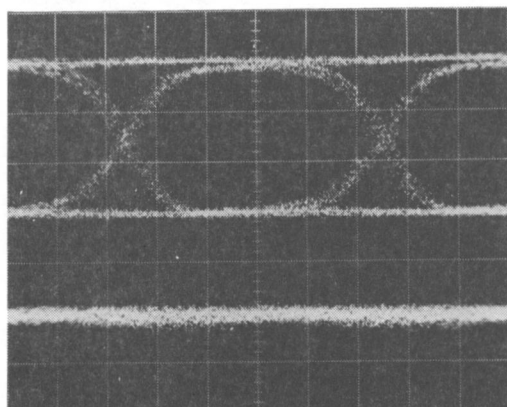
図 3.26 入出力特性



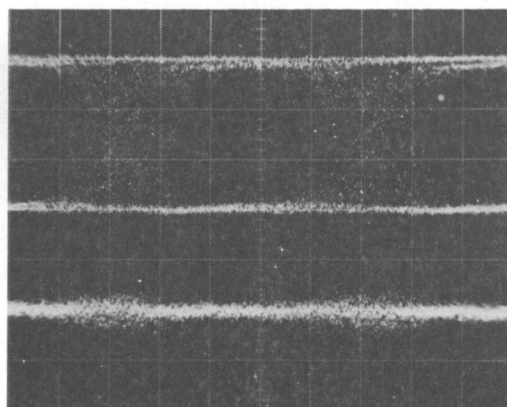
(a) 入力信号 ($C/N=\infty$)



(c) 入力信号 ($C/N=15\text{ dB}$)



(b) 再生器出力信号 ($C/N=\infty$)



(d) 再生器出力信号 ($C/N=15\text{ dB}$)

図 3.27 検 波 波 形

よって歪んだ入力信号をほぼ完全に再生でき、高速動作時においても理論どおりの特性を得られることが分かる。

図 3.28 は過度部分におけるベクトル軌跡を示す。図で右側の白い部分は 0 変調位相，左側は π 変調位相である。測定は 4 相位相検波ならびにサンプリングオシロスコープを使用した。

(a) は入力信号の過度軌跡であり，帯域フィルタの影響により過度部分に振幅および位相の変化が存在している。

(b) は振幅リミッタのみを通過させた場合の過度軌跡であり，振幅リミッタにより振幅変動成分が除去される。このため過度軌跡は円状になる。しかし位相変化は除去されていないことがわかる。

(c) は FET 位相再生器のみを通過させた場合の過度軌跡である。図より明らかなように位相変化は完全に除去されている。しかし振幅の変化が存在するため 0 変調位相と π 変調位

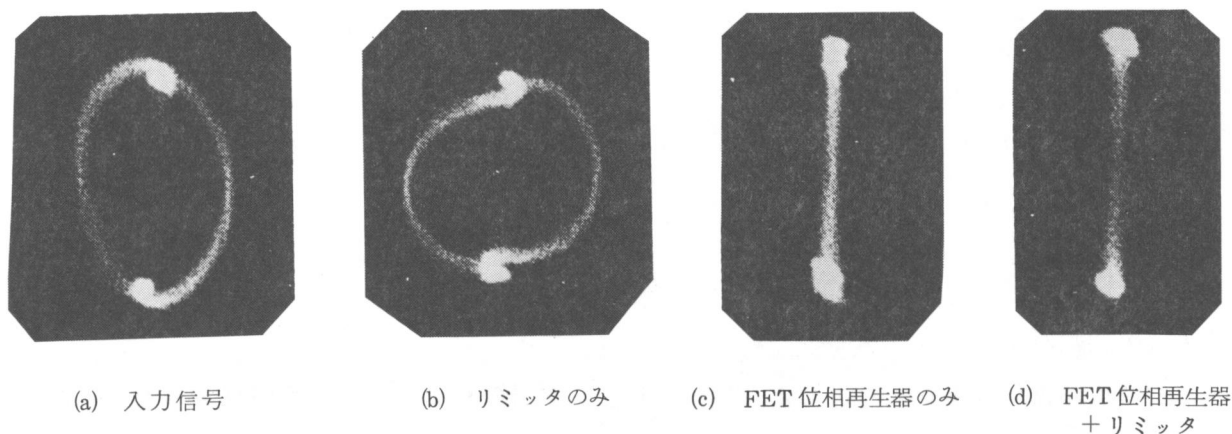


図 3.28 過度ベクトル軌跡

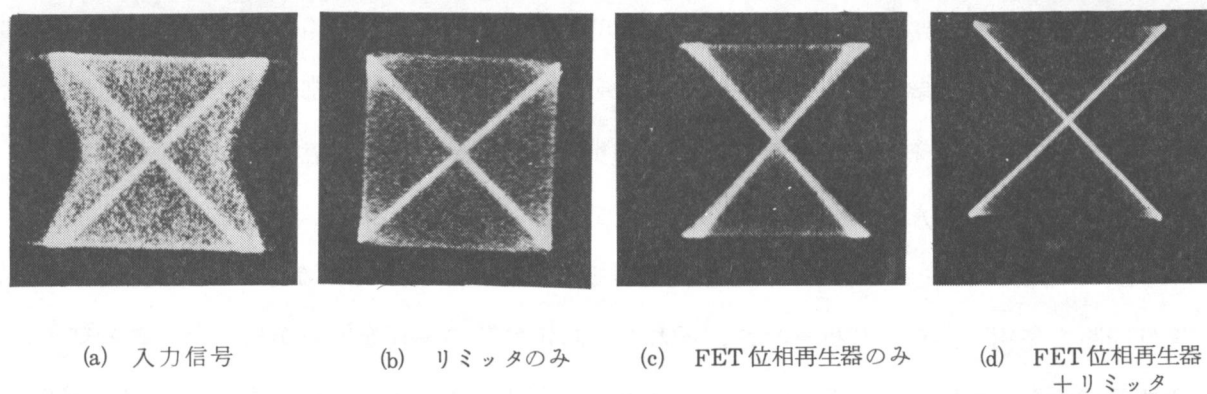


図 3.29 リ サ ー ジ ュ 図

相の間に白い部分が残されている。

(d)はFET位相再生器およびリミッタを通過させた場合の過度ベクトル軌跡である。図より明らかなように振幅ならびに位相変動はほぼ完全に除去されている。わずかに残っている振幅変動部分はリミッタによって除去できなかった過度部分に対するものである。

また、図 3.29はリサージュ図を図す。本測定では、無変調搬送波と変調信号の間のリサージュ図である。

(a)は入力信号のリサージュ図であり、過度部分で振幅ならびに位相変動が発生していることが分かる。

(b)はリミッタのみを通した場合のリサージュ図であり、位相変動が残留していることが分かる。

(c)は位相再生器のみを通した場合のリサージュ図であり、位相変動が除去され、振幅変動のみが残留していることが分かる。

(d)は位相再生器ならびにリミッタを通した場合のリサージュ図であり、振幅変動ならびに位相変動がともに除去したことを示している。

3.7 結 言

直接位相再生効果を入力信号ならびに位相逆転信号の和であるという観点からとらえ、位相再生効果と振幅比 m （入力信号と同一の位相 ϕ を有する出力信号振幅と $-\phi$ の位相を有する位相変換された出力信号振幅との比）の関係を明らかにした。その結果、 $m = 1$ で理想的な位相再生効果を得ることができ、 $0.95 \leq m \leq 1.05$ 程度でほぼ理想的な位相再生効果を期待できることを明らかにした。

さらに位相変換回路ならびに加算回路を実現するために、FET を用いた位相再生器の提案を行ない、その動作解析を行なった結果、ゲートバイアスまたは局部発振波レベルを最小変換損を示す値より若干大きめに選ぶことにより振幅比 m を充分 1 に近くすることが可能であることを明らかにした。

FETを用いたゲートバイアス、所要局部発振波電力、ゲート電流ならびに変換利得に関し、等価回路を使用した理論解析を加え、それらの諸定数間の関係を明らかにした。この結果、所要局部発振波を最小にするゲートバイアスが存在することが明らかとなった。更にFETの等価回路定数の変化が上述の諸定数に与える影響を調べ、FET 選定の目安を与えた。

解析の結果を用いて、位相再生器の設計法について考察し、その設計例を示した。試作を行った結果、実験で得られた直接位相再生器の諸特性は理論値から予想される値とほぼ等しく、設計法が妥当であることを確認した。

またFETを用いた位相再生回路を使用して静特性ならびに動特性の実測を行ない、実験的にも位相再生作用を確認した。

最後に、搬送周波数 1.7GHz，変調速度 200 MHz の PSK 波に対する実験を行い、高速動作時においても良好な位相再生特性が得られることを明らかにした。

第4章 4相直接位相再生器

4.1 緒 言

本章では、4相位相変調波を搬送波段で直接に識別再生する4相位相再生器について以下に示す3つの構成法を提案し、特性を述べる。

第1の方法は、第3章で述べた2相直接位相再生器を2系列用いる方法であり、2相2系列法と名づける。2相直接位相再生器は4相位相変調波に対しても位相再生効果を有し、再生された2相位相変調波を出力することができる。従って、直交した識別面を有する2相直接位相再生器を2系列使用し、再生された2系列の2相位相変調波を得、これ等を互いに 90° ずらして合成すれば、再生された4相位相変調波を得ることができる。

第2の方法は、3通倍信号と4通倍搬送波を混合することにより位相再生効果を得る方法であり、3-4通倍法と名づける。4相位相変調波を3通倍し、4通倍搬送波と混合すれば、入力信号位相 ϕ に対し3倍の逆位相 -3ϕ を有する信号を得ることができる。この信号に、入力信号を等振幅で合成すれば、 90° 毎に識別された $-\phi$ 位相を有する信号が得られる。これを振幅制限器に通した後さらに、入力信号と等振幅で合成することにより4つの位相に固定された出力を得ることができる。

第3の方法は、1つの位相変換器と合成器によって4相直接位相再生器を実現するものであり、回路合成法と名づける。入力信号の位相 ϕ に対し逆位相 $-\phi$ を有する信号を等振幅で合成すれば、位相再生された2相位相変調波が得られることを第3章に述べたが、 $-\phi$ を有する信号の位相を 2θ だけずらして合成すれば、再生された信号の位相ならびに位相識別面を θ だけ変化することができる。回路合成はこのことを利用したものである。すなわち異った識別面を有する位相再生器を複数個実現する場合、 $-\phi$ 位相を有する信号を作り出す位相変換器を1つだけ用意し、その出力信号を分岐し位相を変化させて入力信号と合成すれば容易に識別面の異った複数個の位相再生器を実現できる。

本章では、これらの2相2系列法、3-4通倍法、回路合成法に対し、動作原理、不完全性存在時の位相再生特性の劣化、実験による位相再生特性の確認を行い、各構成法の比較検討を行う。

一方、直接位相再生器は、再生器本体の小形・簡易化だけでなく、搬送波再生回路の小形・簡易化も重要な検討課題である。搬送波の種類で分類すると、次の3種類が考えられる。

- (i) 2 通倍された無変調波を基準搬送波とする方法
- (ii) 2 相位相変調された 2 通倍搬送波を基準搬送波とする方法
- (iii) 4 通倍された無変調波を基準搬送波とする方法

(i)の方法では，位相同期ループを用いて基準搬送波を再生することが必要であり，搬送波再生回路が比較的大型化する欠点がある。これに対し，(ii)または(iii)の方法は，2 通倍器または 4 通倍器のみによって基準搬送波の抽出が可能であり，搬送波再生回路が比較的小形になるという利点を有する。2 相 2 系列法ならびに回路合成は(i)に属する方法であり，3 - 4 通倍法は(iii)に属する方法である。再生器の比較ではこの搬送波再生法についても考慮した検討を行う。

4.2 2 相 2 系列法

4.2.1 構成ならびに動作原理

4 相直接位相再生装置は，2 相位相再生装置を 2 系列使用することによって容易に実現できる。⁵⁸⁾⁵⁹⁾ この方法を 2 相 2 系列法と名づけた。図 4.1 はこの構成を示す。図において，上の破線で囲んだ回路が 4 相直接位相再生回路であり，下の破線部は 2 通倍搬送波を得るための搬送波再生回路である。

入力信号は信号①および②に 2 分岐される。分岐には 90° ハイブリッドを用いるため，信号②は $\pi/2$ の位相シフトを受ける。信号②は信号③に比べ $\pi/2$ だけ遅れているため，識別のスレッシュホールドは直交している。得られた再生信号④，⑤はそれぞれ位相再生された 2 相位相変調波となっている。これ等の信号は， 90° ハイブリッドより合成され，再生された 4 相位相変調波⑥が得られる。

4.2.2 各部の特性

2 相 2 系列法を用いた 4 相直接位相再生器の各部の構成を図 4.2 に示す。直接位相再生装置の各回路は図 4.3 に示すようにアルミナセラミック基板 ($\epsilon_r = 9.6$ ， $t = 0.63 \text{ mm}$) に可能な限り MIC 加工を行なった。

位相再生部は位相比較器用の信号分岐ハイブリッド (8 dB)，2 相 2 系列の位相再生器用 3 dB 分岐ハイブリッド (分岐された 2 信号には 90° の位相差があり，2 相位相再生器の基準識別面となる)，再生搬送波用 Y 分岐，不要波抑圧用 3.4 GHz 進行波フィルタ (TWF)，FET ミキサ，不要波除去用 LPF より構成されている。リミッタ部は FET 3 段 2 系列のリミ

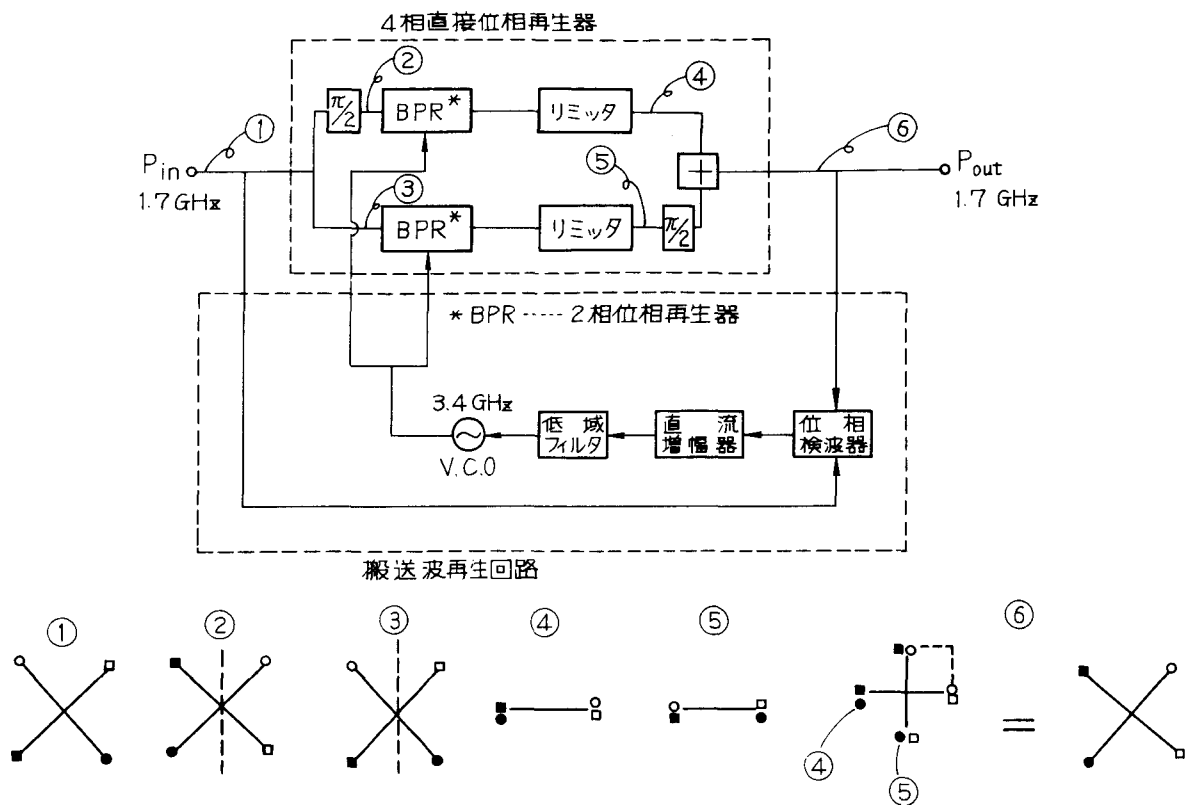


図 4.1 2 相 2 系列法の構成

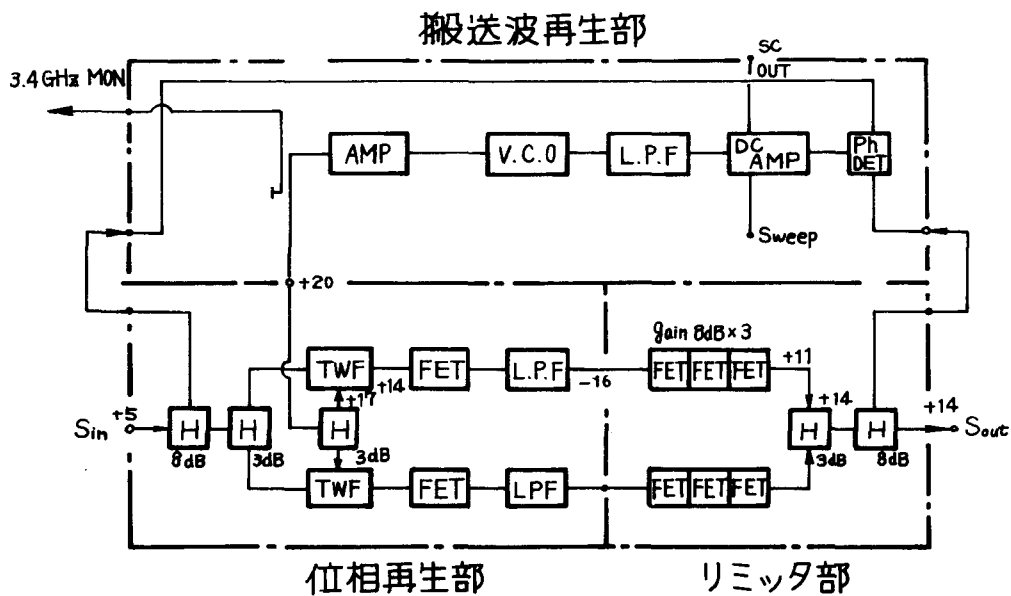


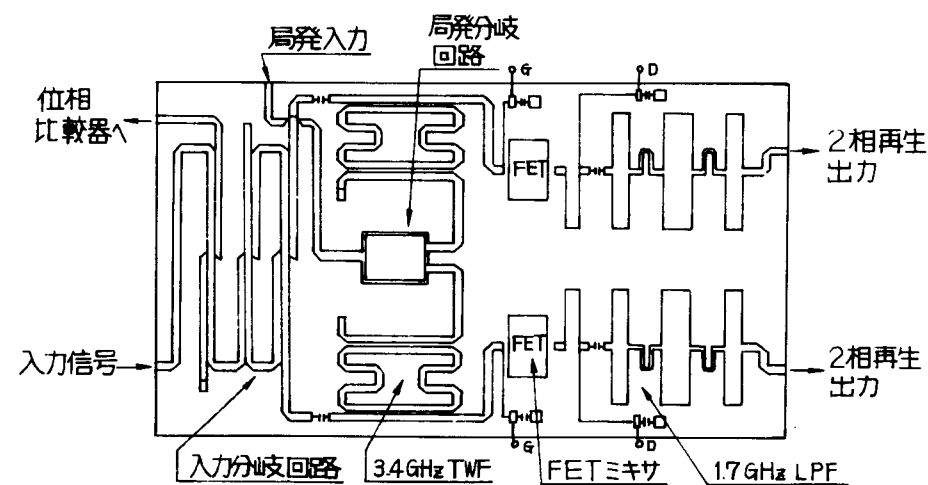
図 4.2 直接位相再生装置の構成（2 相 2 系列法）

ッタ，2 相位相再生信号から 4 相位相再生信号に変換する合成器，位相比較器用信号分岐ハイブリッドから構成されている。なお位相再生器，リミッタは回路構成上生じる位相，振幅のアンバランス成分を除去するため，対称に配置されている。搬送波再生部は 20L-P1 方式で開発された回路を用いており，位相検波器，直流増幅器，LPF，3.4GHz VCO および増幅器より構成されている。

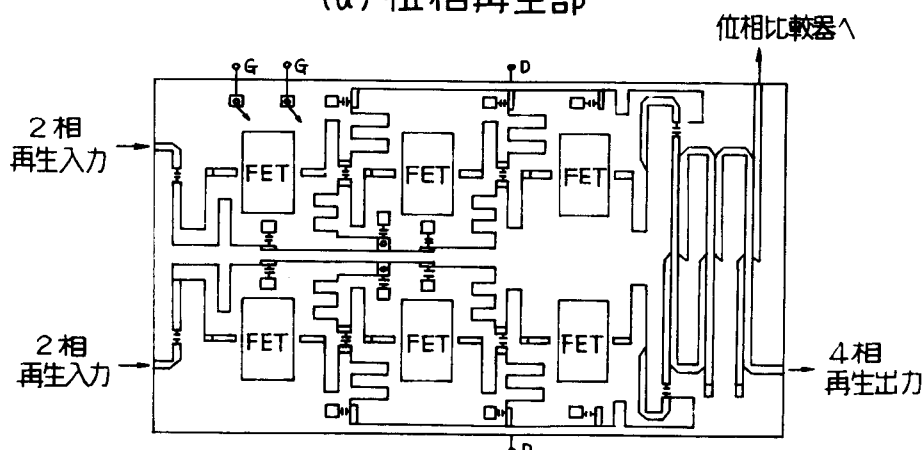
各部の特性を以下に示す。

(i) 進行波フィルタ (TWF)

TWF の周波数特性を図 4.4 に示す。測定値には Y 分岐による 3 dB の損失が含まれており，TWF による結合損失は 1 dB 程度と考えられる。8 dB ハイブリッドの周波数特性を図 4.5 に示す。1.7GHz $\pm$ MHz の範囲でほぼ平坦な特性が得られている。



(a) 位相再生部



(b) リミッタ部

図 4.3 位相再生器パターン

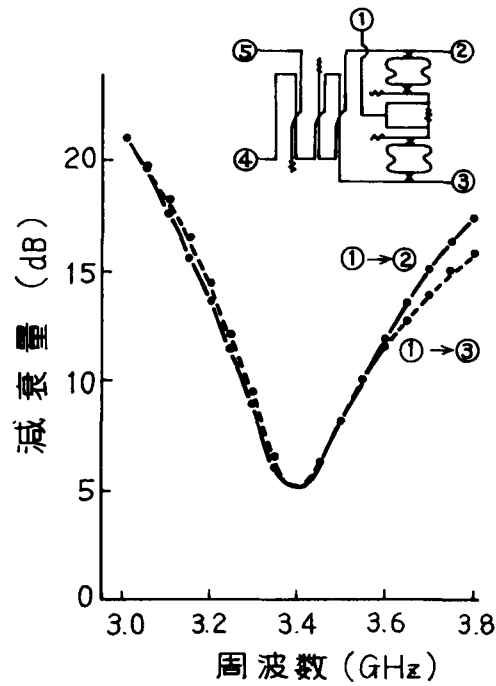


図 4.4 進行波フィルタ周波数特性

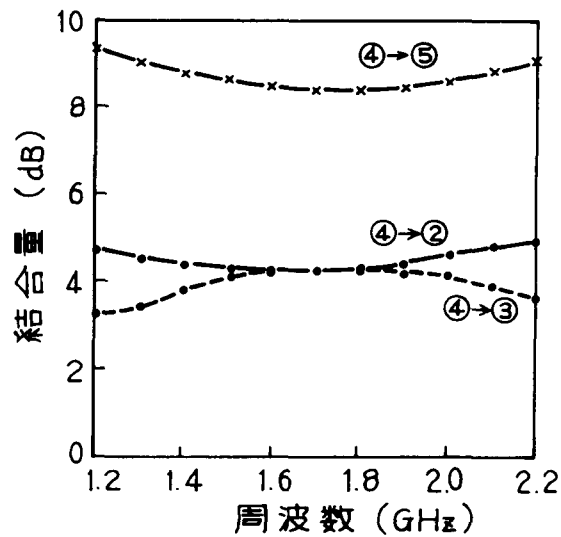


図 4.5 ハイブリッド周波数特性

(ii) ミキサ (MIX)

図 4.3 に示した回路構成のミキサの周波数特性を図 4.6 に示す。ミキサの周波数特性は信号立ち上り特性、直交成分の発生等と密接な関係がある。即ち広帯域なほど立ち上り特性が良く、1.7GHz に対して対称なほど直交成分の発生量が少ない。図 4.7 は増幅 ($P_{+\phi}$) および位相変換 ($P_{-\phi}$) された信号のミキサ出力特性である。 $P_{+\phi}$ と $P_{-\phi}$ が同じレベルになる FET のゲート電圧 (電流) は 1.23 V (16.5 mA), ドレイン電圧 (電流)

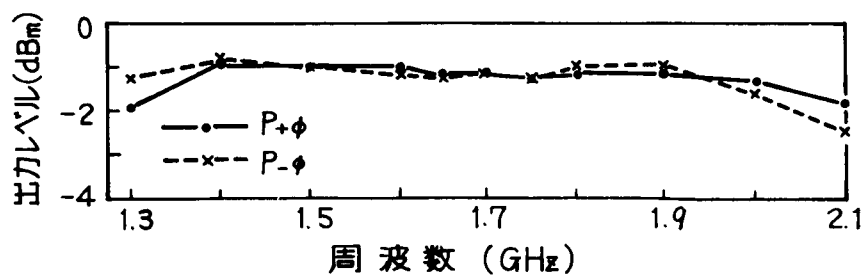


図 4.6 ミキサ振幅周波数特性

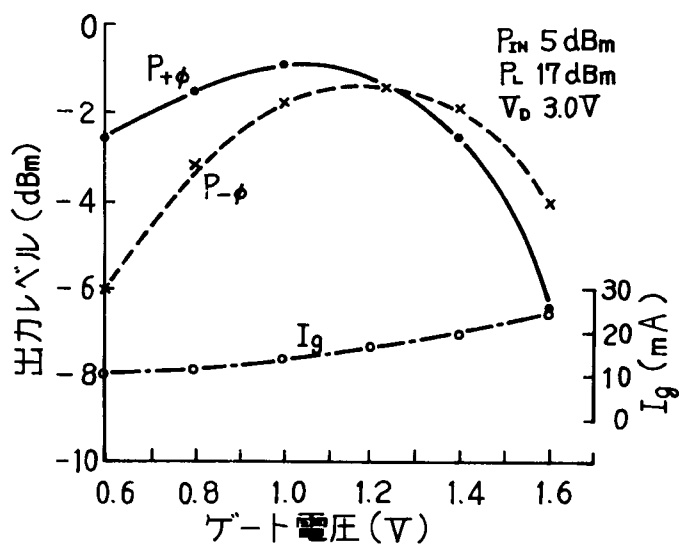


図 4.7 ゲート電圧依存特性

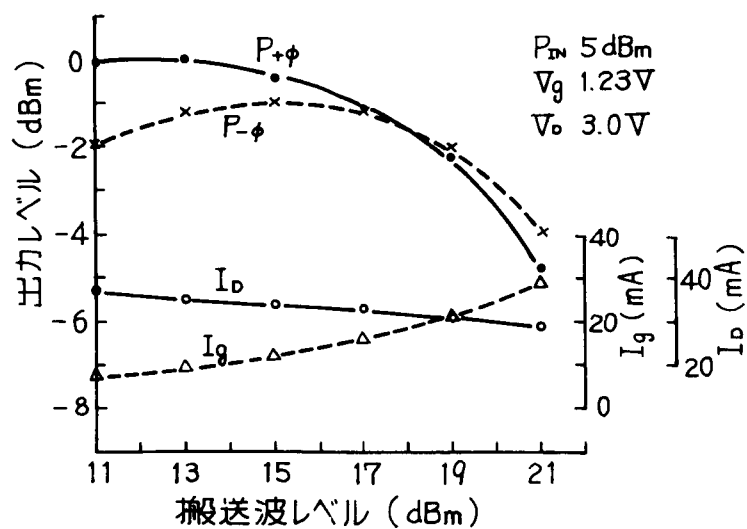


図 4.8 搬送波レベル依存特性

は 3.0 V (33 mA) である。なおこの時の入力信号レベルは 5 dBm (ハイブリッド入力), 搬送波レベルは 17 dBm で, ミキサ出力は -1.9 dBm であった。図 4.8 は搬送波レベルと出力の関係で, 搬送レベルにも $P_{+\phi}$ と $P_{-\phi}$ が等しくなる値が存在する。このようにゲート電圧と搬送波レベルとの間には相補的な関係がある。 $P_{+\phi}$ と $P_{-\phi}$ が同じレベルになるゲート電圧と搬送波レベルとの関係を図 4.9 に示す。図 4.10 はミキサの入出力特性で, 入力レベルが高くなると $P_{+\phi}$ と $P_{-\phi}$ のレベルに差が生じる。ミキサに続く LPF は特に 3.4 GHz の不要波を阻止するよう設計しており図 4.11 に示すように十分にその特性を発揮している。なおミキサの設計にあたっては不要発振に十分留意する必要がある。不要

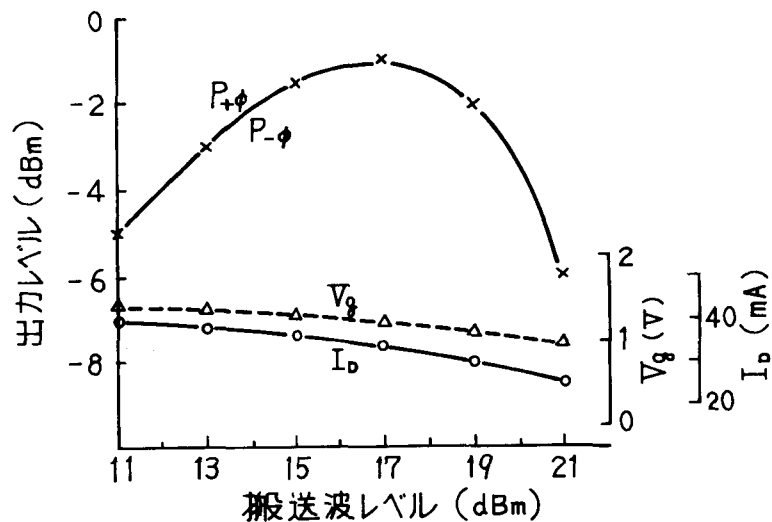


図 4.9 最適ゲート電圧の搬送波レベル依存特性

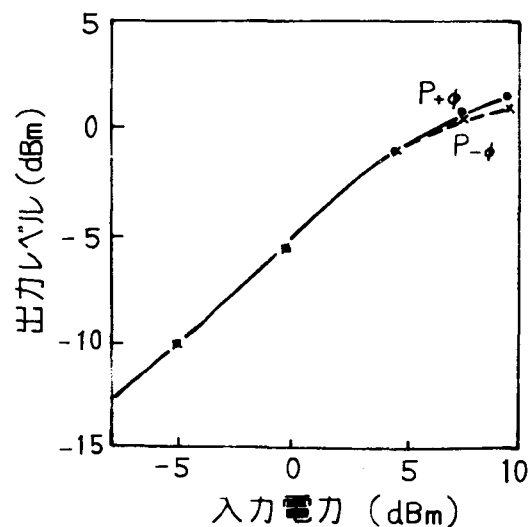


図 4.10 入出力特性

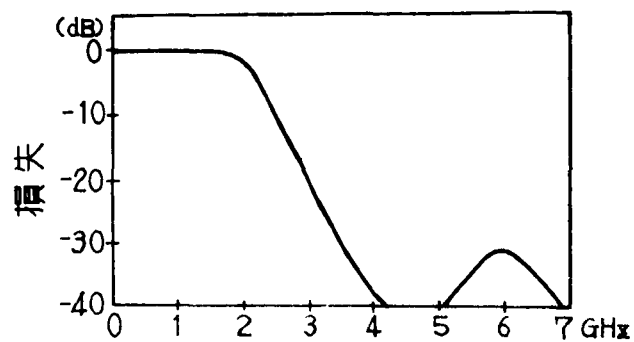


図 4.11 ローパス・フィルタ周波数特性

発振は、搬送波レベルが低くなると発振をする。この解決法としてFETを基板内に埋め込み、アースが最短距離で取れるようにした。

(iii) リミッタ部

3段FETリミッタは全て同一増幅器として設計しており、リミッタ効果は最終段FETの飽和特性を利用している。

リミッタの周波数特性を図4.12に示す。リミッタの特性としては、十分な飽和特性を持つとともにミキサと同様1.7GHzを中心にして対称であることが望ましい。図4.13はリミッタの入出力特性であり、3段FETリミッタでは限界の特性と考えられる。図4.14

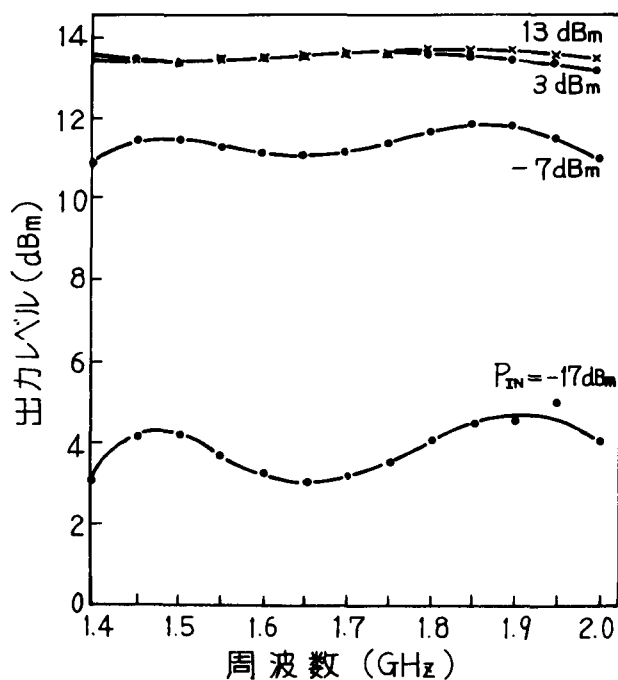


図 4.12 リミッタ周波数特性

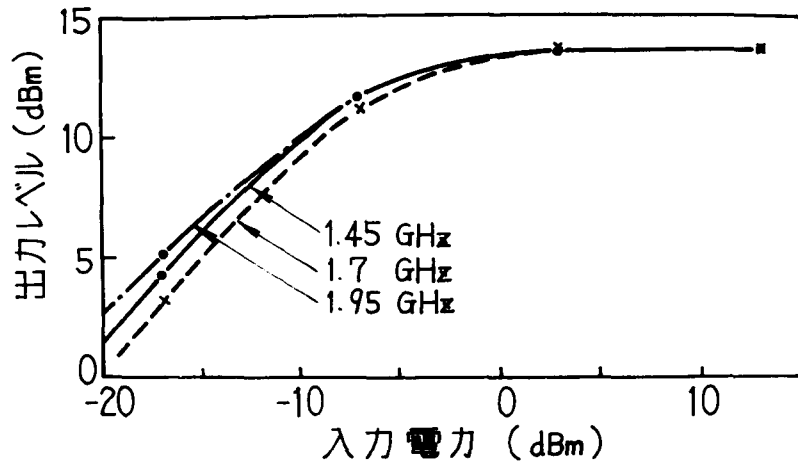


図 4.13 入出力特性

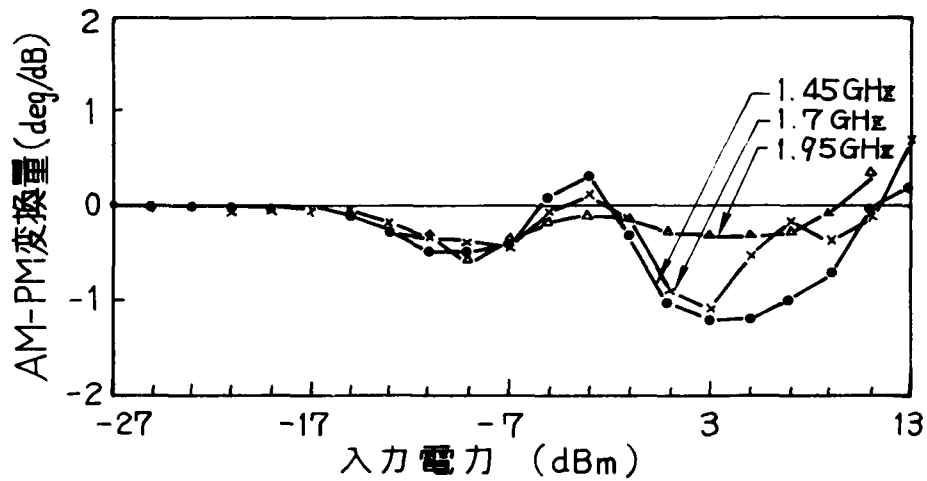
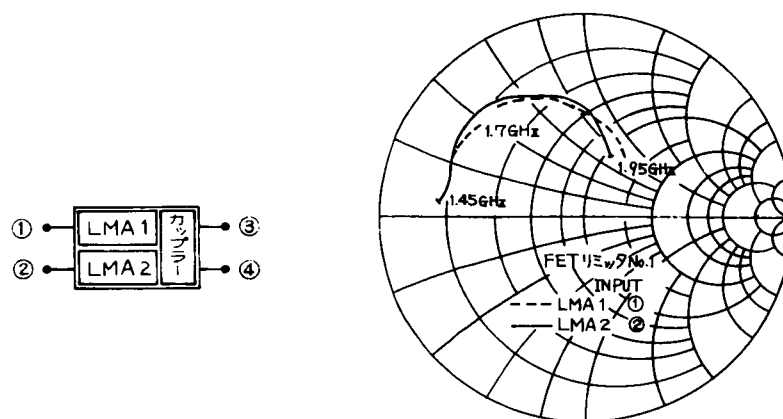


図 4.14 リミッタ AM - PM 変換特性

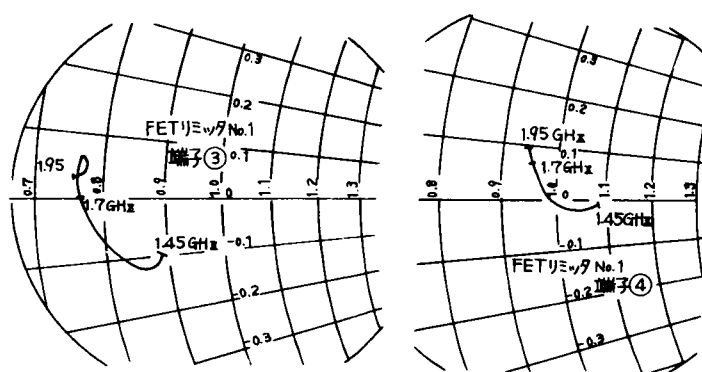
は AM - PM 変換特性であり，最悪でも $\pm 1.5 \text{ deg/dB}$ 以内と良好な特性が得られている。
図 4.15 は入出力端のインピーダンス特性である。設計法ならびに特性解析結果は第 5 章
に詳しく述べている。

(Ⅳ) 搬送波再生部

図 4.16 は VCO 変調感度，出力レベル特性である。VCO 出力レベルは約 17 dBm であるが回路設計上は 20 dBm 程度の出力が必要と考えられる。図 4.17 は同期引込み特性であり， 20 L-P1 方式に比べて若干同期範囲が狭くなっている。図 4.18 は再生搬送波スペクトラムである。再生搬送波の C/N は中継数の決定を大きく影響するため可能な限り良くしなければならない。キャリア抑圧法で測定した C/N を表 4.1 に示す。



(a) 端子①, ②



(b) 端子③, ④

図 4.15 入出力インピーダンス特性

表 4.1 再生搬送波 C/N

帯域制限	再生 C/N (dB)
BT = 1.0 遅延平坦形フィルタ	30.2 ~ 31.2 最悪相 最良相
帯域制限なし	32.2 ~ 33.2

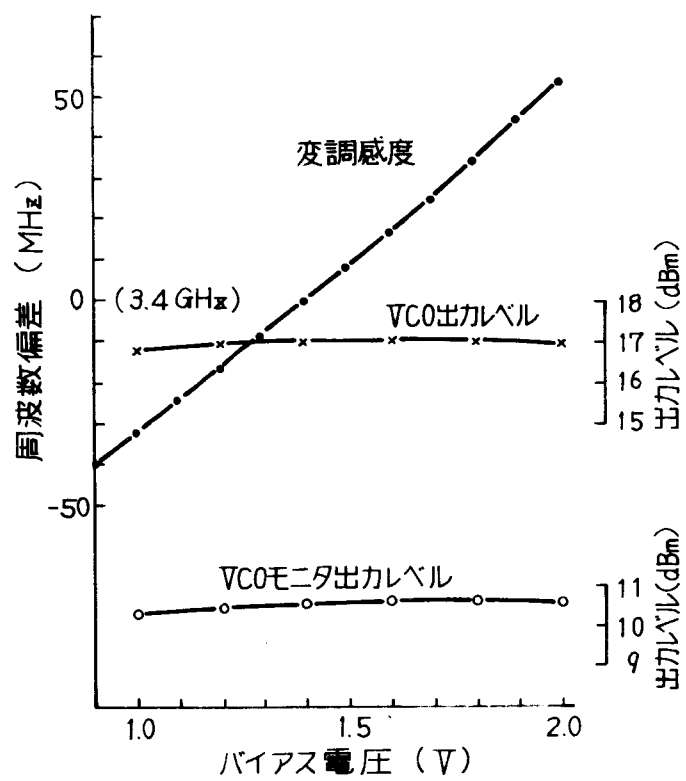


図 4.16 VCO 変調感度および出力レベル

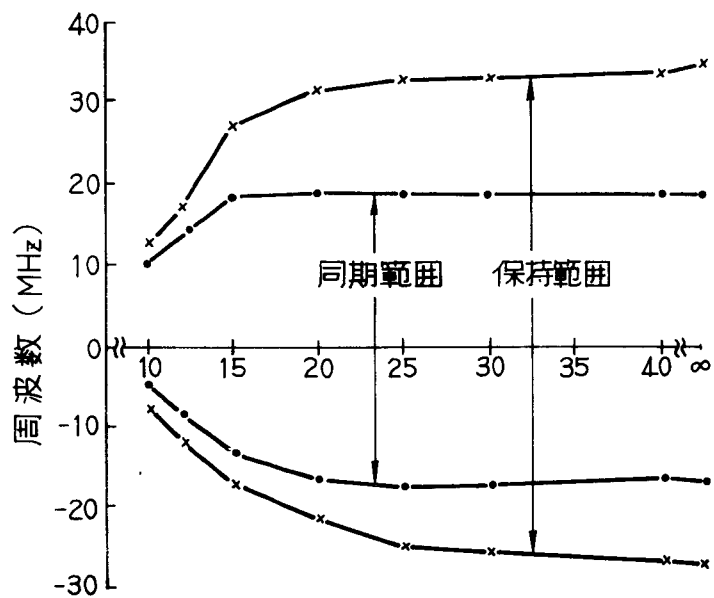


図 4.17 同期引込み特性

(帯域制限 $BT = 1.0$
5 段トムソンスイーパー付)

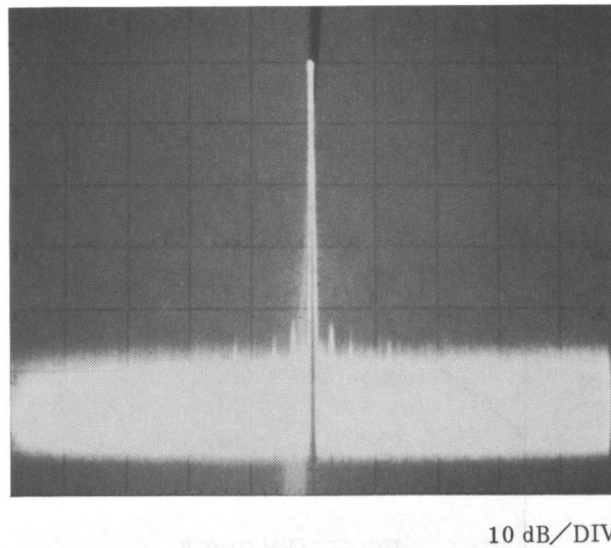


図 4.18 再生搬送波スペクトラム

4.2.3 総合特性

図 4.19 は直接位相再生装置の出力レベル温度特性である。-5℃～60℃の範囲で約 1.5 dB のレベル変化が見られる。図 4.20 は引込み同期範囲の温度特性である。ただし図 4.20 では同期回路の温度補償，スイーパのない時の特性である。試作した装置はスイーパは持っているが温度補償を行なっておらず，中心周波数を調整し等価的な温度補償を行なった時の特性を図 4.21 に示す。図 4.22 は入力信号の位相を変化させた場合の出力信号位相ならびに振幅である。図より良好な 4 相直接位相再生効果が得られていることが分かる。4 相直接位相再生信号の場合は，再生位相が正確に 90° 間隔になる必要があり，入力信号での 90° 間隔は分岐側のハイブリッドを用いて調整し，再生位相の 90° 間隔は合成側のハイブリッドを調整する必要がある。

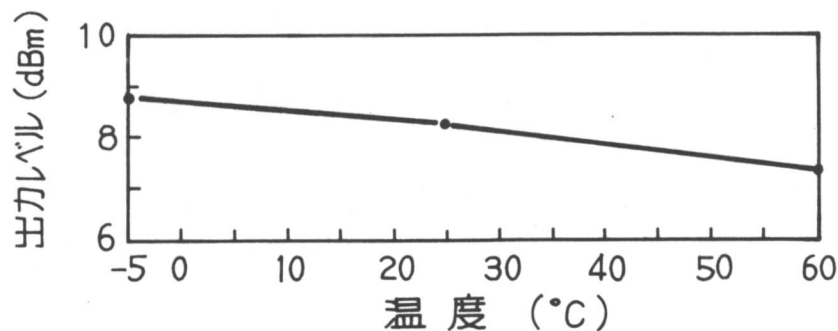


図 4.19 出力レベル温度特性

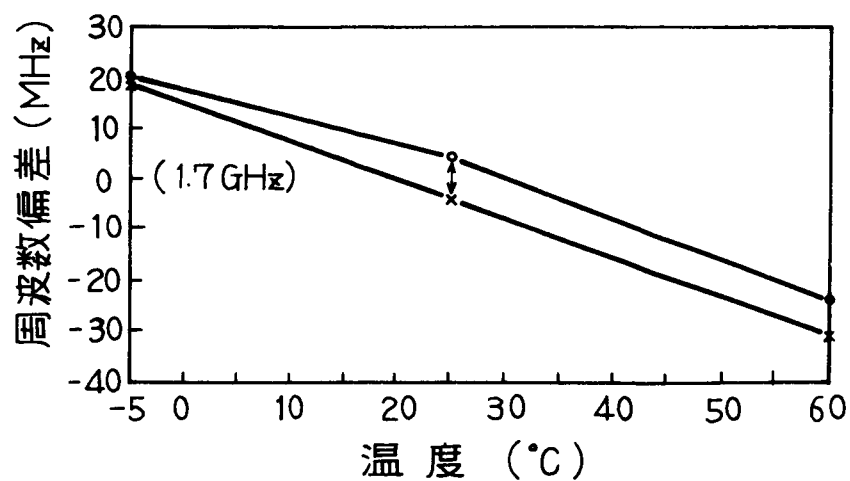


図 4.20 引込み同期範囲温度特性
(スリープなし)
(温度補償なし)

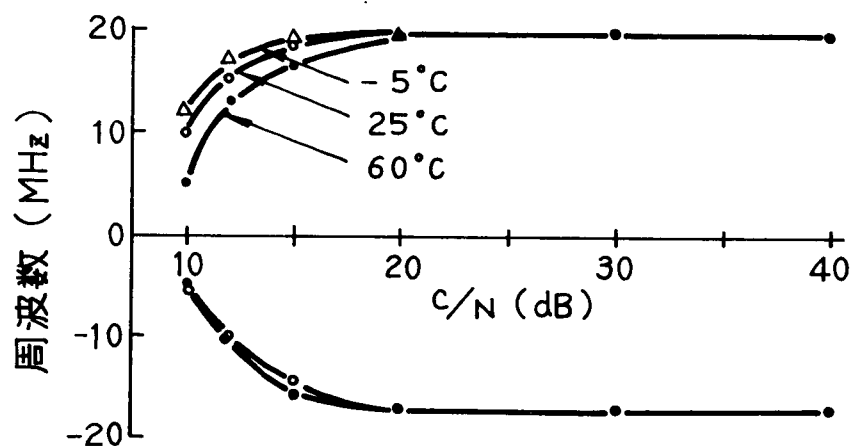


図 4.21 同期引込み特性
(BT=1.0
(トムソンスリープ付)
VCO 調整

図4.23は入出力信号のアイパターンならびに過渡ベクトル軌跡である。帯域制限を受けた信号(a)が直接位相再生器を通ることにより立上りの良い信号波(c)に再生されている様子が良く分かる。(b)は振幅リミッタのみを通した場合の信号であり、位相方向の雑音が除去できないため再生効果が得られていないことを示している。図4.24は、2相2系列法を用いた直接位相再生装置の外観を示す。

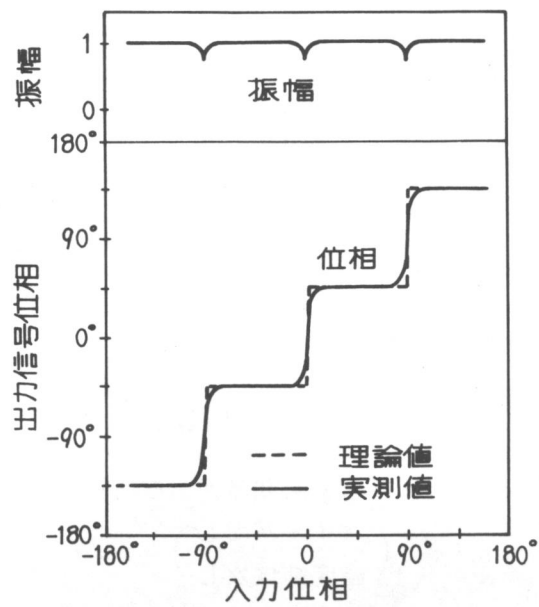


図 4.22 位相再生特性（2相2系列法）

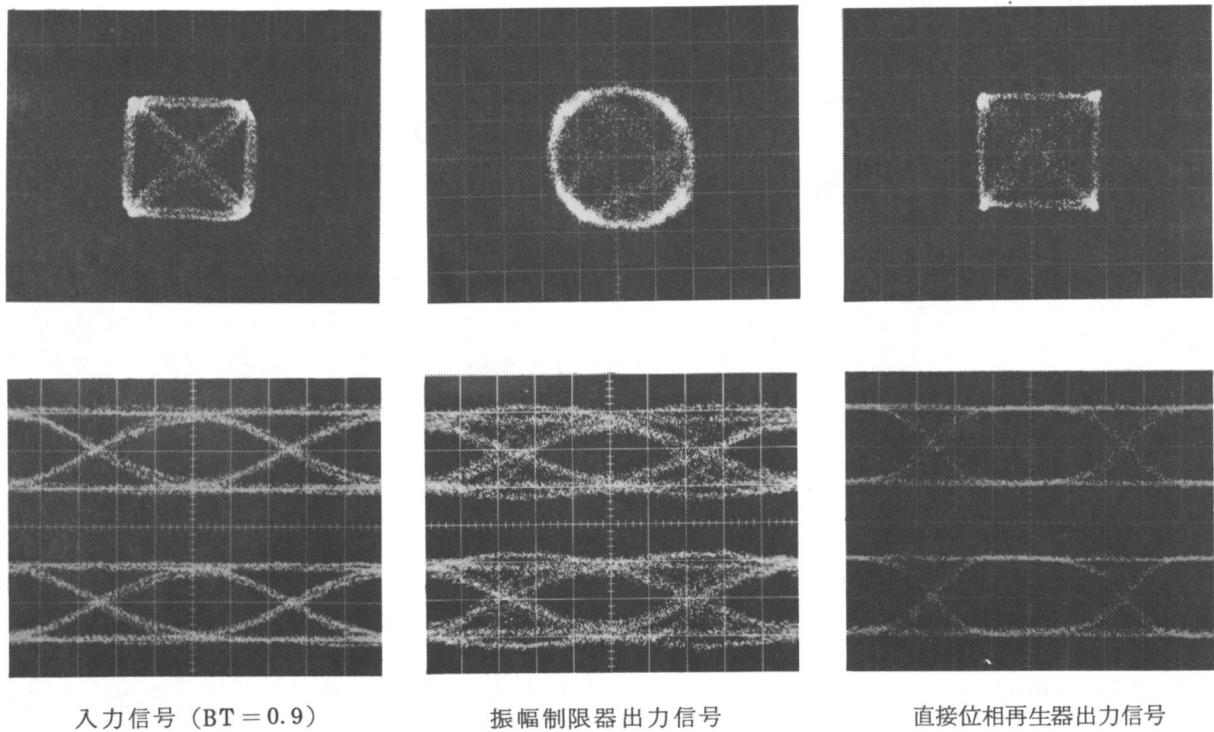


図 4.23 アイパターンならびに過渡ベクトル軌跡

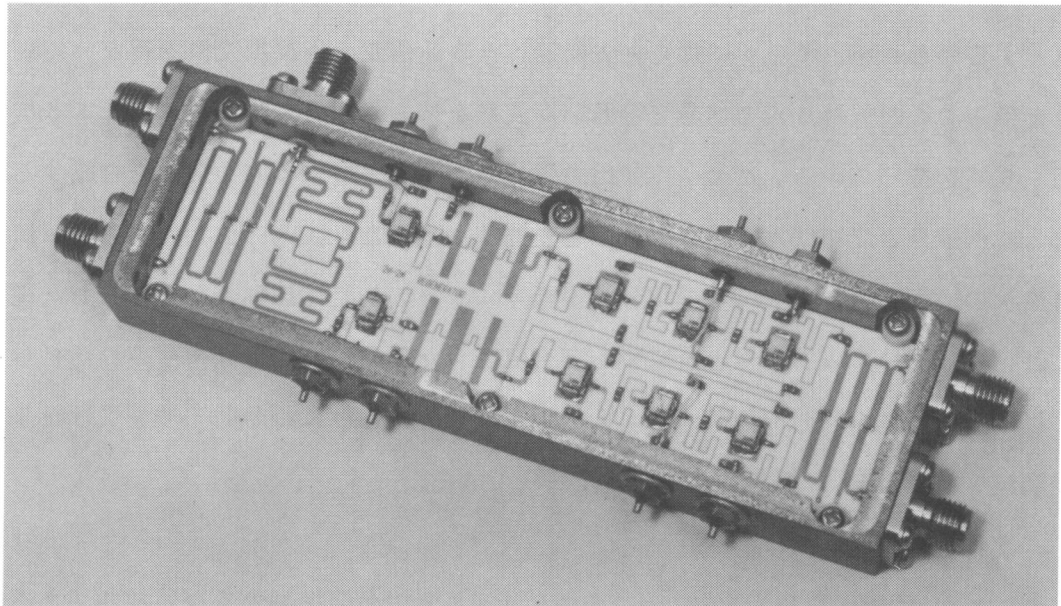


図 4.24 直接位相再生装置（2 相 2 系列）

4.3 3 - 4 通倍法

4 相直接位相再生器はまた、周波数 3 通倍器ならびに 4 通倍器を用いて実現できる。^{(60)~(62)}これを 3 - 4 通倍法と名づけた。以下 4.3.1 では動作原理，4.3.2 では不完全性存在時の動作，およびその許容範囲を示す。4.3.3 では静特性ならびに動特性の実測結果を述べる。

4.3.1 動作原理

3 - 4 通倍法を用いた 4 相直接位相再生器の構成図を図 4.25 に示す。4 相位相変調を受けた入力信号を 3 通倍器ならびに 4 通倍器に加え，3 通倍波および 4 通倍波を得る。4 通倍波は，狭帯域フィルタを前置した増幅器に加え，雑音成分を除去し 4 通倍基準搬送

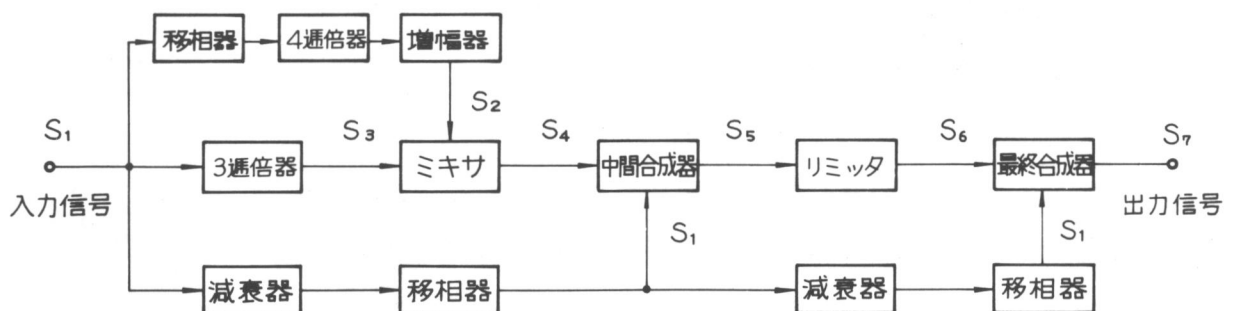


図 4.25 3 - 4 通倍法の構成図

波とする。これを，ミキサに加えて先に述べた 3 通倍波と周波数変換を行ない差周波数信号を得る。この信号は入力信号と等しい周波数を持ち入力信号位相 ϕ に対して 3 倍の逆位相 -3ϕ を持っている。このミキサ出力信号にこれと等振幅の入力信号を合成すると，合成された信号の位相は入力信号の位相と逆位相 $-\phi$ となり，入力位相の $\pi/2$ 毎に π だけ階段状の変化をする。次にこの信号を振幅リミッタに加えて振幅変動を除去した後，再びこれと同一振幅の入力信号と合成する。合成された信号は 4 相位相再生された信号となる。

以下この動作を詳しく説明する。入力端子は雑音ならびに符号間干渉を受けた 4 相位相変調波 S_1 が加えられる。これは次式で表現できる。

$$S_1 = A \cos(\omega_0 t + \phi) \quad (4.1)$$

ここで ω_0 は搬送波角周波数， A ， ϕ はそれぞれ入力信号振幅ならびに位相である。入力信号を 3 分岐し，一つを 4 通倍器に加え 4 相位相変調成分を除去し，狭帯域フィルタに通し雑音成分を除去する。この信号は入力信号の 4 倍の周波数を持つ搬送波とみなすことができ次式となる。

$$S_2 = B \cos 4\omega_0 t \quad (4.2)$$

この 4 通倍搬送波を増幅器を通し十分なレベルの局部発振波とし，ミキサに加える。一方 3 分岐したもう一方の入力信号を 3 通倍した後ミキサに加える。この信号は次式となる。

$$S_3 = C \cos(3\omega_0 t + 3\phi) \quad (4.3)$$

ミキサではこの 2 信号の混合を行ない差周波数信号 S_4 を得る。差周波数信号は式 (4.2) (4.3) より

$$\begin{aligned} S_4 &= D \cos[4\omega_0 t - (3\omega_0 t + 3\phi)] \\ &= D \cos(\omega_0 t - 3\phi) \end{aligned} \quad (4.4)$$

となる。次にこのミキサ出力信号と 3 分岐された一つの信号を等振幅で中間合成器に加える。中間合成器出力信号 S_5 は次式となる。

$$\begin{aligned} S_5 &= D \cos(\omega_0 t + \phi) + D \cos(\omega_0 t - 3\phi) \\ &= 2D \cos 2\phi \cdot \cos(\omega_0 t - \phi) \\ &= 2D |\cos 2\phi| \cos(\omega_0 t + \psi) \end{aligned} \quad (4.5)$$

ただし ψ は中間合成器出力信号位相であり，次式で表わされる。

$$\psi = \begin{cases} -\phi & ; \cos 2\phi \geq 0 \\ -\phi + \pi & ; \cos 2\phi < 0 \end{cases} \quad (4.6)$$

すなわち次式となる。

$$\psi = \begin{cases} -\phi & ; -\pi \leq \phi \leq -3\pi/4, -\pi/4 \leq \phi \leq \pi/4, \\ & 3\pi/4 \leq \phi \leq \pi \\ -\phi + \pi & ; -3\pi/4 < \phi < \pi/4, \pi/4 < \phi < 3\pi/4 \end{cases} \quad (4.7)$$

式(4.5)(4.7)より明らかなように中間合成器出力信号位相 ψ は入力信号位相 ϕ に対し逆転され、 $\cos 2\phi$ の符号変化すなわち入力位相 ϕ の $\pi/2$ 変化毎に π の位相変化をしていることが分かる。図4.26に信号 S_5 のベクトル軌跡を示している。また図4.27は中間合成器出力信号 S_5 の振幅ならびに位相を示している。式(4.5)より明らかなように振幅は $|\cos 2\phi|$ に比例した変化をし、位相は -1 の傾きで階段状に変化していることが示されている。

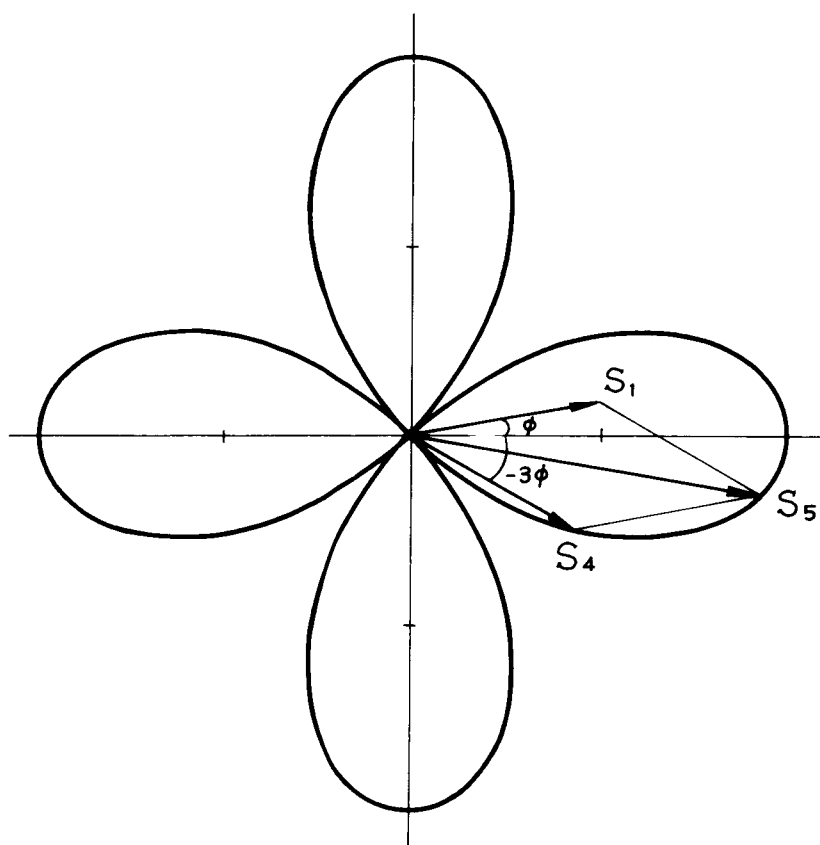


図 4.26 中間合成器出力のベクトル

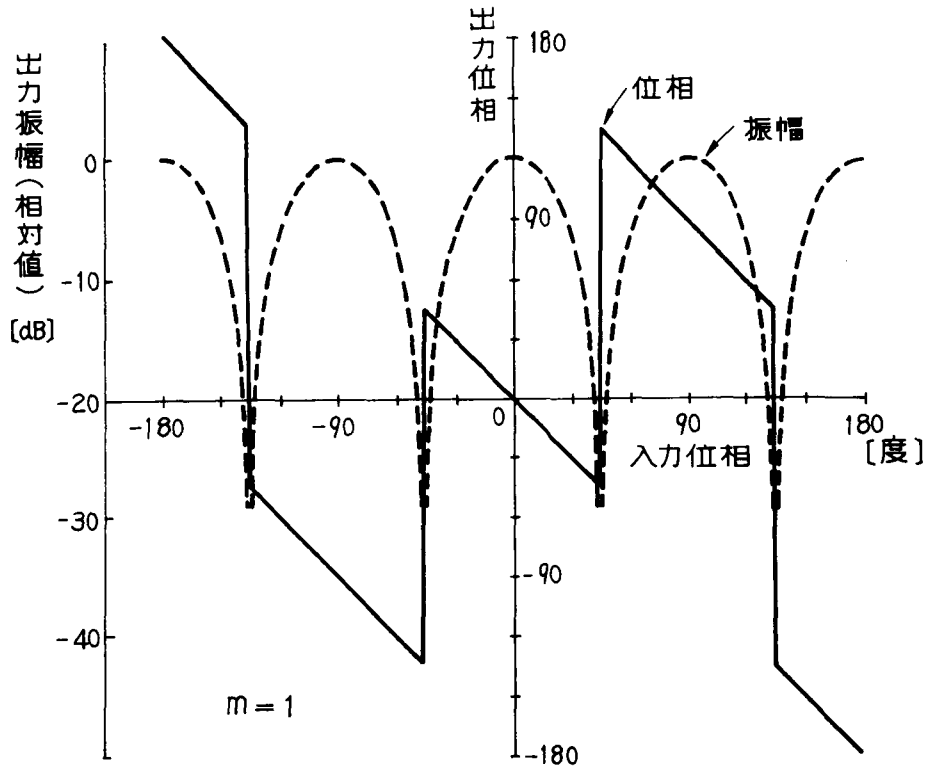


図 4.27 中間合成器出力の振幅，位相

次に中間合成器出力信号 S_5 をリミッタに通し振幅変動を除去する。リミッタ出力信号は次式となる。

$$S_6 = \cos(\omega_0 t + \psi) \quad (4.8)$$

このリミッタ出力信号と3分岐された一つの信号とを等振幅で合成する。この最終合成器出力信号 S_7 は式 (4.1) (4.8) より次式となる。

$$\begin{aligned} S_7 &= S_6 + S_{in} \\ &= \cos(\omega_0 t + \psi) + \cos(\omega_0 t + \phi) \\ &= 2 \cos[(\psi - \phi)/2] \cdot \cos[\omega_0 t + (\phi + \psi)/2] \\ &= 2 |\cos(\psi - \phi)/2| \cdot \cos(\omega_0 t + \theta) \end{aligned} \quad (4.9)$$

ただし θ は最終合成器出力信号位相で次式となる。

$$\theta = \begin{cases} (\phi + \psi)/2 & ; \cos[(\psi - \phi)/2] \geq 0 \\ (\phi + \psi)/2 + \pi & ; \cos[(\psi - \phi)/2] < 0 \end{cases} \quad (4.10)$$

さらに式 (4.6) を用いると式 (4.10) は次式となる。

$$\theta = \begin{cases} -\pi & ; -\pi \leq \phi \leq -3\pi/4 \\ -\pi/2 & ; -3\pi/4 < \phi \leq -\pi/4 \\ 0 & ; -\pi/4 < \phi \leq \pi/4 \\ \pi/2 & ; \pi/4 < \phi \leq 3\pi/4 \\ \pi & ; 3\pi/4 < \phi \leq \pi \end{cases} \quad (4.11)$$

図4.28に最終合成器出力信号 S_7 の振幅ならびに位相を示している。式(4.11)からも明らかなように入力信号位相 ϕ が $-\pi < \phi \leq -3\pi/4$ の場合、出力信号位相は $-\pi$ ， $-3\pi/4 < \phi \leq -\pi/4$ の場合は $-\pi/2$ ， $-\pi/4 < \phi \leq \pi/4$ の場合は 0 ， $\pi/4 < \phi \leq 3\pi/4$ の場合 $\pi/2$ ， $3\pi/4 < \phi \leq \pi$ の場合は π となる。このようにして $\pm\pi/4$ ， $\pm3\pi/4$ を境界として位相識別が行なわれ，最終合成回路の出力信号は 0 ， $\pm\pi/2$ ， π 位相に固定された信号となり，4相位相再生が行なわれたこととなる。一方振幅は式(4.6)および(4.9)から示されるように $|\cos \phi|$ 又は $|\cos(\phi - \pi/2)|$ に比例した変化となり，各識別領域において3 dBの変化があることが分かる。

図4.29には最終合成器出力信号 S_7 のベクトル軌跡を示している。図を見ると信号 S_1 と S_6 の合成信号 S_7 が4位相に固定されている様子が示されている。また出力信号振幅が3 dBの変化をすることも分かる。

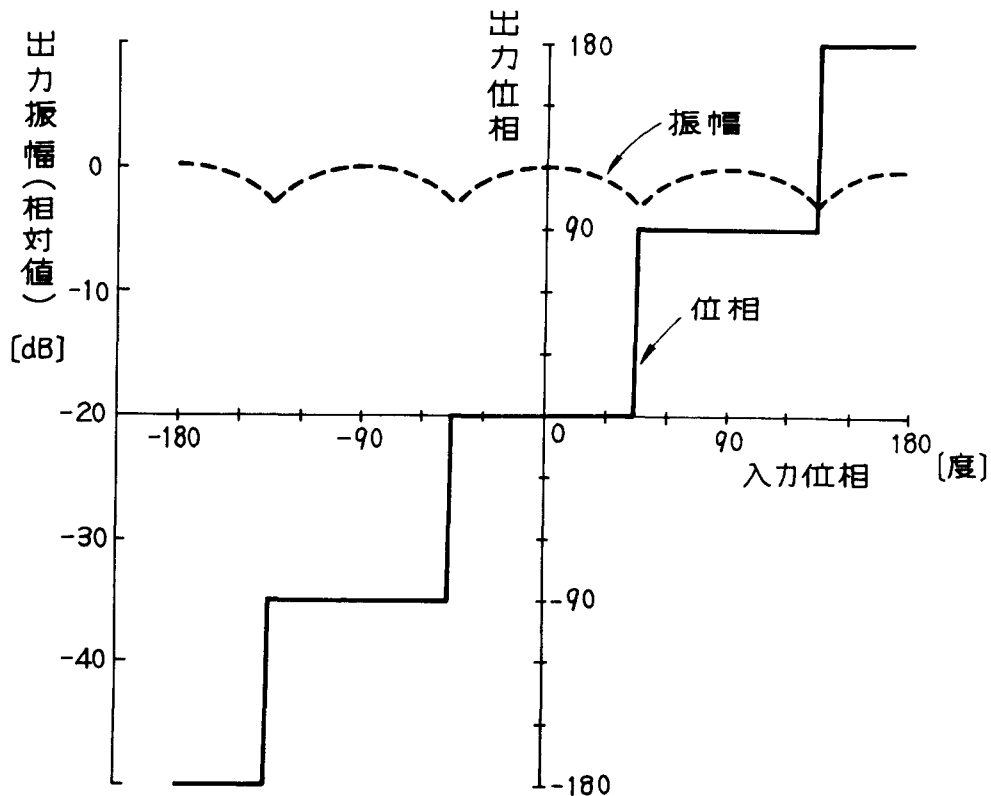


図 4.28 最終合成器出力の振幅，位相

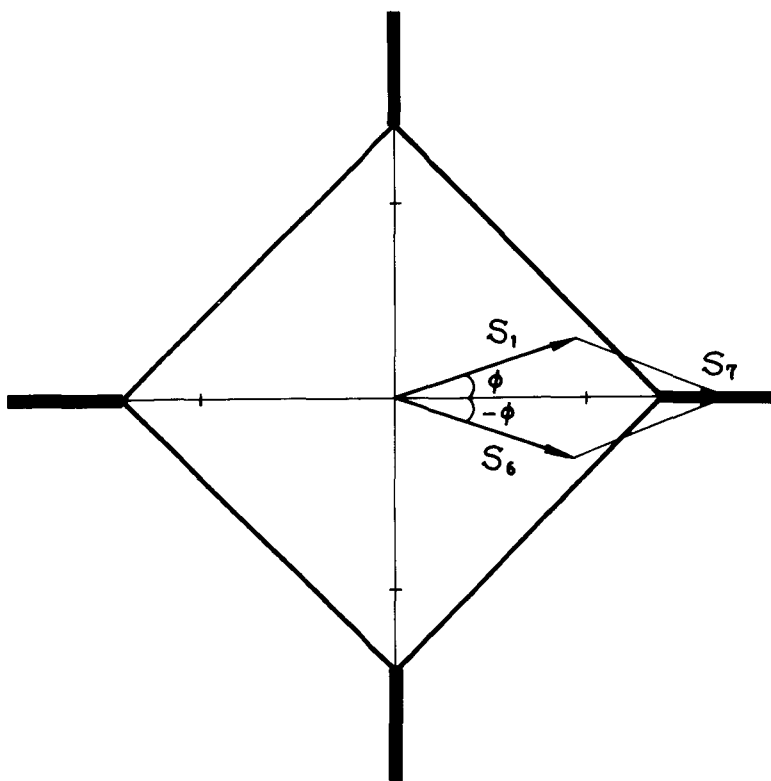


図 4.29 最終合成器出力のベクトル

4.3.2 回路の不完全性による特性劣化

前節では合成時の振幅が等振幅であり，リミッタも理想的な場合に対する動作に関して述べた。しかし実際には調整ずれ，経年変化等によって合成時の振幅にずれが発生する。同様にリミッタもまた入力振幅変動を抑圧できない領域が存在する。本節ではこのような不完全性が存在する場合の位相再生効果に関して述べる。

まず中間合成時の不完全性を次式のように定義する。

$$m = |S_4| / |S_1| \quad (4.12)$$

同様に最終合成時の不完全性を次式のように定義する。

$$n = |S_6| / |S_1| \quad (4.13)$$

またリミッタの特性を図4.30に示す折線で近似し，リミッタの抑圧幅 S [dB] で次式のように定義する。

$$S = -20 \log a \quad (4.14)$$

ただし a はリミッタのしきい値を示す。従って不完全性のない直接位相再生器は前節に述べたように $m = n = 1$ ， $S = \infty$ の場合である。

(i) 図4.31は $n = 1$ ， $S = \infty$ とし， m を変化させて最終合成回路出力端子における，入力

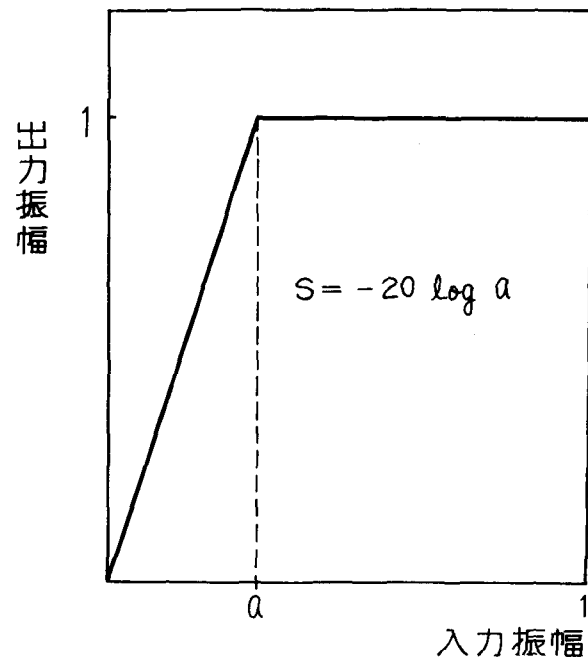


図 4.30 リミッタ特性

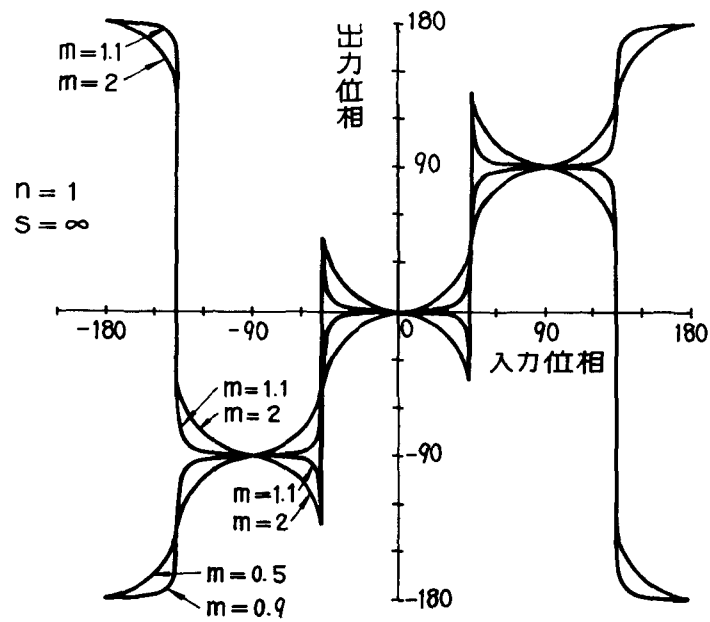


図 4.31 m 劣化時の最終合成出力の位相

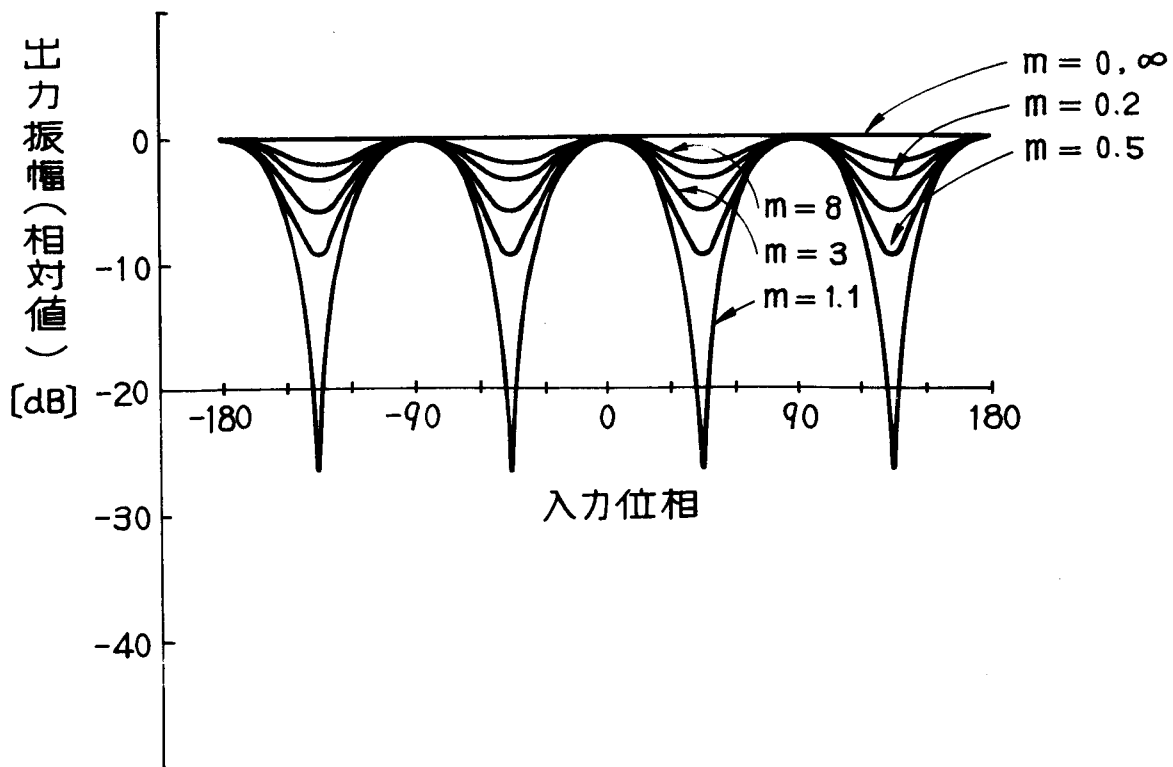


図 4.32 m 劣化時の最終合成出力の振幅

信号位相に対する，出力信号位相の変化を示している。図より明らかなように $0.9 \leq m \leq 1.1$ の範囲ではほぼ位相再生効果が見られる。 $m > 1$ では過渡部における位相ステップが $-3\pi/2$ で $m \leq 1$ では位相ステップが $\pi/2$ でそれぞれ階段状に変化している。

図 4.32 は出力信号振幅の変化を示している。 $m > 1$ では，振幅の変化が過渡部で大きく， $m < 1$ では小さくなっている。

上に述べた位相ならびに振幅の変化は図 4.33 のベクトル軌跡を見ると一層明らかである。以上の結果から以下のことが明らかになった。

- (a) m の変化は位相再生効果に比較的大きく影響する。
 - (b) m が 1 より大きい方にずれるより，小さい方にずれた方が，位相ならびに振幅の変化が小さくなり，位相再生効果としては不連続の少ない，なめらかな特性となる。
- (ii) リミッタの不完全性 ($S \neq \infty$)

図 4.34, 4.35 は， $m = 1$ ， $n = 1$ とし， S を変化させて最終合成回路出力端子における，入力信号位相に対する，出力信号の位相，振幅の変化，ならびにベクトルを示している。

図より明らかなようにリミッタのない場合 ($S = 0$) でもかなり位相再生効果が見られる。 S が 10 dB より大きければ，ほぼ満足な位相再生効果を示し 30 dB 以上になると位

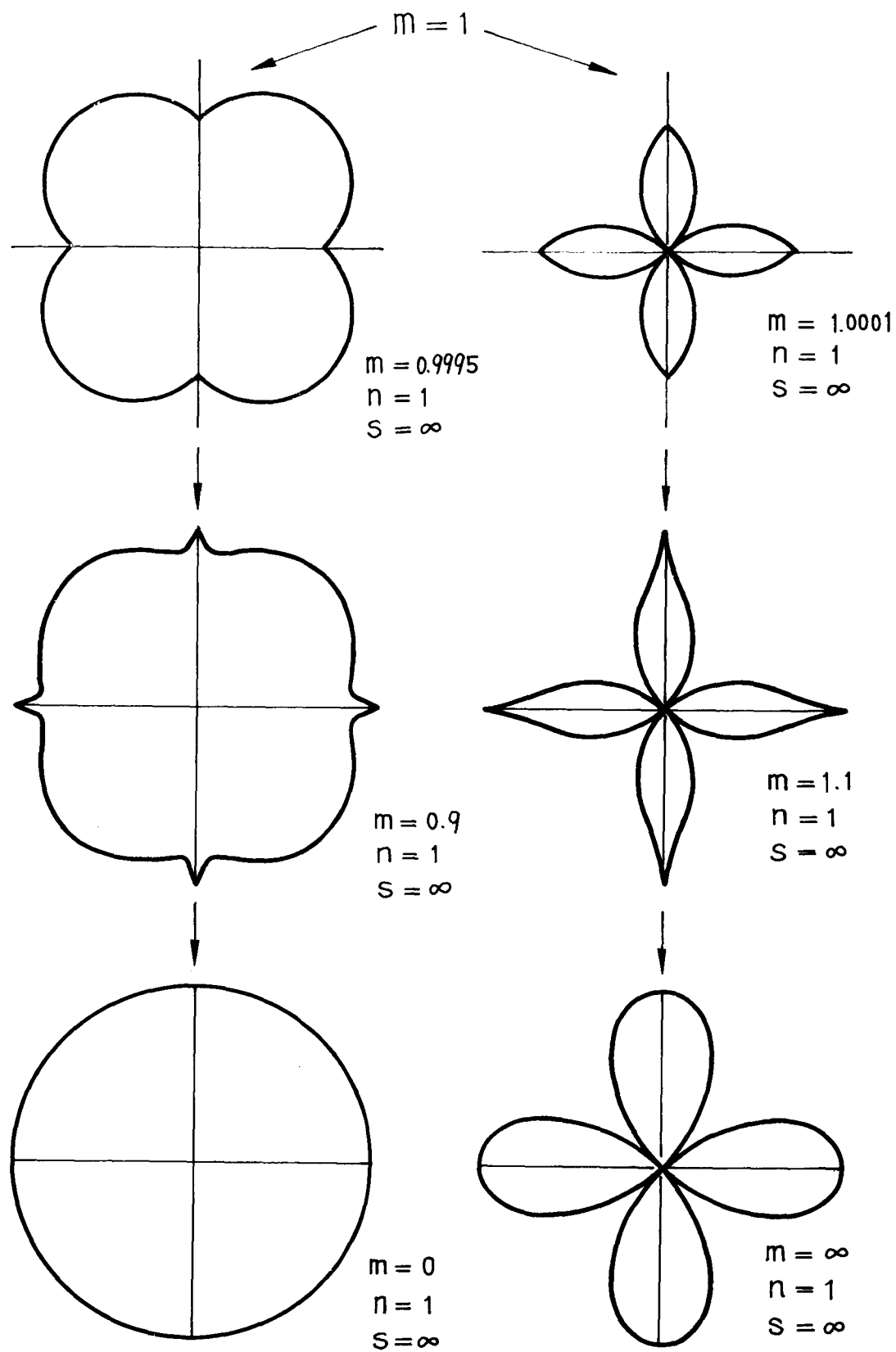


図 4.33 m 劣化時のベクトル

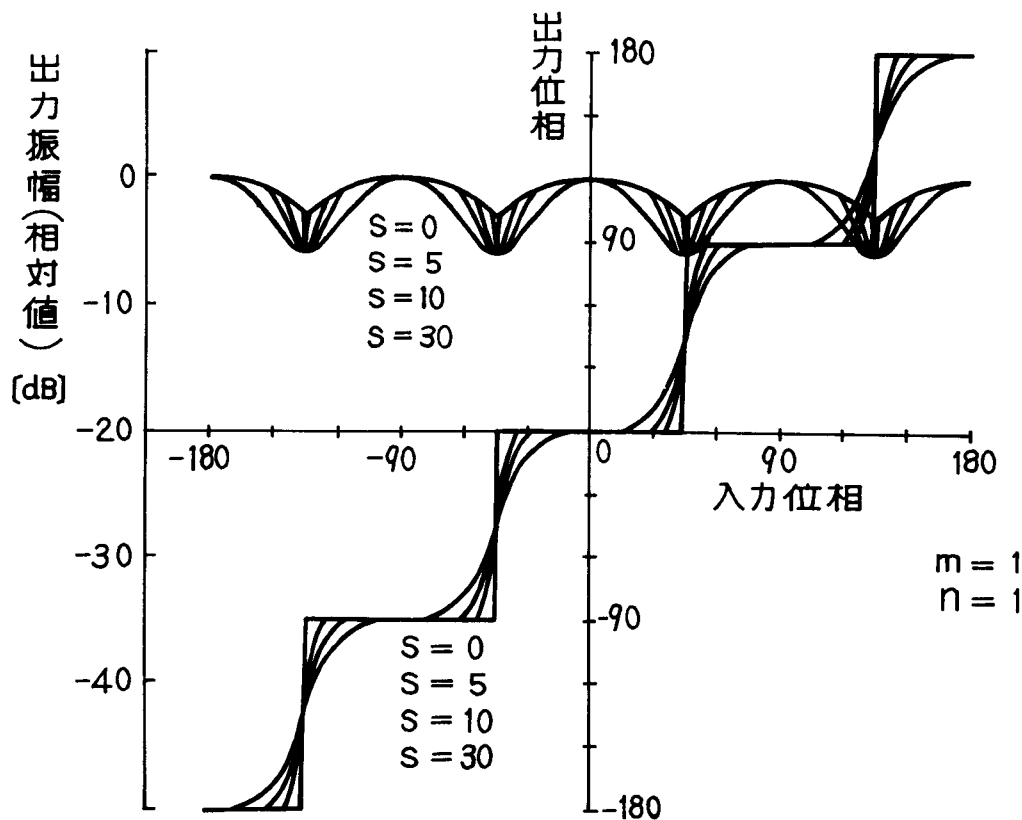


図 4.34 S 劣化時の最終合成出力の位相，振幅

相再生効果は完全となる。又振幅の変動はあまり大きくならない。

以上の結果から以下のことが明らかになった。

(a) 位相再生効果にはリミッタの影響は小さい。

(b) 抑圧度 S はそれほど大きくなくても，十分な位相再生効果が期待できる。

(iii) 最終合成回路の不完全性 ($n \neq 1$)

図 4.36， 4.37， 4.38 には $m = 1$ ， $S = \infty$ の場合， n を変化させて最終合成回路出力端子における，入力信号位相に対する，出力信号の位相，振幅，ならびにベクトルを示している。

位相の変化は， $0.8 \leq n \leq 1.2$ の範囲でほぼ完全に位相再生効果が現われている。

$n > 1$ ， $n < 1$ にかかわらず，過渡部の位相ステップはほぼ $\pi/2$ 程度となり， $m > 1$ または $m < 1$ の場合の動作と異っている。又入力信号位相に対し $n > 1$ のとき負の直線変化， $n < 1$ のときは正の直線変化となる。

振幅に関しては， $n > 1$ ， $n < 1$ にかかわらず変動は少ない。

以上の結果以下のことが明らかになった。

(a) n のずれが位相再生に及ぼす影響は小さい。これはリミッタの通った後の合成で

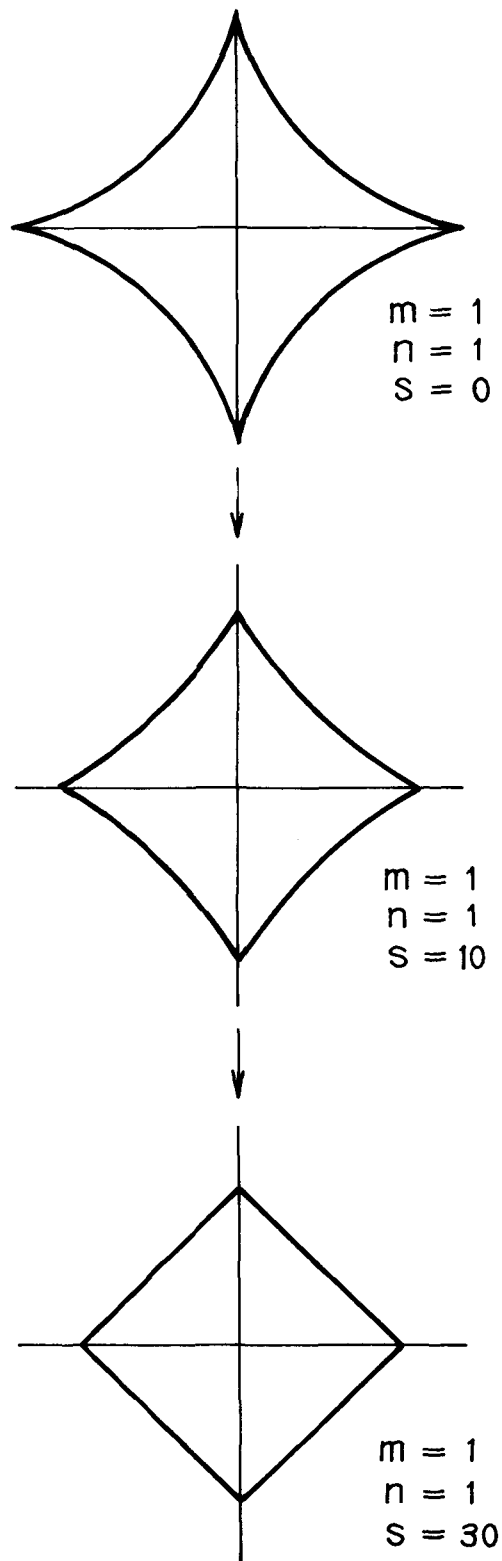


図 4.35 S 劣化時のベクトル

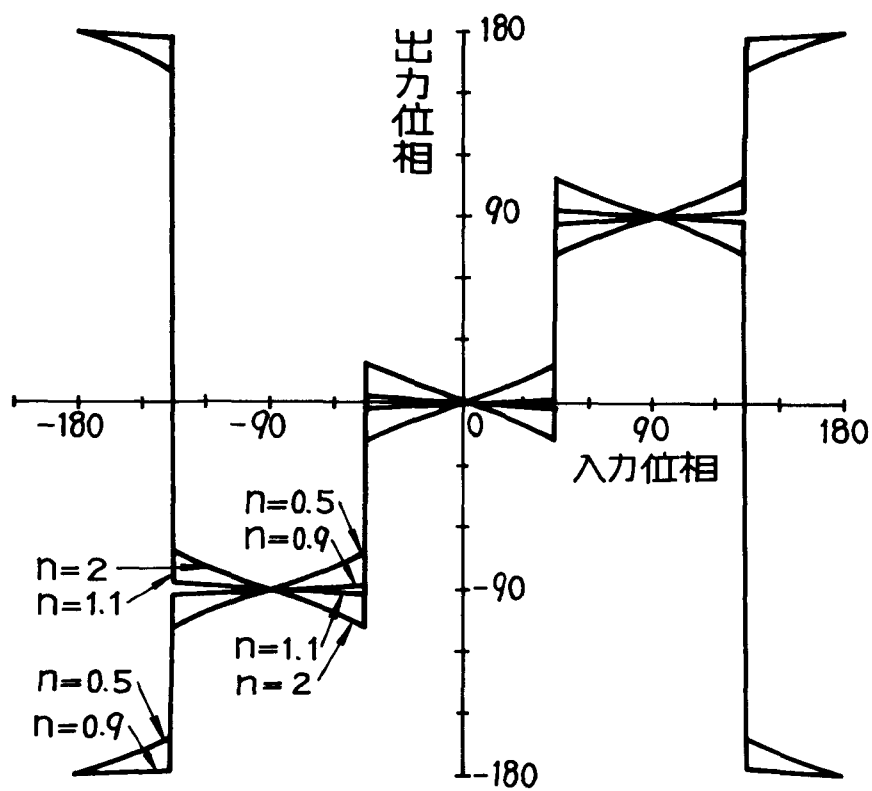


図 4.36 n 劣化時の最終合成出力の位相

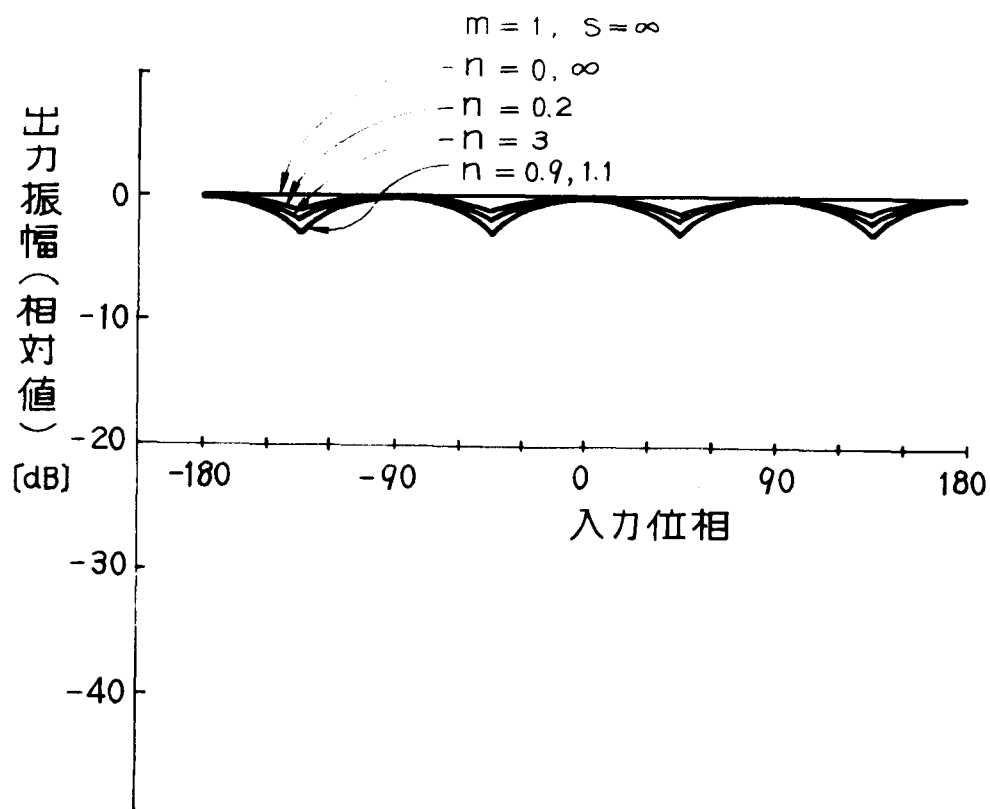


図 4.37 n 劣化時の最終合成出力の振幅

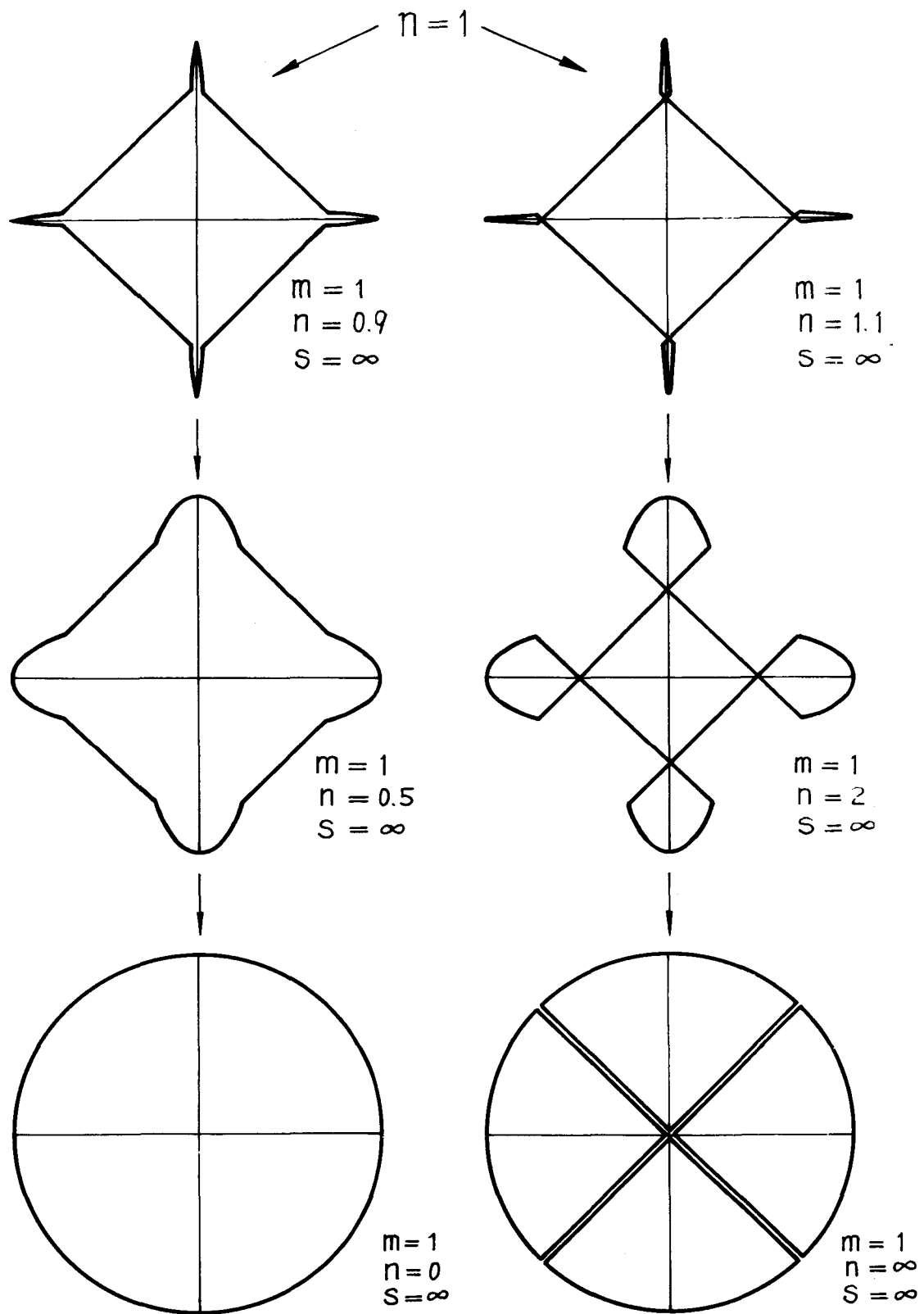


図 4.38 n 劣化時のベクトル

あることが理由であると考えられる。

(b) n はどちらにずれても影響はほぼ同じである。

(IV) 不完全性の m , n の相補効果

抑圧幅 $S = 10$ [dB], 振幅比 m , n を 1 から $\pm 10\%$ ずらした場合のベクトル図ならびに位相特性を図 4.39 および図 4.40 に示す。図 4.39 の(1)ならびに図 4.40 の(1)は, 振幅比 m , n が共に 10% 大きくなった場合の特性である。図 4.39 の(1)のベクトル軌跡のくびれが位相特性のオーバーシュートとなって現われ位相再生特性の劣化が大きい。また, 図 4.39 の(2), 図 4.40 の(2)は振幅比 m , n が共に 10% 小さい場合の特性である。先の例に比べ逆にアンダシュート特性を示し, 位相再生特性の劣化となっている。図 4.39 の(3), 図 4.40 の(3)は振幅比 $m = 1.1$, $n = 0.9$ の場合, 図 4.39 の(4), 図 4.40 の(4)は振幅比 $m = 0.9$, $n = 1.1$ の場合の特性を示している。この場合の位相特性にはオーバーシュートまたはアンダシュートが見られず, 劣化のない特性とほぼ同じ特性が得られることが分かる。このように m と n の不完全性が逆特性の場合それを打ち消す効果があり, 中間合成器の調整ずれを最終合成器で補正することが可能であることがわかる。

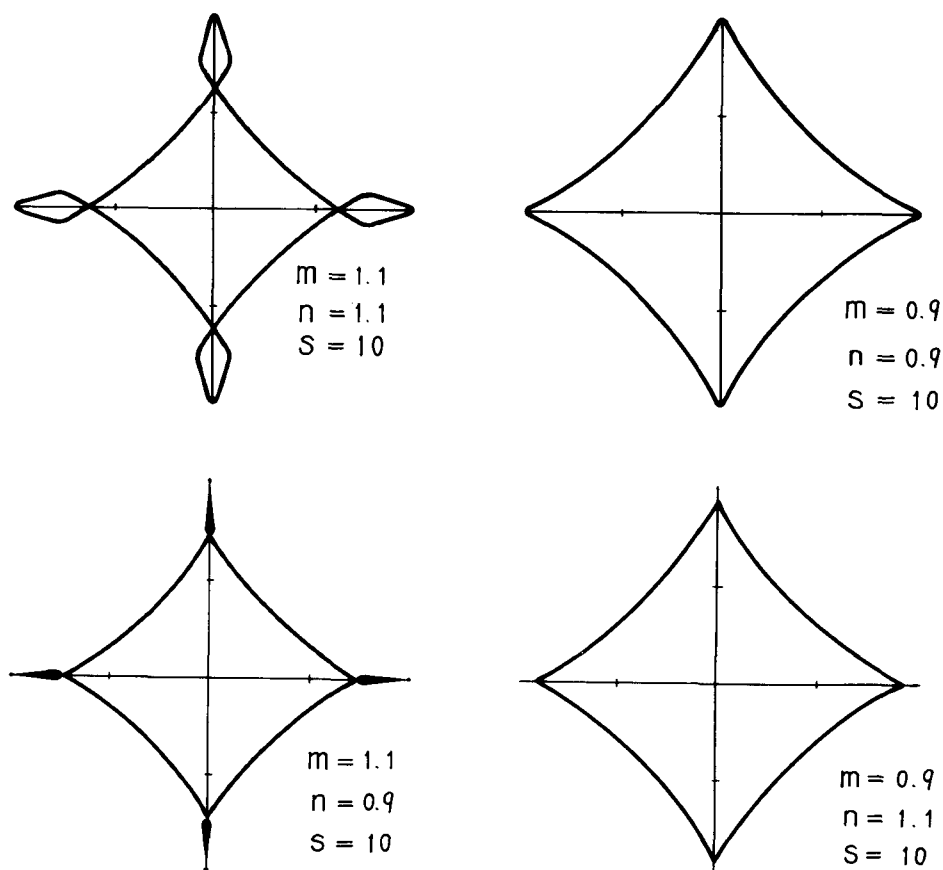


図 4.39 m , n が同時に劣化した場合のベクトル

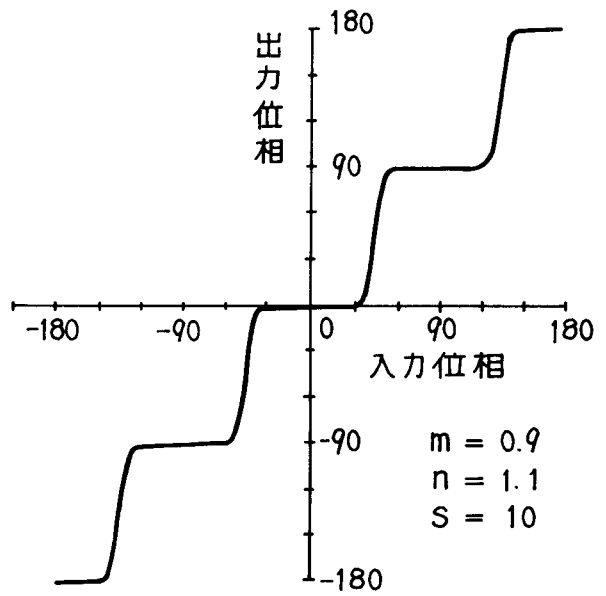
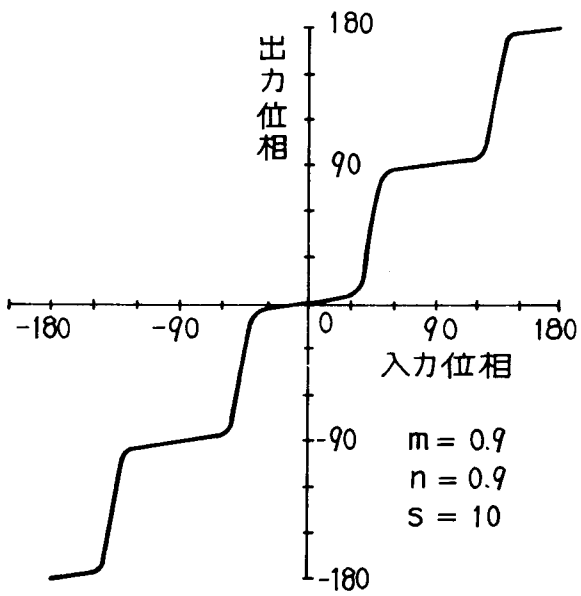
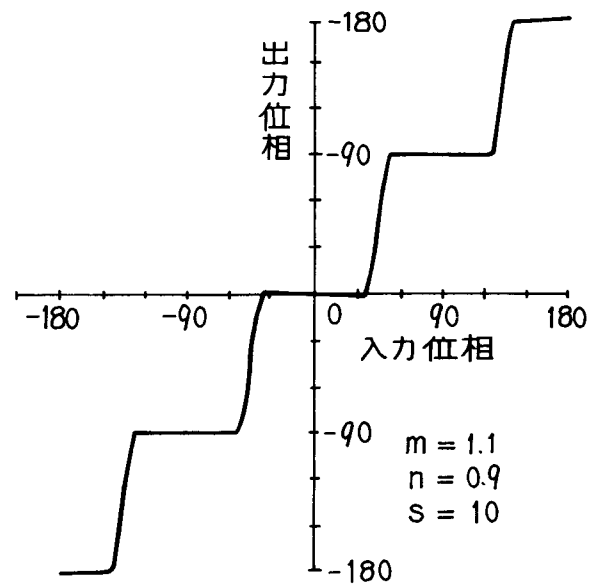
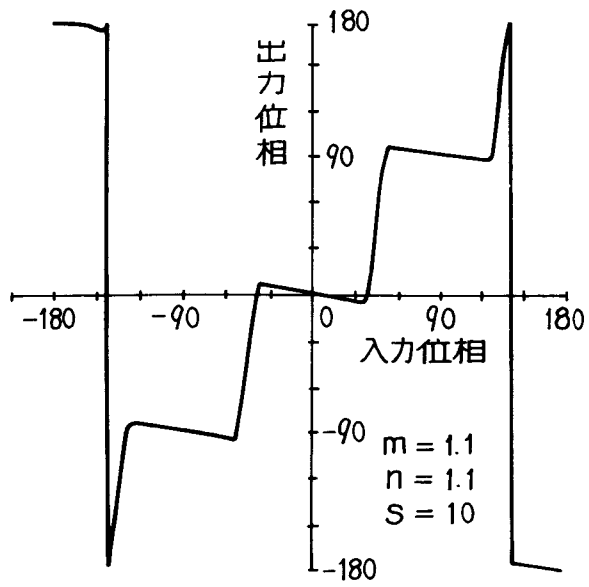


図 4.40 m , n が同時に劣化した場合の位相特性

4.3.3 不完全性の許容範囲

以下には不完全性が単独で発生した場合の許容範囲を述べる。先に述べたように振幅比 m ， n に関しては補正効果が存在するが，ここでは考察を簡単にするために単独に不完全性が発生した場合に関して述べる。まず位相再生特性を表示するパラメータとして非再生幅 Δt を定義する。

非再生幅は，正弦波状の位相変化 $\theta_i = \frac{\pi}{4} [1 + \sin(\pi t/T)]$ を有する入力信号が与えられ，それに対する出力信号の過渡時間で定義され，図 4.41 のように示される。従って， Δt が大きい程再生特性が劣化する。

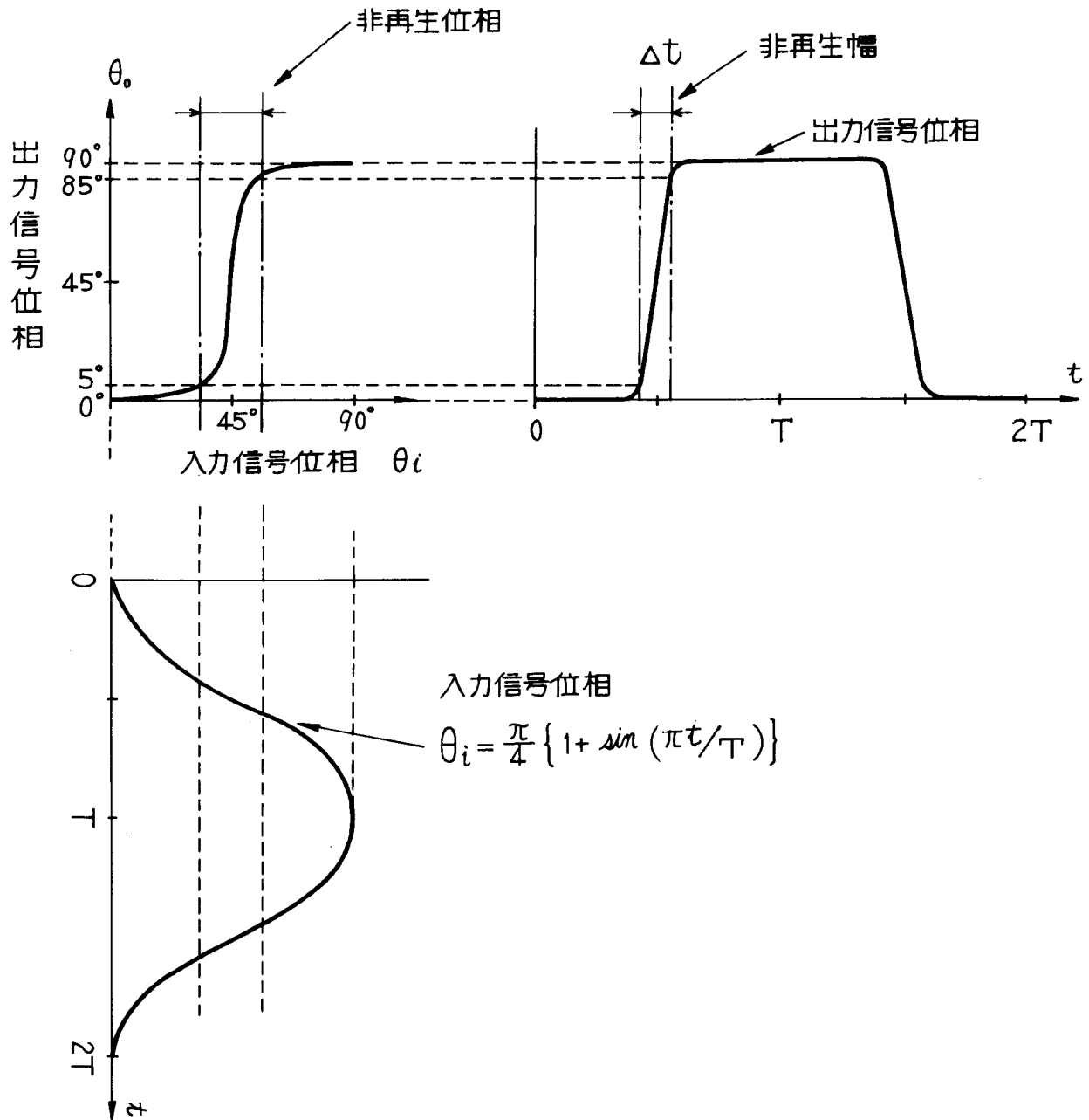


図 4.41 非再生幅 Δt の定義

図 4.42 から図 4.44 に非再生幅の計算結果を示す。図 4.42 は中はは中間合成器の振幅比 m の不完全性に対する非再生幅 $\Delta\theta$ の変化を示している。非再生幅 5° を位相再生効果の限界であると仮定すれば（この値は符号周期に対する過渡部分の割合が約10%に相当する），振幅比 m の許容範囲は図 4.42 に示されるように $0.9 \leq m \leq 1.1$ となる。また同様に最終合成器の振幅比 n に対する非再生幅を 4.43 に示す。図より振幅比 n の許容範囲は $0.82 \leq n \leq 1.24$ である。図 4.44 はリミッタの抑圧幅 S に対する非再生幅を示している。図よりリミッタの抑圧幅は13 dB 以上必要であることが分かる。これらの結果から中間合成時における不完全性の影響が比較的大きく，リミッタならびに最終合成時の不完全性は余り大きな影響を与えないことが分かる。

またリミッタが無い場合（ $S = 0$ dB）にも非再生幅 20° 程度の位相再生効果が得られることが図 4.44 から分かる。この方法は簡易な位相再生器に利用できる。⁽⁶³⁾

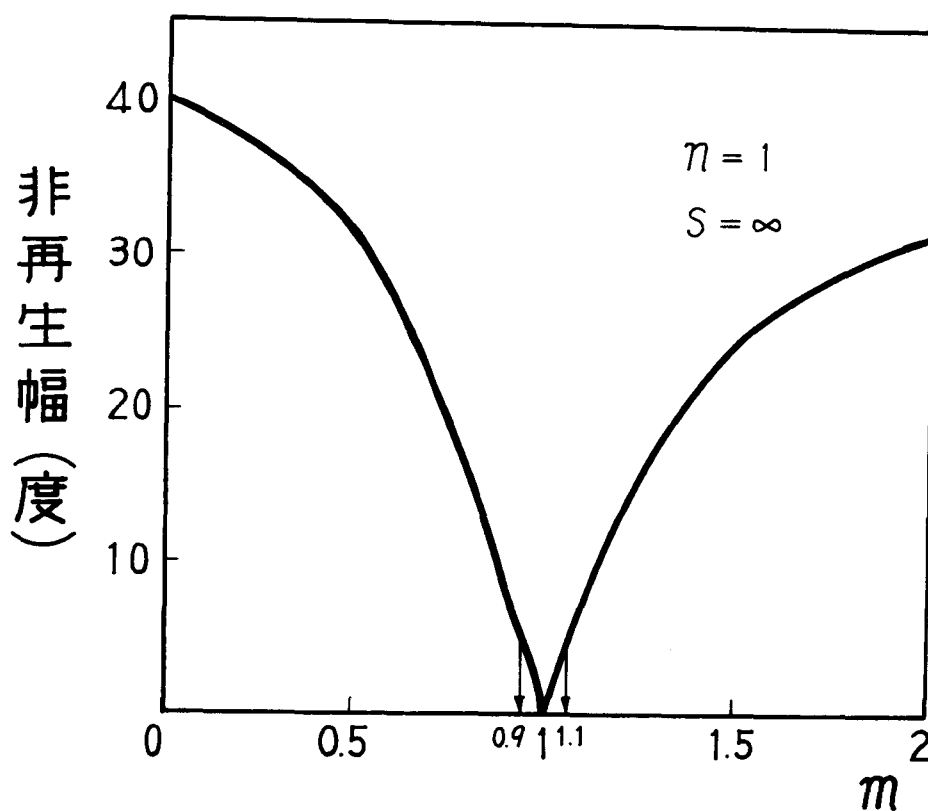


図 4.42 m の許容範囲

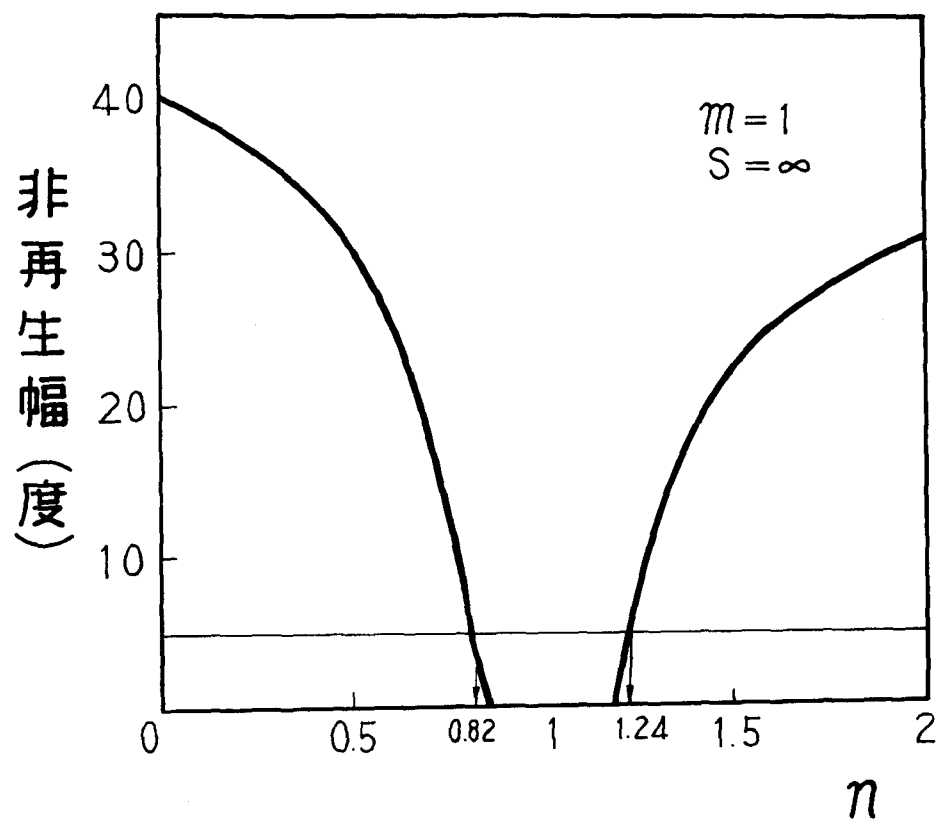


図 4.43 n の許容範囲

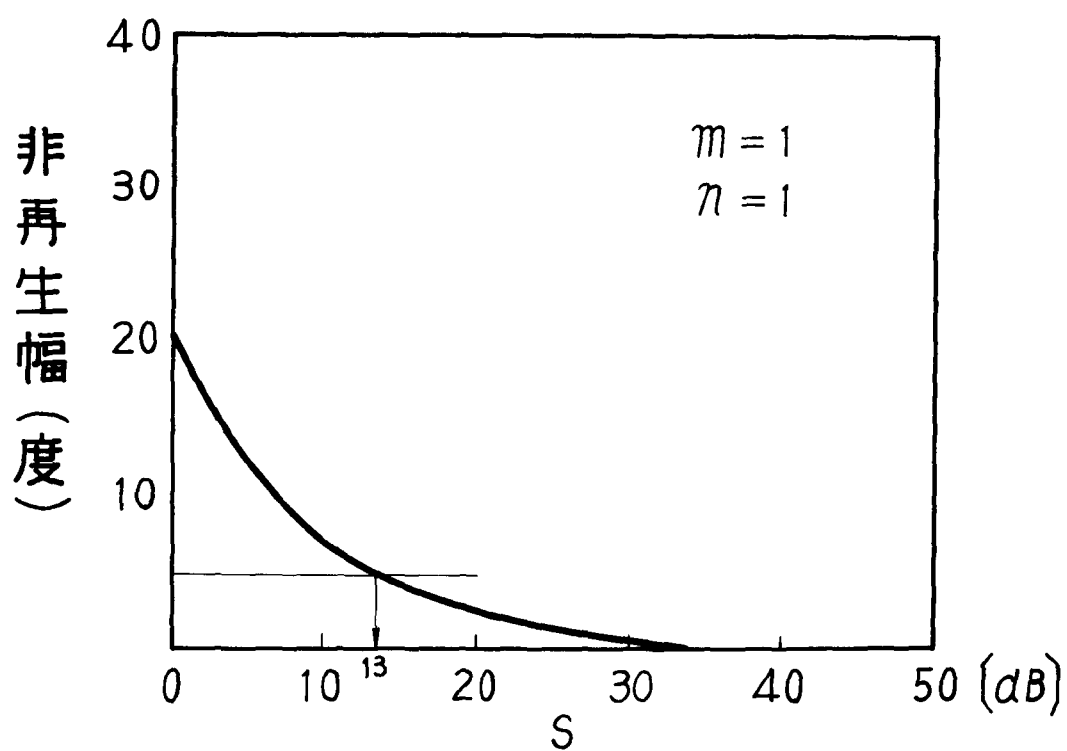


図 4.44 S の許容範囲

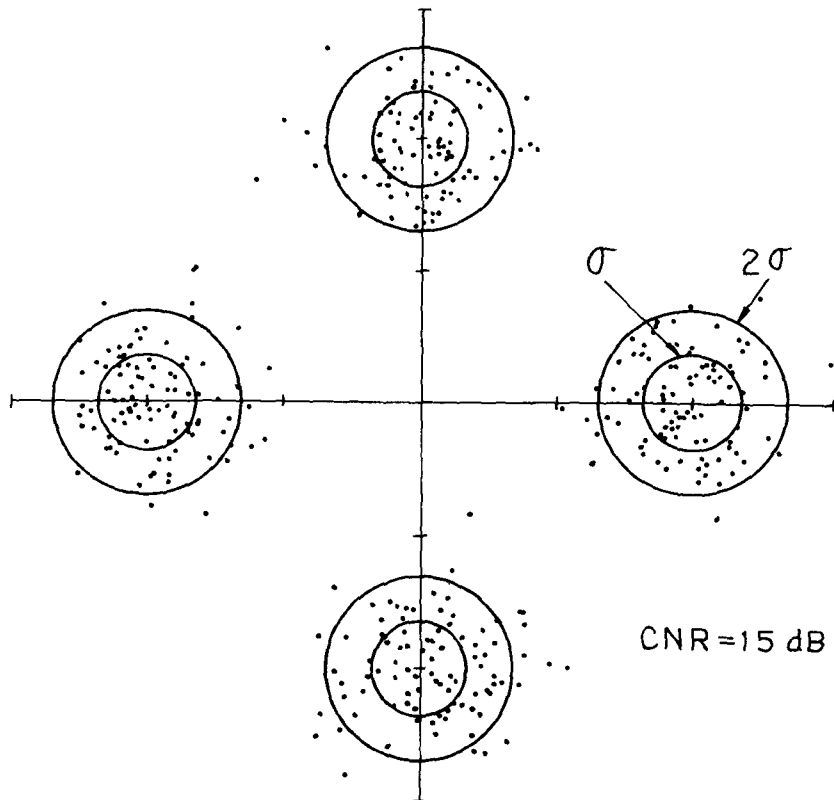
4.3.4 振幅変動を受けた入力信号に対する動作

前節までの動作は、入力信号が振幅変動を受けていない場合に対する動作であった。従って振幅変動を受けた入力信号に対してはあらかじめ振幅リミッタ等を用いて振幅変動を除去する必要がある。しかし、リミッタはAM-PM変換特性を有し、特性上好ましくない。このためリミッタを使用しないことが望ましい。もしリミッタがなければ、入力信号振幅 A が3通倍回路において3乗され、3通倍回路出力信号振幅は A^3 となる。

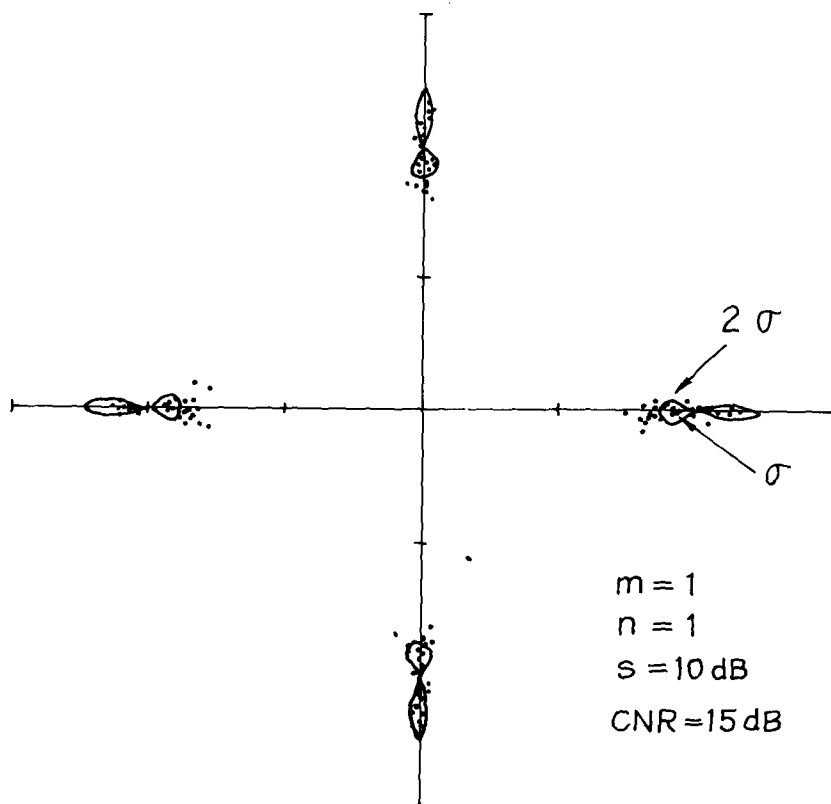
一方振幅比 m と n は入力信号振幅が変動していない場合 ($A = 1$) に等しくなるように調整される。従って、 m と n は1の近辺で変動する。式(4.12)、(4.13)より実効的な振幅比 $m(A)$ 、 $n(A)$ は次式のように表現される。

$$\begin{aligned} m(A) &= A^3/A = A^2 \\ n(A) &= 1/A \end{aligned} \tag{4.15}$$

しかし、4.3.3に示すように $m = A^2$ と $n = 1/A$ との間に相補効果が存在し、再生効果の劣化は軽減される。図4.45は、雑音存在時の再生特性を示したものであり、(a)に示すように入力信号振幅が雑音のため変動している。しかし(b)に示すようにほとんどの雑音が除去され、十分な再生効果を得ることができることが分かる。



(a) 入力信号



(b) 出力信号

図 4.45 雑音存在時の再生効果

4.3.5 実験結果

以上の原理的な動作の確認を行なうため図 4.46 の測定回路を使用して実測を行なった。搬送周波数は 1.7 GHz 変調速度 20MB の 9 段 PN パターンを 2 系列使用して 40 Mb/s の 4 相位相変調波を得ている。3 通倍器，4 通倍器はバラクタダイオード (1 SU 29) を使用し，3 通倍器 3 dB 低下帯域幅は出力端子で 5.1 GHz $\pm$ 30 MHz である。またミキサはショ

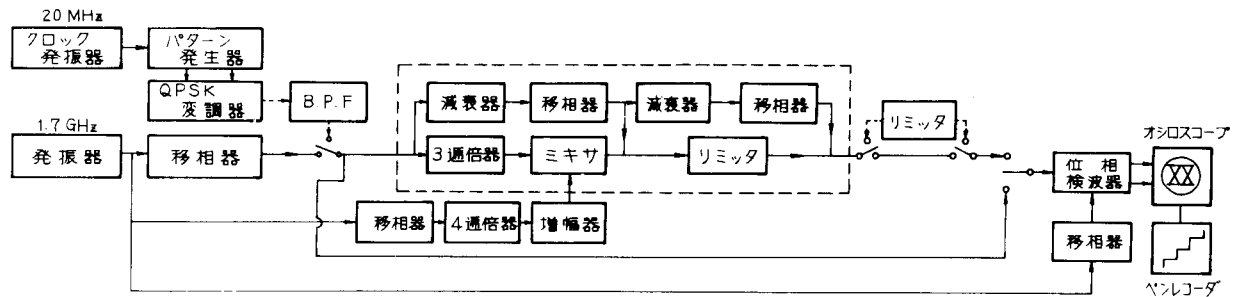


図 4.46 測定回路 (3 - 4 通倍法)

ットキダイオード (1 SS 14) を用い，3 dB 低下帯域幅は出力端子で 1.7 GHz $\pm$ 100 MHz 以上の特性を有している。またリミッタはトンネルダイオードリミッタを使用した。さらに帯域フィルタ (B.P.F.) は正規化帯域幅 $BT = 0.8$ のものを使用した。また移相器 (PHASE SHIFTER)，減衰器 (ATT) は，同軸形を使用した。また静特性の測定には 4 相位相変調器の代りに移相器を用いた。また 4 通倍器入力信号としては 4 相位相変調器の代りに移相器を用いた。また 4 通倍器入力信号としては 4 相位相変調波を使用せず，実験の便宜上無変調搬送波とした。

図 4.47・図 4.48 にそれぞれ中間合成器出力信号のベクトル軌跡ならびに振幅・位相特性を示している。図 4.48 の位相は -1 の傾きで入力位相の $\pi/2$ 毎に π の階段上の変化をしている。また振幅は $|\cos 2\psi|$ に比例した変化をしている。ベクトルならびに振幅，位相特性は図 4.26，図 4.27 に示した原理的な動作に近く良好な特性である。

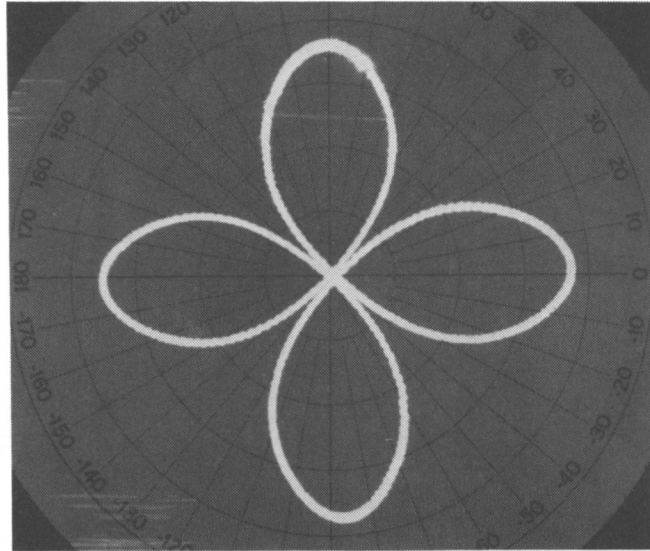


図 4.47 中間合成器出力のベクトル図

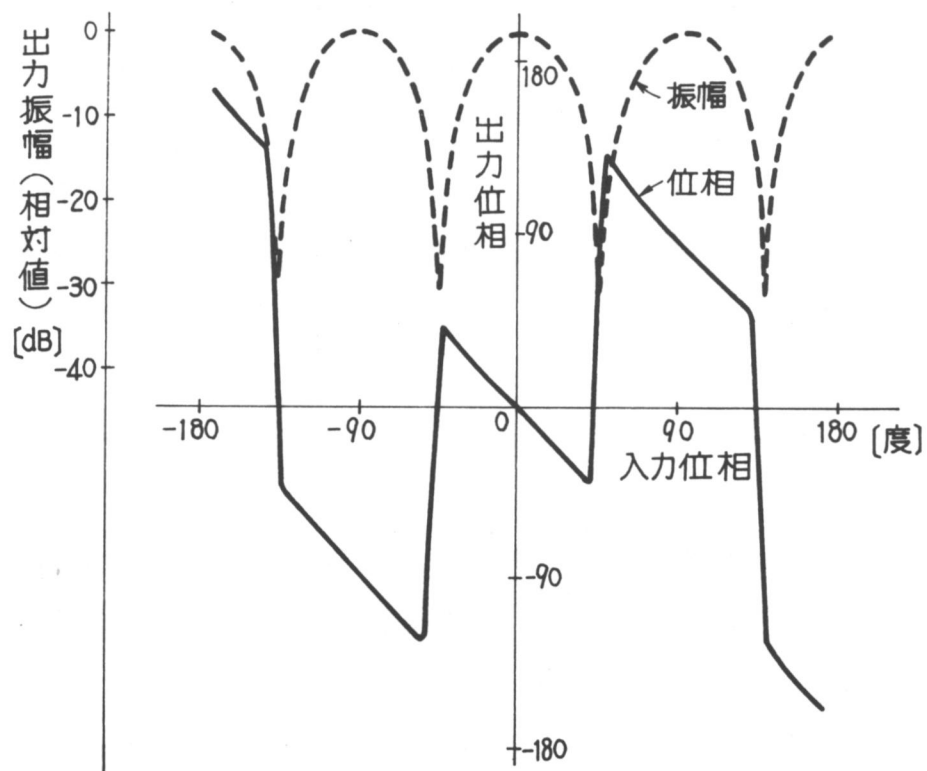


図 4.48 中間合成器出力の振幅，位相

図 4.49 には中間振幅リミッタの出力信号ベクトル図を示す。

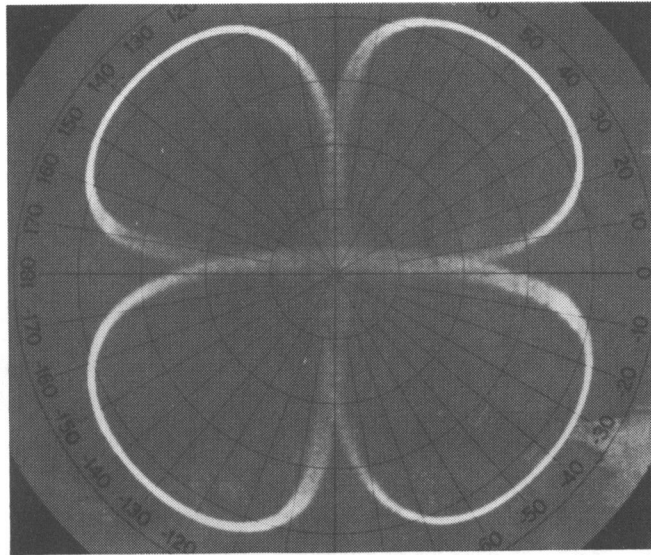


図 4.49 中間振幅リミッタ出力

図 4.50, 図 4.51 にそれぞれ最終合成器出力信号のベクトル軌跡ならびに振幅, 位相特性を示している。図 4.50 のベクトル図は, 図 4.29 の理想的なベクトル図に近い動作をしている。また図 4.51 には振幅ならびに位相特性を示している。出力位相は入力位相が変化しても, 4 つの位相 ($0, 180^\circ, \pm 90^\circ$) に固定されており, 位相再生効果が得られていることが分かる。この特性は過渡部分を除けば図 4.28 の理想的な位相再生に近い良好な特性である。過渡部分における特性の劣化はリミッタの抑圧幅 ($S = 10$ dB 程度) ならびに AM-PM 変換に起因しているものと考えられる。

以上に示したように静特性に関してはほぼ原理通りの特性が得られている。

次に動特性測定結果を述べる。動特性測定時には最終合成器出力信号の振幅変動を除去するため図 4.46 に示されるようリミッタを一段付加している。

図 4.52 は各部におけるアイパターンを示している。(a) は入力信号のアイパターンである。 ± 8 MHz ($BT = 0.8$) の帯域制限およびフィルタの不完全性のためアイ・アパーチャは 50% 程度となり, 過渡点においても 10 ns 程度のジッタが発生している。(b) は直接位相再生器出力信号のアイパターンであり, (a) に比べかなり波形成形されていることが分かる。直接位相再生器はタイミング再生を行っていないため入力信号に含まれるジッタ成分は原理的に除去できず, (b) のアイパターンには, (a) のジッタ成分がそのまま残留しているこ

とが分かる。(c)はリミッタのみを通した場合のアイパターンであり, (a)に比べ波形は改善
 されていないことが分かる。これは位相変動成分が除去されていないためである。

以上の結果に示したように動特性においても原理通りの特性が得られた。

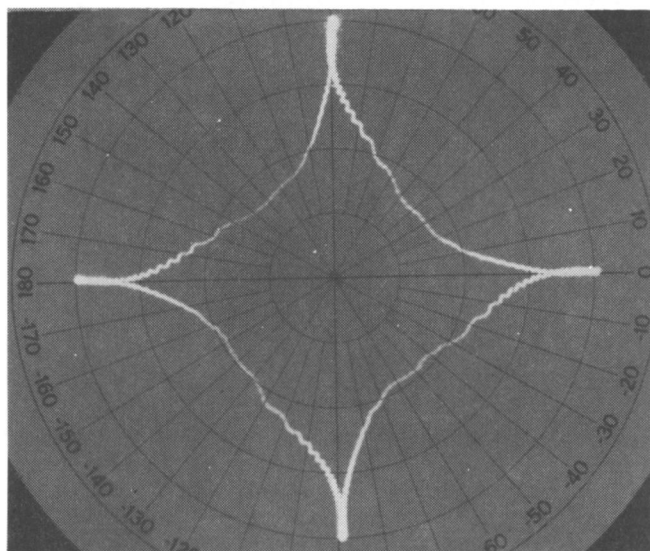


図 4.50 最終合成器出力のベクトル図

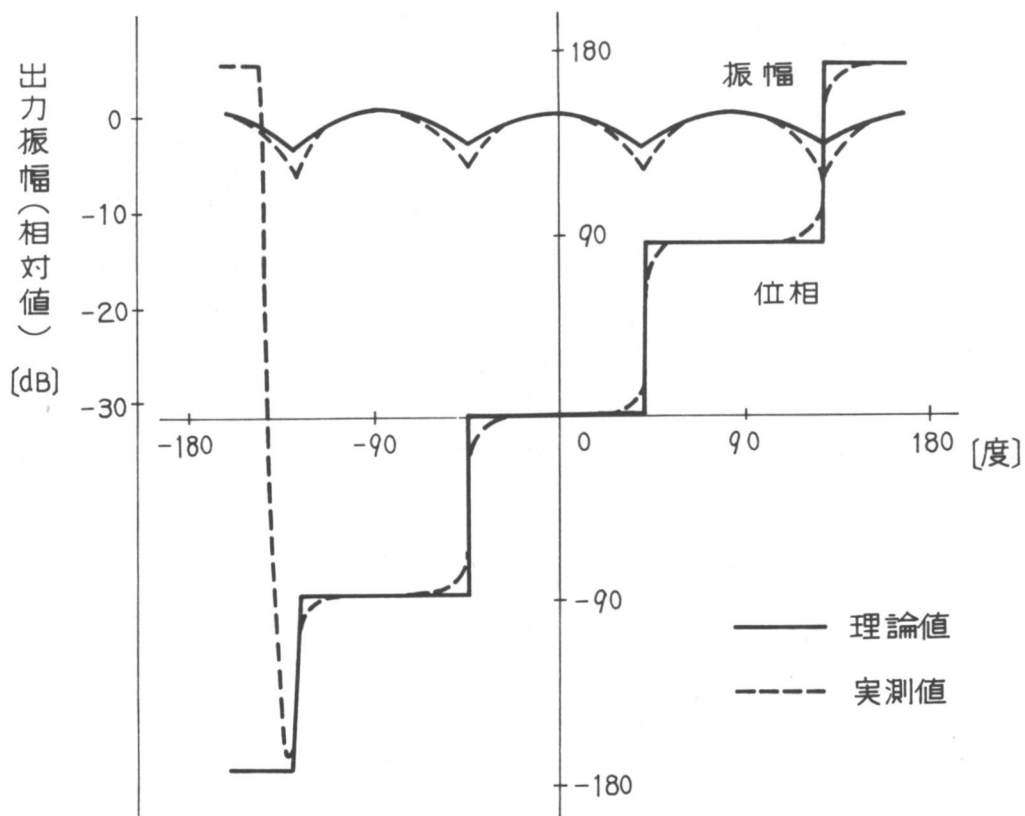
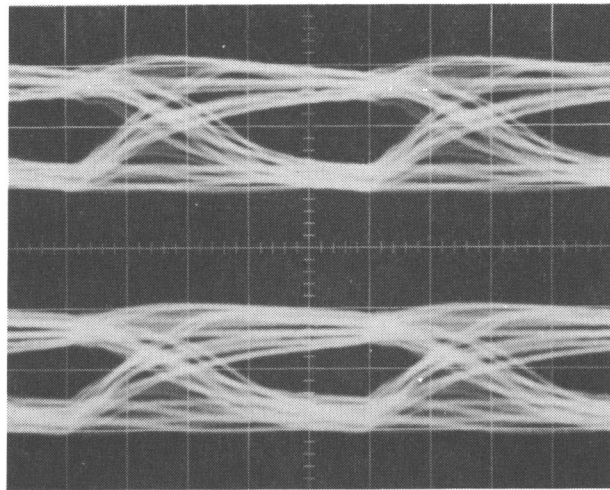
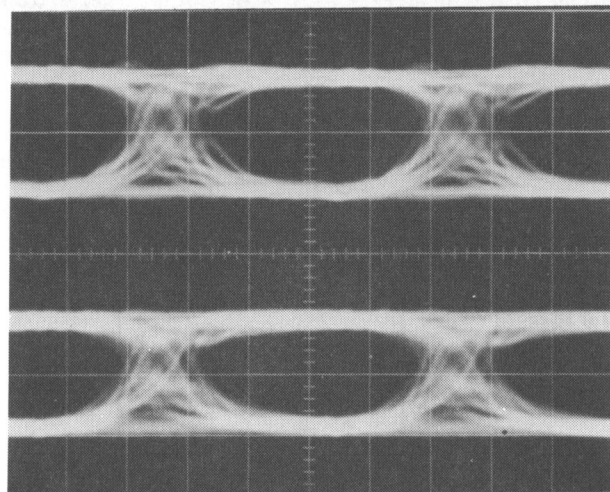


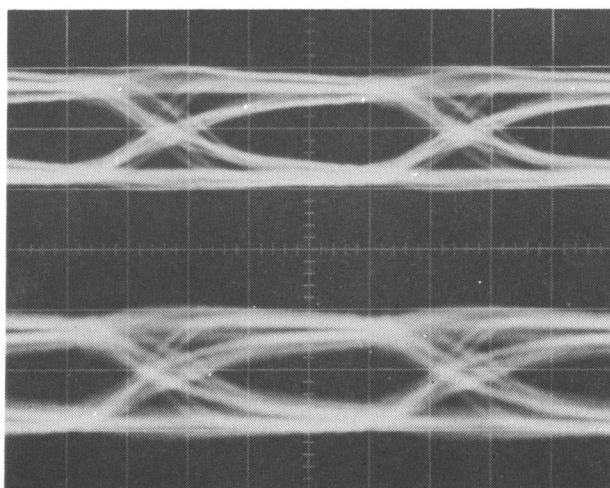
図 4.51 最終合成器出力の振幅, 位相



(a) 入力信号



(b) 再生器出力信号



(c) リミッタ出力信号

図 4.52 アイ・パターン (H; 10 ns/Div)

4.4 回路合成法

入力信号とそれと逆位相を有する信号とを等振幅で合成することによって位相再生効果が得られ、かつ逆位相信号の定常位相を変化させることにより識別面を変化できる。本節では、このことに注目し、2相直接位相再生器をただ1つ用いるだけで 2^m 相位相変調波を搬送波のままで再生できる方法（回路合成法）を明らかにする。⁽⁶⁴⁾⁽⁶⁵⁾ また、回路合成法を用いた4相直接位相再生回路を再生できることを明らかにする。従来の方法を使用して 2^m 相位相変調波を再生する場合、 2^{m-1} 個の2相直接位相再生器が必要となるため、回路合成法を使用すれば、装置を大幅に小形化できるという特長がある。

4.4.1 回路合成法の原理

回路合成法を用いて4相直接位相再生器を実現した例を図4.53に示す。図の位相変換器は $+\phi$ の位相を持つ入力信号を $-\phi$ の位相を有する出力信号に変換する回路を示している。

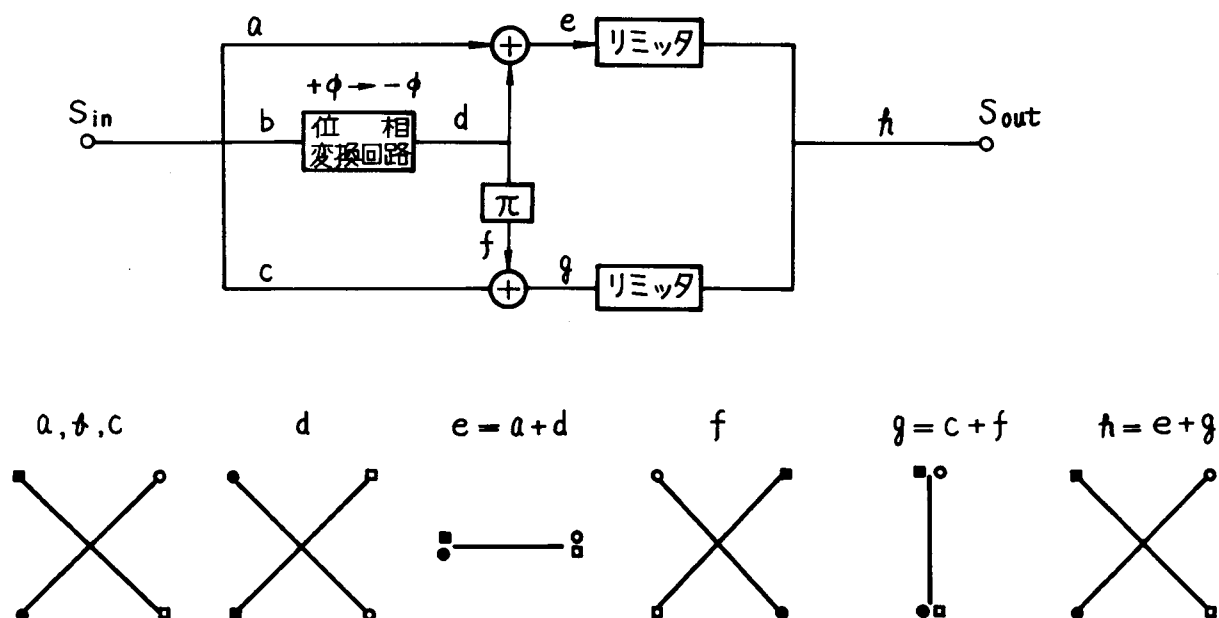


図 4.53 回路合成法を用いた4相直接位相再生器

4相位相変調を受けた信号 $\sin$ を入力端子に加える。入力信号 $\sin$ を3分岐し、 a, b, c とする。 a, b, c は4相位相変調を受けた信号であり、図の○□●■に示した4位相（ $\pm\pi/4, \pm3\pi/4$ ）を持つ信号ベクトルで表現できる。 b を位相変換器に加え、入力信号位相 $+\phi$ を $-\phi$ に変換し、出力信号 d を得る。信号 d を2分岐し、一方の信号 d を入力信号 a と合成する。合成信号 e はベクトル図に示されるように $\pm\pi/2$ を識別面として

識別され、0 または π に位相が固定された 2 相位相変調波となる。さらに信号 d を 2 分岐したもう一方の信号は位相反転器 (π 移相器) に加え、信号 f とする。この信号を入力信号 c と合成する。合成された信号 g は、ベクトル図に示されるように、0 または π を識別面として識別され、 $\pm \pi/2$ に位相が固定された 2 相位相変調波となり、先の信号 e と直交する。信号 g, e では、位相変動は除去されているが、振幅変動が残留している。従ってこの等を振幅リミッタに通し、振幅を一定にした後、等振幅で合成すれば、信号 h となり、位相ならびに振幅変動成分が除去された再生信号が得られる。

また図 4.54 は、入力信号位相が、変調位相 $\pi/4$ から θ_e ずれた場合の動作を詳しく説明した図で、入力信号が、変調位相からずれた場合でも信号 e, g は正しく、0 または $\pi/2$ に位相が再生されていることを示している。

以上のようにして、位相変換器を 1 つだけ使用して、2 系列の再生された 2 相位相変調波を得ることができる。

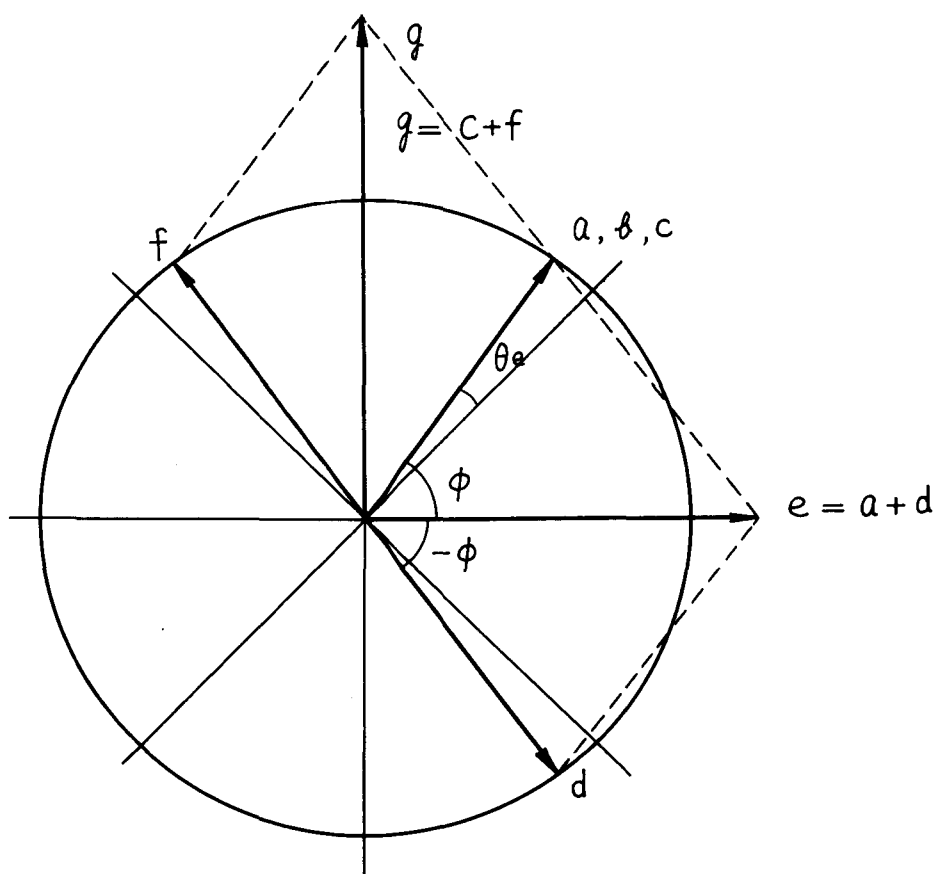


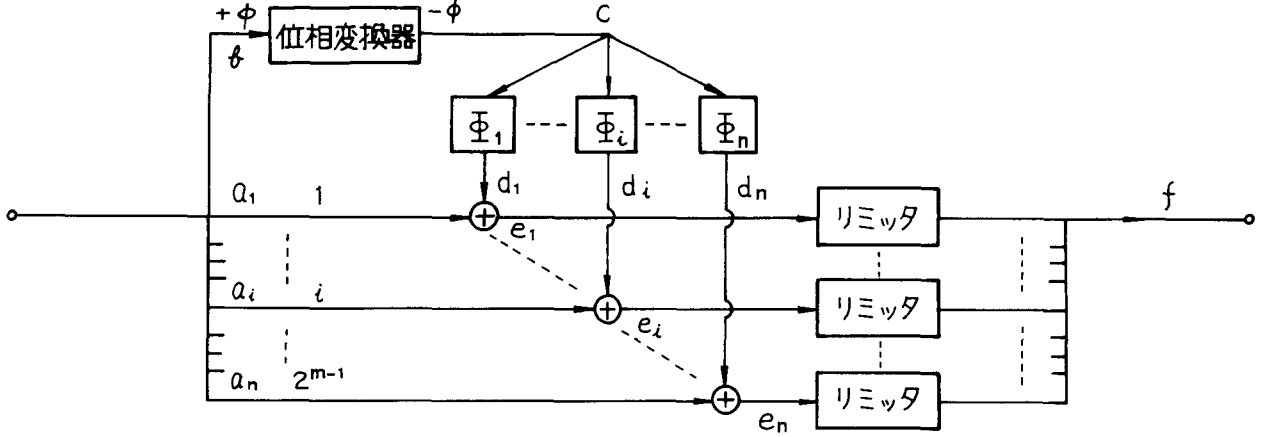
図 4.54 再生器の各部信号のベクトル図

4.4.2 2^m 相直接位相再生器への拡張

図 4.55 は、上述の回路を拡張し、 2^m 相の位相変調波に対する直接位相再生装置を回路

合成法を使用して構成した図である。入力信号は $\psi_i = \frac{(2i-1)\pi}{2^m}$; $i = 1, \dots, 2^m$ の

変調位相から θ_e ずれた信号である。従って入力信号位相 ϕ は



$$\boxed{\Phi_i} ; \text{ 移相量 } \Phi_i = \frac{(i-1)\pi}{2^{m-2}} \text{ を有する固定移相器}$$

$$i = 1, \dots, 2^{m-1}$$

図 4.55 回路合成法を使用した 2^m 相直接位相再生器

$$\phi = \psi_j + \theta_e \quad (4.16)$$

と表現できる。この信号を 2^m 分岐して a_i ならびに b とし信号 b を位相変換器に加えると位相変換器出力 c の位相は、

$$\angle C = -\phi = -\psi_j - \theta_e \quad (4.17)$$

となる。信号 c を 2^{m-1} 個に分岐し、それぞれを移相器に通す、 i 番目の移相器の移相量 Φ_i は、

$$\Phi_i = \frac{\pi}{2^{m-2}} (i-1) \quad ; \quad i = 1, \dots, 2^{m-1} \quad (4.18)$$

となるよう調整されている。このため i 番目の移相出力信号 d_i の位相は、

$$\angle d_i = \angle C + \Phi_i$$

$$= -\psi_i - \theta_e + \frac{\pi}{2^{n-2}} (i-1) \quad ; \quad i = 1, \dots, 2^{m-1} \quad (4.19)$$

となる。この信号を入力信号成分 a_i と等振幅で合成すれば、合成された信号 e_i は、

$$\begin{aligned} e_i &= a_i + d_i \\ &= \cos(\omega t + \angle a_i) + \cos(\omega t + \angle d_i) \\ &= 2 \cos\left(\frac{\angle d_i - \angle a_i}{2}\right) \cos\left(\omega t + \frac{\angle a_i + \angle d_i}{2}\right) \\ &= 2 \left| \cos\left(\frac{\angle d_i - \angle a_i}{2}\right) \right| \cos(\omega t + \angle e_i) \end{aligned} \quad (4.20)$$

となる。従って信号 e_i の位相は次式となる。

$$\angle e_i = \begin{cases} \frac{\angle a_i + \angle d_i}{2} & ; \cos\left(\frac{\angle d_i - \angle a_i}{2}\right) \geq 0 \\ \frac{\angle a_i + \angle d_i}{2} + \pi & ; \cos\left(\frac{\angle d_i - \angle a_i}{2}\right) \leq 0 \end{cases} \quad (4.21)$$

$; i = 1, \dots, 2^{m-1}$

さらに式 (4.16), (4.19) を用いれば、

$$\begin{aligned} \angle e_i &= \frac{\pi}{2^{m-1}} (i-1) \text{ or } \frac{\pi}{2^{n-1}} (i-1) + \pi \\ &; i = 1, \dots, 2^{m-1} \end{aligned} \quad (4.22)$$

となり、各合成器の出力信号 e_i はそれぞれ $\frac{\pi}{2^{m-1}}$ ずつ異なった位相に識別された 2 相位

相変調波となることが分かる。この様子を図 4.56 に示している。このようにして得られた

2 相位相変調波は、式 (4.20) から分かるように $\left| \cos\left(\frac{\angle d_i - \angle a_i}{2}\right) \right|$ の振幅振動を伴な

っていたため、それぞれを振幅リミッタに通し振幅変動を除去した後、合成すれば、位相
ならびに振幅方向の変動成分が除去された 2^m 相の位相変調波が得られる。

以上に説明したように、回路合成法を使用すれば、一つの位相変換器と合成回路を用い
るだけで、 2^m 相の位相変調波を搬送波のままで識別、再生することが可能になる。

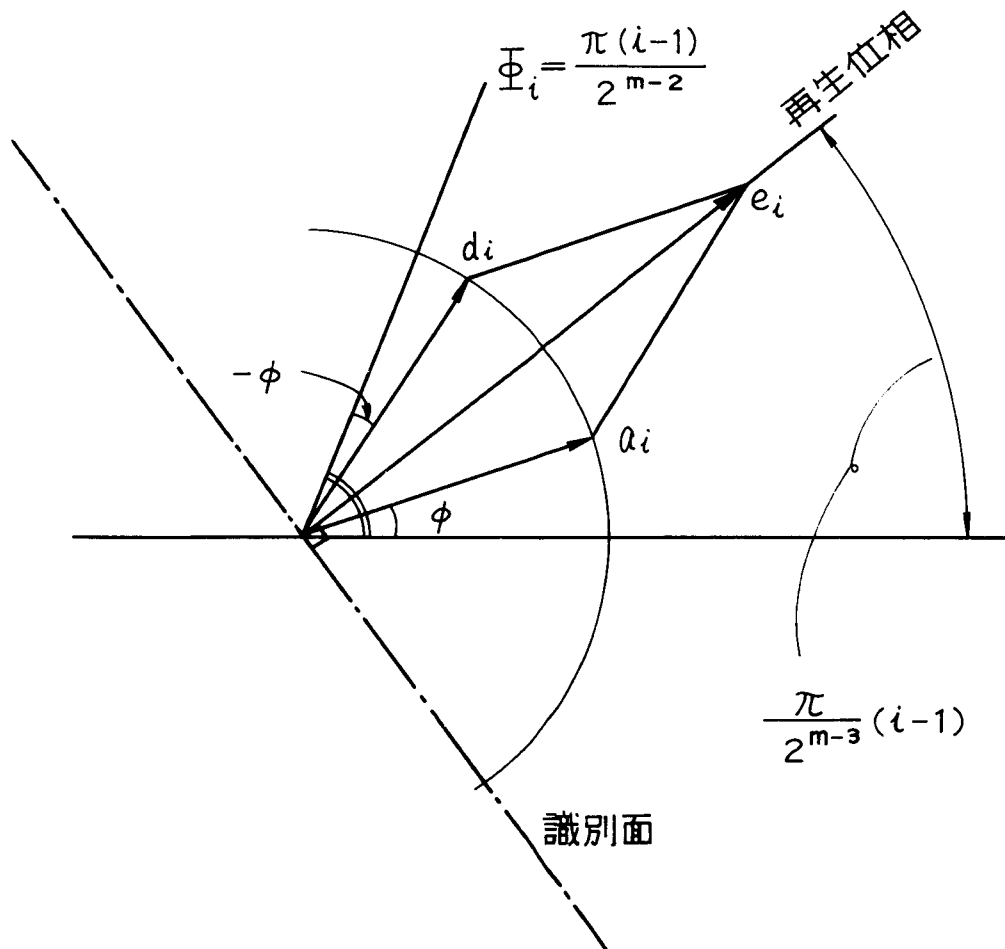


図 4.56 再生された信号 e_i の位相ならびに識別面

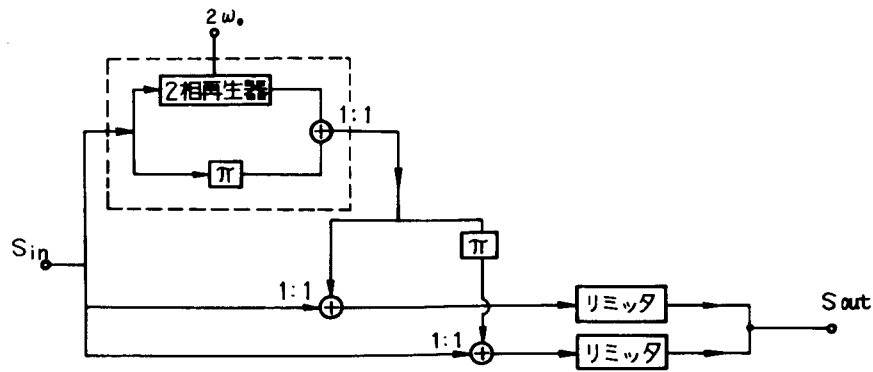
4.4.3 合成回路の簡易化

回路合成法を用いて直接位相再生器を構成した場合、図 4.55 に示したように分岐回路，合成回路が多数必要となる。マイクロ波帯において、この分岐または合成回路を実現する場合、ハイブリッドまたは Y 分岐等を用いることが多い。従って分岐または合成回路を多数使用する回路合成法においては、回路の大形化，損失の増加等の問題が発生する。従って図 4.55 に示した原理的な回路構成を簡易化することは重要な問題である。

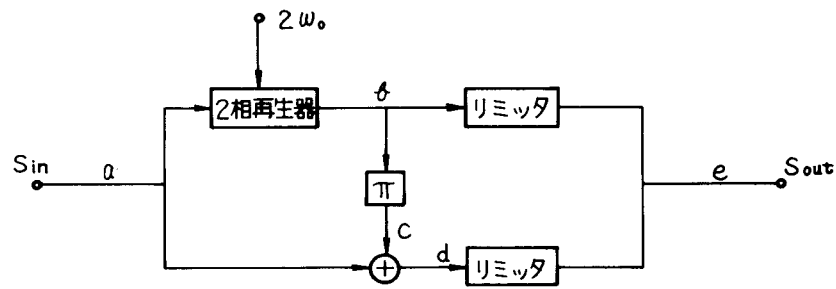
図 4.57(a) は図 4.53 または図 4.55 に示した回路合成法の原理図を用いて 4 相直接位相再生器を実現した例で、破線で示した位相変換器部分は、2 相直接位相再生器を用いて実現している。この回路を簡易化したものが図 4.57(b) に示した回路であり、分岐回路ならびに合成回路の個数が大幅に減少していることが明らかである。また、図 4.57(c) には動作をベクトルの的に示した。

以上述べたように、回路合成法を用いれば、2 相直接位相再生器の個数を減少できるば

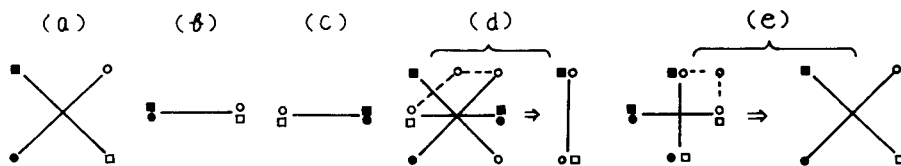
かりでなく，回路構成も簡単となる。



(a) 原理的な構成



(b) 簡単化した構成



(c) ベクトル図

図 4.57 4相直接位相再生器の実現例

4.4.4 実験結果ならびに検討

回路合成を用いて実験した4相直接位相再生部を図4.58(a)にリミッタを含めた直接位相再生器の外観を図4.58(b)に示す。この回路は図4.57(b)に示したように，0.6mmtのアルミナセラミック上にMIC化したものである。2相直接位相再生器としては，MESFETを用いた。また π 移相器は分岐回路ならびに合成回路用のハイブリッド2段を等価的に使用して実現している。さらにリミッタにはAM-PM変換が小さく，直接再生器との整合性が良

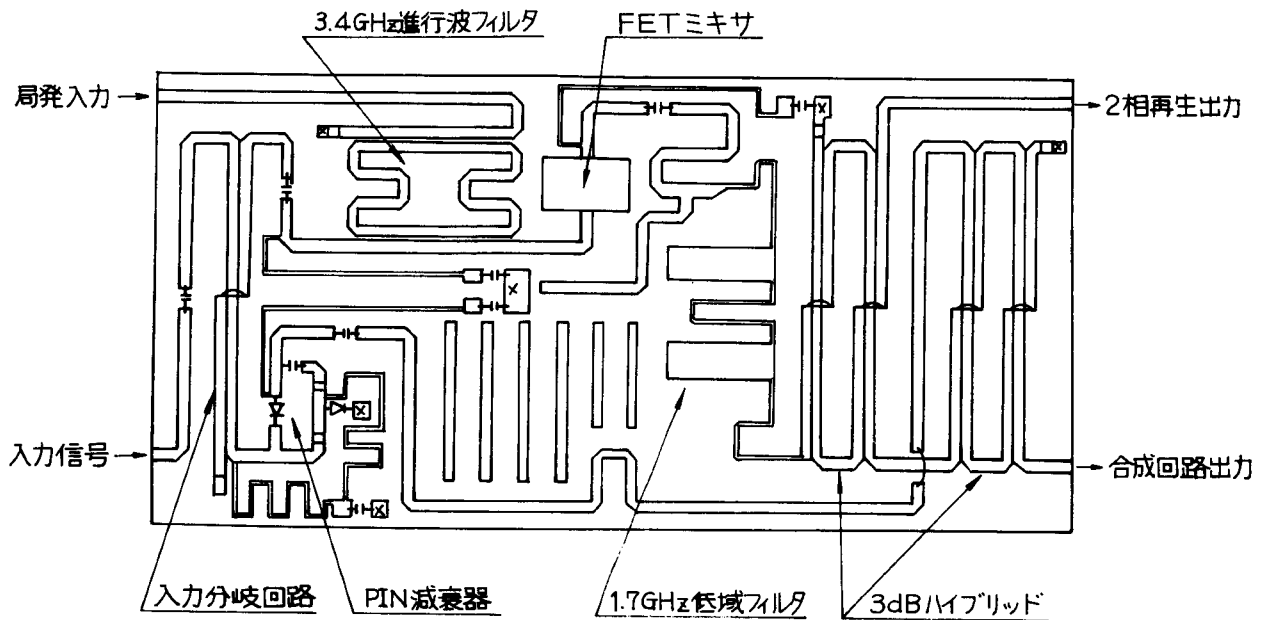


図 4.58(a) 位相再生部パターン

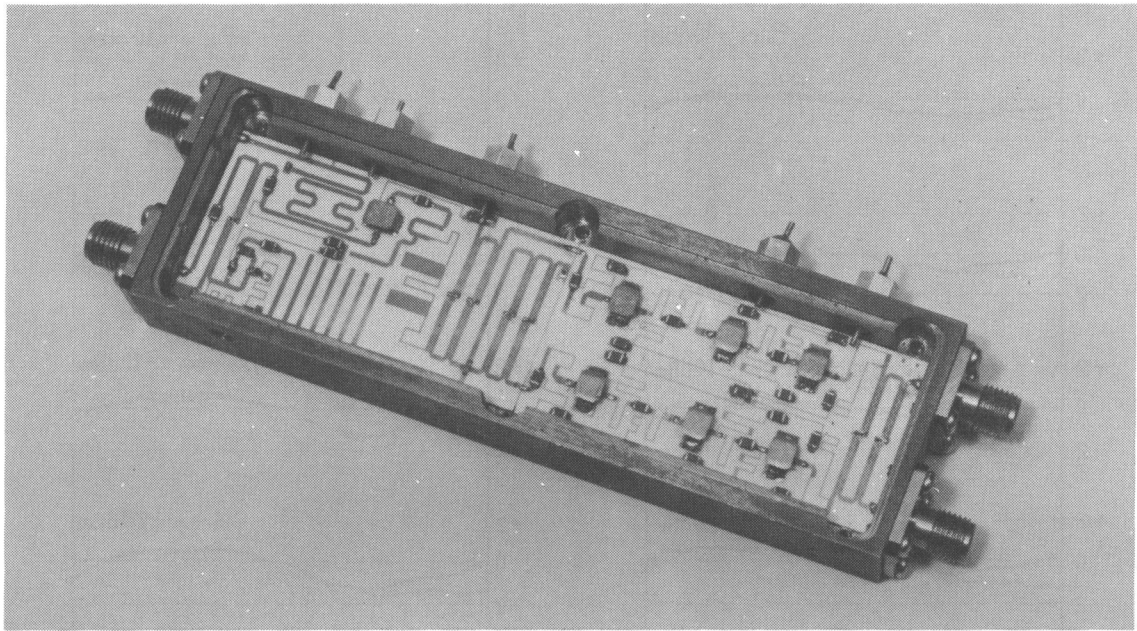
い等の理由でMESFETを用いている、また合成信号は遅延線ならびにPINダイオードを使用した。可変減衰器ならびに遅延線は、現在のところ2相再生部の70%程度の面積を占めており比較的大形となっている。今後2相再生部の設計精度の向上により減衰器の省略、遅延線の小形化を図る必要がある。

(i) 帯域特性

一般の位相再生器の動作速度は、その帯域幅に比例し、3dB帯域幅のほぼ半分程度の動作速度を得ることが可能である。

一方、直接位相再生装置では、位相再生効果を表現するパラメータとして変換された信号と変換されない信号の振幅比 m を定めている。2相直接位相再生器においては、 $0.95 \leq m \leq 1.05$ の範囲でほぼ十分な位相再生特性を得ることができる。従って高速の直接位相再生器では、広帯域にこの条件を満足する必要がある、実際の直接位相再生器においては、3dB帯域幅よりも、むしろこの条件によってその動作速度が決まる場合が多い。

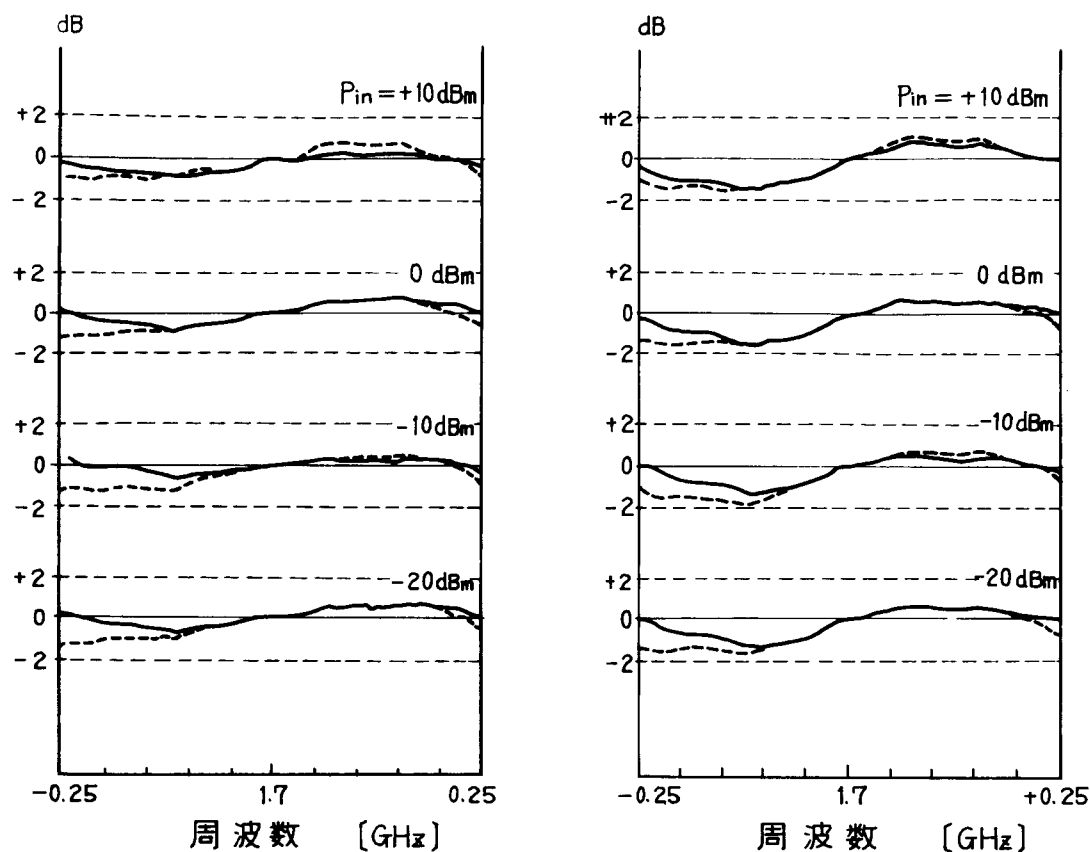
さらに、直接位相再生器では変換された信号が中心周波数に対し対称な周波数を有するため、帯域特性に非対称な振幅偏差が発生した場合は、振幅比 m の劣化が発生したものと等価であり十分な位相再生効果を期待できない。従って非対称な振幅差に対しても許容値を定める必要がある。



(b) 外 観 図

図 4.58 4 相直接位相再生器 (回路合成法)

図 4.59 は、帯域特性の実測結果で、実線は変換されない信号、点線は変換された信号の出力レベルを相対値で示している。2 相再生器出力信号に対しては、3dB 帯域幅は $\pm 250 \text{ MHz}$ 以上の値であることが分かる。さらに振幅比 m の許容範囲 $0.95 \leq m \leq 1.05$ は点線と実線の差が 0.5dB 以内であることに相当し、この条件を満足している周波数範囲は $1.7\text{GHz} \pm 200\text{MHz}$ 程度である。先に述べたように、変調速度は帯域幅の半分であるから、この装置では 200 MHz 程度の動作速度を得ることが可能である。一方、図 4.59 (b) は合成回路側出力信号の帯域特性を示した図で、3dB 帯域幅ならびに実線と点線の差もほぼ(a)と同様の値を示しており、回路合成法を使用した場合でも 2 相直接位相再生部とほぼ同程度の特性が得られることを示している。しかし振幅偏差は(a)よりも大きくなっている。この振幅偏差の原因としては、再生器出力端子と測定器のインピーダンス不整合が考えられる。今後出力インピーダンスの整合の向上により一次振幅偏差の除去が必要である。



(a) 2相再生器出力

(b) 中間合成回路出力

--- 変換された信号
 — 変換されない信号

図 4.59 帯域特性

(ii) 入出力電力特性

入力レベルが高くなり、局部発振波レベルに近くなると小信号動作の条件が適用できなくなるため、入力信号振幅によってインピーダンス変化が発生し、帯域特性、振幅比等が変化し、位相再生特性が得られなくなる。さらに4相位相変調波は本来振幅変調を用いて実現されているため、符号の変化する過渡部分において搬送波振幅が減少し、振幅が零となる時間も存在する。波形再生効果を高めるためには、このような過渡部分においても位相が再生される必要があり、入力信号レベルの広い範囲に渡り、位相再生器の条件を満足させる必要がある。

入力レベルに対する帯域特性の変化を図 4.59 に同時に示した。図より入力レベル $P_{in} = -20 \sim +10 \text{ dBm}$ の範囲でほとんど帯域特性の変化は見られず良好な特性を示し

ている。図より入力レベル $P_{in} = -25 \text{ dBm} \sim +5 \text{ dBm}$ 程度の範囲において十分な位相再生効果が得られることが分かる。

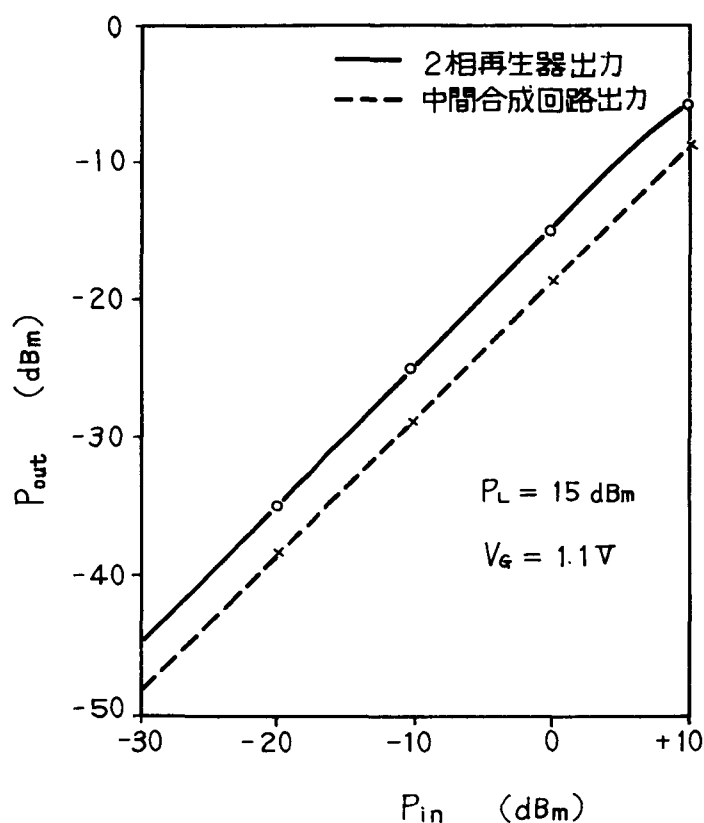


図 4.60 4 相位相再生部の入出力電力特性

さらに 4 相位相再生部の入出力電力特性を図 4.61 に示した。図より 2 相再生器出力端子においては損失のうち 8 dB は入力分岐回路によるもの、3 dB は出力分岐回路によるものである。

(iii) 入出力位相特性

位相再生特性を表現するものとして、入力位相対出力位相特性が考えられ、この特性が示す階段特性が急峻なほど位相再生が高い。また識別面、再生された位相の状態をこの特性から知ることが可能である。

図 4.62 は、4 相位相再生器の入出力位相特性を示しており、十分な位相再生特性が得られることが分かる。同時に識別面の直交性ならびに出力信号の直交性が満足されていることが分かる。図 4.63, 4.64 はそれぞれ 2 相再生回路出力信号の位相特性ならびに合成回路出力信号の位相特性を示している。互に直交した 2 相位相再生効果が得られ、原理に従った動作をし、回路合成法を使用した場合でもほぼ 2 相位相再生器と同様の特

性を得ることができることが分かる。

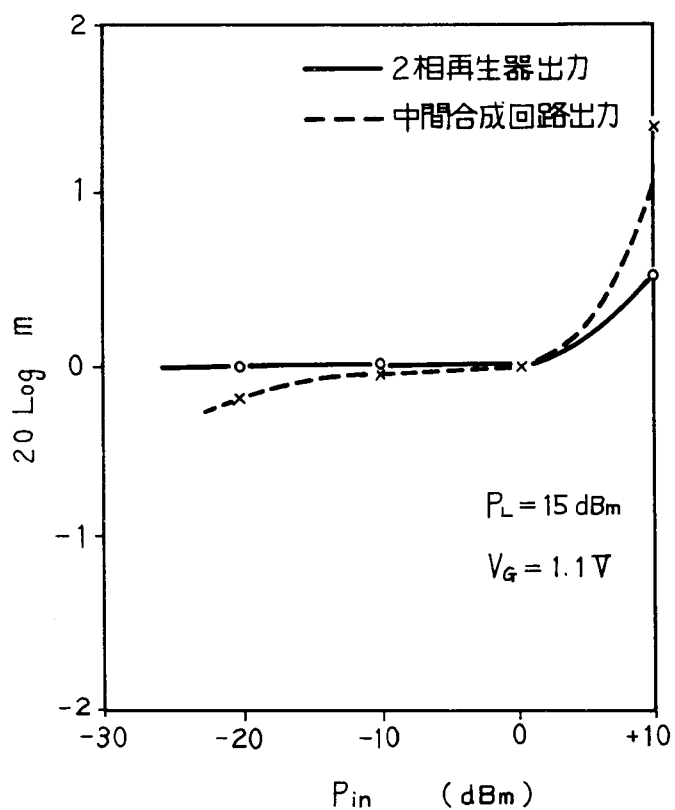


図 4.61 振幅比 m と入力電力 P_{in} の関係

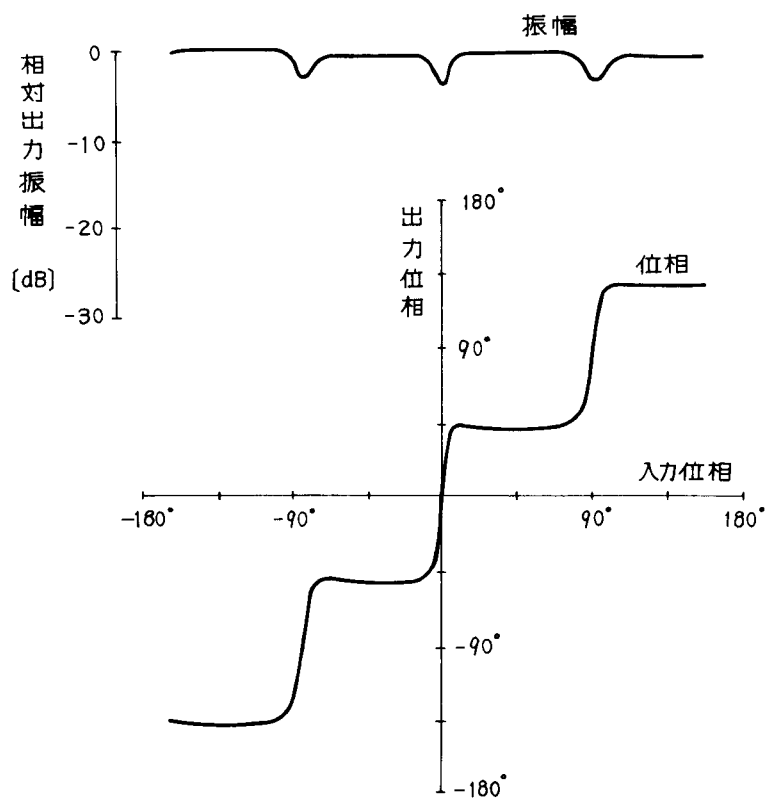


図 4.62 位相再生特性（回路合成法）

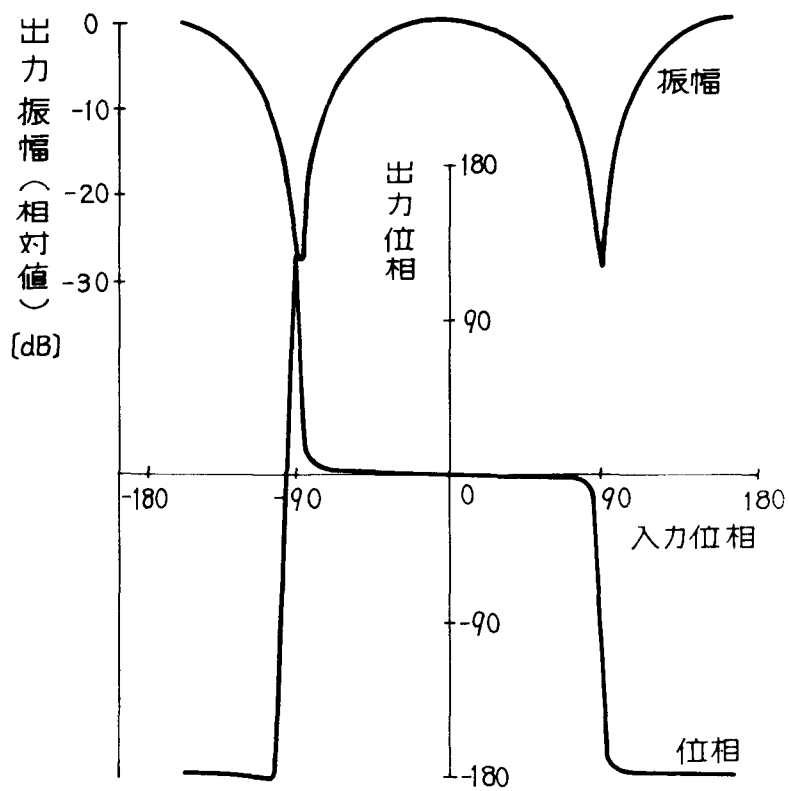


図 4.63 2相再生器出力信号位相ならびに振幅

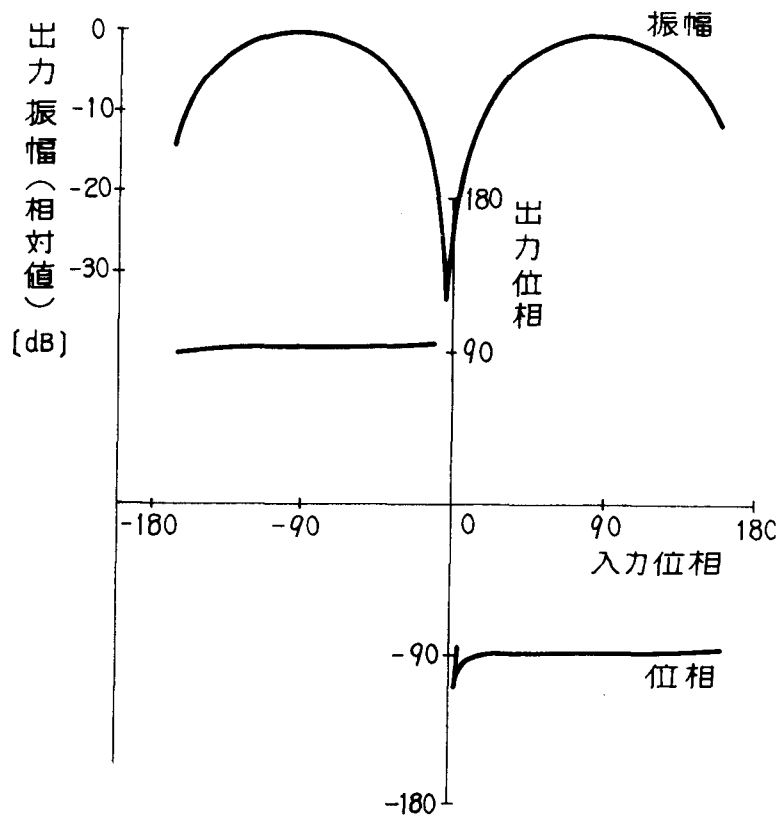


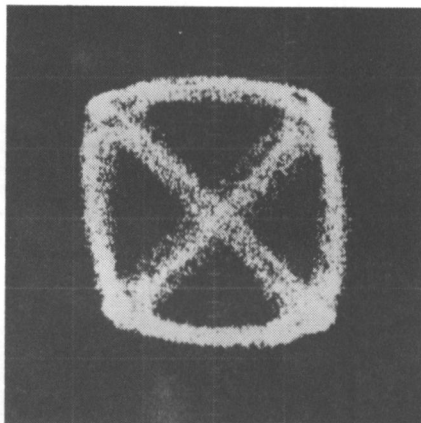
図 4.64 中間合成回路出力信号

位相ならびに振幅

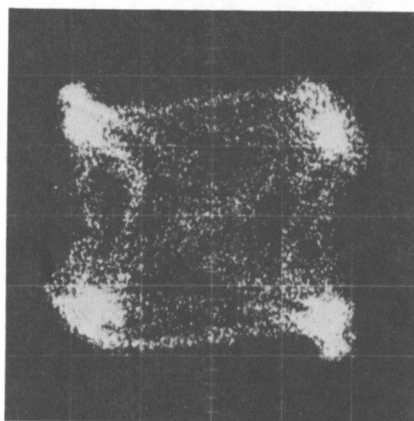
(iv) 動 特 性

4 相位相変調された信号を使用して再生効果を確認した結果を図 4.65 ～ 4.67 に示している。変調信号としては、クロック周波数 200MHz の 9 段擬似ランダムパターン 2 系列を使用した。

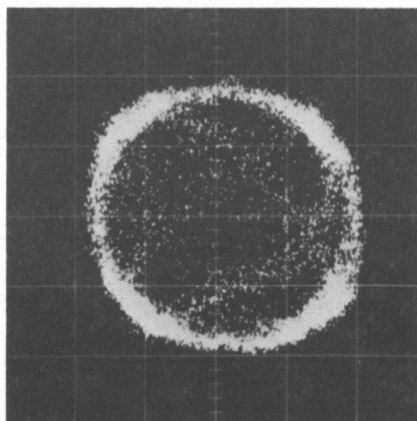
図 4.65 は過渡ベクトル軌跡を示した図で、(a) は正規化帯域幅 $BT = 0.7$ の帯域制限を受



(a) 入力信号



(b) 再生器出力信号



(c) リミッタ出力信号

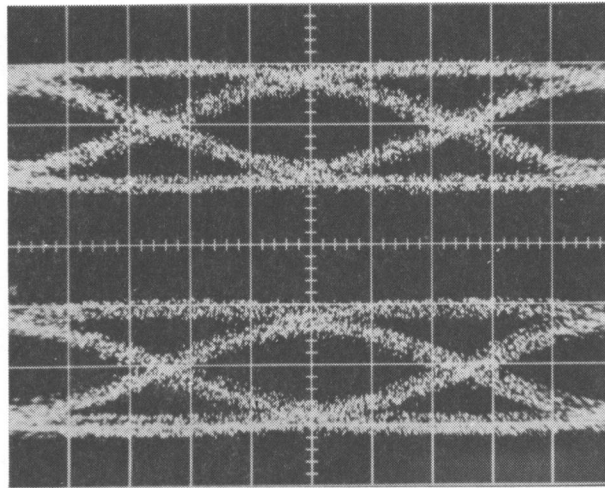
図 4.65 過渡ベクトル軌跡

けた信号であり，符号間干渉が発生しているため過渡部分が長くなり位相ならびに振幅の変動している時間が長くなっている様子がよく分かる。(b)は4相直接位相再生器出力信号のベクトル軌跡であり，(a)に比べ過渡部分が短くなり，4つの位相に固定されていることが分かる。(c)は単に振幅リミッタを通した場合の過渡ベクトル軌跡であり，位相方向の変動成分が除去できないことを示している。

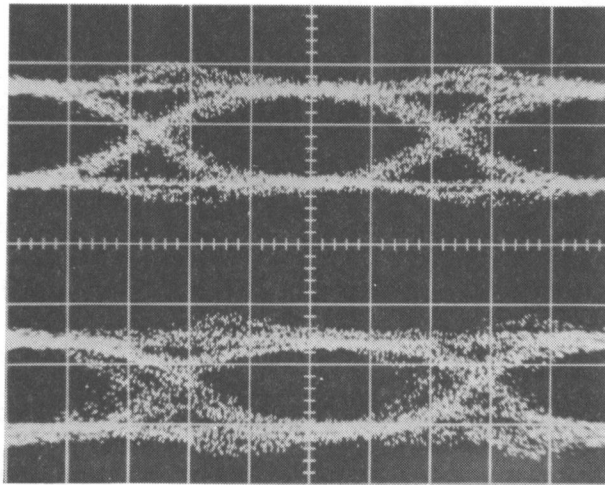
図4.66は，図4.65の各場合に対応した検波波形を示している。(a)に示した入力信号に比べ，(b)の再生出力では，波形が再生できていることが分かる。(c)はリミッタのみを通過させた場合の検波波形で，位相方向の符号間干渉が除去されていないため，波形が再生されないことを示している。図4.65，4.66より分かるように，回路合成法を用いた直接位相再生器が400Mb/sの高速動作時においても原理に従った動作をしたおり，良好な再生効果を示すことが分かる。

また図4.66(b)の過渡部分においてジッタ成分の増加が見られる。多中継時にはこのジッタ成分が相加され，符号誤り率を劣化させる成分となる。今後，このジッタ成分を減少させる必要がある。図4.66(b)のジッタ成分の原因としては，再生された2相位相変調波に含まれる直交成分が考えられる。図4.67(a)，(b)は，それぞれ2相直接位相再生部ならびに合成回路によって位相再生された2相位相変調波の検波波形を示しており，2相再生器出力(a)に比べ，合成回路出力(b)の直交成分が大きいことが分かる。この直交成分が図4.66(b)のジッタ成分となっている。従って図4.67(b)の直交成分を減少させることにより，図4.66(b)のジッタ成分を減少できることができる。合成回路出力の直交成分増加の原因としては，図4.59(b)に示した帯域特生の1次振幅ひずみが影響しているものと思われる。従って合成回路出力の1次振幅ひずみを小さくすることによって減少する必要がある。この他に直交成分を増加させる要因として，リミッタのAM-PM変換が考えられるが，図4.67(a)に見られるようにその量は小さく，現在得られている振幅リミッタ(AM-PM変換 $1^{\circ}/\text{dB}$)を用いれば十分な特性を得ることが可能である。

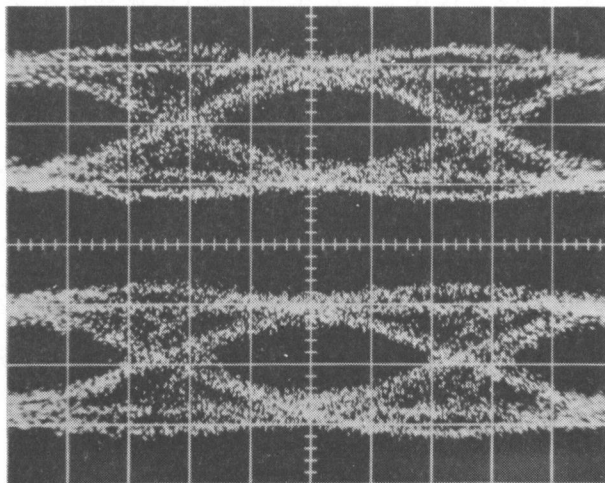
以上に述べたように，直接位相再生効果が，入力信号とそれと逆位相を持つ信号との合成によって得られ，逆位相信号の定常位相を変化させることにより識別面を変化できることに注目し，2相直接位相再生器をただ1つ用いただけで，2m相位相変調波を再生できることを明らかにし，回路合成法と名づけた。この方法を用いて4相直接位相再生器を実現し，搬送周波数1.7GHz，情報速度400Mbits/sの4相位相変調波を再生できることを明らかにした。



(a) 入力信号

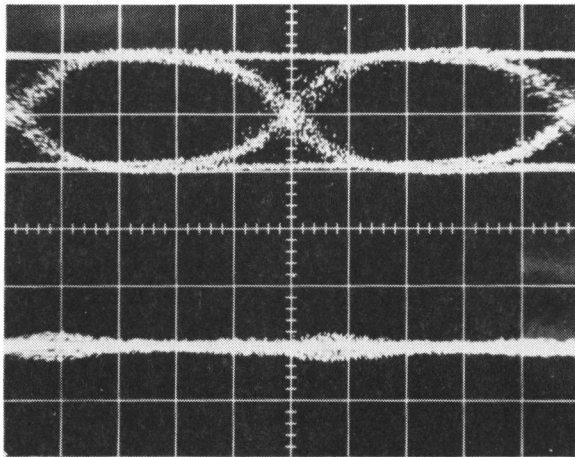


(b) 再生器出力信号

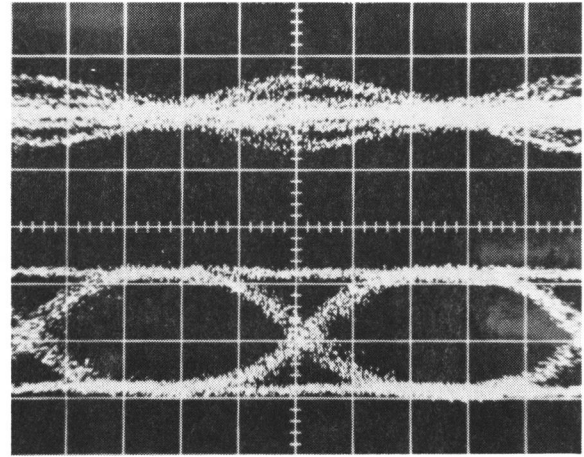


(c) リミッタ出力信号

図 4.66 アイ・パターン (H; 1ns/DIV)



(a) 2相再生器出力



(b) 合成回路出力

図 4.67 再生された 2 相変調波のアイパターン

(H ; 1ns/DIV)

4.5 各種方式の特性比較

以上に述べたように、4 相直接位相再生器を実現する方法として

- (i) 2 相 2 系列法
- (ii) 3 - 4 通倍法
- (iii) 回路合成法

の 3 つが考えられる。これ等の方法はそれぞれに特徴があり、その特徴を生かすような応用が望ましい。表 4.2 にこれ等の比較結果を示す。

2 相系列法は良好な周波数特性を得やすいため、高速の変調波の再生が可能であるという特徴を有す。従って、高速信号への適用が望ましい。

3 - 4 通倍法は、搬送波再生回路を 4 通倍器ならびに狭帯域フィルタのみで実現でき、さらにリミッタの個数も少ないため、装置規模を小さくすることが可能である。また、再生位相の直交性が必らず保存され、振幅比の許容範囲が広く調整が容易であるという特徴を有する。しかし、3 通倍信号を必要とし高速信号への適用は難しい。従って低速信号に適用することが望ましい。

回路合成法は、2 相直接位相再生器が 1 個で良いという特徴がある。特に 2^m 相位相変調信号に対しても位相再生器個数の増加がない。このため多相になる程、他の 2 つの方法に比べて装置規模を簡易化できる。従って、多相位相変調信号への適用領域がある。

表 4.2 各種 4 相直接位相再生器の比較

	2 相 2 系列	3-4 通倍法	回路合成法
再生器種類と個数	2 相位相再生器×2	3 通倍器, ミキサ	2 相再生器×1
リミッタの個数	2 個	1 個	2 個
搬送波再生回路	PLL ループ	4 通倍器+フィルタ	PLL ループ
再生器速度	高速	低速	やや低速
再生位相の直交性誤差	大	小	大
調整の難易	やや難	易	やや難
挿入損失	小	大	中
装置規模	やや大	やや小	中
適用領域	高速信号 4 相位相変調信号	低速信号 4 相位相変調信号	やや低速信号 多相位相変調信号

4.6 結 言

4 相直接位相再生器の回路構成法に関する検討を行い, 2 相直接位相再生器を 2 系列使用する 2 相 2 系列法, 3 通倍器ならびに 4 通倍器を用いる 3-4 通倍法, 2 相直接位相再生器を 1 個と合成回路を用いる回路合成法の 3 種類を提案し, それぞれに対し動作原理ならびに特性を明らかにし, さらに実験結果を示した。

(i) 2 相 2 系列法, 3-4 通倍法, 回路合成法に対する理論ならびに実験的検討の結果, いづれの方法に対しても理想的な位相再生効果が得られた。

(ii) 2 相 2 系列法は, 2 相直接位相再生器を 2 系列必要とし, 搬送波再生回路として位相同期ループを必要とするが, 特性の良い位相再生器を得やすいため高速のディジタル位相変

調波の再生が可能である。

(iii) 3 - 4 通倍法は、搬送波再生回路が 4 通倍回路によって実現でき、リミッタの個数も少ないため、装置規模の小さい直接位相再生器が実現可能である。また、不完全性に対する許容範囲が大きく、調整が容易である。しかし、3 通倍波ならびに 4 通倍波が必要であるため、入力信号の搬送周波数があまり高いものに対しては適用できない。

(iv) 回路合成法は 2 相直接位相再生器を一つだけ使用することによって多相位相変調波の再生が可能であるため、多相位相変調波に対して中継器の小形・簡易化の利点がある。

20L-P1 方式では、1.7 GHz の中間周波数を用い、400 Mb/s の高速 4 相位相変調波を伝送している。このため、3 - 4 通倍法では 6.8 GHz の搬送波が必要となり、回路合成法では特性の劣化の割に回路が小形化されないという欠点があり、2 相 2 系列法が適当であるということが明らかにされた。

第5章 FET振幅制限器⁽⁶⁶⁾⁽⁶⁷⁾

5.1 緒言

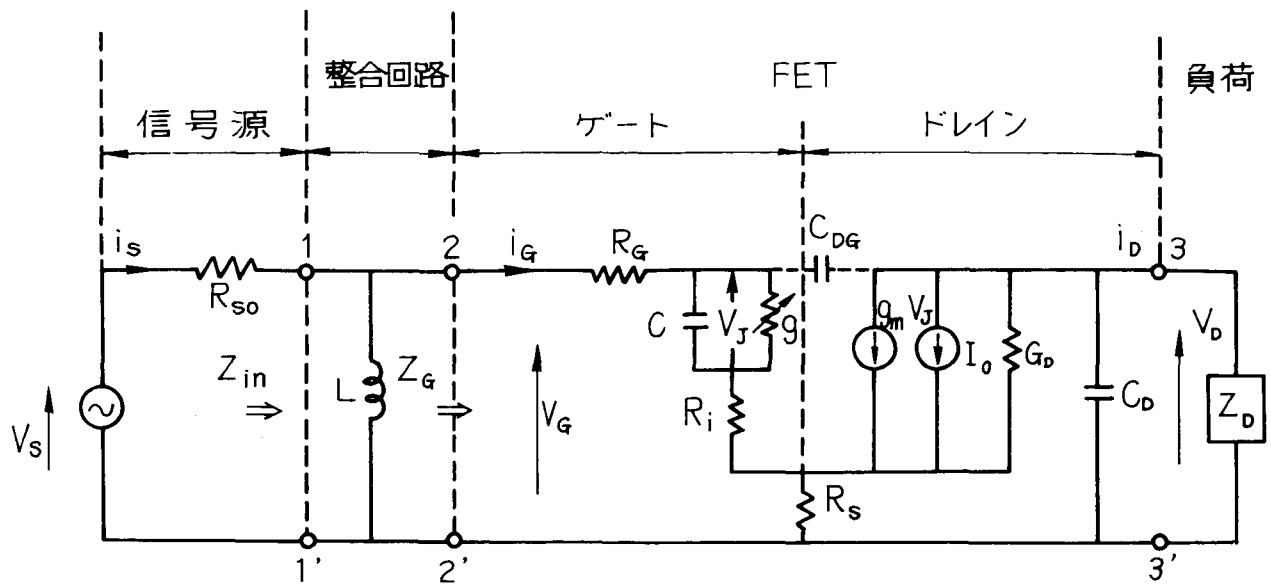
GaAs MESFET (Metal Semiconductor FET) は高利得, 高出力, 広帯域であるという特徴を有するため近年増幅素子として多用されている。これに対し, 最近MESFETを振幅制限器 (リミッタ) として使用した例が報告され, このリミッタが従来のバイポーラトランジスタを用いたリミッタまたはダイオードリミッタに比べ振幅抑圧効果ならびにAM-PM変換特性の点で優れていることが明らかにされている。⁽⁷¹⁾⁽⁷²⁾ ⁽⁶⁹⁾⁽⁷⁰⁾ ⁽⁷³⁾しかしMESFETをリミッタとして使用した場合のAM-PM変換に関しては実測結果が存在するのみであり, また理論的に十分に解明されているとはいえず, 設計法も確立されていない。特に, AM-PM変換を最小化する方法, またその場合の振幅抑圧効果, 利得等に関しては全く明かにされていない。

本章においては, MESFETを用いたリミッタの諸特性をFETの特価回路を用いて解析し, 入出力電力特性, AM-PM変換量を表わす一般式を求める。さらにAM-PM変換を中心周波数において零にする方法ならびにその場合の周波数特性等の諸特性を理論的に明らかにする。最後に, FETリミッタ設計例を示し, 実験的検討を加え, 本解析の妥当性を確かめる。

本解析法は, FETリミッタに対する解析ならびに設計のみではなく, 飽和領域で動作する電力増幅器などの特性解析にも適用可能である。⁽⁷⁴⁾ 振幅リミッタは, 角度変調波の振幅変動を除去するために広範囲に使用されている。⁽⁶⁸⁾ FET振幅リミッタは直接位相再生器のみではなく, 今後このような領域にも広く利用されるものと思われる。

5.2 等価回路

FETリミッタの動作, 特にAM-PM変換ならびに振幅抑圧効果の両方を考慮した場合の動作はFETの等価回路を用いて解析することができる。図5.1は, FETリミッタの等価回路を示し, ゲート端子はショットキ接合 (接合容量 C および非直線コンダクタンス g の並列回路で表示する) およびそれと直列に存在する抵抗 R_G, R_I, R_S から成り, ドレイン端子は電流源 $g_m V_J, I_0$ およびドレインコンダクタンス G_D から成るものと仮定している。ここで, I_0 はドレイン・バイアス電流がソース抵抗 R_S を介してゲート端子電圧へ及ぼす影響を考慮するために付加した電流源を示す。さらに駆動信号源は定インピーダンス R_{S0} を有する定電圧駆動回路, ゲート端子整合回路は並列インダクタンスとし, ドレイン負荷は整合負荷とした。



$$C_J = 0.5 \text{ pF}, G_D = 2.5 \text{ mS}, g_m = 25 \text{ mS}, I_0 = 50 \text{ mA}$$

$$R = R_G + R_i + R_s$$

図 5.1 FET リミッタ等価回路

またゲート・ドレイン間の帰還容量 C_{DG} はサセプタンスが十分小さいものとし、ここでは無視する。さらに、相互コンダクタンス g_m は等価回路に示すようにドレイン電流 i_D と接合電圧 v_J の比で定義し、さらにこれを次式に示すように折線で近似する。

$$g_m \equiv \frac{\partial i_D}{\partial v_J} \quad (5.1)$$

$$\equiv \begin{cases} g_{m0} & ; v_J > V_P \\ 0 & ; v_J < V_P \end{cases}$$

ただし V_P はピンチオフ電圧を示す。また、一般にゲート接合容易 C は接合電圧 v_J によって変化するが、ゲート端子インピーダンスに対する影響は接合コンダクタンス g の非直線性によるものが支配的であるため無視する。さらに、一般の FET においては R_s は $1/G_D$ に比べ十分小さい。このため、ドレイン端子整合負荷 Z_D は

$$1/Z_D = 1/(G_D - j \cdot \omega C_D) \quad (5.2)$$

となる。

5.3 特性解析

5.3.1 入出力電力特性

FETリミッタ入力電力は，駆動源から得られる有能電力で定義し，次式で与える。

$$P_{in} = |\dot{V}_{S1}|^2 / 4R_{S0} \quad (5.3)$$

ただし $\dot{V}_{S1}$ は駆動源電圧を示し，次式で表示できる。

$$\dot{V}_{S1} = \dot{V}_{G1} + R_{S0} (\dot{I}_{G1} - j\dot{V}_{G1}/\omega L) \quad (5.4)$$

ここで， V_{G1} ， I_{G1} はゲート端子電圧および電流の基本波成分であり，等価回路定数ならびに接合直流電圧 V_0 および接合信号電圧 V_1 を基準にし付録1.1に示される。

一方，ドレイン端子出力信号電流の最大値は次式となる。

$$I_{Dmax} = \{g_{m0}(V_0 + V_1) + I_0\} / 2 \quad (5.5)$$

また，ドレイン電流の最小値は，接合電圧の最小値がピンチオフ電圧 V_P 以上であるかによって異なりそれぞれの領域で次式のように表わされる。

$$I_{Dmin} = \begin{cases} \frac{1}{2} (g_{m0}(V_0 - V_1) + I_0) ; V_0 - V_1 > V_P \\ 0 ; V_0 - V_1 \leq V_P \end{cases} \quad (5.6)$$

ドレイン端子電流の基本波振幅 I_{D1} は I_{Dmax} と I_{Dmin} を用い次式のように近似できる。

$$I_{D1} = \begin{cases} \frac{1}{2} g_{m0} V_1 ; V_0 - V_1 > V_P \\ \frac{1}{4} \{g_{m0}(V_0 + V_1) + I_0\} ; V_0 - V_1 \leq V_P \end{cases} \quad (5.7)$$

これより出力電力 P_{out} は次式となる。

$$P_{out} = \frac{1}{2} I_{D1}^2 \cdot \frac{1}{G_D} \quad (5.8)$$

$$= \begin{cases} \frac{1}{8G_D} g_{m0}^2 V_1^2 ; V_0 - V_1 > V_P \\ \frac{1}{32G_D} \{g_{m0}(V_0 + V_1) + I_0\}^2 ; V_0 - V_1 \leq V_P \end{cases}$$

5.3.2 AM-PM変換特性

AM-PM変換は、接合コンダクタンス g が入力信号振幅に対し非直線性を有するため、入力信号 V_S の位相と出力信号の位相 ϕ_{out} （接合電圧と同一位相）との関係が入力信号振幅によって変化することによって発生する。本解析においては接合電圧 $V_1 \cos \omega t$ を基準にして解析を行ない、入力信号電力の増減（ V_1 の変化）によって信号源電圧 V_S の位相が変化すると考えている。しかし、実際には V_S の位相が一定で接合電圧 $V_1 \cos \omega t$ の位相が変化し、ドレイン出力信号の位相がそれとともに変化して変化する。従って出力信号位相 ϕ_{out} は、 V_S の位相を基準にし次式のように表示できる。

$$\begin{aligned}\phi_{out} &= -\arg[\dot{V}_{S1}] \\ &= -\arg[\dot{\omega} \cdot \dot{I}_{G1}]\end{aligned}\quad (5.9)$$

ここで $\arg[\dot{r}]$ は複素数 $\dot{r}$ の位相、 $\dot{\omega}$ は次式で定義したインピーダンスと等価な複素数（以下等価インピーダンスと呼ぶ）を示す。

$$\dot{W} = \dot{Z}_G \left(1 - j \frac{R_{S0}}{\omega L}\right) + R_{S0} \quad (5.10)$$

また、 $\dot{Z}_G$ は付録 1.1 に示すゲート端子インピーダンスである。

出力信号位相 ϕ_{out} は後述の結果から分かるように単調関数である。従って AM-PM 変数は次式で示す入力信号電力が十分小さい場合から十分大きい場合の間で発生する出力信号位相の変化 $\Delta \phi_{out}$ で表示できる。

$$\begin{aligned}\Delta \phi_{out} &= \phi_{out}(V_1 \gg V_C) - \phi_{out}(V_1 \ll V_C) \\ &= \arg \dot{I}_{G1}(V_1 \ll V_C) - \arg \dot{I}_{G1}(V_1 \gg V_C) + \arg \dot{W}(V_1 \ll V_C) \\ &\quad - \arg \dot{W}(V_1 \gg V_C)\end{aligned}\quad (5.11)$$

ただし V_C は出力信号が飽和しはじめる点（たとえば利得の 1 dB 低下点）における接合電圧を示す。式より分かるように $\Delta \phi_{out}$ は、ゲート電流 $\dot{I}_{G1}$ の位相変化量および等価インピーダンス $\dot{W}$ の位相変化量の和によって表現することができる。付録 1.1 に示すように $\dot{I}_{G1}$ の位相変化は 90° 、 $\dot{W}_1 = \dot{W}(V_1 \ll V_C)$ および $\dot{W}_2 = \dot{W}(V_1 \gg V_C)$ は次式となる。

$$\begin{aligned}\dot{W}_1 &= \dot{W}(V_1 \ll V_C) \\ &= R + R_{S0} - \frac{R_{S0} k}{\omega^2 LC} - j \left(\frac{R R_{S0}}{\omega L} + \frac{k}{\omega_0 C} \right)\end{aligned}\quad (5.12)$$

$$\dot{W}_2 = \dot{W} (V_1 \gg V_C)$$

$$= R + R_{S0} - j \frac{R R_{S0}}{\omega L}$$

従って AM-PM 変換量 $\Delta \phi_{out}$ は次式となる。

$$\begin{aligned} \Delta \phi_{out} &= 90^\circ + \arg \dot{W}_1 - \arg \dot{W}_2 \\ &= 90^\circ - \tan^{-1} \left[\frac{R R_{S0} \omega C + k \omega L}{(R + R_{S0}) \omega^2 L C - R_{S0} k} \right] + \tan^{-1} \left[\frac{R R_{S0}}{(R + R_{S0}) \omega L} \right] \end{aligned} \quad (5.13)$$

5.4 特性計算例

FET 増幅器は、一般に小信号時に整合条件を満足するように設計されている。これをそのままリミッタとして使用した場合の特性例を論ずる。或る入力信号レベル $V_{1\ tune}$ で入力端子が整合条件を満足させるためには $\omega_0 L$ および R_{S0} は次式の値をとる必要がある。

$$\omega_0 L_{tune} = -|Z_{G\ tune}|^2 / \operatorname{Im} [Z_{G\ tune}] \quad (5.14)$$

$$R_{S0\ tune} = |Z_{G\ tune}|^2 / \operatorname{Re} [Z_{G\ tune}]$$

ここで $Z_{G\ tune}$ は $Z_G (V_1 = V_{1\ tune})$ を示す。図 5.2 は、 $\omega_0 L_{tune}$ および $R_{S0\ tune}$ の計算結果を示す。小信号整合時 ($V_{1\ tune} \ll V_C$) の場合は、

$$\left. \begin{aligned} R_{S0} \gg \omega_0 L &\doteq \omega_0 C R^2 / k + k / \omega_0 C \\ R_{S0} \gg R \end{aligned} \right\} ; V_{1\ tune} \ll V_C \quad (5.15)$$

が成立し、AM-PM 変換 $\Delta \phi_{out}$ は次式となる。

$$\begin{aligned} \Delta \phi_{out} &\doteq 90^\circ - \tan^{-1} \left[\frac{k \omega C R}{\omega^2 C^2 R^2 + k^2 \{ (\omega / \omega_0)^2 - 1 \}} \right] \\ &\quad + \tan^{-1} \left[\frac{k \omega C R}{\omega^2 C^2 R^2 + k^2 (\omega / \omega_0)^2} \right] ; V_{1\ tune} \ll V_C \end{aligned} \quad (5.16)$$

図 5.3 は $\Delta \phi_{out}$ の計算結果の一例を示し、直列抵抗 R が大きい程 AM-PM 変換が小さくなることを示している。この理由は、図 5.2 から分かるように、 R が大きい程信号源インピーダ

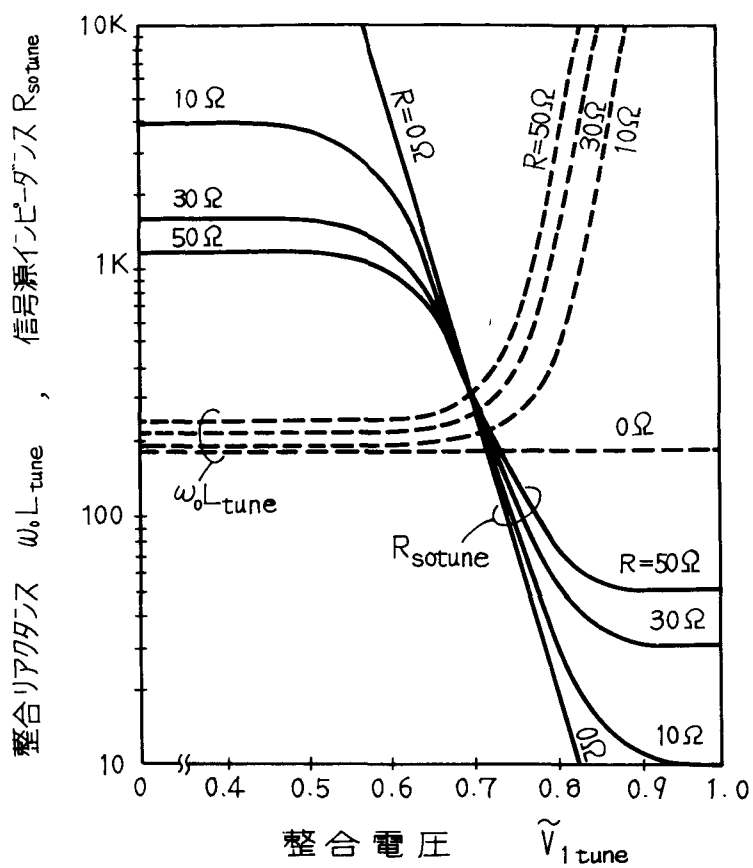


図 5.2 整合リアクタンス $\omega_0 L$ および信号源特性抵抗 R_{S0}

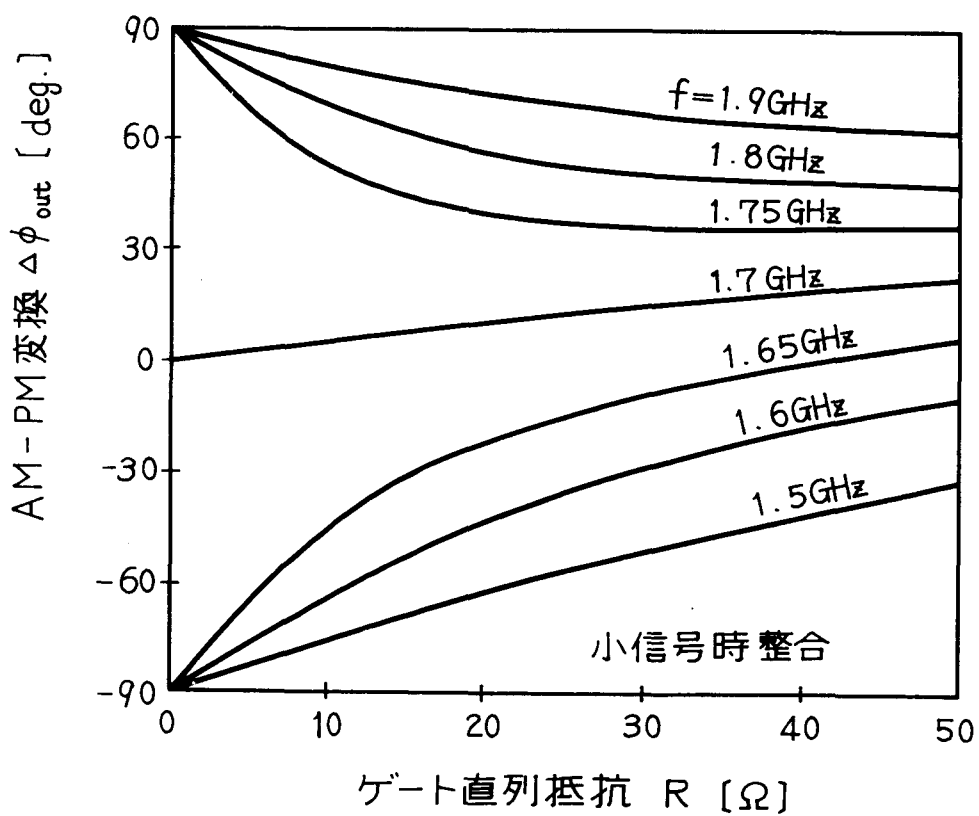


図 5.3 AM-PM 変換量

ンス $R_{so tune}$ が低下するためである。また、図 5.4 は入出力特性の一例を示し、 $\Delta\phi_{out}$ が単調関数であることを示している。

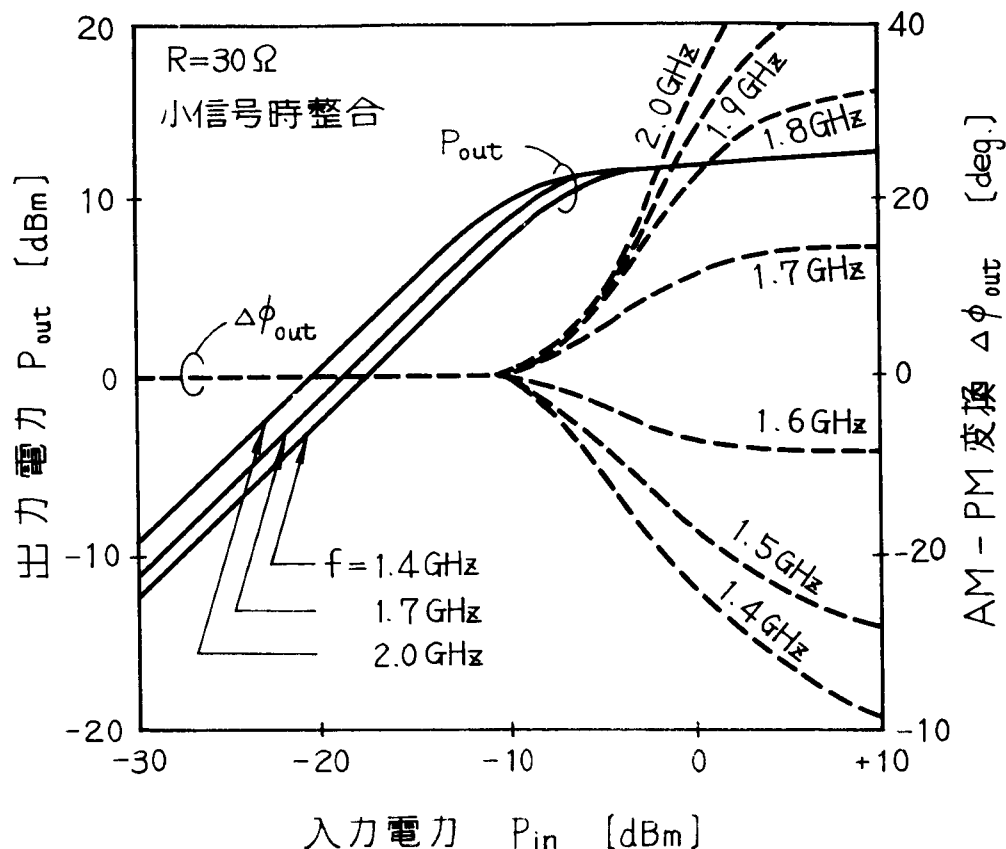


図 5.4 FET リミッタの特性

以上の図から分かるように、小信号時整合を行った一般の FET 増幅器をそのままリミッタとして使用した場合は、AM-PM 変換が大きく、ゲート端子に直列抵抗を付加するか、大信号時に整合条件を満足させる為の設計を行ない、AM-PM 変換特性を改善する必要があることを示している。

5.5 AM-PM 変換の最小化

5.5.1 最小化の原理

AM-PM 変換量 $\Delta\phi_{out}$ は式 (5.13) に示したように付加インダクタンス ωL の値によって変化する。このため ωL の値を調整することによって $\Delta\phi_{out}$ を最小化することが可能である。式 (5.13) から分かるように等価インピーダンス $\dot{W}$ の位相変化を -90° にすれば $\Delta\phi_{out} = 0$ となり AM-PM 変換は零となる。一方、小信号時から大信号時までの等価インピーダンス $\dot{W}$ は図 5.5 のようになる。従って $\dot{W}$ の描く軌道の一部が原点を通るように ωL

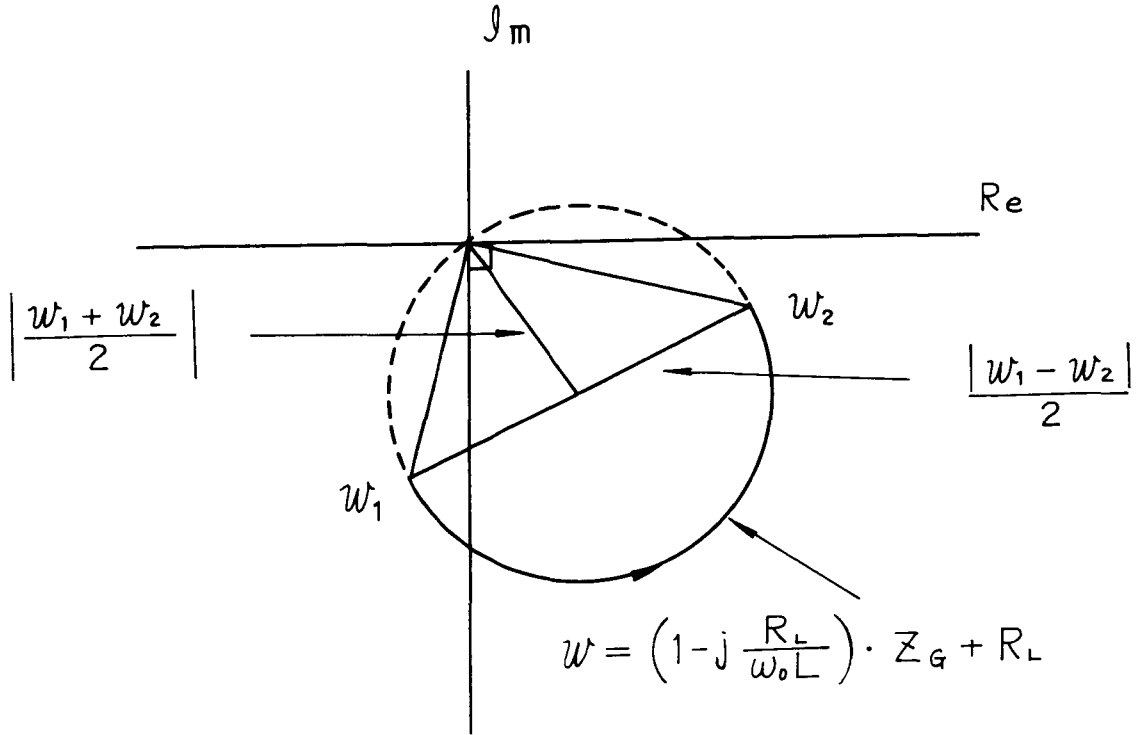


図 5.5 AM-PM を最小にした場合の等価インピーダンス W

を調整すれば $\dot{W}$ の位相変化は -90° となり, $\Delta\phi_{out} = 0$ となる。すなわち, AM-PM 変換が最小となる条件は次式で与えられる。

$$\left| \frac{\dot{W}_1 + \dot{W}_2}{2} \right| = \left| \frac{\dot{W}_1 - \dot{W}_2}{2} \right| \quad (5.17)$$

式 (5.17), 式 (5.12) を代入し, $\omega_0 L$ について解けば次式が得られる。

$$\omega_0 L = \frac{R_{S0}^2 k \pm \sqrt{R_{S0}^4 k^2 - 4 \omega_0^2 C^2 R^2 R_{S0}^2 (R + R_{S0})^2}}{2 \omega_0 C (R + R_{S0})^2} \quad (5.18)$$

(複号正; $\omega_0 L$ の大きい場合, 複合負; $\omega_0 L$ の小さい場合)

すなわち, 駆動源特性抵抗 R_{S0} が定められた場合は, 並列インダクタンスを調整し, 式 (5.18) に示す値に選ぶことによって定めた周波数において AM-PM 変換量を零にすることが可能となる。

AM-PM 変換を零にする R_{S0} と $\omega_0 L$ の計算例を図 5.6 に示す。図より分かるように R_{S0} には最小値が存在し, R の増大とともに R_{S0} の最小値は増大する。また, R_{S0} を与えた場合, AM-PM を零にする $\omega_0 L$ は式 (5.18) の複号に対応し, 2 種類存在する。(以下正の

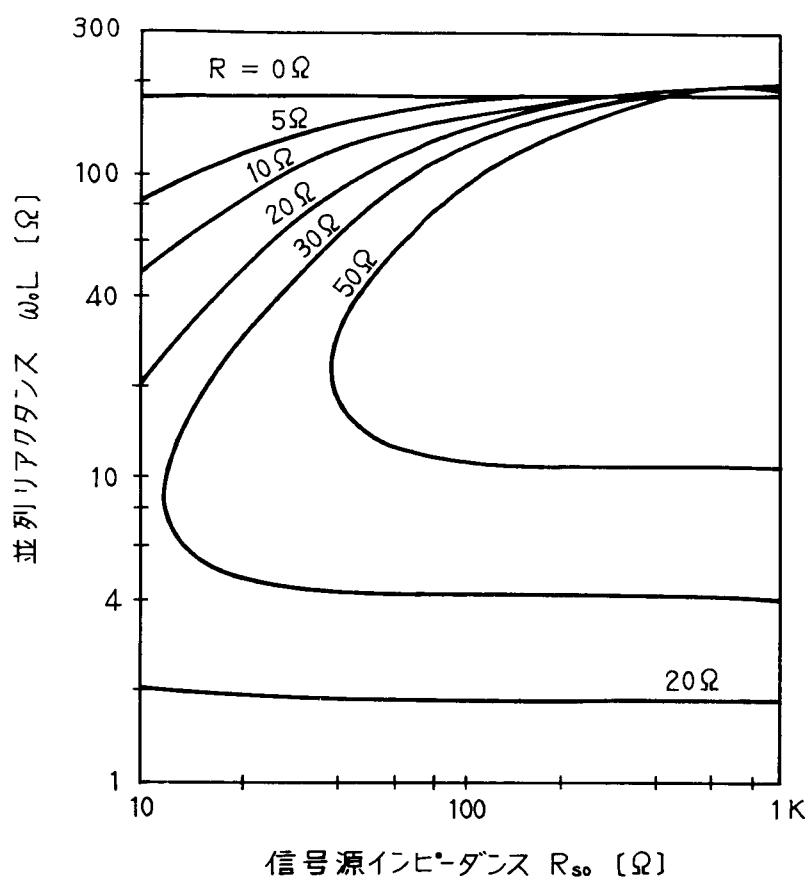


図 5.6 AM-PMを最小にする R_L と $\omega_0 L$ の関係

の方を $\omega_0 L$ の大きい場合、負の方を $\omega_0 L$ の小さい場合と呼ぶ)

特に、 $R = 0$ の条件が満足される場合は、 $\omega_0 L = 1/\omega_0 C$ となり、接合容量を付加インダクタンスによってキャンセルする条件に選べば良いことを示している。

式(5.18)は大信号時ならびに小信号時の2点において位相の変化が零となる条件を示しているが、この条件は同時に、入力信号電力の全範囲にわたってAM-PM変換が零となる条件を満足している。たとえば、図5.7は式(5.18)を満足する条件を与えた場合の特性例を示しており、図より、中心周波数(1.7GHz)においては入力信号電力のすべての範囲において位相変化が零になることを示している。また式(5.18)の関係が全入力範囲において位相変化を零にする条件と一致することは解析的にも求められる。(付録1.2参照)

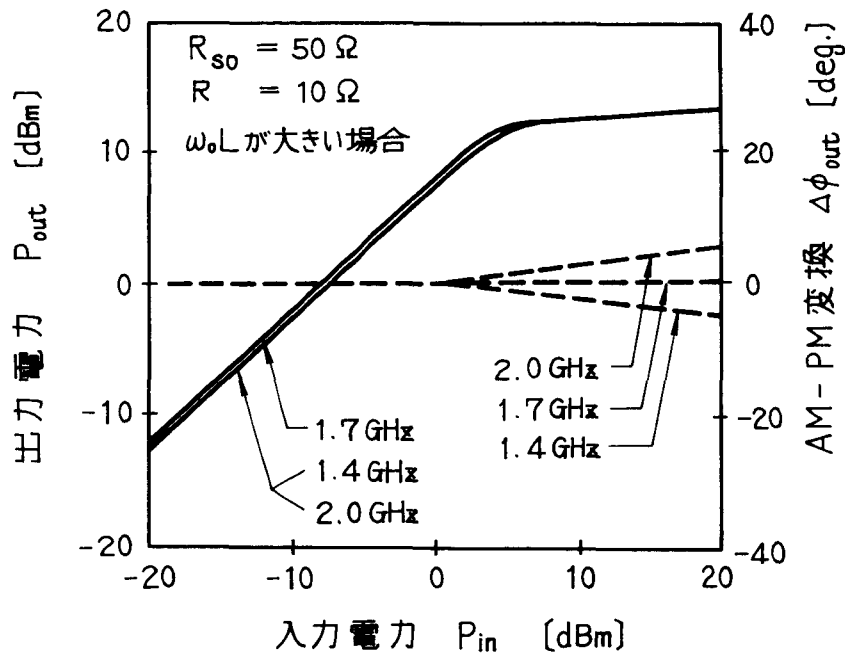


図 5.7 AM-PMを最小化した場合のFETリミッタの特性

5.5.2 最小化時の周波数特性

図 5.7に示したAM-PM変換特性から分かるように、中心周波数（1.7GHz）においてAM-PM変換を零にしたリミッタでも中心周波数以外でAM-PM変換が発生することが分かる。図 5.8，5.9は駆動源インピーダンス R_{s0} とAM-PM変換 $\Delta\phi_{out}$ の周波数特性の関係を示したもので、 R_{s0} を小さくする程 $\Delta\phi_{out}$ を小さくでき、かつ R_{s0} を一定にした場合は R が大きい程 $\Delta\phi_{out}$ が小さくなることを示している。一方、図 5.10は式(5.18)の複号部を負にした場合（小さい $\omega_0 L$ の場合）の特性を示し、複号部を正にした場合（大きな $\omega_0 L$ の場合）の特性図 5.9に比べ、AM-PM変換の周波数特性が大幅に改善され、しかも R_{s0} を増加しても周波数特性が悪化しないことを示している。ただし小さい $\omega_0 L$ を用いた場合は次節に述べるように、リミッタの利得が低下するため、飽和開始入力電力が非常に大きくなるという欠点がある。

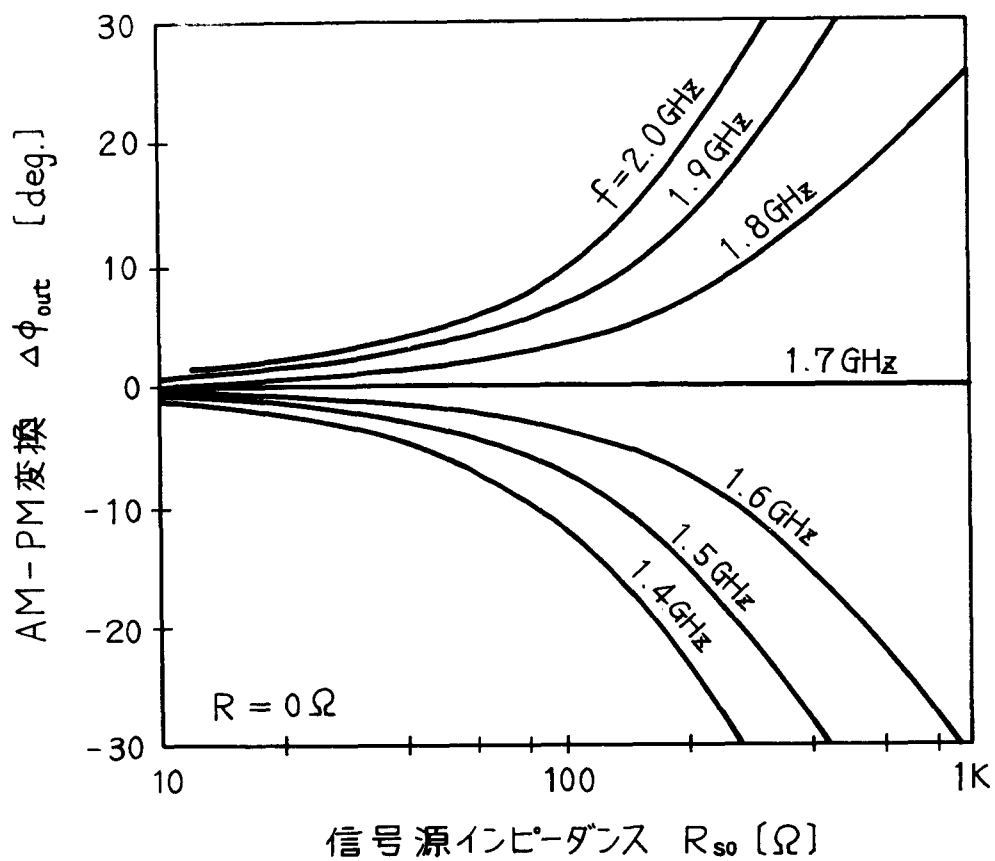


図 5.8 AM-PM変換量

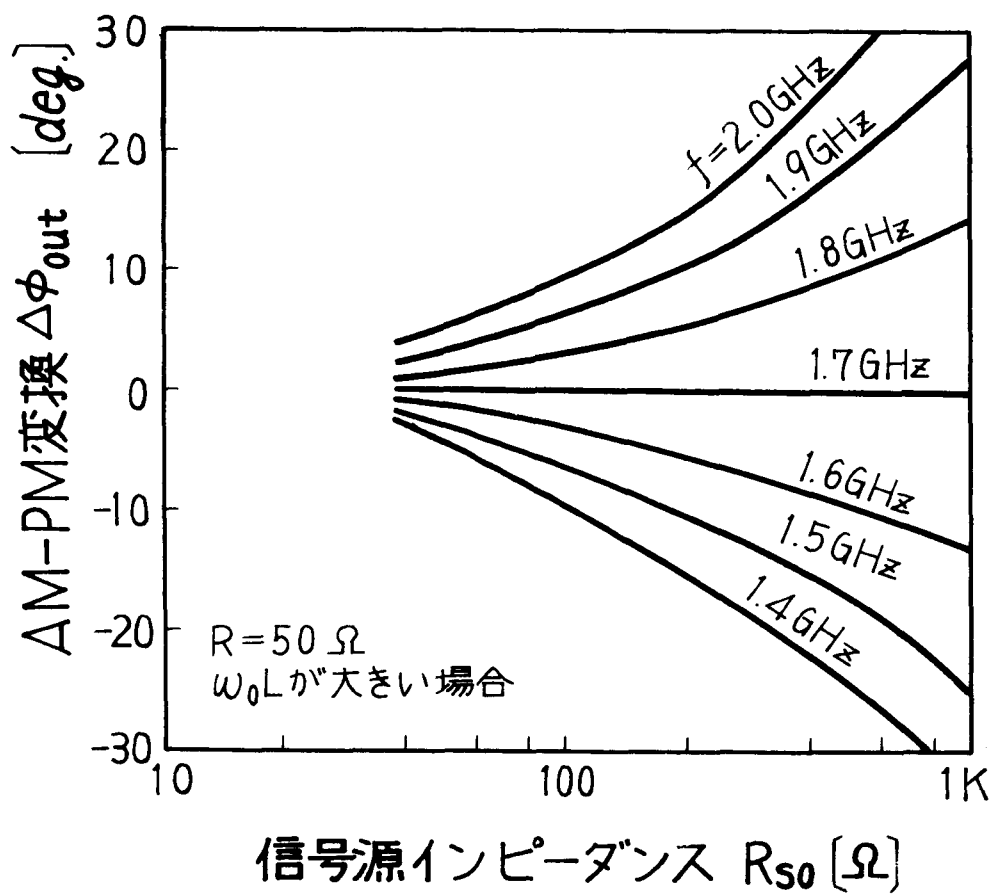


図 5.9 AM-PM変換量

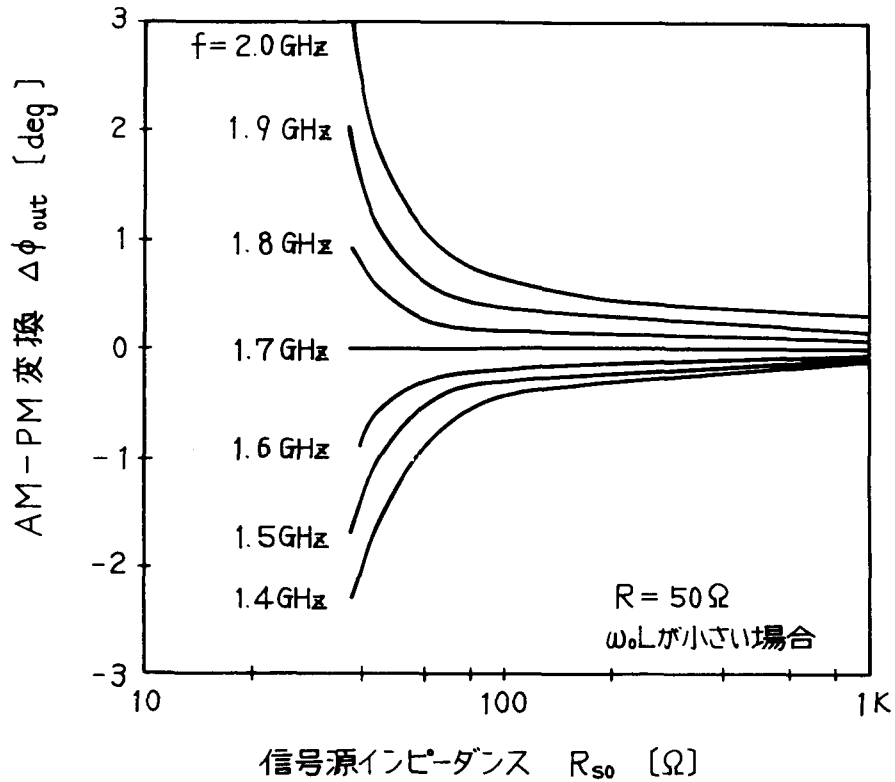


図 5.10 AM - PM 変換量

5.5.3 最小化時の小信号利得

FETをリミッタとして使用する場合、小信号時利得が大きい程、小さな入力信号で飽和を開始させることが可能となり、ダイナミックレンジを大きくすることができる。FETリミッタの小信号時利得 G_{small} は、式(5.3)、(5.8)、付録1.1の(A・10)および(A・12)を用いて次式のように表示できる。

$$\begin{aligned}
 G_{small} &= P_{out} / P_{in} \\
 &= R_{so} g_{m0}^2 / 2G_D \cdot \left[\left(R + \frac{\omega C R R_{so}}{\omega L} \right)^2 + \left\{ \omega C (R + R_{so}) - k \frac{R_{so}}{\omega L} \right\}^2 \right] \\
 &\quad ; V_1 \ll V_C
 \end{aligned} \tag{5.19}$$

図 5.11 は小信号利得 G_{small} の計算結果の一例を示し、信号源インピーダンス R_{so} が小さい程利得が小さくなることを示している。さらに R_{so} を大きく選んだ場合は、ある値で利得が最大となり、この値を超えた場合利得は逆に低下する。また、利得が最大となる回路条件は、小信号整合条件が満足された場合に相当している。

さらに図 5.12 は $\omega_0 L$ が小さい場合（負の複号）の利得を示し、利得が負となることが分

かる。

5.5.2節に述べたように R_{s0} は小さく選ぶ程 AM-PM変換を小さくすることが可能であるが、一方図 5.11 より利得は R_{s0} が大きい程高い。従って、利得ならびに AM-PM変換の両方を満足させるためには信号源インピーダンスを 100Ω 前後の適当な値に選ぶ必要がある。

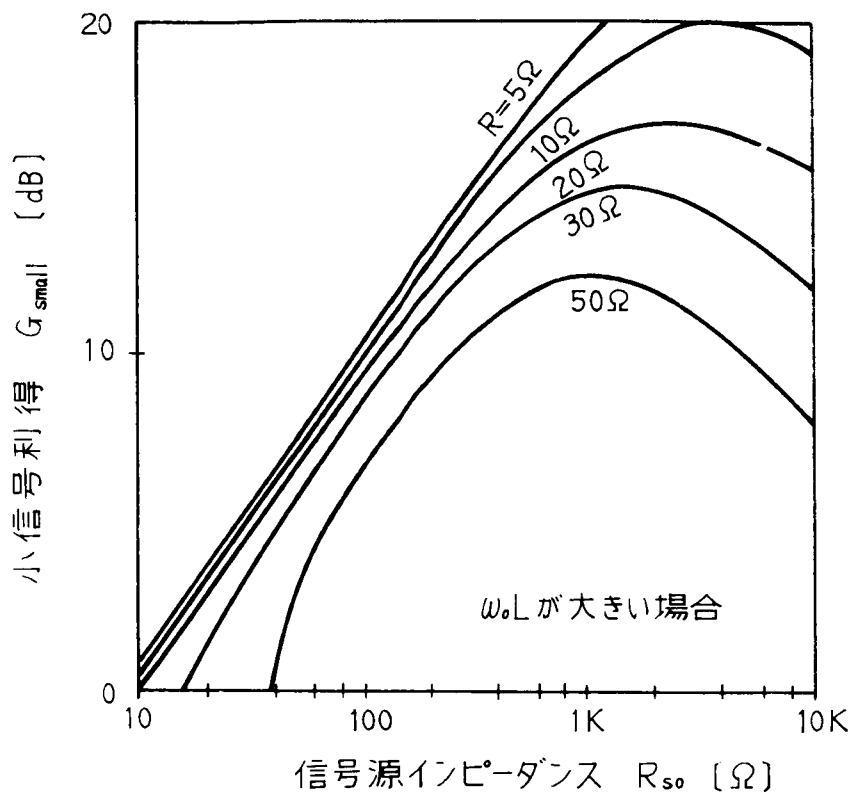


図 5.11 小 信 号 利 得

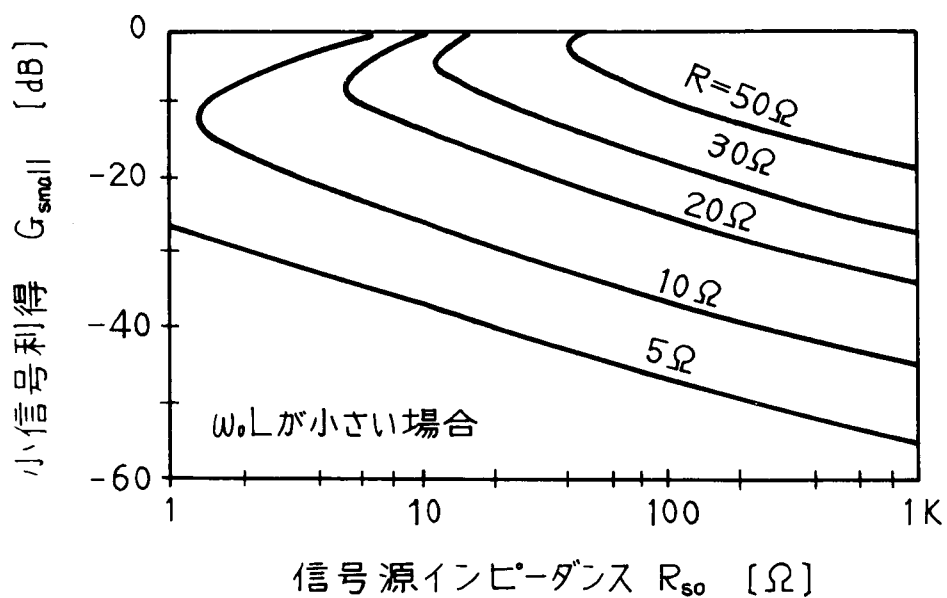


図 5.12 小 信 号 利 得

5.6 実験結果

前節に述べた結果から次のことが分かる。

- (1) ゲート端子に付加したインダクタンスの値を調整することによってAM-PM変換を最小化することができる。特にゲート端子直列抵抗 $R = 0$ の場合、この値は $1/\omega_0 C$ になる。ただし、 C は接合容量である。
- (2) 信号源インピーダンス R_{S0} は小さい程、AM-PM変換の周波数特性は小さくなる。ただし R_{S0} が小さい程利得は低下する。

上述のことを考慮し、実験的検討を加えた。AM-PM変換を小さくするため信号源インピーダンス R_{S0} としては 50Ω とした。一方、実験のFETではゲート直列抵抗 R は 10Ω 程度である。これ等の値から付加インダクタンス $\omega_0 L$ は図 5.6 より約 130Ω と決定される。図 5.13 は、試作したFETリミッタの構成を示す。また図 5.14 には実測された特性を示す。実測結果は計算結果と良い一致を示し、本解法が妥当であることを示している。

一方、FET増幅器（一般に小信号時に整合条件を満足している。）をそのままリミッタとして使用した場合はAM-PM変換を十分小さくすることはできない（5.4節参照）。従って、FETリミッタは、FET増幅器とは異った設計法を用いる必要があることが分かる。

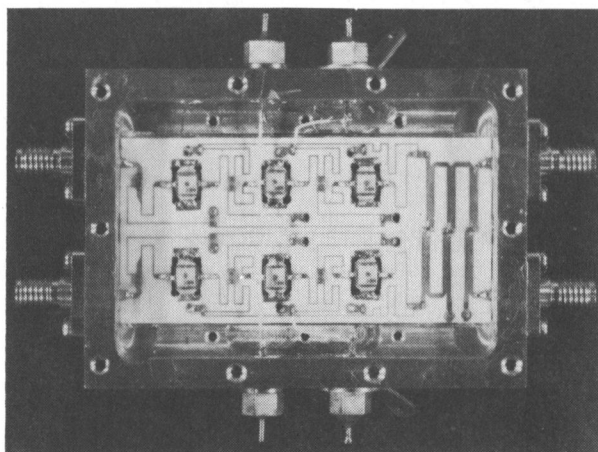


図 5.13 試作したFETリミッタ

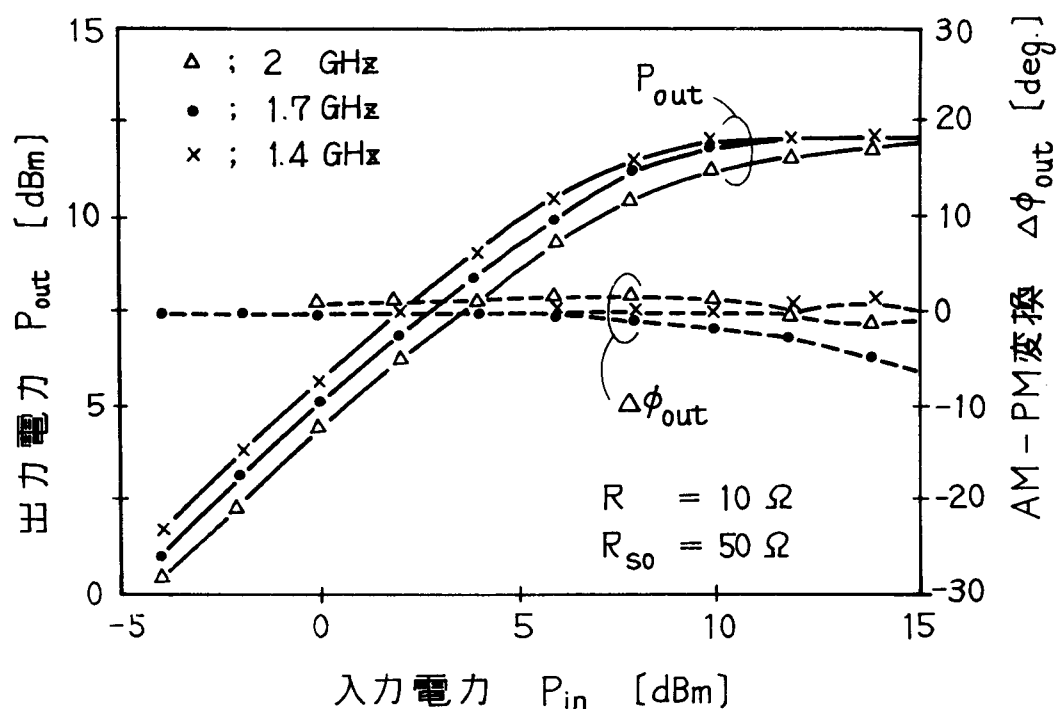


図 5.14 FET リミッタの特性

5.7 結 言

本章においてはMESFETを用いた振幅リミッタに関し、等価回路を用いた解析を加え、リミッタの諸特性を明らかにした。この結果から次のことが分かった。

- (i) ゲート端子に並列にインダクタンスを付加することによって、中心周波数においてAM-PM変換を零にすることができる。
- (ii) 信号源インピーダンスを小さくする程AM-PM変換の周波数特性を小さくできる。
- (iii) 信号源インピーダンスを小さくする程、利得は低下する。

最後に、実際のFETを用いた設計例を示し、実測を行った結果、理論値を得、本解析法が妥当であることを明らかにした。

第 6 章 直接位相再生器の特性劣化

6.1 緒 言

本報告では直接位相再生中継方式における符号誤り率特性劣化要因を明らかにし、それ等によって発生する劣化量の算出法を示した。

差動 4 相位相変調・同期検波方式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とひずみが無視できる時には、次式で表せる。⁽⁸³⁾

$$P_e(K_0) = \operatorname{erfc}(K_0) \quad (6.1)$$

ここで $2K_0$ は受信信号の搬送波電力対雑音電力比 (CNR) である。このように、誤り率は入力 CNR 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 CNR の減少と等価であると考えられる。ここで、同じ誤り率 (たとえば 10^{-6}) を得るために必要な実際の中継伝送系の CNR と式 (6.1) 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 dB 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。

第 2 節では各部で発生する劣化要因ならびにその分類を示し、劣化要因が符号誤り率特性に与える影響を述べた。第 3 節ならびに第 4 節では、直接位相再生器で発生する種々の劣化要因と各回路の特性との関係を明らかにする。特に第 3 節においては、中継毎に除去でき、相加されない非相加性の要因、第 5 節においては、中継によって除去できず、中継毎に相加されていく相加性の要因について述べる。相加性の要因については、その発生原因ならびに 1 中継器で発生するジッタ量と回路定数の関係を本章で明らかにし、多中継時の特性については、次章で述べる。

6.2 劣化要因

6.2.1 劣化要因の発生箇所

直接位相再生器を用いた中継伝送系を、図 6.1 に示す。本節では中継伝送系を送信器、伝送路、受信器、直接位相再生器に分け、各部で発生する劣化要因を挙げる。^{(75)~(89)}

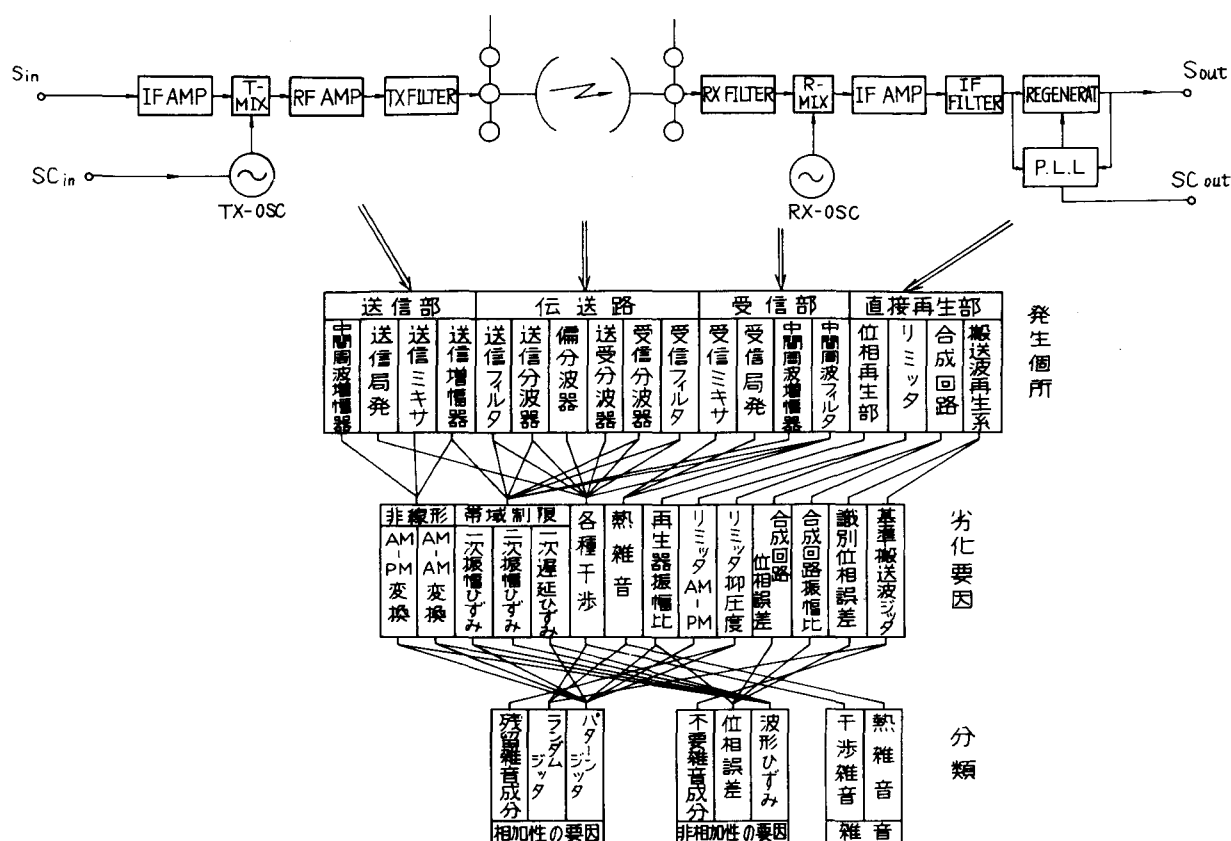


図 6.1 直接位相再生方式の劣化要因

(i) 送信部の劣化要因

送信部では、位相変調器または直接位相再生器から送出された位相変調波を、十分なレベルまで増幅し、送信ミキサに加え、送信局部発振波と混合し周波数変換を行なっている。その後、搬送波段において高周波増幅される。送信器では高周波増幅器の所要利得を低くするため、送信ミキサに加える中間周波信号レベルを比較的高く選んでいる。従って送信ミキサでは、信号成分（中間周波信号ならびに周波数変換された信号）が局部発振波レベルに近く、非線形動作をしている。また高周波増幅部には通常固体増幅器を使用しており、これによる非直線ひずみが考えられる。このひずみは、波形ひずみを発生させ、このうち、識別点におけるアイ・アパーチャの劣化は困定劣化の要因となり、過渡点におけるジッタは多中継時のパターンジッタ発生 of 要因となる。

一方、送信局部発振器のスプリアス干渉、熱雑音等も劣化要因となる。

(iii) 伝送路の劣化要因

直接位相再生方式を適用する周波数領域では、空間の周波数特性はほぼ一様のまま減衰すると考えることができる。従って伝送路における劣化要因は、送受信分波器による帯域制限、アンテナ、送受信フィルタ、分波器系の不完全性から発生する符号間干渉が主な劣化要因である。直接位相再生方式の場合にはこれ以外に、フィルタ等によって発生するパターンジッタと干渉雑音、熱雑音等によって発生するランダムジッタを考慮に入れて配分を行なう必要がある。特にパターンジッタは電圧加算されるため中継数の増加に従い急激に特性が劣化する恐れがあり、詳細な検討を加える必要がある。

(iii) 受信部の劣化要因

受信部では、得られた信号を受信ミキサによって中間周波信号に周波数変換し、AGC増幅器に加えて一定レベルまで増幅している。ここでは、受信ミキサの変換損、局部発振器雑音、前置増幅器熱雑音が符号誤り率を劣化される。これらはすべて受信部総合の雑音指数を測定することにより、熱雑音として総合的に評価されている。

さらに、直接位相再生方式では低域フィルタによる熱雑音の抑圧を行わないため、中間周波段のみで雑音を抑圧する必要がある。このフィルタによる帯域制限は符号間干渉等の波形ひずみを発生させる。

(iv) 直接再生部の固定劣化要因

直接再生部では波形ひずみ、干渉雑音ならびに熱雑音によって劣化した変調信号を識別し、波形を再生しており、その構成は位相変動を除去する位相再生部、振幅変動を除去するリミッタ部、再生された2相変調波を合成する合成回路、ならびに基準搬送波を再生する搬送波再生回路からなっている。

図 6.2 は、直接再生部において考えられる劣化要因を示した図で、位相再生部では変換された信号と変換されない信号の振幅比 m のずれによって位相再生効果が劣化する。同時に直交成分が発生し、パターンジッタ増加の原因となる。

一方、リミッタの抑圧度が不足した場合は、雑音による振動変動等が完全に除去できず、雑音を残留した位相変調波を送信することになるため多中継時の誤り率特性を劣化させる。またリミッタにおいて発生する AM - PM 変換は 2 相位相変調波に直交成分を発生させるためパターンジッタ増加の要因となる。

合成回路では互に直交した 2 相変調波を等振幅で合成し、4 相位相変調波を得ている。この合成回路の合成振幅偏差、合成位相誤差が発生した場合は、出力 4 相位相変調波に

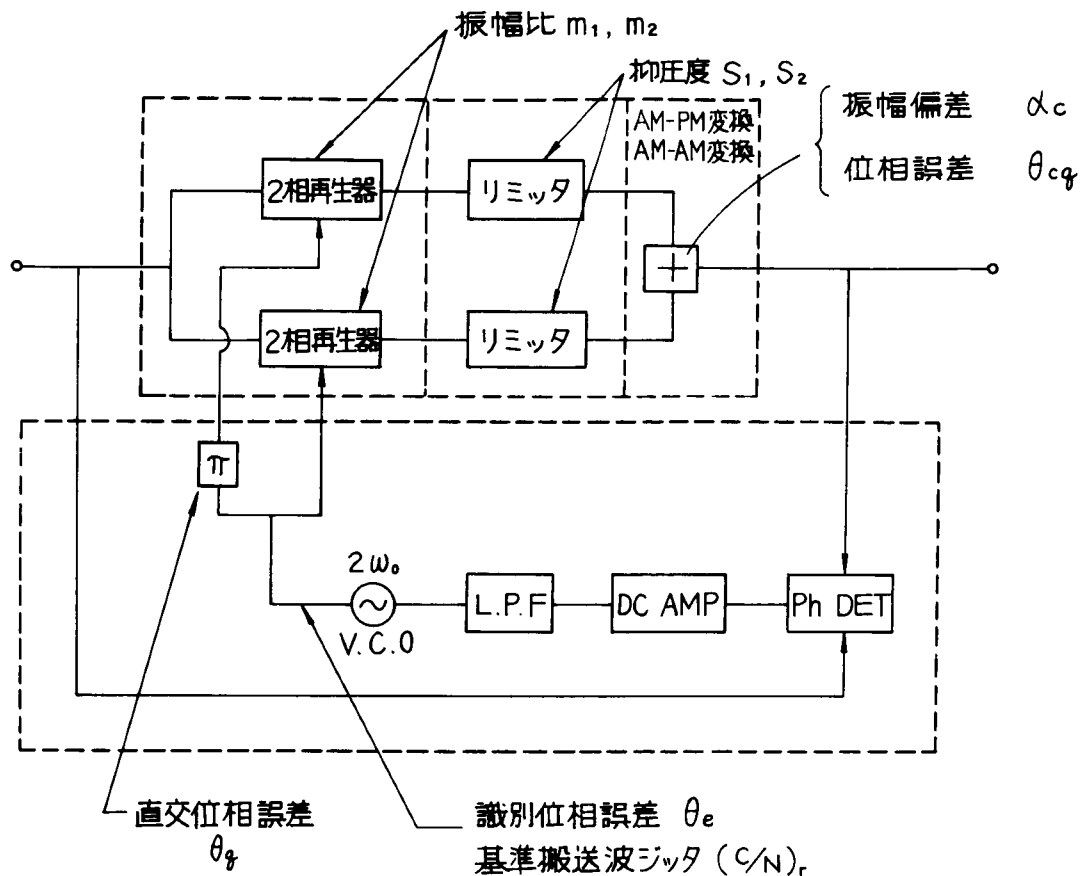


図 6.2 直接再生部劣化要因

位相誤差を発生させ固定劣化の要因となる。

搬送波再生回路では搬送波ジッタ，搬送波定常位相誤差等による固定劣化が発生する。

特に搬送波ジッタは中継毎に相加するランダムジッタの主要因となる。

6.2.2 劣化要因の分類

前節ならびに図 6.1 に示したように考えられる劣化要因は非常に多数であるが，これらは図 6.1 の分類項目に示すように，固定劣化に与える影響の類似したものに分類できる。ここでは，雑音，非相加特性，多中継特性の 3 つに分類し，劣化量の算出を行なう。

(i) 雑音

熱雑音，干渉雑音によって構成され，規格配分上は，固定劣化と区別して配分されている量で主として伝送路のフィルタ系によって決まる要因である。直接位相再生方式でも，検波再生方式と同様に熱雑音または干渉雑音除去能力が高くかつ波形劣化による固定劣化量が最小になるような設計がなされる。

(ii) 非相加性の劣化要因

従来の検波再生方式の固定劣化要因に相当するもので、中継器単体で発生する誤り率劣化要因を示し、波形ひずみ、位相誤差、不要雑音等の要因が考えられる。これらの要因は中継器毎に除去される要因であるため、中継器単体の固定劣化量を評価することによって明らかにできる。

波形ひずみ要因としては各部で発生する非直線ひずみおよび帯域制限が考えられ、これらは符号間干渉および直交干渉によるアイ・アパーチャの劣化を発生させる。

位相誤差要因としては識別位相の誤差、再生された信号の位相誤差が考えられる。これらは直接位相再生部で発生しているため、再生器の劣化量と識別位相誤差、再生信号位相誤差との関係を明らかにすることにより固定劣化量を知ることが可能である。

不要雑音としては搬送波再生系ジッタ、各部回路間で発生するエコー干渉が考えられる。これらの許容値に関しては位相再生部出力端子における信号対雑音比で規定でき、多中継特性劣化にも関係している。

(iii) 相加性の劣化要因

直接位相再生方式特有の劣化要因として、多中継時特性劣化要因がある。たとえば、中継毎に雑音を除去するため、振幅リミッタを使用しているが、振幅リミッタには不飽和領域が存在しているので雑音を完全に除去することができない。従って、中継毎に雑音が残留し、多中継時に符号誤り率を劣化させる。

さらに直接位相再生器は2R中継器であり、従来の3R中継器に比べ、タイミング再生機能を有していない。このためジッタ成分を除去することができない。このジッタ成分は中継数の増加とともに増加し、タイミング余裕が小さくなり、誤り率の劣化を発生する。ジッタ成分には、パターンジッタとランダムジッタが考えられ特にパターンジッタは中継数に比例して電圧加算する性質があり、直接位相再生方式には重要な要因である。

6.3 非相加性の要因

6.3.1 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、直交干渉を発生する要因としては1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変調器過渡特性等がある。また、符号間干渉補償は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。⁽⁹⁰⁾⁽⁹¹⁾

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。

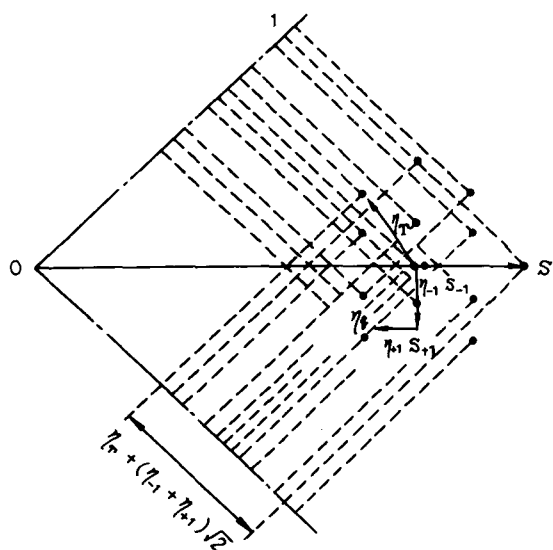
この波形ひずみを搬送波帯で表示すると標本点（識別時点）における搬送波のベクトルで表せる。なお、本節では、復調信号振幅の最大値を1とし、この値で以下の値を正規化する。先行パルスおよび後続パルスからの符号間干渉ベクトルをそれぞれ $\eta_{-1} S_{-1}$ および $\eta_{+1} S_{+1}$ とし、直交干渉ベクトルを η_q とすると、総合の干渉ベクトル η_r は次式で与えられる。ここで S_{-1} と S_{+1} はそれぞれ先行パルス信号ベクトルと後続パルス信号ベクトルである。

$$\eta_r = \eta_{-1} S_{-1} + \eta_{+1} S_{+1} + \eta_q \quad (6.2)$$

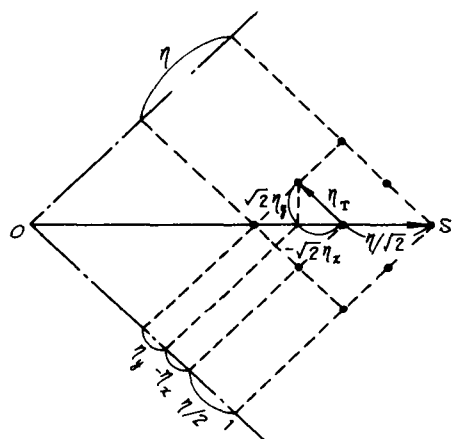
図6.3に、干渉ベクトル η_r により、波形ひずみを生じている4相位相変調された搬送波の1つの相のベクトルを図示する。図6.3(a)は一般的な場合であるが、このように前後の符号列の組合せにより16点も異なる搬送波ベクトルがあると誤り率の計算が非常に困難であり、かつ波形ひずみ要因による誤り率劣化を計算するときに η_{-1} 、 η_{+1} と $|\eta_q|$ の3つのパラメータが必要となり、一つの図表で等価 CNR 劣化量を表せないので中継装置の各部特性劣化の設計に使用するのが困難となる。そこで、直交干渉 η_q が小さいと仮定すると、図6.3(a)の搬送ベクトルは波形ひずみを表わすパラメータとして符号間干渉量 η を用い図6.3(b)のような干渉ベクトル η_r を持つ搬送波ベクトルで近似できる。ここで図6.3(b)の η は

$$\eta = \eta_q + \sqrt{2} (\eta_{-1} + \eta_{+1}) \quad (6.3)$$

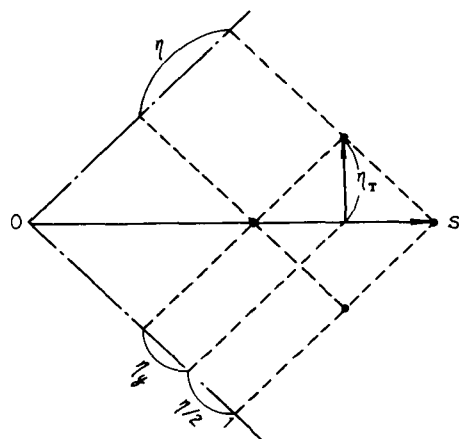
である。この干渉ベクトル η_r を符号間干渉のないときの信号ベクトルOSに対し同相成分と直交成分に分解し、それぞれ $\sqrt{2} \eta_x$ と $\sqrt{2} \eta_y$ で示すと、図6.3(b)から明らかなように干渉ベクトル η_r の分布は次式で表示でき、各ベクトルの発生確率は、前後のビットの組合せで決まり次式で与えられる。ここで図6.3(b)の・点のいくつかは2通り以上のパルス列が縮退して1点になっているものもある。



(a) 実際の信号ベクトル



(b) 近似信号ベクトルI



(c) 近似ベクトルII

図 6.3 4 相位相変調波のベクトル (0 相のみを示している)

$$\eta_r = \sqrt{2} [\eta_x, \eta_y] = \frac{\eta}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1, & 0 \\ 1/2, & 1/2 \\ 1/2, & -1/2 \\ 0, & 1 \\ 0, & 0 \\ 0, & -1 \\ -1/2, & 1/2 \\ -1/2, & -1/2 \\ -1, & 0 \end{bmatrix} \begin{matrix} ; P=1/16 \\ ; P=1/8 \\ ; P=1/8 \\ ; P=1/16 \\ ; P=1/4 \\ ; P=1/16 \\ ; P=1/8 \\ ; P=1/8 \\ ; P=1/16 \end{matrix} \quad (6.4)$$

この干渉ベクトルを用いると、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。

$$P_e = \sum_{\eta} P(\eta_x, \eta_y) \operatorname{erfc} \left\{ K_0 \left(1 - \frac{\eta}{2} + \eta_x - \eta_y \right) \right\} \quad (6.5)$$

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(6.4)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 6.4 に実線（曲線 I）で示す。

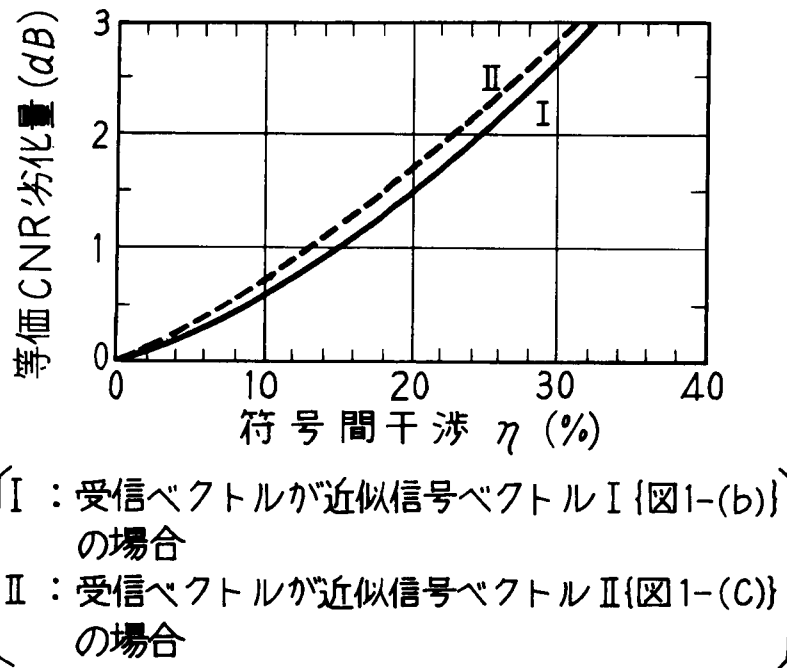


図 6.4 波形ひずみのみによる等価 CNR 劣化量

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バーチャ E_A との間には次の関係が成り立つ。

$$\eta = 1 - E_A \quad (6.6)$$

以上は図 6.3 (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 ($\eta_{-1} \div 0$ 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 6.3 (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 η_T は次式で表せる。

$$\eta_T = \sqrt{2} [\eta_x, \eta_y] = \frac{\eta}{\sqrt{2}} \begin{cases} 1, & 0 \\ 0, & 1 \\ -1, & 0 \\ 0, & -1 \end{cases} ; P = 1/4 \quad (6.7)$$

この干渉ベクトル η_T を式 (6.5) に代入し、この場合の等価 CNR 劣化量を求めると図 6.4 の点線 (曲線 II) になる。

さらに、図 6.3 (b) および (c) 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 6.3 (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 6.3 (c) の最悪パターン発生確率である $1/4$ よりもさらに $1/4$ だけ確率が小さいので、直交干渉が大きい場合には式 (6.4) と式 (6.5) 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 CNR 劣化量と直交干渉による等価 CNR 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。この干渉量が 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。

$$E_A = \begin{cases} 1 - \eta_q & ; P = 1/4 \\ 1 & ; P = 1/2 \\ 1 + \eta_q & ; P = 1/4 \end{cases} \quad (6.8)$$

そこで、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。

$$P_e = (1/4) \{ \text{erfc} \{ K_0 (1 - \eta_q) \} + \text{erfc} \{ K_0 (1 + \eta_q) \} + 2 \text{erfc} (K_0) \} \quad (6.9)$$

式 (6.9) をもととして直交干渉による等価 CNR 劣化量を求めたものを図 6.5 に示す。

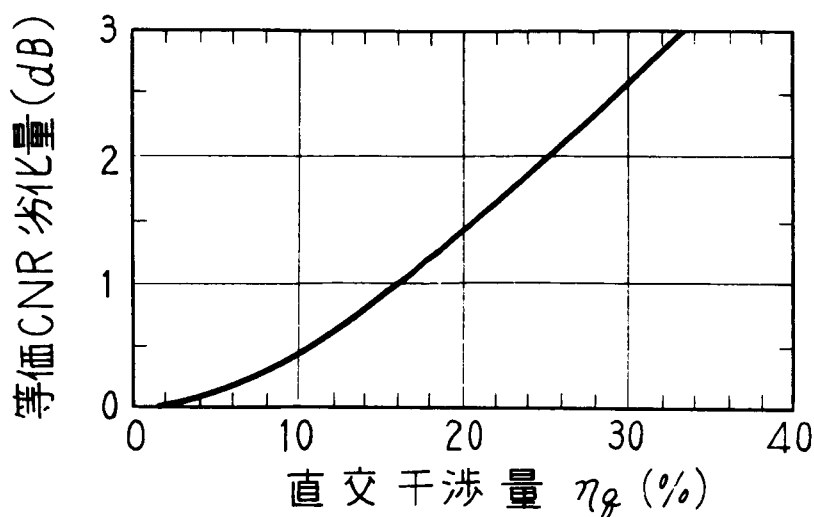


図 6.5 直交干渉による等価 CNR 劣化量

6.3.2 基準搬送波位相誤差

基準搬送波の定常位相が温度変動等により最適な設定点から θ_e だけずれた場合は、識別面が $\theta_e/2$ ずれ、識別位相誤差が発生し符号誤り率が劣化する。従って基準搬送波位相誤差 θ_e による固定劣化は、従来の検波再生方式の $\theta_e/2$ に相当する劣化となる。

従って、基準搬送波位相が θ_e 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 $\sqrt{2} \sin(\pi/4 - \theta_e/2)$ 倍に減少し、他の 2 相に対する復調出力は $\sqrt{2} \sin(\pi/4 + \theta_e/2)$ 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。

$$P_e(K_0, \theta/2) = (1/2) \{ \operatorname{erfc} \{ \sqrt{2} K_0 \sin(\pi/4 + \theta/2) \} + \operatorname{erfc} \{ \sqrt{2} K_0 \sin(\pi/4 - \theta/2) \} \} \quad (6.10)$$

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_{ph} を上式より求めたものを図 6.6 に示す。

一方、直交位相誤差 θ_q が発生した場合は片方の識別面のみが $\theta_q/2$ ずれる。このため符号誤り率は基準搬送波位相誤差の場合の $1/2$ となるため、固定劣化量は図 6.6 破線に示した値となる。

以上に示したように基準搬送波が 2 重搬送波であるため、位相誤差は従来の同期検波方式の 2 倍だけ許容することができる。ただし位相誤差が遅延量の差によって発生している場合は、周波数が 2 倍になっているため同一遅延量が 2 倍の位相差を生じるため、同期

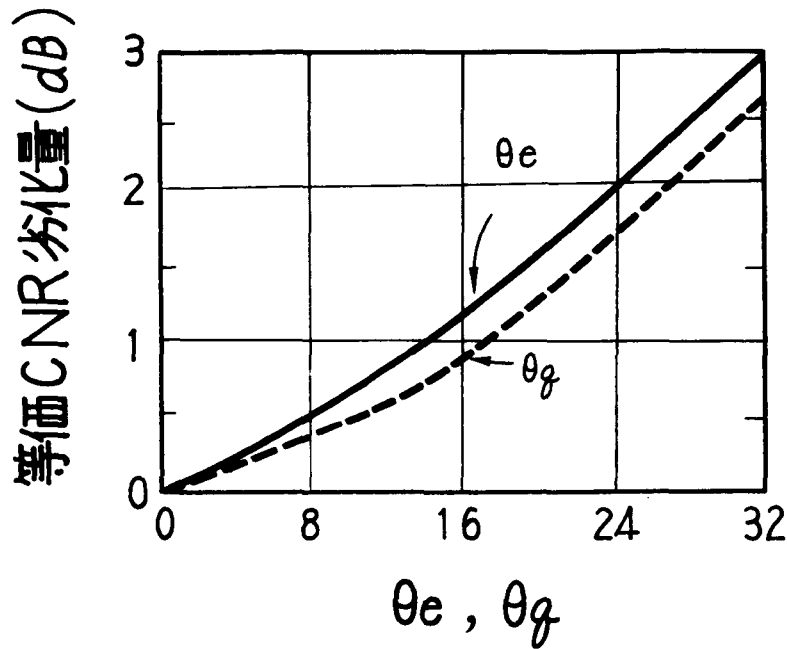


図 6.6 基準搬送波位相誤差ならびに合成回路位相誤差による誤り率特性劣化量

検波方式と同程度の厳しさとなる。

6.3.3 合成回路位相誤差

合成回路では振幅リミッタを通過した2系列の2相位相変調波を合成している。この合成回路に加わる信号の振幅比、位相の直交性がずれた場合は出力信号の変調位相に誤差を発生し、符号誤り率を劣化させる。図 6.7 に合成回路の直交性のずれ θ_{cq} および振幅偏差 α_e と変調位相誤差 θ_m 、振幅偏差 α_m の関係を示す。変調位相誤差 θ_m のみが発生している場合は次の中継器の基準搬送波再生系が位相誤差の平均値に引込むため、符号誤り率に関係する実効的な位相誤差は $\theta_m/2$ となる。 θ_m なる変調位相差が存在するときの誤り率は、

$$P_e\left(K_0, \frac{\theta_m}{2}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left\{\sqrt{2} K_0 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \frac{\theta_m}{2}\right)\right\} + \operatorname{erfc}\left\{\sqrt{2} K_0 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\theta_m}{2}\right)\right\} \quad (6.11)$$

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 (6.7) とまったく同じ形である。そこで、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 6.6 がそのまま使用できる。

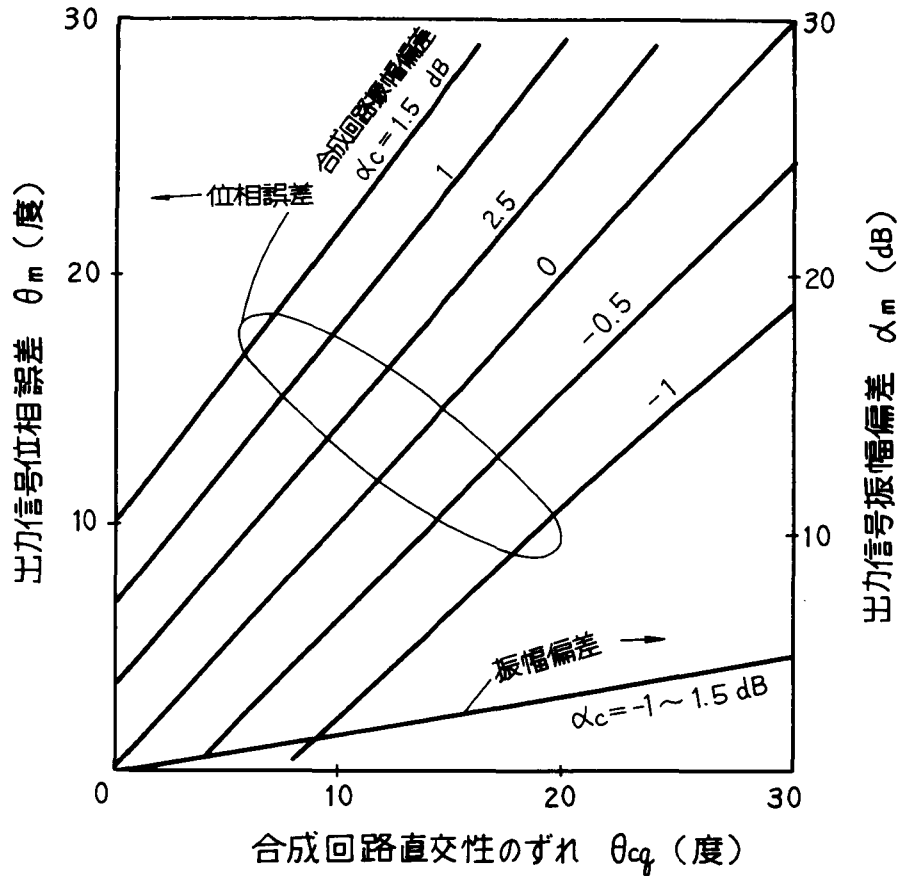


図 6.7 出力信号位相誤差および振幅偏差

6.3.4 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等価である。また送信および受信局発振器における雑音も受信信号の雑音に含まれる。さらに、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が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 N_I は、

$$N_I = N_{rf} + N_e + N_0 \quad (6.12)$$

で表される。ここで N_{rf} , N_e , N_0 はそれぞれ基準搬送波ジッタ、エコー干渉、局発雑音

の電力を示している。

この場合の符号誤り率 P_e は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 P_e(K_0, N_I) &= \operatorname{erfc} \sqrt{C / 2(N + N_I)} \\
 &= \operatorname{erfc} \frac{K_0}{\sqrt{1 + \frac{2K_0^2}{C/N_I}}} \quad (6.13)
 \end{aligned}$$

そこで、雑音性要因による等価 CNR 劣化量は、必要な誤り率を得るために中継伝送系において必要な CNR $\{(C/N)_{\min}\}$ の値によって異なり、次式で表せる。

$$D_N \left\{ \frac{C}{N_I}, \left(\frac{C}{N} \right)_{\min} \right\} = -10 \log_{10} \left\{ 1 - \frac{(C/N)_{\min}}{C/N_I} \right\}, \quad (\text{dB}) \quad (6.14)$$

$P_e = 10^{-6}$ に対して上式を図示したのが図 6.8 である。

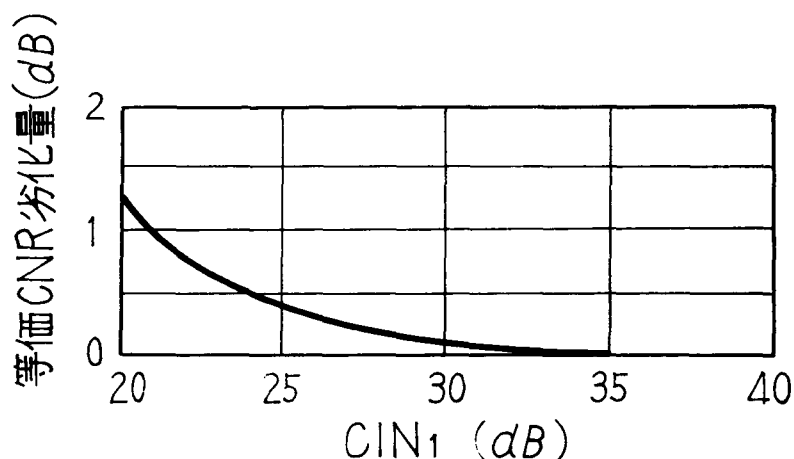


図 6.8 雑音要因のみによる等価 CNR 劣化量

6.4 相加性の要因

直接位相再生器では、パルスの立上り立下り時点のタイミングジッタを抑圧できない。このジッタは中継毎に相加される要因である。⁽⁹²⁾⁽⁹⁶⁾ 本節では 1 中継器で発生するジッタと回路パラメータの関係を示し、多中継時の符号誤り率特性劣化に与える影響は次章で詳しく述べる。

6.4.1 パターンジッタ

4 相直接位相再生器を構成している 2 相再生部では、 $+\phi$ 位相を有する入力信号振幅と

$-\phi$ を有する変換された信号振幅とを等しくすることにより完全な再生を行なうことが可能であり、その特性を表示するためこれらの振幅比 m を定義した。高速の位相変調信号を再生する場合には、広帯域にわたり $m = 1$ が満足される必要がある。しかし、一般には広帯域に $m = 1$ を満足することは困難となる。特に、直接位相再生器の出力信号は、 $+\phi$ 位相を有する信号と $-\phi$ 位相を有する信号は、中心周波数に対して対称の瞬時周波数を有する。このため帯域特性に奇数次の振幅歪が発生すると帯域の外側で振幅比 m が劣化し、主として符号の過渡部分において、図 6.9 (b) に示すような過渡ベクトル軌跡において、外側にふくらむ軌跡を示し、直交干渉を発生させ他の 1 系列の 2 相変調波への干渉となる。さらに振幅リミッタではこの直交成分が増幅され図 6.9 (c) のようになる。直交成分のピーク値 a は、図より次式となる。

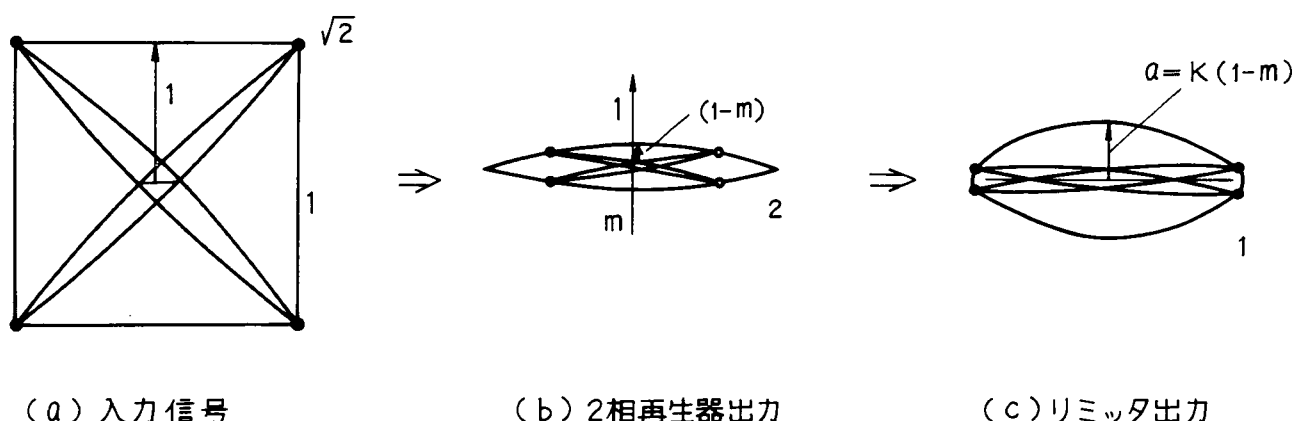


図 6.9 振幅比 m が劣化した場合の過渡ベクトル軌跡

$$a = K |1 - m| \quad (6.15)$$

ただし K はリミッタ抑圧度 s (dB) に関連した数値で次式で定義される。

$$K = 10^{s/10} \quad (6.16)$$

この直交成分は互に直交した 2 相位相変調波の過渡部分に干渉を与え再生された信号のパターンジッタとなるため多中継時の特性を劣化させる。2 相位相変調波の直交成分 a とジッタ量の関係を図 6.10 に示す。図で、4 相位相変調波のベクトル軌跡は 2 系列の 2 相位相変調波 S_1 , S_2 のベクトル和となる。従って 4 相位相変調波の検波波形は S_1 の検波波形

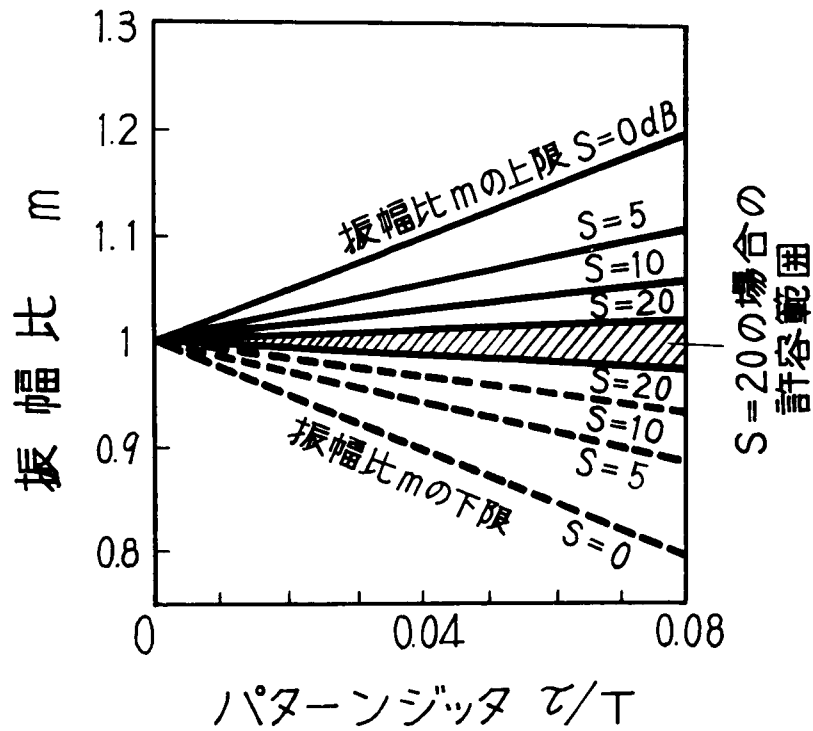


図 6.11 パターンジッタ

6.4.2 ランダムジッタ

ランダムジッタは雑音によって発生し，パルスの立上り時点に相加した雑音は中継毎に相加される。ランダムジッタの主要な要因は，伝送路で付加される雑音と基準搬送波に含まれる搬送波雑音である。伝送路で相加される雑音については次章で解析し，本章では，基準搬送波雑音とランダムジッタの関係を明らかにする。

検波再生方式においては，基準搬送波は入力信号と同一周波数である。従って基準搬送波に含まれる雑音成分は基準搬送波自身と混合され，ベースバンド信号へ干渉を与えた。これに対し，直接位相再生器では2通倍搬送波と入力信号を混合し，入力信号と同じ周波数を有する信号を取出しているため基準搬送波に含まれる雑音成分と基準搬送波自身の差周波数信号はベースバンドに落ち干渉波とならない。従って出力信号を漏洩するジッタ成分は，入力信号と基準搬送波ジッタ成分との間で混合された差周波成分である。

出力信号成分 S_{out} は次式で示される。

$$S_{out} = S_{in} - L[P_{loc}] \text{ [dB]} \quad (6.19)$$

ここで S_{in} は入力信号電力であり $L[P_{loc}]$ は局部発振波となる基準搬送波電力が P_{loc} の場合の変換損失である。

一方，出力雑音成分は，入力信号 S_{in} と基準搬送波雑音電力 N_{loc} の大きなものが局発振波となって周波数変換される。このため出力雑音成分 N_{out} は次式で与えられる。

$$N_{out} = \begin{cases} N_{loc} - L[S_{in}] ; S_{in} > N_{loc} \\ S_{in} - L[N_{loc}] ; S_{in} \leq N_{loc} \end{cases} \quad [dB] \quad (6.20)$$

ここで $L[S_{in}]$ ， $L[N_{loc}]$ は局発電力が S_{in} ， N_{loc} の場合の変換損失であり， $L[P_{loc}]$ とは異なっている。例えば，図 6.12 は実験で得られた変換損失であり，局発レベルによって変換損失が大きく変化することが分かる。

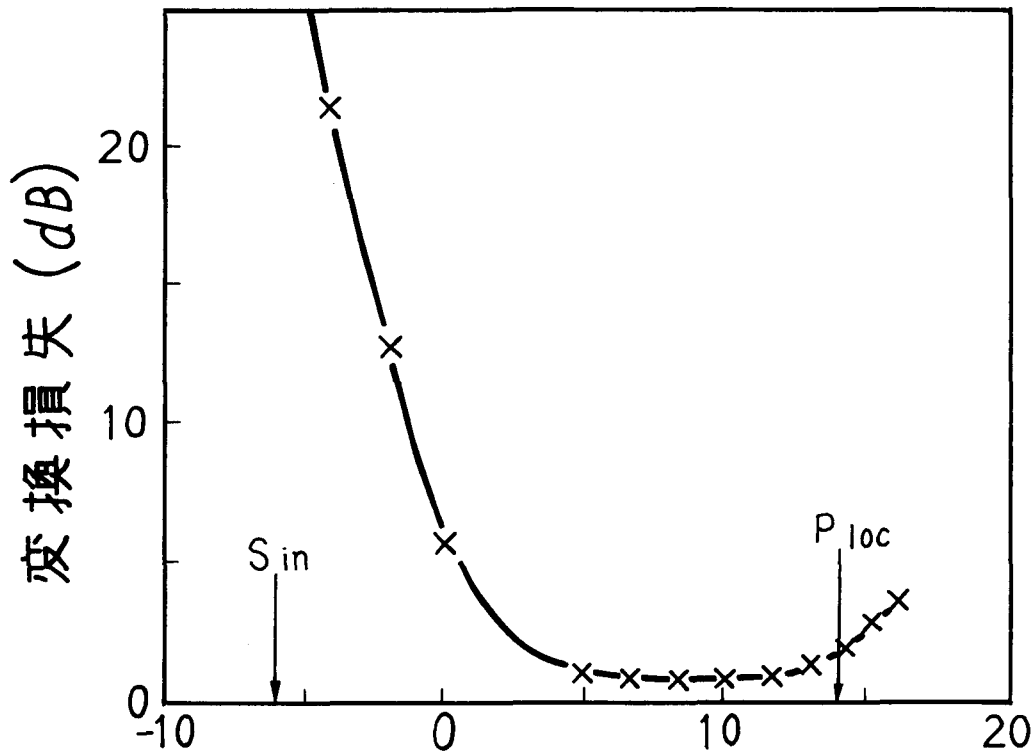


図 6.12 変換損失

出力信号の SN 比 $(S/N)_{out}$ [dB] は式 (6.19)，(6.20) より次式のように与えられる。

$$\begin{aligned} (S/N)_{out} &= S_{out} - N_{out} \\ &= \begin{cases} S_{in} - L[P_{loc}] - N_{loc} + L[S_{in}] ; S_{in} > N_{loc} \\ L[N_{loc}] - L[P_{loc}] ; S_{in} \leq N_{loc} \end{cases} \end{aligned} \quad (6.21)$$

ここで基準搬送波信号の CN 比を γ [dB] すなわち

$$\gamma = P_{\text{loc}} [\text{dB}] - N_{\text{loc}} [\text{dB}] \quad (6.22)$$

とおくと, SN 比改善量 I [dB] すなわち

$$I = (S/N)_{\text{out}} - \gamma \quad (6.23)$$

は次式で与えられる。

$$I[\beta, \gamma] = \begin{cases} L[P_{\text{loc}} - \beta] - L[P_{\text{loc}}] - \beta; & \beta < \gamma \\ L[P_{\text{loc}} - \gamma] - L[P_{\text{loc}}] - \gamma; & \beta \geq \gamma \end{cases} [\text{dB}] \quad (6.24)$$

ここで, β は入力信号と基準搬送波電力比であり次式で定義される。

$$\beta = P_{\text{loc}} - S_{\text{in}} \quad (6.25)$$

図 6.13 は式 (6.24) を用いて算出した SN 比改善量 I を示す。図より以下のことが分かる。

- (a) 搬送波 CN 比 γ が大きい場合, 改善量 I は β の増加とともに改善される。
- (b) β が γ より大きい場合, 改善量 I は β の変化にかかわらず γ に固定される。

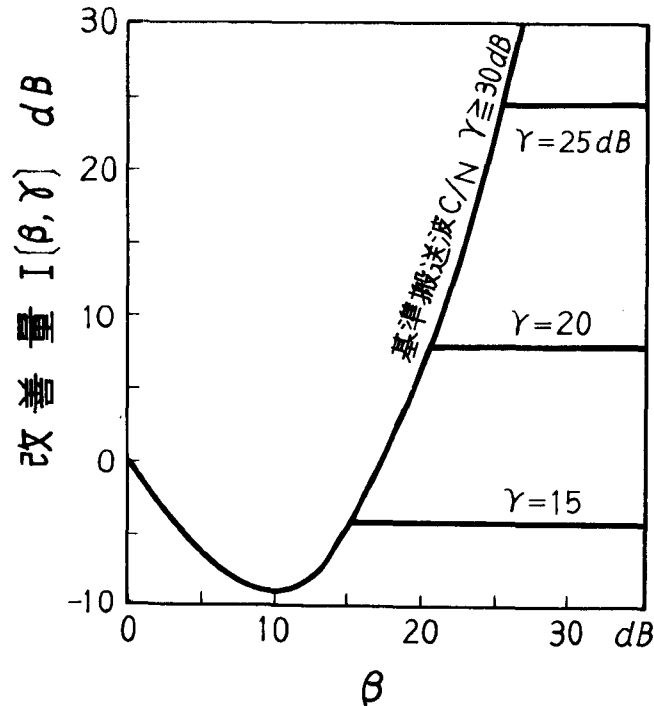


図 6.13 出力 SN 比改善量

一般に搬送波 CN 比 γ は 30 dB 程度の値が実現されているため、入力電力と基準搬送波電力の比 β を大きくすることによって雑音の改善が図れる。例えば、 $\beta = 20$ dB, $\gamma = 30$ dB の場合、出力信号 SN 比は 38 dB になり基準搬送波の CN に比べ 8 dB の改善が図れる。出力信号 SN 比は次章で述べるように、ランダムジッタに関係した値であり、直接位相再生器のレベルダイヤを最適に設計することによりランダムジッタの改善が可能であることが分かる。

6.5 種々の劣化要因が同時に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とき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きた評価法は、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。⁽⁷⁵⁾

そこで、ここではより正確に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する。

一方、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、おのお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（最悪値評価）もある。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。

そこで、ここでは 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、6.3 節で求めた個々の等価 CNR 劣化量から算出される等価アイアパーチャ劣化量 E_{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、この等価アイアパーチャ劣化量 E_{eq} は次式で定義される値である。

$$E_{eq} = 1 - 10^{-(D/20)} \quad (6.26)$$

波形ひずみ，搬送波位相誤差，合成回路位相誤差および雑音性要因によるそれぞれの等価 CNR 劣化量 D_{WD} ， D_{ph} ， D_m ， D_N に対応する等価アイアパーチャ劣化量をそれぞれ $E_{eq, WD}$ ， $E_{eq, ph}$ ， $E_{eq, m}$ ， $E_{eq, N}$ とすると，総合アイアパーチャ劣化量 $E_{eq, T}$ は，各アイアパーチャ劣化量の和であるから，

$$E_{eq, T} = E_{eq, WD} + E_{eq, ph} + E_{eq, loc} + E_{eq, m} + E_{eq, N} \quad (6.27)$$

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。

$$\begin{aligned} D_T &= -20 \log_{10} (1 - E_{eq, T}), \text{ [dB]} \\ &= -20 \log_{10} \{ 10^{-(D_{WD}/20)} + 10^{-(D_{ph}/20)} + 10^{-(D_{lev}/20)} \\ &\quad + 10^{-(D_N/20)} - 3 \} \text{ [dB]} \end{aligned} \quad (6.28)$$

6.6 結 言

直接位相再生方式の固定劣化要因ならびに固定劣化量に関する検討を行い，波形ひずみ，位相誤差，不要雑音等の非相加性の要因による劣化量を明らかにした。さらに，パターンジッタ，ランダムジッタの発生過程を明らかにし，1 中継器で発生するジッタ量を定量的に解析した。

この結果，直接位相再生器においてはパターンジッタの発生原因となる振幅特性の非対称およびランダムジッタ発生要因として基準搬送波雑音が主要な劣化要因となることが明らかになった。ランダムジッタに対しては，基準搬送波と入力信号の電力比を適当な値に選ぶことにより改善が図れることが判明した。

また，複数個の劣化要因が同時に存在する QPSK 中継伝送系の誤り率特性の等価 CNR 劣化量を，定量的に精度良く算出する方法を明らかにした。この劣化要因は非常に多くあり，こ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。

第7章 多中継特性

7.1 緒 言

本章では $M - 1$ 台の直接位相再生器を用いて M 区間の中継を行った後、検波再生中継器を用いてタイミング再生を行う直接位相再生中継方式の特性を論じる。

直接位相再生器はタイミング再生機能を有していない、いわゆる2R中継器である。このため、多中継時にはタイミングジッタが累積し回線品質が劣化する。このため、直接位相再生器を用いてある程度中継した後、回線品質が劣化する前にタイミング再生機能を有する3R中継器でタイミング再生を行う必要がある。しかし、中継器には検波再生中継器を使用しているため装置規模が大きくなり易く、2R中継の区間数をできるだけ多くして3R中継器数を減少させて中継所規模を小さくすることが望ましい。特に、中継距離が短かい20L-P1方式では、中間中継所に直接位相再生器を適用し中継所を簡易化し一般ビルの屋上または柱上に容易に設置できるようにすれば、置局が容易になるが、この場合、3R中継器の距離を既設中継所の距離程度まで長くできれば魅力的な方式となる。このためには、直接位相再生器を用いた中継区間数と符号誤り率特性劣化の関係を明らかにする必要がある。^{(92)~(95)}

本章では、多中継時の符号誤り率特性劣化要因を波形ひずみの発生し電圧相加するパターンジッタと雑音等によって発生し電力的に相加するランダムジッタに分類し、これ等による多中継時の特性劣化量を明らかにする。

また、この解析結果を用いて設計した直接位相再生中継方式の例を示し、実際に試作した直接位相再生中継器を用いた多中継実験結果を述べる。

7.2 直接位相再生中継方式モデル

直接位相再生中継方式のモデルを図7.1に示す。直接位相再生器はタイミング再生機能を有していないため、タイミングジッタが中継毎に相加し、これによる劣化が発生する。従って、数中継の直接位相再生を行なった後、検波再生中継器を用いて完全な再生を行なってタイミングジッタを除去する必要がある。この検波再生器と検波再生器の間の中継数を M と定義する。

従って、 M 中継時とは、 $M - 1$ 個の直接位相再生中継器を使用した中継方式となる。また、 N_i は各中継区間で相加する干渉雑音の熱雑音の和を示している。

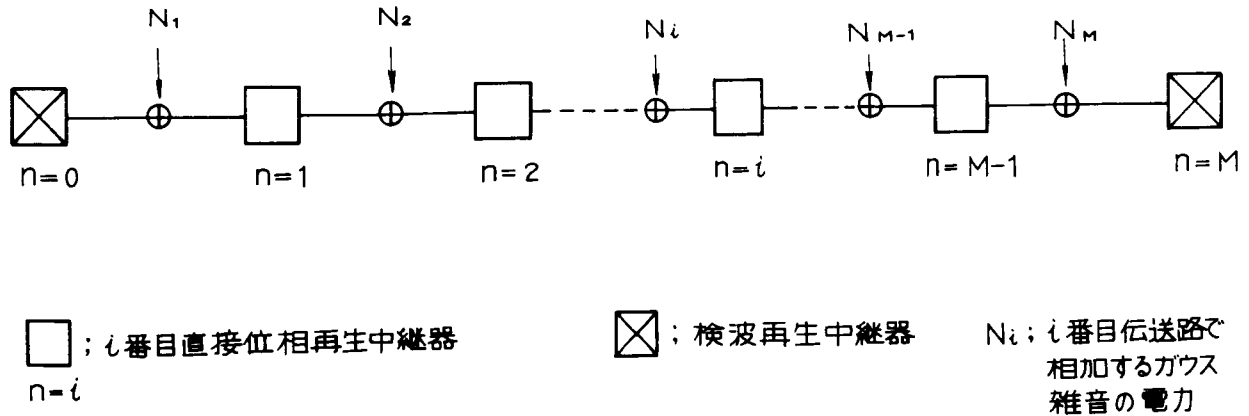


図 7.1 直接位相再生方式の構成 (M 中継時)

直接位相再生方式の解析を行なう場合、伝送路雑音電力 N_i を一般的な組合せとする必要がなく、次の 2 つの場合に関して解析を行なっておけば良い。

$$(i) \quad N_1 = N_2 = \dots = N_M = \sigma_0^2 \quad (7.1)$$

$$(ii) \quad N_i \gg N_1 = N_2 = \dots = N_M \doteq 0$$

(i)(ii) はそれぞれ定常時、ならびに瞬断時に相当している。

7.3 パターンジッタの相加

帯域制限、非直線ひずみによる、符号間干渉が発生しサンプル点における標本値を減少し、符号誤り率を増加させる。これと同時に符号の過渡点にもパターン・ジッタが発生する。一般に、1 区間のパターン・ジッタ量は誤り率に関係する程大きくはない。しかし、多中継時にはそれが電圧相加しタイミング余裕、標本値を小さくし、ついには符号誤りを発生させる。

パターン・ジッタの与える影響は波形ひずみと同様な特性を示すため、各中継器入力点における信号振幅劣化と考えることができる。1 中継時のパターン・ジッタ発生量を τ とすると $(i-1)$ 番目の中継器出力信号パターン・ジッタ量は各区間で電圧加算され $(i-1) \cdot \tau$ となる。

第 1 番目中継器入力信号のジッタは、符号間干渉として波形ひずみによる劣化量として算出するため $(i-1)$ 番目再生器出力信号のパターン・ジッタのうち多中継特性に考慮すべきジッタは $\tau_{i-1} = (i-2) \cdot \tau$ となる。そのアイ・パターンを図 7.2(a) に示す。この信号を帯域制限して第 i 番目直接再生器入力信号とする。帯域制限を受けたアイパターンは正弦波で

近似することが可能であるため第 i 番目再生器入力信号は図 7.2 (b) となる。この場合帯域制限および非直線ひずみのためパターン・ジッタが相加されて $\tau_i = (i-1) \cdot \tau$ となっていることがわかる。

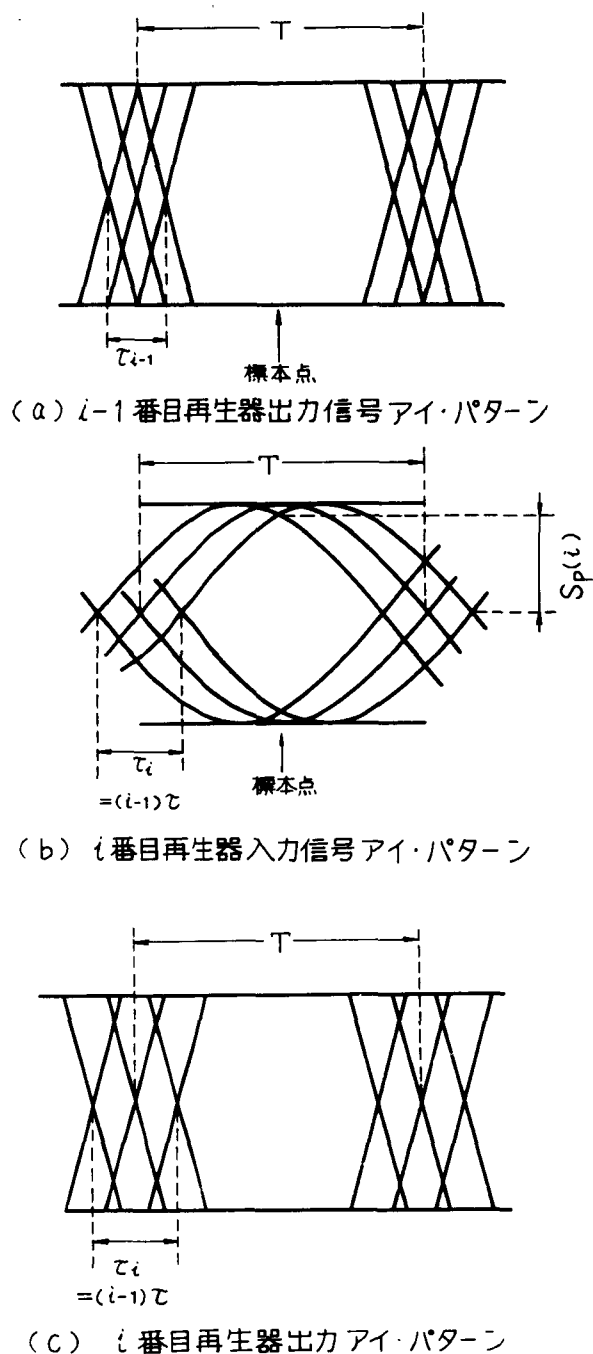


図 7.2 パターンジッタの相加

図から分かるように最悪アイ・アパーチャ $S_P(i)$ は次式で表現できる。

$$S_P(i) = \cos(\pi(i-1) \cdot \tau / 2T) \quad (7.2)$$

従って i 番目再生器におけるパターン・ジッタ劣化量 $D_P(i)$ は次式となる。

$$D_P(i) = -20 \log S_P(i). \quad (7.3)$$

M 中継した場合のパターン・ジッタ劣化量を図 7.3 に示した。図より明らかなように周期 T で正規化したパターン・ジッタ量が $\tau/T = 0.03$ 程度であれば、ジッタによる多中継劣化が 1 dB 以内で 10 中継の直接再生方式が可能であることが分かる。

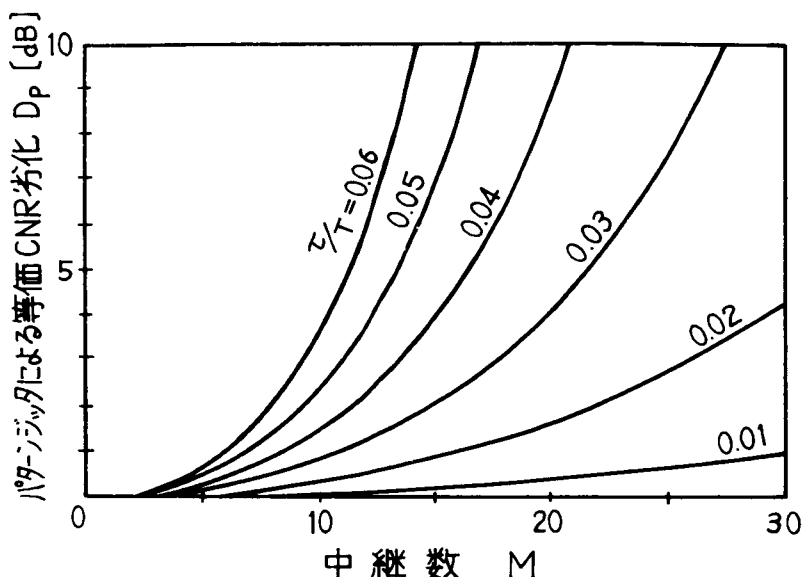


図 7.3 パターンジッタによる等価 CNR 劣化量

7.4 ランダム・ジッタの相加

各中継点で相加する残音は符号誤り率を劣化させる。それ以外にも過渡点に相加した雑音はタイミングジッタ成分を発生する。これをランダムジッタと呼び、次の伝送路区間で帯域制限を受け標本点に雑音を発生させ、同時にタイミング余裕を小さくする。従って多中継の場合、この雑音成分に対する解析を行なう必要がある。パターン・ジッタならびに標本点に発生する振幅変動成分は雑音と等価であるため、その振幅分布を明らかにすることによって、符号誤り率ならびに劣化量を算出することが可能となる。第 1 番目中継器入力信号のアイ・パターンは図 7.4 (a) のように表現できる。すなわち、伝送路で相加した雑音振幅に変動が発生している様子を図示したもので、破線は分散に相当する部分を示している。伝送路で相加する雑音はガウス雑音とみなすことができるため、その振幅 x_1 の分布は次式で示すことができる。

$$P(x_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N_1}} e^{-x_1^2 / 2N_1} \quad (7.4)$$

ただし N_1 は第 1 番目伝送路で相加する雑音である。過渡部分に存在する雑音成分は図のようにランダムジッタを発生し、再生された信号に図 7.4 (b) に示すジッタを残留させる。アイ・パターンを正弦波で近似すれば、ジッタ振幅 η_1 は次式となる。

$$\eta_1 = \frac{T}{\pi} \cdot \sin^{-1} x_1. \quad (7.5)$$

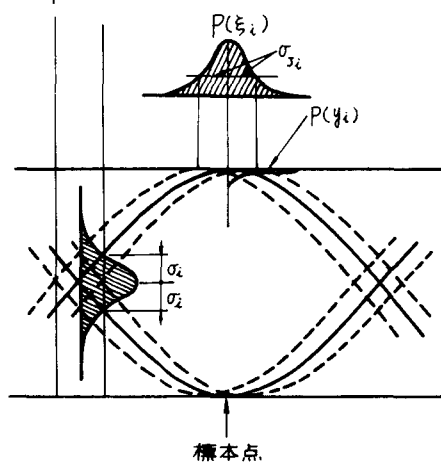
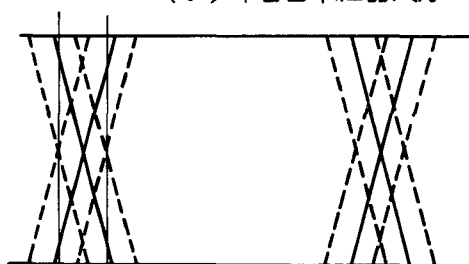
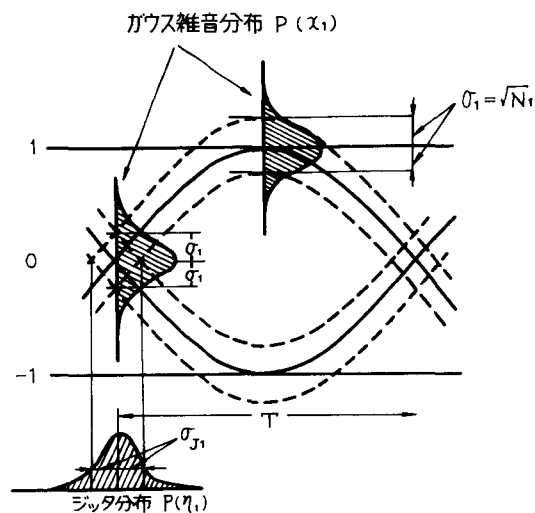


図 7.4 ランダムジッタの相加

$x_1 \ll 1$ の場合は $\eta_1 = T \cdot x_1 / \pi$ で近似でき、 η_1 の分布はガウス分布となり次第で表示できる。

$$P(\eta_1) = -\frac{\pi}{\sqrt{2\pi N_1 T}} \cdot e^{-\pi^2 \eta_1^2 / 2 N_1 T^2} ; x_1 \ll 1 \quad (7.6)$$

($i-1$) 番目中継器出力のランダムジッタを ξ_{i-1} とする。直接位相再生器のタイミング再生機能を有していないため、 ξ_{i-1} は η_1 の和となる。すなわち ξ_{i-1} は次式で表わされる。

$$\xi_{i-1} = \eta_1 + \eta_2 + \dots + \eta_{i-1} . \quad (7.7)$$

$P(\eta_j)$ は $P(\eta_1)$ と同様に次式で与えられる。

$$P(\eta_j) = \frac{\pi}{\sqrt{2\pi N_j T}} \cdot e^{-\pi^2 \eta_j^2 / 2 N_j T^2} ; x_j \ll 1 \quad (7.8)$$

従って ξ_{i-1} の分布は次式となる。

$$P(\xi_{i-1}) = \frac{\pi}{\sqrt{2\pi N_{T,i-1} T}} \cdot e^{-\frac{\pi^2 \xi_{i-1}^2}{2 N_{T,i-1} T^2}} \quad (7.9)$$

ただし、 $N_{T,i-1}$ は次式で与えられる。

$$N_{T,i-1} = \sum_{j=1}^{i-1} N_j . \quad (7.10)$$

図 7.4(c) に示すように、 ξ_{i-1} は i 番目の中継器帯域制限により標本点における雑音 y_i に変換される。 y_i と ξ_{i-1} の関係は次式で与えられる。

$$y_i = 1 - \cos(\pi \xi_i / T) . \quad (7.11)$$

従って、 y_i の分布は次式となる。

$$\begin{aligned} P(y_i) &= P(\xi_{i-1}) \cdot \frac{d\xi_{i-1}}{dy_i} \\ &= \frac{2}{\sqrt{2\pi N_{T,i-1} (2y_i - y_i^2)}} \cdot e^{-\frac{\{\cos^{-1}(1-y_i)\}^2}{2 N_{T,i-1}}} \\ &\quad + 2 \int_{T/2}^{\infty} P(\xi_{i-1}) d\xi_{i-1} \cdot \delta(1-y_i) \end{aligned} \quad (7.12)$$

ここで、 $\delta(\cdot)$ はデルタ関数を示す。

i 番目中継器入力信号の標本点に存在する雑音はジッタ y_i と雑音 x_i の和となるため $Z_i = x_i + y_i$ となり、この分布は次式となる。

$$P(Z_i) = P(y_i) \otimes P(x_i) \quad (7.13)$$

ここで、 $\otimes$ は、たたみ込み積分を示す。また、 $P(x_i)$ は i 番目の区画で相加する雑音の振幅分布であり次式で与えられる。

$$P(x_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N_i}} \exp\left(-\frac{x_i^2}{2N_i}\right) \quad (7.14)$$

従って第 i 番目中継器で発生する符号誤りは、この振幅分布を使用して算出でき次第となる。

$$P_{ei} = 2 \int_1^\infty P(Z_i) dZ_i \quad (7.15)$$

直接位相再生方式 (M 中継時) の検波再生中継器間で発生する符号誤りは、誤り率が小さい場合は各中継器で発生する誤りの和で近似できる。従って検波再生区間の符号誤り率は次式となる。

$$P_e = \sum_{i=1}^M P_{ei}. \quad (7.16)$$

各中継区間で相加される雑音電力が等しい場合、すなわち

$$C/N_1 = C/N_2 = \dots = C/N_M = (S/N)_{\text{out}} \quad (7.17)$$

の場合は $P_e = M \cdot P_{ei}$ となり、等価 CNR 劣化量 D_R は容易に算出できる。符号誤り率 10^{-6} 点で算出した結果を図 7.5 に示す。

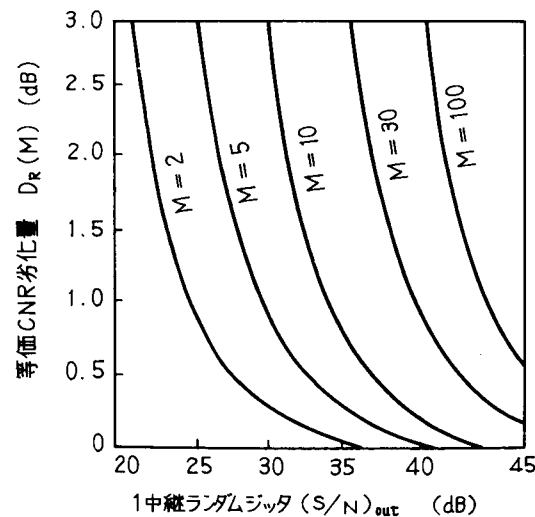


図 7.5 ランダムジッタによる等価 CNR 劣化量

7.5 方式設計例

実際に得られる4相直接位相再生器では、 m 、 s 、 β ならびに r の値は次のようになる。

$1 < m \leq 1.03$ 、 $S = 10 \text{ dB}$ 、 $\beta = 20 \text{ dB}$ 、 $r \geq 30 \text{ dB}$ 、図6.11より1中継器当りのパターンジッタ量は $\tau/T = 0.05$ となる。また、基準搬送波雑音に起因するランダムジッタは図6.13より $(S/N)_{\text{out}} = 33 \text{ dB}$ となる。この結果、図7.3を用いて、パターンジッタによる等価CNR劣化量 $D_P(M)$ は、5中継の場合0.5 dB、10中継の場合2.5 dBとなる。同様に、図7.5よりランダムジッタによる劣化は5中継時には0.5 dB、10中継時には1.5 dBとなる。この程度の劣化は方式設計上許容できるため、直接位相再生器を使用すれば、4～9中継の直接位相再生方式が実現できると考えられる。

7.6 実験結果

7.6.1 周回実験による多中継特性の測定

多中継特性を測定するためには、必要数の中継器を用いて実際の回線と同じ構成で実験を行なうのが最良であるが、基礎検討の段階では経費上不可能である。そこで考えられたのが周回実験である。⁽⁹⁷⁾ 同回実験系を図7.6に示す。実際の無線中継系をシミュレートするためにはRE系、分波器等を含めた周回実験系が必要であるが、直接位相再生装置だけの特性を把握するためIF系だけで周回実験系を構成した。⁽⁹³⁾

図7.6において1.7 GHz 4 PSK波はスイッチ S_1 を介して周回ループに一定時間導入される。次に S_1 が動作し周回ループが構成されると、信号は S_1 が開放されるまで周回ループを周回する。周回ループは帯域制限用フィルタ、レベル調整用増幅器、遅延ケーブル、

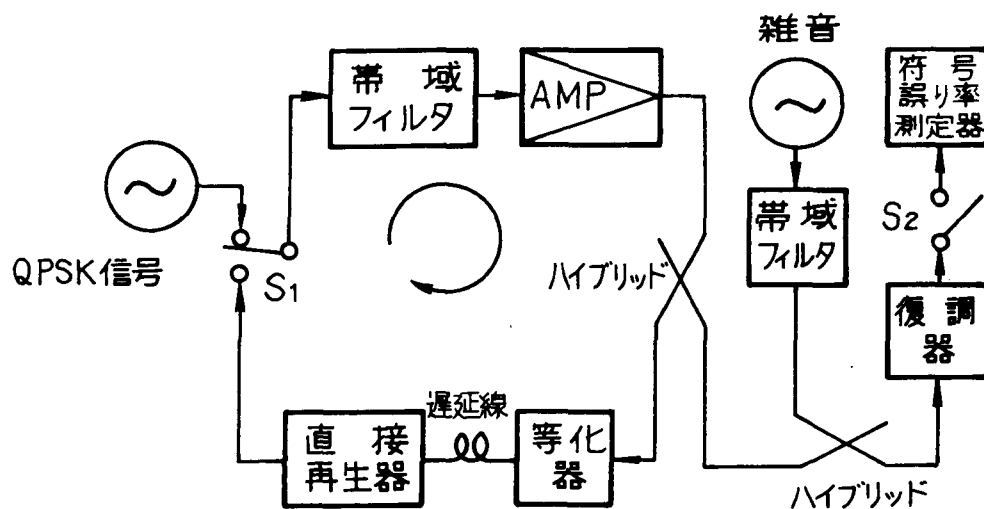


図 7.6 周回実験系

遅延ケーブル用等化器ならびに被測定回路で構成されている。周回実験系の特性は遅延ケーブルによる振幅特性の一次傾斜により支配されるため、トランスバーサルタイプの等化器で、 $1.7\text{ GHz} \pm 300\text{ MHz}$ の帯域内で振幅偏差 1 dB 以内に等化している。周回信号の一部はHYBにより分岐され、CNR劣化を規定する雑音と合成した後で復調される。復調信号のうち、測定周回信号のみスイッチ S_2 が動作し、エラー測定器に入り符号誤り率が測定できる。なお周回実験系では S_1 の断続により、直接位相再生装置の搬送波再生系が誤動作するため、実験はクリーンキャリアを用いて実施した。なお搬送波再生系を用いた時とクリーンキャリアを用いた時の劣化特性の差は1中継の実験ではクリーンキャリアを用いた時の方が約 $0.1 \sim 0.2\text{ dB}$ 程度良い結果が得られている。

図7.6の周回実験系において、 $BT=1.0$ の位相平坦フィルタ、直接位相再生器のかわりにIFアンプを挿入して測定した符号誤り率特性を図7.7に破線で示す。また図7.7の実験はIFアンプを直接位相再生器に置換えて測定した符号誤り率特性である。図7.7において、符号誤り率 10^{-6} 点における周回数と固定劣化量（ $BT=\infty$ の時、符号誤り率 10^{-6} を規定する $C/N=14\text{ dB}$ を基準とする）の関係を図7.8に示す。図7.8の破線フィルタのみを通した場合の固定劣化量の測定値である。○印は直接位相再生器を挿入した時の測定値である。

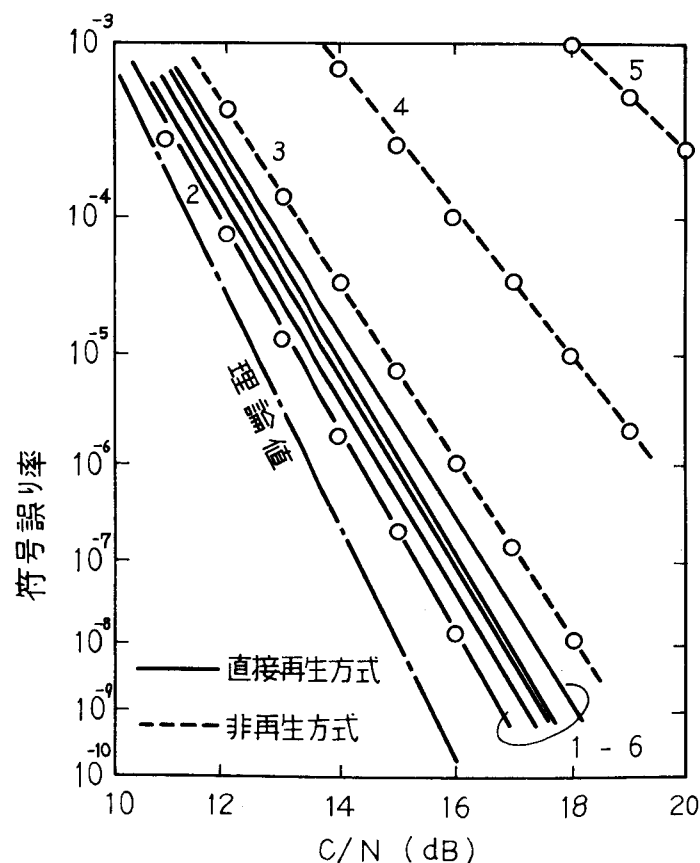


図 7.7 符号誤り率特性

定値である。また実線はその場合の計算値である。フィルタだけの時は、周回毎に約3dBの固定劣化量の増加が見られたのが、直接位相再生器を挿入することにより周回毎に固定劣化量の増加が約0.3 dB以下と著しく改善され、直接位相再生器を用いた中継方式がすぐれていることが分かる。⁽⁹⁸⁾⁽⁹⁹⁾

なお実験ではクリーンキャリアを用いているためパターンジッタによる固定劣化しか表われないが搬送波再生系を用いるとさらにランダムジッタによる固定劣化が加わる。

7.6.2 多中継現場試験

直接位相再生中継方式の確認を行なうため、実際の中継区間を用いた伝搬実験を行なった。実験区間としては、武蔵野電気通信研究所と横須賀電気通信研究所との間の13中継区間を使用した。中継所を図7.9に示す。また、実験回線の構成を図7.10に示す。使用した直接位相再生器ならびに中継装置を図7.11，7.12ならびに図7.13に示す。従来の検波再生中継方式では、送信盤、受信盤、電源盤の他に復調盤が必要であったが、本中継装置では復調盤が不要となっており、大きさならびに消費電力ともに2/3になっている。なお、直接位相再生装置は送信盤に組込まれている。また、表7.1に試作した中継器の特性を示す。

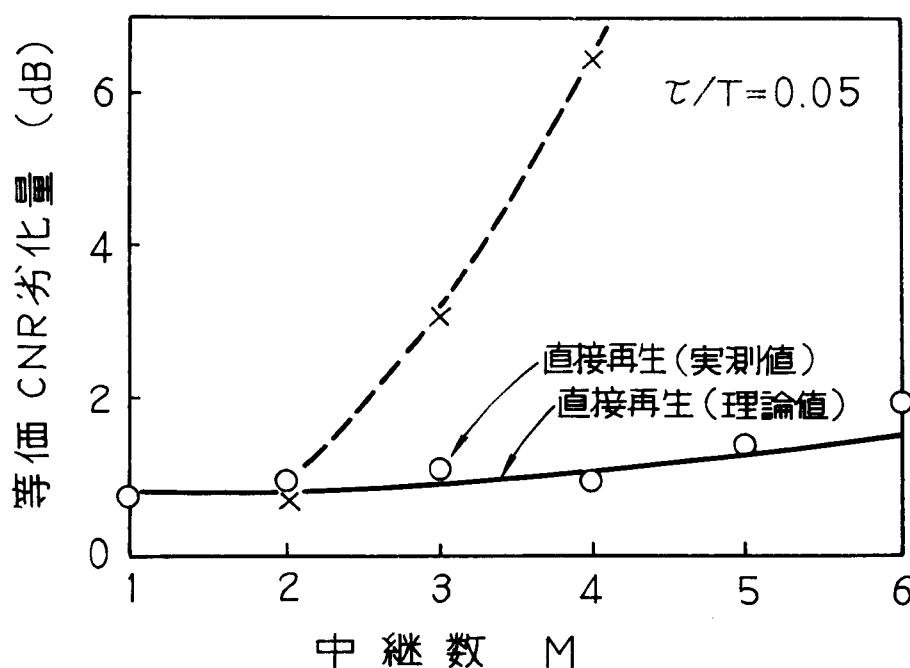


図 7.8 等価 CNR 劣化量

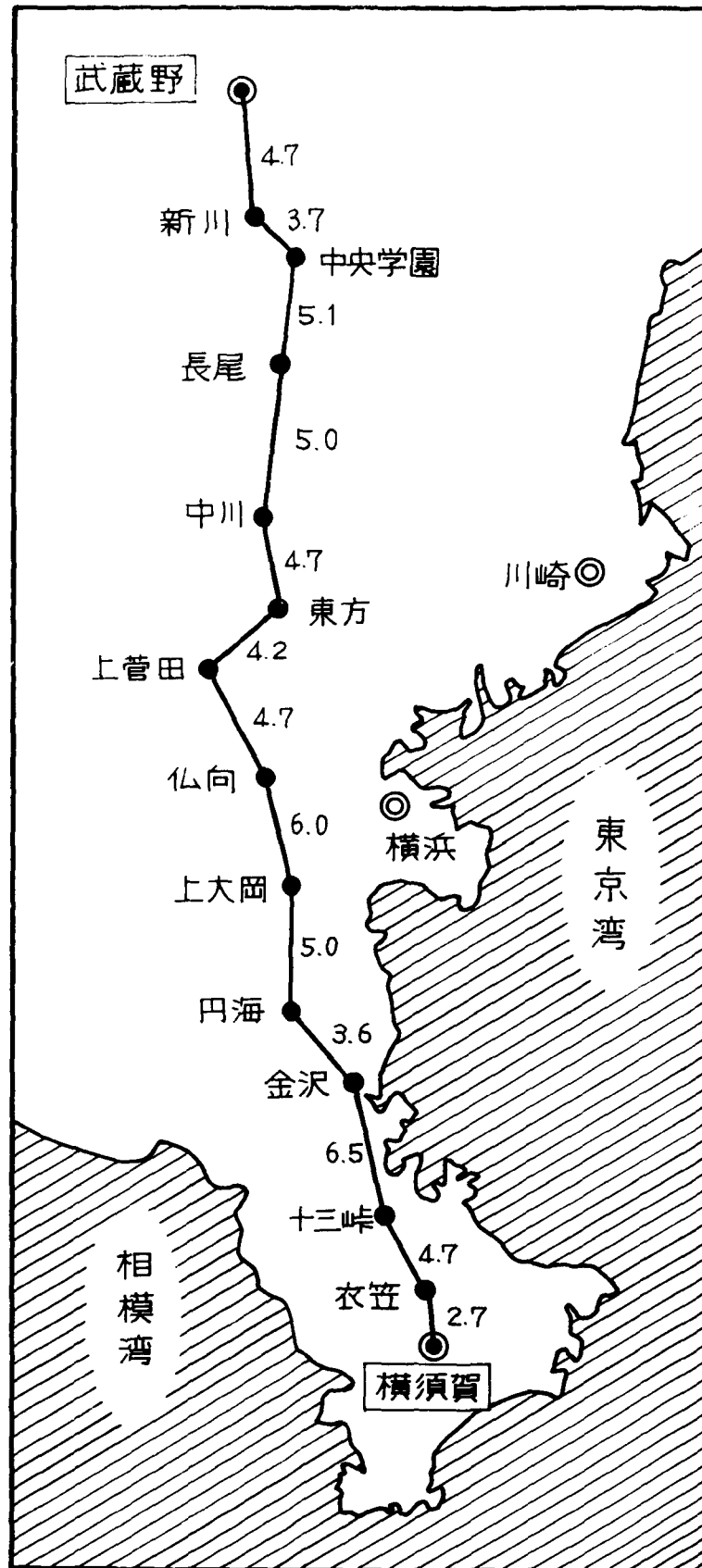


図 7.9 多中継現場試験回線

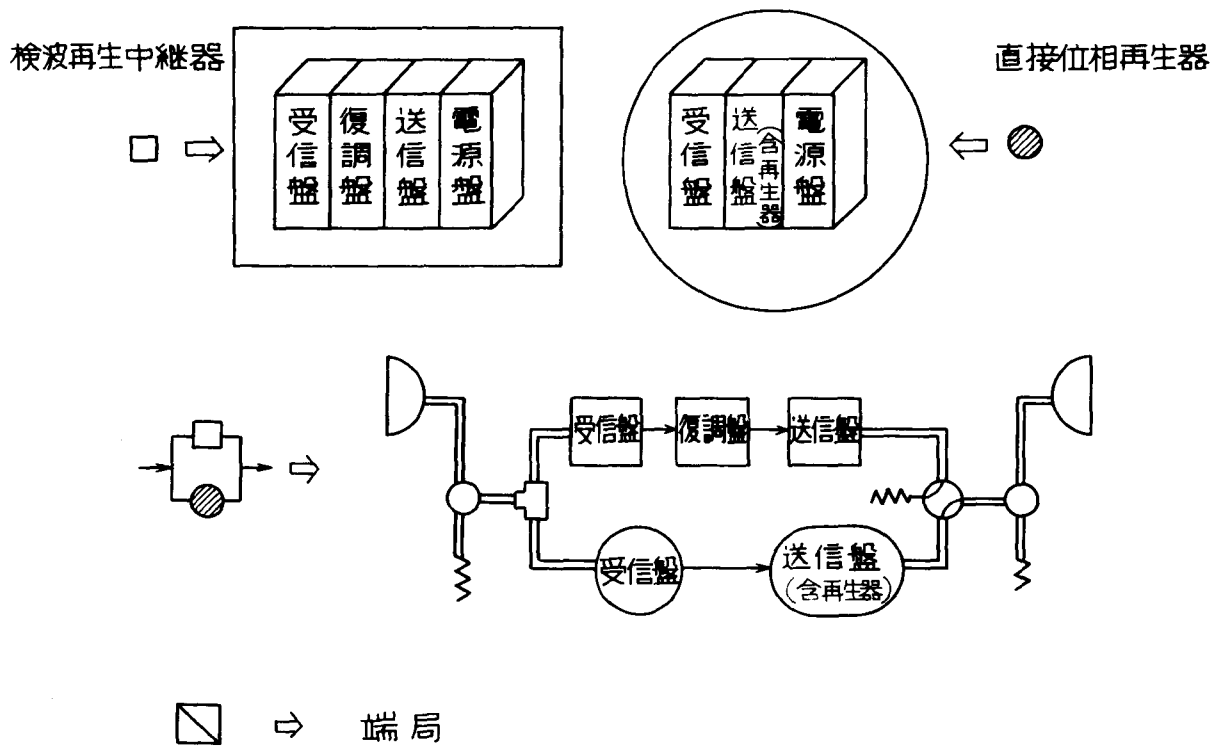
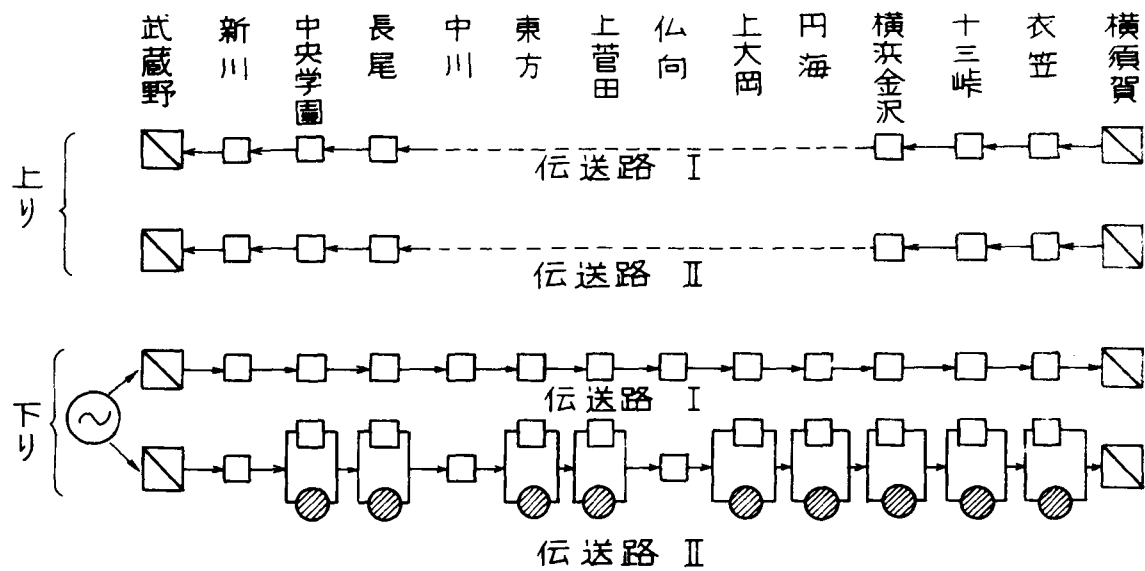


図 7.10 実験回線構成

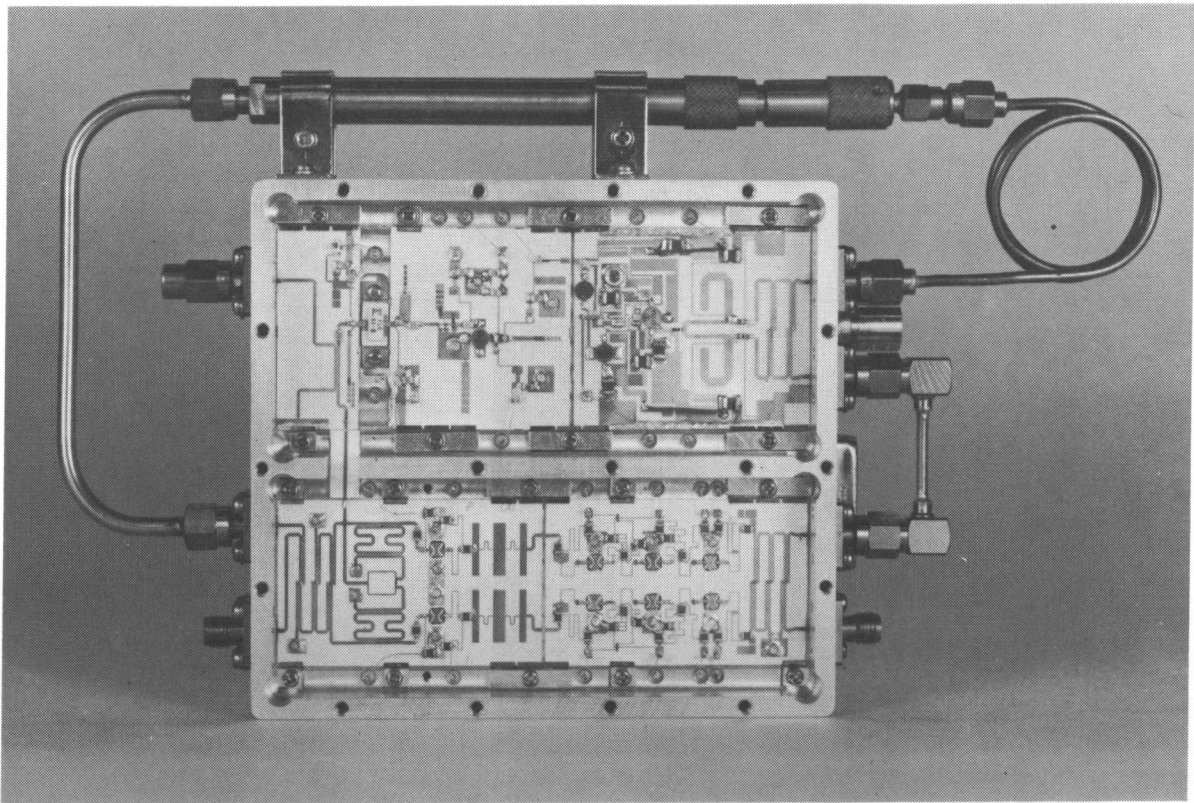
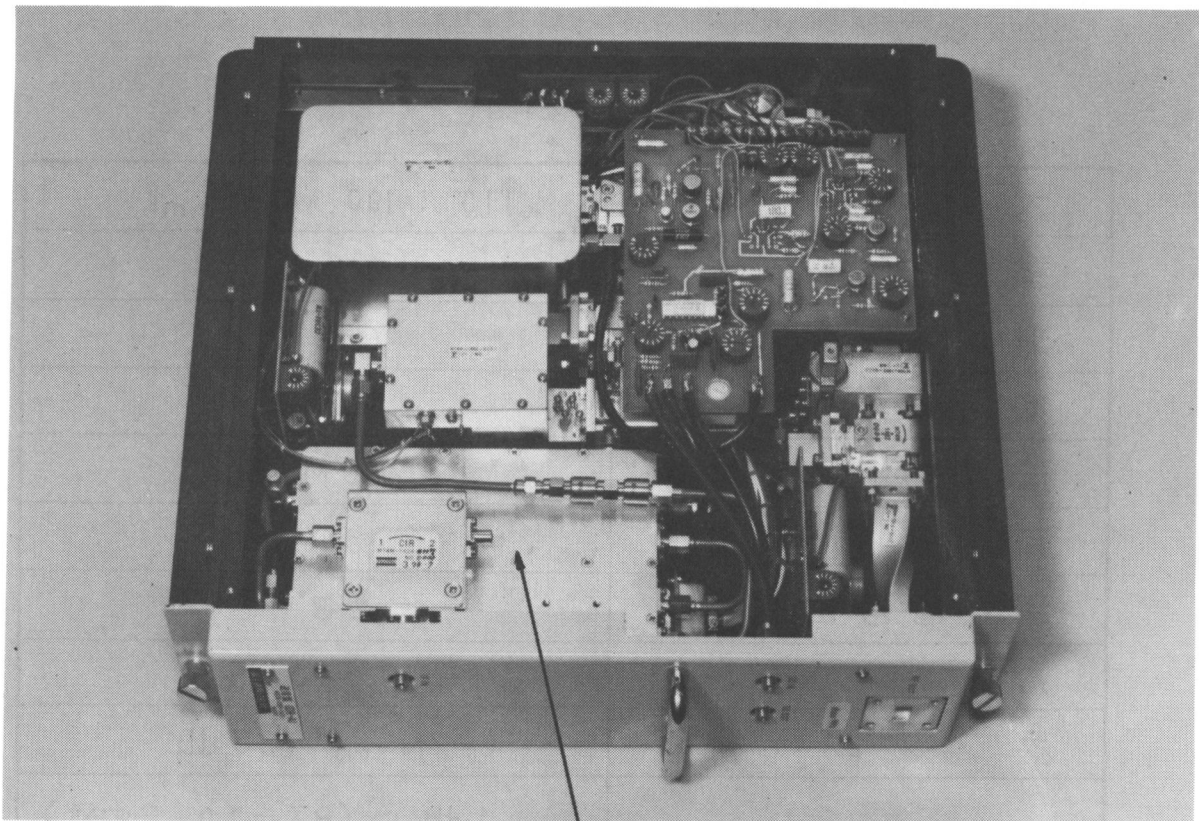


図 7.11 直接位相再生装置



直接位相再生装置

図 7.12 直接位相再生器を実装した送信盤



図 7.13 直接位相再生中継装置

表 7.1 主要な特性

大 き さ	110 × 100 × 35 mm ³
重 量	0.8 kg
消 費 電 力	6.7 W
搬 送 波 周 波 数	1.7 GHz
伝 送 容 量	400 M b/s
再 生 搬 送 波 CN比	30 dB
再 生 信 号 位 相 誤 差	± 3°
パ タ ー ン ジ ャ ッ	$\tau/T = 0.05$
ラ ン ダ ム ジ ャ ッ	$(S/N)_{out} = 38 \text{ dB}$
符号誤り率特性劣化	1 dB (BT = 1.0, 2中継) 2 dB (5中継)

7.7 結 言

M - 1 個の直接位相再生中継器を用いて M 中継した後、検波再生中継器を用いてタイミング再生を行う中継方式における符号誤り率特性劣化（等価 CNR 劣化）に対する検討を加え、以下のことを明らかにした。

- (i) パターンジッタによる等価 CNR 劣化量と中継数 M の関係を算出した。この結果、1 中継で発生するパターンジッタが大きい場合は、中継数の増加に対し急激に等価 CNR 劣化が増大することが分かり、1 中継時のパターンジッタの発生を少なくすることが重要であることが明らかになった。たとえば、1 中継で相加するパターンジッタ量 τ/T が 0.06 の場合、等価 CNR 劣化量 0.5 dB 以下で中継できる区間数は 5 区間以下であるが、 $\tau/T = 0.03$ の場合は 10 区間程度まで中継数を増大できる。
- (ii) ランダムジッタによる等価 CNR 劣化量と中継数 M の関係を算出した。この結果、ランダムジッタもパターンジッタと同様な特性を有し、1 中継で相当するジッタ量が大きい程、多中継時の等価 CNR 劣化が著しく、1 中継で発生するランダムジッタの量を小さくする必要があることを明らかにした。たとえば、1 中継で相加するパターンジッタ量を 30 dB にした場合、等価 CNR 劣化量 0.5 dB 以下で中継できる区間数は 5 区間以下であるが、ランダムジッタ量を 35 dB に改善することにより、ほぼ 10 区間の中継が可能となる。
- (iii) 搬送波周波数 1.7 GHz、伝送容量 400 Mb/s の直接位相再生器を試作し、2 中継時の等価 CNR 劣化量 1 dB 以下の 4 相直接位相再生器が実現でき、さらに多中継実験を実施した結果、多中継による等価 CNR 劣化量は、6 中継時に 1 dB 以下という良好な特性を得た。この結果は、理論から予想される値に等しく、理論解析が妥当であることを示している。
- (iv) 直接位相再生中継方式と増幅器を多段接続する非再生中継方式を比較した場合、前者がすぐれていることが明らかになった。たとえば、前者は中継数 6 中継に対して多中継による劣化が 1 dB であるのに比べ、後者は 4 中継時にすでに 6 dB 以上の等価 CNR 劣化を発生する。

第 8 章 結 論

本論文では、直接位相再生器を用いた中継方式に関する研究の結果を述べた。直接位相再生器は、ディジタル位相変調波を搬送波のままで識別再生を行うことが可能な中継器であり、従来から広く使用されてきた検波再生中継器に比べ、検波器、識別器、変調器が不要となるため中継器の小形化・簡易化が可能であるという特徴を有している。このため、降雨減衰により中継距離が減少し、中継器数が極端に増加する 10GHz 以上の周波数帯を用いた中継方式に対して有効となる。

本論文においては、この直接位相再生器に FET を用いることを新しく提案し、これを構成する FET 再生器ならびに FET 振幅制限器に対し、動作解析を行った。動作解析においては、FET 等価回路を用いて詳細な解析を行い直接位相再生器としての動作条件ならびに最適設計値を定量的に明らかにした。さらに、直接位相再生器の不完全性が符号誤り率特性に与える影響を解析し、中継器不完全性の許容値を明らかにした。この結果を踏まえ、直接位相再生器の試作を行い搬送周波数 1.7GHz 帯において 400 Mb/s の伝送容量を有する 4 相直接位相再生器を実現した。この再生器の等価 CNR 劣化量は 1 dB 以下であり、従来から用いられてきた検波再生中継器と充分置換可能な値を得た。

また、直接位相再生器を複数個用いて多中継した後の特性に対する解析を行い、中継毎に相加するランダムジッタならびにパターンジッタによる符号誤り率特性劣化量を明らかにした。さらに、実際の直接位相再生器を用いた実験を行った結果、実測値と計算値は良く一致し、理論解析の妥当性を確認できた。

また、研究を進めるに当たり、各段階で得られた詳細な成果は以下のとおりである。

2 相位相変調波を再生する 2 相直接位相再生器に対し動作ならびに特性解析を行い、次のことを明らかにした。

- (i) 位相再生効果を入力信号と同一の位相を有する信号ならびにこれと逆位相を有する信号の和であるという観点からとらえ、これ等の振幅比 m と位相再生効果の関係を示した。

また、完全な位相再生効果が $m = 1$ の場合に得られることを明らかにした。

- (ii) 入力信号の 2 通倍搬送波を局部発振信号とする FET ミキサを用いた新しい構成の直接位相再生器を提案し、解析を行った結果、特性の良好な再生器を実現できることを明らかにした。

(iii) FET等価回路を用いた特性解析を行い、直接位相再生器の利得、局部発振波電力、ゲートバイアス電圧等と回路定数の関係を示し、設計法、FET選定法を明らかにした。

4 相位相直接位相再生器の回路構成法に対する検討を行い、2 相直接位相再生器を2 系列使用する2 相2 系列法、3 通倍器ならびに4 通倍器を用いる3-4 通倍法、2 相直接位相再生器を一系列と合成回路を用いる回路合成法の3 種類を提案し、それぞれに対し動作原理ならびに特性を明らかにし、実験的検討を加えた。これにより、以下のことを明らかにした。

(i) 2 相2 系列法、3-4 通倍法、回路合成法の理論ならびに実験的検討の結果、いずれの方法に対しても理想的な位相再生効果が得られた。

(ii) 2 相2 系列法は、2 相直接位相再生器を2 系列必要とするが、特性の良い2 相再生器を得やすいため高速のディジタル位相変調波の再生が可能である。

(iii) 3-4 通倍法は、搬送波再生回路が4 通倍回路により実現でき、リミッタの個数も少ないため、装置規模の小さい直接位相再生器が実現可能である。また、不完全性に対する許容範囲が大きく、調整が容易である。しかし、3 通倍波ならびに4 通倍波が必要であるため、入力信号の搬送波周波数があまり高いものに対しては適用できない。

(iv) 回路合成法は、2 相直接位相再生器をただ一つ用いるだけで多相位相変調波の再生が可能であるため、多相位相変調波に対して中継器の小型・経済化の利点がある。ただし、合成回路を多段に利用するため帯域が減少し、高速ディジタル信号には不向きである。

直接位相再生器に必要な不可決な振幅制限器に対する検討を加え、以下のことを明らかにした。

(i) FETを用いることによるダイオードリミッタまたはバイポーラトランジスタリミッタに比べAM-PM変換ならびに振幅抑圧効果の優れた振幅制限器を実現できる。

(ii) 位相変化特性を含めたFET等価回路解析を行い、ゲート端子に並列接続したインダクタンスを最適に調整することにより、AM-PM変換特性を最小化できる。また、この値は小信号時に利得を最大にする整合条件とは異なる。

(iii) AM-PM変換特性の周波数特性と信号源インピーダンスの関係を示した。この結果、信号源インピーダンスを低く選ぶ程、周波数特性が良くなる。一方、小信号時の利得は信号源インピーダンスの低下とともに低下し、AM-PM変換と利得の両方を満足するための最適の信号源インピーダンスを見い出した。

(iv) 実際のEFTを用いて振幅制限器を実現した結果、振幅抑圧幅20 dBに対し $\pm 5^\circ$ 以内の位相変化特性を実現した。

直接位相再生器を用いた中継方式において、中継器の不完全性が符号誤り率特性に与える影響を解析し、以下のことを明らかにした。

- (i) 中継伝送系の不完全性による特性劣化を、非相加性の要因ならびに相加性の要因に大別し、さらに前者を波形ひずみ、位相誤差、雑音性の要因に、後者をパターンジッタ、ランダムジッタに細分した。また、これらの劣化要因と等価CNR劣化量との関係を定量化した。
- (ii) 多種の劣化要因が存在する場合の符号誤り率特性劣化を精度良く算出する方法として、等価アイアパーチャという概念を導入し、その線形和を用いる方法を提案した。この方法は、これまで用いられてきた等価CNR劣化量のdB加算を行う方法に比べ、精度が高い。
- (iii) 直接位相再生器の不完全性によって発生するパターンジッタは主として直接位相再生器が狭帯域であり、 $m=1$ が広帯域に満足されない場合に発生し、また、リミッタの抑圧度が大きい程パターンジッタは大きくなることを明らかにした。
- (iv) 直接位相再生器の基準搬送波CNRとランダムジッタの関係を調べた。この結果、再生器の入力信号電力と基準搬送波電力の比 β を大きくすることによりパターンジッタの改善が図れることを示した。

直接位相再生器を用いて多中継した後、検波再生器を用いてタイミング再生を行う中継方式における等価CNR劣化量に対する検討を加え、以下のことを明らかにした。

- (i) パターンジッタによる等価CNR劣加量と中継数 M の関係を明らかにした。たとえば、1中継で相加するパターンジッタ量が0.03の場合、10中継の等価CNR劣化量は1dBとなる。
- (ii) ランダムジッタによる中継数 M の関係を明らかにした。たとえば、1中継で相加するランダムジッタが35dBの場合、10中継後の等価CNR劣加量は1dB程度となる。

謝

辞

本研究をまとめるに際し、御懇切なる御指導御鞭達を賜った大阪大学工学部滑川敏彦教授、熊谷信昭教授に謹んで深謝の意を表します。さらに種々の御指導御助言下さった大阪大学工学部中西義郎教授、手塚慶一教授ならびに森永規彦講師に深謝いたします。

また、日頃種々の御指導御援助いただいた日本電信電話公社横須賀電気通信研究所室谷正芳複合伝送研究部長、進士昌明複合伝送部統括担当調査役、山本平一大容量衛星通信研究室長、小桧山賢二無線伝送研究室長、岡本栄晴移動通信応用研究室長、森田浩三調査役、栗田修調査役、堀川泉調査役、明山哲調査員ならびに目見田正氏に厚く御礼申し上げます。

- (1) 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).
- (2) 大和久, 畑, 近藤: “PCM-PM 信号の直接再生中継実験”, 信学誌, 49, 11, p.2217 (昭 41-11).
- (3) 太田, 畑: “位相再生作用を持つパラメトリック増幅器”, 信学論(B), 53-B, 4, p.202 (昭 45-04).
- (4) 梅田, 中島, 池上: “非直線容量パラメトリック励振における $1/4$ 分周波発振の 4 相特性”, 信学論(A), J 60-A, 1, p.25 (昭 52-01).
- (5) M.Hata, T.Ohta et.al., “A New Direct Regenerative Repeater for PCM-PSK Microwave System”. International Conference on Communications of IEEE. ICC-70-21, 7 (70-cp-297-com), June, 1970.
- (6) 室谷, 立川, 田中: “2GHz 帯無線 PCM 方式”, 施設, 20, 6, p.96 (昭 43-06).
- (7) 中村, 更田: “2GHz 帯 PCM 中継装置の設計”, 通研実報, 17, 10, p.2205 (昭 43-10).
- (8) 平林, 向井: “11/15GHz 無線 PCM 方式”, 施設, 26, 11, p.105 (昭 49-11).
- (9) 十一家, 吉川, 森田: “20G-400M 準ミリ波デジタル伝送方式”, 通研実報, 24, 10, P.2105 (昭 51-10).
- (10) 山本, 小桧山, 堀川, 門馬, 森田, : “20G-400M 方式用送受信装置”, 通研実験, 24, 10, P.2169 (昭 50-10).
- (11) H.Yamamoto, “Advanced 16 QAM Techniques for Digital Microwave Radio” IEEE com. Magazine, CM-19, 3, (May, 1981).
- (12) I.Horikawa et.al. “Design and Performance of a 200Mbit/s 16 QAM Digital Radio system”, IEEE Trans, on COM, Dec.1979.
- (13) C.R. Cahn: “Combined Digital Phase and Amplitude Modulation Communication System”, IRE Trans., CS-8, 3, p.150 (Sept, 1960).
- (14) 山本, 森田, 村瀬: “デジタルマイクロ波方式に関する方式検討”, 昭和55年度電子通信学会通信部門全国大会, S6-5.
- (15) 岡本, 小牧, 村瀬: “デジタルマイクロ波方式の伝搬歪補償技術”, 昭和55年度電子通信学会通信部門全国大会, S6-8.

- (16) 小牧, 大森, 木村, “マイクロ波デジタル方式の瞬断率の検討,” 昭和53-信学全大, 1881, (昭 53-4) .
- (17) 小牧, 岡本, 森田, 村瀬, “スペースダイバーシチ方式と自動等化器併用による瞬断率改善効果”, 信学会全大, 2015, (昭 56-4) .
- (18) S . Komaki, I . Horikawa K . Morita and Y . Okamoto , “Characteristic of a High Capacity 16QAM Digital Radio System in multipath Fading”, IEEE Trans . com27, 12, p . 1854 (Dec . 1979) .
- (19) I . Horikawa , Y . Okamoto , and K . Morita : “Characteristics of a High Capacity 16QAM Digital Radio system on a multipath Fading Channel”, IEEE , ICC' 79 p . 48, 4, 1 (June 1979) .
- (20) T . Murase , K . morita and S . Komaki , “200Mb/s 16QAM Digital Radio system with new Countermeasure Techniques for multipath Fading” IEEE ICC' 81, 46. 1 (June 1981) .
- (21) 森永, 小牧, 滑川, “振幅変動を受けた周波数被変調波に対する FM 検波器の出力SN比” 信学会, 論文誌, 55-B, 9 (昭 47. 9) .
- (22) 森田, 坂上, 村田, 向井, 大谷: “多重波フェージング時交さ偏波識別度の一推定法”, 電気通信学会論文誌, 62-B, 11 (昭 54-11) .
- (23) 村田, 大谷, 森田, 坂上: “フェージング時交さ偏波識別度の測定結果”, 昭和53年度信学全大 492 .
- (24) 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 44-9) .
- (25) 小牧, 田島, 木村, 岡本: “干渉波消去形スペースダイバーシチ方式の検討”, 信学会全大, 2033 (昭 55-3) .
- (26) S . Komaki , Y . Okamoto and K . Tajima : “Performance of 16QAM Digital Radio System using New Space Diversity”, ICC '80 Cont Record , p . 52. 2. 1 (June 1980) .
- (27) 小牧, 岡本, 田島: “新スペースダイバーシチ方式の検討”, 信学会通信方式研資, CS80-30 (昭 55-5) .
- (28) Y . Y . Wang , “Space Diversity Combining for 6GHz Digital Radio”, ICC' 79, pp . 48. 4. 1 (June 1979) .

- (29) A.Vigants, "Space Diversity Engineering", B.S.T.J., vol. 54, Jan. 1975.
- (30) H.Makino, K.morita "Design of Space Diversity Receiving and Transmitting Systems for Line-of-sight Microwave Links" IEEE Trans on COM. pp.603, Aug. 1967.
- (31) P.Monson, "Adaptive Processing can reduce the Effects of Fading on beyond-the horizon Digital Radio Links", IEEE COM Magagine CM18.
- (32) N.F.Dinn, "Digital Radio its time has come", IEEE COM magazine, CM-18, 11 (Nov.1980).
- (33) P.Dupuis, M. Joindot, A. Leclert and D.Soufflet, "16QAM Modulation for High Capacity Digital Radio system" IEEE Trans, CON-27, 12, p.1771 (Dec.1979).
- (34) P.R.Hartmann, "A 90MBR Digital Transmission System at 11GHz Using 8PSK modulation," ICC '76, 1976, pp.188,183.
- (35) I.Godier, "DRS8 Digital Radio for Longhaul Transmission," ICC '79, pp.102, June 1977.
- (36) W.T.Barnett, "Measured Performance of a High Capacity 6GHz Digital Radio System," ICC '78, PP.47 4,1.
- (37) T.S.Giuffrida, "Measurements of the Effects of Propagation on Digital Radio Systems Equipped with Space Diversity and Adaptive Equalizer," ICC '79, pp.48,1,1. June 1979.
- (38) K.Yamamoto and S.Nakamura, "Waveform Distortion and Interchannel Interference due to Frequency Selective Fading in Microwave PCM Systems", Rev Elec Comm, Lab.Vol.17.No.3-4. March-April.1969. pp.173-209.
- (39) M.Emshwiller, "Characterization on the Performance of PSK Digital Radio Transmission in the Presence of multipath Fading", ICC '78 .pp.47.3.1-47.3.6.
- (40) C.W.Anderson, S.Barber.R.Patel", The Effect of Selective Fading on Digital Radio ICC '78. pp.33.5.1-33.5.6.
- (41) 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).

- (42) T.Oguchi : "Attenuation of Electromagnetic Wave to due to Rain With Distored Raindrops (Part II) ", Journal of Radio Research Laboratories, 11,53,p.19 (1964)
- (43) Kerr : "Propagation of Short Radio Wave , " MIT Series, No.13 (1947).
- (44) 森田, 小牧, "降雨による準ミリ波偏波間干渉波の位相変動", 信学会全大, 561 (昭48-10).
- (45) A.C.Longton, "DR-18 High Speed QPSK System at 18GHz ", ICC '76 Conterence Record, June. 1976.
- (46) W.R.Bennett, and J.D.Davey : "Deta Transmission", McGraw-Hill Book CO. Inc., New York (1965).
- (47) S.Stein, and J.J.Jones, "Modern Cnmmunication Principles", McGraw-Hill Book Co.Inc., New York (1967).
- (48) R.W.Lucky, J.Saltz, and E.J.Weldon Jr., "Principles of Date Commucation", McGrow Hill Book Co.Inc., New York (1968).
- (49) 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).
- (50) S.Komaki, O.Kurita and T.Memita : "GaAs MESFET Regenerator for Phase-Shift Keying Signal at the Carrier Frequency", IEEE Trans. MTT. 24 6, p. 367 (June 1976).
- (51) 小牧, 栗田, 目見田, "FET 直接位相再生器の設計法", 信学会 B, 61-B, 10, P896 (昭53-10).
- (52) 栗田, 小牧, 目見田, "FET を用いた直接位相再生装置", 信学会, マイクロ波研資 MW 75-79 (昭50-10).
- (53) 栗田, 小牧, 目見田, "2 相直接位相再生装置", 昭和51-信学全大 748 (昭51-3).
- (54) 栗田, 小牧, 目見田, "FFT を使用した直接位相再生器", 電気関係四国支部連合大会 4-4 (昭50-9).
- (55) Coale, F.S : "A Traveling-wave Directional Filter", IRE Trans., MTT-4, p.256 (Oct 1956).
- (56) 植之原道行: "マイクロ波半導体デバイス", コロナ社 (昭46).
- (57) O.Kurita and K.Morita, "Microwave Mixer", IEEE Trans. MTT-24, 6, p. 361 (June 1976).

- (58) O.Kurita and S.Komaki, "400Mb/s QPSK MIC Regenerator at Carrier Frequency using GaAs MESFET", IEEE MTT-S Conf.Record, p.326 (June 1979).
- (59) 目見田, 小牧, 栗田, "4PSK波直接位相再生器", 電気関係四国支部連合大会, 4-10, (昭52-8).
- (60) S.Komaki, O.Kurita and T.Memita, "QPSK Direct Regenerator with a Frequency Tripler and Quadrupler", IEEE Trans.COM-27,12,p.1819 (Dec 1979).
- (61) 小牧, 目見田, 栗田, "3-4通倍法による4相直接位相再生器", 信学会マイクロ波研究資MW76-35 (昭51-6).
- (62) 小牧, 目見田, 栗田, "3-4通倍法による4相直接位相再生器", 信学会, 光・電波部門全国大会, 148 (昭51-6).
- (63) M.Hata, N.Kondo, T.Ohta and Y.Masuda, "A New Phase Coherent Parametric Mixer for PCM-PSK Communication", G-MTT. 1972.
- (64) 小牧, 目見田, 栗田, "FETの直接位相再生器への応用", 昭52-信学全大, S6-14 (昭52-4).
- (65) 栗田, 小牧, 目見田, "ショットキダイオード混合器回路合成法を使用した直接位相再生装置", 電気関係四国支部連合大会, 4-5, (昭50-9).
- (66) 小牧, 栗田, "GaAs MESFETを用いたマイクロ波リミッタの特性", 信学会論文誌 65-B, 4, p.440 (昭57-4).
- (67) 小牧, 栗田, 目見田, "MESFETを用いたマイクロ波リミッタ", マイクロ波研資, MW78-29 (昭53).
- (68) 森永, 小牧, 滑川, "スミーズリミッタの出力SN比", 信学会宇宙航行エレクトロニクス研究会資料, SANE70-19 (昭45-12).
- (69) 栗原, 結城, 馬場, "ショットキダイオードを用いたリミッタの設計", 信学会, 論文誌, 57-B, 5, p.289 (昭49-5).
- (70) 堀川, 山本: "1.7GHz 整合リミッタ", 信学会マイクロ波研資, NW-80, (昭51-11).
- (71) 斉藤, 松浦, "1.7GHz トランジスタリミッタ", 昭和51年度信学会全国大会 No.749.
- (72) 重野, 大井, 斉藤, 松浦, "1.7GHz 帯広帯域トランジスタリミッタ", マイクロ波研資 MW76-72 (昭51).

- (73) S. Fukuda, Y. Fujiki, Y. Ara and I. Haga, "A New Microwave Amplitude Limiter using GaAs Field Effect Transistor", NEC R&D No.48 pp.61-66, Jan.1978.
- (74) 市川, 小牧, 岡本, "デュアルゲート FET を用いたマイクロ波帯無限移相器", 信学会マイクロ波研資 MW80-1 (昭 55-1).
- (75) 山本, 森田, 小牧, "多重の劣化要因を持つ QCPK 方式の誤り率特性", 信学論 B, 58-B No.11, p.584~593 (昭 50).
- (76) 小牧, 森田, 山本, "4PSK 中継器の符号誤り率特性劣化要因の検討", 信学会 通信方式研資 CS74-29 (昭 50-5).
- (77) 山本, 森田, 小牧, "QPSK 方式の誤り率特性", 通研実報 vol.25,6, p.1005 (昭 51-6)
- (78) 小牧, 森田, "4PSK 中継器の符号誤り率特性劣化要因の検討", 昭 49-信学全大 2251 (昭 49-7).
- (79) H. Yamamoto, K. Morita and S. Komaki, "QPSK System Error Rate Performance", Review of Elec. Comm Lab, Vol.25, No.5-6, June 1977.
- (80) 山本, 小桧山, 堀川, "実験用 20GHz 帯デジタル無線中継器の誤り率特性", 信学論 B, 57-B, No.4, pp.236~243 (昭 49).
- (81) 山本, 小桧山, 堀川, 小牧, 横山, 田頭, "20GHz 帯デジタル無線中継装置の総合特性", 昭 49-信学全大, 2253.
- (82) W.M. Hubbard, "The Effect of Intersymbol Interference on Error Rate in Binary Differential-Coherent Phase-Shift-Keyed System", B.S.T.J, 46, No.6, pp.1149~1172, 1967.
- (83) M. Schwartz, W.R. Bennet and S. Stein, "Communication Systems and Techniques", McGraw-Hill Book CO. Inc. New York 1966.
- (84) 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及ぼす影響", 信学会全大, No.647, 1971.
- (85) 坂田, 持田, "PCM-PSK 方式のシミュレーション", 信学会全大, No.1879, (昭 48).
- (86) 堀川, 荒木, "各種劣化要因のある多値変調方式の誤り率特性", 信学会論文誌 63-B, 11, p.1132 (昭 55-11).
- (87) H. Yamamoto, K. Kohiyama and K. Morita, "400Mb/s QPSK Repeater for 20 GHz Digital Radio-Relay System", IEEE Trans., MTT-23,4, p.334 (April 1975).

- (88) 山本, 小桧山, 堀川, “実験用 20GHz 帯デジタル無線中継器の誤り率特性”, 信学論 B, 57-B, 4, p. 236 (昭 49-4).
- (89) 小桧山, 他, “20G-400M方式用送受信装置”, 通研実報, 24, No. 10, pp. 2169~2206 (昭 50)
- (90) 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 69-74 (昭 44).
- (91) 山本, 塩田, “四相変調 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, (昭 49).
- (92) S. Komaki, A. Akeyama and O. Kurita, “Direct Phase Regeneration of a 400Mb/s QPSK Signal at 1.7GHz”, IEEE Trans. COM-27, 12, p. 1829 (Dec. 1979).
- (93) 目見田, 明山, 栗田, 小牧, “4 相直接位相再生器の符号誤り率特性”, 昭 53- 信学全大 1887 (昭 53-4).
- (94) 明山, 目見田, 小牧, “直接位相再生器を用いた無線伝送系の検討”, 信学会通信方式研資 CS 77~167 (昭 53-1).
- (95) 明山, 栗田, 小牧, 樽松, 中山, “直接位相再生器の諸特性”, 昭和53- 信学全大 1886 (昭 53-4).
- (96) H. Yamamoto and S. Kubo, “Performance of Timing Recovery Circuit with Phase-Locked Loop in a Long Chain of Regenerative Repeater”, Trans. Inst. Electronics Comm Eng Japan Vol. 59-B, No. 3, Mar. 1976. pp. 188-196. and Vol. E59. No. 3. Mar. 1976. pp. 36-37. in English (abstract).
- (97) T. Murase, K. Watanuki and T. Yoshikawa, “Hybrid Digital Transmission Simulator using a Signal Circulating Loop”, Trans. Inst. Electronics Comm. Eng. Japan. Vol. 61-B, No. 5, May, 1978, pp. 367-374, and Vol. E61, No. 5, May 1978, pp. 402-403, in English (Abstract).
- (98) J. E. Mazo, J. Saltz and L. A. Shepp, “Error Rates on a Data Link with Nonlinear Regeneration”, IEEE Trans., COM-21, No. 6, (June 1973).
- (99) T. Ericson, U. Johansson, “High Capacity Digital Line Links” IEEE Trans., COM-21, No. 6 (June 1973).

付録 FET リミッタの特性解析

付録 1.1 ゲート端子電流，電圧およびインピーダンス

接合電圧 v_J は接合における直流電圧 V_0 および入力信号電圧 V_1 の和で表示でき，次式となる。

$$v_J = V_0 + V_1 \cos \omega t \quad (A-1)$$

また，接合電流 i_J との接合電圧の関係は次式で表わすことができる。

$$j_J = I_s \{ \exp(\alpha v_J) - 1 \} \quad (A-2)$$

ただし， I_s ， α はショットキ接合の飽和電流ならびに定数である。従って，式 (A-1)，(A-2) より i_J は，

$$j_J = I_s e^{\alpha V_0} \{ I_1[\alpha V_0] + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n[\alpha V_1] \cos(n\omega t) \} \quad (A-3)$$

となる。ただし， $I_n[\cdot]$ は n 次変形ベッセル関係を示す。接合電流の基本成分は式 (A-3) より

$$\dot{i}_{J1} = 2I_s e^{\alpha V_0} I_1[\alpha V_1] \quad (A-4)$$

となる。従ってゲート電流ならびにゲート電圧の基本波成分 $\dot{I}_{G1}$ ， $\dot{V}_{G1}$ は図 1 の等価回路を用いて次式となる。

$$\begin{cases} \dot{I}_{G1} = \dot{i}_{J1} + j\omega C V_1 = (g + j\omega C) V_1 \\ \dot{V}_{G1} = R \dot{I}_{G1} + V_1 + R_s g_m V_1 / 2 \\ \quad = R \dot{I}_{G1} + k V_1 \end{cases} \quad (A-5)$$

ただし g および k はそれぞれ接合コンダクタンスおよびドレイン抵抗 R_s による帰還効果を示す係数であり，次式で定義される。

$$\begin{cases} g = \dot{i}_{J1} / V_1 = 2 I_s e^{\alpha V_0} I_1[\alpha V_1] V_1^{-1} \\ k = 1 + g_m R_s / 2 \end{cases} \quad (A-6)$$

式 (A-5) より基本波に対するゲート端子インピーダンス Z_G は次式となる。

$$Z_G = R + k / (g + j\omega C) \quad (A-7)$$

ただし R はゲート・ソース間抵抗を示し、次式で定義する。

$$R = R_G + R_j + R_s \quad (A-8)$$

さらに、大信号時 ($V_1 \gg V_c$) ならびに小信号時 ($V_1 \ll V_c$) には式 (A-6) より接合コンダクタンスは次式となる。

$$g = \begin{cases} 2 I_s \exp [\alpha (V_0 + V_1)] ; & V_1 \gg V_c \\ 0 & ; V_1 \ll V_c \end{cases} \quad (A-9)$$

従ってゲート端子電流、電圧、インピーダンスは次式となる。

$$\dot{I}_{G1} = \begin{cases} 2 I_s \exp [\alpha (V_0 + V_1)] & ; V_1 \gg V_c \\ j\omega C V_1 & ; V_1 \ll V_c \end{cases} \quad (A-10)$$

すなわち

$$\arg \dot{I}_{G1} = \begin{cases} 0^\circ & ; V_1 \gg V_c \\ 90^\circ & ; V_1 \ll V_c \end{cases} \quad (A-11)$$

$$V_{G1} = \begin{cases} 2 I_s R \exp [\alpha (V_0 + V_1)] + k V_1 ; & V_1 \gg V_c \\ (k + j R \omega C) V_1 & ; V_1 \ll V_c \end{cases} \quad (A-12)$$

$$Z_G = \begin{cases} R & ; V_1 \gg V_c \\ R - j \frac{k}{\omega C} & ; V_1 \ll V_c \end{cases} \quad (A-13)$$

一方、等価インピーダンス $\dot{w}$ は次式で定義される。

$$\dot{w} = Z_G (1 - j R_{s0} / \omega L) + R_{s0} \quad (A-14)$$

従って、 $V_1 \ll V_c$ ならびに $V_1 \gg V_c$ に対する w は (A-14) を用いて次式となる。

$$\begin{aligned}\dot{w}_1 &= \dot{w}(V_1 \ll V_c) \\ &= R + R_{s0} - \frac{R_{s0}k}{\omega^2 LC} - j \frac{RR_{s0}}{\omega L} + \frac{k}{\omega_{oc}} \\ \dot{w}_2 &= \dot{w}(V_1 \gg V_c)\end{aligned}\tag{A-15}$$

$$= R + R_{s0} - j \frac{RR_{s0}}{\omega L}$$

付録 1.2 AM-PM 変換を零にする最適インダクタンス

入力信号 $\dot{V}_{s1}$ は式 (5-3) より次式となる。

$$\dot{V}_{s1} = \dot{V}_{G1} + R_{s0}(\dot{I}_{G1} - j\dot{V}_{G1}/\omega L)\tag{A-16}$$

ここで式 (A-5) を用いると $\dot{V}_{s1}$ の実部および虚部 x, y をそれぞれ次式となる。

$$\begin{aligned}x &= \{(R + R_{s0})g + k + RR_{s0}\omega C/\omega L\} \cdot V_1 \\ y &= \{(R + R_{s0})\omega C - (gRR_{s0} + kR_{s0})/\omega L\} \cdot V_1\end{aligned}\tag{A-17}$$

AM-PM 変換が全入力電力範囲で零になるためには、いかなる V_1 に対しても $\dot{V}_{s1}$ の位相が不変であることを示す。従って、 $y/x \equiv a$ となる必要がある。すなわち、いかなる V_1 (ただし g は V_1 の関数) に対しても次式が成立する必要がある。

$$\begin{aligned}(R + R_{s0})\omega C - (gRR_{s0} + kR_{s0})/\omega L \\ \equiv a \{(R + R_{s0})g + k + RR_{s0}\omega C/\omega L\}\end{aligned}\tag{A-18}$$

これより、次式の関係が得られる。

$$\begin{cases} a(R + R_{s0}) + RR_{s0}/\omega L = 0 \\ a(k + RR_{s0}\omega C/\omega L) - (R + R_{s0})\omega C + kR_s/\omega L = 0 \end{cases}\tag{A-19}$$

これらの式を ωL について解くと

$$\omega L = \frac{R_{so}^2 k \pm \sqrt{R_{so}^4 k^2 - 4\omega_0^2 C^2 R_{so}^2 (R + R_{so})^2}}{2\omega_0 C (R + R_0)^2} \quad (A-20)$$

が得られ，式（5-18）と一致する。従って式（5-18）を満足すれば，入力信号電力が
いかなる値を有しても出力信号位相が一定となり，AM-PM変換が零となる。