

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	

Osaka University Knowledge Archive : OUKA

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

Osaka University

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逓倍 器ならびに4逓倍器を用いる方法(3-4逓倍法),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

論		1
・ジタル無線伝送方式		5
言		5
3Hz 未満の周波数を用いた方式		8
周波数利用効率		8
マルチパスフェージングモデル		9
波形歪による瞬断		10
各種干渉雑音による瞬断		20
最小振幅偏差スペースダイバーシチ		28
GHz 以上の周波数を用いた方式		33
降雨减衰		33
中継距離		35
20GHz帯を使用したディジタル無線伝送方式		36
≰方式 ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・		37
各種の中継方式		37
回線品質規格		38
直接位相再生中継方式		40
言		41
後位相再生器の原理ならびに特性		43
言		43
≅原理	4	44
Τ 直接位相再生器の構成		48
T 直接位相再生器の特性		49
FET 等価回路 ····································	4	49
位相再生効果	ξ	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 逓倍法	•••••	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		28

120	10
	28

	5.	2	等	価	回路	•••				• • • •	••••	•••••			••••	••••	•••••	••••	•••••	•••••	• • • • • •			•••••	•• 1	128
	5.	3	特	性	解析		••••	• • • • • • • • •	•••••			•••••	••••	•••••			•••••		• • • • • •			••••		•••••	•]	130
		5. 3	3. 1		入出;	力電	门朱	寺性 -		••••		••••		••••	••••	• • • • •	•••••	••••	• • • • • •	••••	• • • • • •			••••••	•	130
		5. 3	3. 2		AM-	ΡM	[変搏	奥特性	•••		••••	•••••				• • • • •	•••••		• • • • •				• • • • •	•••••	•	131
	5.	4	特	性	計算例	列	••••		••••	• • • •	••••	•••••	••••	••••	• • • • •	••••	•••••	•••••		•••••		••••		•••••	•• :	132
	5.	5	A	M-	-PM ≩	変換	夏の最	是小化	•••		••••	•••••		••••	••••	••••	•••••		••••	•••••				•••••	•	134
		5. 5	5. 1		最小伯	化の)原理	₤	••••			••••	••••	••••	• • • •	••••	•••••		• • • • •	••••				•••••	•	134
		5.5	5. 2	:	最小亻	と時	の周	司波数	特性	-		•••••	••••	••••	••••	••••	•••••	••••	••••	•••••	••••	••••	• • • • •	•••••	••	137
		5. 5	i. 3	:	最小亻	化時	の小	、信号	利得	f		•••••	••••	••••	• • • • •	••••	•••••	••••	••••	••••		••••		••••••		139
	5.	6	実	験	結果	•••			••••	••••	••••	•••••		••••	••••		•••••	••••		•••••				•••••	•••	141
	5.	7	結	;		•••		• • • • • • • • •		• • • •		•••••		••••	••••		•••••		• • • • •	••••		• • • • • •	• • • • •	•••••	• -	142
第	6	章	直	接	位相評	爭生	器の)特性	劣化	í.	••••	••••		••••	••••	••••	• • • • •	••••	• • • • • •	••••				•••••	··	143
	6.	1	緒	2	言	•••		•••••	•••••	• • • •	••••	•••••	••••	••••	••••	••••	•••••	••••	• • • • • •					•••••	••• -	143
	6.	2	劣	化	要因				•••••	••••	••••	• • • • •		••••	••••	••••	•••••	· • • • • •	• • • • • •	••••				••••••	••]	143
		6. 2	2. 1		劣化	要因	の多	毛生個	所			• • • • •	••••	••••	••••	••••	•••••		••••	••••				•••••	••]	143
		6.2	2. 2		劣化	要因	のケ	}類 →				•••••		••••	• • • •	••••	••••	• • • • •	•••••	•••••	•••••	••••			•••	146
	6.	. 3	非	相	加性。	の要	因		••••	••••	•••••	••••	••••	••••			•••••	••••	••••	••••	••••				••]	147
		6. 3	3. 1		波 形	紅	 	• • • • • • • •	••••	• • • •	••••	• • • • •	••••	••••	• • • •	••••	• • • • •		• • • • •					•••••	·• :	1 47
		6. 3	3. 2		基準捷	般送	法波位	之相誤	差	•••		••••	••••	••••	••••	••••	• • • • •		• • • • • •		••••		• • • • •		••	152
		6. 3	3. 3		合成[回緊	3位木	相誤差			••••	•••••	••••	••••	••••	••••	•••••	••••	• • • • •	•••••				•••••	••	153
		6. 3	8.4		雑音	生要	因	••••••	•••••			••••		•••••		••••	•••••	••••	• • • • • •	•••••	• • • • • •	• • • • • •	• • • • •	•••••	•••	1 54
	6.	4	相	加	性の	要因		•••••	••••	• • • •	• • • • •	••••	••••	••••	• • • •		••••		••••	••••		• • • • • • •	• • • •	• • • • • • •	••• :	155
		6. 4	I. 1		パター	- ン	< ジッ	ッタ		••••	••••		••••	••••			••••		••••	••••	••••	• • • • • •	••••	• • • • • • •	••]	155
		6. 4	4. 2		ラン	ダム	、ジッ	ッタ		• • • •	•••••	••••	••••	••••	••••		••••		••••		••••	• • • • • • •	• • • •	••••••	••]	158
	6.	. 5	種	友	の劣	化要	夏因ズ	が同時	亿有	了在	す	る場	合	の謬	見り	率	特性	のタ	的化	•••	••••	•••••	• • • •	• • • • • • •	••]	161
	6.	6	結	i	盲												• • • • •		••••				••••	••••••	••	162
第	7	章	多	;中	継特	性						••••			• • • •		•••••		•••••		••••	• • • • • •	••••	•••••		163

	•	-		-	
7.	1	緒	言		63

	7.2	谨	ī接位	立相利	 手生中	「継方	「式モ	デル	••••	• • • • • • • • •			• • • • • • • • •	•••••		• • • • • • • • • • •	$\cdots 16$	3
	7.3		ペター	-ンシ	シック	の相	加		• • • • • • •	•••••	••••				•••••••		16	14
	7.4	57	シング	ダムジ	シック	タの相	加		•••••	• • • • • • • • •		• • • • • • • • • •	•••••	•••••			16	6
	7.5	ナ	5式言	受計例	別		•••••	• • • • • • • • •	•••••								17	0
	7.6	実	ミ験糹	吉果			••••		•••••	•••••	•••••••	••••••	•••••	•••••			17	0
	7.	6. 1	. F	哥回乡	実験の	てよる	多中	*継特	生の後	則定	•••••••	• • • • • • • • • • • •	••••	•••••	••••	• • • • • • • • • •	17	0
	7.	6. 2		5 中総	¥現場	昜試験	į				•••••	• • • • • • • • • • • •	•••••	•••••	•••••	• • • • • • • • •	17	2
	7.7	糸	÷	盲	••••		• • • • • • •	••••	•••••	••••	••••••	• • • • • • • • • • • •		•••••	•••••••	• • • • • • • • • •	17	7
第	8章	¥	Ħ	論	••••	••••				• • • • • • •	••••	• • • • • • • • • • •	• • • • • • • • •	•••••	••••	• • • • • • • • • • •	17	8
謝		辞		•••••	•••••	• • • • • • • • •	• • • • • • •	• • • • • • • •	•••••			• • • • • • • • • •	•••••			• • • • • • • • • •	18	;1
文		献		•••••	•••••	• • • • • • •	•••••	• • • • • • • • •	•••••	• • • • • • • • •	•••••		•••••				18	\$2
付		録	FE	Tリ	ミッ	タの年	寺性角	解析 ·	•••••	• • • • • • • • •		• • • • • • • • •				• • • • • • • • •	18	9
	1. 1	Ŀ	- i – I	ト端子	子電況	乱,雷	ほぼお	よび	インヒ	ピーダ	ンス	•••••		•••••	• • • • • • • • • • • • • • • • • • •	• • • • • • • • •	18	9
	1. 2	1	AM-	PMℤ	変換る	を零に	こする	最適	イング	ダクタ	ンス			•••••		•••••	1 9	1

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台づ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ィジタル化が交換や 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というだけではなく,交換機ならびに多 重化装置のディ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,伝送路のディジタル化が必須であり,また無線伝送路についてもディジタ 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ィジタル市外伝送路としては,20 GHz 帯を使用 した 400 M b / s 方式があり,20 L – 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か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,ディ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、ディ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、

- 1 -

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 イォ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ン的な発振波が生じ、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 サンブリング・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。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ブルした後スライス することによって位相再生波を得るものであり、非線形素子再生中継器は、位相変調波と2 逓 倍搬送波を合成し、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、搬送波周波数2GHz、クロック周波数50MHzのパルスに対する再生効果が確認されている。⁽³⁾

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 ±400 MHz 以上の帯域を有する再生器が実現でき、400Mb/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2R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 逓倍器ならびに4 逓倍器を用いる方法(3-4 逓倍法),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,

- 3 -

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 ディ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, ディジ 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ィジタル網の形成が進められている。このディジタル網は,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,ディ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,これをディジタル 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) ディ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 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。ディ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,ディ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,10 GHz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。

	2 GHz 帯 (2S-P2)	4 GHz 帯 (4L-D1)	5 GHz 帯 (5L-D1)	6 GHz 帯 (6L-D1)	11GHz 帯 (11S-P2)	15 GHz 帯 (15S-P2)	20GHz 帯 (20L-P1)
周波数菁城(GHz)	2.1 1 ~ 2.29	3.6~4.2	4.4 ~ 5.0	5.925~6.425	10.7~11.7	1 4.4 ~ 1 5.23	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
F 周波 数(MHz)	70	140	140	140	140	140	1,700
クロック周波教(MHz)	6.3	5 0	5 0	5 0	5 0	5 0	200
情 報 速 度 (電話チネル教)	12.6 Mb/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 (5,760ch)
変調 方式	QPSK	16 Q A M	16Q.A.M	16Q A M	QPSK	QPSK	QPSK
復調方式	同期検波 瞬時検出	同期,検波 瞬時検出	周期検波 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 (50mW (トランジスタ)	400 m W (FETトランジスタ)	400 m W (FETトランジスタ)	400 m W (FETトランジスタ)	100 mW (インパット)	100m₩ (インパット)	160mW (インパット)
受信雑音指教(dB)	10	4	4	4	9	1 0	10
中継間隔(km)	2 5	50	50	50	10	6	3
監 視制御 信号伝送方式	2 <u>重 変</u> 調 (ASK)	2重变調 (FM)	2 重 	2重変調 (FM)	2 <u>重 変 調</u> (FM)	2 重 変 調 (FM)	2 重 亥 調 (FSK)
這用回線。	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

表 2.1 種々の周波数帯におけるディジタル無線中継装置の諸元

 $* Pe = 10^{-6}$

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°C1 気圧の大気による減衰 (MIT, R. Lab. No. 13) ④ 酸素分子 ⑤ 水蒸気分子 霧による滅麦(MIT, Lab. No. 13) ⑥ 2.3g/m³ (視程約 100')

⑦ 0.32g/m³(視程約 400)





フェージングによる減衰 図 2.2

- 7 -

2.2 10 GHz 末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ィ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) 多值変調方式
- (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ィジタル無線方式では、変調方式として1符号当り2bit 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 (46)(47) 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 各種ディ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 (12)(13) る QAM 方式の方が有利となる。

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 (48) る。

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

ここでaはnールオフ係数であり、Tはパルス間隔を示す。a = 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、a = 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、n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ィジタ 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=2⁴)の伝送を 可能にしており、a = 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 (14) 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。

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,大気の屈折率分 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 るとディジタル方式(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。



図 2.4 マルチパスフェージングの説明図

2.2.3 波形ひずみによる瞬断

マルチパスフェージ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。

(38)(39)

- (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
- (b) 実効フェージングマージン(瞬断率と等確率値を有するフェージング減衰量)を用い
 (16)(33)
 る方法
- (c) 帯域内振幅偏差を使用する方法

(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ジング 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。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で を変化させて実測したものである。



図 2.5 帯域内振巾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、ての大きさにはあまり大きく依存しない。 このことは、て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、マルチパスフェーシ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10⁴ を超える確率)を示している。



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,いづれ 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



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、4PSKの場合は約10dB、16QAM方



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。

帯域内振幅偏差の分布

フェージ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。

$$\begin{cases} Ps(Z) = 2a ; 単一受信 (\lambda = 1) \\ PsD(Z) = 3a^2 - 4a^3 ; 2重ダイバーシチ (\lambda = 2) \end{cases}$$
(2.2)

ただし

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

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

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

$$P_{W,SD} = P_{SD} \left(Z = Z_S \right) = 6 a_S^2 - 4 a_S^3$$
ただし

$$a_{S} = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \frac{1 - Z_{S}^{2}}{\sqrt{(1 + Z_{S}^{2})^{2} - 4\rho_{Af}} Z_{S}^{2}} \right\}$$
(2.6)

(V) 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 Iw, spを次式のように定義する。

$$Iw, s_D \equiv Pw, s \neq Pw, s_D \tag{2.7}$$

改善係数は、式(2.4)および(2.5)から計算でき、次式となる。

$$Iw, sD = (3a_s - 2a_s^2)^{-1}$$
(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、 $\rho_{4f} = 0.9$ 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。



(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。

$$\boldsymbol{\xi} = \frac{Iw, sD + EQL}{Iw, sD \cdot Iw, EQL} \tag{2.9}$$

$$I_{W, EQL} \equiv P_{W, S} / P_{W, EQL}$$
(2.10)

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

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_{EQL} とすれば、自動等化器のみを使用した場合ならびに EQL とSD を併用した場合の瞬断率は次式となる。

$$P_{W,EQL} = P_{S} (Z = Z_{EQL}) = 2 a_{EQL}$$
 (2.11)

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

ただし

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

従って,改善係数 Iw, EQL ならCVCIw, SD+EQL は次式となる。

$$I_{W,EQL} = P_{W,S} / P_{W,EQL} = a_S / a_{EQL}$$

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

$$(2.14)$$

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

$$\boldsymbol{\xi} = (3\,a_{\,S} - 2\,a_{\,S}^{\,2}) / (3\,a_{\,EQL} - 2\,a_{\,EQL}^{\,2}) \tag{2.15}$$

これを Iw. EqL ならびに Iw, sp のみを用いて表現すると次式となる。

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

(j) 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。

ー般に、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 (24) の発生確率は次の実験式から求めることができる。

$$P_R = \left(\frac{f}{4}\right)^{1\cdot 2} \cdot Q \cdot d^{3\cdot 5}$$
(2.17)

とこで, *f*:送受信周波数(GHz)

- d: 伝ばん距離 (km)
- Q:伝ばん路係数
 - 山岳の場合 $Q = 2.1 \times 10^{-9}$ 平野の場合 $Q = 5.1 \times 10$

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

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

さて前述のごとく深いフェージングが発生するような状態での受信電力分布はレーレー分布となる。そこで、フェージング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

$$P_{S}(C_{R}) = \frac{1}{C_{R0}} \exp\left(-C_{R} \neq C_{R0}\right)$$
(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。

$$P_{S}(C_{R}) = 1 - \exp(-C_{R}/C_{R0})$$
(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。

$$P_{S}(C_{R}) = \frac{C_{R}}{C_{R0}}$$
(2.20)

-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、

$$P_{\mathcal{S}}(\mathcal{M}_{\mathcal{S}}) = 1 / \mathcal{M}_{\mathcal{S}} \tag{2.21}$$

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。

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

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 (29)(30) となる確率は次式となる。

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

(ji) 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。

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

$P_0 \leq 1\%$

ここで Po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。

-21 -

$$P_0 \equiv P_{hop} \nearrow P_R \tag{2.25}$$

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。

$$P_{hop} = 0.05 \times 10^{-2} \cdot L \neq 2500 \tag{2.26}$$

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⁾

$$XPD(Fd, Q_0) \cong XPD_0 + C - M$$
$$= Q_0 - M \qquad (2.27)$$

但し,

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, $XPD_0 = 42 dB O T > F + E \pi h$, 中継距離 d = 44.1 km O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。

$$\Delta XPD \equiv XPD(M_{SD}) - XPD(M_S)$$
$$= \Delta M_{SD}$$
(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。

ー般に、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。

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

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



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 ジングマージ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50dB以上)を用いる必要がある。このためには、定常時識別度*XPD*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。
- (₩) 分岐干渉

ディ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ィジタル方式と FM方式で共存する必要が生じる。許 容フェージングマージンを大きくした 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。ディジタル方 式からFDM - FM方式に対して許容さ れる干渉は次式となる。



 $S \neq I < \Delta P_{\tau} + D_{\theta} + (IRF)_{D \to F} \qquad (dB) \qquad (2.30)$

 $\begin{cases} S / I : FM 方式の他方式干渉に対する配分値 \\ <math>dP_r : P_{rf} (FM 方式の標準受信入力) - P_{rD} (ディジタル方式の標準受信入力) \\ D_{\theta} : アンテナ指向性減衰量 \\ (IRF)_{D \to F} : ディジタル方式 \to FM 方式の干渉軽減係数 \end{cases}$

一方, FM 方式からディジタル方式に対して許容される干渉は次式となる。

$$C \neq I < -\Delta P_r - M + D_\theta + (IRF)_{F \to D}$$

$$(2.31)$$

C / I: ディジタル方式の他方式干渉に対する配分値(フェージング時)
 M: フェージングマージン
 (*IRF*)_{F→D}: FM方式→ PCM方式の干渉軽減係数(0dB)

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7dB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2.22 送受周波数間隔とフ ェージングマージン

(V) 送受間干涉

フェージ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。

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



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、ディジタルマイクロ 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らずしも最適な方法ではない。波形ひ (25)~(28) 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。 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、マルチバ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 R₁は、

$$R_1 = 1 + \rho e^{jw\tau}$$
 (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。

$$R_{2} = 1 + \rho e^{j w (\tau + \delta \tau)}$$
(2.34)

同相合成SDは,2つの受信波R1,R2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チ合成法の比較

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ィ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R₂は、その干渉成分B₂が、R₁の干渉波成分B₁と逆 相になるようにR₁と合成される。その結果、合成後の信号は直接波成分A₁ + A₂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。

(ii) 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,

-30 -

200 Mb/s, 16 QAM 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 KB ite, 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3nsec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,20dB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

また,帯域内振幅 偏差の分布 を図2.28 に示す。16 QAM 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2.28 帯域内振幅偏差の分布



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

-32 -

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 降雨减衰

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れの空間相関および降雨量対 減衰量の関係(減衰係数)が明らかになれば推定することができる。

まず降雨強度 R (mm/hr)の確率分布 p (R) はガンマ分布で近似され,次式のように (41) 表せる。

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

ここで ν , β は分布のパラメータ

上式のレの推定値は地域により異なり、日本においては、レは0.005から0.01であり、 平均は、0.0075である。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ヵ月の確率値の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。

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

従って,降雨強度の確率分布の年間の P%値 Rpは次式で与えられる。

$$R_{P} = R_{0} \Gamma_{P} \tag{2.37}$$

ここで, R₀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)対滅衰量 $Z_0(dB/km)$ の関係は次式で近似できる。

$$Z_0 = \gamma R_P \tag{2.38}$$

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

$$\gamma = 0.0464 \times f^{1676}$$
 (17.7 $\leq f \leq 21.2 \,\text{GHz}$) (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。

$$Z_P = Z_{0P} dK_P \qquad (2.40)$$

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、





縦軸の値を越える時間率

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dkm 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 % / 2,500 km とした時の 20 GHz 帯無線方式の中継間隔 d は 降雨減衰マージン M₈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)

- 35 -

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、20GHz帯では40dB程度である。従って20GHz帯では中継間隔は3km程度となる。

2.3.3 20GHz帯を用いたディジタル無線伝送方式

20GHz帯を用いたディ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,20GHz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3km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動率0.3%を満足している。使用アンテナは,直径1.8m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+22dBm(150mW)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

周波教	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 d B m			
受信雑音指数	10 d B			
アンテナ	1.8mダ カセグレン			
不被動率	0.3 % /2500 km・年			
回線品質(定常時)	BER 10 ⁻⁷ /2500km 以下			

表 2.2 主要諸元(20GHz帯を用いたディジタル方式)



図2.32 ブロック図(20GHz帯を用いたディジタル方式)

成され,それぞれの盤は350×91×400mm³の大きさである。中継器総合の重量は合計 24kgであり,平均6kgである。送受信器のブロックダイヤグラムを図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

- 37 -



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

(ji) 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2,500km 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	不按新用权	
	長時間規格	短時間規格	个称剧况哈
ディジタル方式	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	断ガないこと。 (2)同期が外れていないこと
	(勧告 393)		(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ィ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 ィジタル方式では,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 直接位相再生中继方式

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、ディ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なわないため,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,ディジタル方式ではもともと定常時の雑音余裕 が大きいため,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ィジタル 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ィ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

ディ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,ぞ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タイバ 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,ディ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 50~54 らびに設計法を明らかにする。

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 (3) - 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。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+ ¢ と表示する)と,それと同期し,一定位 相を有する2 逓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 - ¢ となる)を発生させ,+ ¢ 位相および - ¢ 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。

- 43 ---

3.2 動作原理

2相位相変調波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*Sin* は次式のように示すことができる。

$$S_{in} = S + N \tag{3.1}$$

$$= A\cos\left(\omega_0 t + \phi\right) \tag{3.1}$$

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。ω₀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 ¢ を - ¢ 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 S₂ は,

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

となる。一方,2分岐したもう一方の信号S₁は加算回路に印加され,前述の位相変換回路の出力信号S₂と加え合わされる。

$$S_{1} = B_{1} \cos(\omega_{0} t + \phi)$$
 (3.3)

従って加算回路出力信号 S₃は,

$$S_{3} = S_{1} + S_{2}$$

$$= B_{1} \cos (\omega_{0} t + \phi) + B_{2} \cos (\omega_{0} t - \phi)$$

$$= \sqrt{(B_{1} + B_{2})^{2} \cos^{2} \phi + (B_{1} - B_{2})^{2} \sin^{2} \phi} \cdot \cos (\omega_{0} t + \Psi)$$
(3.4)

となる。ここで,

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

加算器の入力信号振幅 B1, B2 が等しいとき, すなわち

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

のときには式(3.4),(3.5)は,

$$S_{3} = 2B | \cos \phi | \cos (\omega_{0}t + \Psi)$$

$$\Psi = \begin{cases} 0 ; -\frac{\pi}{2} < \phi < \frac{\pi}{2} \\ \pi ; -\pi < \phi < -\frac{\pi}{2} , \frac{\pi}{2} < \phi < \pi \end{cases}$$
(3.7)

となる。式(3.7)より明らかなように入力信号位相 φ は ± ^π/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 φ | 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、

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

となり,振幅変動も除去され理想的な2相位相変調波となる。

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。この様な場 ・ 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,

$$m = {}^{B_1} / {}_{B_2} \tag{3.9}$$

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△θ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±20°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

- 47 -

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 逓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。

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

従がってドレイン端子出力信号は入力信号と等しい位相々を有する信号および- φ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 I₀ を等価回路に入れた理由は, I₀ 及び R₈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でも同一周波数 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 ビーダンス 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。

$$\begin{bmatrix} V_{Gsig} \\ V_{Gmix} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Gsig} \\ I_{Gmix} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{Jsig} \\ V_{Jmix} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_S & 0 \\ 0 & R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Dsig} \\ I_{Dmix} \end{bmatrix}$$
(3.11)
$$= \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Gsig} \\ I_{Gmix} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 + g_m R_S / 2 & 0 \\ 0 & 1 + g_m R_S / 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Jsig} \\ V_{Jmix} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 + g_m R_S / 2 & 0 \\ 0 & 1 + g_m R_S / 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} j \omega_0 C & 0 \\ 0 & j \omega_0 C \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} g_0 & g_1 \\ g_1 & g_0 \end{bmatrix}^{-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{Gsig} \\ I_{Gmix} \end{bmatrix}$$

従ってインピーダンス行列は次式となる。

$$\begin{bmatrix} Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{Gsig} \\ V_{Gmix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Gsig} \\ I_{Gmix} \end{bmatrix}^{-1}$$
(3.12)
$$= \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 + g_m R_s / 2 & 0 \\ 0 & 1 + g_m R_s / 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_0 + j \omega_0 C & g_1 \\ g_1 & g_0 + j \omega_0 C \end{bmatrix}^{-1}$$

50) 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。

$$g_{0} = \alpha I_{S} \exp \left[\alpha V_{0} \right] \cdot I_{0} \left[\alpha V_{1} \right]$$

$$g_{1} = \alpha I_{S} \exp \left[\alpha V_{0} \right] \cdot I_{1} \left[\alpha V_{1} \right]$$

$$(3.13)$$

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、

$$V_{Gmix} = -Z_L \cdot I_{Gmix} \tag{3.14}$$

(3.11) (3.14) より V_{Gsig} と V_{Gmix} の関係は次式となる。

$$V_{Gmix} = k_1 V_{Gsig} \tag{3.15}$$

ここで,

$$k_{1} = Z_{21} Z_{L} / (Z_{11} Z_{L} + Z_{11} Z_{22} - Z_{12} Z_{21})$$
(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。

$$\begin{bmatrix} V_{G_{\text{sig}}} \\ V_{G_{\text{mix}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{G_{\text{sig}}} \\ I_{G_{\text{mix}}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{J_{\text{sig}}} \\ V_{J_{\text{mix}}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_S & 0 \\ 0 & R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{D_{\text{sig}}} \\ I_{D_{\text{mix}}} \end{bmatrix}$$
(3.17)
$$= \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_0 + j\omega_0 C & g_1 \\ g_1 & g_0 + j\omega_0 C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{J_{\text{sig}}} \\ V_{J_{\text{mix}}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{J_{\text{sig}}} \\ V_{J_{\text{mix}}} \end{bmatrix}$$
$$+ \begin{bmatrix} R_S & 0 \\ 0 & R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_m V_{J_{\text{sig}}} / 2 \\ g_m V_{J_{\text{mix}}} / 2 \end{bmatrix}$$

- 51 -

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。

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

(3.15) (3.18) より接合電圧 V_{Jsig}, V_{Jmix} は,

$$\begin{bmatrix} V_{J_{\text{sig}}} \\ V_{J_{\text{mix}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} \\ K_{21} & K_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{G_{\text{sig}}} \\ V_{G_{\text{mix}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} \\ K_{21} & K_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{G_{\text{sig}}} \\ k_1 V_{G_{\text{sig}}} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} \cdot k_1 \\ K_{21} & K_{22} \cdot k_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{G_{\text{sig}}} \\ V_{G_{\text{sig}}} \end{bmatrix}$$

$$(3.19)$$

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_{Gsig}* | で規格化した出力信号 *V_{sig}*, *V_{mix}* は次式となる。

$$\begin{cases} V_{sig} = |V_{J_{sig}}| / |V_{G_{sig}}| = |K_{11} + K_{12} k_1| \\ V_{mix} = |V_{J_{mix}}| / |V_{G_{mix}}| = |K_{21} + K_{22} k_1| \end{cases}$$
(3.20)

また(3.9)で定義される振幅比mは次式となる。

$$m = V_{\text{sig}} / V_{\text{mix}} = |K_{11} + K_{12} k_1| / |K_{21} + K_{22} k_1|$$
(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 $V_0 = 0.3V$ 程度で変換損失は最小となり変換され た出力 $V_{mix} = -2.5 dB$ 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

- 52 -



図 3.10 振幅比mの変化



図 3.11 出力信号電圧 Vsig, Vmix

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 $V_1 = 0.7 \sim 0.9$ V 程度に選ぶと $m \le 1.05$ 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づれを変化させて 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 $V_0 \ge V_1$ の関係を示すが,図から $V_1 > 0.4$ 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 $V_0 \ge V_1$ の関係

- 54 -

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。

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

又 v」は小信号成分を無視すると次式で与えられる。

$$v_J = V_0 + V_1 \cos 2 \omega_0 t \tag{3.23}$$

但し、ω0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。

$$i_{G} = i_{J} + j \, 2 \, \omega_{0} C \, v_{J} \tag{3.24}$$

$$= I_{S} \{ e^{\alpha (V_{0} + V_{1} \cos 2\omega_{0} t)} - 1 \} + j 2 \omega_{0} C V_{1} \cos 2 \omega_{0} t$$

$$= I_{S} \{ e^{\alpha V_{0}} (I_{0} [\alpha V_{1}] + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_{n} [\alpha V_{1}] \cos 2 n \omega_{0} t) \}$$

$$- I_{s} + j 2 \omega_{0} C V_{1} \cos 2 \omega_{0} t$$

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_{GLOC} は,

$$I_{G} = I_{S} \left\{ e^{\alpha V_{0}} \cdot I_{0} \left[\alpha V_{1} \right] - 1 \right\}$$

$$I_{GLOC} = 2 I_{S} e^{\alpha V_{0}} I_{1} \left[\alpha V_{1} \right] + j 2 \omega_{0} C V_{1}$$

$$\left\{ 3.25 \right\}$$

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_{GLOC} は, 図 3.7 より,

$$V_{G} = RI_{G} + V_{0} + R_{S} (I_{0} + g_{m}V_{0})$$

$$V_{GLOC} = RI_{GLOC} + V_{1} + kg_{m}R_{S}V_{1} / (1 + k)$$
(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 KG_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,

$$P_{L} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left(V_{GLOC} \cdot I_{GLOC}^{*} \right)$$

$$= \frac{1}{2} \left[R \left\{ \left(2 I_{S} e^{\alpha V_{0}} I_{1} \left[\alpha V_{1} \right] \right)^{2} + \left(2 \omega_{0} C V_{1} \right)^{2} \right\} \right]$$

$$+ \left(1 + \frac{k}{k+1} g_{m} R_{s} \right) V_{1} \cdot 2 I_{s} e^{\alpha V_{0}} I_{1} \left[\alpha V_{1} \right]$$

$$(3.27)$$

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,

$$P_{\rm in} = \frac{1}{2} |V_{\rm Gsig}|^2 \cdot \text{Re} [1/Z_L]$$
(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。

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{2 G_D} (I_{D\text{mix}}/2)^2$$

$$= \frac{1}{8 G_D} |g_m V_{J\text{mix}}|^2$$
(3.29)

従って,変換利得 G_{mix} は,

$$G_{\text{mix}} = P_{\text{out}} / P_{\text{in}}$$
(3.30)
= $\frac{g_m^2 |V_{J_{\text{mix}}}|^2}{4G_D |V_{G_{\text{sig}}}|^2 \cdot \text{Re}[1/Z_L]}$

$$= \frac{g_m^2 |K_{21} + K_{22} k_1|^2}{4G_D \cdot \text{Re} \left[\frac{1}{Z_L} \right]}$$

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_{Gsig} と変換電圧 V_{Gmix} 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ことができる

ためである。②ゲートバイアス電圧 Vc を 増加させることにより所要局部発振波電力 Pr. 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 VG 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Vc 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 VGの大小によって次のように説明できる。 Vc 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。を 増加することによってV1 は減少し(図3.12 参照),局部発振波電力PLが減少する。こ れに対し、ゲートバイアスVGの大きい場合 は接合インピーダンス低下が大きく, 接合 電圧 V1 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V1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10mA前後の値 となることが分かる。











図 3.15 利得 G_{mix}

— 57 —

(qB)

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

等価回路	局発レベル	利得	ゲート バイアス	
JE €X	PL	Gmix	Vg	
a				
Is	ほぼ変 化 な し	ほぼ変化 な し	ほぼ変化 なし	
С		/		
Io	変化なし	変化なし	/	
g m				
GD	変化なし		変化なし	
R				
Rs				

位相再生器諸定数の変化

この結果、以下のことが分かる。① α は大きいほど良い。②C, R_S, G_Dは小さいほど良い。③R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_0 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3V時の実測値、二点鎖線はα=30のダイオード電流、 破線はR=50Q、α=30の理論値を示す。これよりα=30、R=50Q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=4Q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

頂目	記号	単位	数値計寶用	実測値	カタログデータ
ダイオード立上がり係数	a		30	30.2	
ダイオード逆方向館和電流	Is	PA	10	10.4	
接合容量	С	ρF	<u>ت</u> . 5		0.2
ドレインバイアス 電流	I.	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	Go	тS	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	$R_{\mathbf{G}} + R_i : R_{\mathbf{s}}$		3:2		7.5 : 5

表 3.2 FETの 等価回路定数

 $* R = R_{\rm G} + R_{\rm i} + R_{\rm s}$

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。

(jj) 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 Ω の場合,ゲートバイアスを $V_{G} = 1$ 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,

 $P_L = 12 \sim 13 \, dBm$ 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 $I_G = 5mA$ 、変換利得 $Gmix = 3 \, dB$ 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SIIの理論値および実測値を示し、SIIが大きく変化するこ とが分かる。従って、ここでは(ii)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SII はほぼ50 Q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



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

図 3.19 S パラメータ実測結果

(V) 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S₁₂ が必要である。しかし1~2 GHzの程 度ではS₁₂ = 0 であり、この場合は、入力端子はS₁₁ を用いて、出力端子はS₂₂ を用いて 設計ができる。図 3.19よりS₁₁ はほぼ50 Ω 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50×25mm 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 M b / 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 搬送波の逓倍波を用いた。



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Psig,位相逆転された信号 出力 Pmix 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, Psig, Pmixの分離を行い,これ等のレベルをスペクト








図 3.24 静特性実測結果

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Psig, Pmixの 変化を示す。局部発信波電力に対する変化は、ゲートバイアス電圧V₀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 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3dB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0dBm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0dBm以上となった場合でも+10dBm 以下の入力レベルに対してはm≤1.05である。従って入力信号レベルを+10dBm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,+¢ 位相を有する信号と-¢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 Gmixに比べ 6dB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





— 67 —



(a) 入力信号(C/N=∞)

(c) 入力信号(C/N=15 dB)



図 3.27 検 波 波

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



(a) 入力信号

(b) リミッタのみ (c) FET 位相再生器のみ

(d) FET 位相再生器
 + リミッタ

図 3.28 過渡ベクトル軌跡



(a) 入力信号
 (b) リミッタのみ
 (c) FET 位相再生器のみ
 (d) FET 位相再生器
 + リミッタ
 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とした。

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, 入力信号位相々に対し3 倍の逆位相 -3 々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 - 々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。入力信号の位相々に対し逆位相 - 々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、- 々を有 する信号の位相を20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0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、- 々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 逓倍法、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。

-71 -

- (i) 2 逓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 逓倍搬送板を基準搬送波とする方法
- (iii) 4 逓倍された無変調波を基準搬送波とする方法

(j)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,(ji)または(ji)の方法は,2 逓倍器また は4 逓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(j)に属する方法であり,3 -4 逓 倍法は(ji)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。 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逓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 π /2の位相シフトを受ける。信号②は信号③に比ベ π /2だけ遅れているため, 識別のスレッショ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($\varepsilon_r = 9.6$, t = 0.63 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(8dB),2相2系列の位相再生器用 3dB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 3.4GHz 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FET3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, 3.4GHzVCO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3dBの損失が含まれて おり、TWFによる結合損失は1dB程度と考えられる。8dBハイブリッドの周波数特性 を図4.5に示す。1.7GHz±MHzの範囲でほぼ平担な特性が得られている。



図 4.3 位相再生器パターン

-74 -





(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1.23V(16.5mA),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(33mA)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17dBm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₊₀とP₋₀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₊₀とP₋₀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 カレベルが高くなると P₊₀とP₋₀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あり図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



-77-



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



- 78 -



はAM-PM変換特性であり、最悪でも±1.5 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。

₩) 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 dB m であ るが回路設計上は20 dB m 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,20L-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 ♀∕ヽ (dB)
BT=1.0 遅延平担形フィルタ	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



4.17 同期51込み特性 (帯域制限 BT=1.0 5段トムソンスイーパ付)



10 dB/DIV

図 4.18 再生搬送波スペクトラム

4.23 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

-82 -



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 4.24 直接位相再生装置(2相2系列)

4.3 3-4 逓倍法

4相直接位相再生器はまた,周波数3逓倍器ならびに4逓倍器を用いて実現できる。^{60)~62} これを3-4逓倍法と名づけた。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 逓倍法を用いた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逓倍器ならびに4逓倍器に加え,3逓倍波および4逓倍波を得る。4逓 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逓倍基準搬送



図 4.25 3-4 逓倍法の構成図

- 85 -

波とする。これを、ミキサに加えて先に述べた3 逓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-φとなり、入力位相のπ/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 S₁が加えられる。これは次式で表現できる。

 $S_{1} = A\cos\left(\omega_{0} t + \phi\right) \tag{4.1}$

ここで ω₀ 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 逓倍器 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。

 $S_2 = B\cos 4\,\omega_0 t \tag{4.2}$

この4 逓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 逓倍した後ミキサに加える。この信号は次式となる。

(4.3)

 $S_3 = C\cos\left(3\omega_0 t + 3\phi\right)$

ミキサではこの2信号の混合を行ない差周波数信号S4を得る。差周波数信号は式(4.2) (4.3)より

$$S_{4} = D\cos\left[4\omega_{0}t - (3\omega_{0}t + 3\phi)\right]$$
$$= D\cos\left(\omega_{0}t - 3\phi\right) \qquad (4.4)$$

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 S₅ は次式となる。

 $S_{5} = D\cos(\omega_{0}t + \phi) + D\cos(\omega_{0}t - 3\phi)$ = $2D\cos 2\phi \cdot \cos(\omega_{0}t - \phi)$ = $2D | \cos 2\phi | \cos(\omega_{0}t + \psi)$ (4.5)

ただし少は中間合成器出力信号位相であり、次式で表わされる。

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

すなわち次式となる。

$$\psi = \begin{cases} -\phi & ; -\pi \leqslant \phi \leqslant -3\pi/4 , -\pi/4 \leqslant \phi \leqslant \pi/4 , \\ & 3\pi/4 \leqslant \phi \leqslant \pi \\ & -\phi + \pi ; -3\pi/4 < \phi < \pi/4 , \pi/4 < \phi < 3\pi/4 \end{cases}$$
(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 ϕ は入力信号位相 ϕ に対し逆転され, cos 2 ϕ 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 ϕ | 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 S₅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。

$$S_6 = \cos\left(\omega_0 t + \psi\right) \tag{4.8}$$

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。

$$S_{7} = S_{6} + S_{in}$$

$$= \cos \left(\omega_{0} t + \psi \right) + \cos \left(\omega_{0} t + \phi \right)$$

$$= 2 \cos \left[\left(\psi - \phi \right) / 2 \right] \cdot \cos \left[\omega_{0} t + \left(\phi + \psi \right) / 2 \right]$$

$$= 2 \left| \cos \left(\psi - \phi \right) / 2 \right| \cdot \cos \left(\omega_{0} t + \theta \right)$$

$$(4.9)$$

ただしのは最終合成器出力信号位相で次式となる。

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

さらに式(4.6)を用いると式(4.10)は次式となる。

$$\theta = \begin{cases} -\pi & ; -\pi \leqslant \phi \leqslant -3\pi/4 \\ -\pi/2 & ; -3\pi/4 < \phi \leqslant -\pi/4 \\ 0 & ; -\pi/4 < \phi \leqslant \pi/4 \\ \pi/2 & ; \pi/4 < \phi \leqslant 3\pi/4 \\ \pi & ; 3\pi/4 < \phi \leqslant \pi \end{cases}$$
(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 $\pm \pi/4$, $\pm 3\pi/4$ 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 ϕ | 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_1 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 3dBの変化をすることも分かる。



- 89 -



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。

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

同様に最終合成時の不完全性を次式のように定義する。

 $\boldsymbol{n} = |\boldsymbol{S}_{\boldsymbol{6}}| / \boldsymbol{S}_{\boldsymbol{1}}| \tag{4.13}$

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。

 $S = -20 \log a \tag{4.14}$

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n = 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 4.31 m劣化時の最終合成出力の位相



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 $0.9 \le m \le 1.1$ 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 $m \le 1$ 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≠∞)

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 10dBより大きければ、ほぼ満足な位相再生効果を示し 30dB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 ≠ 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、 $0.8 \le n \le 1.2$ 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±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

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△ t 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, Δ tが大きい程再生特性が劣化する。



-- 100 ---
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。 $^{(53)}$









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逓倍回路において3乗され、3逓倍回路出力信号振幅はA³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。

$$m(A) = A^3 / A = A^2$$

 $n(A) = 1 \swarrow A$

(4.15)

しかし、4.3.3 に示すように $m = A^2 \ge n = 1 / A \ge 0$ 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。



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 20 MB の 9 段 PN パターンを 2 系列使用して 40 M b / s の 4 相位相変調波を得ている。3 逓倍器,4 逓倍器はバラクタダイオード(1 SU 29)を使用 し,3 逓倍器 3 dB 低下帯域幅は出力端子で 5.1 GHz ± 30 MHz である。またミキサはショ



図 4.46 測定回路 (3-4 逓倍法)

ットキダイオード(1SS14)を用い,3dB低下帯域幅は出力端子で1.7GHz±100MHz 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逓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逓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π/2毎にπの階段上の変化をしている。また振幅は | cos2ψ | 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。

-105 -



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 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°,±90°)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 に示されるような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。±8MHz(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な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

-108 -



(a) 入力信号



(b) 再生器出力信号



(c) リミッタ出力信号



- 109 -

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 のままで再成できる方法(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+ ¢の位相を持つ入力信号を - ¢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 (±π/4,±3π/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+φを-φ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±π/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 $\Psi_i = \frac{(2i-1)\pi}{2^m}$; j = 1,…,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



図 4.55 回路合成法を使用した 2^m相直接位相再生器

$$\phi = \Psi_j + \theta_e \tag{4.16}$$

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,

$$\angle c = -\phi = -\Psi_j - \theta_e \tag{4.17}$$

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 \varPhi_i は、

$$\Phi_{i} = \frac{t}{2^{m-2}} (i - 1) ; i = 1, \dots, 2^{m-1}$$
(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 di の位相は,

$$\angle di = \angle C + \Phi_i$$

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

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、

$$e_{i} = a_{i} + d_{i}$$

$$= \cos (\omega t + \angle a_{i}) + \cos (\omega t + \angle d_{i})$$

$$= 2\cos (\frac{\angle d_{i} - La_{i}}{2}) \cos (\omega t + \frac{\angle a_{i} + \angle d_{i}}{2})$$

$$= 2 |\cos (\frac{\angle d_{i} - La_{i}}{2})| \cos (\omega t + \angle e_{i})$$

$$(4.20)$$

となる。従って信号 ei の位相は次式となる。

$$\angle e_i = \begin{cases} \frac{\angle a_i + \angle d_i}{2} & ; \cos\left(\frac{\angle d_i - \angle a_i}{2}\right) \ge 0\\\\ \frac{\angle a_i + \angle d_i}{2} + \pi & ; \cos\left(\frac{\angle d_i - \angle a_i}{2}\right) \le 0\\\\ & ; i = 1, \dots, 2^{m-1} \end{cases}$$
(4.21)

さらに式(4.16),(4.19)を用いれば,

$$\angle e_i = \frac{\pi}{2^{m-1}} (i-1) \text{ or } \frac{\pi}{2^{n-1}} (i-1) + \pi$$

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

$$(4.22)$$

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 $|\cos(\frac{\angle d_i - \angle a_i}{2})|$ 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 ei 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単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。この回路を簡単化したものが図 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。









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。

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 ≤m ≤ 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り,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の劣化が発生したこ と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 ±250 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≤m≤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1.7GHz±200MHz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ビーダンス不 整合が考えられる。今後出力インビ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。



--- 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 Pin = -20 ~ +10 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

- 118 -

ている。図より入力レベル Pin = -25 dBm ~ + 5 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8dBは入力分岐回路によるもの,3dBは出力分岐回路による ものである。

(前) 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も可能である。

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はぼ 2 相位相再生器と同様の特



図 4.62 位相再生特性(回路合成法)

-120 -





位相ならびに振幅

- 121 -

(V) 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 200 MHz の 9段擬似ランダムパターン 2系例を使用した。

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

-122-

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かくなり,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 400 M b / 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°/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1.7 GHz,情報速度400 Mbits/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)

-124 -



(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
- (jj) 3-4 逓倍法
- (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 逓倍法は,搬送波再生回路を4 逓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 逓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。

	2相2系列	3−4 逓倍法	回路合成法
再生器種類と個数	2相位相再生器×2	3逓信器, 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逓倍器+フルタ	PLL ルーフ・
再生器速度	高 速	低 速	やや 低 速
再生位相の直交性誤差	大	<u>ا</u> ر	大
調整の難易	やや難	易	ヤヤ 難
挿入損失	Jx	大	ф
· 表 置 規 模	やや 大	そな 子	ф
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

表 4.2 各種 4 相直接位相再生器の比較

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 逓倍器ならびに4 逓倍器を用いる3-4 逓倍法,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 逓倍法,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 逓倍法は,搬送波再生回路が4 逓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 逓倍波ならびに4 逓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、400Mb/sの高速4相位相変調波を 伝送している。このため、3-4 逓倍法では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

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ジス ⁽⁷¹⁾⁽⁷²⁾ 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。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。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。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_mV_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ビーダンス 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。



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_s 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。

$$g_{m} \equiv \frac{\partial i_{D}}{\partial v_{J}}$$

$$\equiv \begin{cases} g_{m0} ; v_{J} > V_{P} \\ 0 ; v_{J} > V_{P} \end{cases}$$
(5.1)

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

$$1/Z_{D} = 1/(G_{D} - j \cdot \omega C_{D})$$
(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。

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

ただしVs1 は駆動源電圧を示し,次式で表示できる。

$$\dot{V}_{S1} = \dot{V}_{G1} + R_{S0} (\dot{I}_{G1} - j\dot{V}_{G1}/\omega L)$$
 (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V₀ および接合信号電圧V₁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。

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

$$I_{D min} = \begin{cases} \frac{1}{2} (g_{m0} (V_0 - V_1) + I_0) ; V_0 - V_1 > V_P \\ 0 ; V_0 - V_1 \le V_P \end{cases}$$
(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。

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

これより出力電力 Pout は次式となる。

$$P_{out} = \frac{1}{2} I_{D1}^{2} \cdot \frac{1}{G_{D}}$$

$$= \begin{cases} \frac{1}{8 G_{D}} g_{m0}^{2} V_{1}^{2} ; V_{0} - V_{1} > V_{P} \\ \frac{1}{32 G_{D}} \{g_{m0} (V_{0} + V_{1}) + I_{0}\}^{2}; V_{0} - V_{1} \le V_{P} \end{cases}$$

$$(5.8)$$

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Vsの位相と出力信号の位相φout (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V1cosのtを基準にして解析を行ない,入力信号電力の増減 (V1の変化)によって信号源電圧Vsの位相が変化すると考えている。しかし,実際にはVsの位相が一定で接合電圧V1cosのtの位相が変化し,ドレイン出力信号の位相がそれにともなって変化する。従って出力信号位相φoutは,Vsの位相を基準にし次式のように表示できる。

$$\phi_{out} = -\arg\left[\dot{V}_{S1}\right] \qquad (5.9)$$
$$= -\arg\left[\dot{\omega} \cdot \dot{I}_{G1}\right]$$

ここで $\arg[r]$ は複素数 rの位相、 ω 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。

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

また, 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。

$$\Delta \phi_{out} = \phi_{out} (V_1 \gg V_C) - \phi_{out} (V_1 \ll V_C)$$

$$= \arg \dot{I}_{G1} (V_1 \ll V_C) - \arg \dot{I}_{G1} (V_1 \gg V_C) + \arg \dot{W} (V_1 \ll V_C)$$

$$- \arg \dot{W} (V_1 \gg V_C)$$
(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1dB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 I_{G1} の位相変化量および等価イン ピーダンス $\dot{\omega}$ 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 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。

$$\dot{W}_{1} = \dot{W} (V_{1} \ll V_{C})$$

$$= R + R_{S0} - \frac{R_{S0} k}{\omega^{2} LC} - j \left(\frac{R R_{S0}}{\omega L} + \frac{k}{\omega_{0} C} \right)$$
(5.12)

-131 -

$$\dot{W}_2 = \dot{W} (V_1 \gg V_C)$$
$$= R + R_{S0} - j \frac{RR_{S0}}{\omega L}$$

従ってAM-PM変換量 **Δ**φout は次式となる。

$$\Delta \phi_{out} = 90^{\circ} + arg\dot{W}_{1} - arg\dot{W}_{2}$$

= 90^{\circ} - tan⁻¹ $\left[\frac{RR_{S0} \omega C + k\omega L}{(R + R_{S0}) \omega^{2}LC - R_{S0}k} \right] + tan^{-1} \left[\frac{RR_{S0}}{(R + R_{S0}) \omega L} \right]$
(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 ω_0L および R_{S0} は次式の値をとる必要がある。

$$\omega_0 L_{tune} = -|Z_G tune|^2 / I_m [Z_G tune]$$

$$R_{S0} tune = |Z_G tune|^2 / R_e [Z_G tune]$$
(5.14)

ここで Z_{Gtune} は $Z_{G}(V_{1} = V_{1tune})$ を示す。図 5.2は、 $\omega_{0}L_{tune}$ および R_{S0tune} の計算結果を示す。小信号整合時($V_{1tune} \ll V_{C}$)の場合は、

$$\begin{array}{l} R_{S0} \gg \omega_0 L \doteq \omega_0 C R^2 / k + k / \omega_0 C \\ R_{S0} \gg R \end{array} \right\} ; V_1 tune \ll V_C \tag{5.15}$$

が成立し、AM-PM変換 *Δ*φout は次式となる。

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

図 5.3は 4 φ_{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}



— 133 —

ンス R_{S0} 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。



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

 $AM - PM 変換量 \Delta\phiout は式 (5.13) に示したように付加インダクタンスωLの値によっ$ $て変化する。このためωLの値を調整することによって <math>\Delta\phiout$ 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 $\Delta\phiout = 0 \ge c \pm b AM - PM 変換は零 \ge c \pm a - 5$, 小信号時から大信号時までの等価イン ビーダンス \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。

$$|\frac{\dot{W}_{1} + \dot{W}_{2}}{2}| = |\frac{\dot{W}_{1} + \dot{W}_{2}}{2}|$$
(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。

$$\omega_{0}L = \frac{R_{S0}^{2}k \pm \sqrt{R_{S0}^{4}k^{2} - 4\omega_{0}^{2}C^{2}R^{2}R_{S0}^{2}(R + R_{S0})^{2}}}{2\omega_{0}C(R + R_{S0})^{2}}$$
(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。

 $AM-PM 変換を零にする <math>R_{s0} \ge \omega_0 L$ 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



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 変換を発生することが分 かる。図 5.8, 5.9 は駆動源インピーダンス R_{50} とAM - PM 変換 $d\phi_{out}$ の周波数特性の関係 を示したもので、 R_{50} を小さくする程 $d\phi_{out}$ を小さくでき、かつ R_{50} を一定にした場合は Rが大きい程 $d\phi_{out}$ 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_{50} 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。





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。

$$G_{small} = P_{out} \swarrow P_{in}$$

$$= R_{S0} g_{m0}^2 \swarrow 2G_D \cdot \left[\left(R + \frac{\omega C R R_{S0}}{\omega L} \right)^2 + \left\{ \omega C \left(R + R_{S0} \right) - k \frac{R_{S0}}{\omega L} \right\}^2 \right]$$

$$; V_1 \ll V_C \qquad (5.19)$$

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_{S0}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_{S0}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 Wo 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 100 Ω 前後の適当な値に選ぶ必要がある。



- 140 -

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 ω_0L は図 5.6 より約1 30Ω 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換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

$$P_{e}(K_{0}) = \operatorname{erfc}(K_{0}) \qquad (6.1)$$

ここで2K₀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 劣化要因の発生個所

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の要因となる。

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。

-144 -

(ii) 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なわないため, 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。

(j) 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。

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。

$$\eta_T = \eta_{-1} S_{-1} + \eta_{+1} S_{+1} + \eta_g \tag{6.2}$$

図 6.3 に、干渉ベクトル η_{T} により、波形ひずみを生じている 4 相位相変調された搬送波の 1 つの相のベクトルを図示する。図 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_{T} 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

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

である。この干渉ベクトル η_T 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_T の分布は次式で表示でき、各ベクトルの発生確率は、前後のビットの組合 せで決まり次式で与えられる。ここで図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。

-148 -



(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I
 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)

$$\eta_{r} = \sqrt{2} \left[\eta_{x}, \eta_{y} \right] = \frac{\eta}{\sqrt{2}} \left[\begin{array}{cccc} 1, & 0 \\ 1/2, & 1/2 \\ 1/2, & 1/2 \\ 1/2, & -1/2 \\ 0, & 1 \\ 0, & 0 \\ 0, & -1 \\ -1/2, & 1/2 \\ -1/2, & -1/2 \\ -1, & 0 \end{array} \right] ; \begin{array}{c} p = 1/16 \\ ; \begin{array}{c} p = 1/4 \\ ; \end{array} \right] (6.4) \\ ; \begin{array}{c} p = 1/4 \\ ; \end{array} \right]$$

- 149 --

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。

$$P_{e} = \sum_{\eta} P \left(\eta_{x}, \eta_{y} \right) \text{ erfc } \left\{ K_{0} \left(1 - \frac{\eta}{2} + \eta_{x} - \eta_{y} \right) \right\}$$
(6.5)

ここで、 $P(\eta_x, \eta_y)$ は干渉ベクトル η_r 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パーチャ E_A との間には次の 関係が成り立つ。

$$\eta = 1 - E_A \tag{6.6}$$

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 ($\eta_{-1} \doteq 0$ 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。

$$\eta_{T} = \sqrt{2} [\eta_{x}, \eta_{y}] = \frac{\eta}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1, & 0 \\ 0, & 1 \\ -1, & 0 \\ 0, & -1 \end{bmatrix} ; P = 1/4$$

$$(6.7)$$

この干渉ベクトル η_{T} を式(6.5)に代入し、この場合の等化CNR劣化量を求めると図 6.4の点線(曲線I)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。

$$E_{A} = \begin{cases} 1 - \eta_{q} ; P = 1/4 \\ 1 ; P = 1/2 \\ 1 + \eta_{q} ; P = 1/4 \end{cases}$$
(6.8)

そこで, 直交干渉 η が存在する場合の誤り率特性劣化は次式より求まる。

$$P_{e} = (1/4) [\operatorname{erfc} \{K_{0} (1 - \eta_{q}) \} + \operatorname{erfc} \{K_{0} (1 + \eta_{q}) \} + 2 \operatorname{erfc} (K_{0})]$$

$$(6.9)$$

式(6.9)をも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 θ_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 θ_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。

$$P_{e}(K_{0}, \theta/2) = (1/2) [\operatorname{erfc} \{\sqrt{2} K_{0} \sin(\pi/4 + \theta/2)\} + \operatorname{erfc} \{\sqrt{2} K_{0} \sin(\pi/4 - \theta/2)\}]$$
(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逓倍搬送波であるため,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_{c} 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 θ_{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,

$$P_{e}\left(K_{0}, \frac{\theta_{m}}{2}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left\{\sqrt{2} K_{0} \sin\left(\frac{\pi}{4} + \frac{\theta_{m}}{2}\right)\right\}$$
$$+ \operatorname{erfc}\left\{\sqrt{2} K_{0} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\theta_{m}}{2}\right)\right\}$$
$$(6.11)$$

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部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N₁ は、

$$N_{I} = N_{rf} + N_{e} + N_{0} \tag{6.12}$$

で表される。ここでN_{rf}, N_e, N₀はそれぞれ基準搬送波ジッタ,エコー干渉, 局発雑音

-154 -

の電力を示している。

この場合の符号誤り率 P。は次式で与えられる。

$$P_{e}(K_{0}, N_{I}) = \operatorname{erfc} \sqrt{C/2(N+N_{I})}$$

$$= \operatorname{erfc} \frac{K_{0}}{\sqrt{1 + \frac{2K_{0}^{2}}{C/N_{I}}}} \qquad (6.13)$$

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。

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

 $P_e = 10^{-6}$ 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、+ φ 位相を有する入力信号振幅と

- ゆ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、+ ゆ位 相を有する信号と - ゆ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。



(a)入力信号

(b)2相再生器出力

(c)リミッタ出力

図 6.9 振幅比 m が劣化した場合の過渡ベクトル 軌跡

$$a = K | 1 - m | \tag{6.15}$$

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。

$$K = 10^{s/10} \tag{6.16}$$

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 S1, S2 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S1の検波波形



検波波形

図 6.10 パターンジッタの発生過程

(実線)とS2の検波波形(破線)の和すなわち一点鎖線のようになり、パターンジッタで が発生する。図よりパターンジッタ量では次のように表現できることがわかる。

 $\tau = 2 a \alpha (a) \gamma_r \tag{6.17}$

ただし $\alpha(a)$ は直交成分とジッタの変換係数でaによって変化し $0 < \alpha(a) < 1$ である。aが小さい場合は S_1 が直線であり、 S_2 は一定値aを有すると考えられるので $\alpha(a)$ は1 / 2であるとみなせる。

また一般に、立上り時間 τ_r は周期 Tの 40% 程度である。従って式 (6.17) は次式となる。

$$\tau / T = 0.4 \ 10^{s/20} \ | \ 1 - m \ | \ . \tag{6.18}$$

図 6.11 に計算結果を示す。例えば、リミッタ抑圧度 $S = 10 \, dB$,振幅比 m = 1.03の場合、パターンジッタ τ / T は 0.05 となる。



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ので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 Sout は次式で示される。

$$S_{\text{out}} = S_{\text{in}} - L \left[P_{\text{loc}} \right] \left[dB \right]$$
(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}の大きなものが局部発 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。

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

とこで $L[S_{in}]$, $L[N_{loc}]$ 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。

$$(S / N)_{\text{out}} = S_{\text{out}} - N_{\text{out}}$$

$$= \begin{cases} S_{\text{in}} - L [P_{\text{loc}}] - N_{\text{loc}} + L [S_{\text{in}}]; S_{\text{in}} > N_{\text{loc}} \\ L [N_{\text{loc}}] - L [P_{\text{loc}}]; S_{\text{in}} \leq N_{\text{loc}} \end{cases}$$

$$(6.21)$$

- 159 -

ここで基準搬送波信号のCN比をγ[dB]すなわち

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

とおくと, SN比改善量 I [dB] すなわち

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

は次式で与えられる。

$$I [\beta, \gamma] = \begin{cases} L [P_{\text{loc}} - \beta] - L [P_{\text{loc}}] - \beta; \beta < \gamma \\ L [P_{\text{loc}} - \gamma] - L [P_{\text{loc}}] - \gamma; \beta \ge \gamma \end{cases}$$
(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。

$$\beta = P_{\text{loc}} - S_{\text{in}} \tag{6.25}$$

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 r が大きい場合, 改善量 I は β の増加とともに改善される。



図 6.13 出力 SN比改善量

-160-

ー般に搬送波 CN 比 r 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, r = 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。

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。

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

-161 -

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,

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

となる。そこで総合の等価 CNR 劣化量 Dr は次式で与えられる。

$$D_{T} = -20 \log_{10} (1 - E_{eq, T}), \quad [dB]$$

= -20 log 10 { 10^{-(D_{WD}/20)} + 10^{-(D_{ph}/20)} + 10^{-(D_{lev}/20)} (6.28)
+ 10^{-(D_N/20)} - 3 } [dB]

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維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3 R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開係を明らかにする必要がある。^{(0)~(05)}

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的に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, Ni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。

· - 163 -



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

(ii)
$$N_i \gg N_1 = N_2 = \cdots N_M \stackrel{\cdot}{=} 0$$

(j)(jj)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フ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・ジッタを発生する。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)・τ 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*τ_i*-1=(*i*-2)・*τ*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。





(C) (番目再生器出力アイ・パターン

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。 $S_P(i) = \cos(\pi(i-1)\cdot \gamma/2T)$ · (7.2)

- 165 -

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

 $D_P(i) = -20 \log S_P(i). \tag{7.3}$

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1dB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・ジッタならひに標本点に 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 x1の分布は次式で示すことが できる。

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

-166 -

ただしN₁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 η₁は次式となる。

$$\eta_{1} = \frac{T}{\pi} \cdot \sin^{-1} x_{1}. \tag{7.5}$$







- 167 -

 $x_1 \ll 1$ 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。

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

(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。

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

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

$$P(\eta_{j}) = \frac{\pi}{\sqrt{2\pi N_{j}}T} \cdot e^{-\pi^{2}\eta_{j}^{2}/2N_{1}T^{2}} ; x j \ll 1 \qquad (7.8)$$

従ってくi-1の分布は次式となる。

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

ただし, NT, i-1 は次式で与えられる。

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

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。 $y_i \ge \xi_{i-1}$ の関係は次式で与えられる。

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

従って、 y, の分布は次式となる。

$$P(y_{i}) = P(\xi_{i-1}) \cdot \frac{d\xi_{i-1}}{dy_{i}}$$

$$=\frac{2}{\sqrt{2\pi N_{T,i-1}(2y_{i}-y_{i}^{2})}}\cdot\frac{-\{\cos^{-1}(1-y_{i})\}^{2}}{e^{2N_{T,i-1}}}$$
$$+2\int_{T/2}^{\infty}P(\xi_{i-1})d\xi_{i-1}\cdot\delta(1-y_{i}) \qquad (7.12)$$

ここで, δ(・)はデルタ関数を示す。

— 168 —

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。

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

とこで、 \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。

$$P(x_{i}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N_{i}}} \exp\left(-\frac{x_{i}^{2}}{2N_{i}}\right)$$
(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。

$$P_{ii} = 2 \int_{1}^{\infty} P(Z_{i}) dZ_{i} \qquad (7.15)$$

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。

$$P_{s} = \sum_{i=1}^{M} P_{si}.$$
 (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

 $C/N_1 = C/N_2 = \dots = C/N_M = (S/N)_{out}$ (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 γ の値は次のようになる。 $1 < m \le 1.03$, S = 10 dB, $\beta = 20 dB$, $\gamma \ge 30 dB$, 図6.11より1中継器当りのパタ $- ンジッタ量は \tau/T = 0.05 となる。また,基準搬送波雑音に起因するランダムジッタは図$ 6.13より $(S/N)_{out} = 33 dB となる。この結果, 図7.3を用いて,パターンジッタによる$ 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 S₁を介して周囲ループに一定時間導入される。次に S₁が動作し周回ループが構成されると,信号は S₁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,遅延ケープル,



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 GHz ± 300 MHz の帯域内で振幅偏差1dB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S2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S1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0.1~0.2 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= ∞ の時、符号誤り率 10^{-6} を規定する C/N = 14 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。〇印は直接位相再生器を挿入した時の測



-171 -

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0.3dB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、武敵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

さき、オ	110 × 100 × 35 mm³
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 Þ/s
再生搬送波CN比	30 dB
再生信号位相誤差	± 3°
パターンジッタ	$\mathcal{T}/\top = 0.05$
ランダム ジッタ	$(S/N)_{out} = 38 \text{ dB}$
符号誤り率特性劣化	1 dB (B丁=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。

- (j) 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、τ/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30dB 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1.7GHz,伝送容量400Mb/sの直接位相再生器を試作し、2中継時の等価CNR劣化量1dB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1dB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。
- (V) 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1dBであるのに比べ,後者は4中継時にすでに6dB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逓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。

-178-

(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逓倍法は,搬送波再生回路が4逓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逓倍波ならびに4逓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
 比ベ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±5°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、それ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。
- (jj) 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。

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上げます。

文献

- (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), J60-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準ミリ波ディジタル伝送方式",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).
- (1) 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 200 Mbit/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: "ディ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: "ディ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, "マイクロ波ディ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
 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 is multipath Fading", IEEE Trans. com 27, 12, p. 1854 (Des. 1979).
- I.Horikawa, Y.Okamoto, and K.Morita: "Characteristics of a High Caparity 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).
- (2) 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).
- 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 6 GHz 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).
- (3) 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 Egualizer," 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 I) ", Journal of Radio Research Laboratories, 11, 53, p. 19 (1964)
- (43) Kerr : "Propagation of Short Radio Wave, "MIT Series, No.13 (1947).
- (4) 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.
- 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 Communication 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).
- (66) 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 逓倍法による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 逓倍法による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).
- (5) 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, "スム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: "1.7 GHz 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, "1.7 GHz 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 Transister", 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QCPSK方式の誤り率特性",信学論B,
 58-B №.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 帯ディ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帯ディ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. Schwatz, 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.
- (65) 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, "400 Mb/s QPSK Receater 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 帯ディジタル無線中継器の誤り率特性",信学論
 B, 57-B,4,p.236(昭49-4).
- 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 400 Mb/s QPSK Signal at 1.7GHz", IEEE Trans. COM-27,12,p.1829 (Dec.1979).
- (3) 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).
- (5) 明山, 栗田, 小牧, 榑松, 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 Sigunal Circulating Loop", Trans. Inst . Electronics Comm. Eng. Japan.
 Vol .61-B, No.5, May, 1978, pp.367-374, and Vol.E61, No.5, May1978, pp.402-403, in English(Abstract).
- (98) J.E.Mazo, J.Saltz and L.A.Shepp, "Error Rates on a Date 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 ivは接合における直流電圧 V₀ および入力信号電圧 V₁の和で表示でき、次式となる。

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

また, 接合電流 is との接合電圧の関係は次式で表わすことができる。

$$j_J = I_{\mathfrak{g}} \{ \exp(\mathfrak{a} \mathfrak{v}_J) - 1 \} \qquad (A-2)$$

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、

$$j_{J} = I_{s} e^{\alpha V_{0}} \{ I_{1} [\alpha V_{0}] + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_{n} [\alpha V_{1}] \cos (n\omega t) \} I_{s} \qquad (A-3)$$

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

$$\dot{I}_{J1} = 2I_{s} e^{\alpha V_{0}} I_{1} [\alpha V_{1}]$$
 (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 I_{G1}, V_{G1} は図1の等価回路を を用いて次式となる。

$$\begin{cases} \dot{I}_{G1} = \dot{I}_{J1} + jwCV_1 = (g + jwC)V_1 \\ \dot{V}_{G1} = R\dot{I}_{G1} + V_1 + R_sg_mV_1 \neq 2 \\ = R\dot{I}_{G1} + kV_1 \end{cases}$$
(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 Rs による 帰還効果 を示す係数であり、次式で定義される。

$$\begin{cases} g = I_{J1} / V_1 = 2 I_s e^{\alpha V_0} & I_1 (\alpha V_1) V_1^{-1} \\ k = 1 + g_m R_s / 2 \end{cases}$$
 (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ZGは次式となる。

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

ただしRはゲート・ソース間抵抗を示し、次式で定義する。

$$R = R_G + R_j + R_s \tag{A-8}$$

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。

$$g = \begin{cases} 2I_{s} \exp \left[\alpha (V_{0} + V_{1}) \right]; & V_{1} \gg V_{c} \\ 0 & ; & V_{1} \ll V_{c} \end{cases}$$
(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。

$$I_{G_{1}} = \begin{cases} 2 I_{s} \exp \left[\alpha (V_{0} + V_{1}) \right] ; V_{1} \gg V_{c} \\ j \omega C V_{1} ; V_{1} \ll V_{c} \end{cases}$$
(A-10)

すなわち

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

$$V_{G1} = \begin{cases} 2I_{s}R \exp[\alpha(V_{0} + V_{1})] + kV_{1} ; V_{1} \gg V_{c} \\ (k + jR\omega C)V_{1} ; V_{1} \ll V_{c} \end{cases}$$
(A-12)

$$Z_{G} = \begin{cases} R & ; V_{1} \gg V_{c} \\ R - j \frac{k}{\omega c} & ; V_{1} \ll V_{c} \end{cases}$$
 (A-13)

一方, 等価インピーダンス wは次式で定義される。

$$\dot{w} = Z_G (1 - jR_{s0} / \omega_L) + R_{s0}$$
 (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。

$$\dot{w}_{1} = \dot{w} (V_{1} \ll V_{c})$$

$$= R + R_{s0} - \frac{R_{s0}k}{\omega^{2}LC} - j \frac{RR_{s0}}{\omega L} + \frac{k}{\omega_{oc}}$$

$$\dot{w}_{2} = \dot{w} (V_{1} \gg V_{c})$$

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

$$(A - 15)$$

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V₈₁ は式(5 − 3)より次式となる。

$$\dot{V}_{s1} = \dot{V}_{G1} + R_{s0} \left(\dot{I}_{G1} - j \dot{V}_{G1} / \omega L \right)$$
(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。

$$x = \{ (R + R_{s0}) g + k + RR_{s0} \omega C / \omega L \} \cdot V_1$$

$$y = \{ (R + R_{s0}) \omega C - (gRR_{s0} + kR_{s0}) / \omega L \} \cdot V_1$$
(A-17)

 $AM-PM変換が全入力電力範囲で零になるためには、いかなる<math>V_1$ 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。

$$(R + R_{so}) \omega C - (g R R_{so} + k R_{so}) / \omega L$$

$$\equiv a \{ (R + R_{so}) g + k + R R_{so} \omega C / \omega L \}$$

$$(A - 18)$$

これより,次式の関係が得られる。

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

これらの式をwLについて解くと

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

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。