

Title	低歪・高精度マイクロ波集積回路に関する研究
Author(s)	今井, 伸明
Citation	大阪大学, 1997, 博士論文
Version Type	VoR
URL	<a href="https://doi.org/10.11501/3129249">https://doi.org/10.11501/3129249</a>
rights	
Note	

*Osaka University Knowledge Archive : OUKA*

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

Osaka University

低歪・高精度マイクロ波集積回路に  
関する研究

今井 伸明

低歪・高精度マイクロ波集積回路に  
関する研究

今井 伸明

# 内容梗概

近年の無線方式の高性能・高機能化に伴い、それに用いるマイクロ波回路にも高性能・高機能なものが要求されるようになってきた。本論文は、これらの無線方式に用いる、低歪でかつ高精度な特性の得られるマイクロ波集積回路の研究に関する成果をまとめたものであり、適用例をデジタルマイクロ波方式にとって検討を行ったものである。近年、デジタルマイクロ波方式は著しい発展をとげ、4PSK変調を用いた方式から16QAM変調へ、さらには256QAMへと大容量化が進められてきた。これらの方式においては、フェージングをいかに克服するかが重要な技術課題であり、スペースダイバーシティ受信、マルチキャリア方式の採用等の耐フェージング補償技術が積極的に取り入れられてきた。しかしながら、これらの技術を採用すると装置の構成が複雑になり、その小型、経済化が必須の課題となる。また、信号の多値化とともに、装置の各部に対する要求特性も厳しくなり、線形性等を厳しく抑える必要が生じてくる。これらの問題を克服するために、集積回路技術は有効な手段でありその特長を積極的に活用することにより、各部に適用してきた。以下、各章の概要を述べ、主要回路の技術ポイントを概説する。

第1章では、序論として研究の背景、本論文の目的と概要を述べている。

第2章の“高精度直交変復調器”では、デジタルマイクロ波方式用の高精度直交アナログ変復調器について述べている。多値変調方式において、変調多値数の増大とともに、変復調器の線形性が厳しく要求される。しかし、従来のトランス巻線を使用した混成IC回路では巻線間の寄生容量等のために実現できる変調位相誤差特性等に限界があった。集積回路の特長である素子特性の均一性、寄生容量の低減効果等を有効に利用し、低位相変調誤差回路としての設計法を明確にし、256QAM方式用のモノリシックアナログ乗算回路を実現した。また、デジタルマイクロ波方式では、マルチパスフェージングによる特性劣化の低減のためマルチキャリア方式を採用しており、多くの変復調器を必要とする。しかし、従来は、変復調器の局発信号の直交性(90度性)を各回路ごとに調整していたため、調整が非常に煩雑になるという問題点があった。これに対し、2つの平衡変復調器に入力する局発信号を位相検波し、その検波出力で、可変移相器を制御することにより、広帯域にわたって直交性を自動制御できる直交変復調器を考案し、その効果を確認している。

第3章の“スペースダイバーシティ用無限移相器”では、デジタルマイクロ波方式用の1チップ化無限移相器について述べている。本方式のスペースダイバーシティとして、各プライマリーキャリアごとに同相合成する“各波同相合成”方式が採用されるようになってきたが、この方式では各プライマリーキャリアごとに移相器、および制御回路を設ける必要があるため、その小型化が必須の課題である。本章では、各波同相合成の原理、モノリシックIC化無限移相器の設計法について述べている。さらに、高周波化に適した新しい90度位相回路を提案し、実験によってその効果を確認するとともに、無限移相器の一層の高周波化の可能性についても述べている。

第4章の“プリディストーション型非線形歪補償器”では、小型で調整性・広帯域性に優れたIC化プリディストーション型歪補償器について述べている。従来のプリディストーション型歪補償器に用いられていた歪発生器は2つの増幅器、および入出力の信号分岐合成回路で構成されており、各々の増幅器の入力レベルを変えることにより、そこで発生する歪量を変え、出力において信号成分を相殺し、歪成分だけが取り出されるように構成されている。しかし、信号成分を相殺するためには、出力レベルと位相関係の調整を要するため、この形式は調整性や小型化の点で適していない。これらの問題を解決するために、サーキュレータとダイオードを用いて構成される新しい歪発生器を提案している。この歪発生器を用い、移相器としてもサーキュレータを用いた新しい型式の歪補償器を考案し、小型で調整性・広帯域性・温度特性に優れたIC化プリディストーション型歪補償器を実現している。また、本歪補償器の多値QAM信号に対する補償効果について、実験的に確認している。変調信号の多値化とともに、増幅器の非直線歪を厳しく抑える必要があり、しかも、256QAM変調を用いた方式では、40~100W級の高出力増幅器を必要とするため、歪補償技術は不可欠の技術である。さらに、一層の小型化に適した歪補償回路の構成を提案し、モノリシックIC化したプリディストーション型歪補償器についても述べている。

第5章の“高アイソレーション化スイッチ”では、従来の構成では得られなかった高いアイソレーション特性を有するモノリシックIC化スイッチについて述べている。高機能でしかも柔軟性に富んだ無線方式を構築していくためには、スイッチは不可欠の素子であり、方式の高性能化に伴い高アイソレーション化が要求される。本節では、従来、アイソレーション特性劣化の主要因となっていたトランジスタのオフ時の内部容量を、逆に帯域阻止フィルタの一部として積極的に利用することにより、希望帯域で高いアイソレーション特性の得られるスイッチについて述べている。

第6章の“MIC化高Q誘電体共振器の設計法”では、誘電体に金属キャップを装荷し、放射を抑圧したしゃへい型の誘電体共振器の簡便な設計法について述べる。この形式の誘電体共振器には、誘電体共振器としてのモードと金属キャップの空洞共振器としてのモードが共存しており、誘電体共振器として動作をするには、金属キャップの大きさの選び方に最適な範囲が存在することを明らかにしている。また、実験との比較検討を行うことによって、理論の妥当性を明らかにしている。

第7章の“誘電体共振器装荷高安定局部発振器”では、前章で述べたMIC化高Q誘電体共振器を装荷したMIC化インパット高安定化発振器についてその設計法を述べ、周波数安定度 $\pm 5.0 \times 10^{-5}$  ( $0^{\circ} \text{C} \sim 50^{\circ} \text{C}$ )、出力変動 $\pm 2.0 \text{dB}$ 、出力電力 $+23 \text{dBm}$ 以上のインパット発振器を実現している。

第8章では、第2章から第7章までの回路の実用装置への適用例について述べている。

第9章は結言であり、本論文全体を総括する。

# 目次

謝辞	1
第1章 序論	2
1・1 研究の背景	2
1・2 本論文の目的と概要	3
第2章 高精度直交変復調器	8
2・1 緒言	8
2・2 直交変調器の回路構成	10
2・3 多値変調用直交変調器への要求特性	11
2・4 平衡変調器	12
2.4.1 基本回路構成	12
2.4.2 デバイス技術	12
2.4.3 変調位相誤差	14
2.4.4 試作結果	18
2・5 広帯域90度位相器	20
2・6 総合特性	23
2・7 結言	26
第2章の参考文献	27
第3章 スペースダイバーシティ用無限移相器	29
3・1 緒言	29
3・2 高速動作に適したスペースダイバーシティ合成器の回路構成	30
3・3 16QAM方式に適用するためのVHF帯SDコンバイナの要求特性	32
3・4 モノリシックIC化無限移相器の設計及び基本コンポーネントの特性	32
3.4.1 デバイス技術	33
3.4.2 VHF帯無限移相器用平衡変調器	33
3.4.3 VHF帯無限移相器の90度位相差合成器	37
3.4.4 VHF帯1チップ無限移相器の特性	39
3.4.5 無限移相器高周波化のための設計	41
3・5 結言	44
第3章の参考文献	45

第4章	プリディストーション型非線形歪補償器	46
4・1	緒言	46
4・2	プリディストータの回路構成	47
4・3	新しく考案したプリディストータの特性	50
4・4	256QAMシステムへの適用	56
4・5	モノリシック集積化プリディストーションリニアライザ	59
4・5・1	回路構成	59
4・5・2	MMIC化プリディストーションリニアライザの特性	60
4・6	結言	64
	付録	65
	第4章の参考文献	66
第5章	高アイソレーション化スイッチ	67
5・1	緒言	67
5・2	新しく提案するスイッチの原理と設計法	68
5・3	スイッチ特性のパラメータ依存性	71
5・4	試作結果	78
5・5	結言	82
	付録	83
	第5章の参考文献	86
第6章	MIC化高Q誘電体共振器の設計法	87
6・1	緒言	87
6・2	解析手法	88
6・3	解析結果	91
6・3・1	回路パラメータと動作モードの関係	91
6・3・2	共振周波数のパラメータ依存性	94
6・4	実験と理論との比較	94

6・5	マイクロストリップラインでの検討	98
6・5・1	共振周波数及び無負荷Qの検討	98
6・5・2	共振周波数の温度依存性	99
6・6	結言	101
	第6章の参考文献	102
第7章	誘電体共振器装荷高安定局部発振器	103
7・1	緒言	103
7・2	周波数安定化MIC発振器の設計法	103
7・2・1	発振器の回路構成とその等価回路	103
7・2・2	周波数安定度に影響を及ぼすパラメータ	105
7・3	実験	112
7・3・1	発振器の構成	112
7・3・2	誘電体共振器の特性	112
7・3・3	発振のためのロードラインとデバイスラインとの関係	113
7・3・4	無負荷Qを大きくすることの効果	114
7・3・5	周波数安定化MIC発振器の特性	116
7・4	結言	116
	第7章の参考文献	117
第8章	実用装置への適用例	118
8・1	緒言	118
8・2	デジタルマイクロ波方式への適用例	118
8・3	広帯域加入者無線方式への適用例	122
8・4	結言	126
第9章	結言	127
	本論文に関する著者の発表論文	130



## 謝辞

本論文をまとめるにあたり御懇切なるご指導、御教示を賜った大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻、小牧省三教授、倉藪貞夫教授に謹んで感謝の意を表します。

また、有益な御検討、御助言を下された大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻、森永規彦教授、池田博昌教授、前田 肇教授、児玉裕治教授、元田 浩教授、大阪大学大学院工学研究科電子情報エネルギー工学専攻長谷川 晃教授に心から感謝いたします。

本研究を遂行するにあたっては、日本電信電話株式会社ワイヤレスシステム研究所の多くの方々に種々のご指導、ご鞭撻を頂きました。小桧山賢二、NTTアドバンステクノロジー専務取締役（元ワイヤレスシステム研究所長）、森田浩三、NTTアドバンステクノロジー株式会社取締役（元無線方式研究部長）、栗田修NTT中央パーソナル通信網株式会社マルチメディア推進室室長、（元無線方式研究部長）、菅田孝之NTTアドバンステクノロジー株式会社取締役（元NTT無線システム研究所グループリーダー）、相川正義プロジェクトリーダー、橋本明無線方式研究部長、村瀬武弘パーソナル通信研究部長、斎藤洋一グループリーダー、小川博世グループリーダー、村口正弘グループリーダー、大平孝主幹員、広田哲夫主幹員、市川敬章主任員（現アクセス網研究所）、皆川晃主任員、岡崎浩司研究主任には、貴重な御助言、ご教示を頂くとともに、数々のご便宜をはかっていただいた。また、NTT移動通信網株式会社、野島俊雄グループリーダーには、非線形歪補償等において、NTTエレクトロニクステクノロジー菊池博行技術部長には変調器の設計等で、NTTアドバンステクノロジー山本和紀部長には、誘電体共振器の設計等で御懇切なるご指導、ご鞭撻を頂いた。

さらに、回路、装置の試作にご協力下さった日本電気株式会社、富士通株式会社の関係各位、ならびにMMICの試作にご協力下さったNTTエレクトロニクステクノロジーの関係各位に御礼申し上げます。

# 第1章 序論

## 1・1 研究の背景

無線通信の歴史は、古くはマルコーニの時代にまでさかのぼり、電波の存在が発見されてから、すでに100年以上の歳月が経っている。この間に、マイクロ波通信の分野においては、様々の研究が行われてきた。当初、FM方式を中心として研究・開発が進められてきたが、アナログ無線網が拡充するにつれてデジタル化への気運が高まり、最近では4PSK変調を用いた方式から16QAM変調へ、さらには256QAMへと多値化・大容量化が進められてきた。また、機能的にも、単に、大容量の情報を伝送する通信網としての役割だけでなく、状況に応じて柔軟に回線を設定できる機能が求められるようになってきた。このような近年の無線方式の高性能・高機能化に伴い、それに用いるマイクロ波回路にも高性能・高機能なものが要求されるようになってきた。換言すれば、これらの無線通信の発達を可能にしてきたのは、種々の半導体技術やマイクロ波回路技術の進展があったからこそだとも言える。特に、デジタルマイクロ波方式においては、フェージングをいかに克服するかが重要な技術課題であり、スペースダイバーシティ受信、マルチキャリア方式の採用等の耐フェージング補償技術が積極的に取り入れられてきた。しかしながら、これらの技術を採用すると装置の構成が複雑になるとともに、キャリア数の増大とともに、ユニット数も増大するため、その小型、経済化が必須の課題となる。また、信号の多値化とともに、装置の各部に対する要求特性も厳しくなり、線形性を広い範囲で保持する必要性が生じてくる。これらの課題を解決するために、マイクロ波集積回路技術は有効な手段でありその長を積極的に活用することにより、種々の方式に適用されてきた。本研究では、これら無線方式を構築していく上で重要な回路のうち、特に、

- (1) 変復調回路
- (2) スペースダイバーシティ用無限移相回路
- (3) 増幅器の低歪化のためのプリディストーション回路
- (4) スイッチ
- (5) 局部発振器

に着目し、低歪でかつ高精度な特性を得るための研究に関する成果をまとめたものである。なお、本研究の成果は、16QAMや256QAM方式等の大容量デジタルマイクロ波方式や、2.6GHz帯を用いた広帯域加入者無線方式に適用され、これらの方式の実用化に大きく貢献している。

## 1・2 本論文の目的と概要

本研究の目的は、各種の低歪で高精度なマイクロ波集積回路の新しい構成を提案するとともに、その設計法を確立することにある。そのために、各種無線方式を構成する上でキーとなる主要回路をとりあげ、それらを低歪・高精度化するための新しい設計法を提案し、理論的、実験的に詳細な検討を加えている。さらに、それらの検討結果をもとに試作した各種マイクロ波集積回路の実用装置への適用例についても述べている。

本論文は、図1・1に示すように8章からなり、以下の内容で構成される。また、図1・2に、マイクロ波送受信装置全体の中での、各マイクロ波集積回路の適用領域を示す。

第1章では、序論として本研究の背景、目的と概要等について述べている。

第2章の“高精度直交変復調器”では、デジタルマイクロ波方式用の高精度直交アナログ変復調器について述べている。多値変調方式において、変調多値数の増大とともに、変復調器の線形性が厳しく要求される。しかし、従来のトランス巻線を使用した混成IC回路では巻線間の寄生容量等のために実現できる変調位相誤差特性等に限界があった。集積回路の特長である素子特性の均一性、寄生容量の低減効果等をもとにするとともに、低変調位相誤差回路としての設計法を明確にし、256QAM方式用のモノリシックアナログ乗算回路を実現した。また、デジタルマイクロ波方式では、マルチパスフェージングによる特性劣化の低減のためマルチキャリア方式を採用しており、多くの変復調器を必要とする。しかし、従来は、変復調器の局発信号の直交性(90度性)を各回路ごとに調整していたため、調整が非常に煩雑になるという問題点があった。これに対し、2つの平衡変復調器に入力する局発信号を位相検波し、その検波出力で、可変移相器を制御することにより、広帯域にわたって直交性を自動制御できる直交変復調器を考案し、その効果を確認している。

第3章の“スペースダイバーシティ用無限移相器”では、デジタルマイクロ波方式用の1チップ化無限移相器について述べている。本方式のスペースダイバーシティとして、各プライマリーキャリアごとに同相合成する“各波同相合成”方式が採用されるようになってきたが、この方式では各プライマリーキャリアごとに移相器、および制御回路を設ける必要があるため、その小型化が必須の課題である。本章では、各波同相合成の原理、高精度モノリシックIC化無限移相器の設計法について述べている。さらに、高周波化に適した新しい90度位相回路を提案し、実験によってその効果を確認するとともに、無限移相器の一層の高周波化の可能性についても述べている。

第4章の“プリディストーション型非線形歪補償器”では、小型で調整性・広帯域性に優れたIC化プリディストーション型歪補償器について述べている。従来のプリディストーション型歪補償器に用いられていた歪発生器は2つの増幅器、および入出力の信号分岐合成回路で構成されており、各々の増幅器の入力レベルを変えることにより、そこで発生する歪量を変え、出力において信号成分を相殺し、歪成分だけが取り出されるように構成さ

# 低歪で高精度な各種マイクロ波集積回路

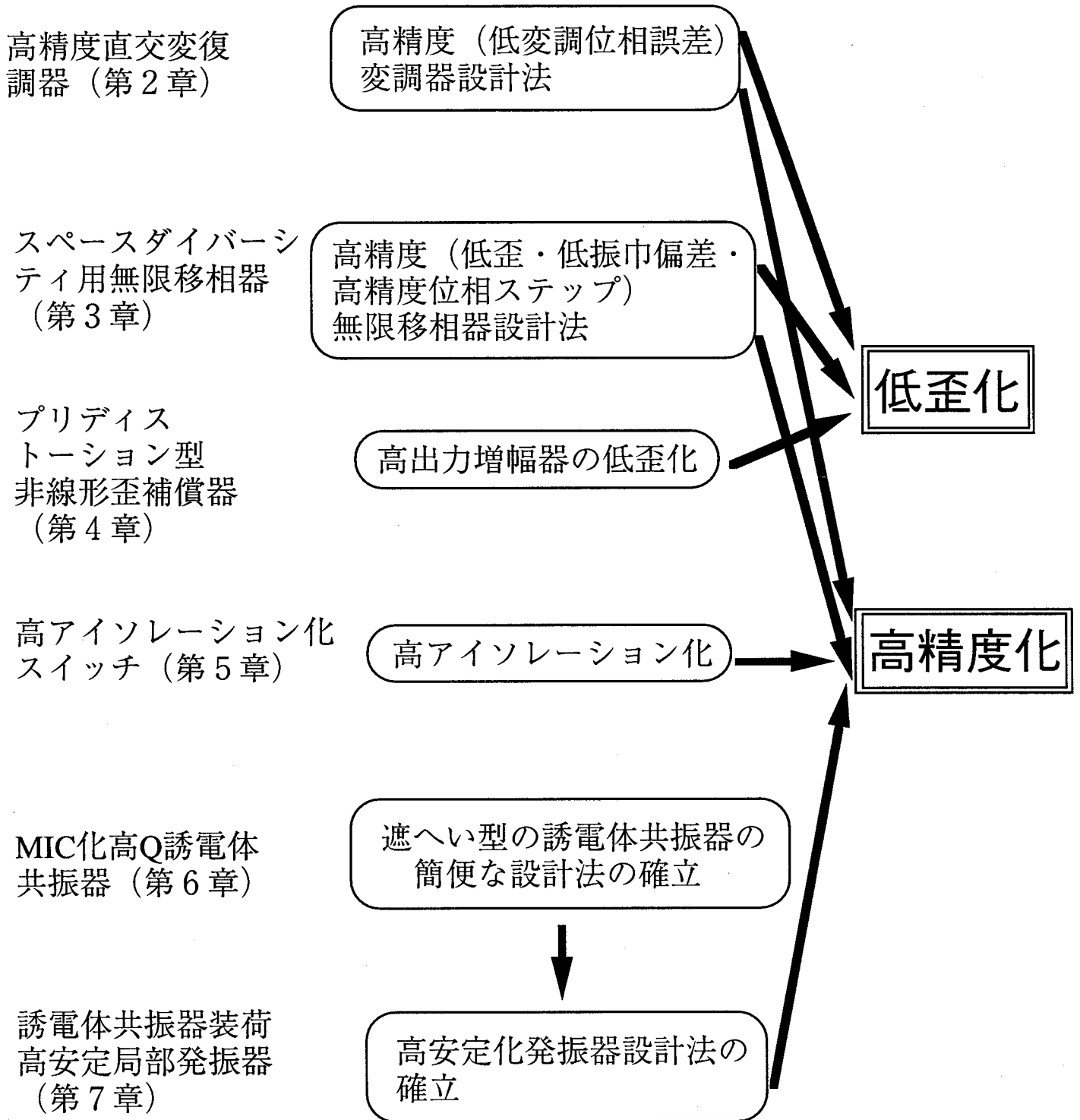
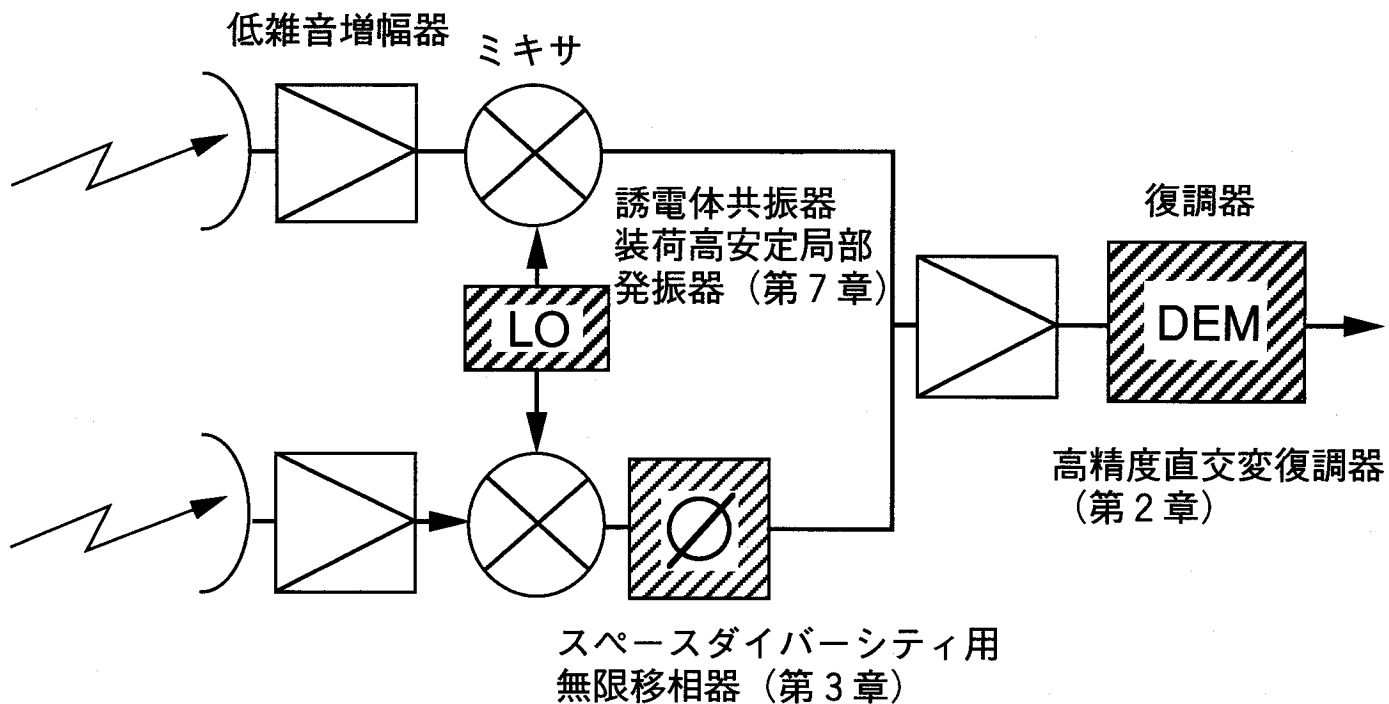
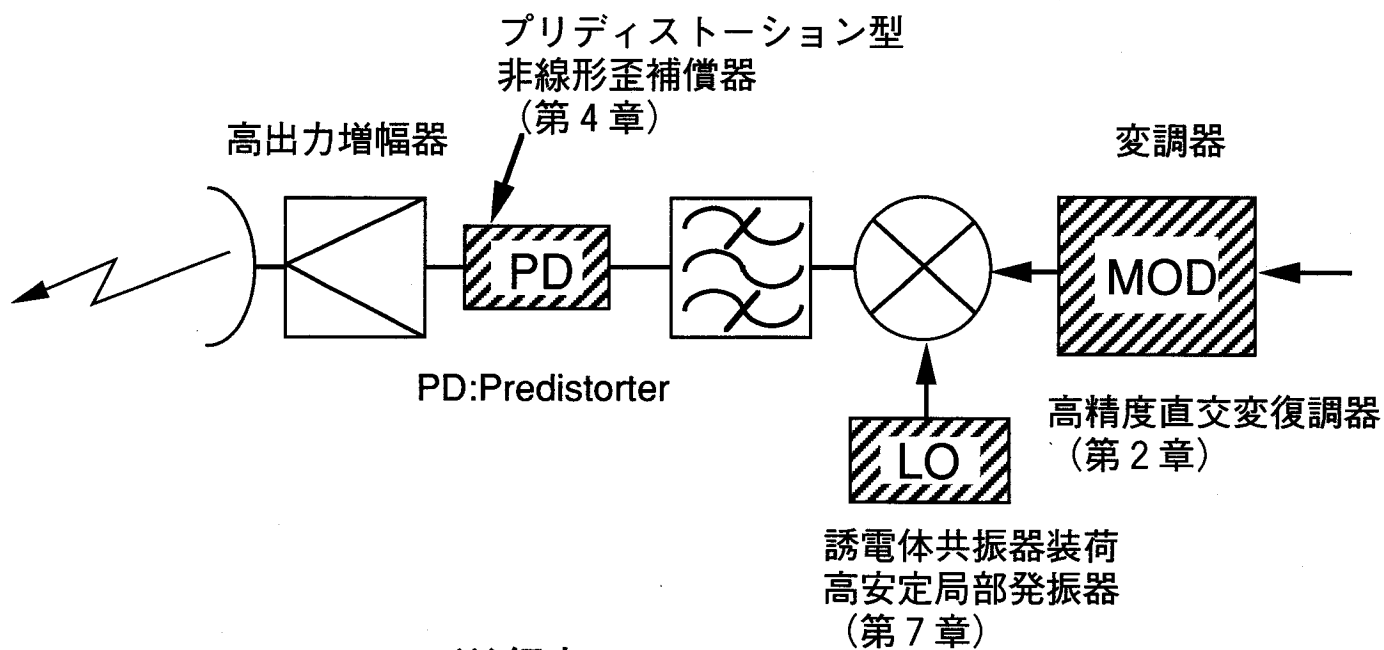


図1・1 本研究の構成



(i) 受信部



(ii) 送信部

図1・2 マイクロ波送受信装置のブロック構成図

れている。しかし、信号成分を相殺するためには、出力レベルと位相関係の調整を要するため、この形式は調整性や小型化の点で適していない。これらの問題を解決するために、サーキュレータとダイオードを用いて構成される新しい歪発生器を提案している。この歪発生器を用い、移相器としてもサーキュレータを用いた新しい型式の歪補償器を考案し、小型で調整性・広帯域性・温度特性に優れたIC化プリディストーション型歪補償器を実現している。また、本歪補償器の多値QAM信号に対する補償効果について、実験的に確認している。変調信号の多値化とともに、増幅器の非直線歪を厳しく抑える必要があり、しかも、256QAM変調を用いた方式では、40~100W級の高出力増幅器を必要とするため、歪補償技術は不可欠の技術である。さらに、一層の小型化に適した歪補償回路の構成を提案し、モノリシックIC化したプリディストーション型歪補償器についても述べている。

第5章の“高アイソレーション化スイッチ”では、MMIC化スイッチの高アイソレーション化について、従来の構成では得られなかった高いアイソレーション特性が得られる新しい構成のモノリシックIC化スイッチについて述べている。高機能でしかも柔軟性に富んだ無線方式を構築していくためには、スイッチは不可欠の素子であり、方式の高性能化に伴い高アイソレーション化が要求される。本章では、従来、アイソレーション特性劣化の主要因となっていたトランジスタのオフ時の内部容量を、逆に帯域阻止フィルタの一部として積極的に利用することにより、希望帯域で高いアイソレーション特性の得られるスイッチについて、その設計法を明らかにするとともに、試作実験によって設計の妥当性を確認している。

第6章の“MIC化高Q誘電体共振器の設計法”では、誘電体に金属キャップを装荷し、放射を抑圧した遮へい型の高Q誘電体共振器の簡便な設計法について述べている。MIC化誘電体共振器の動作を明確にすることをねらいとして、誘電体共振器として半球のモデルを選び、金属キャップも同じく半球とすることにより、誘電体と金属キャップの境界条件が正確に記述でき、解析も簡単化できる手法を採用し、これにより誘電体共振器の動作を電磁界解析により、解析的に求めた。その結果、放射抑圧型誘電体共振器には、誘電体共振器としてのモードと金属キャップの空洞共振器としてのモードが共存しており、誘電体共振器として動作をするには、金属キャップの大きさの選び方に最適な範囲が存在することを明らかにしている。また、実験との比較検討を行うことによって理論の妥当性を確認している。

第7章の“誘電体共振器装荷高安定局部発振器”では、前章で述べたMIC化高Q誘電体共振器を装荷したMIC化インパット高安定化発振器についてその設計法を述べている。高安定化発振器を実現するための共振器のQ値と他の回路パラメータとの関係を理論的、実験的に求め、上記MIC化高Q誘電体共振器を用いれば、周波数安定度 $\pm 5.0 \times 10^{-5}$

( $0^{\circ}\text{C} \sim 50^{\circ}\text{C}$ )、出力変動 $\pm 2.0\text{dB}$ 、出力電力 $+23\text{dBm}$ 以上の高安定化インパット発振器が実現できることを示している。

第8章では、第2章から第7章までの回路の実用装置への適用例について述べている。

第2章の“高精度直交変復調器”、3章の“スペースダイバーシティ用無限移相器”、第4章の“プリディストーション型非線形歪補償器”は4, 5, 6 GHz帯を使用したデジタルマイクロ波方式に、第6章の“MIC化高Q誘電体共振器”、第7章の“誘電体共振器装荷高安定局部発振器”は2.6 GHz帯を用いた加入者無線方式に適用されている。

第9章は、結語であり、本研究の主要な成果を要約する。

## 第2章 高精度直交変調器

### 2.1 緒言

近年デジタル無線通信技術の進歩に従い<sup>[1],[2]</sup>、4PSK、16QAM、256QAM等に用いる直交変調器の重要性が増してきた。これらの直交変調器を実現するためには、高精度の平衡変調器（変調位相誤差が小さく、広いダイナミックレンジを有する平衡変調器）が必要であり、特に16QAM、256QAM等の多値変調方式ほど、その要求は厳しくなる<sup>[3]</sup>。図2・1は、これらの変調方式の場合の許容され得る変調位相誤差を計算したものであり、変調方式の多値化と共に許容され得る変調位相誤差が厳しくなっている様子がわかる。また、マルチキャリア方式<sup>[4]</sup>の場合には、各変調器のキャリア周波数が異なるため、変調器用の広帯域な90度位相器が必要である。このような高精度な特性を実現するためには、これらの直交変調器は、モノリシックICで構成するのが適している。モノリシックICで構成することにより、トランジスタの特性が均一化でき特性向上が図れるばかりでなく、装置の小型・経済化をも図ることができる。

フェージング発生時においては、伝搬路での劣化も相加されるため、装置全体で補償をかけることも考えられるが、その場合においても基準となる変調器が高精度化されている必要があり、直交変調器の高精度化は必須である。

最近のモノリシックIC化技術の進展に伴い、モノリシックIC化平衡変調器に関する文献もいくつか発表されており<sup>[5]-[10]</sup>、PSK変調器用の平衡変調器も実現されている<sup>[11]</sup>。しかしながら、図2・1に示したように変調の多値数の増大とともに、変調位相誤差（ベースバンド入力電圧を変化させた場合の、出力位相の偏差）を十分に抑える必要があるが、この点に関するデバイス実現上の検討は十分にされていなかった。例えば、これまでに発表されているモノリシックIC化平衡変調器の論文<sup>[5]-[10]</sup>の中でも、変調位相誤差の低減方法についてふれられてはおらず、他の文献もほとんど見られない。一方、90度位相器に関しては、直交性を自動的に調整する方法そのものについてはすでに報告されているものの<sup>[12]</sup>、帯域が狭くマルチキャリア方式に適用するのには充分でない。

本章では、高精度、広帯域モノリシックIC化直交変調器について述べる。本章での設計法により、従来実現できなかった低変調位相誤差、広帯域90度性を有する直交変調器が実現可能になる。低変調位相誤差特性を実現するために、トランジスタの有する容量成分が、変調位相誤差特性に与える影響を調べ、ベース-コレクタ間容量を低減することが、変調位相誤差を低減するために最も有効であることが判った。この結果から、トランジスタとしては、SST<sup>[13]</sup>と呼ばれるシリコンバイポーラトランジスタを採用した。また、平衡変調



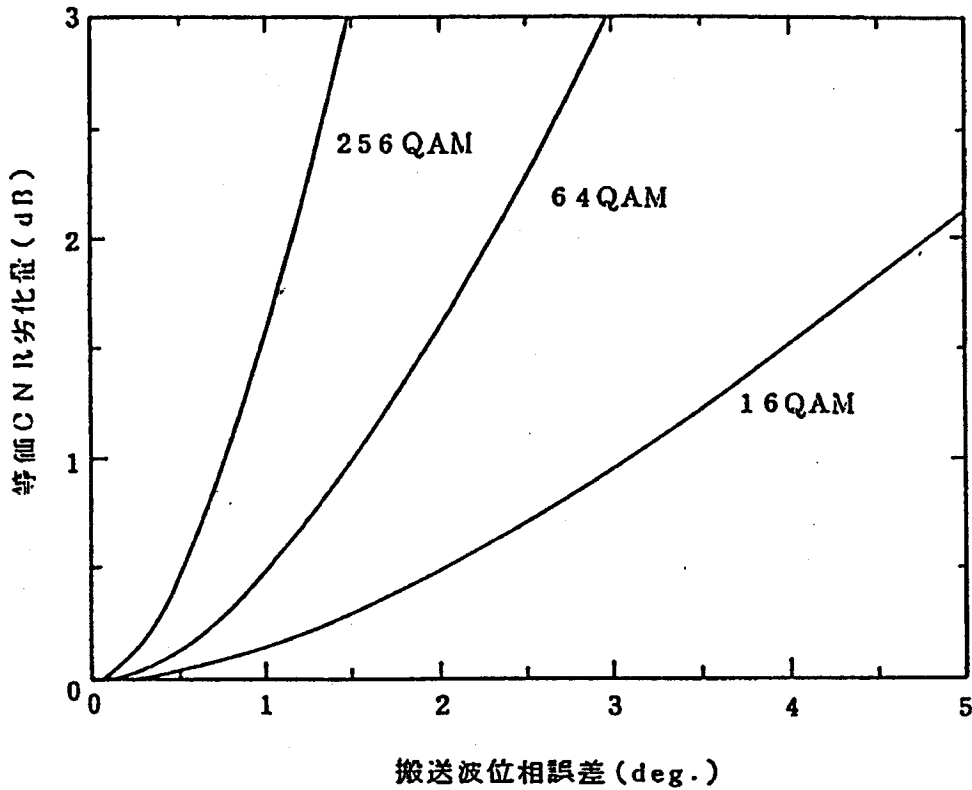


図2・1 定常位相誤差による等価CN劣化量(BER:  $10^{-6}$ 点)

器の局発ポートのトランジスタのベース・コレクタ間に高い電圧を印加することによって、変調位相誤差を低減できることがわかった。この設計法をもとに、ベース・コレクタ間に高い電圧を印加しない場合において、変調位相誤差を低減する方法について述べ、その効果を確認している。広帯域にわたって高精度の直交性を実現するためには、広帯域な可変位相器が必要であり、モノリシックIC化に適した可変位相器を実現した。さらに、平衡変調器に入力される局発信号間の位相差を位相検波器によって検出し、この検出信号によって可変位相器を制御することにより、高精度の直交性を実現した。

これらの技術を用いることにより、140MHz帯域で $\pm 0.2$ 度以下、1.3GHz帯域まで $\pm 2.5$ 度以下の低変調位相誤差特性が実現できた。また直交性としては、100~160MHz帯域で90度からの偏差 $\pm 0.3$ 度以下の特性が実現できた。これらの高精度特性を有する直交変調器が実現できたのは、本章で述べるものが初めてのものであり、モノリシックICの構成としても、2つの平衡変調器と、位相検波器、可変位相器をすべて1つのチップ上に集積し、高集積化を図っている。試作したICの特性は256QAMマルチキャリア方式に適用するのに十分な特性であり、本直交変調器の実現により256QAM変復調装置の実用化に大きく貢献した。

## 2. 2 直交変調器の回路構成

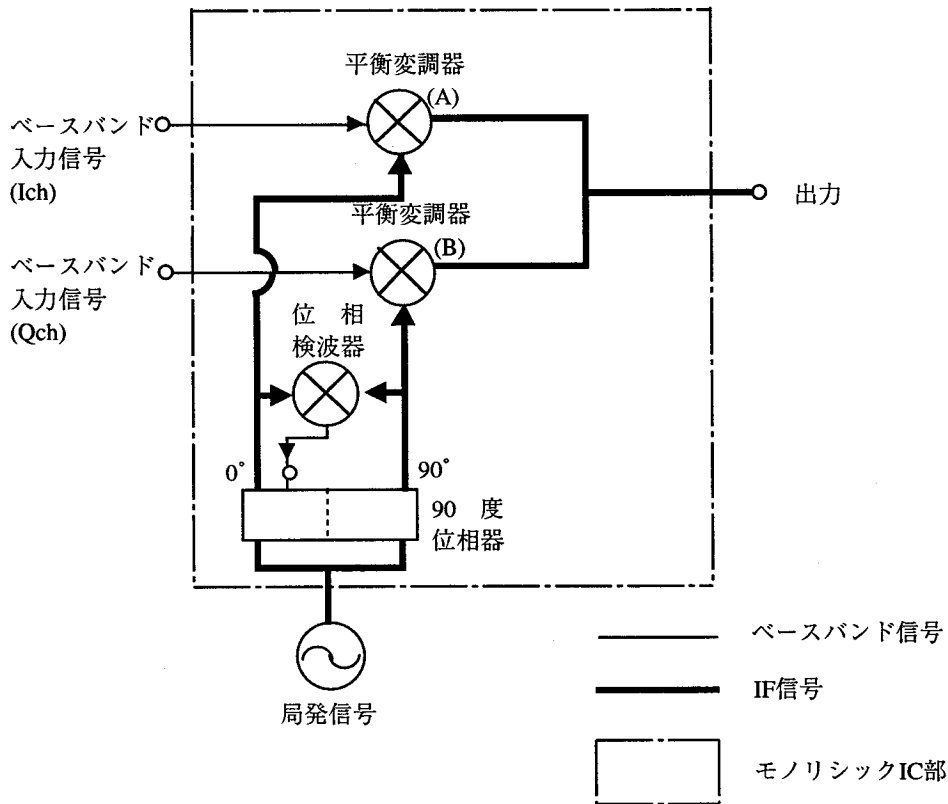


図 2・2 直交変調器の基本回路構成

直交変調器の基本回路構成を図 2・2 に示す。図中の平衡変調器と、位相検波器はギルバート型乗算回路<sup>[14]</sup>で構成されている。図 2・2 の回路において、局発信号の位相差は、位相検波器で検出され、この検波出力によって可変移相器を位相差が $90^\circ$ になるよう制御する。これを数式の上で説明すると次のようになる。位相検波器への 2 つの入力信号  $x_1$ 、 $x_2$  を次のように仮定する。

$$x_1 = \sin \omega t \quad (2 \cdot 1)$$

$$x_2 = \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{2} + \theta \right) = \cos(\omega t + \theta) \quad (2 \cdot 2)$$

この時、位相検波器の出力電圧  $y$  は、次のように表わされる。

$$y = x_1 x_2 = \sin \omega t \cdot \cos(\omega t + \theta)$$

$$= \frac{1}{2} \{ \sin(2\omega t + \theta) - \sin \theta \} \quad (2 \cdot 3)$$

入力信号の 2 次高周波成分 ((2・3) 式の第 1 項) は低域通過フィルタによって除去されるため、 $90^\circ$  からの位相偏差の sine 成分が位相検波器の出力から得られる。この信号を DC ア

ンプで増幅した後、検波信号は可変移相器に入力される。この帰還ループによって、90度からの位相偏差は自動的に零に調整される。なお、位相検波器そのものの直交性は、ギルバート型乗算回路を用いることにより0.1度以下に抑えることが可能である。本回路を用いることにより、広帯域にわたって、高精度に90度を確保することができる。本直交変調器では、2つの平衡変調器と、位相検波器と、可変位相器が1チップ上に集積されている。

### 2. 3 多値変調用直交変調器への要求特性

図2・1に示したように、図2・2に示した平衡変調器は、256QAM等の多値変調に用いる場合には高精度の線形性が要求される。即ち、広い線形ダイナミックレンジと、その範囲において変調位相誤差を厳しく抑えることが要求される。図2・1より判るように256QAM方式の場合、誤り率 $10^{-6}$ 点でのCN劣化を0.6dB以下に抑えるためには、変調位相誤差としては0.5度以下に抑える必要がある。また、マルチキャリアシステムに適用する場合には広帯域な90度位相器が必要である。図2・2に示す90度位相器は、現行の16QAMまたは256QAMシステムに適用するためには、60MHz以上の広帯域性が必要である[15]。表2-1に、256QAMシステムに適用する場合の、直交変調器への要求特性を示す。

表2-1 256QAMシステムに適用する場合の直交変調器への要求特性

周波数帯	100～200MHz
変調位相誤差	0.5度以下
IFキャリア周波数範囲	60MHz以上

## 2.4 平衡変調器

### 2.4.1 基本回路構成

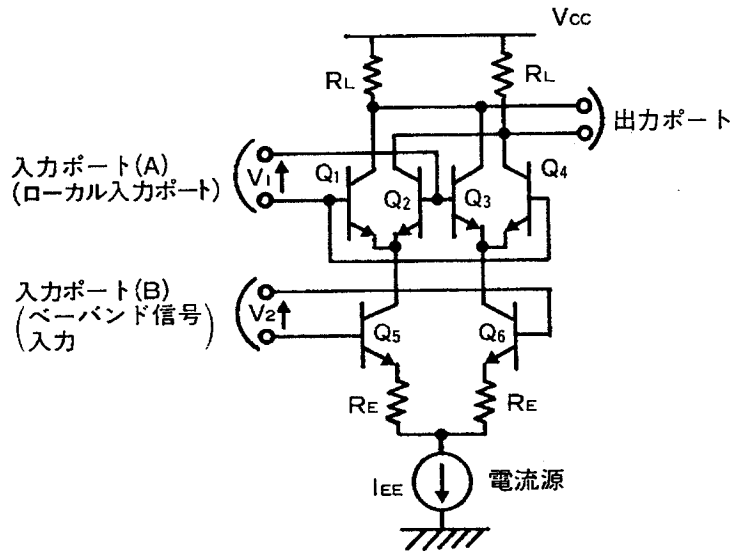


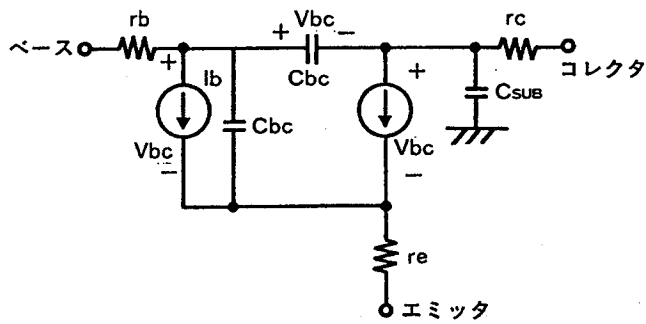
図2・3 平衡変調器の基本回路構成

平衡変調器の基本回路構成を図2・3に示す。この回路は、抵抗とトランジスタだけを使って構成しているため、モノリシックIC構成に適している。この回路構成において、 $V_1 \ll V_T = kT/q$ 、 $V_2 \ll R_E I_{EE}$ の条件が満足される場合、出力電圧は入力電圧 $V_1$ および $V_2$ に対する線形性が保たれる。この平衡変調器を用いる場合、 $R_E I_{EE}$ は通常 $V_T$ よりも大きくなるように設定され、入力電圧 $V_2$ に対する線形性を確保する。その結果、入力ポート(A)は局発ポートとして、入力ポート(B)は、ベースバンド入力ポートとして用いられる。

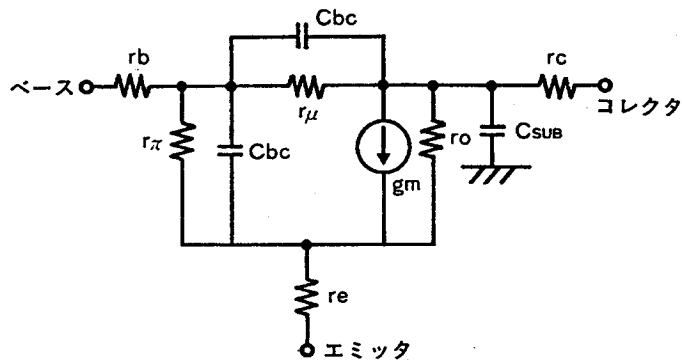
さらに、この型式の平衡変調器を構成する場合には、出力信号の入力信号に対する高アイソレーション特性を確保するために、各々の入力ポートをバランス信号で駆動することが必要である。図2・3の(A)、(B)の各々の入力ポートをバランス信号で駆動するために、入力ポート(A)、(B)の各々の前段に差動増幅器を設けている。

### 2.4.2 デバイス技術

第2.3節で述べたように多値変調用として用いる平衡変調器は、変調位相誤差を厳しく抑える必要がある。そのため、容量成分の変調位相誤差に対する効果を調べた。シミュレーションに用いたトランジスタの等価回路モデルを図2・4に示す[16]。



(i) 大信号モデル



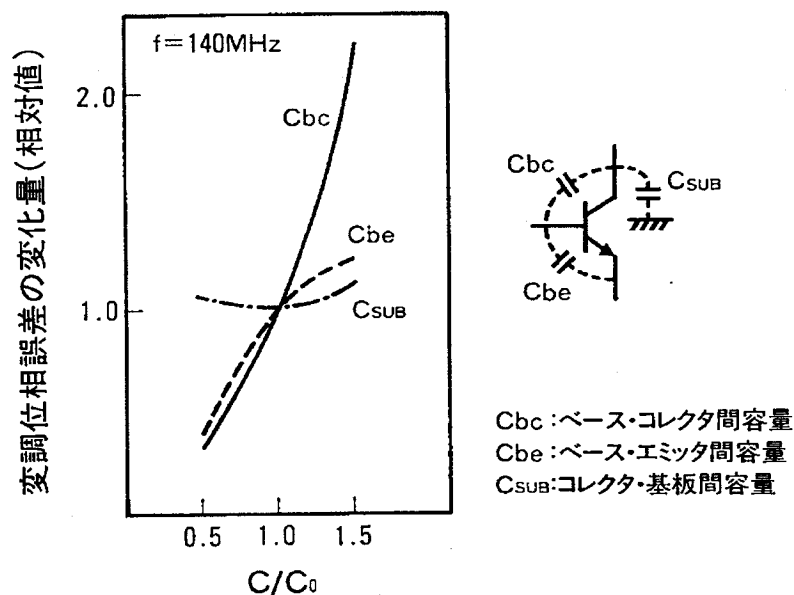
(ii) 小信号モデル

図2・4 トランジスタの等価回路モデル

表2-2 代表的なデバイスパラメータ (2 mA用トランジスタ)

トランジスタのデバイスパラメータ	パラメータ値
コレクターベース間容量 (Cbc)	0.04pF
ベースエミッタ間容量 (Cbe)	0.052pF
コレクター基板間容量 (Csub)	0.09pF
遮断周波数 (Ft)	15.6GHz

大信号モデルには、容量成分の電圧依存性を含んでいる。シミュレーションに用いたトランジスタパラメータを表2-2に示す。図2-5に、変調位相誤差の計算結果を示す。ベースバンド電圧として、出力バックオフ3dBの点まで変化させた時の変調位相誤差を示し



トランジスタの容量パラメータの  
相対変化量

図2-5 トランジスタの容量パラメータが  
変調位相誤差に与える影響

ている。本図において、容量成分は±50%の範囲で変化させている。この結果から、ベース-コレクタ間容量が変調位相誤差に最も大きな影響を及ぼしていることがわかる。変調位相誤差を小さく抑えるためには、トランジスタのベース-コレクタ間容量を小さく抑える必要がある。SSTプロセス<sup>[13]</sup>は、セルフアライン技術を用いてデバイス製作をしているため、細いベース構造を作るのに適している。それ故、ベース抵抗や、ベース-コレクタ間容量を低減できる。その結果、変調位相誤差を低減でき、高速動作が期待できる。ここでは高速で、かつ高精度のモノリシック平衡変調器用として適しているSSTプロセスを採用した。

### 2.4.3 変調位相誤差

図2-6は、図2-3に示した平衡変調器の高周波帯での大信号等価回路である。この回路構成において、

$r_b$  : トランジスタのベース抵抗

$r_\pi$  : トランジスタの入力抵抗

$C_t$ : トランジスタの入力容量

であり、 $r_\pi$ 、 $C_t$ は次式のように表わされる[17]。

$$r_\pi = \beta / g_m \quad (2 \cdot 4)$$

$$C_t = C_{be} + g_m \tau_f + (1 + g_m R_L) C_{bc} \quad (2 \cdot 5)$$

通常、(2・5)式の $C_t$ において、第3項の $C_{bc}$ が支配的である。(例えば、この場合において、 $\tau_f$  (少数キャリアのベース領域における遷移時間) は10.2pS、 $R_L$ は300 $\Omega$ 、 $g_m$ は数10mSである。それ故、第3項が支配的となる。) 一方、ベースバンド入力電圧が変化する場合、出力側抵抗に流れる電流が変化する。その結果、ベース-コレクタ間電圧 $V_{bc}$ が変化する。

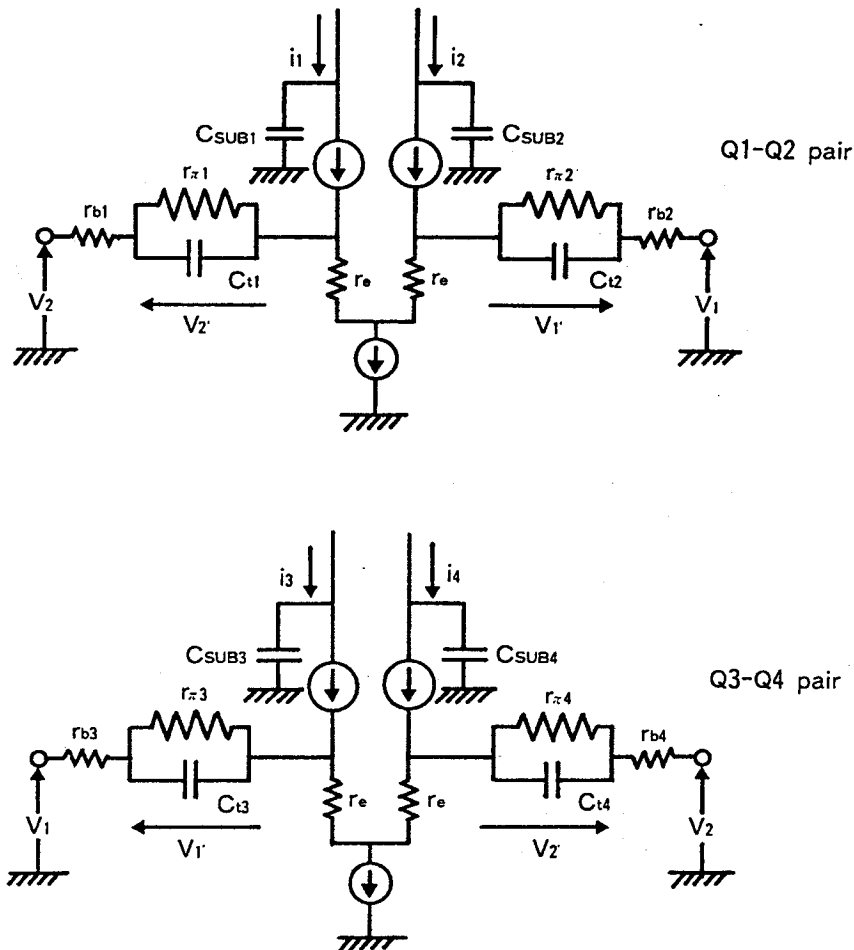


図2・6 高周波帯における平衡変調器の大信号等価回路モデル

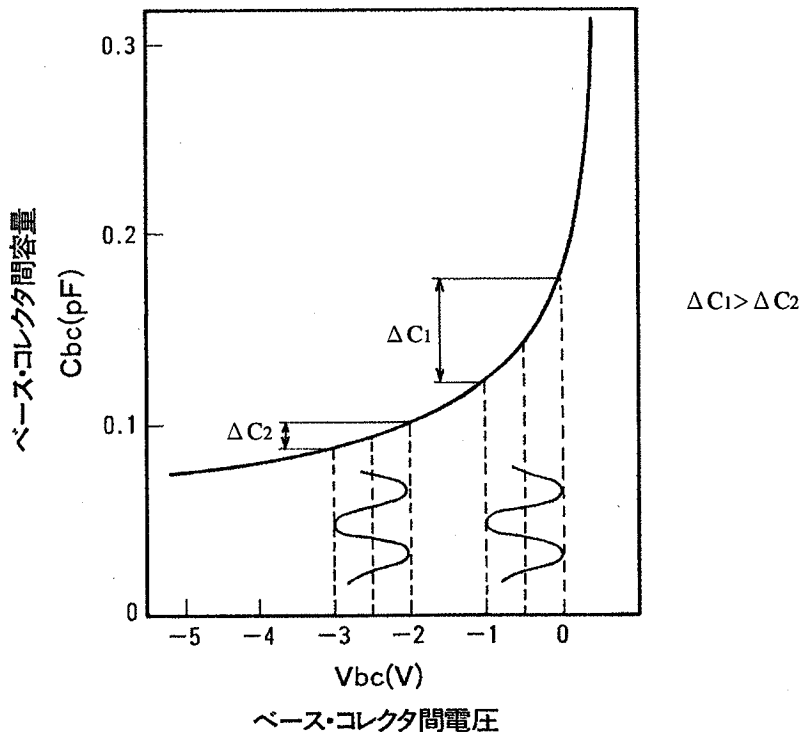


図 2・7 ベース・コレクタ間容量 $C_{bc}$ のベース・コレクタ間電 $V_{bc}$  対する依存性 (計算結果)

ベース-コレクタ間の接合容量 $C_{bc}$ は、 $V_{bc}$ の関数として、次式で表わされる。

$$C_{bc} = C_{jo} \left( 1 - \frac{V_{bc}}{\phi} \right)^{-m} \quad (2 \cdot 6)$$

ここに、 $V_{bc}$ ：ベース-コレクタ間PN接合のバイアス電圧

$\phi$ ：接合ポテンシャル

$m$ ：グレーディング係数

図 2・7 は、(2・6)式に基づいて、 $V_{bc}$ の関数として $C_{bc}$ を計算した例である。この場合、 $m=0.38$ 、 $\phi=0.65$ であり、この値は、以前に作ったトランジスタから実験的に決めた。この図から、 $V_{bc}$ を深くバイアスした場合には、 $C_{bc}$ の変化分は同じ $V_{bc}$ の変化分に対して小さくなることが判る。

これらの検討結果から、変調位相誤差を小さく抑えるためには、 $V_{bc}$ を大きく設定する必要があることが判る。図 2・8 は、 $V_{bc}$ を変化させた場合の変調位相誤差のシミュレーション結果である。 $V_{bc}$ が大きく (深く) なるにつれて、変調位相誤差が低減されている様子がわかる。ベースバンド電圧が1.6V以下の範囲で0.5度以下の変調位相誤差を得るた



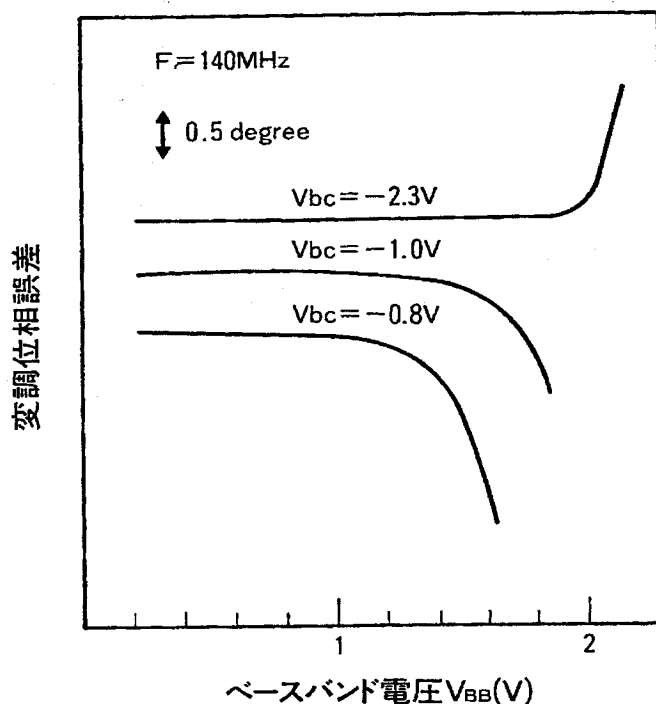


図2・8 V<sub>bc</sub> (ベース-コレクタ間電圧) を変えた場合の変調位相誤差のシミュレーション結果

ためには、V<sub>bc</sub>は-1.0V以下に深くバイアスされる必要がある。

これらの検討結果を基に、V<sub>bc</sub>のバイアス電圧が浅い場合にも、変調位相誤差を低減する方法についても検討した。上記の検討においては、V<sub>bc</sub>の同じ変化量に対するC<sub>bc</sub>の変化量を低減するために、トランジスタQ<sub>1</sub>~Q<sub>4</sub>のV<sub>bc</sub>を深くバイアスした。同様の効果は、トランジスタQ<sub>1</sub>~Q<sub>4</sub>のベース-コレクタ間に、キャパシタを装荷することによっても得られる。V<sub>bc</sub>が変調位相誤差を低減するのに十分な程バイアスされていない場合でも、ベース-コレクタ間に容量を接続することにより、同じV<sub>bc</sub>の変化量に対するC<sub>bc</sub>の変化量を低減することができ、その結果、変調位相誤差を低減できる。図2・9は、装荷した容量の値を変えた場合の変調位相誤差のシミュレーション結果である。同図には、容量を付けない場合のシミュレーション結果についても記しており、これらの結果から、トランジスタQ<sub>1</sub>~Q<sub>4</sub>のベース-コレクタ間に容量を装荷することにより、変調位相誤差を低減できることがわかる。

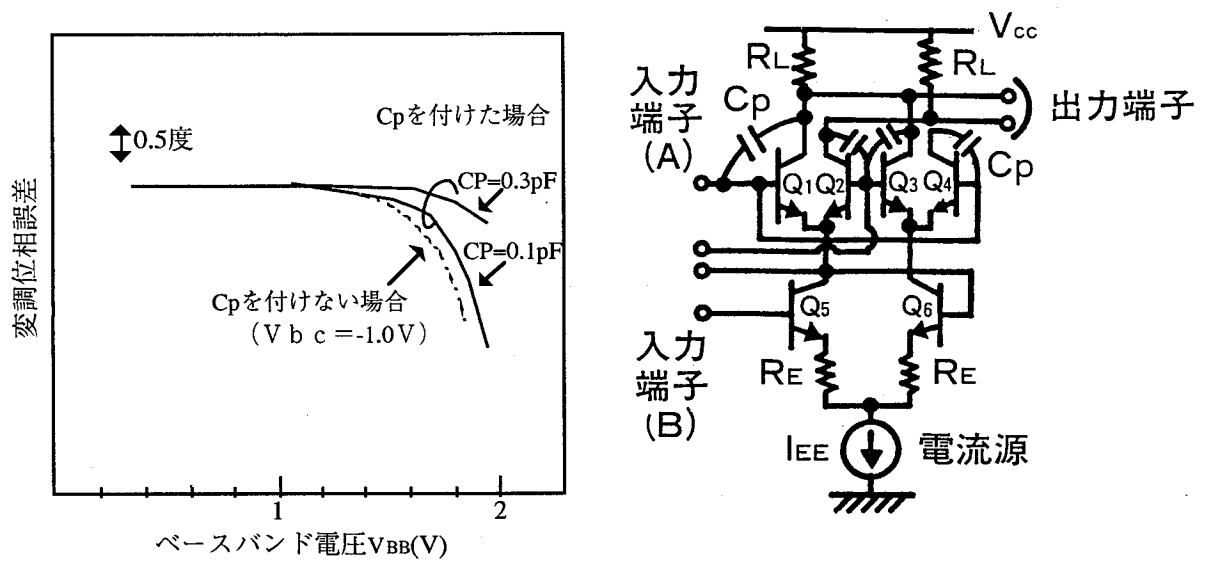


図2・9 トランジスタQ1～Q4のベース・コレクタ間に容量を装荷した場合の変調位相誤差のシミュレーション結果

#### 2.4.4 試作結果

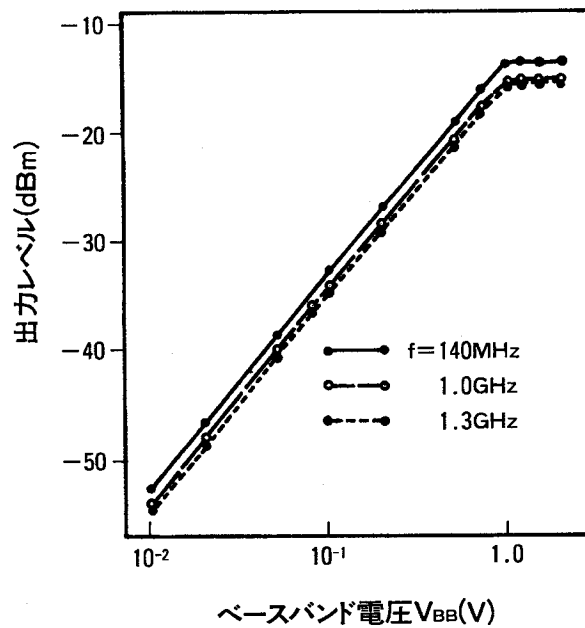


図2・10 平衡変調器の入出力特性

平衡変調器の入出力特性を図2・10に示す。振幅成分の線形領域での偏差は、0.5dB以下、キャリアークは1.3GHzまで-80dBm以下である。(局発入力レベルは-15dBmである。)平衡変調器の変調位相誤差特性を図2・11に示す。変調位相誤差は140MHzで±0.2度以下である。(ここでは、変調位相誤差は、ベースバンド電圧が、出力バックオフ2dBの点まで変化した時の出力位相の変化量として定義している。)動作周波数が高くなると、図2・11(b)に示すように、変調位相誤差は劣化する。この結果は、前述の検討結

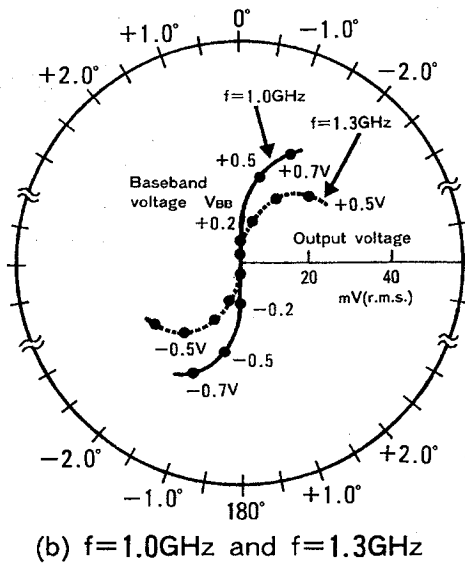
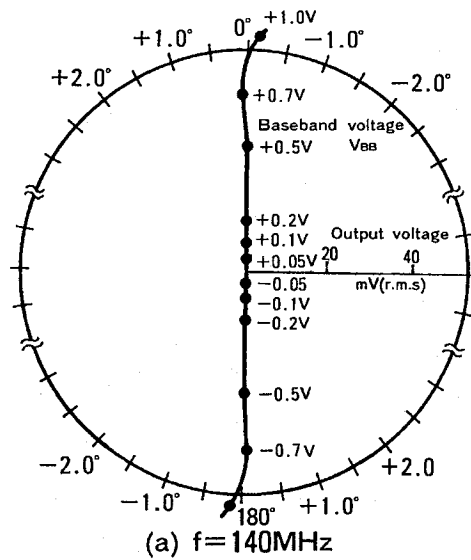


図2・11 平衡変調器の変調位相誤差特性

果と一致する。また、前述したように、変調位相誤差はトランジスタの容量成分によって生じる。動作周波数が高くなると、 $\omega C_i$ が大きくなる。それ故、変調位相誤差は、高周波帯で劣化する。

平衡変調器の局発入力ポートから出力ポートへのベースバンド電圧変化時における振幅周波数特性を図2・12に示す。振巾周波数特性の3-dB帯域は2GHzを超えている。これらの結果から判るように、高精度、高速平衡変調器を実現することができた。しかも、これらの特性は、第2.3節で述べた要求性能を満足し、256QAMシステムに適用できるものである。

平衡変調器の高周波帯での特性をさらに改善するためには、平衡変調器の前段の差動増幅器の出力バランスを改善する必要がある。図2・12に示したダイナミックレンジ(利

得変化範囲)の劣化は、差動増幅器の出力バランスの劣化によるものである。高周波帯でのダイナミックレンジがさらに改善されれば、平衡変調器の高周波帯でのキャリアリークはさらに改善でき、平衡変調器としてのダイナミックレンジを拡げることができる。

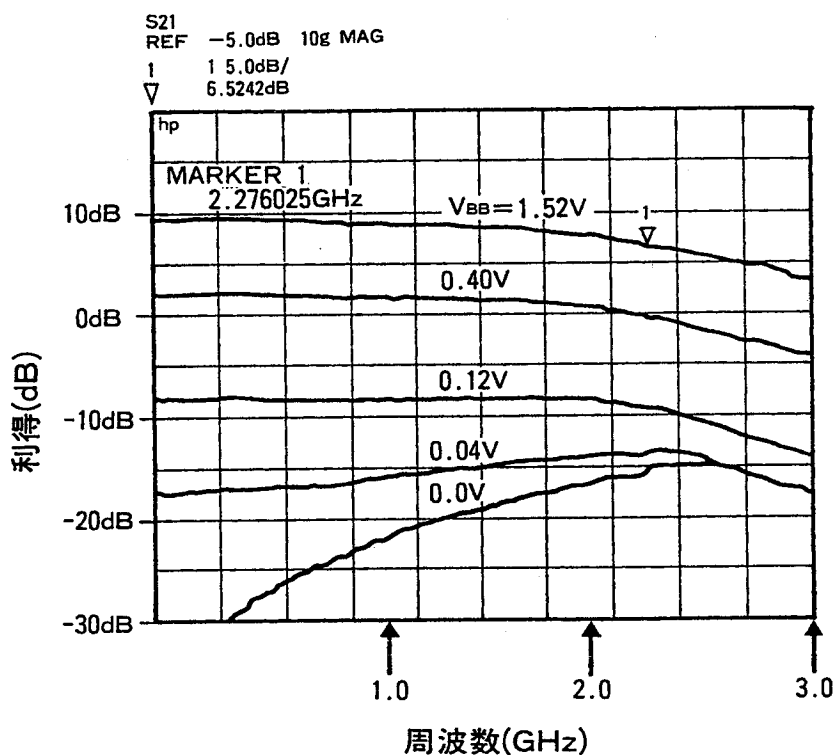


図2・12 平衡変調器のベースバンド電圧変化時における局発入力ポートから出力ポートへの振幅周波数特性

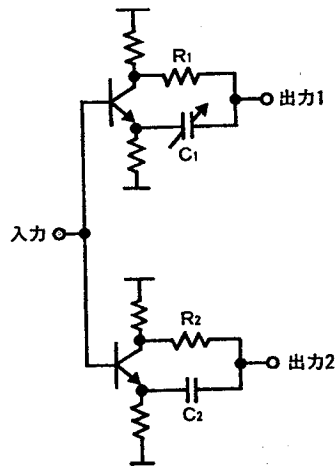
## 2.5 広帯域90度位相器

広帯域にわたって90度性を確保するためには、まず広帯域性に優れた90度分岐回路が必要である。図2・13 (a)に、本論文で考案した90度分岐回路の基本回路構成を示す<sup>[18]</sup>。この回路において、出力位相 $\Theta_1$ 、 $\Theta_2$ は次式で決定される。

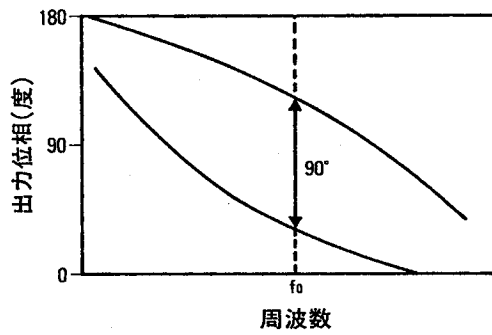
$$\Theta_1 = 2 \tan^{-1} (1 / \omega R_1 C_1) \quad (2 \cdot 7)$$

$$\Theta_2 = 2 \tan^{-1} (1 / \omega R_2 C_2) \quad (2 \cdot 8)$$

90度の位相差は $\Theta_2$ と $\Theta_1$ の差によって実現されているため、広帯域特性が実現できる。この位相関係を図2・13 (b)に示す。また、位相関係を調整できるようにするため、可変容量として、トランジスタの接合容量を用いる。



(a)基本回路構成



(b)出力位相の周波数特性

図 2・13 可変位相器の基本回路構成と原理

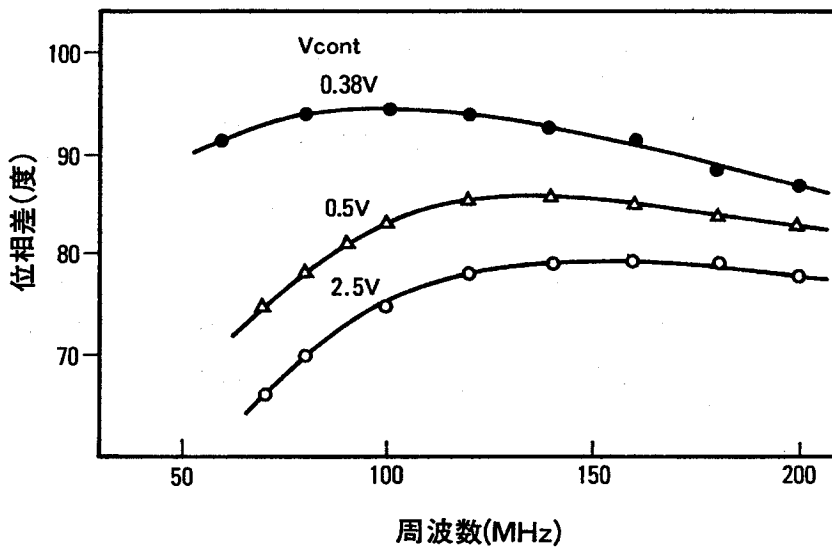


図 2・14 試作したモノリシックIC化可変位相器の特性

図2・14は、試作した可変位相器の制御電圧変化時の位相差の実測結果である。制御電圧 $V_{cont}=0.38V$ において、100MHzから200MHzの帯域において、90度からの位相偏差は $\pm 4$ 度以下、この帯域での振巾偏差は0.3dB以下である。この結果から、広帯域な90度分岐回路が実現できていることがわかる。

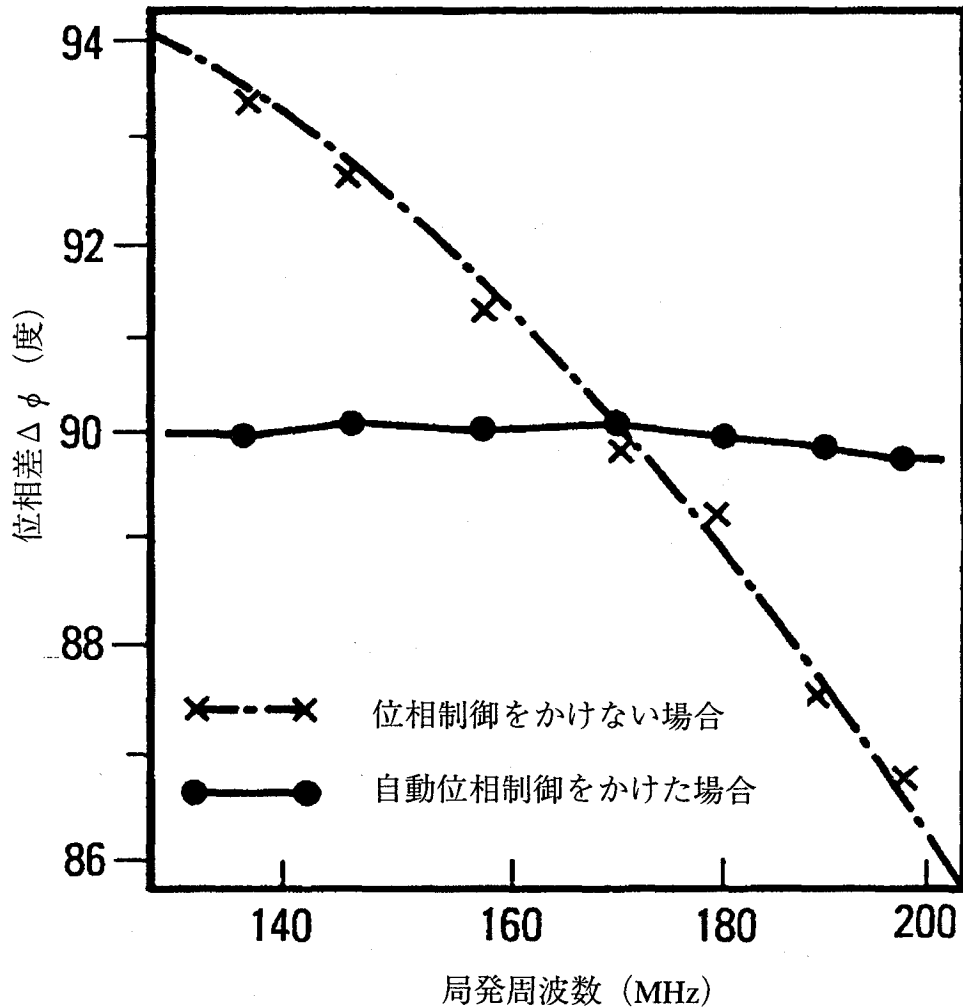


図2・15 自動位相制御型90度分配器の特性

図2・15に、自動位相制御型90度分配器の位相差特性を示す。検波信号によって、可変位相器を制御することにより、90度からの位相偏差は、140MHzから200MHzの帯域において $\pm 0.3$ 度以下に抑えることができた。この特性は、文献[14]に報告されたものよりも、はるかに優れており、この方法によって広帯域にわたって高精度に90度性が制御できることがわかった。

## 2. 6 総合特性

高精度直交変調器を、1チップ上に集積するために、図2・2に示した2つの平衡変調器のアイソレーションを高くとる必要がある。もし、片方の平衡変調器の局発信号成分が、他方の平衡変調器に洩れ込むと、出力信号の位相が洩れ信号によって変化する。2つの平衡変調器の出力を分離し、各々の平衡変調器の利得を等しくした場合の1チップ上に集積された2つの平衡変調器の2つの出力信号が同一ポートに現れるレベルの比を、図2・16に示す。450MHz帯まで50dB以上のアイソレーションが得られている。また、2つの平衡変調器の高周波入力の電極間間隔は、要求されるアイソレーション特性(50dB)を確保するよう設定されている。これらの基本検討をもとに直交変調器を、1チップ上に集積し、高精度な特性を得ることができた。

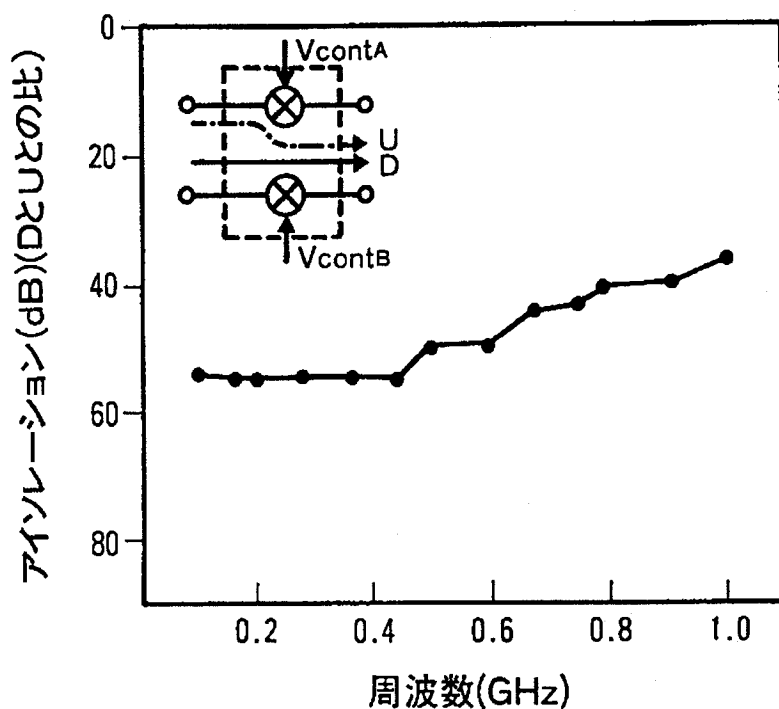


図2・16 同一チップ上に集積された2つの平衡変調器のアイソレーション特性

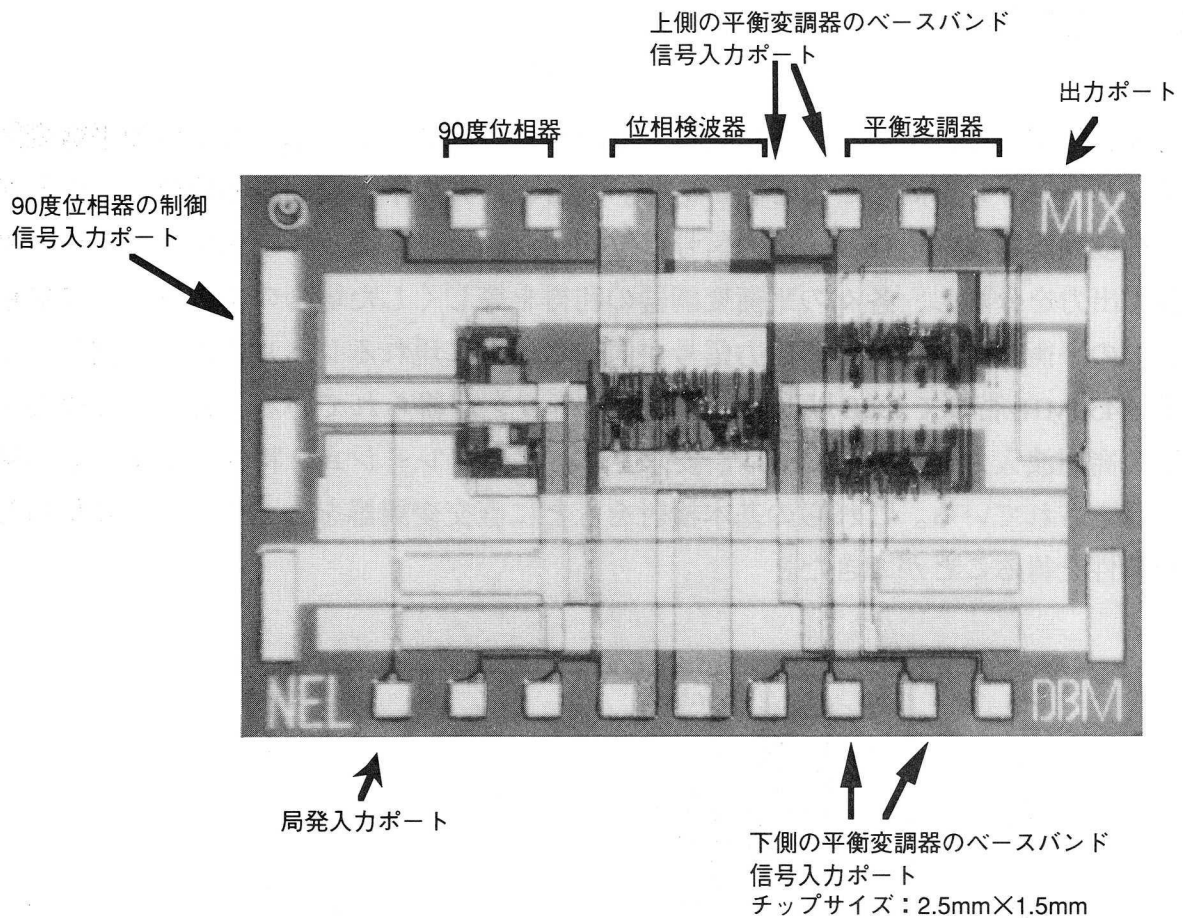


図2・17 試作したモノリシックIC化直交変調器の写真

図2・17に試作した直交変調器の写真を示す。2つの平衡変調器と、可変位相器、位相検波器を、1つのチップ上に集積した。全体のチップサイズは、2.5mm×1.5mm、消費電力は、250mWである。

図2・18に、256QAM変調装置のブロックダイヤを示す。図2・19は、本直交変調器を用いた場合の空間信号配置と復調信号のアイパターンである。これらの図から判るように、これまで述べた設計に基づいた平衡変調器を用いることにより高精度256QAM信号を生成することができる。これまでに述べた設計法に基づいた平衡変調器を用いた256QAM変復調装置の符号誤り率特性を調べた結果、変復調装置全体のCN劣化は誤り率 $10^{-4}$ 点で1dB、 $10^{-9}$ 点で2dB以下であり、これらの平衡変調器が256QAMに適用可能であることが確認された。上記した直交変調器も、その高精度な特性を考慮すると、256QAM方式に適用可能と考えられる。さらに、変調装置に用いた平衡変調器が復調器としても用いることができる。



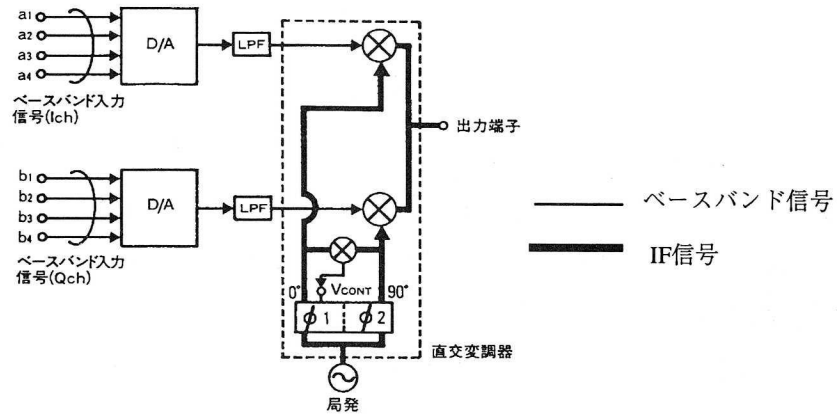
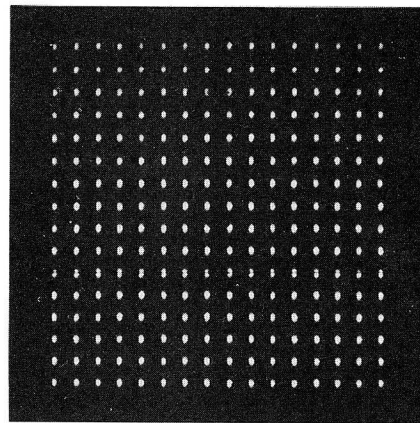
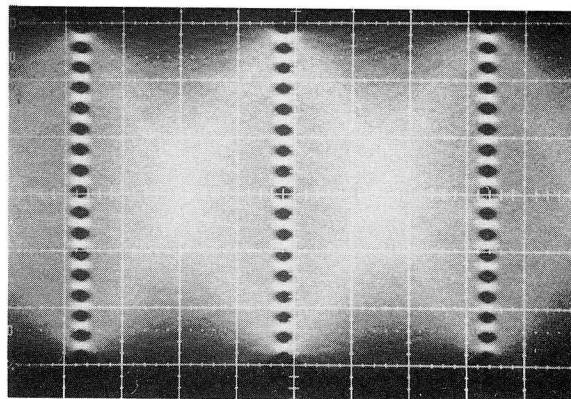


図 2・18 256QAM変調器のブロックダイヤ



(i)256QAM信号の空間信号配置



(ii)復調信号のアイパターン

図 2・19 256QAM信号の空間信号配置とアイパターン

## 2. 7 結言

本章では高精度で、かつ、広帯域な1チップ直交変調器について述べた。位相検波法を用いることにより、本ICは、広帯域にわたって高精度に直交性を確保することができる。140MHzから200MHz帯域にわたって、90度からの位相偏差は $\pm 0.3$ 度以下に抑えることができた。これは、従来の位相検波法を用いない場合に比べて1/10以下の値である。また、本章では、平衡変調器の低位相誤差設計法についても述べている。この設計法に基づいて、140MHz帯で変調位相誤差 $\pm 0.2$ 度以下、1.3GHz帯で $\pm 2.5$ 度以下の特性が得られた。これらの特性は、16、64、256QAMの多値変調方式用として十分な特性であり、デジタルマイクロ波方式だけでなく、移動通信や、衛星通信用の変調器としても適用可能である。

## 第2章参考文献

- [1] Y.Saito, S. Komaki and M. Murotani : "Feasibility consideration of high-level QAM multi-carrier system," in ICC '84 Conf. Rec., 2, pp. 665-671 May 1984
- [2] K. Kohiyama and S. Komaki : "64/256 QAM digital microwave radio", J. IECE Japan, 68., 8, pp. 889-895 Aug. 1985
- [3] Y. Saito and Y. Nakamura, "256 QAM modem for high capacity digital radio system", IEEE Trans. Commun., COM-34, pp. 799-805, Aug. 1986
- [4] 松江、今井、斎藤、"長スパンディジタルマイクロ波方式変復調装置," 通研実報, vol.31, No.7, pp.1291-1303, 1982
- [5] J.H. Huijsing, P. Lucas and B. D.Bruin, : "Monolithic analog multiplier-divider," IEEE J. Solid-State Circuits, SC-17, pp. 9-15 Feb. 1982
- [6] B.Gilbert, : "A high-performance monolithic multiplier using active feedback," IEEE J. of Solid-State Circuits, SC-9, pp. 364-373 Dec. 1974
- [7] J. C.Schmoock, : "Monolithic multiplier / divider", 1979 IEEE International Solid-State Circuits Conference.
- [8] A.Bilotti, : "Applications of a monolithic analog multiplier," IEEE J. Solid-State Circuits, SC-3, 4, pp. 373-380 Dec. 1968
- [9] S.Komatsu, K.Torii, S. Shimizu, S. Fujimori, C.Kato, K.Fujita and H.Sawazaki, : "Wideband frequency converter IC for VHF TV tuner, " IEEE 1979 International Solid-State Circuits Conference.
- [10] R. G.Meyer, : "Intermodulation in high-frequency bipolar transistor integrated-circuit mixers," IEEE J. Solid-State Circuits, SC-21, 4, pp. 534-537 Aug. 1986
- [11] H.Kikuchi, S.Konaka and M.Umehira, : "GHz-Band Monolithic Modem IC's," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-35, 12, pp. 1277-1282 Dec. 1987
- [12] S. R.Al-Araji, and W. Gosling, : "A direct conversion VHF receiver," The Radio and Electronic Engineer, 43, 7, pp. 442-446 July 1973
- [13] T.Sakai, S.Konaka, Y.Kobayashi, M.Suzuki and Y.Kawai, : "Gigabit logic bipolar technology: Advanced super self-aligned process technology," Elect., Lett., 14th, 19, 8, pp. 283-284 April 1983
- [14] B.Gilbert, : "A precise four-quadrant multiplier with subnano second response," IEEE J., Solid-State Circuits, SC-3, pp. 356-373 Dec. 1968
- [15] Y.Nakamura, Y.Saito and S.Aikawa : "256 QAM Modem for Multicarrier 400 Mbit/s Digital Radio," IEEE J. Sel. Areas Commun., SAC-5, 3, pp. 329-335 April 1987
- [16] S.Inohira, T.Shinmi, M.Nagata, F. Nakazawa and K.Iida, : "High frequency simulation of the 600 MHz wideband-amplifier IC," Trans. IEICE, J73-C-II, 1, pp. 9-19 Jan. 1990

- [17] N.Ishihara , Y.Akazawa , S.Konaka and K.Kawarada, : "DC-coupled broad-band and gain controllable monolithic amplifier circuits, "Trans. IECE Japan, J70-C, 2, pp. 263-274 Feb. 1987
- [18] H.Kato , T.Ohira , F.Ishitsuka, T.Tokumitsu, Y.Kihata and N.Imai , : "A 30 GHz MMIC Receivers for Satellite Transponders," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-38, pp. 896-903 July 1990

## 第3章 スペースダイバーシチ用無限移相器

### 3. 1 緒言

16QAMや256QAM<sup>[1],[2]</sup>のデジタルマイクロ波方式において、高速動作に適しダイバーシチとしての改善効果に優れた合成法として、各波同相合成SD法が開発された<sup>[3]</sup>。これはマルチキャリア方式の場合の各プライマリーキャリアごとに移相器を設け、各キャリアが同相で合成されるように移相器を制御するものであり、従来のSD合成装置に比べて装置の数が増える。そのため、小型化と装置の価格低減を図ることが重要である。このような目的に対して回路のモノリシックIC化が有効である。

本章では、スペースダイバーシチ(SD)用の1チップ化無限移相器ICについて述べる。無限移相器はSD合成器のキーデバイスであり、平衡変調器と90度位相器によって構成できる。これまでに、GaAsプロセスを用いた高周波帯(~10GHz帯)MMIC化無限移相器も、いくつか報告されているが<sup>[4],[5]</sup>、VHFから数GHzのマイクロ波帯で、低価格なICを実現するためには、シリコンバイポーラプロセスを用いて構成した方が価格の面で有利である。これらの無限移相器をデジタルマイクロ波方式等に適用しようとする、高精度な特性が要求される。しかし、これまでにモノリシックIC化無限移相器の高精度設計法についての報告はあまりされておらず、文献<sup>[5]</sup>の場合では、RMS振巾誤差は、Xバンドで30%の帯域にわたって0.3dBである。本章では、VHFから、数GHzのマイクロ波帯において、高精度なモノリシックIC化無限移相器を実現するための設計法について述べている。

モノリシックIC化平衡変調器は、ギルバートセルによって構成できる<sup>[6]-[8]</sup>。90度合成器は、従来L,C素子を用いて構成されていたが、VHF帯で実現するには素子が大きくなりすぎモノリシックIC化には適さない。モノリシックIC化に適した90度合成器として、トランジスタとR,C素子を用いた広帯域90度合成器を開発した<sup>[9],[10]</sup>。しかしながら、この型式の90度合成器の振巾周波数特性の設計法については明らかにしていなかった。また、従来の構成を用いた場合高周波化に限界があった。本章では高精度振巾周波数特性を有する90度位相器の設計法について述べるとともに、高周波動作に適した新しい回路構成について述べている。また、平衡変調器のダイナミックレンジを広げるための設計法についても述べている。これらの技術を用いることにより、高精度な1チップ無限移相器を実現することができた。VHF帯1チップ化無限移相器は、16QAM変調を用いたデジタルマイクロ波方式に適用可能なことを確認している。

### 3. 2 高速動作に適したスペースダイバーシティ合成器の回路構成

図3.1に、各波同相合成SD合成器の構成を示す<sup>[3]</sup>。この図に従って、SD合成器としての動作原理を説明する。主アンテナおよびダイバーシティ受信アンテナからの受信信号が受信ミキサにより、RF帯からIF帯(100~160MHz)に変換された後、マルチキャリアに相当する数に分岐される。図には、3キャリアのうち110MHz帯の分についてだけ合成回路の構成を示してある。Main側の信号は90度ハイブリッドで2分岐され、Sub側の信号は無限移相器EPSを通した後、同相ハイブリッドで2分岐される。分岐された信号の一方は、主信号として、それぞれのハイブリッド入力と同相で出力され、合成器により合成される。その後、チャンネルフィルタにより各キャリアとして分波されAGC AMPでレベルを一定にし、復調器に入力される。

分岐された信号のもう一方は、位相検波用として用いる。このうち、Main側は、前記ハイブリッドで入力信号に対し、90度位相を遅らせ、またSub側は入力信号に対し、同相で

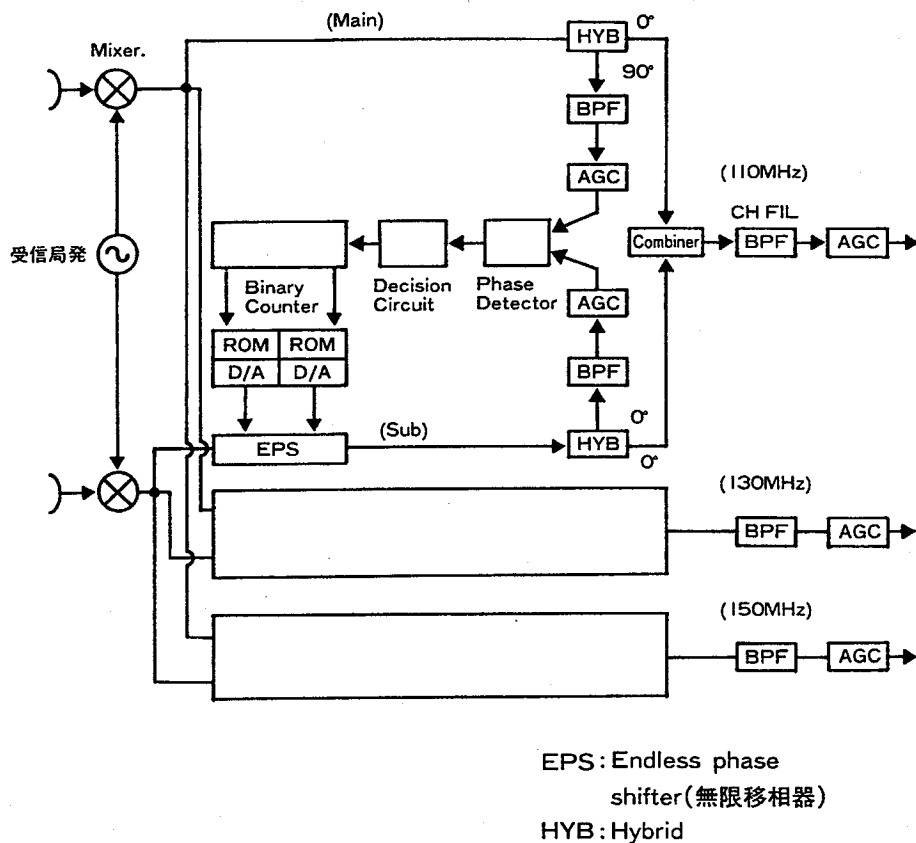


図3・1 マルチキャリア方式用各波同相合成スペースダイバーシティ合成器の回路構成

乗算器に入力される。これは、乗算器の特性から、2つの入力信号の位相差が90度の時、出力電圧は零となるので、このときを安定点とするためである。これによって各プライマリキャリアの中心周波数でMainとSubの信号が同相で合成される。実際には、乗算器の前に中心周波数の信号成分を抽出するための帯域幅約1MHz程度の狭帯域BPF（SAWフィルタ）を通し、乗算器の所要入力レベルを確保するため、AGC AMP でレベルを一定にした後、位相差が検波器によって検出される。

移相器の移相量を $\Phi$ 、Mainアンテナ側の信号の検波器入力信号を $\sin(\omega t + \theta_1 + \pi/2)$ 、Subアンテナ側の信号の検波器入力信号を $\sin(\omega t + \theta_2 + \Phi)$ とすると、位相検波器の出力電圧 $V_{out}$ は次式のように表わされる。

$$V_{out} = \sin\left(\omega t + \theta_1 + \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sin(\omega t + \theta_2 + \Phi) \quad (3 \cdot 1)$$

$$= \frac{-1}{2} \left\{ \cos\left(2\omega t + \theta_1 + \theta_2 + \frac{\pi}{2} + \Phi\right) - \cos\left(\theta_1 - \theta_2 - \Phi + \frac{\pi}{2}\right) \right\} \quad (3 \cdot 2)$$

$$= \frac{1}{2} \left\{ \sin(2\omega t + \theta_1 + \theta_2 + \Phi) - \sin(\theta_1 - \theta_2 - \Phi) \right\} \quad (3 \cdot 3)$$

第1項は、高周波成分であり、低域通過フィルタにより除去されるため、第2項だけが残る。この項は、ハードロジック的に零になるように制御されるため、

$$\theta_1 = \theta_2 + \Phi \quad (3 \cdot 4)$$

が成立する。このことから、Mainアンテナ側の信号とSubアンテナ側の信号は、合成器で同相で合成されることがわかる。低域通過フィルタの次段には、識別器が設けられており、制御の方向を決める。即ち、検波器出力の電圧が識別器のオフセット電圧より大きいか又は小さいかによりHighまたはLowの信号がバイナリカウンタ（アップダウンカウンタ）に入力される。このオフセットは、位相差 $0^\circ \pm 3^\circ$ の領域において、不感帯設定するために設けており、Main側とSub側の信号の位相差がこの領域内に入れば、ほぼ同相とみなせるため、この付近での移相器の微妙な揺らぎを少なくすることができる。前述のバイナリカウンタ出力はEPSを制御するための、X軸・Y軸成分を出すROMに入り、実際のEPS回路に適合したデジタルのX軸・Y軸成分が出力され、D/Aコンバータを通りEPSが制御される。このように、各波同相合成SDの制御アルゴリズムは、摂動法を用いていないため、従来のSD合成法<sup>[11]</sup>に比べて簡単であり、高速の位相制御が可能である。

### 3. 3 16QAM方式に適用するためのVHF帯SDコンバイナの要求特性

多値QAM方式に適用するための送受信装置に要求される振幅周波数特性は、多値レベルの増大とともに厳しくなり<sup>[12]</sup>、16QAM方式の場合、振幅周波数特性の偏差によるC/N劣化を0.1dB以下に抑えるためには、振幅偏差は0.2dB以下にする必要がある<sup>[13]</sup>。このシステムでは、100MHzから160MHzまでの帯域で各々のプライマリーキャリアの帯域は20MHzである。それ故、SDコンバイナの振幅周波数特性も、20MHz帯域において0.2dB以下になる必要がある。このシステムにおいて無限移相器の移相量は、8ビットの制御信号によって制御されている。それ故、移相量は、1.4度ステップで変化する必要があり、平衡変調器の利得変化幅は40dB以上必要である。また、16QAM信号を伝送するためには、高い線形性が要求され、IM<sub>3</sub>として、動作点（Pin=-14dBm点）で55dB以上の特性が要求される。これら、16QAM方式に適用するためのVHF帯のSDコンバイナとしての要求特性を表-3・1にまとめて示す。

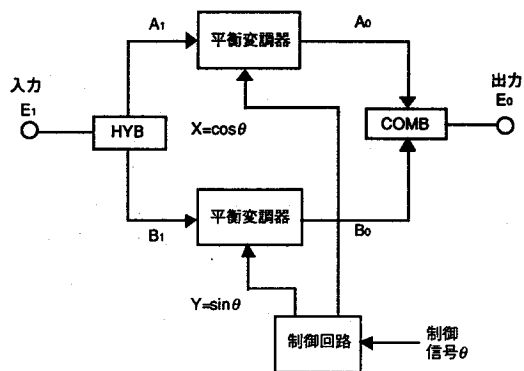
表-3・1 16QAM方式に適用するためのVHF帯SDコンバイナの要求特性

振幅周波数特性の偏差	100～160MHzの20MHz帯域において0.2dB以下
移相量ステップ	1.4度 (8ビット)
重み付け回路のダイナミックレンジ	40dB以上
IM <sub>3</sub> (Pin=-14dBm)	55dB以上

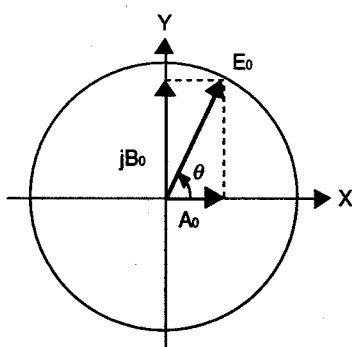
### 3.4 モノシリックIC化無限移相器の設計及び基本コンポーネントの特性

図3.2に、無限移相器の基本回路構成を示す。無限移相器は、2つの平衡変調器と90度合成器によって構成されている。基本コンポーネントの設計法ならびに特性について以下に述べる。





(i) ブロックダイヤ



(ii) ベクトルダイヤグラム

図 3・2 無限移相器の基本回路構成と動作原理

### 3.4.1 デバイス技術

回路を高周波帯まで動作させるためには、まずデバイスそのものが、高周波帯まで動作する必要がある。そのために、第 2 章の直交変調器に用いた高速バイポーラトランジスタである SST プロセスを本無限移相器用として用いた。

### 3.4.2 VHF 帯無限移相器用平衡変調器

平衡変調器は、第 2 章の直交変調器に用いたものと同様の構成のギルバートセルによるものを用いた。図 3・3 に、基本回路構成を再掲する。入力ポート(A)の前段に差動増幅器を設け、平衡変調器に平衡信号を入力している。また、平衡変調器の出力に別の差動増幅器を設け、高い利得と広いダイナミックレンジを得ている。図 3・4 は、本平衡変調器

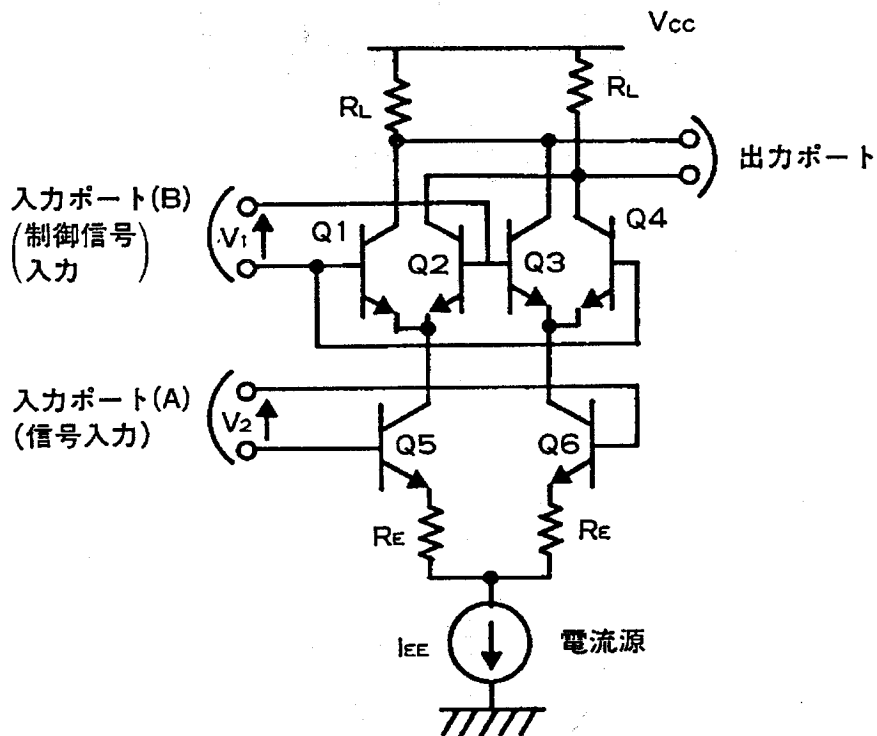
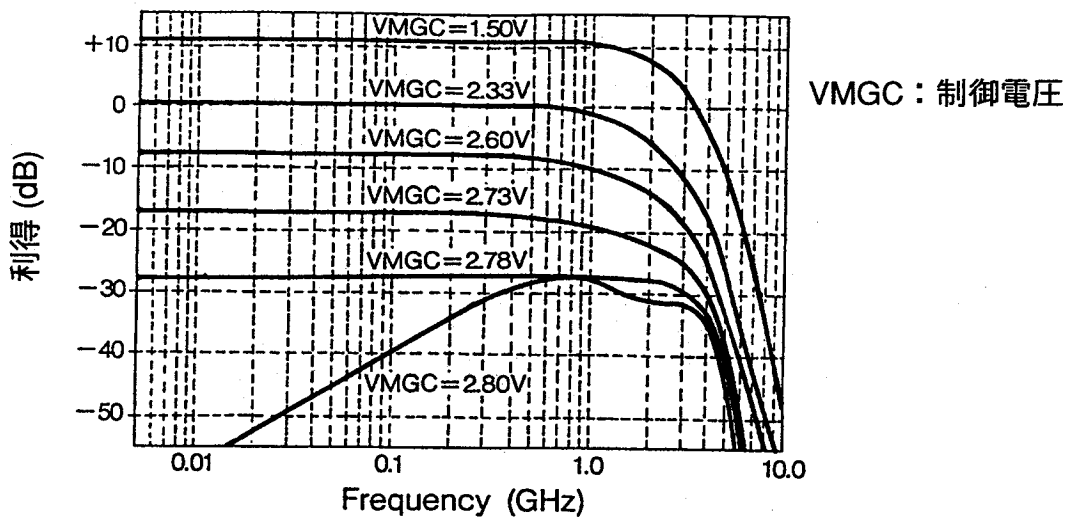
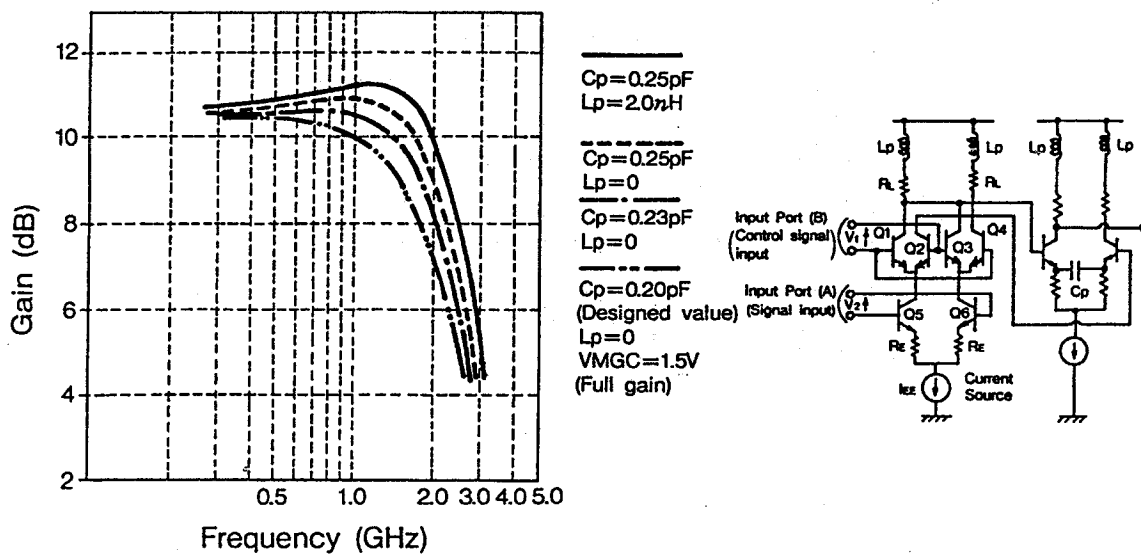


図3・3 平衡変調器の基本回路構成

の利得可変特性のシュミレーション結果である。図3・4(a)は、回路設計上の素子値のみ考慮した場合の制御電圧変化時における利得周波数特性のシュミレーション結果である。図3・4(b)は、最大利得時における平衡変調器の利得周波数特性のシュミレーション結果であり、この場合は寄生素子の影響も考慮に入れてある。後段の差動増幅器のピーキング容量 $C_p$ は、設計値(0.2pF)よりも大きくなった場合について、また差動増幅器の負荷側に寄生インダクタンスが入った場合について計算してある。これらの結果から、これらの効果を考慮に入れた場合は、動作周波数帯域が広がることが判る。図3・5は、制御電圧変化時における利得周波数特性の実測結果である。図3・4及び図3・5を比較することにより、平衡変調器の利得周波数特性の実測結果は、シュミレーション結果と良く一致していることがわかる。利得可変幅は200MHz帯まで40dB以上とれており、これは、表-3・1に示した要求特性を満たしている。

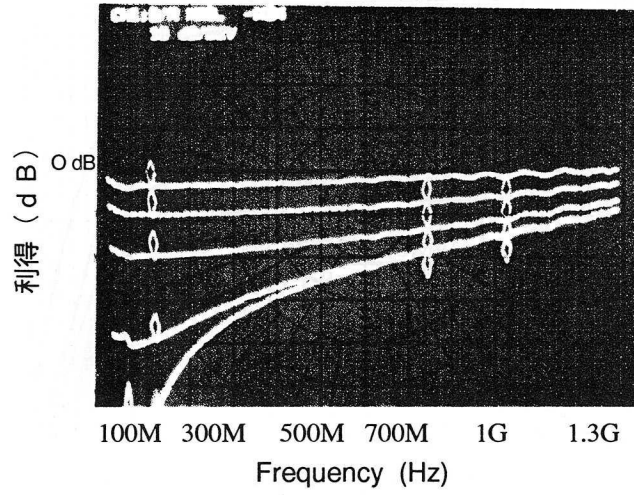


(a) 制御電圧変化時における平衡変調器振巾周波数特性のシミュレーション結果  
(寄生素子の影響は考慮していない)

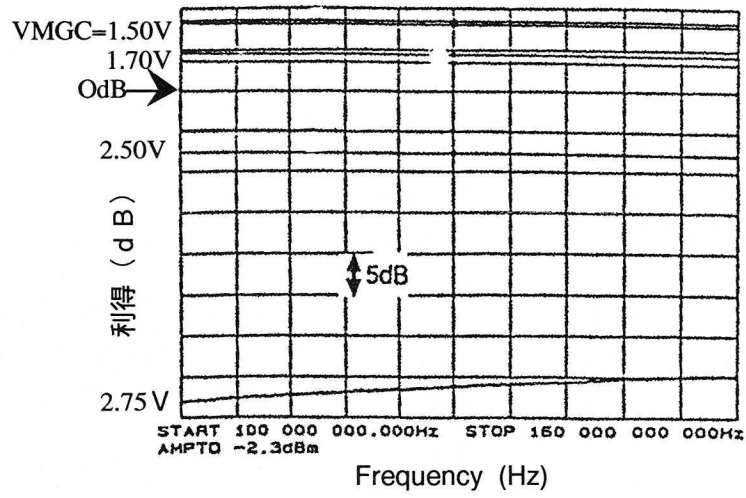


(b) 最大利得時における平衡変調器の振巾周波数特性のシミュレーション結果 (寄生素子の影響も考慮に入れた場合)

図3・4 平衡変調器のシミュレーション結果



(i) 広帯域特性



(ii) VHF帯の特性

図3・5 制御電圧変化時における平衡変調器の利得周波数特性の実験結果

### 3.4.3 VHF帯無限移相器の90度位相差合成器

図3・6に、広帯域90度合成器の基本回路構成と動作原理を示す。この回路において位相推移 $\theta_1, \theta_2$ は次式で表される。[9]、[10]。

$$\theta_1 = 2 \tan^{-1}(1/\omega R_1 C_1) \quad (3 \cdot 5)$$

$$\theta_2 = 2 \tan^{-1}(1/\omega R_2 C_2) \quad (3 \cdot 6)$$

本構成の90度位相差回路においては、 $\theta_2$ と $\theta_1$ の差で90度の位相差を実現している。そのため、広帯域な位相差一周波数特性が得られる。これらの位相差の関係を図3・6(b)に示す。この回路の動作周波数帯域は、時定数 $R_1 C_1$ および $R_2 C_2$ で決定される。

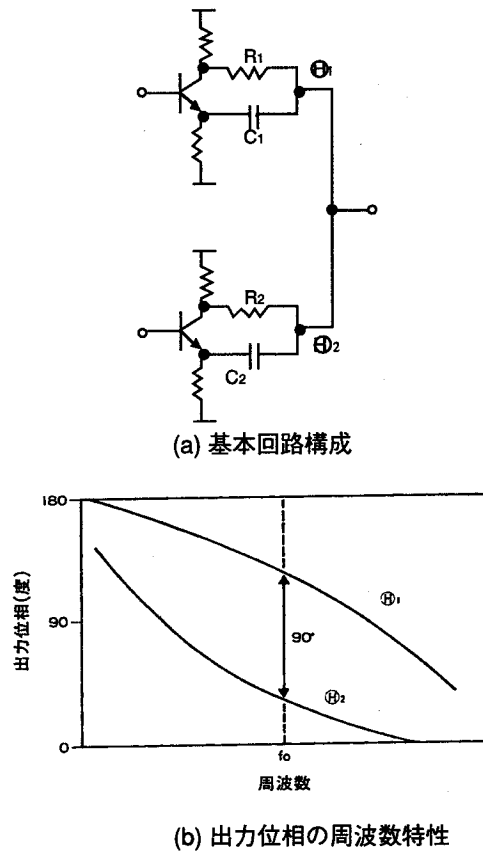


図3・6 可変位相器の基本回路構成および動作原理

本位相差回路を、VHF帯で使う場合には、動作周波数帯を決める時定数 $RC$ のうち $R$ を大きくすると振幅周波数特性を劣化させる。このため、大きな容量成分が必要となる。図3・7は、抵抗成分 $R_1$ を変化させた場合の本回路の振幅周波数特性のシミュレーション結果である。この図より、表3・1に示した振幅周波数特性（100～200MHz帯域で振幅偏差0.1dB以下）を実現するためには、 $R_1$ を1K $\Omega$ 以下に抑える必要があることが判る。

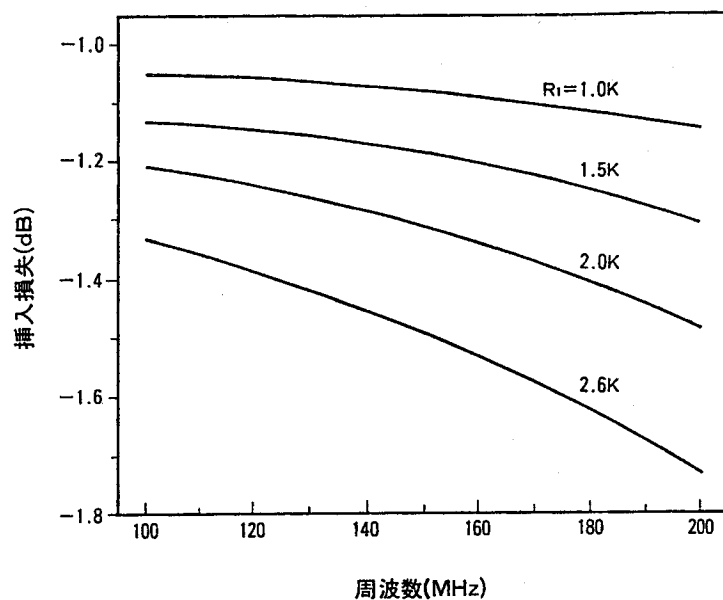


図3・7 R1を変化させた場合の位相器の振幅周波数特性 (シミュレーション結果)

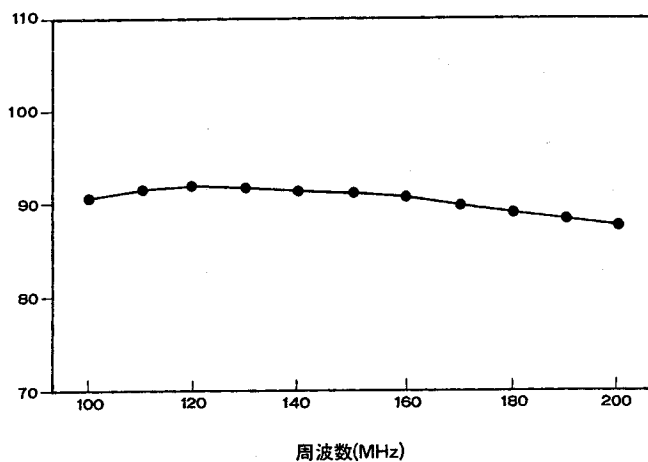


図3・8 試作した90度合成回路の位相差—周波数特性

図3・8は、90度合成器の位相差の周波数特性である。100MHzから200MHzの帯域での位相偏差は、±2度以下である。上述したとおり、広帯域な特性が実現されている。この帯域での振幅偏差は0.2dB以下である。

### 3.4.4 VHF帯 1チップ無限移相器の特性

前述した平衡変調器と90度合成器を用いることにより、VHF帯の無限移相器を構成することができる。図3・9は、1チップ上に構成したSD合成器の回路構成を示したものである。無限移相器、同相および90度位相差の分岐回路、増幅器をすべて1チップ上に構成している。図3・10は、SDコンバイナのチップ写真である。全体のチップサイズは、3.5mm×3.0mm以下である。

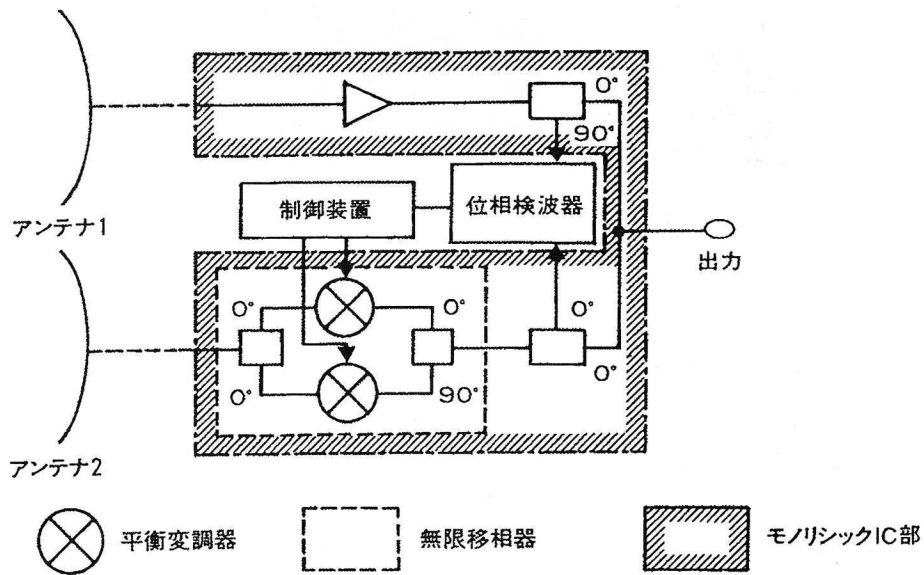
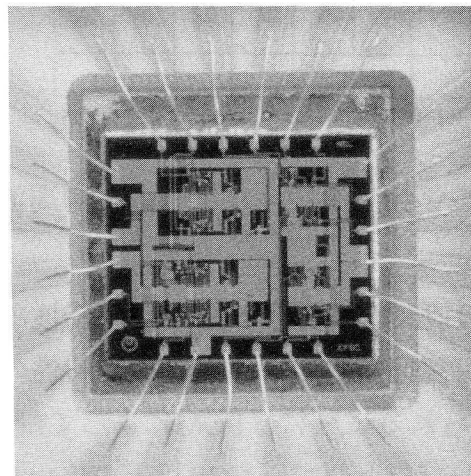


図3・9 SD合成器の回路構成



チップサイズ3.5mm×3.0mm

図3・10 試作した1チップ化SD合成器のチップ写真

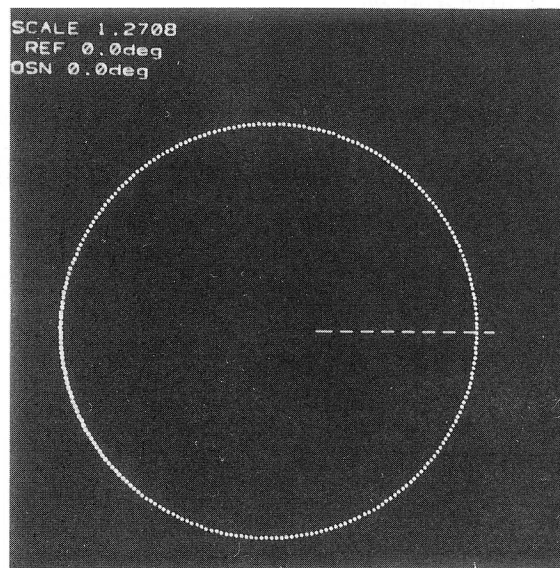
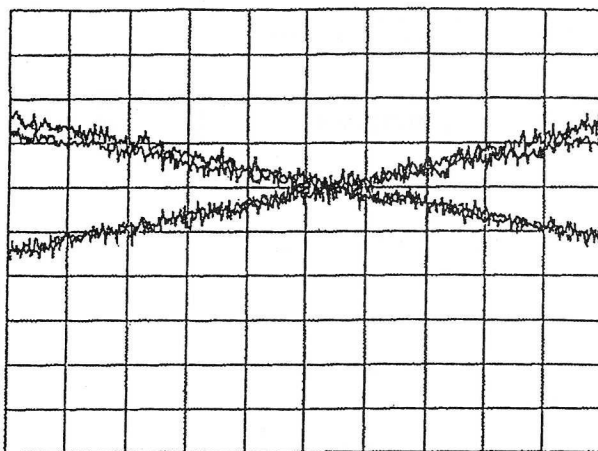


図3・11 試作した1チップ化モノリシックIC化無限移相器の移相特性

REF LEVEL /DIV MARKER 150 000 000.000Hz  
 -18.505dB 0.100dB MAG(UOF) -18.903dB



CENTER 150 000 000.000Hz SPAN 20 000 000.000Hz  
 AMPTD 8.0dBm

図3・12 無限移相器の移相量を変えた場合の振幅周波数特性の偏差

図3・11は、試作したモノリシックIC化無限移相器の移相特性であり、この場合1.4度ステップの移相特性である。利得可変回路の制御電圧対利得特性の非線形性を補償し、精確に1.4度ステップの移相特性が得られるように、ROMによって制御電圧の補正をかけている。平衡変調器のダイナミックレンジとして、40dB以上の広いダイナミックレンジが得られているため、図3・11に示したような高精度な移相特性が実現されている。また、振幅周波数特性、位相差特性とも広帯域な特性が実現されているため、（振幅偏差、90度からの位相差偏移は、20MHz帯域で各々0.2dB以下、±1度以下である。）20MHz帯域では高精度な移相特性が実現できる。図3・12は、移相器の移相量を変化させた場合の、



無限移相器の振幅周波数特性の偏差を示したものである。140MHzから160MHz帯域においてすべての移相点を変化させた場合の、振幅成分の偏差は、0.2dB以下である。また、本無限移相器回路の線形性としては、図3・3のエミッタ側の帰還抵抗、および動作電流を最適化設計することにより、動作入力点（Pin=-14dBm）において55dB以上のIM<sub>3</sub>特性が、得られている。これらの高精度な特性は、表-3・1の要求特性を満たすものであり、本無限移相器は16QAM変調を用いた4/5/6Gデジタルマイクロ波方式<sup>[14]</sup>に適用するのに十分な特性である。

### 3.4.5 無限移相器高周波化のための設計

図3・13に、高周波化動作のために新しく考案した90度位相差合成器を示す。図3・6(a)に示した従来型の回路では、コレクタ容量が高周波帯における振幅周波数特性を劣化させる。図3・14は、図中に示したエミッタ接地の回路の振幅周波数特性のシミュレーション結果である。この図から判るようにコレクタ容量C<sub>SUB</sub>を小さくすると、振幅周波数特性が改善される。エミッタ接地の回路のコレクタ側の時定数による3dB帯域幅f<sub>wc</sub>は次の式によって表わされる<sup>[15]</sup>。

$$f_{wc} = 1 / (2\pi R_L C_L) \quad (3 \cdot 7)$$

$$C_L = C_{SUB} + C_{bc} \quad (3 \cdot 8)$$

ここに、R<sub>L</sub>は負荷抵抗、C<sub>SUB</sub>はコレクタ容量、C<sub>bc</sub>はベース・コレクタ間の接合容量である。

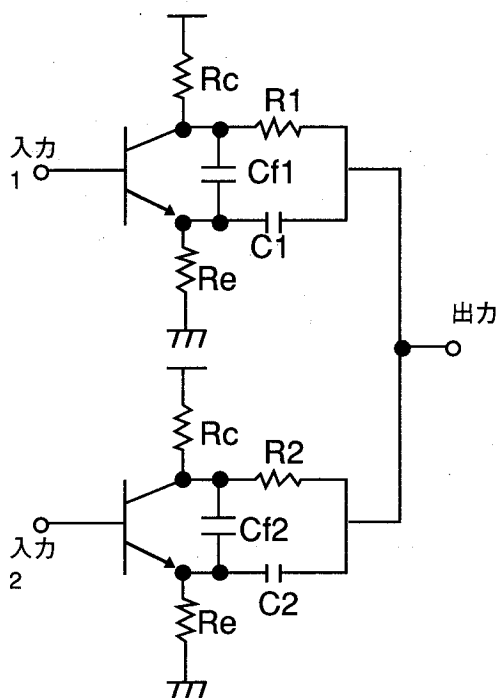


図3・13 新しく考案した90度合成回路の回路構成

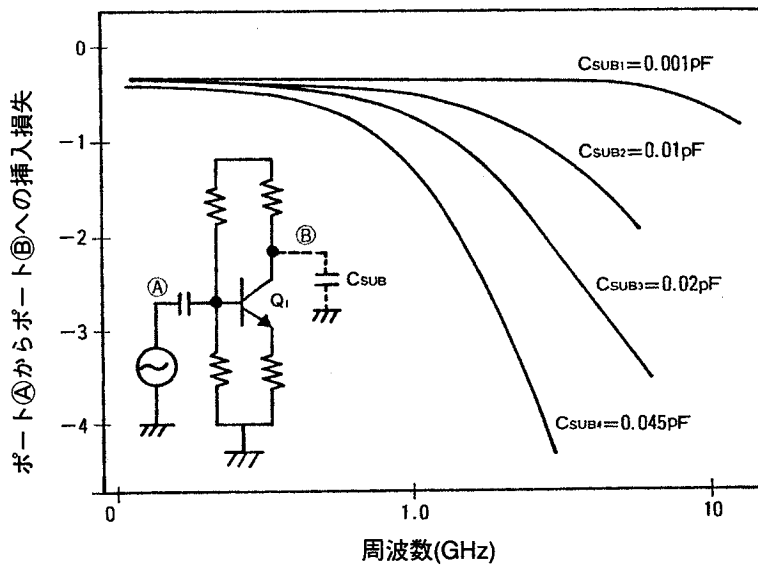


図3・14 ポート①からポート②への挿入損失の周波数特性

90度合成器の動作周波数帯域をのぼすために、図3・13に示したようにコレクタ容量を補償する新しい90度合成器を考案した。抵抗 $R_c, R_e$ を同じ値に設定した場合には、トランジスタのコレクタ側とエミッタ側の電圧は等振幅・逆位相となる。それ故、 $C_f(C_{f1}, C_{f2})$ を、コレクタ-エミッタ間に挿入した場合には、コレクタ容量 $C_{SUB}$ を補償することができる。

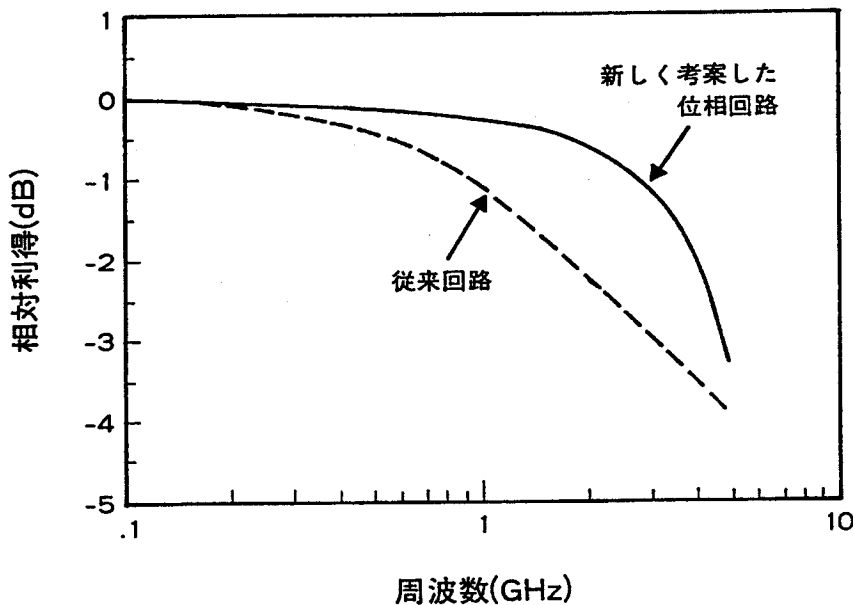


図3・15 新しく考案した位相回路と従来回路の振巾周波数特性(シミュレーション結果)の比較

図3・15は、新たに考案した90度合成回路と従来型の90度合成回路の振幅周波数特性のシミュレーション結果を比較したものである。この図から判るように、上述した補償技術を用いることにより、3dB帯域は約50%広がっており、従来3dB帯域が3.0GHzだったものが、容量補償することにより4.8GHzまで広がっている。

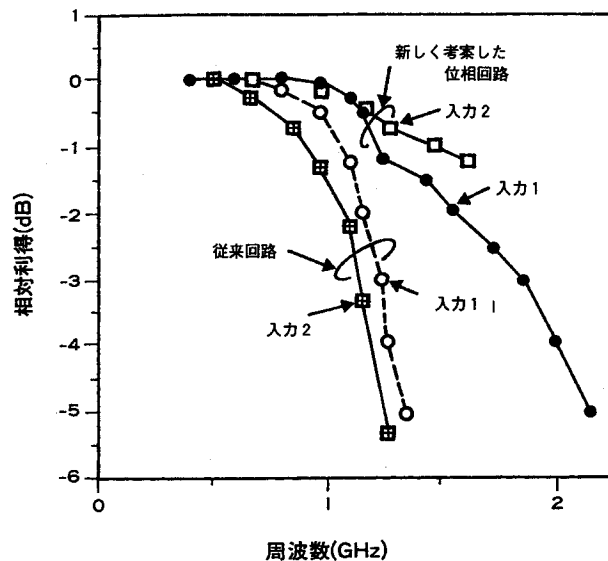


図3・16 新しく考案した位相回路と従来回路の振幅周波数特性の測定結果の比較

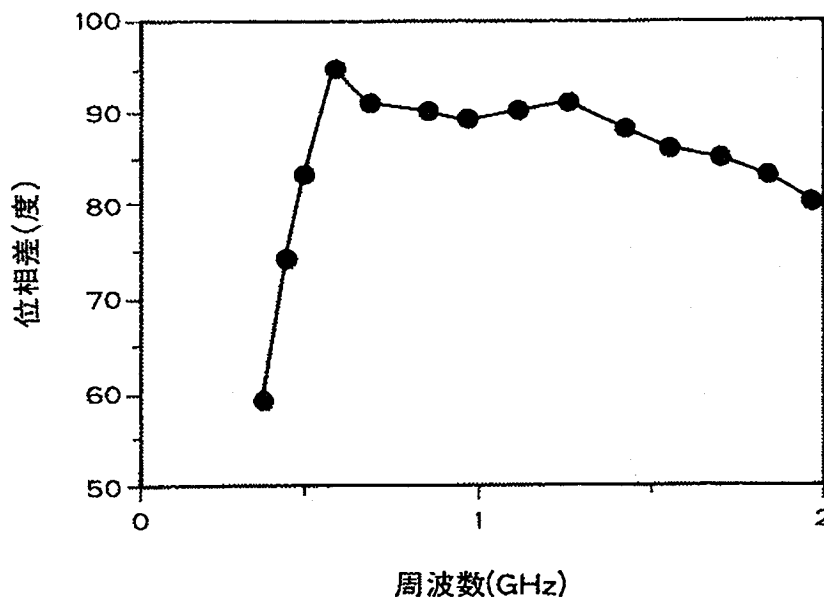


図3・17 新しく考案した位相回路の位相差-周波数特性の実測結果

図3・16および図3・17は試作した90度合成回路の実測結果であり、図3・16は振幅周波数特性、図3・17は位相差-周波数特性を示したものである。図3・16から

判るように、容量補償技術を用いることにより、振幅周波数特性が改善されている様子が判る。シミュレーション結果に比べて振幅周波数特性が劣化しているのは、入出力のパッド容量等の影響によるものと考えられる。一方、図3・17から判るように、試作した90度合成器の0.5GHzから1.6GHz帯域での位相差は、 $90\pm 6$ 度である。この試作結果から、上述の考察の妥当性が確認された。

### 3・5 結言

バイポーラ技術を用いた高精度1チップ無限移相器ICの設計法について述べた。本無限移相器ICは、スペースダイバーシティ装置のキーデバイスであり、16QAMマルチキャリア方式を用いたデジタルマイクロ波無線方式のスペースダイバーシティ合成器として装置の小型・経済化に寄与するものである。また、高周波化に適した新しい90度合成器を提案し、その効果を確認した。本90度合成器の特性から考えて、バイポーラプロセスを用いた本無限移相器はマイクロ波帯領域においても実現可能であると考えられる。

### 第3章参考文献

- [1] H. Yamamoto, "Advanced 16-QAM techniques for digital microwave radio", IEEE Commun., Mag., 19,3,pp.36 March 1981
- [2] K.Kohiyama, and S.Komaki, "64/256 QAM digital microwave radio," The Journal of the Institute of Electronics and Communication Engineers of Japan, vol. 68, No.8, pp.889-895 Aug.1985
- [3] H. Ichikawa, and T. Nakamura, " A new combiner for multi-antenna diversity in multi-carrier microwave radio systems", ICC 1991 pp.162-168
- [4] S. Bingham and B. Krause, "Broadband 1.5GHz analog monolithic vector modulator", 1992 GaAs IC Symposium pp.33-36
- [5] T.C.B.Tieman, A.P.de Hek, F.L.M. van den Bogaart, W.M.A. van Hoek, "A single chip X-band phase shifter with 6 bit uncorrected phase resolution and more than 8 bit corrected phase resolution", IEEE 1992 Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium pp.137-140
- [6] J .H.Huijsing et al, "Monolithic analog multiplier-divider," IEEE J. of Solid-State Circuits, vol.SC-17, No.9-15 Feb.1982.
- [7] B.Gilbert, "A high-performance monolithic multiplier using active feedback," IEEE J. of Solid-State Circuits, vol.SC-9, pp.364-373, Dec.1974.
- [8] B.Gilbert, "A precise four-quadrant multiplier with subnano second response," IEEE J. of Solid-State Circuits, vol.SC-3 pp.365-373, Dec.1968
- [9] T.Ohira , T. Tokumitsu, T. Hiraoka, Y. Kihata, K. Araki, and H. Kato, "Development of key monolithic circuits to Ka-band full MMIC receivers", in IEEE 1987 Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symp. Dig. (Las Vegas), June 1987, pp.69-74
- [10] H.Kato, T. Ohira, F. Ishitsuka, T. Tokumitsu, Y. Kihata, and N. Imai, "A 30 GHz MMIC Receivers for Satellite Transponders" IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-38, pp.896-903, July 1990
- [11] K.Kikuchi, T. Yoshida, and K.Tajima, "Space diversity combining for multi-carrier radio system", 1984 IECE Natl. Conv. Rec.,2360
- [12] Y. Saito and Y. Nakamura," 256QAM modem for high capacity digital radio system," IEEE Trans. Commun., vol. COM-34, pp.799-805, Aug. 1986.
- [13] I. Horikawa and M. Araki," Error rate performance of multilevel modulation systems with various degradation factors", Trans. IECE Japan, J63-B, No.11, pp.1132-1139, Nov. 1980
- [14] N.Imai, T. Tokumitsu, M. Aikawa, and K. Morita, "MMIC Transmitter/Receivers for 16QAM Digital Microwave Systems," Asian Pacific Microwave Conference 1992, Adelaide, Australia, pp.759-762
- [15] N. Ishikawa, Y. Akazawa, S. Konaka, and K. Kawarada, "DC-coupled, broad-band and gain controllable monolithic amplifier circuits," Trans. IECE Japan, J70-C, pp.263-274, Feb. 1987.

## 第4章 プリディストーション型非線形歪補償器

### 4.1 緒言

本章では、高出力増幅器の低歪化技術としての、プリディストーション型非線形歪補償器（リニアライザ）について述べる。従来、高出力増幅器の低歪化技術として、大きく分けて、フィードフォワード法<sup>[1]</sup>と、プリディストーション法<sup>[2]</sup>がある。フィードフォワード法は、大きな歪改善量が得られ、3次以外の次数（2次、5次等）の歪に対しても改善効果が得られる利点がある一方、装置構成が複雑になるという欠点がある。他方、プリディストーション法は、装置構成が簡単なために、今までにもマイクロ波SSB-AM方式<sup>[3],[4]</sup>や、移動通信方式<sup>[2]</sup>、衛星通信方式<sup>[5]-[11]</sup>等の各種方式に適用されている。そこで、本研究においては、プリディストーション型の歪補償器をとりあげ、小型で広帯域な特性が得られ、しかも調整性に優れた回路構成について検討を行った。現在までにも、様々のプリディストーション型リニアライザが報告されているが、歪成分と信号成分の分離が充分でないために、調整が難しかったり、歪成分だけを抽出するための回路が複雑になる等の欠点があった。これらの欠点を克服するために、ここではサーキュレータとダイオードを用いた簡易な構成の歪発生器を提案し、信号経路にも移相器としてサーキュレータを用いる構成を考案することにより、小型で広帯域な特性が得られ、しかも調整性や温度特性の面で優れたリニアライザを実現している。

一方、多値変調方式は、種々の振巾成分をもっているため、非線形歪による劣化が大きく<sup>[12]</sup>、その傾向は多値数の増加とともに著しくなる。さらに、256QAMシステムにおいては、中継器の価格を低減するために共通増幅方式が用いられているため、高出力増幅器の低歪化は方式実現上の重要な課題であり、線形化技術は経済的な中継器を実現するために必須である。そこで、上記歪補償器を用いて256QAM信号に対する改善効果を実験的に明らかにし、256QAM装置構成上の基本設計資料を得ている。

また、上記プリディストーション型歪補償器は、サーキュレータを基本構成要素として構成されているが、サーキュレータはハイブリッドに置換え可能である。この構成は、小型化に適した構成であるが、小型化を一層進めるためには、構成をさらに簡素化する必要がある。そのために、さらに少ないハイブリッドで構成できる歪補償器を提案し、1チップのモノリシックIC回路で実現した例についても述べる。

## 4. 2 プリディスタータの回路構成

図4・1は、プリディスターションリニアライザの基本回路構成である<sup>[2]</sup>。信号と歪成分のベクトルダイヤグラムと、AM-AMとAM-PM変換ベクトルダイヤグラムが示されている。次段の増幅器の歪成分を補償するため、プリディスタータで発生する歪成分は、増幅器の歪に対して等振巾で逆位相の条件を満たさなければならない。この条件が満たされた場合には、リニアライザのAM-PM変換は後段の増幅器のAM-PM変換と逆の特性を有している。図4・1(a)では基本回路構成を示しているために、可変移相器は歪経路の中に入れているが、後述するように(図4・2に示すように)、歪補償器としての広帯域化およびサーキュレータの温度特性の補償を図るためには主信号経路中に入れることができる。

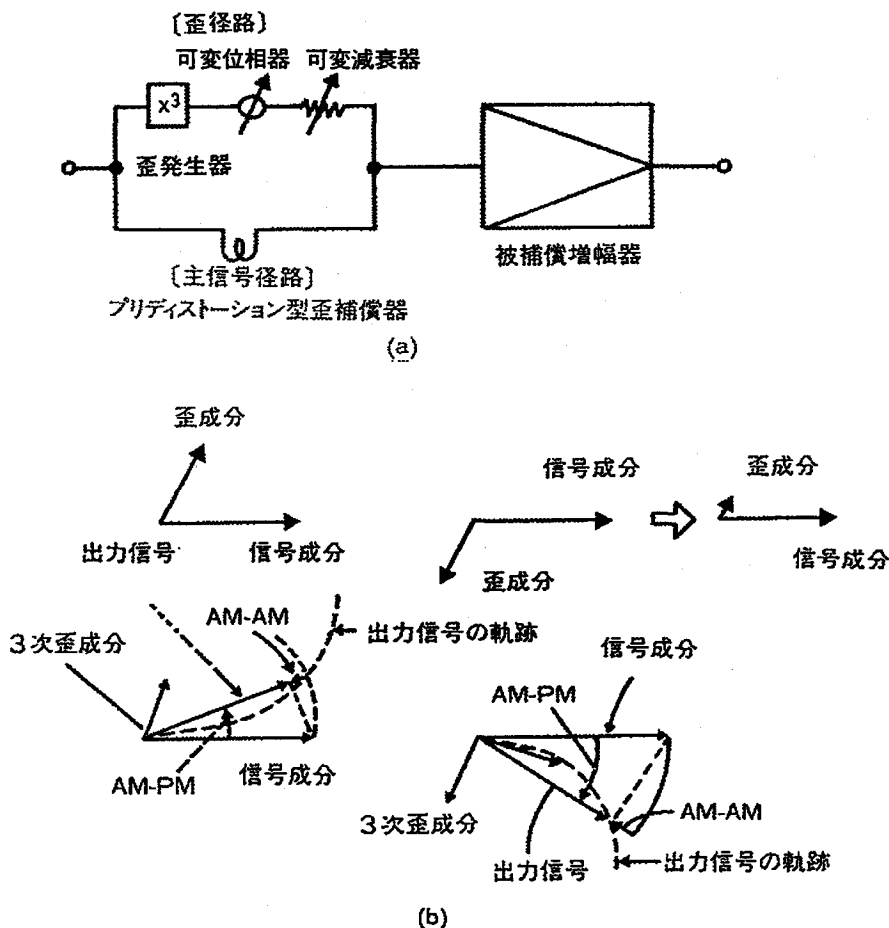


図4・1 プリディスターション型歪補償器の基本回路構成とベクトルダイヤグラム  
 (a) 基本回路構成  
 (b) ベクトルダイヤグラム

従来型のプリディストーションリニアライザ<sup>[7]</sup>においては、歪発生器は2つの増幅器で構成されている。各々の増幅器の入力レベルを変えることにより、そこで発生する歪量を変えることができる。その結果、出力において、信号成分が相殺するように減衰器を調整すれば、この歪発生器は歪成分のみを発生することができる。しかし、信号成分を相殺するためには、出力レベルと位相関係の調整を要する。その結果、この形式は調整性や小型化の点で適していない。これらの問題を解決するために、サーキュレータとダイオードを用いて歪発生器を構成した新しい型式の歪補償器を提案した。その回路構成を図4・2に示す。入力信号は入力側のハイブリッドによって、信号径路と歪径路の2つの径路に分けられる。信号径路は、遅延線路と可変移相器によって、歪径路は歪発生器と可変減衰器によって構成されている。この回路構成において、歪発生器はサーキュレータと逆並列接続されたダイオードによって、構成されている。

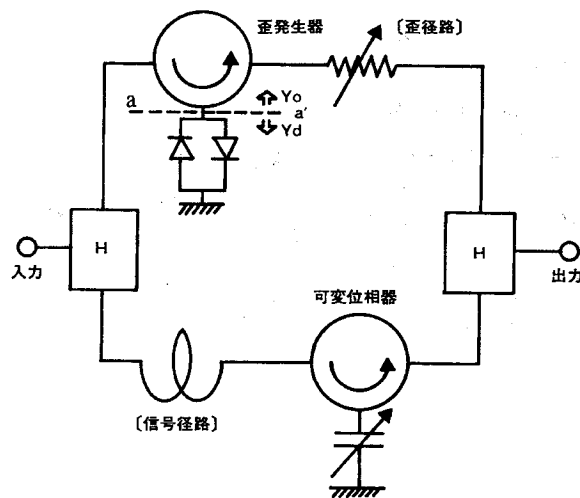


図4・2 新しく考案したプリディストーション型歪補償器の構成

入力ポートからの信号は、ダイオードと整合回路から構成されている非線形回路に入力される。信号レベルが低い場合には、ダイオードのインピーダンスはサーキュレータのインピーダンスと一致する。その結果、入力信号は出力ポートには現われない。しかしながら入力レベルが増大するにしたがい、非線形回路のインピーダンスは変化する。その結果、出力ポートにおいて、不整合条件によって非線形回路の歪成分に対応する信号が現われる。



$v(t)$ を逆並列接続されたダイオードに印加される電圧とすると、ダイオードに流れる電流は次式で表される。

$$i(t) = I_0 \cdot ((\exp(av(t)) - \exp(-av(t))) \quad (4 \cdot 1)$$

ここに、 $I_0$ と $a$ は定数である。

歪発生器への入力電圧 $V_{in}$ が印加されたとき、出力信号 $V_{out}$ は次のようになる。(付録参照)

$$|V_{out}| = |\Gamma| \cdot |V_{in}| \cong \frac{ka^3}{2Y_0} |V_{in}|^3 \quad (4 \cdot 2)$$

このことより、出力には3次歪だけが現われ、信号成分 $V_{in}$ が抑圧されることがわかる。

サーキュレータの通過位相の温度特性の例を図4・3に示す。この図から判るようにサーキュレータの位相推移は温度が上昇するにつれて減少する。サーキュレータが歪径路だけに使われた場合には、信号成分と歪成分の位相差は温度上昇とともに減少する。

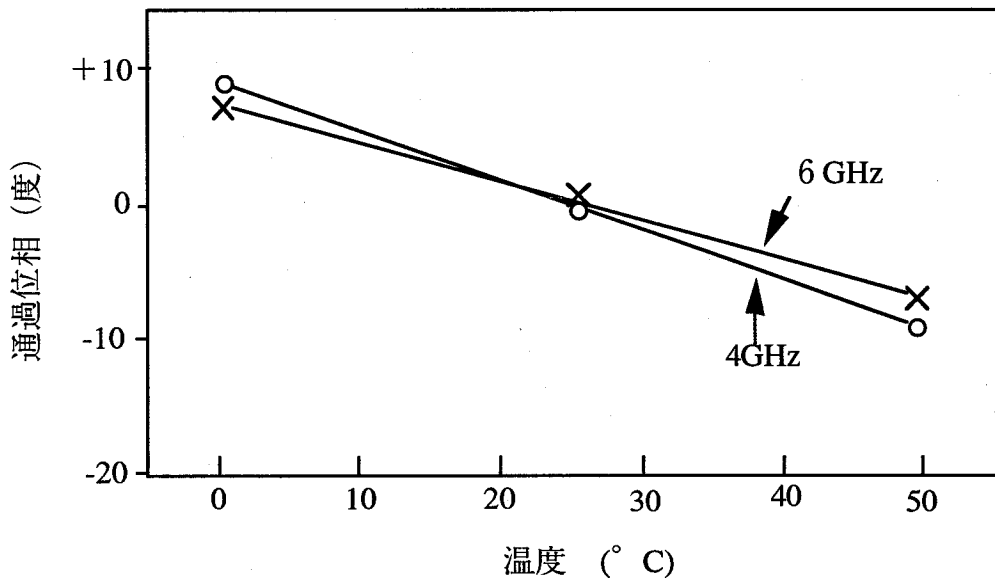


図4・3 サーキュレータの通過位相の温度特性

サーキュレータの温度特性を補償するために、信号径路の移相器にも他のサーキュレータを用いている。その結果、温度が変化した時の信号径路の位相変化と歪径路の位相変化は同じになり、両方のサーキュレータの位相変化の温度特性は出力で相殺される。

### 4.3 新しく考案したプリディストータの特性

歪発生器の基本信号成分および5次の歪成分出力は、3次歪補償器を構成するためには、小さく抑える必要がある。しかしながら、3次歪成分は、次段の増幅器の歪成分が補償できるように大きくなければならない。歪発生器の入出力特性を図4・4に示す。基本信号成分は、15dB以上抑圧されており、歪成分を信号成分とは独立に制御することが可能である。5次歪成分は、3次歪成分よりも12dB以上小さく、3次歪補償器として適切である。

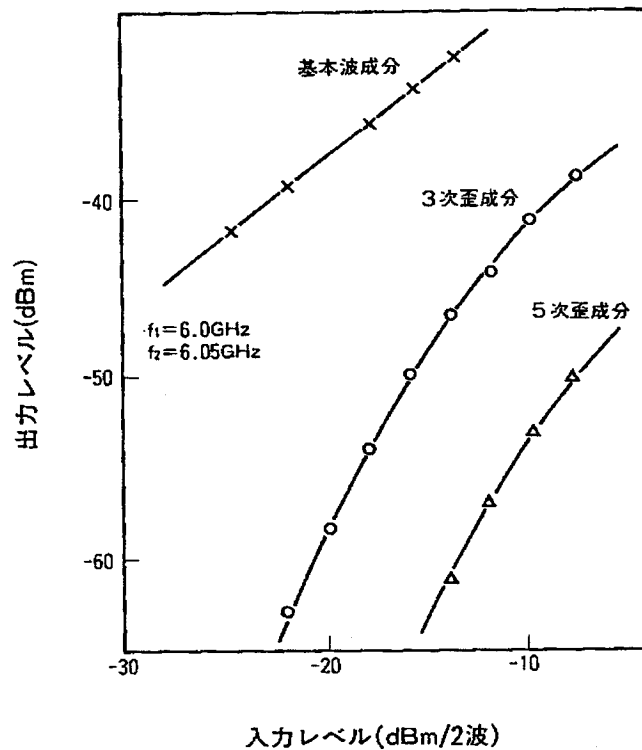


図4・4 歪発生器の入出力特性

歪補償器を高出力増幅器の前段に設けた場合の歪改善効果を図4・5に示す。歪補償器は、出力バックオフ8dBの点で調整されており、その点で20dB以上の3次歪改善量が得られている。図4・6は歪改善量の周波数特性である。5.9GHzから6.2GHzまでの範囲において、10dB以上の歪改善量が得られている。

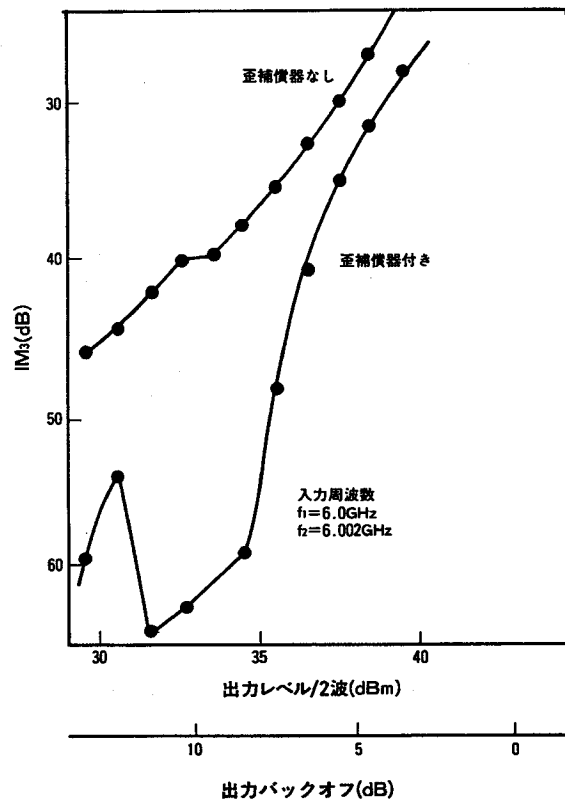


図4・5 歪補償器あり、なしの場合における増幅器の歪特性

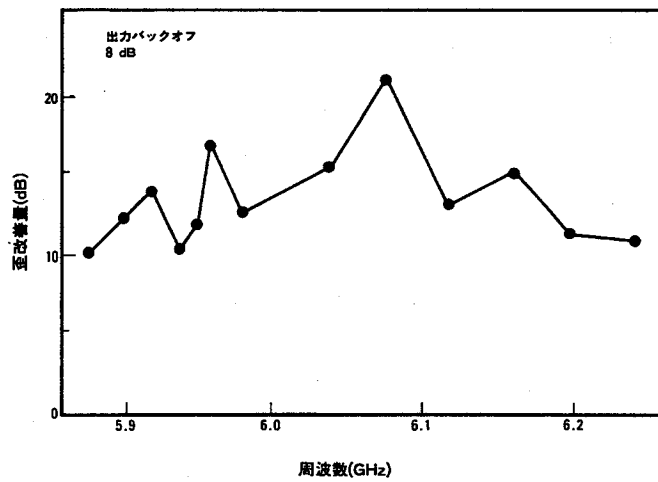


図4・6 歪改善量の周波数特性

歪改善量 $U$ は、振幅誤差 $\delta$ 、位相誤差 $\Delta\Theta$ の関数として、次式で表わされる。

$$U = 10 \log \left( 1 + 10^{\frac{\delta}{10}} - 2 \cdot 10^{\frac{\delta}{20}} \cdot \cos \Delta\Theta \right) \quad (\text{dB}) \quad (4 \cdot 3)$$

$\delta$  : 等振幅条件からの誤差

$\Delta\Theta$  : 逆位相条件からの誤差

増幅器に

$$e_i(t) = a \cos(\omega_0 t) \quad (4 \cdot 4)$$

の信号を入力したとき、AM-AMとAM-PM変換との間には、次の関係式が成立する<sup>[3]</sup>。

$$\Psi(a) = \tan^{-1} \left[ \frac{\{R^2(a) - 1\} \tan \Phi_3}{R^2(a) + 1} \right] \quad (4 \cdot 5)$$

ここに、 $R(a)$  : AM-AM変換

$\Psi(a)$  : AM-PM変換の位相遅れ

$\Phi_3$  : 3次歪の位相

この式より、AM-AM変換 $R(a)$ と、AM-PM変換の位相遅れ $\Psi(a)$ は、3次歪位相 $\Phi_3$ で関係づけられていることがわかる。6GHz帯FET増幅器の非線形性の測定結果を図4・7に示す。図4・7には、利得抑圧と3次歪位相 $\Phi_3$ に対する位相遅れも示してある。この図から、3次歪位相 $\Phi_3$ の位相偏差は約10度である。図4・8は、6GHz帯FET増幅器の入出力特性である。出力バックオフ4dB以上の領域において、3次歪の振幅成分の偏差は2dB以下である。これらの結果から、(4・3)式より歪改善量 $U$ を計算すると10dBとなり、これは図4・6に示した実測結果と一致する。図4・9は、本リニアライザを高出力増幅器に装荷したときのブロックダイアおよびレベルダイアグラムを示したものである。歪補償器自身は、挿入損失をもっているため（図4・9の場合は約8dBの挿入損失）、高出力増幅器の前段に補助増幅器を入れ、系全体の利得をもち上げている。図4・9に示す被補償高出力増幅器の出力電力は、1dB利得抑圧時において41dBmである。この系において、高出力増幅器の動作点が変わるように2つの増幅器の段間に、可変減衰器を入れてある。図4・10は、本リニアライザの入出力伝達特性である。図4・10(a)は、入出力伝達特性、図4・10(b)は、リニアライザのAM-PM変換特性である。図4・10(a)の入出力特性の飽和点近くにおいて、利得伸張特性がみられる。図4・1の歪補償器の原理図の中で説明したように、歪補償器で発生する歪成分は、被補償増幅器の歪成分と逆位相となる。それ故、歪補償器で発生するAM-PM変換特性も、後段の増幅器と逆特性となる。歪補償器の挿入損

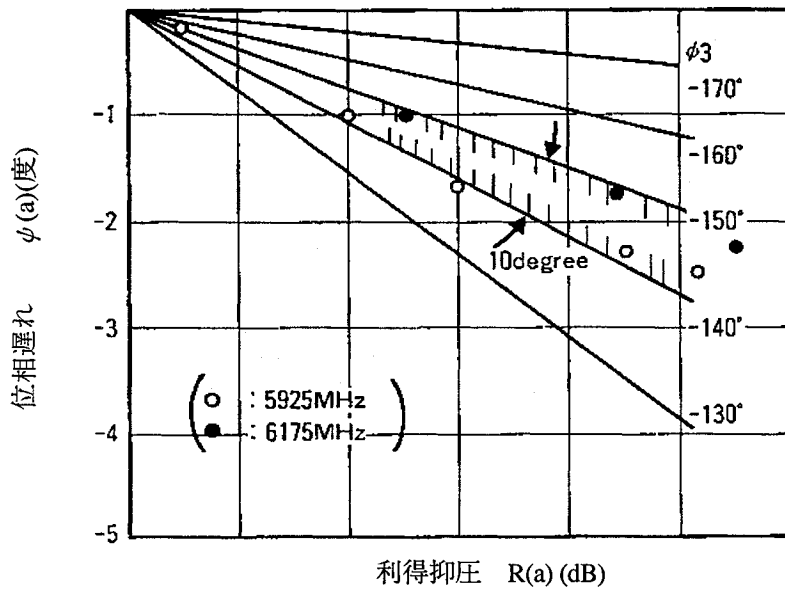


図4・7 6 GHz帯FETの3次歪位相 $\phi_3$ の周波数特性

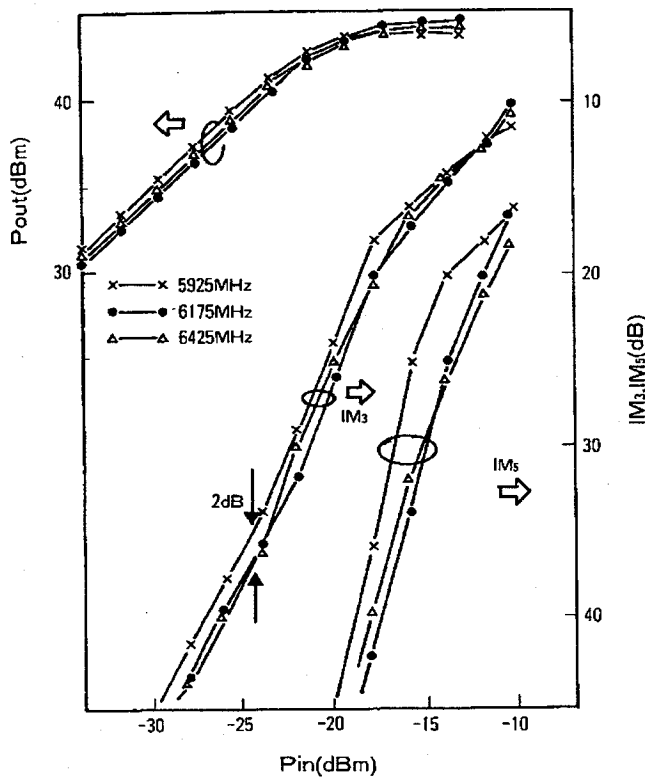


図4・8 6 GHz帯FET増幅器の入出力特性

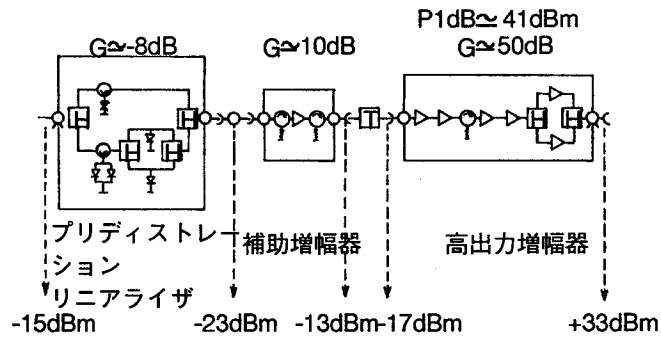


図4・9 線形化高出力FET増幅器のブロックダイヤ及びレベルダイヤ

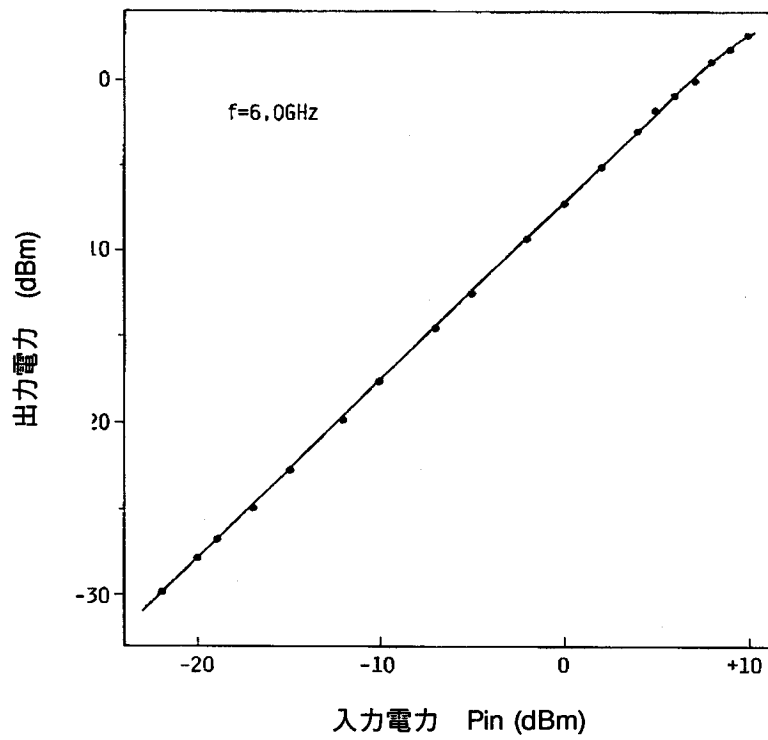


図4・10 本リニアライザの入出力伝達特性  
(a) 入出力電力伝達特性

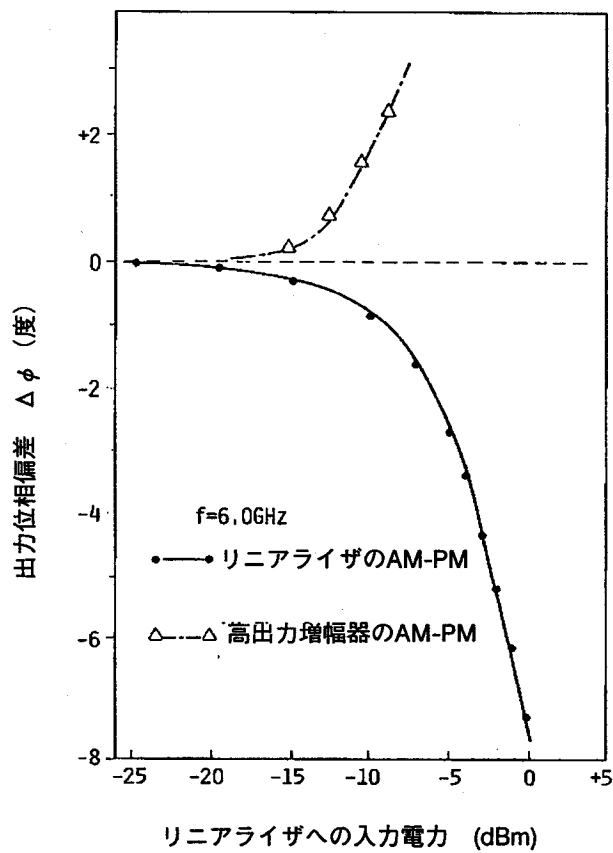


図4・10 リニアライザの入出力伝達特性  
(b) AM-PM変換特性

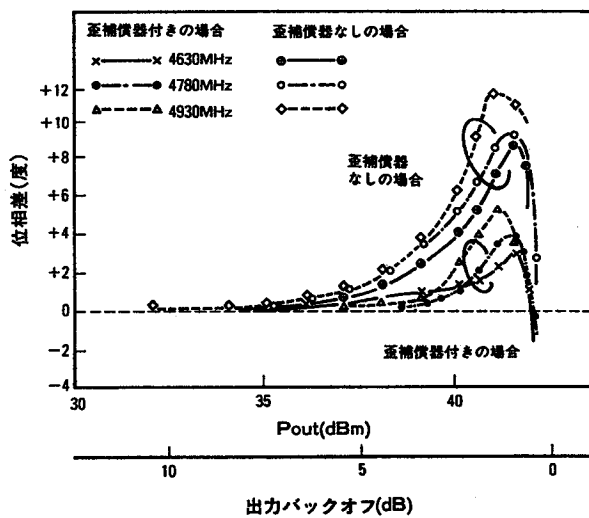


図4・11 歪補償器によるAM-PMの改善効果

失は、約8dB、歪補償器および線形化FET増幅器の5.9GHzから6.2GHz帯域での小信号利得偏差は1.0dB以下である。図4・11は、本歪補償器によるAM-PM変換の改善効果である。

出力バックオフ3dB以上の領域において、AM-PM変換は1/3以下に抑えられている。図4・12は、前節で述べた歪補償器を20W級の高出力増幅器に装荷した時の3次歪の温度特性である。温度を0℃から50℃までの範囲で変えた場合においても、10dB以上の歪改善効果が得られている。このことから、図4・2に示したように、サーキュレータを歪径路と信号径路の両方の径路に入れることにより、サーキュレータの通過位相の温度特性が相殺されていることがわかる。

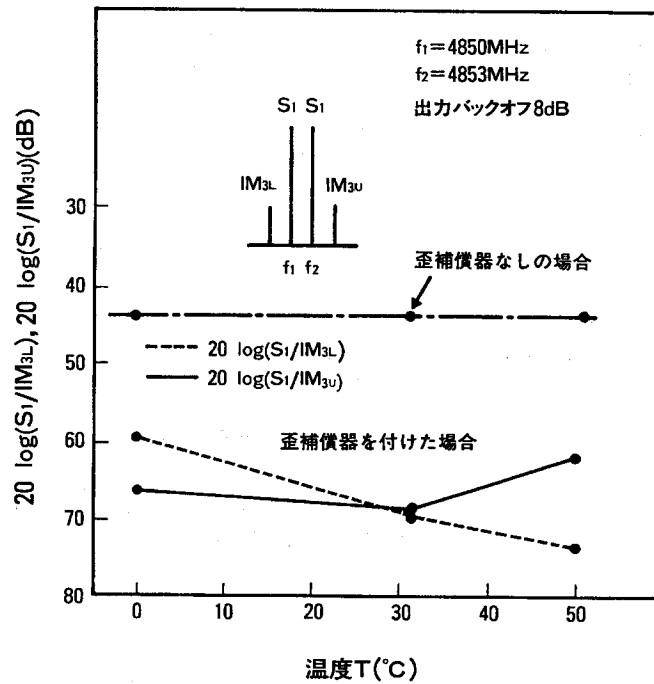


図4・12 3次歪の温度特性

#### 4.4 256QAMシステムへの適用

本節では、256QAM信号伝送時の特性、および、それに対する本歪補償器の効果について述べる。図4・13は、テフロン基板上に作った本歪補償器の写真である。

図4・14は、256QAM伝送特性の測定系である。1プライマリーキャリアあたりの伝送容量は、100Mb/s、符号速度は12.5Mbaud、波形整形は50%コサインロールオフである。ATT1とATT2を調整し、受信器への入力電力を一定に保ちながら増幅器の動作点（出力バックオフ）を変えている。ATT3は、CNR比を変えるためのものである。



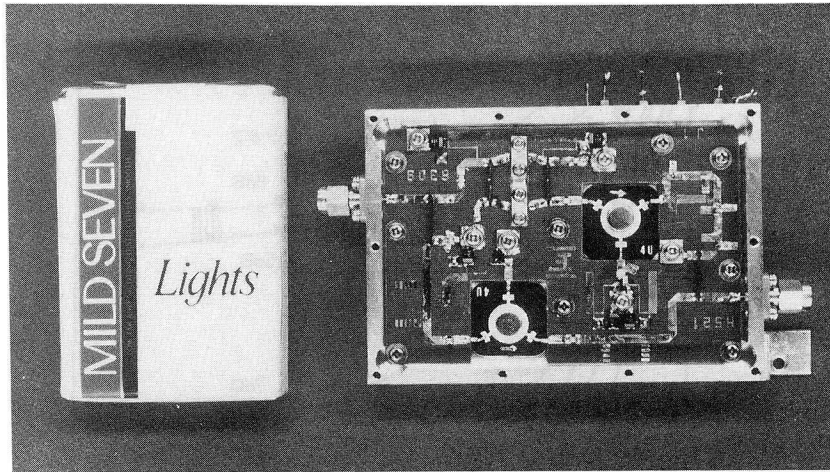


図4・13 テフロン基板を用いて試作した歪補償器の写真

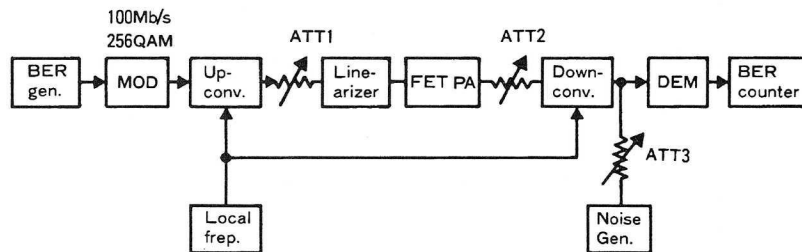


図4・14 256QAM信号伝送特性評価のための実験系

すでに、報告されているように[13]、FET増幅器のAM-PM変換は、TWTに比べて小さい。それ故、多値QAM信号伝送時にはFET増幅器を用いた方がTWT増幅器を用いる場合よりも、低いバックオフ点で動作させることができる[14]。本検討において、増幅器としてはFET増幅器を用いた。256QAM伝送用として用いた増幅器の特性は図4・8に示したものと同一である。

増幅器に歪補償器を付けた場合と、付けない場合のバックオフをパラメータとした伝送特性を図4・15に示す。歪補償器を用いた場合には、誤り率 $10^{-6}$ 点において出力バックオフが3dB、 $10^{-9}$ 点において6dB改善されている。このことから、本歪補償器が、多値変調方式に用いる増幅器に極めて有効であることがわかる。

図4・16に、256QAM信号2マルチキャリア共通増幅時における歪雑音の低減効果を示す。上側のスペクトラムは歪補償なしの場合、下側のスペクトラムは歪補償付きの場合の特性であり、ともに出力バックオフ8dBの場合の特性である。本歪補償器を用いることにより、歪雑音が広帯域信号に対して約10dB改善されていることがわかる。

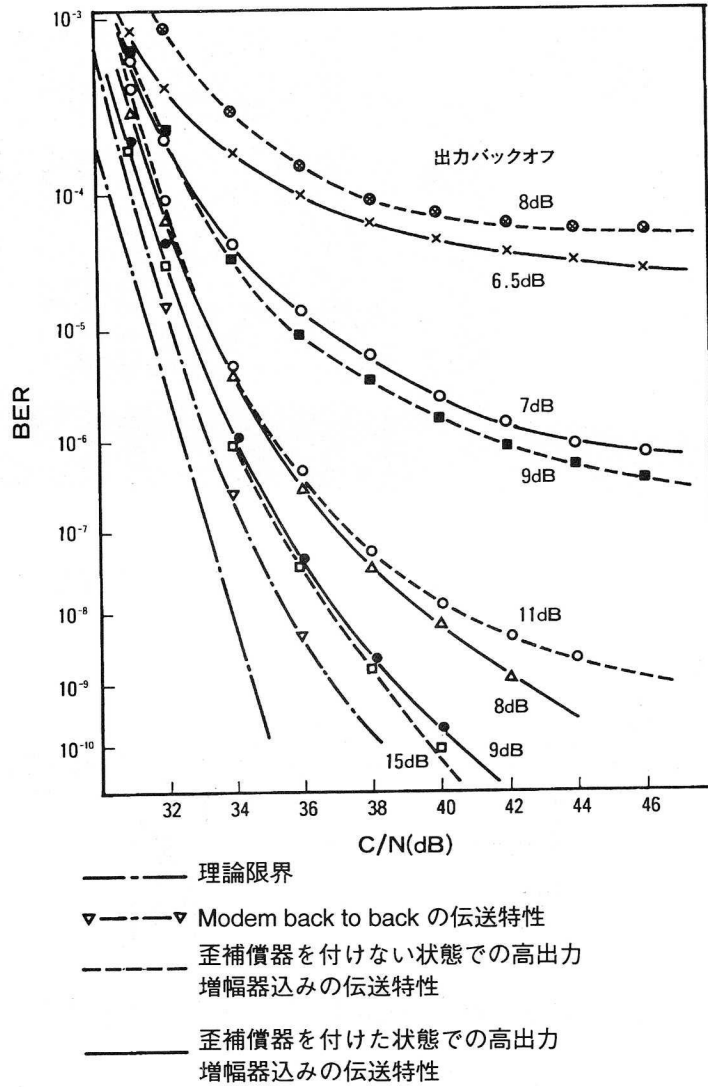
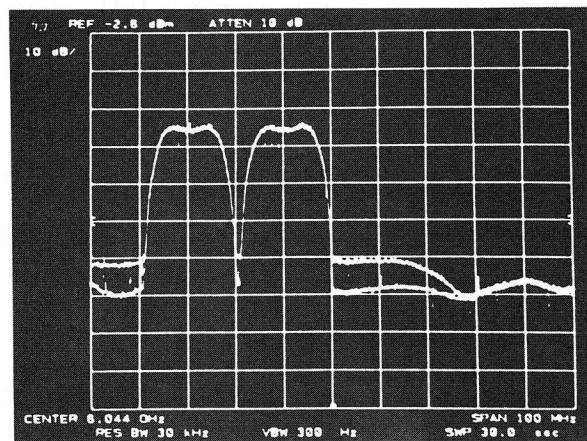


図4・15 256QAM信号の伝送特性



Horizontal: 10MHz/div Vertical: 10dB/div

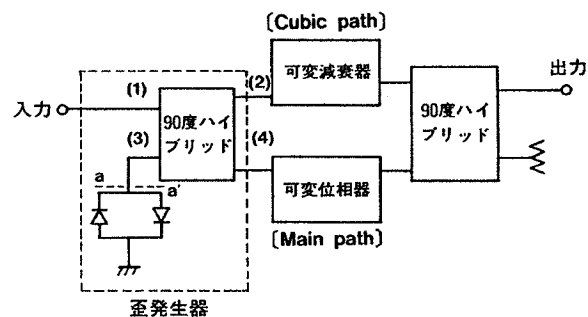
図4・16 歪補償器による歪雑音の低減効果（出力バックオフ8dB点）

## 4. 5 モノリシク集積化プリディストーションリニアライザ

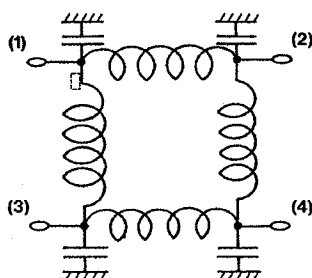
前節までに述べたプリディストーション型歪補償器は、サーキュレータを基本構成要素として構成されているが、サーキュレータはハイブリッドに置換え可能である。この構成は、小型化に適した構成であるが、小型化を一層進めるためには、構成をさらに簡素化する必要がある。そのために、前節までに述べた構成をハイブリッド回路を用いて構成した場合よりもさらに少ないハイブリッドで構成できる歪補償器を提案し、1チップのモノリシクIC回路で実現した。

### 4.5.1 回路構成

図4・17(a)に、新しく考案した歪補償回路の構成を示す。入力ハイブリッドのポート(1)に入力された信号は、ポート(3)、(4)に分岐される。ポート(3)において、信号成分は逆並列接続されたダイオードによって、歪成分に変換される。ポート(3)で発生した歪成分は、ポート(1)、(2)に分岐する。発生した歪成分の半分は入力ポート(1)に反射し、返ってくるが、信号成分に比べると、無視し得る程小さい。その結果、信号成分と歪成分は各々、ポート(4)、ポート(2)に出力される。



(a) 新しい歪補償器の回路構成



(b) 90度ハイブリッドの基本回路構成

図4・17 ハイブリッドを用いた新しい歪補償器の回路構成およびそれに用いた90度ハイブリッドの構成

歪成分の振巾および歪成分と信号成分の位相関係は、各々歪径路に設けられた減衰器および信号系に設けられた位相器によって調整する。その後、信号成分と歪成分は出力で合成される。本歪補償器に用いている90度ハイブリッドは集中字数化L.C.を用いたブランチライン型である。その回路構成を図4・17(b)に示す。チップサイズはメアンダ型インダクタを用いることにより、 $950\mu\text{m}\times 750\mu\text{m}$ にまで小さくできている。図4・18は、試作したMMIC化プリディストーションリニアライザの全体の写真である。チップサイズは $3.5\text{mm}\times 3.0\text{mm}$ と小型にできている。

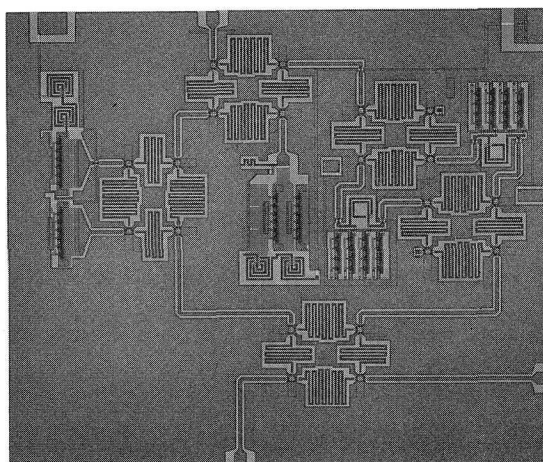


図4・18 MMIC化プリディストーションリニアライザの写真

#### 4.5.2 MMIC化プリディストーションリニアライザの特性

図4・19は、10.5GHz帯域で試作した歪発生器の入出力特性である。この図から判るように、信号成分は信号出力端子(4)において支配的である。一方、歪成分は歪出力端子(2)において支配的である。例えば、入力レベルが $-5\text{dBm}$ の時、歪出力端子に現われる信号成分は、信号出力端子に現われる信号成分に比べて約10dB低く、歪出力端子に現われる歪成分は信号出力端子に現われる歪成分に比べて約20dB高い。さらに、歪出力端子において信号成分は、入力レベルに対して15dB以上抑圧されている。可変位相器、および可変減衰器も前述したブランチライン型のハイブリッドを使っている。可変位相器は、90度ハイブリッドとバラクタによって構成されており、可変位相器の挿入損失は約5dB、最大可変位相量は、10GHzにて50度である。可変減衰器は90度ハイブリッドとバリスタで構成されている。可変減衰器の挿入損失は3.0dB以下であり、可変減衰量は10GHz帯にて20dB以上ある。

試作したMMIC化歪補償器の歪補償特性を、飽和出力約1Wの10GHz帯FET増幅器を用いて調べた。図4・20は、被補償増幅器の10.5GHz帯の入出力特性である。図4・21は、

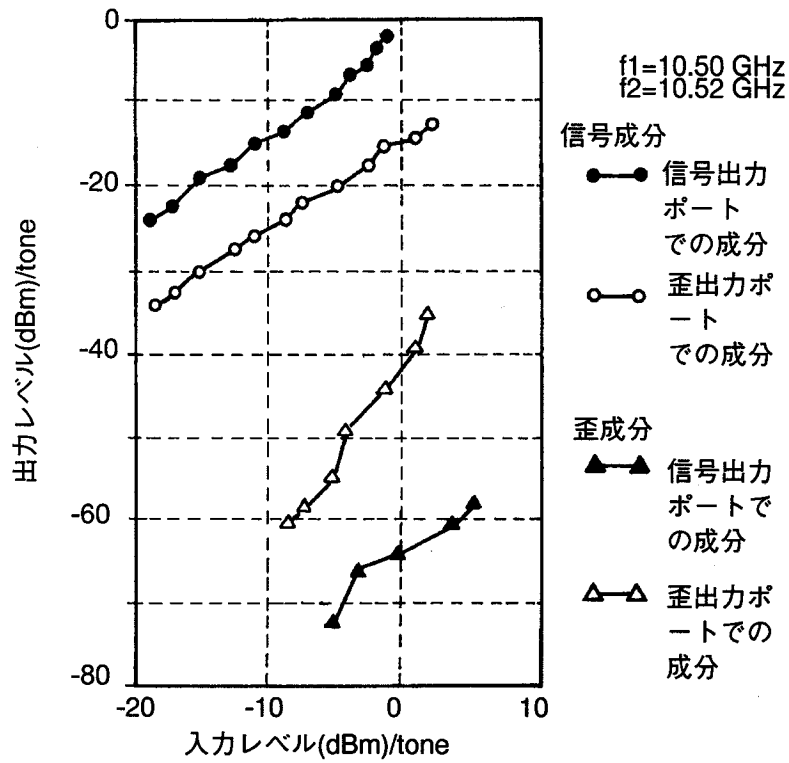


図 4・19 MMIC化歪発生器の入出力特性

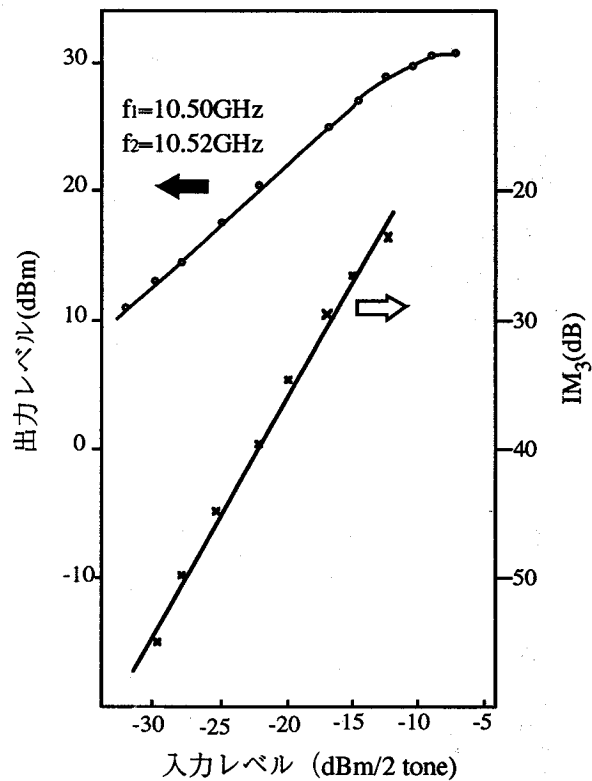


図 4・20 被補償増幅器の入出力特性

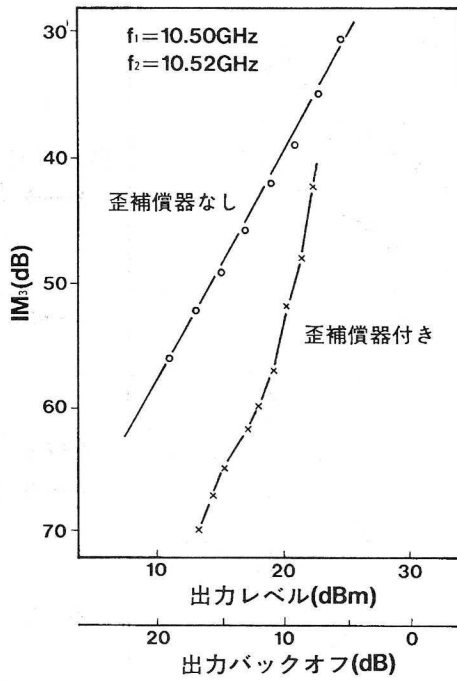
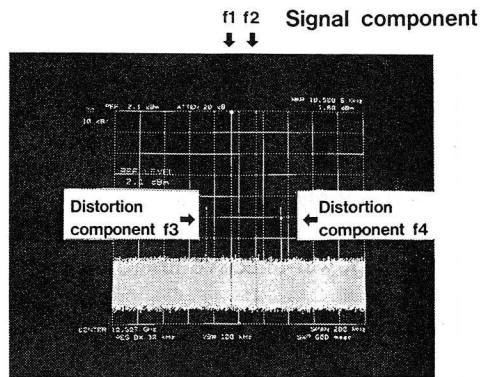
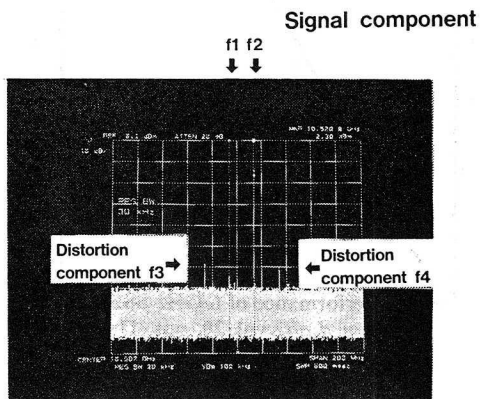


図4・21 歪補償器ありなしの場合におけるIM3の入出力特性



(a)補償器なしの場合



(b)補償器付の場合

図4・22 歪補償器ありなしの場合における増幅器の出力スペクトラム

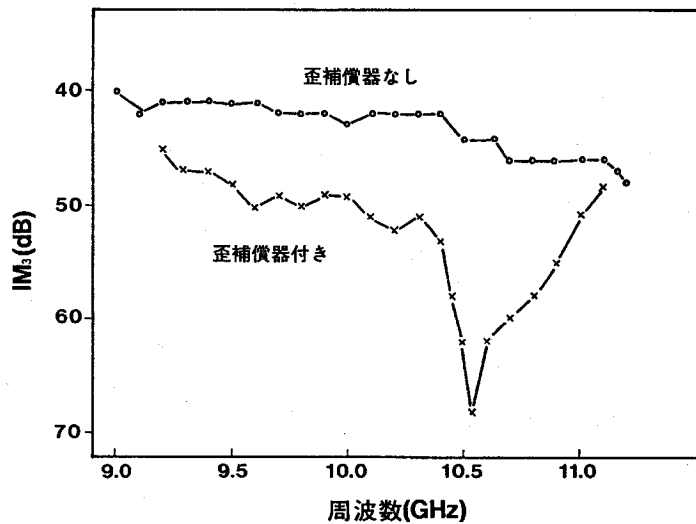


図4・23 歪補償器ありなしの場合におけるIM<sub>3</sub>の周波数特性

本MMIC化歪補償器による、増幅器の歪特性の改善効果である。歪補償器あり、なしの場合の増幅器の歪特性を示したものである。IM<sub>3</sub>は、出力バックオフ11dB以上の領域において15dB以上改善されている。図4・22は、出力バックオフ13dBの点における増幅器の出力スペクトラムであり、(a)は歪補償器を付けない場合のスペクトラム、(b)は歪補償器を付けた場合のスペクトラムである。この図からも、歪成分が補償器の効果によって抑圧されている様子がわかる。図4・23は、増幅器の出力バックオフ13dBの点における9~11GHz帯における、補償器あり、なしのばあいにおけるIM<sub>3</sub>の周波数特性である。IM<sub>3</sub>の改善効果は、10.45GHzから10.70GHzの帯域において15dB以上、10.05GHzから10.90GHzの帯域において8dB以上である。この場合、減衰器および位相器は、歪特性が10.50GHz帯で最良になるように調整した。図4・17に示した90度ハイブリッドの動作帯域幅は狭いため、歪改善効果が確められる帯域は狭い。より広帯域な特性を得るためには、90度ハイブリッドの周波数特性を改善する必要がある。

## 4. 6 結言

小型化・調整性に優れた新しい、RF帯プリディストーションリニアライザを提案し、256QAM信号伝送時におけるGaAs FET高出力増幅器に対する効果を確認した。本歪補償器は、サーキュレータと逆並列接続した1対のダイオードを基本構成要素としている。サーキュレータは、ハイブリッドで置換え可能であり、本歪補償器は小型・集積化に適した構成である。本構成を用いることにより、6GHz帯で300MHz以上の広帯域にわたって、10dB以上の歪改善効果が得られた。歪の改善効果は0℃から50℃の広い温度範囲にわたって得られることを確認した。また、256QAM信号に対する本歪補償器の効果を調べ、出力バックオフで6dB以上の改善効果が得られることを明らかにした。

さらに、本提案の回路構成を基に、一層の小型化に適した新しい構成を考案し、1チップのMMIC構成の歪補償器を10GHz帯で試作した。歪補償特性を確認した結果、10.45GHzから10.70GHzの帯域において15dB以上、10.05GHzから10.90GHzの帯域において8dB以上の改善効果が得られることが判った。



## 付録

(4・1)式をテーラー級数展開すると、次式のようなになる。

$$i(t) = 2I_0 \left\{ a \cdot v(t) + \frac{a^3}{3!} v^3(t) \right\} \quad (\text{A1})$$

この式より、ダイオード対のアドミッタンスは次式で与えられる。

$$Y_d = \frac{i(t)}{v(t)} \cong 2I_0 \left\{ a + \frac{a^3}{3!} v^2(t) \right\} \quad (\text{A2})$$

整合回路によって、 $2I_0 a$ が、サーキュレータのアドミッタンスに整合がとれるようにすれば、 $Y_d$ は次式のように表わされる。

$$Y_d \cong Y_0 + ka^3 v^2(t) \quad (\text{A3})$$

$k$ ：定数

それ故、図4・2に示した歪発生器の回路構成において、 $a-d$ 面からみた反射係数は次式で与えられる。

$$\Gamma = \frac{|Y_0 - Y_d|}{|Y_0 + Y_d|} \cong \left| \frac{ka^3 v^2(t)}{2Y_0} \right| \quad (\text{A4})$$

## 第 4 章参考文献

- [1] H. Seidel, "A microwave feed-forward experiment," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 50, No.9, pp.2879-2915 Sept. 1971.
- [2] T. Nojima and T. Konno, "Cuber predistortion linearizer for relay equipment in 800 MHz band land mobile telephone system," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-34, pp. 169-177, Nov. 1985.
- [3] T. Nojima, Y. Okamoto, and K. Morita, "Equipment design and performance of 6-GHz SSB-AM system," *Rev. Elec. Commun. Lab.*, vol. 29 nos. 11-12, pp. 1278-1294, Nov.-Dec. 1981.
- [4] R. P. Hecken, R. C. Heidt, and D. E. Sanford, "Predistortion for the TWTA," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 62, pp. 3447-3464, Dec. 1983.
- [5] G. Satoh, "Linearizer for high-power TWTA," *Trans. Inst. Electron. Commun. Eng. Japan*, vol. J62-B, no. 10, pp. 932-939, Nov. 1979.
- [6] R. Inada, H. Ogawa, S. Kitazume, and P. Desanits, "A compact 4-GHz linearizer for space use," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-34, pp. 1327-1332, Dec. 1986.
- [7] G. Satoh, "MIC linearizer for satellite communications," *Trans. Inst. Electron. Commun. Eng. Japan*, vol. J67-B, no. 6, pp. 630-637, June 1984.
- [8] M. Kumar, J. C. Whartenby, and H. J. Wolkstein, "Predistortion linearizer using GaAs and dual gate MESFETA for TWA and SSPA used in satellite transponders," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-33, pp. 1479-1488, Dec. 1985.
- [9] A. Katz, R. Sudarsanam, C. Aubert, "A reflective diode linearizer for spacecraft applications," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1985, pp. 661-664.
- [10] D. Cahana, J. R. Potukuchi, R. G. Marshalek, and D. K. Paul, "Linearized transponder technology for satellite communications Part I: Linearizer circuit development and experimental characterization," *COMSAT Tech., Rev.*, vol. 15, no. 2A, pp. 277-308, fall 1985.
- [11] Y. S. Lee, I. Brelian, and A. Atia, "Linearized transponder technology for satellite communications Part II; System simulation and performance Assessment," *COMSAT Tech., Rev.*, vol. 15, no. 2A, pp. 309-341, fall 1985.
- [12] K. Kohiyama and S. Komaki, "64/256 QAM digital microwave radio," *Inst. Electron. Commun. Eng. Jap.*, vol. 68, no. 8, pp. 889-895, Aug 1985.
- [13] T. Yoshida, Y. Saito, and H. Yamamoto, "16 QAM transmission characteristics in a nonlinear amplifier," *Trans. Inst. Electron. Commun. Eng. Japan*, vol. J66-B, no. 4, pp. 514-202, Apr. 1983.
- [14] Y. Ito, T. Ryu, Y. Kitahara, and T. Noguchi, "Design and performance of 6-GHz 135-Mb/s radio system with 64 QAM," in *ICC '84 Conf. Rec.*, May 1984, pp. 632-635.

## 第5章 高アイソレーション化スイッチ

### 5.1 緒言

近年、各種無線方式の高機能化が進み、トラヒックに応じて柔軟に回線設定ができる方式の実現が望まれている[1],[2]。このような目的のためには高アイソレーション化スイッチの実現が必須である。本章では、高精度マイクロ波集積回路の中の高アイソレーション化MMICスイッチについて述べる。

今までにもいくつかのMMIC化FETスイッチが報告されているが[3]-[6]、従来のスイッチでは、アイソレーション特性と挿入損失との間にトレードオフが存在する。即ち、従来のスイッチにおいては、高いアイソレーション特性を得ようとするすると挿入損失が増加し、高アイソレーション特性と低挿入損失特性を両立させるのが難しいという問題点があった。この問題点を解決し、ある特定の周波数帯で、高いアイソレーション特性が得られるようにするために、トランジスタの有する容量成分を共振させる方法が、今までにいくつか報告されている[7],[8]。特に、文献[7]では低歪な特性が得られるような設計が示されている。しかしながら、これらの報告例で示されているアイソレーション特性(約40dB)では、高精度特性が要求されるようなシステム[1],[9]では、十分なアイソレーションとは言い難い。しかも、上述の論文では、容量成分を共振させるために集中定数のインダクタンス[7]や分布定数線路[8]が使われており、マイクロ波帯で動作するスイッチを実現するためには、チップの小型化に限界がある。

本章では、低損失で、かつ高いアイソレーション特性の得られるTwin-T型の新しい構成のスイッチを提案している。本提案のスイッチは、従来型のスイッチと比較して、特定の周波数帯で同じアイソレーション特性を得るのに必要なFETの数が少なくてもよいため、スイッチング速度が速い特長がある。また、従来型のスイッチに対して抵抗と容量だけを装荷することにより高いアイソレーション特性を実現しているため、チップサイズが小さく実現できる利点がある。本提案のスイッチの設計は、動作周波数帯でR-C素子を用いて帯域阻止フィルタを構成することを基にしており、その構成は、従来のシリーズ/シャント型のスイッチに並列にT型のR-C-R回路を接続した形となっている。動作周波数帯で、帯域阻止フィルタを実現するために、オフ状態におけるFETの容量成分を利用している。このようなスイッチの設計法と特性について述べている。本設計をもとにして実現されたスイッチのアイソレーション特性は、従来構成のものに比べて、5.4GHzから6.4GHz帯域において15dB以上、5.5GHzから6.1GHz帯域において20dB以上、改善されている。また、本設計法をもとにして設計・試作した2GHz帯のスイッチは、文献[3],[6]で報告されているものよりも、特性上優れている。以下、本提案のスイッチの設計法および特性について述

べる。

## 5. 2 新しく提案するスイッチの原理と設計法

図5・1に、従来型のFETスイッチの回路構成を示す。このスイッチにおいて、オフ状態におけるFETの寄生容量成分がスイッチのアイソレーション特性を劣化させる。図5・2に、従来型スイッチの周波数特性のシミュレーション結果を示す。この結果より、動作周波数が高くなるに従って、アイソレーション特性が劣化している様子がわかる。

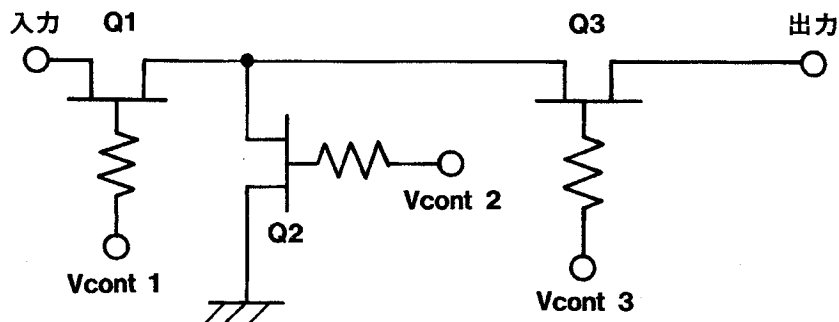


図5・1 従来型FETスイッチの回路構成

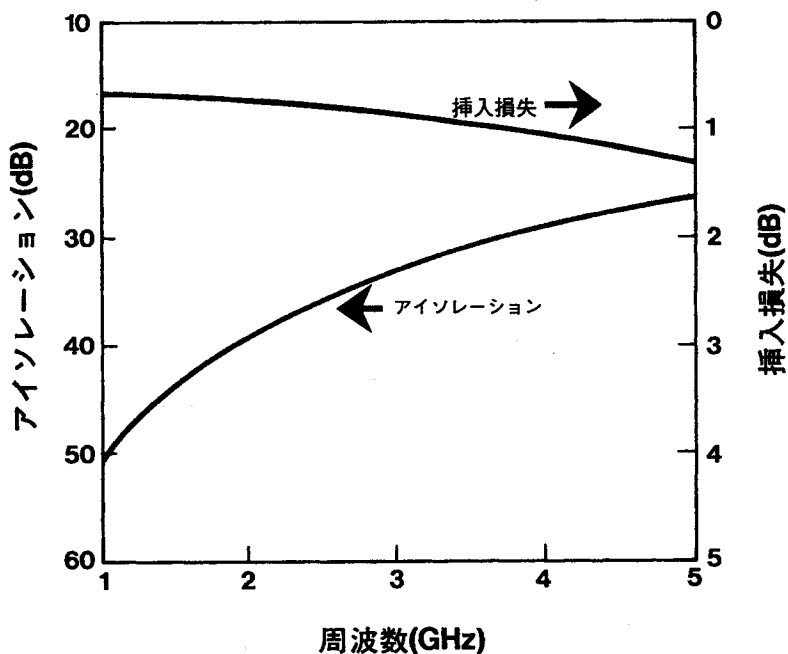
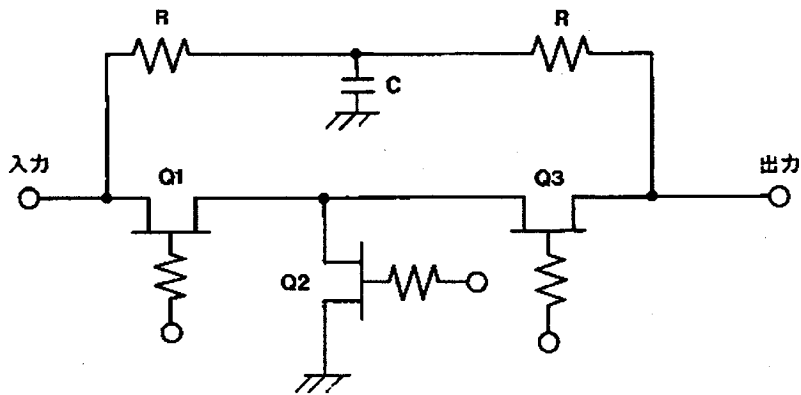
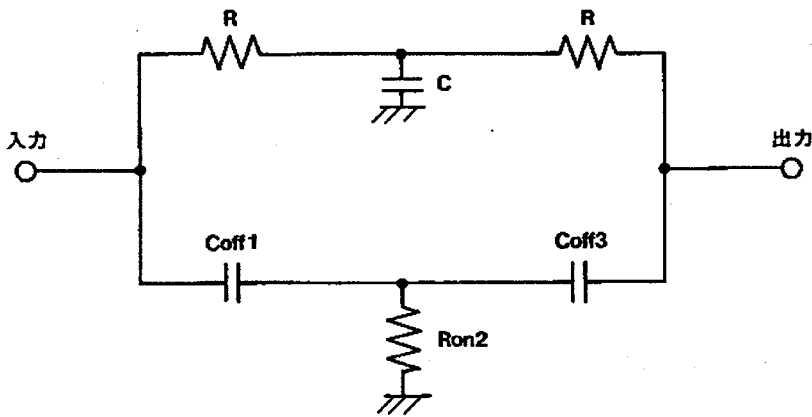


図5・2 図5・1に示した従来型FETスイッチの周波数特性 (シミュレーション値)

図5・3(a)に、この問題を克服することができる新提案のスイッチを示す。T型のR-C-R回路を、従来構成のFETスイッチに装荷することによって、オフ状態において帯域阻止型のフィルタを構成している。図5・3(b)は、新しく提案するFETスイッチのオフ状態に



(a) 新しく考案したFETスイッチの回路構成



(b) 新しく考案したFETスイッチのオフ状態における等価回路

図5・3 新しく考案したFETスイッチの回路構成とオフ時における等価回路

おける等価回路である。オフ状態において、トランジスタ $Q_1, Q_3$ はオフ、 $Q_2$ はオンである。トランジスタ $Q_1, Q_3$ がオフ状態にある時、それらは抵抗 $R_{off}$ と容量 $C_{off}$ との並列回路で表わされる。トランジスタがオフ状態にある時、通常

$$R_{off} \gg \frac{1}{\omega C_{off}}$$

が成立する。その結果、 $Q_1, Q_3$ はオフ状態において近似的に各々 $C_{off1}, C_{off3}$ で表わされる。一方、トランジスタ $Q_2$ がオン状態にある時、 $Q_2$ は等価的に直列抵抗 $R_{on2}$ で表わされる。これらの点を考慮すると、図5・3(a)に示した新しいFETスイッチのオフ状態の等価回路

は図5・3(b)のようになる。この回路は、Twin-T型回路と呼ばれ<sup>[10]</sup>、その伝達関数は次のように表わされる<sup>[11]</sup>。

$$T(s) = \frac{as^3 + bs^2 + cs + 1}{as^3 + (b+d)s^2 + (c+e)s + 1} \quad (5 \cdot 1)$$

ここに、

$$a = R^2 Ron_2 C Coff_1 Coff_3$$

$$b = 2RRon_2 Coff_1 Coff_3$$

$$c = Ron_2 (Coff_1 + Coff_3)$$

$$d = RC \{RCoff_3 + Ron_2 (Coff_1 + Coff_3)\}$$

$$e = RC + 2R Coff_3$$

(5・1)式から明らかなように、T(s)は3次関数である。しかしながら、次の条件が満たされる時、Twin-T回路の伝達関数は2次関数に縮退する<sup>[12]</sup>。

$$RC = 2Ron_2 (Coff_1 + Coff_3) \quad (5 \cdot 2)$$

この条件が満たされる時、伝達関数T(s)は次のように表される。

$$T(s) = \frac{2s^2 Coff_1 Coff_3 Ron_2 R + 1}{2s^2 Coff_1 Coff_3 Ron_2 R + sR(2Coff_3 + C) + 1} \quad (5 \cdot 3)$$

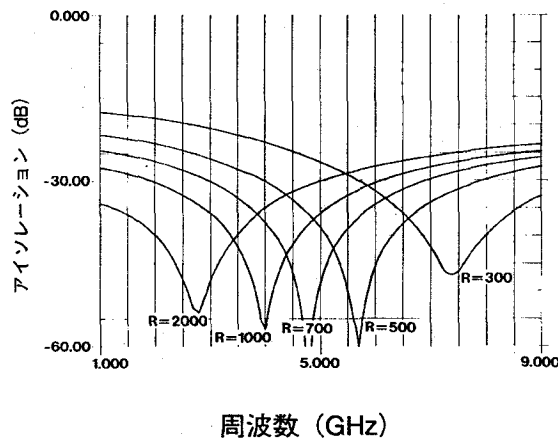
このことにより、(5・2)式に従ってR,Cの値を決めれば、図5・3(b)に示すTwin-T回路は帯域阻止フィルタとなることが判る。(5・3)式より求まる帯域阻止フィルタの中心周波数は、次のように表わすことができる。

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{2Coff_1 Coff_3 Ron_2 R}} \quad (5 \cdot 4)$$

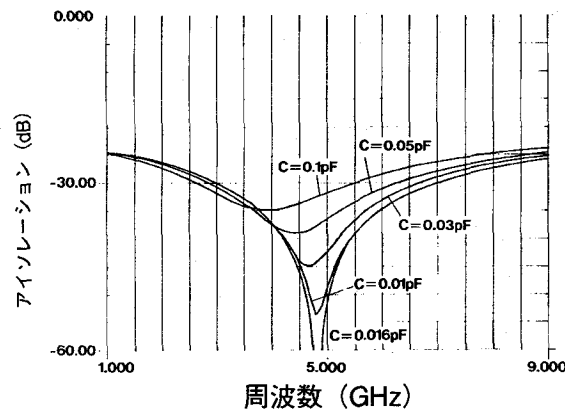
トランジスタQ<sub>1</sub>,Q<sub>2</sub>,Q<sub>3</sub>のパラメータCoff<sub>1</sub>,Ron<sub>2</sub>,Coff<sub>3</sub>が判っている時、抵抗Rの値は、(5・4)式より動作周波数に応じて決定される。また、Cの値は、(5・2)式によって決定される。しかしながら、これらの関係式は、Twin-T回路の次段の回路の入力インピーダンスが非常に高いと仮定した場合に求められる関係式であり、実際の場合、図5・3のスイッチは入出力50Ω系で使用されるため(5・2)式の条件は、その分多少修正される。(付録参照) 実際の設計において、Cの最適値は動作周波数帯で最大のアイソレーションがとれるようLibraのシミュレータを用いて求めた。

### 5.3 スイッチ特性のパラメータ依存性

図5・4に、アイソレーション特性のパラメータ依存性を示す。図5・4(a)は、抵抗Rを変えた場合の、図5・4(b)は容量値Cを変えた場合のアイソレーション特性である。(この場合、トランジスタ $Q_1, Q_2, Q_3$ はすべてゲート巾 $800\mu$ の場合を仮定している。) (5・4)式より、FETのパラメータが判っていれば、スイッチの動作周波数は抵抗Rの値より決定されることが判る。このことは、図5・4(a)の結果からも明らかである。一方、図5・4(b)より、動作周波数帯で最大のアイソレーション特性を得るためには、容量Cの値を最適設定する必要があることがわかる。これら抵抗R、容量Cの値は、MMICを製造する場合、誤差 $\pm 10\%$ 以下の精度で製造することができる。これらのR、Cの値が、プロセスによる製造バラツキにより設計値からずれた場合の、中心周波数およびアイソレーションの偏差をシミュレーションにより求めると各々 $\pm 5.5\%$ 及び $2\text{dB}$ である。

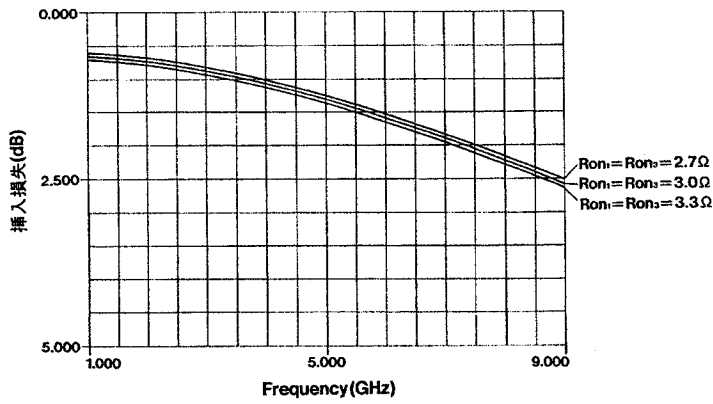


(a) Rを変えた場合のアイソレーション特性のシミュレーション結果( $W_g=800\mu$ )

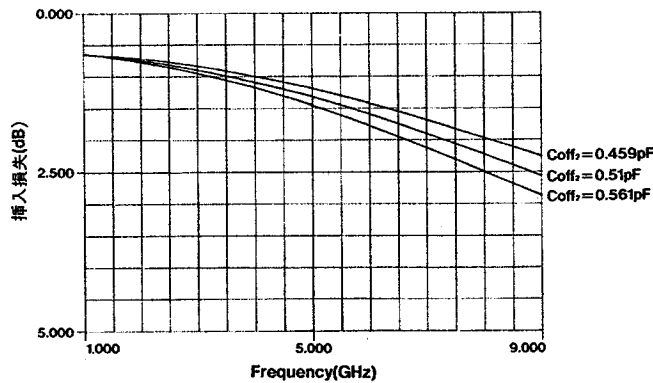


(b) Cを変えた場合のアイソレーション特性のシミュレーション結果( $W_g=800\mu$ )

図5・4 パラメータ変化時におけるアイソレーション特性のシミュレーション結果



(a) 挿入損失のトランジスタ $Q_1, Q_3$ のオン抵抗に対する依存性

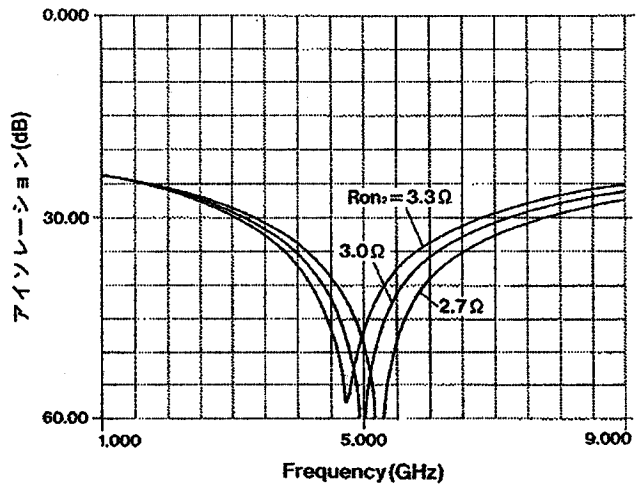


(b) 挿入損失のトランジスタ $Q_2$ のオフ容量に対する依存性

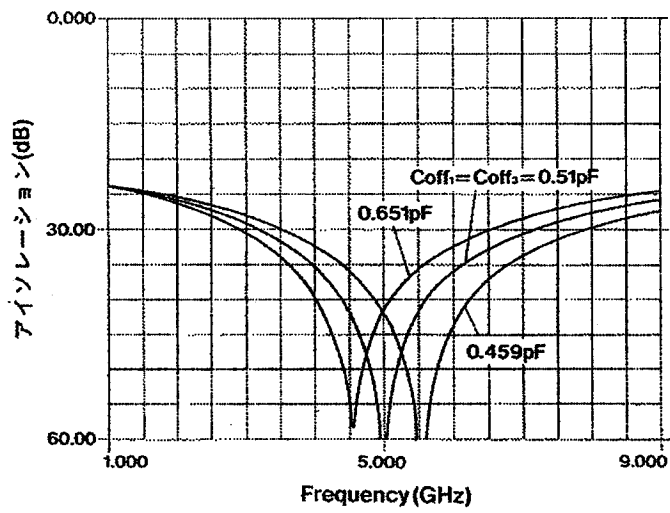
図 5・5 トランジスタ $Q_1, Q_2, Q_3$ のパラメータ偏差による挿入損失への影響

次に、トランジスタ $Q_1, Q_2, Q_3$ のパラメータの偏差による特性への影響をシュミレーションによって求めた。図 5・5 は、トランジスタ $Q_1, Q_2, Q_3$ のパラメータ偏差による挿入損失への影響をシュミレーションにより調べた結果、図 5・6 は、アイソレーション特性への影響を調べた結果である。図 5・5 より、挿入損失への影響は、 $Q_1, Q_3$ のオン抵抗よりも $Q_2$ のオフ容量の方が大きく  $Coff_2$  を  $\pm 10\%$  変化させた場合の 5.0 GHz での挿入損失の変化は 0.3 dBp-p 以下である。また、図 5・6 より、アイソレーション特性への影響は $Q_2$ のオン抵抗よりも $Q_1, Q_3$ のオフ容量の方が大きく  $Coff_1, Coff_3$  をともに  $\pm 10\%$  変化させた場合の中心周波数の変化は  $\pm 500\text{MHz}$  ( $\Delta f/f_0 = \pm 0.1$ ) である。





(a) アイソレーション特性の $Q_2$ のオン抵抗に対する依存性

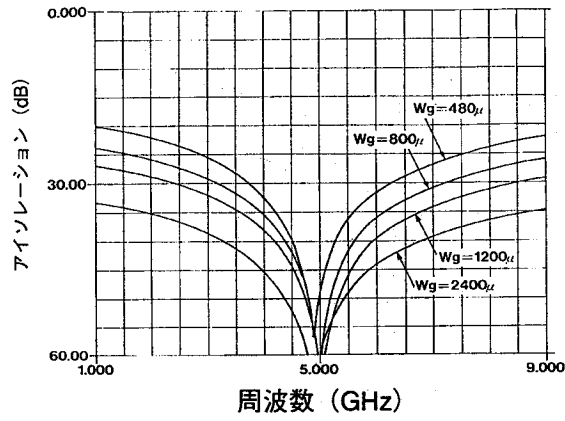


(b) アイソレーション特性の $Q_1$ 、 $Q_3$ のトランジスタ容量Coffに対する依存性

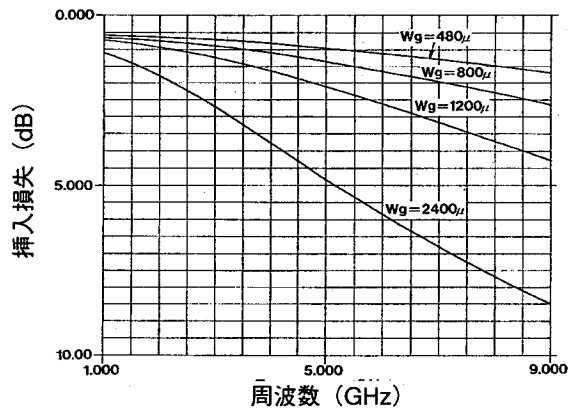
図5・6 トランジスタ $Q_1, Q_2, Q_3$ のパラメータ偏差によるアイソレーション特性への影響

次に、スイッチ特性を異なるトランジスタサイズに対して計算した。図5・7(a)は、異なるトランジスタサイズ $Q_2$ に対して各々最適の容量値に対して求めたアイソレーション特性である。図5・7(b)は、同じ条件のもとで求めた挿入損失特性である。図5・7の計算において、トランジスタ $Q_1, Q_3$ はゲート巾 $800\mu$ を仮定している。中心周波数は $f_0=5.0\text{GHz}$ に設定している。一方、図5・8は、トランジスタ $Q_1, Q_3$ のサイズを変えた場合の周波数特性の計算結果である。図5・8(a)は、アイソレーション特性、図5・8(b)は挿入損失特性である。図5・8の計算において、容量 $C$ の値は、図5・7の場合と同様に $5.0\text{GHz}$ において最大のアイソレーションが得られるように設定してある。図5・7(a)からFET $Q_2$ のサイズを大きくすれば高アイソレーション特性が得られることが判る。しかしながら、FET $Q_2$ のサイズが大きすぎると、オフ状態におけるFET $Q_2$ の内部容量が増加する。その結果、図5・7(b)から明らかなように、特に高周波帯においてスイッチの挿入損失が増加する。このことから、スイッチのアイソレーション特性と挿入損失特性の間にトレード・オフが存在する。この傾向は、図5・8においても明らかである。FET $Q_1, Q_3$ のサイズが小さい場合には、つまり、FET $Q_1, Q_3$ のオフ状態における容量成分が小さい場合には、高アイソレーション特性が得られる。この場合、FET $Q_1, Q_3$ のON抵抗は大きくなり、スイッチの挿入損失は大きくなる。この傾向は図5・1に示した従来型のスイッチにおいても同様に言えることである。これらのシミュレーション結果により、挿入損失とアイソレーション特性についての設計情報を得ることができる。図5・7(b)と図5・8(b)より、 $5.0\text{GHz}$ において、 $1.5\text{dB}$ 以下の挿入損失を得るためには、FET $Q_1, Q_3$ のゲート幅は $800\mu\text{m}$ 以上、FET $Q_2$ のゲート幅は、 $800\mu\text{m}$ 以下である必要がある。一方、図5・7(a)と図5・8(a)より、比帯域 $20\%$ 以上の帯域で $40\text{dB}$ 以上のアイソレーション特性を得るためには、FET $Q_1, Q_3$ のゲート幅は $800\mu\text{m}$ 以下、FET $Q_2$ のゲート幅は $800\mu\text{m}$ 以上である必要があることが判る。これらの点を考慮して、以下の実験ではすべてのFETのゲート幅は $800\mu\text{m}$ に設定した。

図5・9は、新しく提案したスイッチと従来型のスイッチの周波数特性のシミュレーション結果を比較して示したものである。この図からも、新しく提案したスイッチによりアイソレーション特性が改善されている様子が判る。



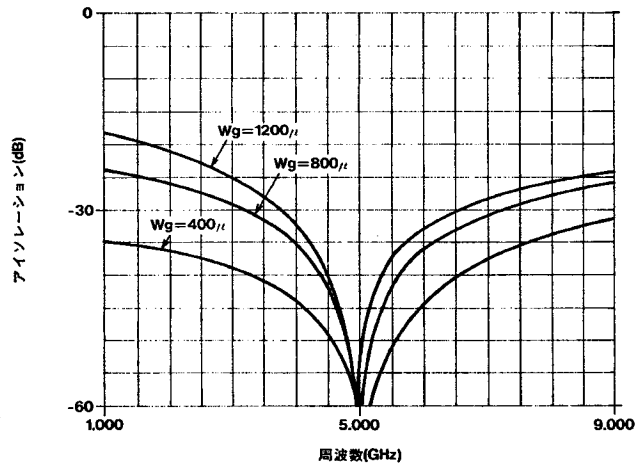
(a) トランジスタQ2のサイズを変えた場合のアイソレーション特性



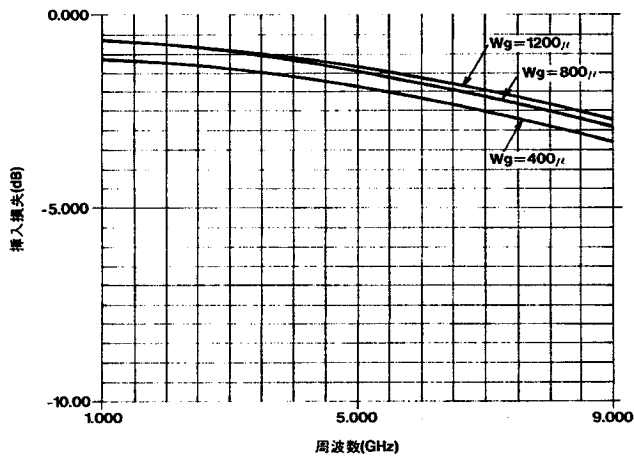
(b) トランジスタQ2のサイズを変えた場合の挿入損失特性

Wg=480 $\mu$	R=400 $\Omega$ , C=0.04pF	Wg=1200 $\mu$	R=950 $\Omega$ , C=0.01pF
Wg=800 $\mu$	R=650 $\Omega$ , C=0.014pF	Wg=2400 $\mu$	R=2000 $\Omega$ , C=0.005pF

図5・7 トランジスタQ2のサイズを変えた場合の周波数特性のシュミレーション結果



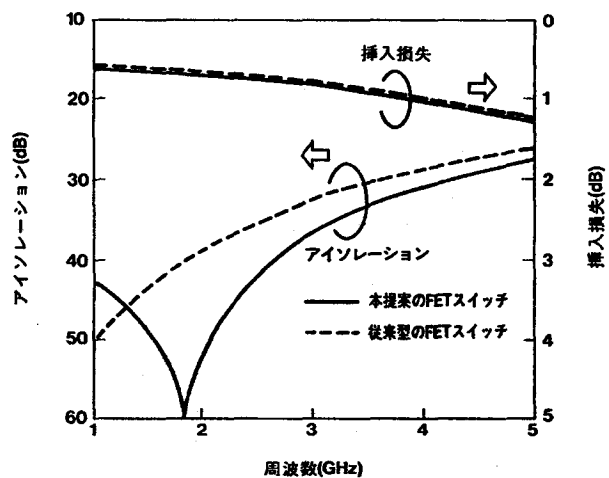
(a) トランジスタQ1, Q3のサイズを変えた場合のアイソレーション特性



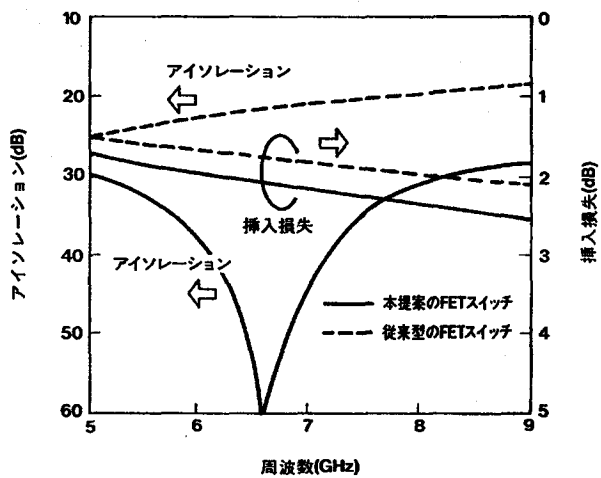
(b) トランジスタQ1, Q3のサイズを変えた場合の挿入損失特性

$Wg = 400 \mu$	$R = 4000 \Omega, C = 0.004 \text{pF}$
$Wg = 800 \mu$	$R = 2000 \Omega, C = 0.014 \text{pF}$
$Wg = 1200 \mu$	$R = 4000 \Omega, C = 0.04 \text{pF}$

図5・8 トランジスタQ1, Q3のサイズを変えた場合の周波数特性のシュミレーション結果



(a) 動作周波数を2GHz帯に設定した場合

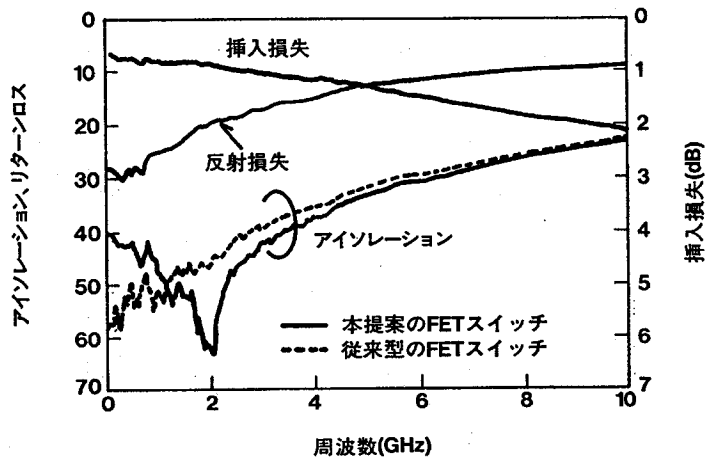


(b) 動作周波数を6GHz帯に設定した場合

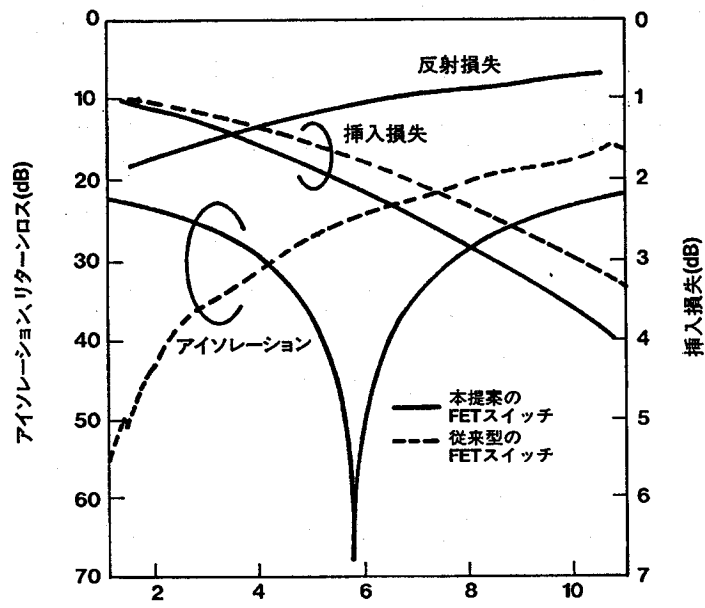
図5・9 新しく提案したFETスイッチと従来型のシリーズ/シャント型スイッチのシュミレーション結果

## 5. 4 試作結果

前節までに述べた本提案のスイッチの動作原理および設計法の妥当性を確認するために、MMIC化スイッチを試作し特性の評価を行った。実験には、ゲート幅 $800\mu\text{m}$ のSAINT<sup>[13]</sup>または、パルス・ドープ型GaAs FET <sup>[14]</sup>を用いた。図5・10は、本提案の新しいスイッチと従来型のスイッチの周波数特性の実測結果を比較して示したものである。前節での理論検討から推察できるように、本提案のスイッチ構成によりアイソレーション特性を改善することができる。図5・10(a)(b)は、各々2GHz,6GHzでの結果を示したものである。例えば、6GHz帯ではアイソレーション特性は5.4GHzから6.4GHzの間で15dB以上、5.5GHzから6.1GHzの間では20dB以上改善されている。本提案スイッチの、従来型スイッチに比べての挿入損失の増加は6GHz帯で0.3dB以下である。それ故、新しく提案したスイッチは、従来型のスイッチと比べて挿入損失を殆ど劣化させることなく、アイソレーション特性を改善することができる。これに対して、従来構成のスイッチで6GHz帯で50dB以上のアイソレーション特性を得ようとする、スイッチを縦続接続する必要があるため、挿入損失は約2dB増大する。スイッチの、入出力特性の実測結果を図5・11に示す。入力レベルが+10dBmの時、50dB以下のIM<sub>3</sub>特性が得られている。図5・12は、本提案の新しいスイッチの過渡応答特性の実測結果である。立上り、立下り特性ともに、6GHz帯で1.0n sec以下である。新しいスイッチは、従来型のスイッチに比べて、ある帯域で同じアイソレーション特性を得るために必要なFETの数が少なく、そのため高速のスイッチング動作を得ることが出来る。(文献<sup>[15]</sup>で報告されているスイッチングスピードは、1.0GHz帯で27dB以上のアイソレーション特性を得る場合、2.0 n sec である。) 図5・13は、試作したMMIC化 FETスイッチの写真である。本スイッチは、従来型のスイッチにRC素子を装荷するだけの簡単な構成であるため、チップサイズは $1.28\text{mm}\times 0.78\text{mm}$ と小さくできている。



(a) 動作周波数を2GHz帯に設定した場合



(b) 動作周波数を6GHz帯に設定した場合

図5・10 スイッチの周波数特性の実測結果

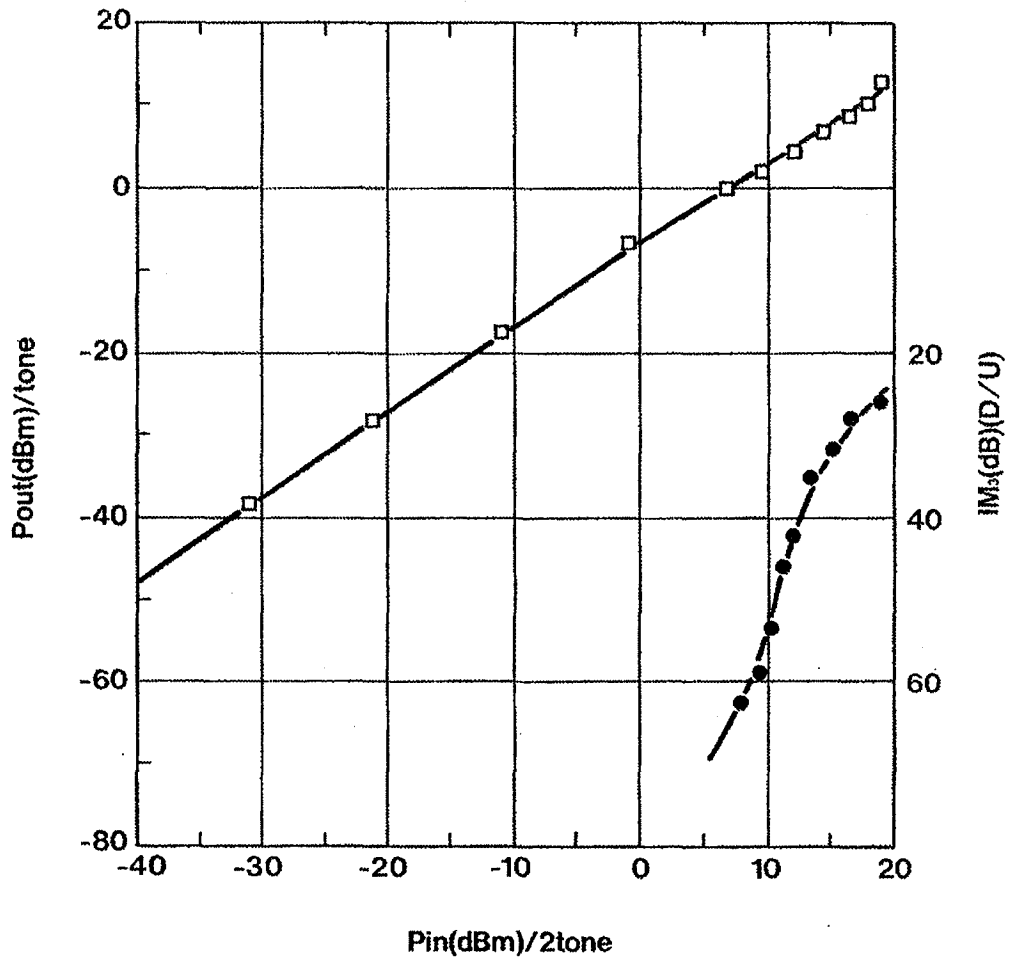
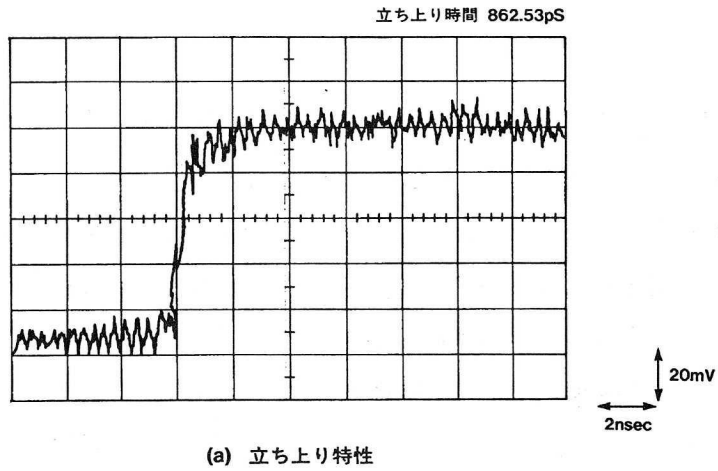
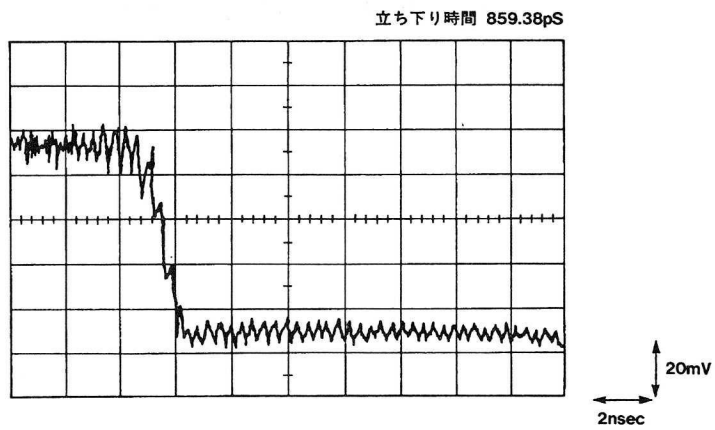


図5・11 動作周波数帯域6GHzの本提案FETスイッチの入出力特性





(a) 立ち上り特性



(b) 立ち下り特性

図5・12 試作したFETスイッチの過渡応答特性

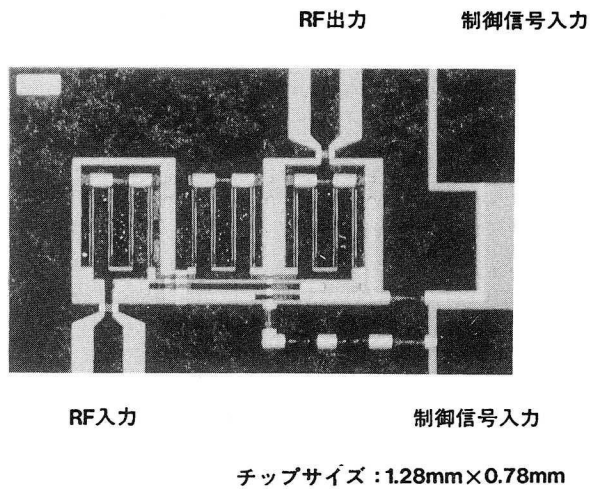


図5・13 本提案のFETスイッチの写真

## 5. 5 結言

従来のスイッチに比較して挿入損失を劣化させずに、高いアイソレーション特性の得られる新しい構成のMMIC化 FETスイッチを提案した。本提案のスイッチは、従来型のシリーズ/シャント型のFETスイッチの構成と並列にT型のR-C-R回路を装荷した構成となっており、オフ状態におけるFETの寄生容量成分を用いて、動作帯域で帯域阻止フィルタを構成している。本提案のスイッチの設計法について述べるとともに、設計を基にしたMMIC化スイッチを試作し、実測結果と理論特性とがよく一致することを確認した。また、試作したMMIC化スイッチについて、歪特性、スイッチングスピード等の特性を実験的に確認し、本スイッチが高速動作に適したものであることを、実験の上からも確認した。これらのMMIC化FETスイッチは、今後の各種多機能化MMIC回路を構成するのに貢献するものと考えられる。

図5.3 (b)に示されているR-C-R及びC-R-C成分で構成されるT-型回路のF-matrixは次のように表わされる。

$$(F)_1 = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \quad (A1)$$

$$(F)_2 = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \quad (A2)$$

$$A_1 = 1 + sCR$$

$$B_1 = 2R + sC R^2$$

$$C_1 = sC$$

$$D_1 = 1 + sCR$$

$$A_2 = 1 + \frac{1}{sC_{off1}R_{on2}}$$

$$B_2 = \frac{1}{sC_{off1}} + \frac{1}{sC_{off2}} + \frac{1}{s^2C_{off1}C_{off3}R_{on2}}$$

$$C_2 = \frac{1}{R_{on2}}$$

$$D_2 = 1 + \frac{1}{sC_{off3}R_{on2}}$$

これらのT-型回路を並列に接続し、Twin-T型回路を構成した場合、全体のF-マトリクスは次のように表される。

$$(F)_t = \frac{1}{B_1 + B_2} \begin{bmatrix} A_1B_2 + B_1A_2 & B_1B_2 \\ - \begin{vmatrix} A_1 - A_2 & B_1 + B_2 \\ C_1 + C_2 & D_1 - D_2 \end{vmatrix} & D_1B_2 + B_1D_2 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} At & Bt \\ Ct & Dt \end{bmatrix} \quad (A3)$$

図5・3(b)に示したTwin-T型回路の伝達関数は、次のように表わされる。

$$A_v = V_2 / V_1 = (A_1 + B_1 / R_L)^{-1}$$

$$= \left[ \frac{A_1 B_2 + B_1 A_2}{B_1 + B_2} + \frac{B_1 B_2}{R_L (B_1 + B_2)} \right]^{-1} \quad (A4)$$

ここで $R_L$ は、負荷インピーダンスである。(A1)と(A2)を(A4)に代入することにより $A_v$ は次のように表わされる。

$$A_v = \frac{as^3 + bs^2 + cs + 1}{(as^3 + bs^2 + cs + 1) + (ds^2 + es + g)} \quad (A5)$$

ここに、

$$a = \alpha CR^2 = CR^2 R_{on2} C_{off1} C_{off3}$$

$$b = 2\alpha R = 2RR_{on2} C_{off1} C_{off3}$$

$$c = \frac{\alpha}{Ct} = R_{on2} (C_{off1} + C_{off3})$$

$$d = \frac{\alpha CR^2}{R_L Ct} + \alpha \left( \frac{CR}{Ct} + \frac{CR^2}{C_{off1} \cdot R_{on2}} \right)$$

$$e = \frac{\alpha}{Ct} (\gamma Ct - 1) + \frac{Ct CR^2 + 2R\alpha}{R_L Ct}$$

$$f = \frac{2R}{R_L}$$

$$\alpha = C_{off1} C_{off3} R_{on2}$$

$$\gamma = \frac{1}{Ct} + \frac{CR}{\alpha} + \frac{2R}{C_{off1} \cdot R_{on2}}$$

$$1/Ct = \frac{1}{C_{off1}} + \frac{1}{C_{off3}}$$

負荷インピーダンス $R_L$ が、無限大の場合は、上式の $f$ が零となり $d, e$ は次式のようにになる。

$$d = \alpha \left( \frac{CR}{Ct} + \frac{CR^2}{C_{off1} \cdot R_{on2}} \right)$$

$$= RC \left\{ RC_{off3} + R_{on2} (C_{off1} + C_{off3}) \right\}$$

$$e = \frac{\alpha}{Ct} (\gamma Ct - 1)$$

$$= RC + 2RC_{off3}$$

その結果、負荷インピーダンス $R_L$ が無限大の場合(A5)式は、(5・1)式と同一になる。

一方、(A-5)式で表される伝達関数は図5・3が帯域阻止フィルタとなるためには、2次式に縮退する必要がある。 $as^3 + bs^2 + cs + 1$ と $ds^2 + es + f$ とが共通因子を有するためには、次の条件が満足されなければならない。

$$du^2 + eu + f = 0 \quad (A6)$$

ここに、

$$u = \frac{Kf - d^2}{Ld - Ke}$$

$$K = bd - ae$$

$$L = cd - af$$

図5・3の容量値Cはこれらの条件より決定される。また、(A5)式の分子・分母を共通因子で割算した後、 $A_v$ が

$$A_v = \frac{s^2 + ks + l}{s^2 + ms + n} \quad (A7)$$

と表されたとするとtwin-T回路の中心周波数は(A7)式の分子が零になる条件より求められる。

## 第5章 参考文献

- [1] H. Ichikawa and M. Ogasawara, "A centralized control microcell radio system with spectrum delivery switches", IEICE Transactions on Communications, vol.E76-B, No.9, pp.1115-1121, Sept. 1993
- [2] M.E. Knox, P.J. Sbuttoni, J.J. Stangel, M. Kumar, and P. Valentino, "Solid-state 6x6 transfer switch for cylindrical array radar", 1993 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp.1225-1228
- [3] S. Kusunoki, T. Ohgihara, M. Wada, and Y. Murakami, "SPDT Switch MMIC Using E/D-mode GaAs JFETs for Personal Communications", IEEE GaAs IC Symp. Dig., pp.135-138, 1992
- [4] M.J. Schindler and A. Morris, "DC-40GHz and 20-40GHz MMIC SPDT switches", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-35, No.12, pp. 1486-1493, Dec. 1987
- [5] T. Tsukii, M.J. Schindler, and S.G. Houg, "High Power and High Isolation 2 to 20 GHz MMIC Switches", Asia-Pacific Microwave Conference, pp.327-329, 1992
- [6] H. Uda, T. Sawai, T. Yamada, K. Nogawa, and Y. Harada, "High-performance GaAs switch ICs fabricated using MESFETs with two kinds of voltages", 1993 GaAs IC Symposium, pp.247-250
- [7] T. Tokumitsu, I. Toyoda, and M. Aikawa, "Low voltage, high power T/R switch MMIC using LC resonators", Microwave and Millimeter-wave Monolithic Circuits Symposium, pp.23-30,1993
- [8] W.V. Mclevige and V. Sokolov, "Resonated GaAs FET devices for microwave switching", IEEE Transactions on electron devices, vol.ED-28, No.2, pp. 198-204, Feb. 1981
- [9] Y. Umeda, T. Saito, and T. Inoue, "Transponder hopping frequency converter", IEICE B-II Vol.J 73-B-II, No.8, pp. 375- 382, Aug. 1990
- [10] F.J. Rosenbaum, R.O. Gregory, and W.D. Richard, "An MMIC twin-tee active bandpass filters", 1993 IEEE MTT-S International microwave symposium digest, pp.361-364
- [11] 柳沢著 "アクティブフィルタの設計" 共立出版
- [12] J. Watson, "Analog and switching circuit design", Adam Hilger Ltd., pp. 249-263
- [13] K.Yamazaki, et al, " Self-align implantation for n+ layer technology (SAINT) for high speed GaAs ICs", Electron Letter, vol.18, No.3, pp.119-121, Feb. 1982
- [14] S. Nakajima, et al, "Pulse-doped GaAs MESFETs with planar self-aligned gate for MMIC", IEEE Int. Microwave Symposium Tech. Digest, pp.1081-1084, 1990
- [15] Y. Yamao and T. Sugeta, "GaAs broadband monolithic switches", IEICE vol.J68-C, No.3, pp.163-170, 1985

## 第6章 MIC化高Q誘電体共振器の設計法

### 6.1 緒言

近年、MIC回路の研究が盛んに進められ、準ミリ波帯においても、変調器<sup>[1]</sup>やミキサ<sup>[2]</sup>の各個別回路をはじめ、これらを組合わせたMIC化送受信装置が実現されるようになってきている<sup>[3]</sup>。そうした中で、局部発振器の周波数安定度を向上させ、低損失なフィルタを実現するためにも、無負荷 $Q$  ( $Q_0$ ) が高く、温度特性の良好な誘電体共振器が不可欠である。本章では、高精度な局部発振器やフィルタを実現するために不可欠である、MIC化高Q誘電体共振器の設計法について述べる。

誘電体共振器の設計には、共振周波数と $Q_0$ の検討が特に重要であり、共振周波数については、従来から種々の精度の良い解析手法が提案されている<sup>[4]-[6]</sup>。一方、 $Q_0$ についての検討例は少ないが、その中で、放射損失により $Q_0$ が下がることが理論的に明らかにされている<sup>[7]</sup>。例えば、従来の誘電体共振器では、MIC回路を構成する基板の上に高誘電率の誘電体共振器を置き、その上に金属ディスクを装荷した形のものが用いられているが、この構成では、ディスク周辺からの放射損が発生する。これに対し、マイクロストリップラインに誘電体共振器を結合させた構成で、誘電体に金属キャップを装荷し放射を抑圧することにより、従来の構成の誘電体共振器の $Q_0$ を改善できることを実験的に見出した<sup>[8]</sup>。

このような、しゃへい形の誘電体共振器（放射抑圧形誘電体共振器）の設計法を明らかにするためには、しゃへい金属キャップの効果を明らかにする必要がある。ところが、従来の誘電体共振器の理論解析では磁気壁近似等<sup>[4],[5]</sup>を用いて、高誘電率誘電体周辺だけで境界条件を合わせるようにしており、外側の金属キャップの境界条件は正確には考慮されていない。一方、完全に境界条件を合わせるようにしようとするれば、比較的簡単な形状でも解析が複雑になり<sup>[9]</sup>、実際に用いる構造での解析は相当困難と思われる。

そこで、本章においてはこれらの点を勘案し、放射抑圧形誘電体共振器の動作を明確にすることをねらいとして、誘電体共振器として半球のモデルを選び、金属キャップも同じく半球とすることにより、誘電体と金属キャップの境界条件が正確に記述でき、解析も簡単化できる手法を採用した。このようなモデルを用いて解析を行うことにより、放射抑圧形誘電体共振器には、誘電体共振器としてのモードと金属キャップの空洞共振器としてのモードが共存しており、誘電体共振器として最適な動作をするには、金属キャップの大きさの選び方に最適値が存在することを明らかにしている。次いで、実験との比較検討を行うことによって理論の妥当性を明らかにした。

一方、半球形誘電体共振器は、解析のモデルとして動作を解明する上では有用であるが、回路の製作性、共振周波数の設定性等の実用的な観点からは、円筒形誘電体共振器が適していると考えられる。このため、円筒形誘電体共振器について、理論的、実験的検討を行い、半球形の解析の結果得られた金属キャップの大きさの選び方が円筒形の場合にも適用できることを明らかにしている。

以下、6. 2では解析手法、6. 3では計算結果、6. 4では実験と理論との比較、6. 5で円筒形についての検討結果を述べている。

## 6. 2 解析手法

図6・1に、球座標系での誘電体共振器の解析モデルを示す。導体板の上に、半径 $R_1$ 、比誘電率 $\epsilon_r$ の半球共振器を置き、その外側に半径 $R_2$ の、誘電体と同心の金属キャップを装荷した構成であり、球座標系、 $(r, \phi, \theta)$ で解析する。

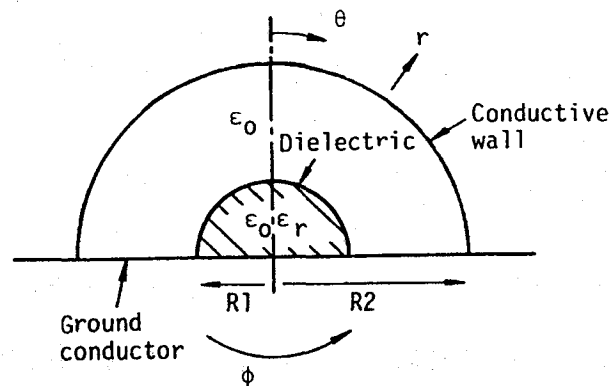


図6・1 解析に用いた共振器のモデル (球形)

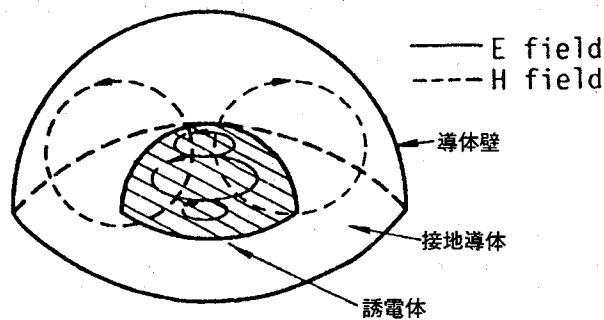


図6・2 球形TE021モードの電磁界分布



線路と共振器とは磁界結合するため、ここでは対象としてTEモードを考える。TEモードの最低次の共振モードであるTE<sub>011</sub>モードは導体板での境界条件を満たさないため、図6・1のモデルのTEモードの最低次の共振モードは、TE<sub>021</sub>モードである。図6・2にその電磁界分布を示す。図からわかるように、球形TE<sub>021</sub>モードは、円筒形の基本モードであるTE<sub>01δ</sub>モードに電磁界分布が似ており、以下このTE<sub>021</sub>モードについて考える。

球座標系の場合の基礎方程式

$$\frac{\partial^2 U}{\partial r^2} + \frac{1}{r^2 \sin \theta} \left\{ \frac{1}{\partial \theta} \left( \sin \theta \frac{\partial U}{\partial \theta} \right) + \frac{1}{\sin \theta} \frac{\partial^2 U}{\partial \phi^2} \right\} + k^2 U = 0 \quad (6 \cdot 1)$$

を、 $r=R2$ で $E_\phi=H_r=0$ 、 $r=0$ で電磁界が無限大にならないという境界条件のもとに解くと、

TE<sub>021</sub>モードの電磁界分布は、次式で表わされる。

$[r \leq R1]$

$$E_\phi = \frac{A \varepsilon_r^{\frac{1}{2}} k_0^2}{\varepsilon_0^{\frac{1}{2}} \sqrt{k_0 r}} J_{2\frac{1}{2}}(\sqrt{\varepsilon_r} k_0 r) \sin 2\theta \quad (6 \cdot 2)$$

$$H_\theta = -j \frac{A}{\sqrt{\mu_0}} \cdot \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left\{ \varepsilon_r^{\frac{1}{2}} (k_0 r)^{\frac{1}{2}} J_{2\frac{1}{2}}(\sqrt{\varepsilon_r} k_0 r) \right\} \cdot \sin 2\theta \quad (6 \cdot 3)$$

$$H_r = j \frac{A}{\sqrt{\mu_0}} \cdot \frac{\varepsilon_r^{\frac{1}{2}} k_0^2}{(k_0 r)^{\frac{3}{2}}} J_{2\frac{1}{2}}(\sqrt{\varepsilon_r} k_0 r) \cdot (3 \cos 2\theta + 1) \quad (6 \cdot 4)$$

$[R1 \leq r \leq R2]$

$$E_\phi = \frac{B k_0^2}{\sqrt{\varepsilon_0} \sqrt{k_0 r}} \left\{ J_{2\frac{1}{2}}(k_0 r) - \frac{J_{2\frac{1}{2}}(k_0 R2)}{N_{2\frac{1}{2}}(k_0 R2)} \cdot N_{2\frac{1}{2}}(k_0 r) \right\} \sin 2\theta \quad (6 \cdot 5)$$

$$H_\theta = -j \frac{B}{\sqrt{\mu_0}} \cdot \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left\{ (k_0 r)^{\frac{1}{2}} \left[ J_{2\frac{1}{2}}(k_0 r) - \frac{J_{2\frac{1}{2}}(k_0 R2)}{N_{2\frac{1}{2}}(k_0 R2)} N_{2\frac{1}{2}}(k_0 r) \right] \right\} \sin 2\theta \quad (6 \cdot 6)$$

$$H_r = j \frac{B}{\sqrt{\mu_0}} \cdot \frac{k_0^2}{(k_0 r)^{3/2}} \left\{ J_{\frac{1}{2}}(k_0 r) - \frac{J_{\frac{1}{2}}(k_0 R2)}{N_{\frac{1}{2}}(k_0 R2)} N_{\frac{1}{2}}(k_0 r) \right\} (3 \cos 2\theta + 1) \quad (6 \cdot 7)$$

ここに、 $k_0$ は自由空間波数であり、 $\epsilon_0$ 、 $\mu_0$ はそれぞれ、自由空間の誘電率、透磁率である。A、Bは定数、 $J(x)$ 、 $N(x)$ はベッセル関数である。 $r=R1$ での電磁界( $E_\phi$ 、 $H_\theta$ )の連続条件から、下記の特性方程式が求まり、共振周波数が決定できる。

$$\frac{\frac{\partial}{\partial r} \left\{ \epsilon_r^{\frac{1}{2}} (k_0 r)^{\frac{1}{2}} J_{\frac{1}{2}}(\epsilon_r^{\frac{1}{2}} k_0 r) \right\}}{\epsilon_r^{\frac{1}{2}} J_{\frac{1}{2}}(\epsilon_r^{\frac{1}{2}} k_0 R1)} \Bigg|_{r=R1} = \frac{\frac{\partial}{\partial r} \left\{ (k_0 r)^{\frac{1}{2}} \left[ J_{\frac{1}{2}}(k_0 r) - \frac{J_{\frac{1}{2}}(k_0 R2)}{N_{\frac{1}{2}}(k_0 R2)} N_{\frac{1}{2}}(k_0 r) \right] \right\}}{J_{\frac{1}{2}}(k_0 R1) - \frac{J_{\frac{1}{2}}(k_0 R2)}{N_{\frac{1}{2}}(k_0 R2)} N_{\frac{1}{2}}(k_0 R1)} \Bigg|_{r=R1} \quad (6 \cdot 8)$$

無負荷 $Q(Q_0)$ は、上述の電磁界分布から、エネルギー分布を計算することによって、次に示す関係式により求められる。

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{W}{P} = \frac{1}{\omega_0} \left( \frac{W_w + W_D + W_M}{P} \right) = \frac{1}{Q_w} + \frac{1}{Q_D} + \frac{1}{Q_M} \quad (6 \cdot 9)$$

ここに、

$\omega_0$  : 共振角周波数

$P$  : 共振系の全蓄積エネルギー

$W$  : 共振系で単位時間あたり消費されるエネルギー

$W_w$  :  $W$ のうち導体キャップによる項

$W_D$  :  $W$ のうち誘電体による項

$W_M$  :  $W$ のうち導体板による項

であり、 $Q_w$ 、 $Q_D$ 、 $Q_M$ は各々、 $W_w$ 、 $W_D$ 、 $W_M$ による $Q$ 値を表わす。

## 6.3 解析結果

### 6.3.1 回路パラメータと動作モードの関係

図6・3に、誘電体の比誘電率 $\epsilon_r=36$ 、半径 $R_1=1.2\text{mm}$ の場合の金属キャップの半径 $R_2$ に対する共振周波数の計算結果を示す。 $R_2=1.2\text{mm}$ では、共振周波数は内部に誘電体が完全に充填された空洞共振器の理論値と一致するが、 $R_2$ が大きくなると、 $f_0=29.5\text{GHz}$ 付近まで共振周波数は急激に低くなる（領域(A)）。 $R_2$ が $4\text{mm}$ 以上になると、共振周波数に対する外側の金属キャップの効き方が少なくなり、共振周波数は、ほぼ一定となる（領域(B)）。この領域では、電磁界の大部分が誘電体の内部に存在するため共振周波数は外側の金属キャップの影響を受けなくなるものと考えられる。さらに、 $R_2$ を大きくし、 $R_2$ が $9\text{mm}$ 以上になると、共振周波数は $R_2$ とともに急激に小さくなり、球形中空空洞( $\epsilon_r=1$ )の共振周波数の理論値に漸近していることがわかる。これは、共振器の電磁界分布が、中空の球形共振器のモードに変わるためである（領域(C)）。

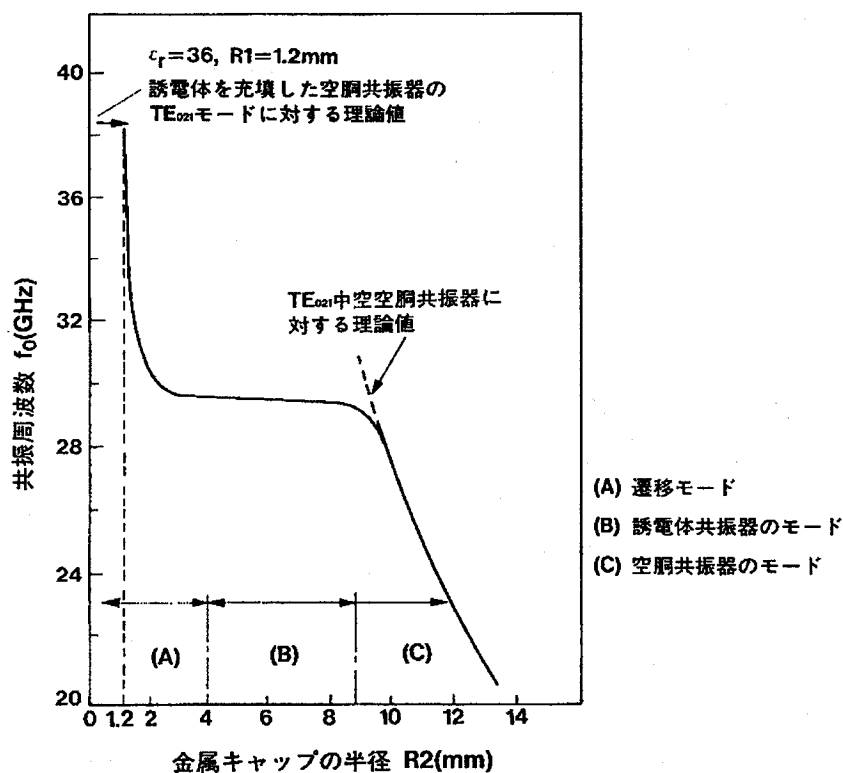


図6・3 共振周波数の金属キャップの半径に対する依存性

図6・4は、この場合の電界 $E_\phi$ の大きさの $r$ 方向に対する依存性を示したものである。図6・4より、図6・3の(A)、(B)の状態では、 $E_\phi$ のピークが誘電体の内部の位置にあるのに対して、図6・3の(C)の状態では、誘電体の外側にきていることがわかる。即ち、 $R_2$ を大きくしていくと、それまで、誘電体の内部に蓄えられていた電磁界のエネルギーが、誘電体の外側に拡がっている。従って、図6・3の例でいうと、 $R_2 \approx 9\text{mm}$ までが誘電体共振器とみなすことができるといえる。

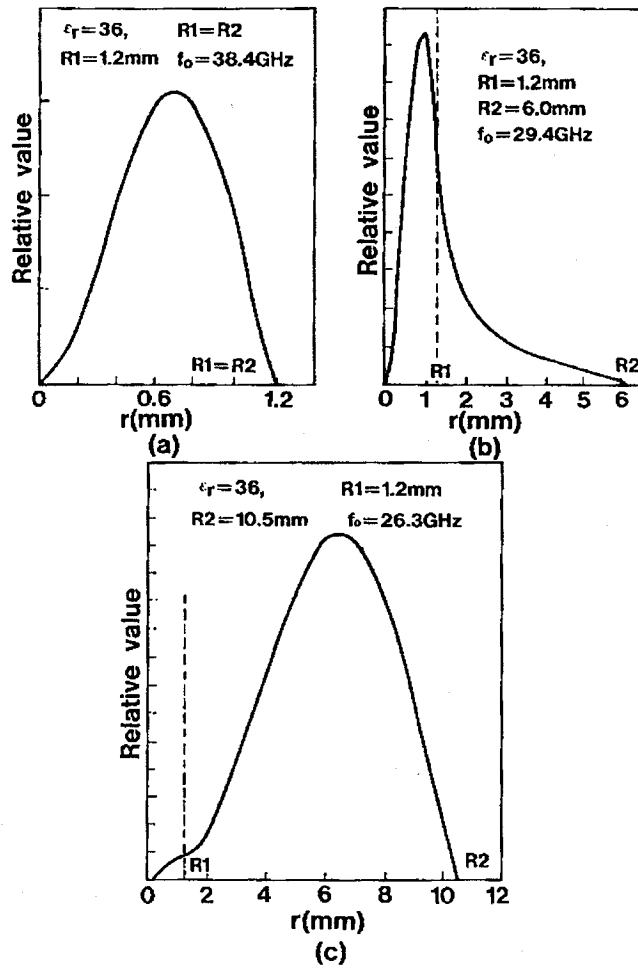


図6・4  $E_\phi$ の $r$ 方向のプロファイル

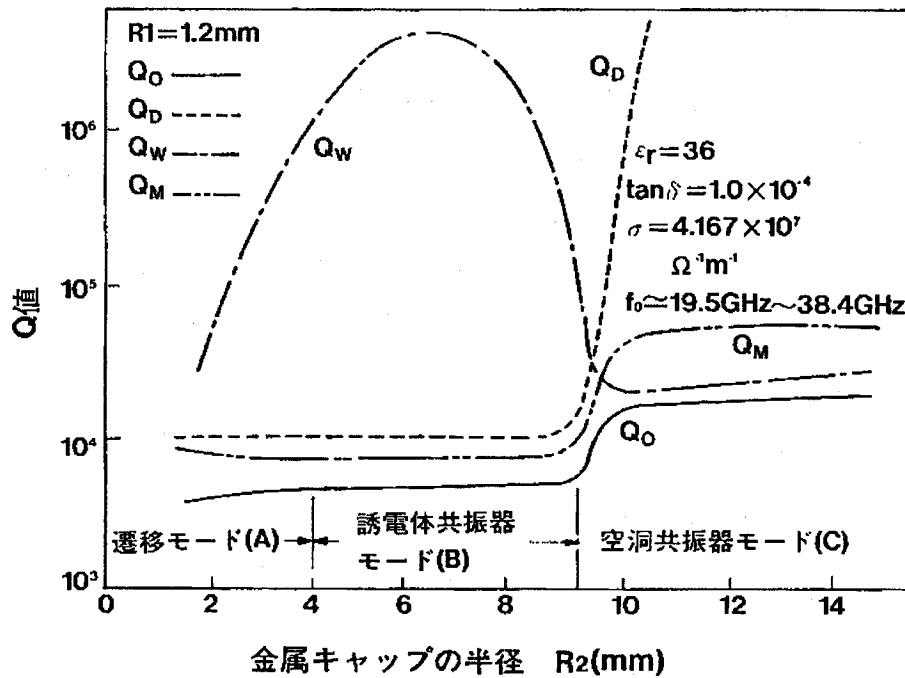


図 6・5 Q の理論値

図 6・5 は、この場合の  $Q_0$  の理論値である。ただし、 $\tan \delta$  は  $1.0 \times 10^{-4}$ 、導電率としては、金の導電率  $\sigma = 4.167 \times 10^7 \Omega^{-1} \text{m}^{-1}$  を用いた。誘電体損失による  $Q$  値  $Q_D$  は、領域(A)、(B)の状態では電磁界がほとんど誘電体の内部に集中しているため、ほぼ  $1/\tan \delta$  となり、領域(C)で空洞共振器のモードになると、電磁界が誘電体の外側に広がるため、急激に  $Q_D$  は大きくなる。 $Q_M$  についても同様で、領域(A)、(B)では電磁界が集中しているため、 $Q_M$  はほぼ一定であるが、領域(C)になると電磁界が広がるため、 $Q_M$  は大きくなる。また、金属キャップによる  $Q$  値  $Q_W$  は、領域(A)から領域(B)に移るにつれて、電磁界の影響が少なくなり大きくなるが、領域(B)から領域(C)になると、電磁界が広がるために逆に小さくなる。これらの結果、全体の  $Q$  値 ( $Q_0$ ) は、領域(A)では  $R_2$  とともに若干大きくなり、 $R_2 = 4 \text{mm}$  で  $Q_0 \approx 4,600$  で一定となり、領域(B)では一定である。また、 $R_2$  が  $9 \text{mm}$  以上となり空洞共振器のモードとなると  $Q_0$  はさらに大きくなり、 $R_2$  が  $10 \text{mm}$  以上では  $15,000$  以上の値となる。

以上のことより、金属キャップとしては、共振周波数が外側の金属キャップの影響をあまり受けず、かつ  $Q_0$  が高くとれる  $R_2 = 4 \text{mm}$  から  $R_2 = 8 \text{mm}$  までの範囲が適していると考えられる。

### 6.3.2 共振周波数のパラメータ依存性

図6・6は、 $\epsilon_r=36$ 、20の各々の場合について、 $R1$ をパラメータにして、共振周波数と $R2$ との関係を示したものである。 $R1$ 、 $R2$ ともに大きくなる程、共振周波数は下がり、同じ外形寸法の場合には、誘電体の誘電率が高い方が、共振周波数は低くなる。また、誘電体の比誘電率が大きい方が、誘電体共振器のモードとして働いている場合の、共振周波数の $R2$ に対する依存性が小さくなる。

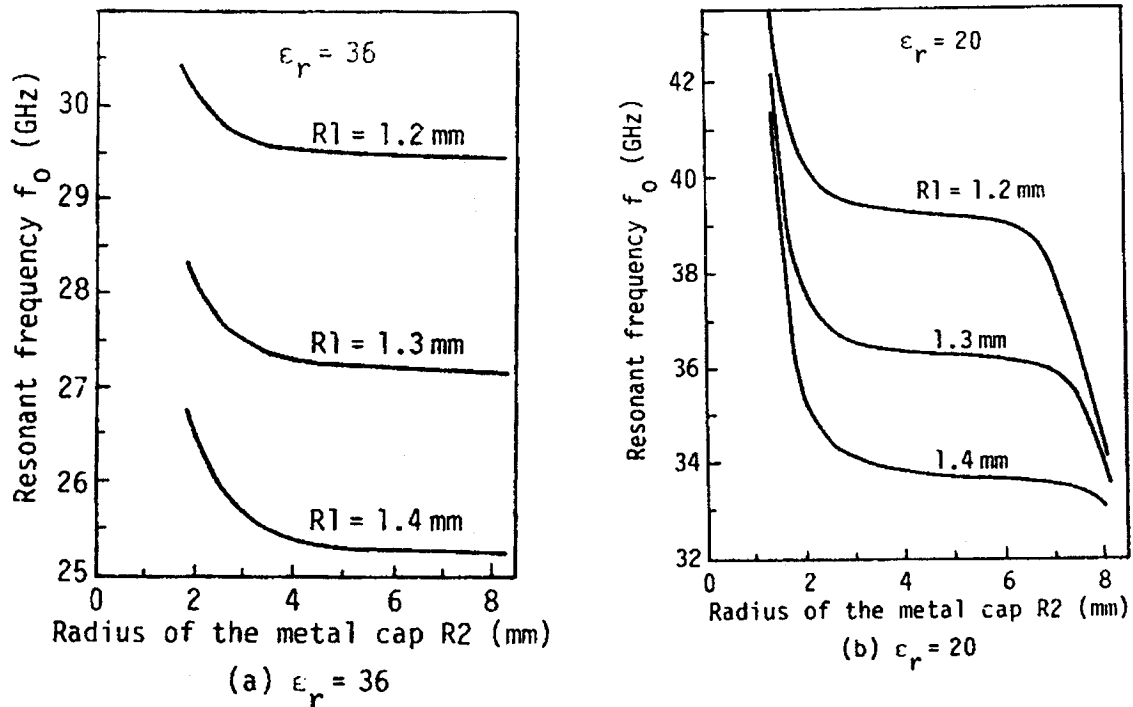


図6・6 共振周波数の $R2$ に対する依存性

### 6.4 実験と理論との比較

前章の解析結果の妥当性を確認するために、半球形放射抑圧形共振器をスロットラインに結合させ、共振周波数と無負荷 $Q$ の測定を行い、理論値と比較した。スロットラインは0.3mm厚のアルミナ基板上に形成された、スロット幅80 $\mu$ m、特性インピーダンス80 $\Omega$ のものを用い、共振器を帯域阻止フィルタとして働かせて測定を行った。図6・7に、実験に用いた誘電体共振器の構成を示す。

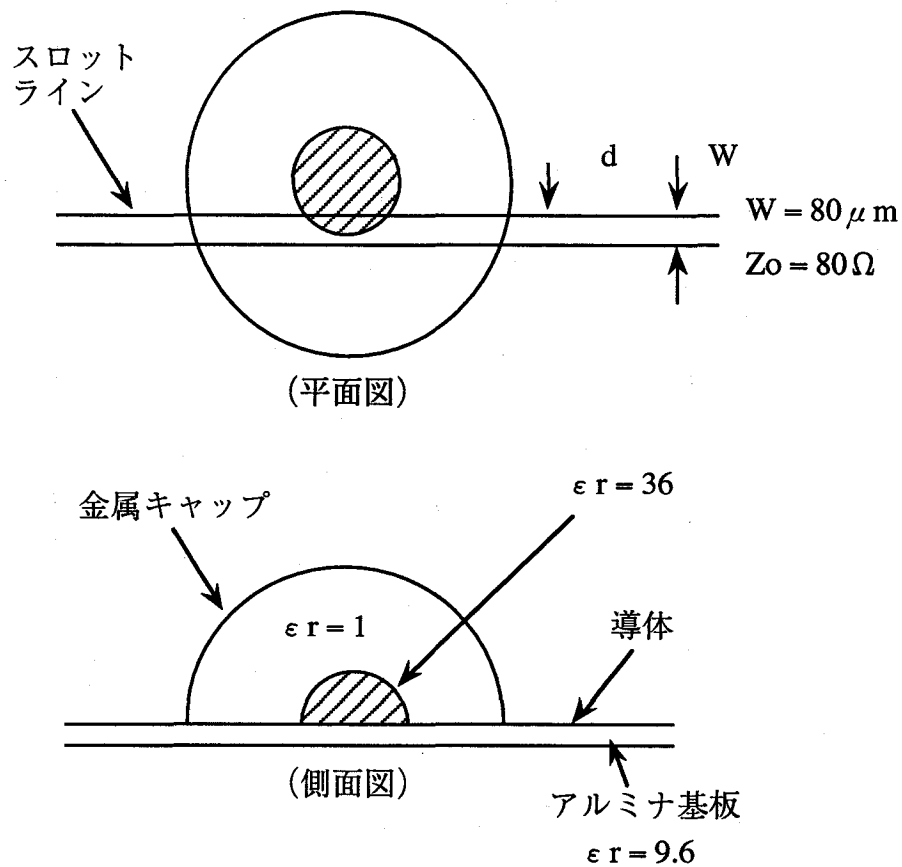


図6・7 実験に用いた誘電体共振器の構成

図6・8は、共振周波数の実測値を理論値と併せて示したものである。共振周波数の金属キャップの半径 $R_2$ に対する依存性は、理論値と実験値でよく一致し、実験値においても $R_2$ が8mm以上になると、共振周波数が急激に下がっている様子がわかる。なお、実験値は理論値に比べて低くなっているが、これは、実験の場合にはスロットがあるため、その分だけ電磁界が拡がり、共振周波数が下がっているものと考えられる。誘電体共振器モード領域における共振周波数の理論値と実験値の差は約2%である。

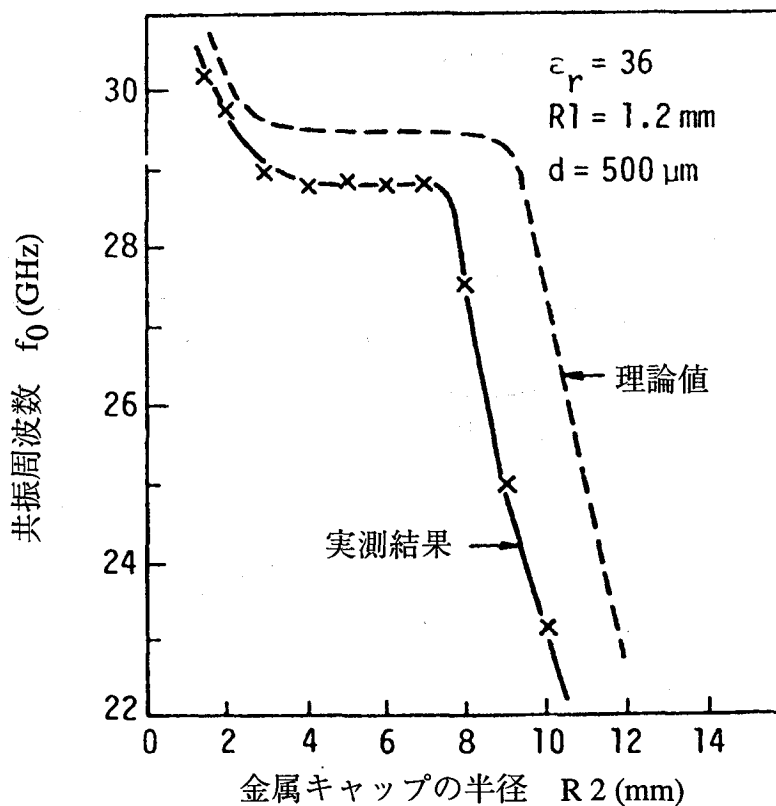


図6・8 共振周波数の実験値と理論値の比較

図6・9(a)は、無負荷 $Q$ 値の実測値を図6・5の理論値と併せて示したものである。実験値、理論値とも、 $R_2$ が4mm以上では無負荷 $Q$ 値は一定となっている。なお、実験値において $Q_0$ の値が理論値よりも低くなっているが、これは $\tan\delta$ や $\sigma$ の値が6.3節で仮定した値よりも悪くなっているためであると考えられる。また、 $R_2$ が4mm以下の領域において、実験値の方が理論値よりも $Q_0$ の低下が著しいが、これはこの領域においては、電磁界分布が外側の金属キャップの影響を受けやすく、誘電体材料と金属キャップの位置関係によって、導体壁での損失が、理論値よりも増加するためであると考えられる。

図6・9(b)は、 $Q_0$ を高くするために、誘電体共振器と導体板の間に石英板をしいた場合の実験値を理論値と併せて示したものである。なお、この場合の理論値としては、 $Q_D$ 、 $Q_w$ のみを考慮して計算している。図6・9(a)の場合よりも $Q_0$ が高くなり約5,000程度の $Q_0$ が得られている。また、この場合、図6・9(a)の場合よりも $Q_0$ が、一定となる $R_2$ の値が大きく6mm以上の領域で $Q_0$ が一定となっている。これは、誘電体を石英板で浮かすことにより、実効的に誘電体と外側の金属キャップの距離が小さくなるためであると考えられる。



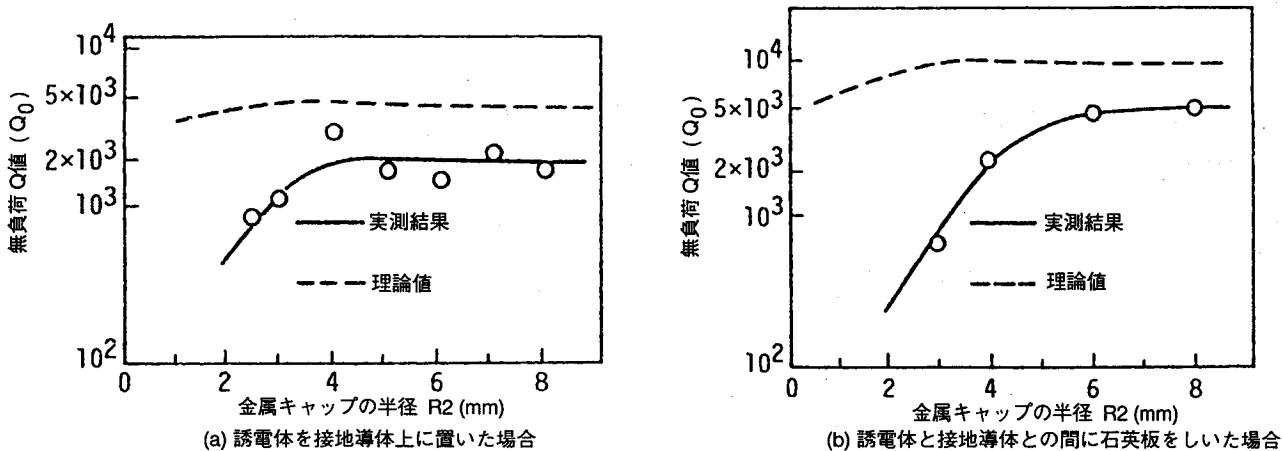


図6・9  $Q_0$ の理論値と実験値の比較

図6・10に、共振特性の1例として、図6・9(b)の $R_2=8.0\text{mm}$ の場合の特性を示す。

表6・1は、金属キャップを取りはずした場合の $Q_0$ の実験値を理論値<sup>[10]</sup>と併せて示したものである。表6・1と図6・9を比較することにより、金属キャップによって、放射が抑えられるために $Q_0$ が著しく改善されていることがわかる。

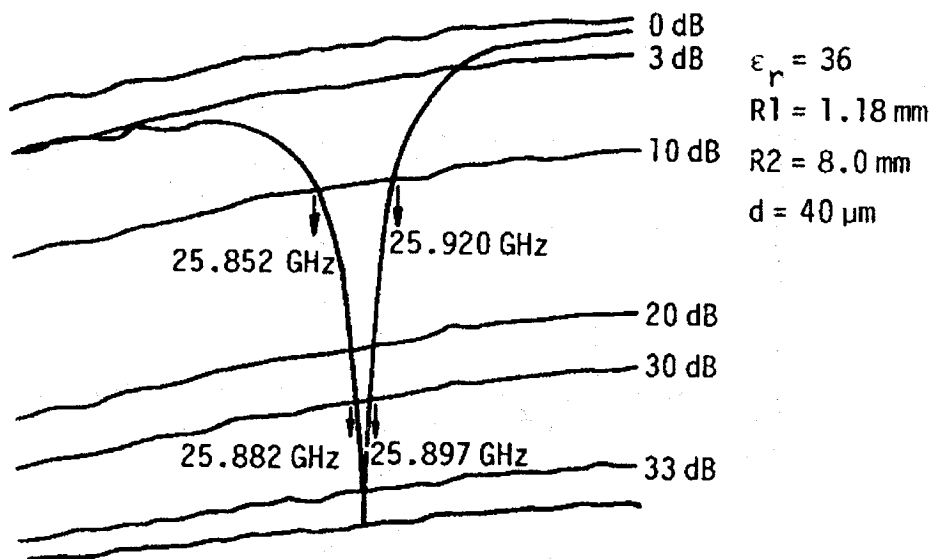


図6・10 共振特性の例

表6・1 金属キャップを取りはずした場合の負荷  $Q(Q_0)$

理論値	実験値
420	250

## 6. 5 マイクロストリップラインでの検討

円筒形放射抑圧形誘電体共振器は、回路の製作性、共振周波数の設定性などの観点からみて実用的であると考えられるので、これをマイクロストリップラインと結合させて共振周波数について調べ、半球形金属キャップの大きさの選び方の円筒形への適用性について検討した。また、無負荷 $Q$ 、温度係数についても検討を行った。

### 6.5.1 共振周波数および無負荷 $Q$ の検討

図6・11に、円筒座標系での放射抑圧形誘電体共振器の解析モデルを示す。接地導体上の誘電体基板の上に、円筒形の高誘電率材料を置き、その上から誘電体と同心の円筒形金属キャップを装荷した構造である。この共振器の基本モードである $TE_{01\delta}$ モードの共振周波数を、文献[11]を用いて計算し、準ミリ波帯での共振周波数のパラメータ依存性を求め、実験値との比較を行った。

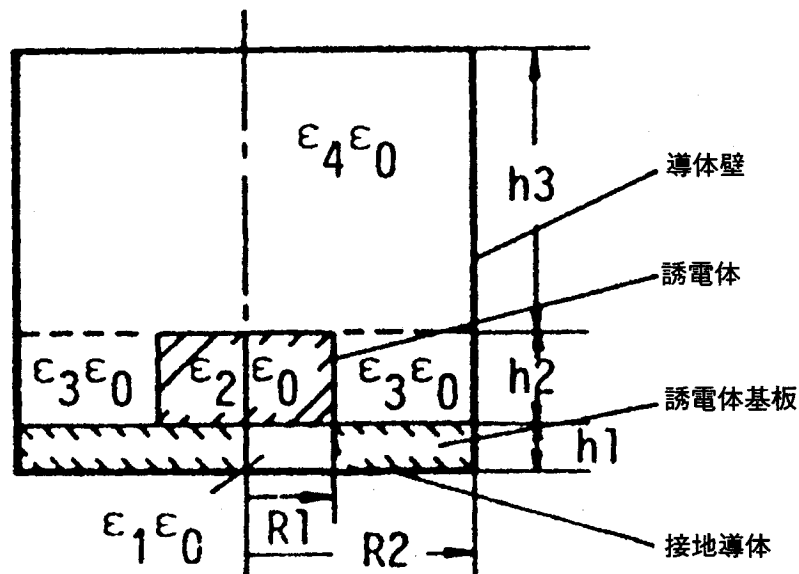


図6・11 円筒形の場合の解析モデル

図6・12に、円筒形の場合の共振周波数の計算例を実験値と併せて示す。計算結果より、 $h3$ 、 $R2$ をある一定の値以上大きくしても、共振周波数はほとんど一定となっていることがわかる。なお、ここでの解析では、電磁界が $\epsilon_1=\epsilon_2$ の誘電体の部分に集中しているようなモードを初めから仮定しているため、球形の場合のように $h3$ または $R2$ を大きくしていった場合に、空洞共振器のモードに移るような現象は、計算の上からは求めることが

できない。

理論値と実験値との差は(a)の場合 2%、(b)の場合 3%と良好である。 $h_3$ を大きくしていった時 ( $h_3$ が9mm以上)、共振周波数が急激に落ちているのは、6.3.1で述べたように、誘電体共振器のモードから中空円筒共振器のモードに移っているためであると考えられる。また、誘電体共振器モードとなる金属キャップの大きさは、 $h_3$ が3~9mm、 $R_2$ が4~8mmの範囲であり、球形の場合の解析から想定される値とほぼ対応している。

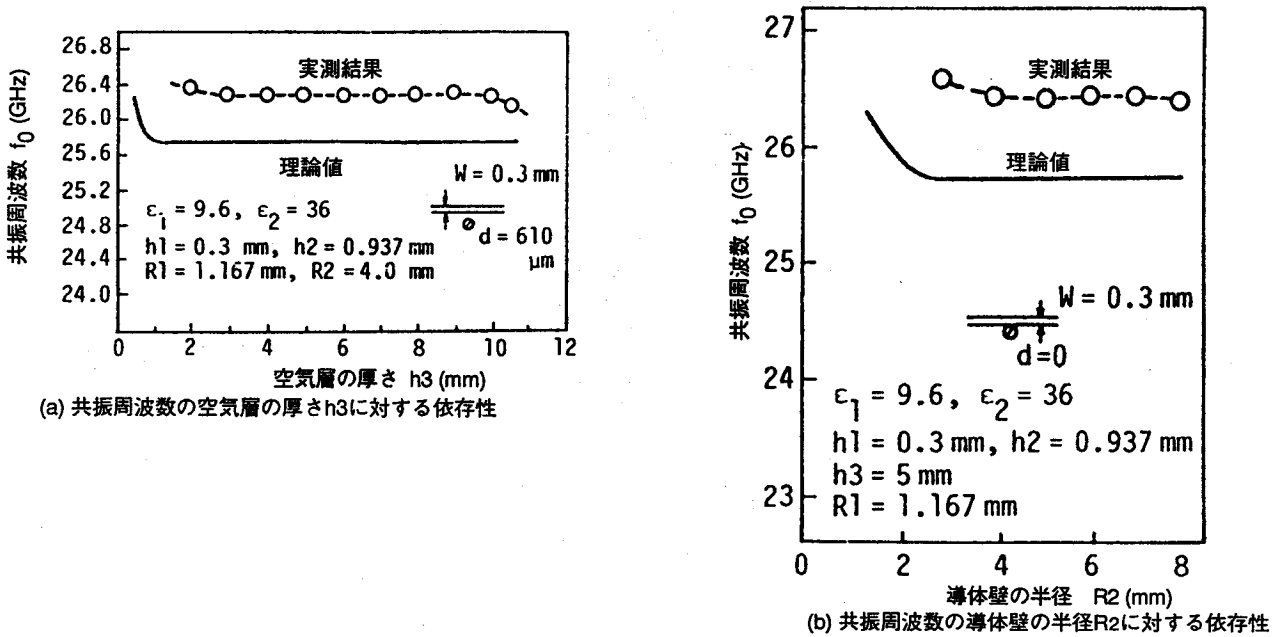


図6・12 共振周波数の理論値と実験値の比較 (円筒形)

円筒形の場合の  $Q_0$  を、球形の場合と同じく透過特性から求めると、 $Q_0 \approx 2,400$  の値が得られる。その場合、誘電体の上方に金属板だけを装荷して測定した場合の  $Q_0$  は1,200であり、放射抑圧形にすることにより約2倍の  $Q$  値が得られている。なお、マイクロストリップラインの場合、スロットラインの場合よりも放射抑圧形にした場合の  $Q$  値が低い、これは、誘電体基板の端からの放射が充分抑えきれないためであると考えられる。

### 6.5.2 共振周波数の温度変動率

上記共振器を安定化発振器に適用する場合には、共振器の共振周波数の温度変動率が重要な設計パラメータとなるので、上記円筒形放射抑圧形誘電体共振器の場合について、各部の温度係数を考慮に入れて、共振周波数の温度変動率を定量的に求める。

図6・11の共振系の共振周波数の変化率は、 $R_1$ 、 $R_2$ 、 $h_1$ 、 $h_2$ 、 $h_3$ 、 $\epsilon_1$ 、 $\epsilon_2$ の各々の変化による周波数変化の総和となる。

表6・2 計算に用いた各部の温度係数

誘電体共振器	$\frac{1}{R1} \cdot \frac{\Delta R1}{\Delta T}$	$1.0 \times 10^{-5} / ^\circ\text{C}$
	$\frac{1}{h2} \cdot \frac{\Delta h2}{\Delta T}$	$1.0 \times 10^{-5} / ^\circ\text{C}$
	$\frac{1}{\epsilon2} \cdot \frac{\Delta \epsilon2}{\Delta T}$	$-5.6 \times 10^{-5} / ^\circ\text{C}$
基 板	$\frac{1}{h1} \cdot \frac{\Delta h1}{\Delta T}$	$7.9 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$
	$\frac{1}{\epsilon1} \cdot \frac{\Delta \epsilon1}{\Delta T}$	$116 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$
金属キャップ	$\frac{1}{R2} \cdot \frac{\Delta R2}{\Delta T}$	$1.7 \times 10^{-5} / ^\circ\text{C}$

表6・3 共振周波数変動率の計算結果

	変化させた量	周波数変動率 $\Delta f/f_0(T=-5\sim 50^\circ\text{C})$	各部の計
誘電体共振器	$\epsilon2$	$1.51 \times 10^{-3}$	18 ppm/ $^\circ\text{C}$
	$h2$	$-1.85 \times 10^{-4}$	
	$R1$	$-3.36 \times 10^{-4}$	
基 板	$\epsilon1$	$-3.42 \times 10^{-5}$	-1 ppm/ $^\circ\text{C}$
	$h1$	$-1.52 \times 10^{-5}$	
金属キャップ	$h3$	$< 10^{-6}$	$< 0.1$ ppm/ $^\circ\text{C}$
	$R2$	$< 10^{-6}$	
全体の計		$9.4 \times 10^{-4}$	17 ppm/ $^\circ\text{C}$

ここでは、1例として図6・12(a)の $h3=5.0\text{mm}$ の場合、即ち、誘電体共振器モード領域における、共振周波数の温度変動率を求めることとし、温度範囲として $-5^\circ\text{C}$ から $+50^\circ\text{C}$ までの範囲を考える。金属キャップの材料としては黄銅を考え（線膨張係数 $\alpha_{11}=1.7 \times 10^{-5} / ^\circ\text{C}$ ）、アルミナ基板の温度係数（線膨張係数 $\alpha_{12}=7.9 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ ）誘電率の変化率（ $\tau_1=116 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ ）および高誘電率材料の線膨張係数（ $\alpha_{13}=1.0 \times 10^{-5} / ^\circ\text{C}$ ）は文献[12]、[13]を参照して決めた。また、高誘電率材料自身の共振周波数の温度変化率を $\tau_f$ 、誘電率の温度係数を $\tau_K$ とすると、

$$\tau_f = -\frac{1}{2}\tau_K - \alpha_{13} \quad (6 \cdot 10)$$

の関係があるので、例えば、 $\tau_f$ として18ppmの共振器を用いた場合には、 $\tau_K$ は $-5.6 \times 10^{-5} / ^\circ\text{C}$ となる。これら、各部分の温度係数を表6・2に、これらの値を用いて計算した場合の共振周波数の変化率、

$$\Delta f = \{f(T=50^\circ\text{C}) - f(T=-5^\circ\text{C})\} / f(T=25^\circ\text{C}) \quad (6 \cdot 11)$$

を表6・3に示す。

表6・3より、共振器の温度係数は、ほとんど高誘電率材料の温度係数で決まり、比較的線膨張係数の大きな黄銅を用いた場合でも、外側のキャップによる周波数変化への影響は無視できることがわかる。また、この場合、共振器全体としての周波数変化量は24.05MHz、周波数変化率にして17ppm/℃であり、アルミナ基板の影響により、1ppmだけ下がっていることがわかる。

## 6. 6 結言

(1) 半球形の高誘電率誘電体に、半球形金属キャップを装荷した放射抑圧形誘電体共振器について理論検討を行い、共振周波数、無負荷 $Q$ を求めた。その結果、本共振器は、金属キャップが小さい場合には誘電体共振器のモードになるが、キャップがある値以上大きくなると、空洞共振器のモードに移ることが明らかになった。このため、キャップの大きさを誘電体共振器モードで動作する範囲に選べば、共振周波数は金属キャップの大きさによらずほぼ一定となり、しかも大きな無負荷 $Q$ が得られることがわかった。

(2) 上記共振器の共振周波数および無負荷 $Q$ 値の理論値と実験値を対応させることにより、解析結果の妥当性を確認した。また、誘電体共振器モード領域における共振周波数は2%以下の精度でよく一致することを確認した。

(3) 円筒形放射抑圧形誘電体共振器の共振周波数について、理論的、実験的に検討を行い、理論値と実験値はよく一致する(誤差は3%以下)ことを確認した。また、半球形の解析の結果得られた金属キャップの大きさの選び方が円筒形にも適用できることを確認した。

(4) アルミナ基板上に構成した放射抑圧形誘電体共振器の共振周波数の温度変動率を定量的に検討し、周波数変動率に対する外側の金属キャップや基板の影響は少なく(1ppm)、高誘電率材料の温度係数が支配的であることを明らかにした。

## 第6章 参考文献

- [1] H. Ogawa, M. Aikawa, and M. Akaike, : "Integrated Balanced BPSK and QPSK Modulators for the Ka-Band", IEEE Trans., MTT-30, 3, pp. 227-234 (March 1982).
- [2] H. Ogawa, M. Akaike, M. Aikawa, M., Karaki, and J. Watanabe, : "A 26-GHz Band Integrated Circuit of a Double-Balanced Mixer and Circulators", IEEE Trans., MTT-30, 1, pp. 34-41 (Jan. 1982).
- [3] E. Hagihara, H. Ogawa, N. Imai, and M. Akaike, : "A 26-GHz Miniaturized MIC Transmitter/Receiver", IEEE Trans., MTT-30, 3, pp. 235-242 (March 1982).
- [4] Y. Konishi, N. Hoshino, and Y. Utsumi, : "Resonant Frequency of a  $TE_{01\delta}$  Dielectric Resonator", IEEE Trans., MTT-24, 2, pp. 112-114 (Feb. 1976).
- [5] P. Guillon, and Y. Garault, : "Accurate Resonant Frequencies of Dielectric Resonators", IEEE Trans., MTT-25, 11, pp. 916-922 (Nov. 1977).
- [6] M. Jaworski, and M. W. Pospieszalski, : "An Accurate Solution of the Cylindrical Dielectric Resonator Problem", IEEE Trans., MTT-27, 7, pp. 639-643 (July 1979).
- [7] P. Guillon, and Y. Garault, : "Q Factors of Free and Shielded Cylindrical Dielectric Resonators", in 1977 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 434-437 (June 1977).
- [8] E. Hagihara, M. Akaike, and, N. Imai : "Radiation Suppressed High-Q Dielectric Resonators for MIC Applications", Electronics Letters 19th, 17, 6 (March 1981).
- [9] 小林, 福岡, 吉田 : “しゃへい形誘電体円柱共振器の共振モード” , 信学論(B)、J64-B, 4, pp. 433-440 (昭56-02) 。
- [10] M. Gastine, L. Courtois, and J. L. Dormann, "Electromagnetic Resonances of Free Dielectric Spheres", IEEE Trans., MTT-15, 12, pp. 694-700 (Dec. 1967).
- [11] R. R. Bonetti, and A. Atia, : "Design of Cylindrical Dielectric Resonators in Inhomogeneous Media", IEEE Trans., MTT-29, 4, pp. 323-326 (April 1981).
- [12] W. E. Courtney, : "Analysis and Evaluation of a Method of Measuring the Complex Permittivity and Permeability of Microwave Insulators", IEEE Trans., MTT-18, pp. 476-485 (Aug. 1970).
- [13] 河島, 西田, 上田, 大内 : “ $Ba(Zn_{1/3}Nb_{2/3})O_3$ - $Ba(Zn_{1/3}Ta_{2/3})O_3$ 系磁器のマイクロ波における性質” 信学技報, MW80-29 (1980).

# 第7章 誘電体共振器装荷高安定化インパット発振器

## 7.1 緒言

本章では、前章で述べた誘電体共振器を用いた高安定化発振器について述べる。各種誘電体共振器装荷MIC発振器が今までにも報告されているが<sup>[1]-[7]</sup>、高周波帯で周波数安定化MIC発振器を設計するための設計法について詳細に検討された例は少ない。高周波帯で周波数安定化MIC発振器を実現するためには、次のような問題点を解決するための理論的・実験的な考察が必要となる。

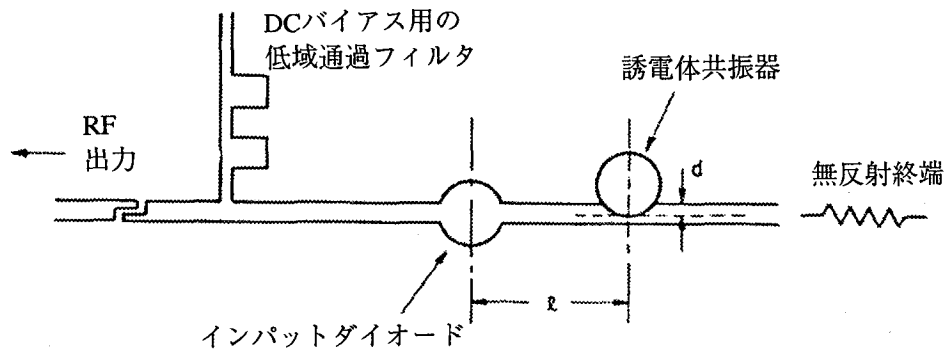
- (1) 高周波帯では誘電体共振器の無負荷 $Q$ が劣化し、周波数安定化が難しくなる。
- (2) 誘電体共振器の共振周波数は、高誘電率の誘電体材料そのものだけでなく、基板や囲りの材料の条件に依存する。このことは特に、周波数が高くなる程、顕著になる。
- (3) 発振周波数が高くなると、周波数偏差はダイオードと共振器との間の電気長の変化に依存しやすくなる。
- (4) 高出力、高安定化MIC発振器を実現するためには、回路パラメータ（特に共振器の $Q_0$ や結合度）を最適化する必要がある。

本章では、これらの問題を解決し、高安定化MIC発振器を実現するための設計手法について述べる。まず、周辺温度変化による誘電体共振器の共振周波数変化や、ダイオードリアクタンスと、ダイオードと共振器との電気長の変化による発振周波数変化についての考察を行い、高出力、高安定化発振器を実現するために必要な回路パラメータの設計法について述べる。次に、ダイオードと共振器とのインピーダンス関係について述べ、最後に、これらの設計法をもとにして試作した26GHz帯高出力高安定化MICインパット発振器の特性について述べる。

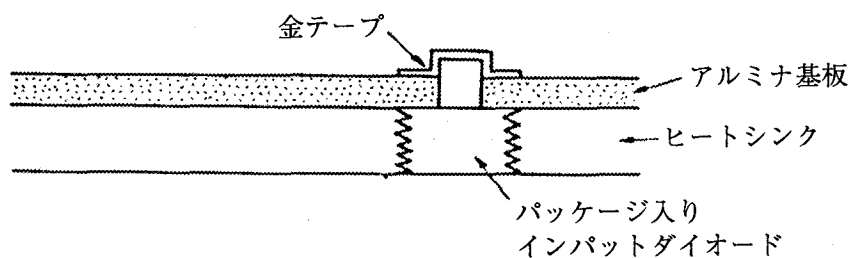
## 7.2 周波数安定化MIC発振器の設計法

### 7.2.1 発振器の回路構成とその等価回路

今までにも、いくつかの形式の周波数安定化MIC発振器が開発されているが<sup>[4]-[6]</sup>、本章では、図7・1に示すような帯域反射型MIC発振器について考察する<sup>[8]</sup>。ダイオードの一方に、先端が終端されたマイクロストリップラインに誘電体共振器を結合し、出力はマイクロストリップラインの反対側から取り出される。この種の帯域反射型発振器は、寄生発振がなく、設計が簡便であるという特長がある<sup>[8]</sup>。



(a) 回路構成



(b) 断面図

図7・1 帯域反射型MICインパット発振器の構成

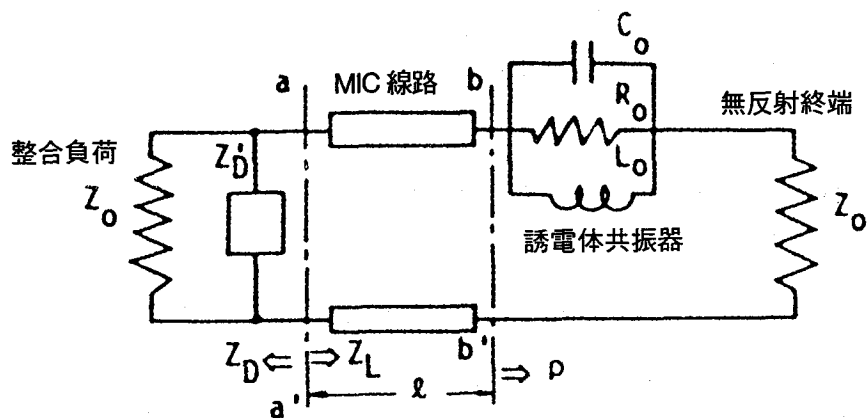


図7・2 発振器の等価回路



本発振器の等価回路を図7・2に示す。マイクロストリップラインに帯域阻止型フィルタとして結合された誘電体共振器は、並列共振回路として表わされている。基準面a-dからみた共振器側をみたインピーダンスを $Z_L$ 、負荷を含めて、ダイオード側をみたインピーダンスを $Z_D$ とする。

### 7.2.2 周波数安定度に影響を及ぼすパラメータ

発振周波数変動は、次のパラメータに大きく依存する。

- (1) 誘電体共振器の共振周波数
- (2) ダイオードリアクタンス
- (3) 共振器とダイオード間の電気長

図7・1に示す発振器の発振条件は $Z_D + Z_L = 0$ によって決まる。規格化ダイオードリアクタンス $x_d$ は零、線路長 $l$ は $l = 1/4 (2n + 1) \lambda g$  ( $n=0, 1, 2, \dots$ )と仮定する。これらの条件は、安定化損失を最小にするのに最適である[8]。

$x_d$ が $0$ から $\Delta x_d$ に、共振周波数が $f_{00}$ から $f_{00} + \Delta f_0$ に、電気長が $\theta_0 = 1/2 (2n + 1) \pi$ から $\theta_0 + \Delta \theta$ に変化したとすると、発振周波数変動 $\Delta f_T$ は次式によって近似的に表わされる。

$$\frac{1}{f_{00}} \cdot \frac{\Delta f_T}{\Delta T} = \frac{1}{f_{00}} \cdot \frac{\Delta f_0}{\Delta T} - \frac{\rho^2}{2(\rho-1)Q_0} \cdot \frac{\Delta x_d}{\Delta T} - \frac{\rho+1}{2Q_0} \cdot \frac{\Delta \theta}{\Delta T} = S_1 - S_2 - S_3 \quad (7 \cdot 1)$$

$$S_1 = \frac{1}{f_{00}} \cdot \frac{\Delta f_0}{\Delta T} \quad S_2 = \frac{\rho^2}{2(\rho-1)Q_0} \cdot \frac{\Delta x_d}{\Delta T} \quad S_3 = \frac{\rho+1}{2Q_0} \cdot \frac{\Delta \theta}{\Delta T} \quad (7 \cdot 2)$$

ここに、

$Q_0$  : 共振器の無負荷 $Q$

$\rho$  : 共振周波数におけるVSWR

$S_1$  : 共振器の共振周波数の温度係数

$S_2$  : ダイオードリアクタンスの変化による発振周波数の温度係数

$S_3$  : ダイオードと共振器間の電気長の変化による発振周波数の温度係数

発振周波数の温度係数

$$\frac{1}{f_{00}} \cdot \frac{\Delta f_T}{T}$$

は、直接 $S_1$ に依存する。他方、 $S_2$ 、 $S_3$ は $Q_0$ に逆比例する。そのため、 $S_2$ 、 $S_3$ の発振周波数の温度係数への影響を低減するためには、 $Q_0$ を増大させることが必要である。

1) 誘電体共振器の温度変動による共振周波数変動

周波数安定化MIC発振器の誘導体共振器は温度係数（温度変動による共振周波数変動）が小さく、 $Q_0$ が大きいことが必要である。図7・3に、誘電体共振器の構成を示す。誘電体共振器の $Q_0$ を大きくするための方法として、前章で述べた図7・3(b)に示す放射抑圧型共振器が有効である[9]。この構成の共振器において、共振器の温度係数は、高誘電率材料自身の温度係数だけでなく、基板の温度係数や誘電体を囲んでいる金属キャップの温度係数の影響を受ける。特に、高周波帯域においては、高誘電体材料自身の温度係数のみならず、基板の厚み $h_1$ の影響が大きくなる。以下、これら周りの材料の共振器の温度係数への影響について定量的に検討する。

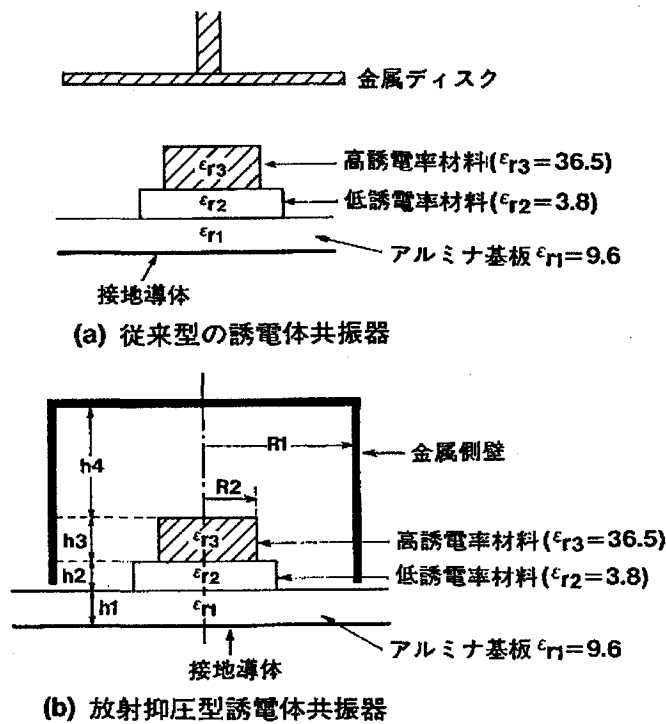


図7・3 誘電体共振器の構成

図7・3(b)に示す誘電体共振器の共振周波数は、次式によって決定される[10]。

$$\frac{\zeta_3/\zeta_4 \tanh \theta_4 \tan \theta_3 - 1}{\zeta_3/\zeta_4 \tanh \theta_4 + \tan \theta_3} + \frac{p\zeta_3/\zeta_2 \tan \theta_3 - 1}{p\zeta_3/\zeta_2 + \tan \theta_3} = 0 \quad (7 \cdot 3)$$

$$k_3 \frac{J_0(k_3 R_1)}{J_0'(k_3 R_1)} + k_5 \frac{K_0(k_5 R_1) - \frac{K_0'(k_5 R_2) I_0(k_5 R_1)}{I_0'(k_5 R_2)}}{K_0'(k_5 R_1) - \frac{K_0'(k_5 R_2) I_0'(k_5 R_1)}{I_0'(k_5 R_2)}} = 0 \quad (7 \cdot 4)$$

ここに、

$$p = \frac{\zeta_2 / \zeta_1 \tanh \theta_1 + \tanh \theta_2}{1 + \zeta_2 / \zeta_1 \tanh \theta_1 \tanh \theta_2} \quad (7 \cdot 5)$$

$$\theta_i = \zeta_i k_i, \quad i = 1, 2, 4, \quad \theta_3 = \frac{\zeta_3 h_3}{2} \quad (7 \cdot 6)$$

$$k_1 = k_2 = k_3 = k_4 \quad (7 \cdot 7)$$

$$k_i^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_i \pm \zeta_i^2 \quad +i = 1, 2, 4, -i = 3 \quad (7 \cdot 8)$$

$$k_5^2 = \zeta_5^2 - \omega^2 \mu_0 \epsilon_5$$

$$\delta_3 = \delta_5 = \delta \pi / h_3 \quad (7 \cdot 9)$$

$\delta$ は、共振器の高さ方向の電磁界の変化率を表わし、共振器の高さ方向に半波長の $\delta$ だけの変化があることを示す。

放射抑圧型誘電体共振器の断面図を図7・4(a)に示す。上式から計算される共振周波数を実測結果（共振周波数 $f_0 = 26.3$  GHz）と併せて図7・4(b)に示す。実測結果は計算結果と良く一致しており、規格化空気層厚が3から9の間の場合、実測結果と理論結果との差は2%以下である。共振周波数は $h_4$ の高さにはほとんど影響を受けていない。このことから、放射を抑圧するために用いられている金属キャップは共振器の共振周波数にほとんど影響を及ぼさないことがわかる。

図7・5は、放射抑圧型誘電体共振器の温度係数を高誘電体材料の温度係数の関数として計算したものである。金属キャップ（真鍮）の熱膨張係数は

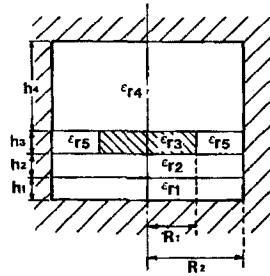
$$\Delta R_2 / R_2 = 1.7 \times 10^{-5} / ^\circ\text{C}$$

基板（アルミナ）の熱膨張係数は

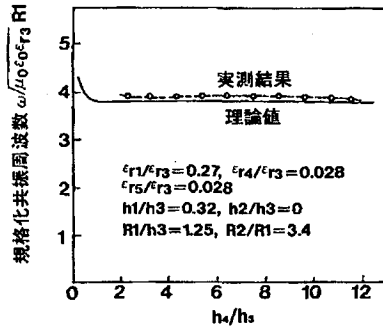
$$\Delta R_1 / R_1 = 7.9 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$$

$$\Delta \epsilon_{r1} / \epsilon_{r1} = 110 \times 10^{-5} / ^\circ\text{C}$$

として計算を行った[11]-[12]。



(a) 放射抑圧型誘電体共振器の断面



(b) 放射抑圧型誘電体共振器の共振周波数

図7・4 放射抑圧型誘電体共振器の共振周波数の空気層厚依存性  
 実測結果は  $\epsilon_{r3}=36, R_1=1.2\text{mm}, h_3=0.94\text{mm}$  の場合の結果である

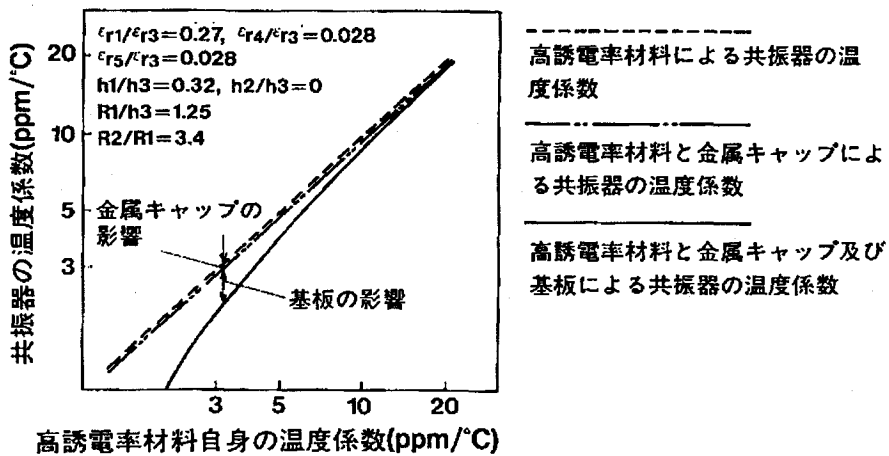


図7・5 放射抑圧型誘電体共振器の温度係数の計算結果

計算に用いた熱膨張係数

金属キャップ (真鍮) :  $\Delta R_2/R_2=1.7 \times 10^{-5}/^\circ\text{C}$

基板 (アルミナ) :  $\Delta R_1/R_1=1.7 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$

$\Delta \epsilon_{r1}/\epsilon_{r1}=110 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$

高誘電率材料の比誘電率及び寸法:

$\epsilon_{r3}=36, R_1=1.2\text{mm}, h_3=0.94\text{mm}$

この図より共振器の温度係数は、高誘電体材料の温度係数が高い場合は、高誘電体材料自身の温度係数で決まることが判る。しかし、高誘電体材料の温度係数が低い場合は、基板の影響が顕著になる。10ppm以下の温度係数の共振器が必要な場合には、基板の温度係数を考慮する必要がある。金属キャップの影響は、真鍮のような熱膨張係数の大きな材料を用いた場合においても無視し得る。

## 2) ダイオードリアクタンスの変化による周波数変動

ダイオードリアクタンスの変化による周波数変動 ( $S_2$ ) は誘電体共振器の  $Q_0$  と VSWR  $\rho$  に依存する。図 7・6 は、 $S_2$  を  $Q_0$  と  $\rho$  の関数として計算した結果である。ダイオードリアクタンスの温度係数は実験的に求めたものを用いている。 $S_2$  は  $\rho=2$  で最小となり、 $\rho>2$  の領域では  $\rho$  を増すに従って増大する。また、 $S_2$  は  $Q_0$  に逆比例する。

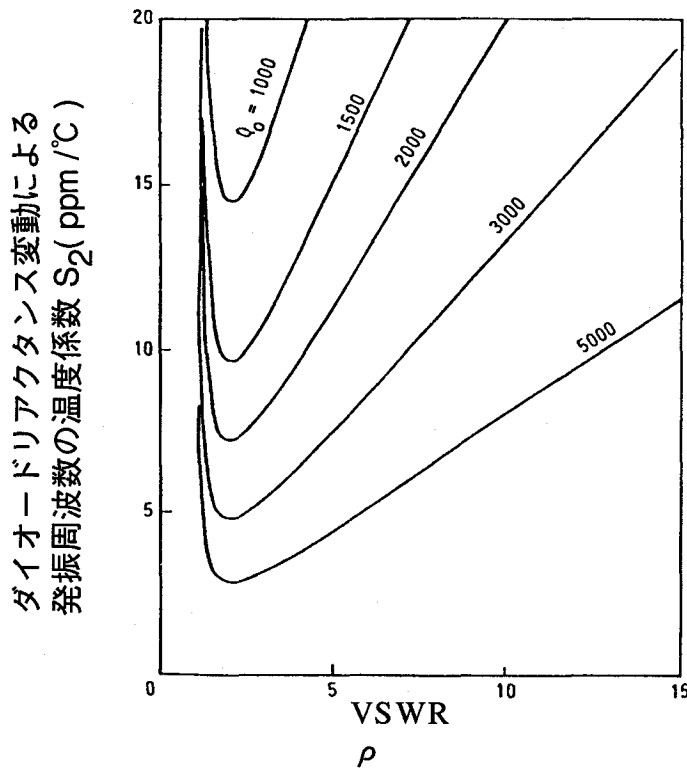


図7・6 ダイオードリアクタンス変動による発振周波数変動の  $\rho$  及び  $Q_0$  に対する依存性

一方、帯域反射型発振器の安定化損失は、ダイオードリアクタンスが無視できる場合には、次式で表わされる<sup>[8]</sup>。

$$L(\text{dB}) = -6 + 20 \log \left( 2 - \frac{1}{\rho} \right) \quad (7 \cdot 10)$$

この式より計算される出力損失を  $\rho$  の関数として図 7・7 に示す。  $\rho$  を増大させるに従い、

出力損失は減少する。

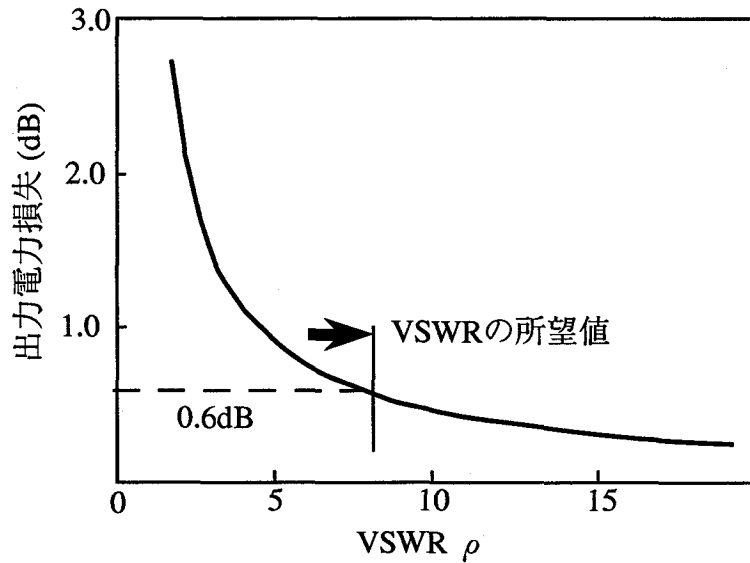


図7・7 出力電力損失のVSWR  $\rho$  に対する依存性

高出力高安定化発振器を実現するためには、 $\rho$ は上記観点から最適化されなければならない。例えば、出力損失を0.6dB以下に抑え、ダイオードリアクタンスの温度変動による周波数変動を10ppm/°C以下に抑えるためには、 $\rho=8$ において3000以上の $Q_0$ が必要である。

### 3) ダイオードと共振器間の電気長の変化による周波数変動

発振器の動作周波数帯域が高くなるにつれ、即ち波長 $\lambda_g$ が短くなるにつれて、ダイオードと共振器間の電気長が長くなり、その影響による周波数変動が顕著になる。

誘電率の変動を $\Delta\epsilon_r$ 、ダイオードと共振器間の距離の変動を $\Delta l$ とすると、周波数変動は次式で表わされる。

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{\rho+1}{Q_0} \cdot \frac{\pi}{\lambda_0} \cdot l \left[ \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta\epsilon_{eff}}{\epsilon_{eff}} + \sqrt{\epsilon_{eff}} \cdot \frac{\Delta l}{l} \right] \quad (7 \cdot 11)$$

ここに、 $\epsilon_{eff}$ は実効誘電率であり、次式で表わされる。

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \left( 1 + \frac{10h}{W} \right)^{-1/2} \quad (7 \cdot 12)$$

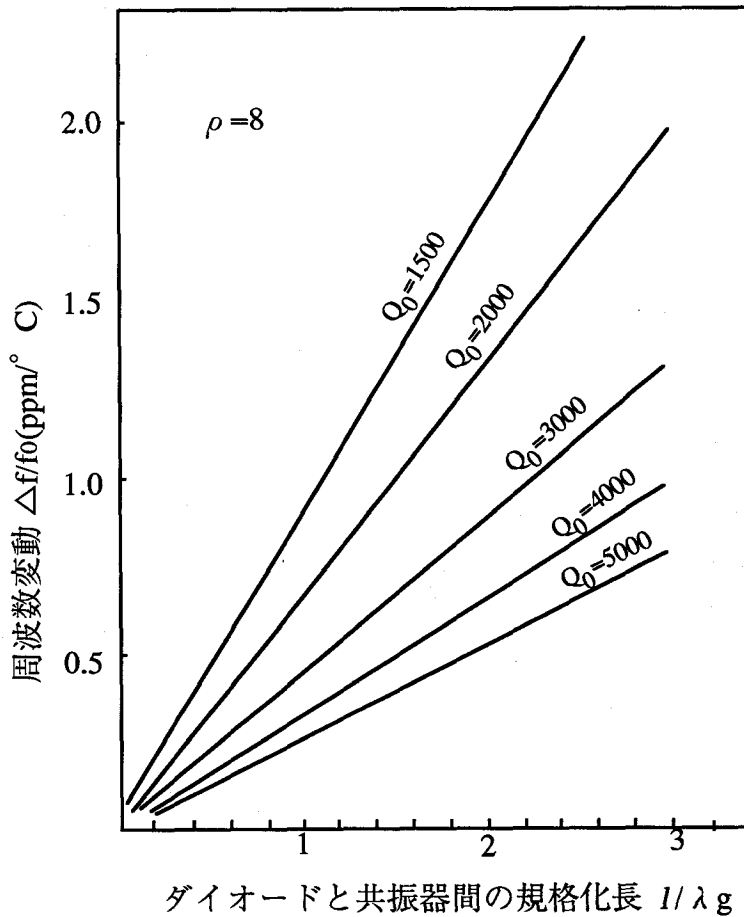


図7・8 ダイオードと共振器間の電気長が変化した場合の周波数変動  
 基板としては $\epsilon_r=9.6$ のアルミナ基板を仮定し、線路の特性インピーダンスとしては  
 $Z_0=50\Omega$ を仮定している。  
 熱膨張係数は $\Delta\epsilon_r/\epsilon_r=110\times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ 、 $\Delta l/l=7.9\times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ を仮定している。

図7・8は、ダイオードと共振器間の電気長の変化による周波数変動の計算結果であり、  
 熱膨張係数は、

$$\Delta\epsilon_r/\epsilon_r = 110 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$$

$$\Delta l/l = 7.9 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$$

として計算を行った。周波数変動は、 $l/\lambda_g$ が大きい、また $Q_0$ が小さい程、大きくなる。例  
 えば、周波数変動 $\Delta f/f_0$ を $\rho=8$ 、 $Q_0=3000$ の場合に、無視できる程度(0.5ppm)に小さくする  
 ためには、線路長は $1.2\lambda_g$ 以下に設定する必要がある。

## 7. 3 実験

### 7.3.1 発振器の構成

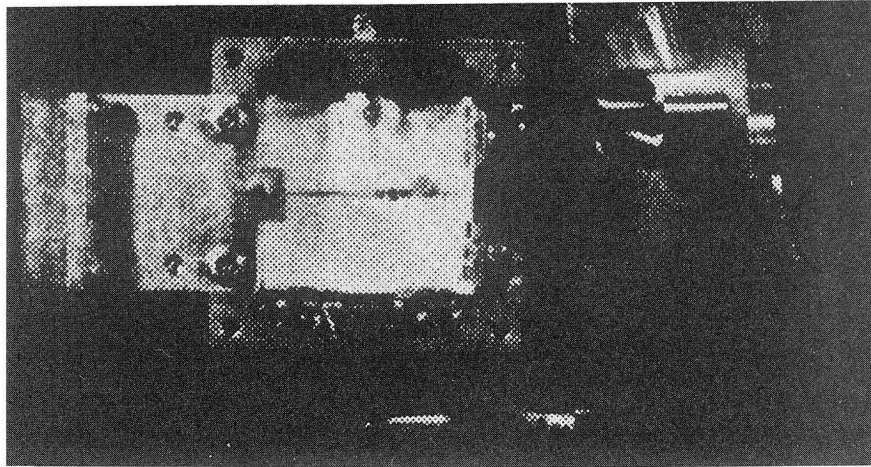


図7・9 発振器の写真

発振器の構成を図7・1、写真を図7・9に示す。機械的な強度の観点からアルミナ基板を用い、基板厚としてはスプリアモードを避けるために0.38mmのものを用いた。能動素子としては、パッケージ入りのSi DDR インパットダイオードを用い、ヒートシンク上にマウントした後、上部電極を金テープでマイクロストリップラインの中心導体とつないでいる。

共振器としては  $Ba\left(Zn_{\frac{1}{3}}Nb_{\frac{2}{3}}\right)O_3 - Ba\left(Zn_{\frac{1}{3}}Ta_{\frac{2}{3}}\right)O_3$  系のセラミックで構成された誘電体共振器をダイオードと無反射終端の間に設定し、アルミナ基板とセラミック系の接着剤で固定した。ダイオードと共振器間の距離 $l$ は、7・2・2節の検討結果より  $l \simeq 3/4 \lambda_g$  に設定した。放射抑圧型誘電体共振器の共振周波数は、高誘電体材料上部の空気層の厚さをスクールネジによって機械的に変えることによって、調整することができる。RF出力は、リッジ型の導波管—ストリップ変換器によって取り出すことができる。

### 7.3.2 誘電体共振器の特性

帯域反射型発振器に用いられている誘電体共振器は、 $Q_0$  および VSWR  $\rho$  を大きく設定する必要がある。そのため、高誘電率材料と基板との間に低誘電率の材料を置く構成を採用



し、 $Q_0$ と $\rho$ が大きくなる低誘電率材料の厚み $h_2$ を実験的に検討した。図7・10は、低誘電率材料の厚み $h_2$ をいくつか変え、各々の $h_2$ に対して、マイクロストリップラインと、共振器の間隔を変えた場合の $Q_0$ と $\rho$ の関係を実験的に求めた結果である。高出力高安定化発振器を実現するための回路パラメータ ( $\rho > 8$ ,  $Q_0 \geq 3,000$ ) が図7・10に斜線部で示してある。この結果より、低誘電率材料の厚み $h_2$ として $h_2 = 0.6\text{mm}$ を採用した。

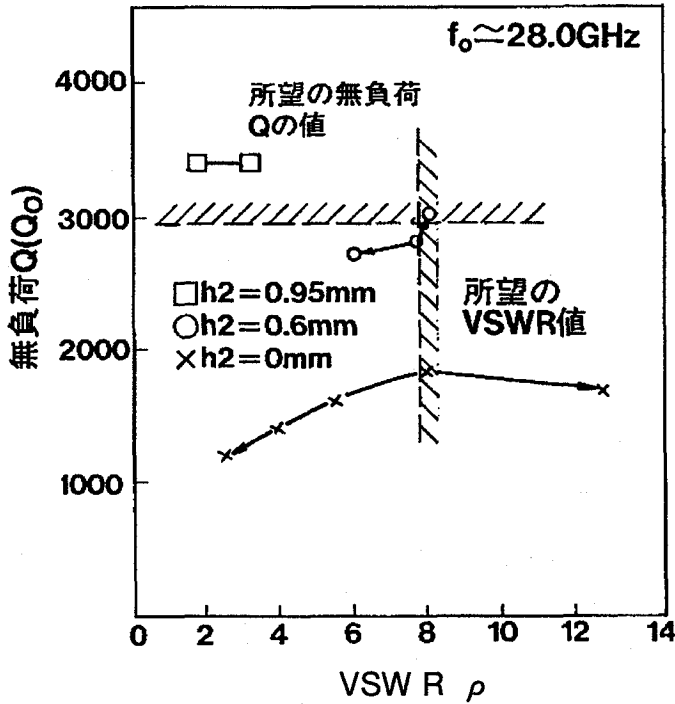


図7・10 放射抑圧型誘電体共振器の無負荷 $Q$ 値及びVSWR  $Q_0$ をいくつかの $h_2$ に対してストリップラインと共振器との結合の関数として測定している

### 7.3.3 発振のためのロードラインとデバイスラインとの関係

温度によるダイオードリアクタンスの変動による周波数変動を抑えるため、ロードラインとデバイスラインは直交することが必要である。これは発振器の外部 $Q$ を大きくすることを意味する。 $\lambda \approx 3/4 \lambda_g$ の場合のロードラインとデバイスラインの実測結果を図7・11に示す。ダイオード周りの整合回路は、ダイオードインピーダンスのリアクタンス成分が小さくなるよう調整されている。

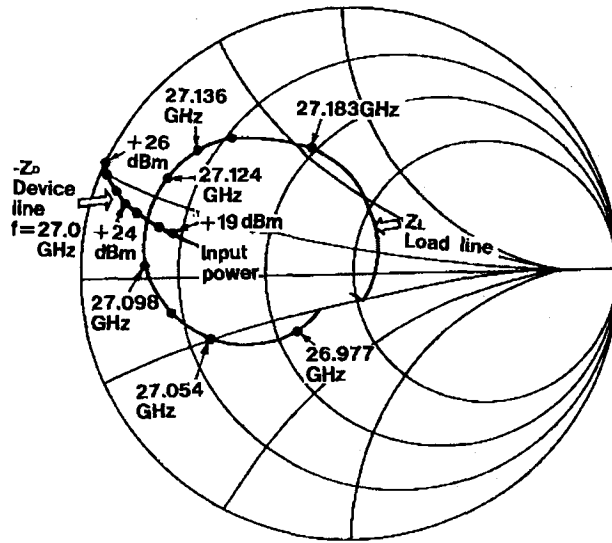


図7・11 ロードラインとデバイスラインとの関係 (実測値)

### 7.3.4 無負荷 $Q$ を大きくすることの効果

誘電体共振器を用いた周波数安定化MIC発振器において、ダイオードリアクタンス変動や電気長変動による周波数変動は、7・2節で述べたように、 $Q_0$ を増大させるに従い減少する。本節において、 $Q_0$ を増大させる効果を実験的に考察する。

図7・12は、共振器の $Q$ 値を変えた場合の発振周波数と発振出力のバイアス電流依存性の実測結果、図7・13は発振周波数のバイアス依存性（プッシング・フィギア）を共振器の $Q$ 値に対して示したものである。周波数の安定度はバイアス電流を変えた場合の周波数変動（プッシング・フィギア）から推察することができる<sup>[13]</sup>。 $Q_0$ が3100の場合のプッシング・フィギアは、 $Q_0$ が1100の場合に比べて約半分である。このことから、ダイオードリアクタンスの変動による周波数変動は $Q_0$ を上げることによって減少することが実験的に確かめられた。

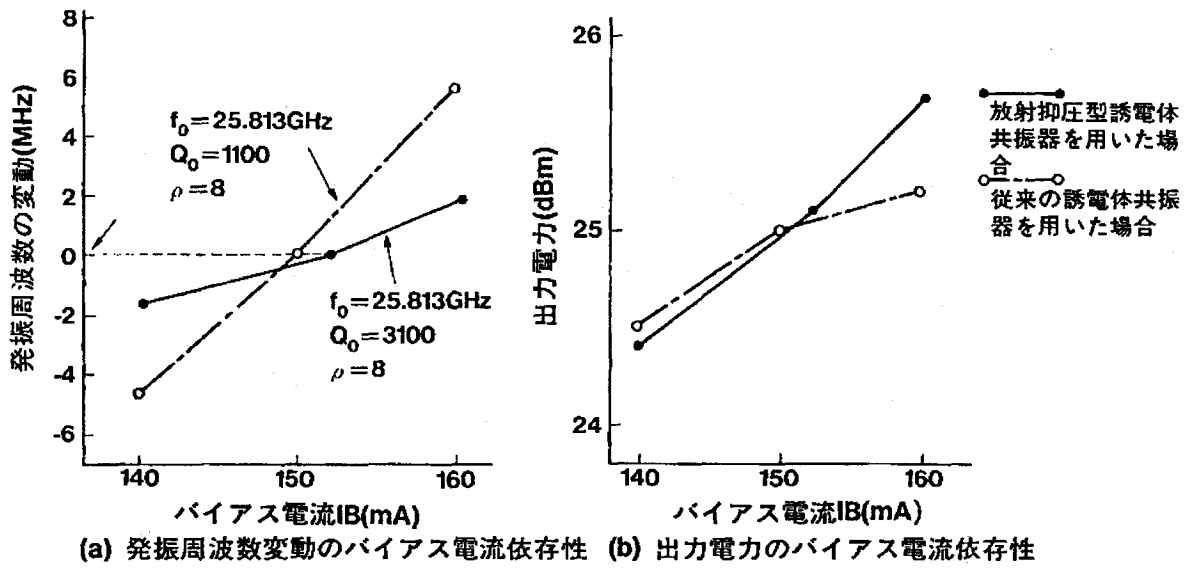


図7・12 Q値を変えた場合の発振周波数及び出力電力のバイアス電流依存性

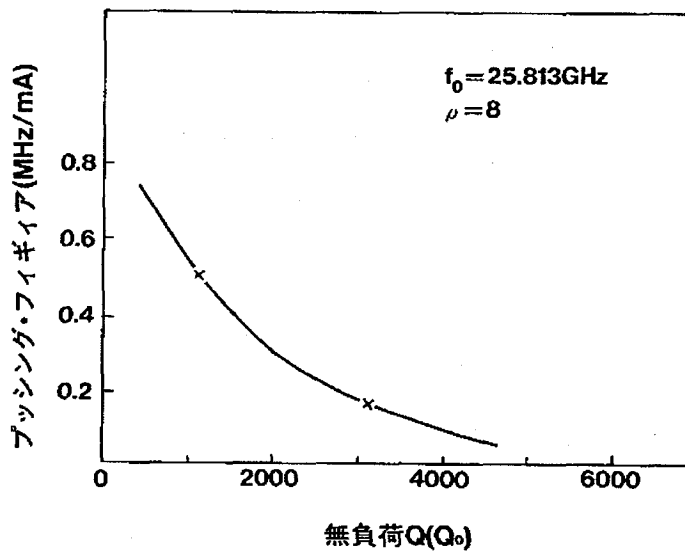


図7・13 プッシング・フィギアと無負荷Qとの関係 (実測結果)

### 7.3.5 周波数安定化MIC発振器の特性

これまでに述べてきた設計法をもとにして、放射抑圧型高 $Q$ 誘電体共振器を用いた発振器を試作した。図7・14は、発振器の温度依存性である。0℃から50℃の範囲で周波数変動±1.0MHz以下、出力変動±2.0dB以下の特性が得られた。また、スプリアス発振は観測されなかった。

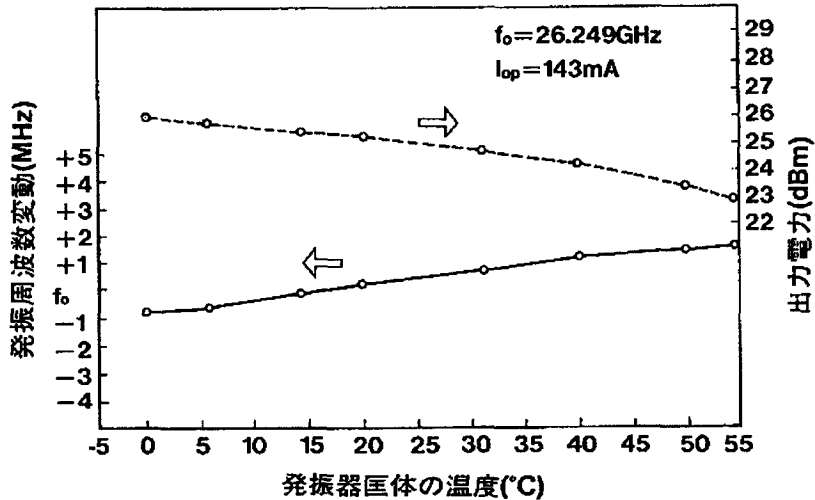


図7・14 発振器の温度特性

## 7.4 結言

放射抑圧型誘電体共振器を用いた26GHz帯周波数安定化MICインパット発振器の設計法について述べた。誘電体共振器の共振周波数、ダイオードリアクタンス、ダイオードと共振器間の電気長の温度変動について検討を行い、高安定化発振器の設計法を明らかにした。これらの検討結果を基にして、0℃から50℃までの温度範囲での周波数安定度 $\pm 5.0 \times 10^{-5}$ 、出力電力変動±2.0dB、出力電力+23dBm以上の高精度（高安定化）MIC化インパット発振器を実現した。

## 第7章の参考文献

- [1] E. Hagihara et al., "A 26-GHz miniaturized MIC transmitter / receiver," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-30, pp. 235-242, Mar. 1982.
- [2] J. K. Plourde et al., "A dielectric resonator oscillator with 5 ppm long term stability of 4 GHz." in 1977 *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, June 1977, pp. 273-276.
- [3] H. Abe, Y. Takayama, A. Higashisaka, and H. Takamizawa, "A highly stabilized low-noise GaAs FET integrated oscillator with a dielectric resonator in the C band," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-26, pp. 156-162, Mar. 1978.
- [4] G. Satoh, "Stabilized microstrip oscillator using dielectric resonator," in *Proc. 1974 IEEE Int. Solid-State Circuits Conf.*, Feb. 1974, pp. 184-185.
- [5] T. Makino and A. Hashima, "A highly stabilized MIC Gunn oscillator using a dielectric resonator," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-27, pp. 633-638, July 1979.
- [6] S. Shinozaki, T. Hayasaka, and K. Sakamoto, "6-12 GHz transmission type dielectric resonator transistor oscillators," in 1978 *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, June 1978, pp. 294-299.
- [7] H. Komizo and Y. Tokumitsu, "Millimeter wave integrated circuits," in 1981 *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, June 1981, pp. 179-181.
- [8] K. Kohiyama and K. Momma, "Band reflection type cavity stabilized Gunn oscillator," *Trans. Inst. Electron. Commun. Eng. Japan*, vol. 57-B, no. 2, pp. 98-105, Feb. 1974.
- [9] N. Imai and K. Yamamoto, "A design of high- $Q$  dielectric resonators for MIC applications," *Trans. Inst. Electron. Commun. Eng. Japan*, vol. J67-B, no. 5, pp. 497-504, May 1984.
- [10] R. R. Bonetti and A. Atia, "Design of cylindrical dielectric resonators in inhomogeneous media," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-29, pp. 323-236, Apr. 1981.
- [11] W. E. Courtney, "Analysis and evaluation of a method of measuring the complex permittivity and permeability of microwave insulators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-18, pp. 476-485, Aug. 1970.
- [12] J. E. Aitken, P. H. Ladbrooke, and M. H. N. Potok, "Microwave measurement of the temperature coefficient of permittivity for sapphire and alumina," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-23, pp. 526-529, June 1975.
- [13] T. Makino, "Temperature dependence and stabilization conditions of an MIC Gunn oscillator using a dielectric resonator," *Trans. Inst. Electron. Commun. Eng. Japan*, vol. 62-B, no. 4, pp. 352-358, Apr. 1979.

## 第8章 実用装置への適用例

### 8・1 緒言

本章では、前章までに述べた低歪で高精度なマイクロ波集積回路の実用装置への適用例について述べる。第2章の高精度直交変復調器、第3章のスペースダイバーシティ用無限移相器、第4章のプリディストーション型非線形歪補償器はデジタルマイクロ波方式に、第6章のMIC化高Q誘電体共振器、第7章の誘電体共振器装荷高安定局部発振器は広帯域加入者無線方式に適用し、それぞれの方式への適用例について次節以降で述べている。なお、第5章の高アイソレーション化スイッチについては、ここでは具体的な方式への適用例については述べてないが、その高アイソレーション特性、高速スイッチング動作から、今後、各種方式への適用が期待できるものである。

### 8・2 デジタルマイクロ波方式への適用例

本節では、4/5/6 GHz帯を用いたデジタルマイクロ波方式への適用例を述べる。現在、このバンドを用いたデジタルマイクロ波方式として無線の基幹回線用として16 QAM変調を用いた4/5/6 G-150 M方式、および256 QAM変調を用いた4/5/6 G-300 M方式が商用化されている。これらの方式のシステム諸元を表8・1および表8・2に示す。4/5/6 G-300 M方式は、10 bit/Hzと世界で最高の周波数利用

表8・1 4/5/6G-150M方式(16 QAM変調)のシステム諸元

項目	諸元
周波数帯	4・5・6 GHz帯
システム数	27+1
伝送容量	156 Mb/s
変復調方式	16 QAM
マルチキャリア数	3
周波数利用効率	5b/s/Hz
送信出力	27dBm/キャリア (31.8 dBm/システム)
標準中継距離	50Km

表8・2 4/5/6G-300M方式(256QAM変調)のシステム諸元

項目	諸元
周波数帯	4・5・6 GHz帯
システム数	27+1
伝送容量	312 Mb/s
変復調方式	256 QAM
マルチキャリア数	3
周波数利用効率	10 b/s/Hz
送信出力	27dBm/キャリア (31.8 dBm/システム)
標準中継距離	50Km

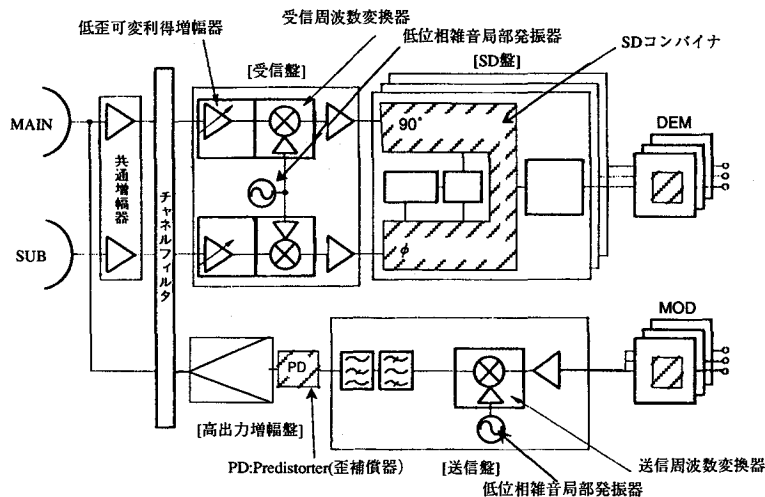


図8・1 デジタルマイクロ波通信装置の基本構成

効率を有するシステムである。第2章の高精度直交変復調器は16QAMおよび256QAM変調を用いた両方のシステムに、第3章のスペースダイバーシティ用無限移相器は、16QAM変調を用いた4/5/6G-150M方式に、第4章の非線形歪補償器は16QAMおよび256QAM変調を用いた両方のシステムに適用されている。図8・1は、本方式の基本装置構成を示したものである。図中斜線部は上記回路部を示したものである。受信部においては、MainアンテナおよびSubアンテナによって受信された信号を共通増幅器で増幅した後、チャンネルフィルタによって各チャンネルごとの波に分波した後、低雑音増幅器で増幅し、受信ミキサによってIF帯の信号に周波数変換する。IF帯に周波数変換されたMainおよびSub側の信号は、プライマリキャリアの数にだけ分岐された後、各々無限移相器によって各プライマリキャリアごとに同相合成された後、復調器に入力される。送信部では、変調器からの出力信号をマイクロ波帯に周波数変換した後、増幅器によって所望の出力レベルにまで増幅する。その際、増幅器の入力に第4章で述べた非線形歪補償器を設け、増幅器の歪を補償する。増幅した信号は、合成用のフィルタを通した後、アンテナより送信される。また、16QAM変調を用いた4/5/6G-150M方式においては、受信RF部（受信LNA、受信ミキサ、局部発振器）、送信RF部（送信ミキサ）もモノリシックマイクロ波集積回路技術（MMIC）を適用することにより、装置の小型化・経済化を図っている。

図8・2は、第2章で述べた高精度直交変復調器を用いた場合の256QAM Modem 折り返しのBER特性である。C/N劣化量として、BER=10<sup>-9</sup>において2dBと良好な特性が得られている。また、デジタルマイクロ波方式においては、マルチキャリア方式が採用されており、そのためIF帯の回路規模が大きくなるため、IC化による小型化が必須である。本直交変復調器を採用することにより、変復調器の小型化にも寄与している。

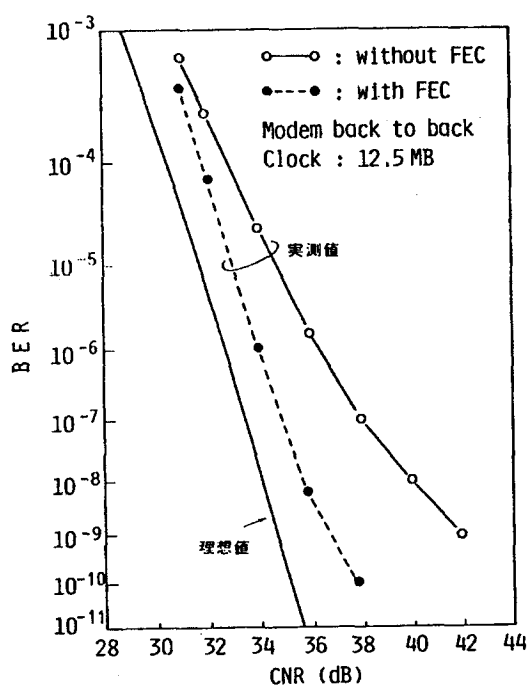


図 8・2 高精度直交変復調器を用いた場合の 256QAM Modem折り返しの BER特性

図 8・3 は 16QAM信号をスペースダイバーシティ用IC化無限移相器に通した時の伝送特性であり、変復調器折り返しに比べて、C/N劣化量として、BER= $10^{-4}$ において0.2dB以下、BER= $10^{-9}$ において0.2dB以下と小さく良好な特性が得られている。図 8・4 は、従来の無限移相器（個別回路で構成した場合）と、モノリシックIC化した無限移相器との大きさを比較したものであり、IC化によって約1/5に小型化が図られている。図 8・5 は、非線形歪補償器の写真である。第4章では、主としてサーキュレータを用いた構成について述べたが、サーキュレータはハイブリッドに置き換え可能であり、アルミナ基板上に構成されたHIC構成により全体を小型化できる。また、第4章にも述べたように、本歪補償器により最終段の高出力増幅器の飽和出力を6dB以上改善できる効果があり、システム全体の低電力化に対する効果は大きい。



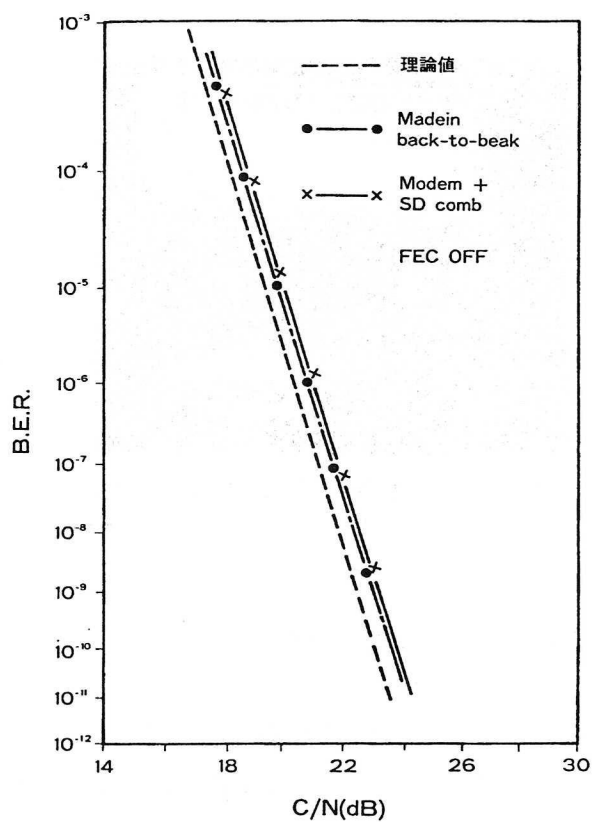
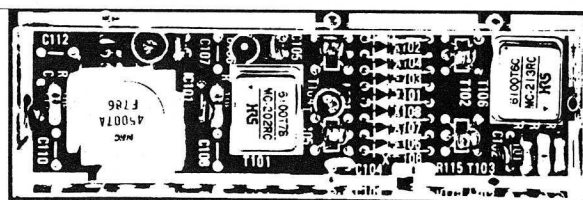
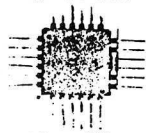


図 8・3 1チップSD合成器に16QAM  
信号を伝送した場合の誤り率特性



(従回路)



(1チップ化 IC)

図 8・4 無限移相器の大きさの比較

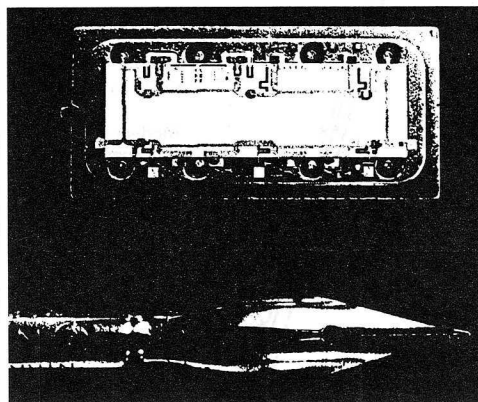
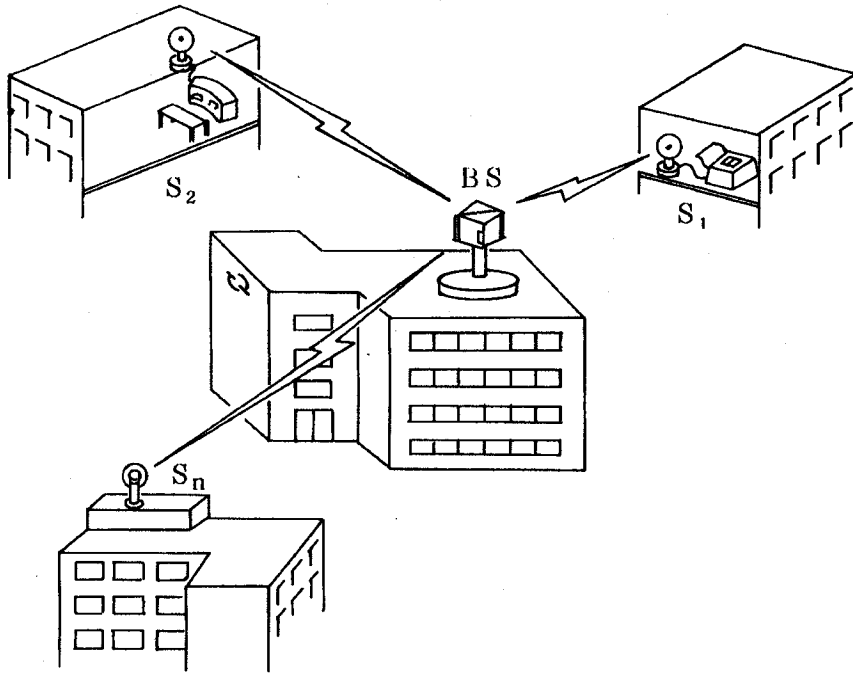


図8・5 非線形歪補償器の写真

### 8・3 広帯域加入者無線方式への適用例

本節では、2.6GHz帯を用いた広帯域加入者無線方式への適用例を述べる。本方式は、電話局等に90°扇形ビームアンテナを設け、半径約7km以内の加入者との間に伝送路を構成することにより、高速ファクシミリ、テレビ会議その他の画像伝送等を可能にする加入者システムである。図8・6に、本方式のサービスイメージを示す。基地局に4つの90°扇形ビームアンテナを設け、4つのゾーンを形成し、それぞれ100程度の加入者を収容することができる。本方式において、加入者無線装置は扇風機程度の大きさであり、加入者の屋内もしくは屋上に容易に設置でき、これによって、加入者の要望に応じ、短期間で回線を設置できるのが1つの特長である。したがって、本システムを構成する上で装置の小型化・軽量化・経済化が重要であり、そのためRF回路の全MIC化を行っている。

図8・7は、本システムの送受信部のブロックダイヤを示したものであり、太い実線部がMIC技術で集積されたRF部を示す。送信部では、局部発振器の信号がASK変調器によって直接変調された後、送信部のフィルタによって不要波を除去した後、アンテナより信号を送信する。受信部においては、受信部のフィルタによって同様に不要波を除去した後、受信ミキサによってIFに周波数変換しAGCアンプでレベリングした後ASK復調器に信号が入力される。この系の中の局部発振器の部分について、第7章で述べたMIC化高安定化発振器が適用されている。なお、デバイスとしては、送信部については、第7章で述べたインパットを用いているが、受信部については、ガンが用いられている。また、安定化のための共振器としては、第6章で述べた高Q化誘電体共振器が用いられている。図8・8は送受信部の写真、図8・9は加入者局の外観写真である。装置全体として、小型にできていることがわかる。図8・10は、基地局から加入者局への回線での誤り率を評価したものであり、理論値からの劣化量は、BER=10<sup>-4</sup>において2dB以下と良好な結果が得られている。



- BS: 基地局 (市内交換局)  
 (90° 扇形ビームアンテナ4面使用)
- Sn: 加入者
- S1: 広帯域デジタル加入者  
 サービス例 ・高速データ伝送  
                   ・高速ファクシミリ  
                   ・静止画像伝送
- S2: 広帯域アナログ加入者  
 サービス例 ・テレビ会議

図8・6 広帯域加入者無線方式のサービスイメージ

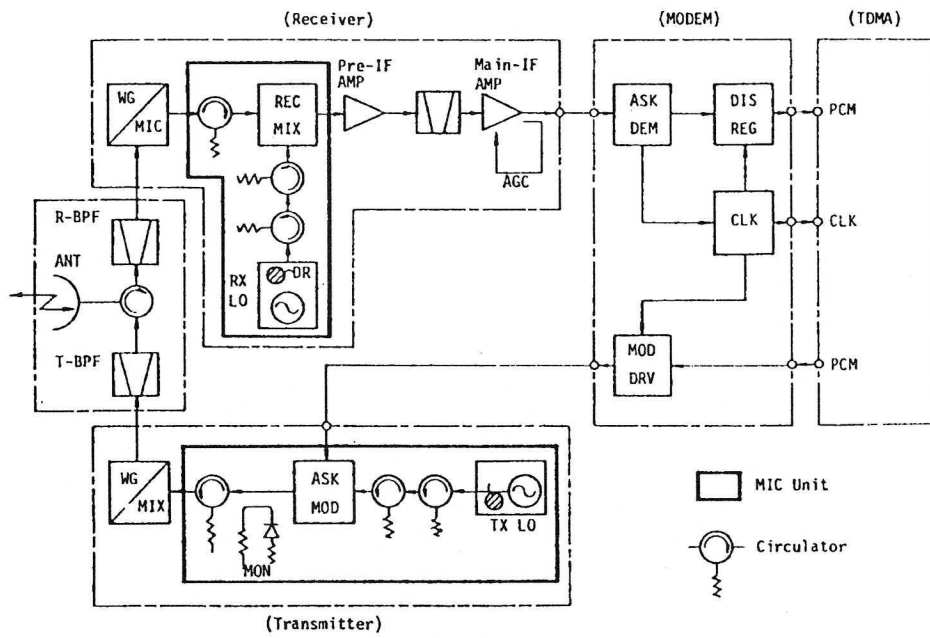


図 8・7 加入者無線装置の構成図

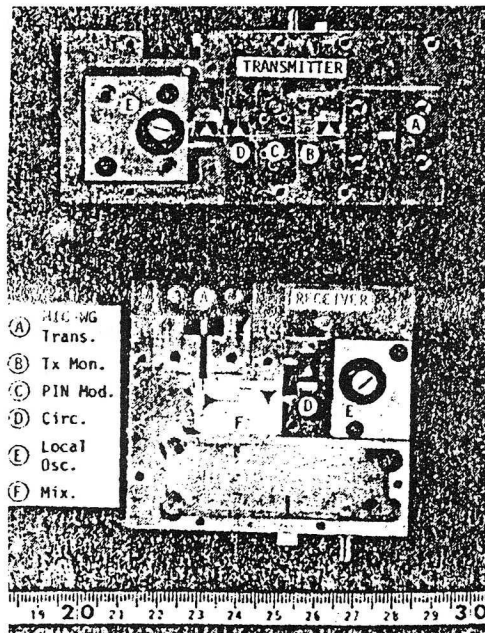


図 8・8 加入者無線装置RF部の写真

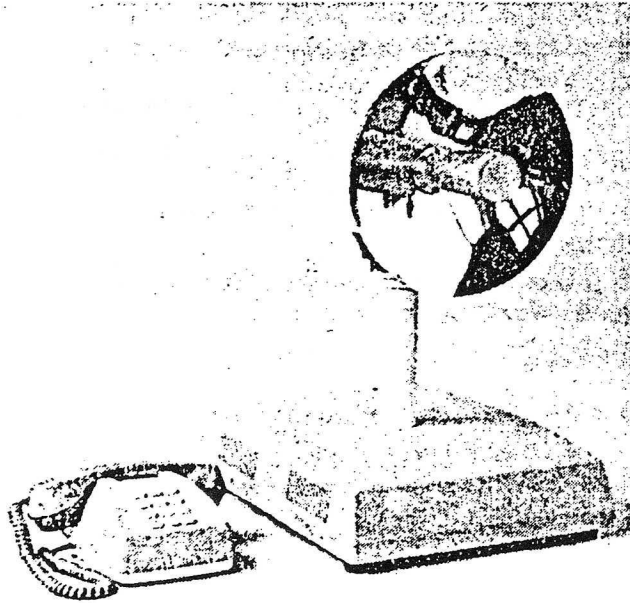


図 8 ・ 9 加入者無線装置の外観写真

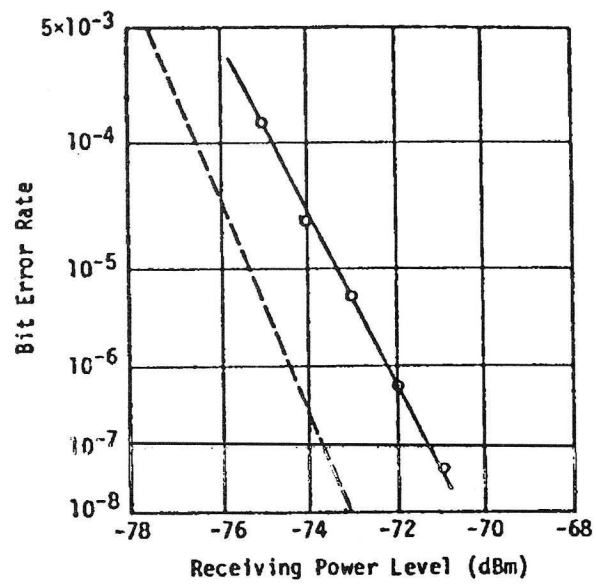


図 8 ・ 1 0 加入者無線装置の誤り率特性

## 8・4 結言

前章までに述べた各種の低歪・高精度なマイクロ波集積回路の実用装置への適用例について述べ、これらの各種集積回路が実用システムに適用可能であることを、装置の総合伝送特性の上からも示した。また、これらの技術は、装置の小型・経済化に貢献するものであり、これら各種の無線システムを構築していく上において必須のものといえよう。

## 第9章 結言

近年の無線方式の高性能・高機能化に伴い、それに用いるマイクロ波回路にも高性能・高機能なものが要求されるようになってきた。本論文は、これらの無線方式に用いる、低歪でかつ高精度な特性の得られるマイクロ波集積回路の研究に関する成果をまとめたものである。本論文では、その中でも、無線方式を構築していく上で重要となる

- (1) 変復調回路
- (2) スペースダイバーシティ用無限移相回路
- (3) 増幅器の低歪化のためのプリディストーション回路
- (4) スイッチ
- (5) 局部発振器

に着目し、低歪でかつ高精度な特性を得るための種々の新しい回路構成を提案するとともに、設計法の確立を図っている。その結果、各種無線方式を構成するためのキーデバイスが実現可能になった。これらの成果は、16QAMや256QAM方式等の大容量デジタルマイクロ波方式や、2.6GHz帯を用いた広帯域加入者無線方式に適用され、これらの方式の実用化に大きく貢献している。

これまでの研究を各項目ごとに具体的に述べると以下のとおりである。

### (1) 変復調回路：

変復調回路の要である直交変復調器について、高精度・高線形化に適した局発ポート側のトランジスタのベース-コレクタ間に容量を装荷した新しい回路を提案するとともに、変調位相誤差を支配するパラメータを明らかにし、高精度・高線形化直交変復調器ICを実現した。具体的には、トランジスタのベース-コレクタ間容量が変調位相誤差に支配的であることを明らかにし、位相誤差を低減するための回路構成および設計法を明らかにした。また、従来は、変復調器の局発信号の直交性を各回路ごとに調整していたため、調整が非常に煩雑になるという問題点があったのに対し、新しい構成の広帯域90度可変位相器を提案するとともに、2つの平衡変復調器に入力する局発信号を位相検波し、その検波出力で、可変移相器を制御することにより、広帯域にわたって直交性を自動制御できる直交変復調器を実現した。

### (2) スペースダイバーシティ用無限移相回路：

高精度1チップ無限移相器ICの設計法を確立した。VHF帯無限移相器ICを高精度に実現するための平衡変調器、90度位相器等の各基本素子の設計法を明らかにした。これにより、位相ステップ1.4度以下、周波数帯域100~160MHz帯の20MHz帯域における振幅周波数偏差0.2dB以下のVHF帯高精度無限移相器ICを実現した。また、高周波化に適した新しい90度合成器を提案し、その効果をシミュレーションおよび実験により確認した。これにより、バイポーラプロセスによってもマイクロ波帯領域において無限移

器ICが実現可能である見通しが得られた。

### (3) 増幅器の低歪化のためのプリディストーション回路：

小型化・調整性・広帯域性に優れた、新しいRF帯プリディストーションリニアライザを提案し、マイクロ波帯でHIC構成で実現することにより、その有効性を確認した。本歪補償器は、サーキュレータと逆並列接続した1対のダイオードを基本構成要素とし、温度補償を兼ねて主信号ブランチにもサーキュレータを挿入した新しい構成を提案している。サーキュレータは基本的には、ハイブリッドで置換え可能であり、本歪補償器は小型・集積化に適した構成である。本構成を用いることにより、6GHz帯で300MHz以上の広帯域にわたって、10dB以上の歪改善効果が得られた。歪の改善効果は0℃から50℃の広い温度範囲にわたって得られることを確認した。また、256QAM信号に対する本歪補償器の効果を調べ、出力バックオフで6dB以上の改善効果が得られることを実験的に明らかにした。さらに、一層の小型化に適したハイブリッドの数を低減可能な新しい構成の歪補償器を提案し、1チップのMMIC構成の歪補償器を試作し、10GHz帯でその補償特性を確認した。

### (4) スイッチ：

従来のスイッチに比較して挿入損失を劣化させずに、高いアイソレーション特性の得られる新しい構成のMMIC化 FETスイッチを提案した。本提案のスイッチは、従来型のシリーズ/シャント型のFETスイッチの構成と並列にT型のR-C-R回路を装荷した構成となっており、オフ状態におけるFETの寄生容量成分を用いて、動作帯域で帯域阻止フィルタを構成している。本提案のスイッチの設計法を確立するとともに、設計を基にしたMMIC化スイッチを試作し、設計法の妥当性を確認した。また、試作したMMIC化スイッチについて、歪特性、スイッチングスピード等の特性を実験的に確認し、本スイッチが高速動作に適したものであることを、実験の上からも確認した。

### (5) 局部発振器：

局部発振器を構成する上で重要である共振器について、高いQ値を得られる構成として誘電体に金属キャップを装荷した放射抑圧形誘電体共振器を取り上げ、その動作を解析ならびに実験の両面から検討した。その結果、以下のことが明らかになった。

(1)半球形の高誘電率誘電体に、半球形金属キャップを装荷した放射抑圧形誘電体共振器について理論検討を行い、共振周波数、無負荷 $Q$ を求めた。その結果、本共振器は、金属キャップが小さい場合には誘電体共振器のモードになるが、キャップがある値以上大きくなると、空洞共振器のモードに移ることが明らかになった。このため、キャップの大きさを誘電体共振器モードで動作する範囲に選べば、共振周波数は金属キャップの大きさによらずほぼ一定となり、しかも大きな無負荷 $Q$ が得られることがわかった。

(2)上記共振器の共振周波数および無負荷 $Q$ 値の理論値と実験値を対応させることにより、解析結果の妥当性を確認した。また、誘電体共振器モード領域における共振周波数は2%以下の精度で実験値とよく一致することを確認した。

(3)円筒形放射抑圧形誘電体共振器の共振周波数について、理論的、実験的に検討を行い、



理論値と実験値はよく一致する（誤差は3%以下）ことを確認した。また、半球形の解析の結果得られた金属キャップの大きさの選び方が円筒形にも適用できることを確認した。

(4)アルミナ基板上に構成した放射抑圧形誘電体共振器の共振周波数の温度変動率を定量的に検討し、周波数変動率に対する外側の金属キャップや基板の影響は少なく(1ppm)、高誘電率材料の温度係数が支配的であることを明らかにした。

これら共振器の検討を基に、本共振器を用いた26GHz帯周波数安定化MICインパット発振器について、誘電体共振器の共振周波数、ダイオードリアクタンス、ダイオードと共振器間の電気長の温度変動について検討を行い、高安定化発振器の設計法を明らかにした。これらの検討結果を基にして、0℃から50℃までの温度範囲での周波数安定度 $\pm 5.0 \times 10^{-5}$ 、出力電力変動 $\pm 2.0$ dB、出力電力+23dBm以上の高精度（高安定化）MIC化インパット発振器を実現した。

## 本論文に関する著者の発表論文

### 1. 論文誌

- [1] N. Imai, and H. Kikuchi, "An extremely accurate quadrature modulator IC using phase detection method and its application to multilevel QAM systems, " IEICE TRANS. Electron., vol. E75-C, No.6, June, pp. 674-682, 1992
- [2] N. Imai, and H. Ichikawa, "One chip endless phase shifter ICs for high-speed space diversity combiner," IEEE Transactions on CAS II Vol.43, No.4, April, pp.281-288, 1996
- [3] H. Kato, T. Ohira, F. Ishitsuka, T. Tokumitsu, Y. Kihata, and N. Imai, "A 30 GHz MMIC Receiver for Satellite Transponders", IEEE Trans. on MTT, vol.MTT-38, No.7, July, pp.896-903, 1990
- [4] N. Imai, T. Nojima, and T. Murase, "Novel linearizer using balanced circulators and its application to multilevel digital radio systems," IEEE Transactions on MTT, vol. 37, No. 8, Aug., pp. 1237-1243, 1989
- [5] N. Imai, A. Minakawa, and K. Okazaki, "Novel high isolation FET switches," IEEE Transactions on MTT, vol.44, No.5, May, pp.685-691, 1996
- [6] 今井, 山本, "MIC化高Q誘電体共振器の設計法," 電子通信学会論文誌, vol. J67-B, No. 5, pp. 497-504, 1984
- [7] N. Imai, and K. Yamamoto, "Design consideration for frequency-stabilized MIC IMPATT oscillators in the 26-GHz band," IEEE Transactions on MTT vol. MTT-33, No.3, March, pp.242-248, 1985
- [8] E. Hagihara, H. Ogawa, N. Imai, and M. Akaike, "A 26-GHz miniaturized MIC Transmitter / Receiver," IEEE Trans. on MTT, vol.MTT-30, March, pp. 235-242, 1982
- [9] H. Ogawa, K. Yamamoto, and N. Imai, "A 26-GHz high-performance MIC Transmitter / Receiver for digital radio subscriber systems," IEEE Trans. on MTT, vol.MTT-32, Dec., pp. 1551-1556, 1984
- [10] M. Aikawa, N. Imai, T. Tokumitsu, and M. Muraguchi, "MMIC technology for communication systems," annals of telecommunications, 47, n° 11-12, pp. 469-477, 1992
- [11] H. Kato, T. Ohira, F. Ishitsuka, T. Tokumitsu, Y. Kihata, and N. Imai, "A 30 GHz MMIC Receiver for Satellite Transponders," IEEE Trans. on MTT, vol.MTT-38, No.7, July, pp. 896-903, 1990
- [12] 馬場, 皆川, 今岡, 今井, "多層化MMICによる方向性結合器とミリ波回路への応用," 電子情報通信学会論文誌, vol. J77-C-I, No. 11, pp. 617-624, 1994

## 2. 論文誌 (レター)

### Letter

- [1] N. Imai, "A 10GHz MMIC Predistortion Linearizer fabricated on a single chip," IEICE Trans, vol. E76-C, No. 12, pp. 1847-1850, 1993
- [2] 今井, 山本, "80GHz帯イメージ線路形ダイプレクサ," 電子通信学会論文誌, vol. 63-B, No. 10, pp. 1009-1010, 1980
- [3] 長船, 今井, "超高周波GaAsMMIC乗算器," 電子情報通信学会論文誌 C-II, Vol. J73-C-II, No.2, pp.132-134, 1990年2月

## 3. 国際会議

- [1] T. Nojima, T. Murase, and N. Imai, "The design of a predistortion linearization circuit for high-level modulation radio systems," IEEE Global Telecommunications Conference, Dec., 1985
- [2] N. Imai, T. Nojima, and T. Murase, "High power amplifier linearization for a multi-carrier digital microwave system," IEEE Global Telecommunications Conference, Dec., 1986
- [3] N. Imai, T. Tokumitsu, M. Akikawa, and K. Morita, "MMIC Transmitter / Receivers for 16QAM digital microwave systems," APMC '92

## 4. NTT社内技報

- [1] 徳満, 今井, 州脇, 皆川, "デジタルマイクロ波方式用MMICの開発," NTT R&D Vol. 42, No.1, pp.9-18, 1993

## 5. 口頭発表 (研究会及び全国大会)

- [1] 今井, 山本, "アルミナを用いた、80GHzイメージ線路形ダイプレクサ," マイクロ波研資, MW78-130
- [2] 今井, 小川, 萩原, 赤池, "準ミリ波帯MIC化インパット発振器の安定化," 昭和57年度電子通信学会総合全国大会, 803
- [3] 萩原, 今井, 赤池, "26GHz帯MIC化インパット発振器の検討," 昭和56年度電子通信学会総合全国大会, 771
- [4] 今井, 山本, "26GHz帯高Q誘電体共振器の設計法," 昭和57年度電子通信学会光・電波部門全国大会, 156
- [5] 萩原, 今井, 石崎, 新居, 森山, "誘電体共振器を用いた26GHz帯高安定発振器," 昭和56年度電子通信学会総合全国大会
- [6] 今井, 斎藤, 小牧, "デジタルマイクロ波方式用モノリシックIC化乗算器の検討," 通信方式研究会, CS83-186
- [7] 今井, 斎藤, 小牧, "デジタルマイクロ波方式におけるモノリシックIC乗算器の検討," 昭和59年度電子通信学会総合全国大会, 445
- [8] 今井, 草間, 篠崎, 舟橋, "長スパンデジタルマイクロ波方式用広帯域SiモノリシックIC乗算器の設計," 昭和59年度電子通信学会総合全国大会
- [9] 今井, 山本, "アルミナを用いた80GHzイメージ線路形ダイプレクサ," 昭和55年度電子通信学会総合全国大会
- [10] 今井, 萩原, "損失からみたMIC用線路の誘電体の選定," 昭和55年度電子通信学会光・電波部門全国大会, 151
- [11] 今井, 山本, "26GHz帯MIC化高Q誘電体共振器の諸特性," 昭和58年度電子通信学会総合全国大会, 845
- [12] 今井, 斎藤, 小牧, "モノリシックIC乗算器の256QAMへの応用," 昭和59年度電子通信学会光・電波部門全国大会, S1-8
- [13] 今井, 菊池, 小牧, "256QAM方式用モノリシックIC化アナログ乗算器の設計," 昭和60年度電子通信学会総合全国大会, 2358
- [14] 今井, 草間, 篠崎, 舟橋, "モノリシックIC乗算器を用いた高周波アナログ・ハイブリッドIC," 昭和60年度電子通信学会総合全国大会, 2357

- [15] 今井, 斎藤, 小牧, "256QAMデジタルマイクロ波方式 [5] -高精度モノリシックIC乗算器の検討-", 通信方式研究会, CS85-27
- [16] 今井, 野島, 村瀬, "256QAMマルチキャリア方式における非線形歪補償の検討," 通信方式研究会, CS85-107
- [17] 今井, 菊池, 井川, "マイクロ波400M方式用MIC乗算器の検討," 昭和61年度電子通信学会総合全国大会, 2295
- [18] 今井, 野島, 村瀬, "マイクロ波400M方式非線形歪補償の検討," 昭和61年度電子通信学会総合全国大会, 2294
- [19] 今井, 福井, 村瀬, "マイクロ波400M方式用送受信装置の特性," 昭和61年度電子通信学会通信部門全国大会, 412
- [20] 今井, 長船, "10GHz GaAs MMIC乗算器," 昭和63年電子情報通信学会秋季全国大会, C-356
- [21] 長船, 今井, "10GHz GaAs MMIC乗算器の設計," 昭和63年電子情報通信学会秋季全国大会, C-355
- [22] 今井, "1チップ直交位相自動制御形変調回路," 1989年電子情報通信学会春季全国大会, B-922
- [23] 今井, "広帯域90度位相合成成分岐回路," 1991年電子情報通信学会春季全国大会, C-623

## 6. ワークショップ

- [1] N. Imai, T. Tokumitsu, T. Ohira, and M. Aikawa, "Multifunction MMICs and their system applications," MWE'92, pp.759-762, 1992

その他の論文等

## 7. 論文誌

- [1] 末松, 今井, "HBT受光器を用いたミリ波サブキャリア光ファイバリンクの伝送特性," 電子情報通信学会論文誌, vol. J77-C-I, No. 11, pp. 659-670, 1994
- [2] H.J. Thomas, N. Imai, and E. Ogawa, "An Optical Bi-Phase Modulator for Millimeter Wave Subcarrier Systems," IEICE TRANS. ELECTRON., Vol. E79-C. No.1 Jan. 1996
- [3] E. Suematsu, and N. Imai, "A Fiber Optic/Millimeter-wave Radio Transmission Link Using HBTs as Direct Photodetectors and an Optoelectronic Upconverter," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques

## 8. 論文誌 (レター)

- [1] T. Hiratsuka, Y. Ida, N. Imai, and E. Ogawa, "A Ku-Band Transversal Filter Using Directional Couplers Made of a Multilayer Ceramic," IEICE TRANS. ELECTRON., VOL. E78-C, NO.8, AUGUST, pp.1134-1138, 1995