# Ga As ミリ波ダイオードと回路

Ga As mm-wave Diodes and their Circuits

石 井 康 博\*

佐藤 Yasuo Satô Masatoshi Migitaka

安 夫\*\* 右 高 正

藤 佐

Hitoshi Satô

Yasuhiro Ishii

矗\*\*\*\* 会 子 洋 一\*\*\*\* 古

博\*\*\*\* 寺

Yôichi Kaneko

Hiroshi Kodera

### 要

日本電信電話公社電気通信研究所茨城支所でのミリ波総合実験に用いることを主目的として、日本電信電話 公社電気通信研究所と日立製作所との共同研究により、 n形 GaAs または n-n+ 構造のエピタキシャル GaAs を基体とし、金細線を用いて微小面積接合を作るボンドダイオードと、 亜鉛の表面からの拡散による pn 接合 を使った拡散ダイオードを開発した。これらのダイオードは接合面積で決まる許容電力内でじゅうぶんな信頼 性をもち、機械的強度も JIS 規格を満足している。ボンドダイオードはキャリアの蓄積がほとんどなくショッ トキー接合に近くミクサ用としてすぐれ、拡散ダイオードは比較的大電力の逓倍用に適している。ミクサ用と して作られたボンドダイオードで47 GHz での直流増分法変換損失最小5.2 dB(入力0 dBm),拡散ダイオード で11.75 GHz より 47 GHz への 4 逓倍変換損失最小 5.7 dB, 47 GHz での出力最大 14 dBm が得られた。これら ダイオードの遮断周波数は、ボンドダイオードで最大 440 GHz (測定周波数 24 GHz、バイアス電圧 -5V)、 拡散ダイオードで最大  $450\,\mathrm{GHz}$  (測定周波数  $24\,\mathrm{GHz}$ , バイアス電圧  $-10\,\mathrm{V}$ ) が測定された。

### 1. 緒

ミリ波帯通信における受信変換,送信変換,周波数逓倍および検 波などの目的で使用される非直線素子として, きわめて小面積の 接合よりなる半導体ダイオードの研究がいろいろ行なわれてい る(1)~(5)。ミリ波帯におけるこれら装置の性能は、ダイオードの超高 周波特性に依存することはもちろんであるが、ダイオードの特性を じゅうぶん発揮させる立体回路の開発に依存する部分も大きい。ダ イオードの超高周波特性は遮断周波の大きさで表わされ、これには 接合容量と直列抵抗で決まる CR 時定数の小さいものほどよいと考 えられる。Ga As は従来の半導体である Ge, Si に比べて誘電率が低 く、しかも電子移動度が高いので CR 定数を小さくするのに好都合 で、しかも禁制帯幅が大きいので温度特性もすぐれたものを作るこ とができる。

本報では、昭和42年度末日本電信電話公社電気通信研究所茨城支 所でのミリ波総合実験で使用するミリ波ダイオードの開発を主目的 とした日本電信電話公社電気通信研究所と日立製作所との共同研究 による成果の一端を述べるもので、基体半導体にn形 GaAsを選び、 簡単にしてしかも機械的安定度の高い小面積接合を形成するボンド ダイオード, 比較的大電力となりやすい拡散接合をもつ拡散ダイオ ードの構造と、これらダイオードを周波数逓倍、ミクサとして用い る立体回路およびそれらを用いて測定したダイオードの高周波特性 について述べ、最後に遮断周波数の測定についてふれる。

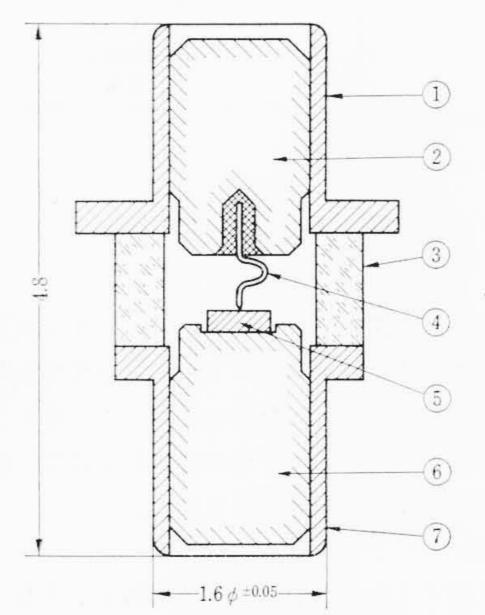
# 2. ミリ波ダイオード

### 2.1 構

### 2.1.1 ボンドダイオード (ECL-2170, ECL-2171) の構造

ボンドダイオードはn形 GaAs または n-n+ 構造のエピタキシ ャル Ga As (高電子濃度基板上に低電子濃度の薄いエピタキシャ ル層を形成したもの)上に金細線を接触させ、電流パルスを流す ことによって接点部分に微小な接合を形成させたもので、図1の

- 日本電信電話公社電気通信研究所 工学博士
- 日本電信電話公社電気通信研究所
- 日立製作所中央研究所 工学博士
- \*\*\*\* 日立製作所中央研究所



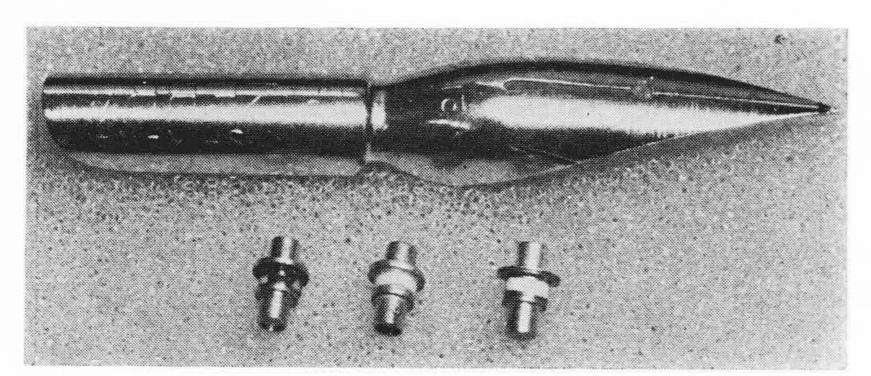
- ① アノード電極 針電極支持棒
- セラミックリング
- Au-針電極
- GaAsペレット
- 結晶支持棒 ① カソード電極

プロング形ボンドダイオードの構造

ような構造をもっている。金細線は直径 20 μφ のものを図のよう に途中で曲げてバネ構造とし機械的衝撃が接合部に集中するのを 防いでいる。バネの曲率半径が大きいとダイオード直列インダク タンスは増大するので,できる限り小さいほうが望ましい。これら のダイオードは図に示すようにプロング形と呼ばれるケースに 封入されている。ここで用いられているプロング形ケースはケー ス容量が約0.2 pF, 引張り強度2.5 kg 以上である。ミリ波ダイオ ードではダイオードの接合容量を小さくしてあるのでケース容量 がダイオードの接合容量より大きく、特にミクサ用ダイオードで はこれが著しい。したがってケースの絶縁物としてセラミックの ほか石英を用いてケース容量の逓減を図り、良好な結果を得てい る。 図2はダイオードの外観写真で、左よりボンドダイオード (石英ケース), ボンドダイオード (セラミックケース) および拡 散ダイオード(セラミックケース)を示している。

# 2.1.2 拡散ダイオード (ECL-2172) の構造

拡散ダイオードはボンドダイオードと同じように n形 Ga As ま たは n-n<sup>+</sup> 構造のエピタキシャル Ga As を用い、これに亜鉛の気 中拡散を行なって pn 接合を作りエッチングによってメサ形とし たもので、図3に示すようにプロング形ケースに封入されている。 日



左より、ボンドダイオード(石英ケース)、ボンドダイオード(セラミックケース), 拡散ダイオード(セラミックケース)

図2 プロング形ミリ波ダイオード

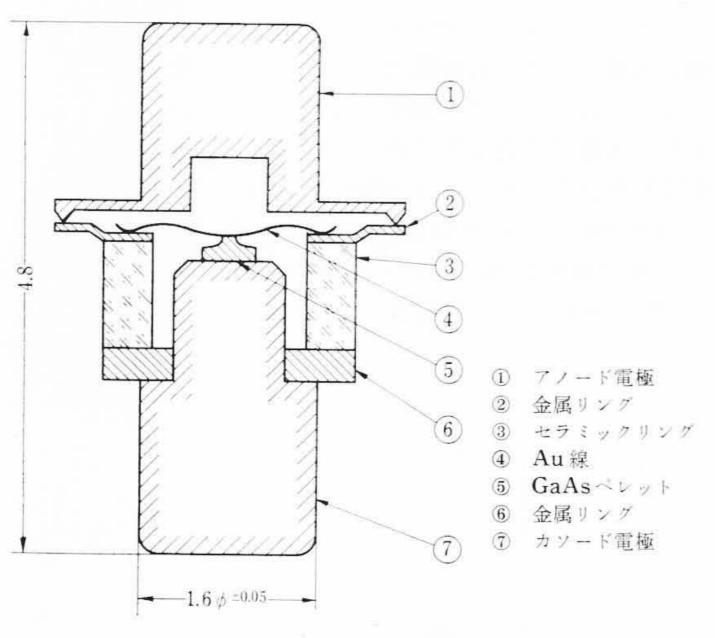


図3 プロング形拡散ダイオードの構造

拡散ダイオード用ケースは図1のボンドダイオードケースとほとんど共通仕様となっているが、ダイオードを組み立ててから封じられるようキャップを封着するような構造になっていること、拡散ダイオードは許容電力の大きいことが期待されるので、結晶を付ける電極に銅を用いて熱放散をよくしている。

# 2.2 静 特 性

図4は代表的なミリ波ダイオードの電圧電流特性を示すもので、曲線Aはボンドダイオードの、曲線Bは拡散ダイオードの特性である。ボンドダイオードは順方向電流の立上りが約0.7 V,拡散ダイオードでは約1.2 V である。また、ボンドダイオードの逆方向特性はかなり低い電圧より電流が流れ、いわゆる柔らかい降伏特性を示すが、拡散ダイオードでは降伏電圧以下の領域でのもれ電流は少なく、かたい降伏特性を示している。ダイオード順方向電圧電流特性を片対数プロットすると、図5 に示すようにほぼ直線で近似することができる。この直線のこう配より、整流の式<sup>(6)</sup>

$$I = I_s \left( \exp\left(\frac{qV}{\eta kT}\right) - 1 \right) \dots (1)$$

の定数りを求めることができる。

ここで、I:接合電流

V: 印 加 電 圧

q: 電 荷 素 量

k: ボルツマン常数

T: 絶 対 温 度

Is: 飽 和 電 流

を示す。拡散ダイオードの場合  $\eta$ ~2、ボンドダイオードの場合  $\eta$ ~1となる。ボンドダイオードのスイッチング特性測定結果よりボンドダイオードの場合キャリアの蓄積はほとんどないことがわかった。 ボンドダイオードは図 5 のように  $\eta$ ~1 で、しかもキャリアの

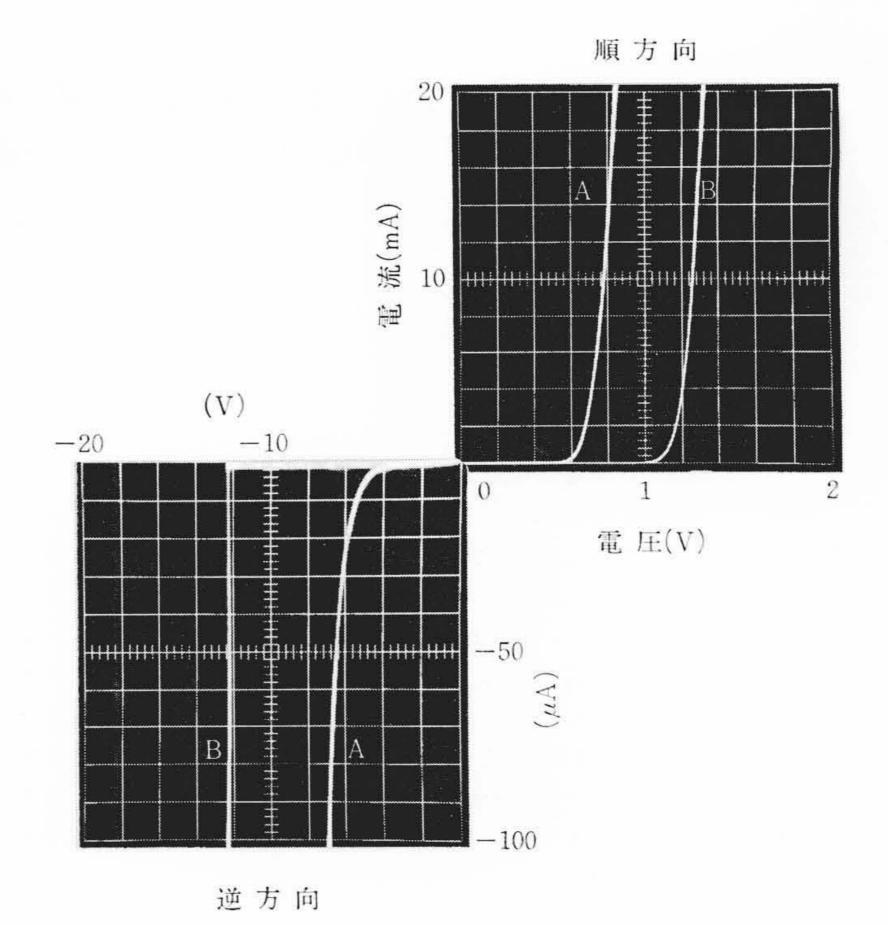


図4 ミリ波ダイオードの電圧-電流特性

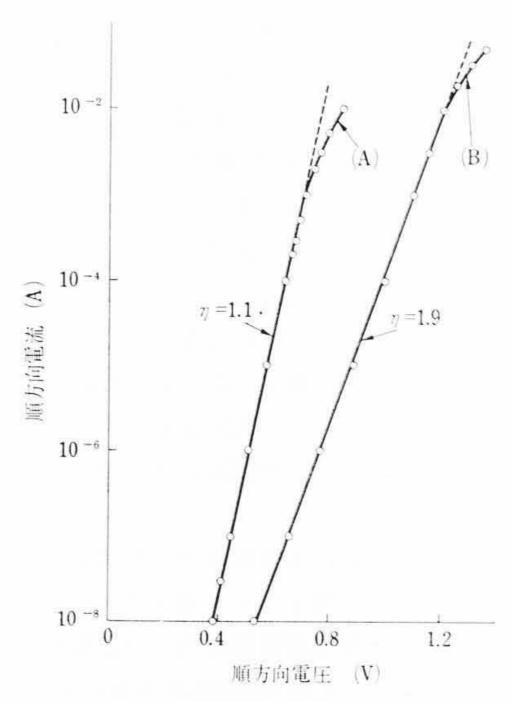


図5 ミリ波ダイオード順方向特性の片対数プロット

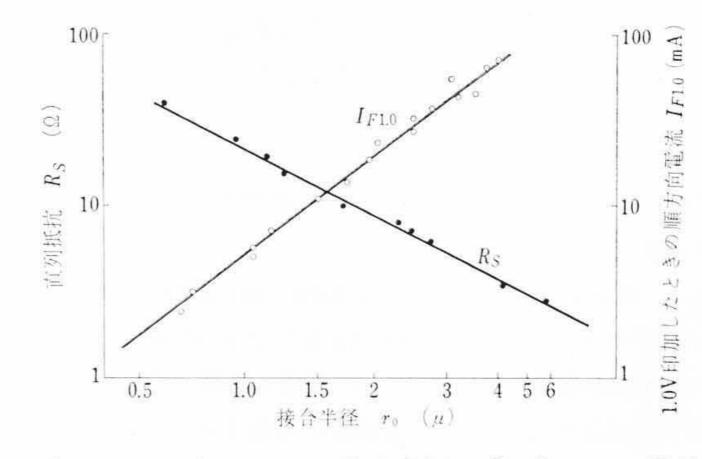


図 6 ボンドダイオードの接合半径と $R_S$ ,  $I_{F1.0}$  との関係

蓄積がほとんどないのでミクサダイオードとしてすぐれた特性が期待される。図6はボンドダイオードの印加電圧1Vのときの順方向電流値 $I_{F1.0}$ と接合面積および直列抵抗の関係を示す。この図より、

表1 GaAsミリ波ダイオードの信頼性試験

形	式	ECL-2171*		ECL-2170**		ECL-	2172***
接合	の種類	H	š :	2 1		批	散
接合	の大きさ	$I_{F1.0} = 2 \sim 5 \text{ mA}$	$I_{F1.0} = 5 \sim 15 \text{ mA}$	$I_{F1.0} = 15 \sim 25 \text{ mA}$	$I_{F1.0} = 25 \sim 40 \text{ mA}$		mpF
用	途	\$ 2 #	逓		岱	逓	倍
機械擊	自然落下	50 cm 3 🗉		75 cm	3回		
	温度サイクル				-55~+85℃	$-65\sim$	+125℃
環境	熱 衝 撃				0~100℃	-	
	耐湿性			-	90~98%, 65℃	=	-
高	温 放 置	- <del></del>			80, 100℃	-	_
	直流順方向	2 m A	5~10 mA	10~20 mA	10~50mA	10~5	0 mA
通電	直流逆方向				$10 \mu\mathrm{A}{\sim}5\mathrm{mA}$	100μA~	-10mA
	11 GHz マイ クロ波		50 mW	80 mW	50~80 mW	100~3	00mA

日立製作所での形式 \* HED7110 \*\* HED7130 \*\*\* HED7230, HED7231

表2 GaAsミリ波ダイオードの許容電力

形式		ECL-2171	ECL-2170		ECL-2172		
接合	の種類	7.1	š 3	/	F.	拡	散
接合の	大きさ	$I_{F1.0}=2\sim 5 \mathrm{mA}$	$I_{F1.0} = 5 \sim 15 \text{ mA}$	$I_{F1.0} = 15 \sim 25 \text{ mA}$	$I_{F1.0} = 25 \sim 40 \text{ mA}$	<i>∆C</i> <sub>-1</sub> ≤ 150 r	npF
用	途	<i>3 1 4</i>	逓		倍	逓	倍
許容電流	直流順方向 直流逆方向	~3 mA	≲10 mA	~20 mA	$\sim$ 30 m A $\sim$ 5 m A	≥50 ≥10	
許容電力	直流順方向 直流逆方向 11 GHz マイクロ波 電 気 撃 衝	~3 mW —— ~10 mW 50 mW	≲10 mW —— 30~40 mW 140 mW	~20 mW ~80 mW 280 mW	~30 mW ~40 mW ≳100 mW 450 mW	≥70 ≥130 ~300 >500	mW mW

ボンドダイオードの接合面積の大きさを $I_{F1.0}$ で表わせることがわかる。

### 2.3 信 頼 性

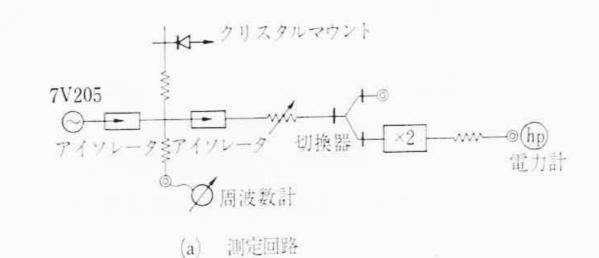
ミリ波ダイオードの信頼性は接合の種類、大きさ、用途で区別された三つの形式、2種類のダイオードにつき、表1の試験項目を検討した。接合の大きさはボンドダイオードの場合、印加電圧1Vでの順方向電流量 $I_{F1.0}$ により、拡散形ダイオードの場合は0Vと-1Vとのダイオード接合容量の差 $IC_{-1}$ で表わしてある。試験項目には機械衝撃、環境、通電の各試験が含まれる。機械衝撃試験はIIS規格による自然落下試験で代表させることにした。通電試験は各種ダイオードの許容電力を推定できるよう種々の水準の電流、電力で行なった。直流通電時間は各水準につき $100\sim200$ 時間、マイクロ波通電時間は各水準24時間とした。このほか直流通電では $2,000\sim10,000$ 時間の通電も行ない、短時間の通電による結論を検証した。マイクロ波通電では降伏電圧の1/2程度の逆バイアス電圧をダイオードに印加した。信頼性試験中のダイオード特性の監視は主として直流特性によることとした。

信頼性試験の結果,自然落下試験ではボンドダイオードの場合70~90%,拡散形ダイオードの場合95%の合格率であった。落下試験はダイオードの最終検査として行なわれるもので、これに合格したものはその後同程度の機械衝撃に対して安定である。温度サイクル試験はボンド、拡散いずれのダイオードも全数合格した。ボンドダイオードの熱衝撃、耐湿性試験では偶発的な不良発生があっただけで問題のないことを確かめた。

通電試験の結果、各ダイオードについて許容電流および許容電力の概略値を推定することができ、まとめて $\mathbf{z}$  に示した。ボンドダイオードでは順方向通電で $\mathbf{z}$  の順方向電流まで許容され、逆方向では $\mathbf{z}$  で劣化の生ずるものがあった。これらの電流値から直流の許容電力が求められる。マイクロ波通電では各通電電力における不良発生の程度を含めて検討することにより許容電力を推定し、その値は直流許容電力の $\mathbf{z}$  倍であった。 $\mathbf{z}$  クサダイオードではこの

表3 ボンドダイオードの2 逓倍特性

周 波 数 (GHz)	入 (dB m) 力	出(dBm)力	変換損((dB))
11.75→23.5	10	2. 6	7.4
	18	10. 9	7.1
23.5→47.0	10	-2	12
	18	7.5	10. 5



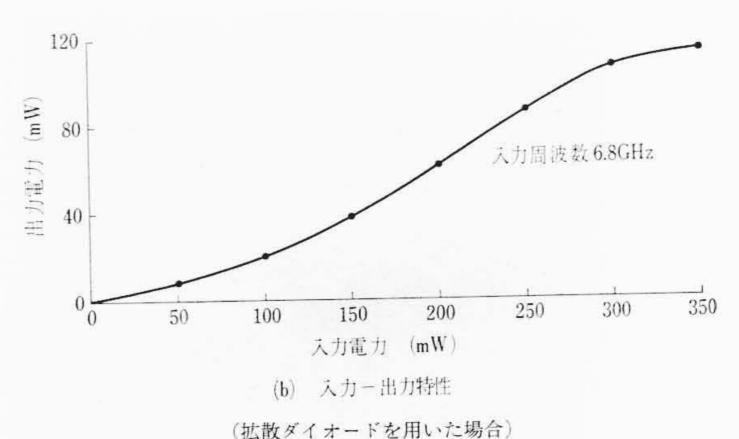


図7 2 逓倍測定回路および入出力特性

関係を用い、許容電力を直流許容電力から推定した。電気衝撃に対する耐電力性は電気衝撃破壊試験、ボンドダイオード製作時の電力、接合部の温度上昇解析から推定される。この結果から微小面積のミクサダイオードは、3V(p-p)以上の電気衝撃パルスが加わらないよう保護回路をつけることが望ましい。拡散形ダイオードでは順方向通電で50 mA までほとんど不良は見いだされず、逆方向通電では10 mA まで、マイクロ波通電では300 mW まで全く特性変化が認められなかった。これらの結果から推定される許容電力は逓倍用ボンドダイオードの数倍以上である。電気衝撃パルスによる劣化はこれまで経験されたことが少なく、耐電力性は500 mW 以上と思われる。

### 3. 逓 倍 特 性

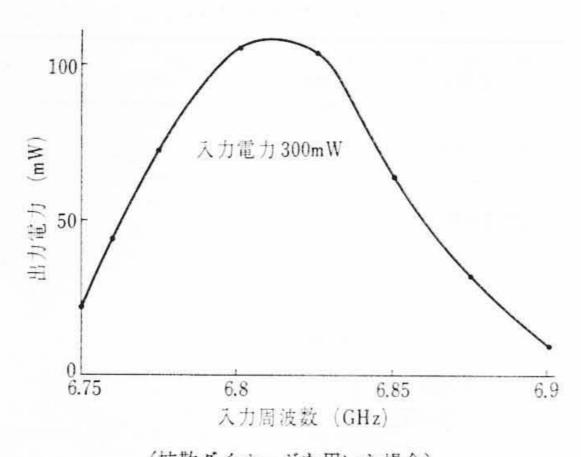
# 3.1 2 逓倍回路と特性

ボンドダイオードの 2 逓倍特性については、出力周波数 23.5 GHz および 47 GHz において実験を行なった。 この結果を示したのが表 3 である。 2 逓倍回路は,入力周波数帯の十字形導波管と出力周波数帯の十字形導波管とを 2 段に重ね,同軸を直交させてその両側に同軸可動短絡器を付け,ダイオードは出力周波数帯の十字形導波管の位置で同軸内導体間に装着されるようになっている。表 3 に示す 2 逓倍特性は回路調整状態を一定にしてバイアス電圧を最適値に調節した場合であるが,変換損失の入力電力レベル依存性は非常に少ない。また最適バイアス電圧はバイアス印加回路に負荷抵抗約 200  $\Omega$ をそう入して自己バイアス効果によって与えることもできる。 これらは逓倍器チェンの構成上都合のよい特性である。

拡散ダイオードは許容入力レベルが比較的大きいので、マイクロ 波帯の逓倍にも利用できる。

その一例として拡散ダイオードを用い、 $6.8\,\mathrm{GHz}$ より  $13.6\,\mathrm{GHz}$ への 2 逓倍特性を測定した。図 7 (a)は測定回路の構成を示し、クライストロン  $7\,\mathrm{V}$  205 の  $6.8\,\mathrm{GHz}$  の出力をアイソレータを通してダイオードに加え、2 逓倍出力を電力計で測定するようになっている。

 $\exists$ 



(拡散ダイオードを用いた場合) 図 8 2 逓倍の入力周波数特性

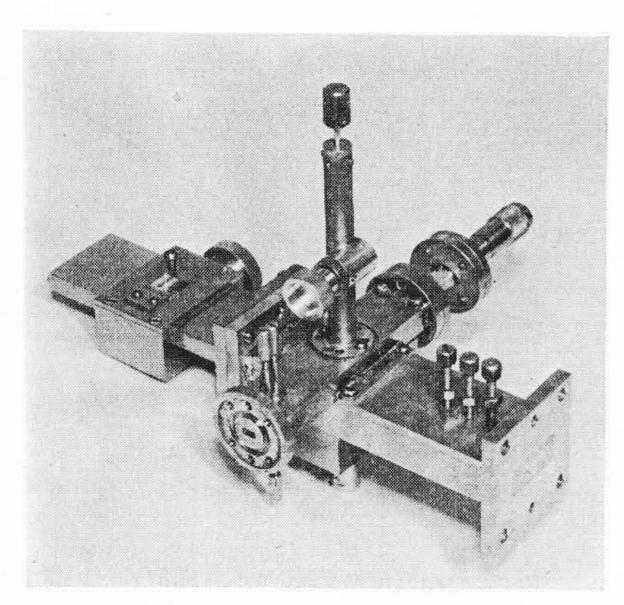


図 9 4 逓倍特性測定回路

図7(b)は入力350mWで最大出力が得られるよう回路調整を行なったときの入力に対する2逓倍出力を示したものである。この場合の2逓倍回路では、簡単のためダイオードのバイアス回路は直流的に開放にしてある。適当なバイアス回路を付加するとさらによい変換効率を得ることが期待できる。図8はこの逓倍器の周波数特性を示したものである。入力周波数に対する3dB帯域幅は約100MHzである。

# 3.2 4 逓倍回路と特性

ミリ波ダイオードの4逓倍実験に使用した回路は喜田氏のにより設計されたもので、図9に示すように入出力導波管を直交させ、ダイオードは半同軸のmm波導波管内に装置されるようになっている。またダイオードに接続される同軸回路は入力導波管側の変換部にはT形バーが、他端には可動短絡器が用いられている。逓倍器の調整は同軸可動短絡器と入力および出力導波管に設けられたそれぞれの可動短絡器とインピダンス変換器の調節によって行なわれる。

逓倍出力はダイオードの障壁容量の電圧に対する非直線性によりマイクロ波入力から生ずる高周波として取り出されるが、4 逓倍では中間周波に対するアイドラー回路の役割が重要である。適当な調整によって2 逓倍波に対するアイドラー回路を構成し、じゅうぶん大きい電圧で4 逓倍波を励振することが必要である。本回路は各高周波に対し独立した回路部分を持たぬため調整はかなり複雑であるが、最適の調整点を見いだしたときは、簡単な回路構成のため低損失の動作となる。

図10はボンドダイオードを用い、種々の入力レベルで出力最大の調整を行ない、バイアス電圧を変化したときの4 逓倍出力およびダイオード電流の変化を示したものである。この場合11.75 GHz から47 GHz への4 逓倍変換損失として11.7 dB が測定された。最適のバイアス電圧はダイオードの逆耐電圧の約半分である。この変換損失

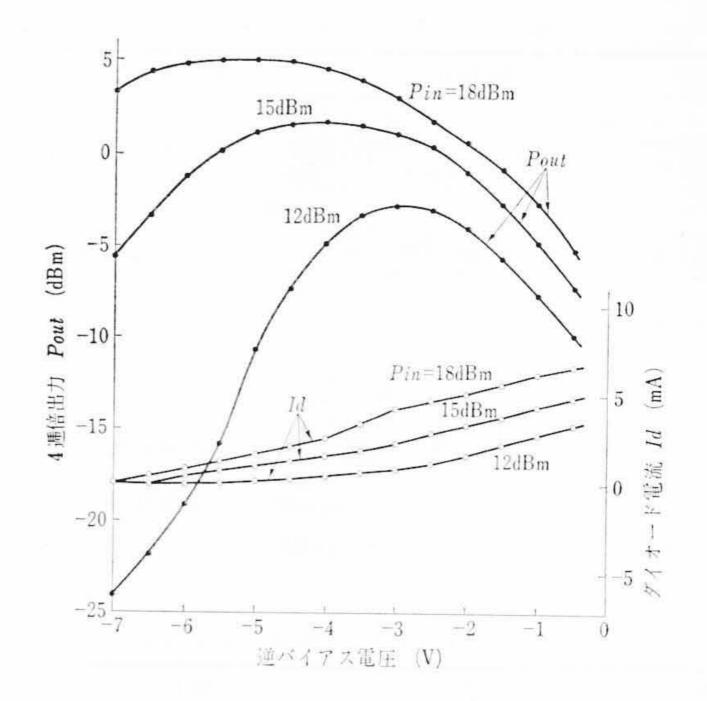


図 10 ボンドダイオードの 4 逓倍特性

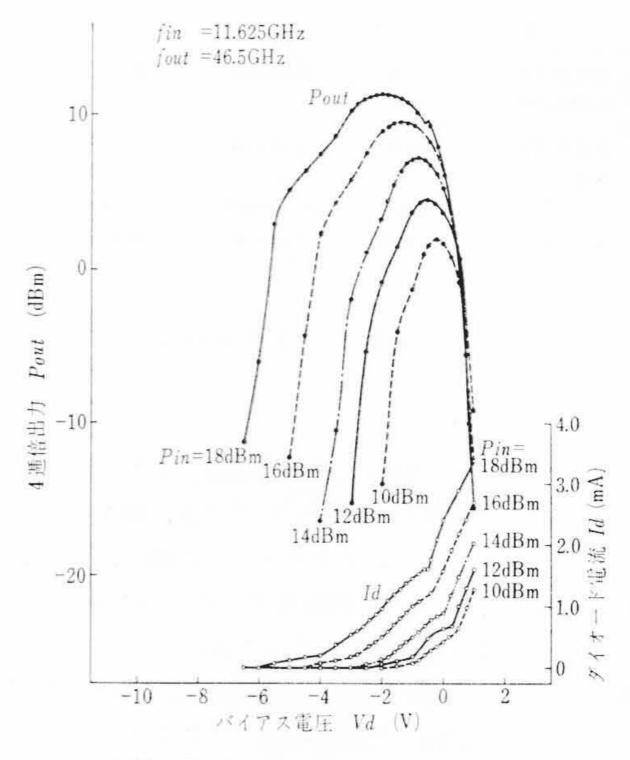


図 11 拡散ダイオードの 4 逓倍特性

はかなり小さな値であるが、拡散形ダイオードを用いた場合はさら にすぐれた動作特性を得ている。

図 11 は拡散ダイオードの代表的な 4 逓倍特性を示したものである。ダイオード電流は浅い逆バイアス電圧のところでも非常に小さいのが特長的である。さらに別の二,三のダイオードについて入力レベルを変化したときの 4 逓倍出力特性を示したのが図 12 である。得られた最大出力は試料 2 で 14 dBm  $(25\,\mathrm{mW})$  であった。このときの入力は 20 dBm,変換損失は  $6.0\,\mathrm{dB}$  (効率 25%) である。また最良の 4 逓倍変換損としては試料 1 で入力 18 dBm のとき  $5.7\,\mathrm{dB}$  の値を得た。図 13 は 4 逓倍器の周波数帯域特性の一例を示したものである。広帯域特性を得る調整により,出力 3 dB 帯域幅 400 MHz が得られた。

4 逓倍動作の実験結果を検討すると、ボンドダイオードではバイアス電圧によるダイオード電流の変化がかなり大きいことがわかった。ボンドダイオードの逆耐電圧は数ボルトであったが、入力高周波電圧によって順方向、逆方向の導電域へともにかなりの振込みが行なわれ、これによる抵抗の非直線成分が変換特性に重要な役割を持っているものと推定される。一方拡散ダイオードにおいては、順方向への振込みはじゅうぶん大きいと考えられるにもかかわらず、

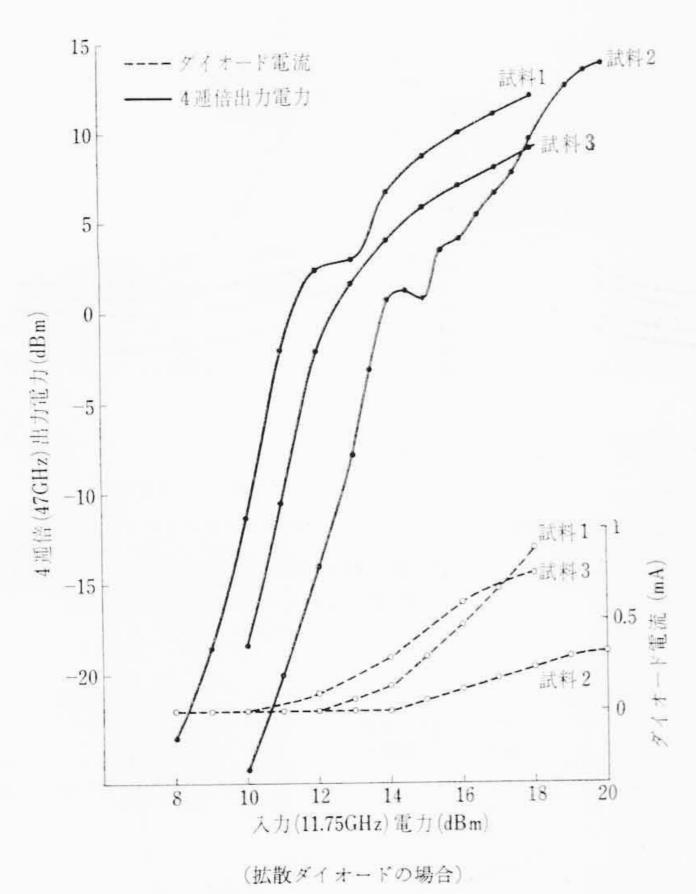
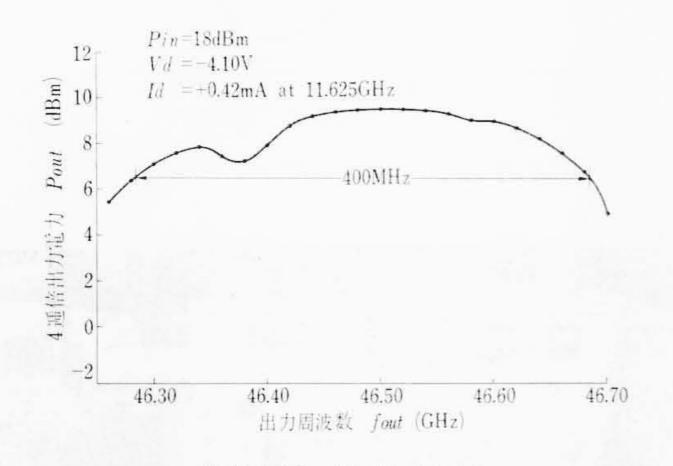


図 12 入力電力と4 逓倍出力の関係



(拡散ダイオードを用いた場合) 図 13 4 逓倍器の周波数帯域特性

測定された直流ダイオード電流はわずかであった。一般に高い周波数帯の逓倍では、ダイオードの障壁容量の非直線性がじゅうぶんでないため、電荷蓄積効果を利用するほうが変換効率が高いことが指摘され、いくつかの解析がなされている<sup>(8)</sup>。すなわちこれらのことから拡散ダイオードにおいては大振幅の励振によって、障壁容量の非直線性と、小数キャリアの蓄積放出による等価的な大きい容量変化の両方を利用していると考えられる。

# 4. ミクサ回路と特性

受信変換器(ミクサ)としてのダイオード性能を評価する方法として、直流増分法を用い、受信変換損失  $L_0$  の値を 11.75, 23.5 および 47 GHz で測定した。

11.75 GHz でのダイオードマウントは、導波管 WRJ-10 の高さを 3 mm にし、その中央にダイオードを装着し、その一端を導波管と 直交して設けた同軸可動短絡端の内導体に接続する構造の回路になっている。24 GHz での測定は、導波管 WRJ-24 (高さ 2.4 mm) の 導波管十字形回路(同一平面で導波管を直交させ、信号入力用以外の三つの導波管分岐にはそれぞれ導波管 可動短絡端を設けた回路)の交さ点中央に直交して上下に可動短絡端を設け、その両導体間に ダイオードを装着する回路構成のマウントを使用して行なった。また 47 GHz での測定は、導波管 WRJ-500 の高さを 1.2 mm にし、導

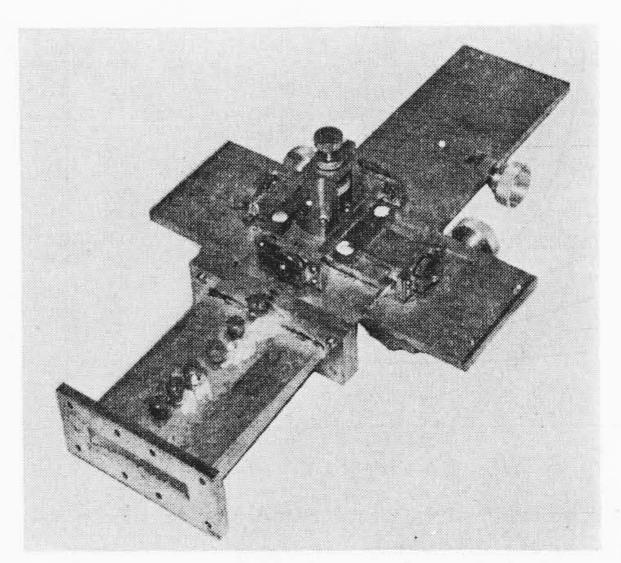


図 14 47 GHz ミクサ特性測定回路

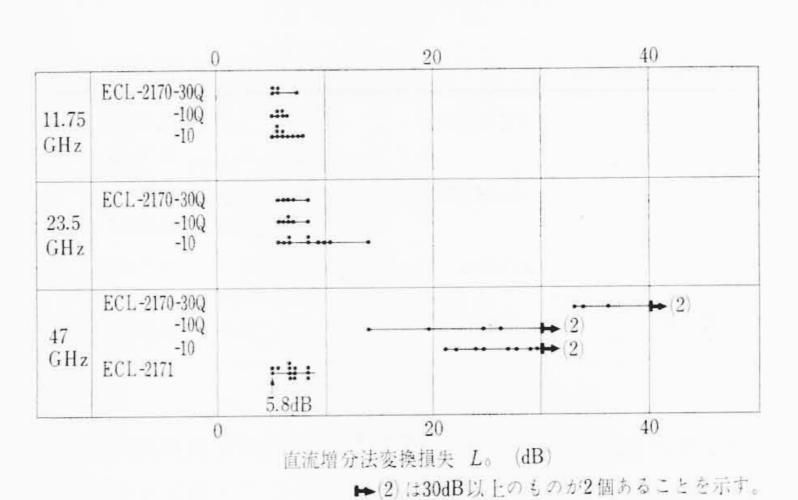


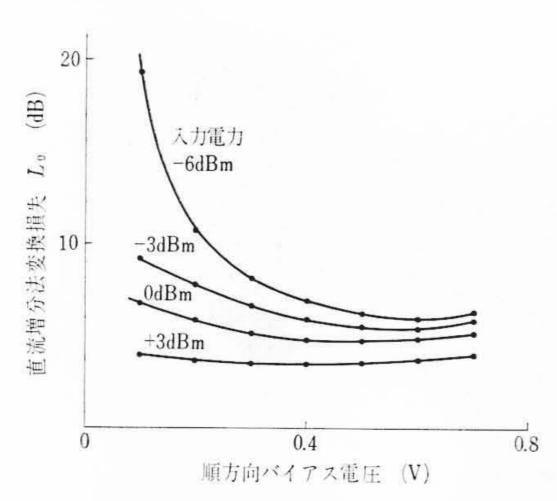
図 15 各種ボンドダイオードの直流増分法変換損失

波管十字形回路の交さ点にダイオードを装着し、その位置を上下方向にわずか調整可能とした構造のマウントにより行なった(9)。図 14 は 47 GHz ミクサ特性測定用マウントの外観写真である。

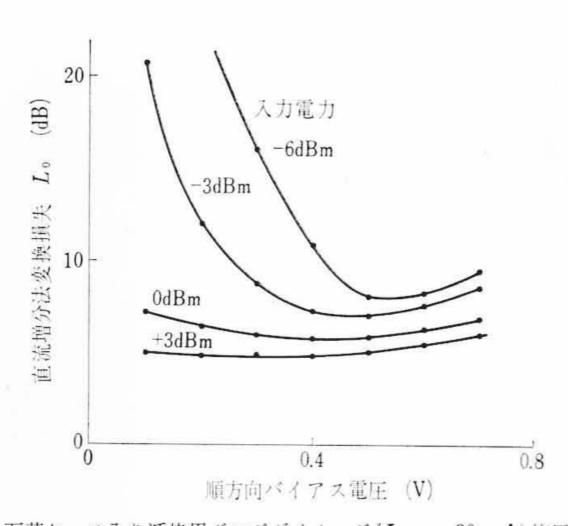
図 16~18 は試作ダイオードの 11.75 GHz, 23.5 GHz, および 47 GHz における変換損失のバイアス電圧依存性, 入力電力レベル依存性を示したものである。実験結果を整理した結果, ボンドダイオードのミクサ特性としては次のようなことがわかった。

- (1) 図 15 に示したように、47 GHz の変換損失は接合面積の小さいミクサ用ボンドダイオード ( $I_{F1.0}$ ~5 mA) が逓倍用ボンドダイオードと比較してはるかに良く、0 dBm 入力時での変換損失の最小値は 5.8 dB である。
- (2) 図 15 からわかるように 11.75 GHz, 23.5 GHz で測定した 変換損失は  $10 \, \text{mA}$ ,  $30 \, \text{mA}$  クラスいずれのダイオードでも  $5 \, \text{dB}$  台が得られ (入力を  $+3 \, \text{dBm}$  まで増せば変換損失は  $3.5 \, \text{dB}$  まで 改善される), 市販 IN 23, IN 26 などに比べてすぐれている。
- (3) 同じく図 15 より,変換損失に対する接合面積(印加電圧1 Vのときの順方向電流値に対応して,図 6 より接合面積が求められる)の影響はミリ波帯で顕著であり、10 mA クラスのダイオードでは,変換損失は13 dB以上になってしまう。またマイクロ波帯でも面積の大きなダイオードでは図 16 に示すように,変換損失

日



石英ケース入り逓倍用ダイオード $(I_{F1.0}\sim30\,\mathrm{mA})$ 使用 図 16 11.75 GHz での直流増分法変換損失 の順方向バイアス電圧依存性



石英ケース入り逓倍用ボンドダイオード $(I_{F1.0}\sim30\,\mathrm{mA})$ 使用 図 17 23.5 GHz での直流増分法変換損失 の順方向バイアス電圧依存性

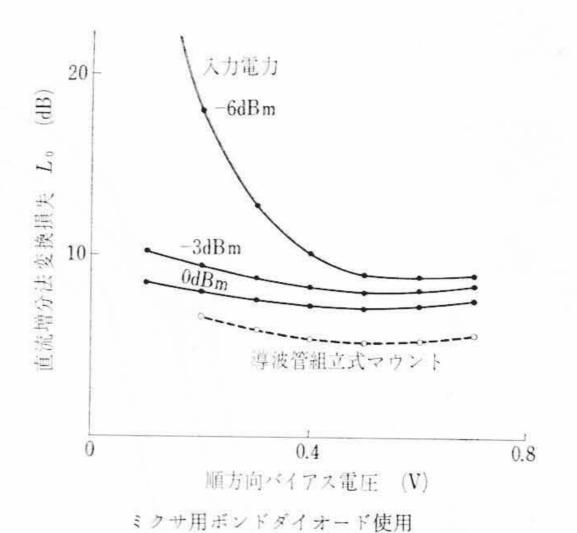


図 18 47 GHz での直流増分法変換損失 の順方向バイアス電圧依存性

### 表4 GaAs ミリ波ダイオードの直流増分法変換損失

		. 一定机门	四久人从八
ボ ン ド ダイ オード	11.75 GHz	3 dBm 入力 0 dBm 入力	3. 5 dB 5. 1 dB
	23. 5 GHz	3 dBm 入力 0 dBm 入力	4.5 dB 5.6 dB
	47 GHz	0 dBm 入力	5.7 dB
	10 GHz	0 dBm 入力	6.6 dB

のバイアス依存性が大きく, 低入力のときの変換損失が大きい。 (4) 図 16~18 に示した変換損失は、バイアス電圧の増加ととも に小さくなり入力 0 dBm の場合は 0.5~0.6 V が最適バイアス電 圧となっている。また、低入力電力  $(-6 \, dBm, -3 \, dBm)$  では 変換損失のバイアス電圧依存性は大きく, 高入力電力(0dBm, +3dBm) になるとバイアス電圧による変換損失の変化はほとん ど見られなくなる。

(5) 絶縁物に石英を用いたプロングケースにより、高い周波数 で,変換損失が改善され,変換損失のばらつきも少なくなる。ま た開発された n-n+形 Ga As エピタキシャルウェハを使用するこ とによって,変換損失を大幅に小さくすることができ,最小変換 損失 5.2 dB(入力 47 GHz, 0 dBm)が得られた。またエピタキシャ ルウエハを使用して試作されたダイオードの1ロットについて調 べた結果,変換損失8dB以下のものが約44%の割合で得られた。

表 4 は受信変換損失をまとめたものである。拡散 アダイオード についても 10 GHz で変換損失 6.6 dB が得られ、マイクロ波帯で はじゅうぶん使用することができる。 図 19 はミクサ用ボンドダ イオードを日本電信電話公社電気通信研究所のミリ波中継装置に 実装した結果で、 $47\,\mathrm{GHz}$ 、 $0\,\mathrm{dBm}$  入力で変換損失  $L_2\sim8.8\,\mathrm{dB}$ 、 帯域幅 400 MHz, 総合雑音指数 14 dB が得られている。

## 5. 遮断周波数

### 5.1 遮断周波数測定回路

ミリ波ダイオードの遮断周波数を Harrison 氏法(10)を用いて、11 GHz あるいは  $24\,GHz$  で有能指数 Q を測定して決めた。 Q の測定に は図20に示した日立電子製インピーダンス直視装置を使用し、Q測 定用として専用につくられたダイオードマウントに試料を装着して 行なった。本装置は $100\,\mathrm{kHz}$ で変調されたマイクロ波をマジックTを用いて、100 Hz で位相の変化している既知インピーダンスと未 知インピーダンスに加える。そしてその差を検出増幅することによ り、未知インピーダンスの大きさと位相を直接ブラウン管上のスミ スチャート上に直視するものである。本機を使用すれば、インピー ダンスを測定しながらの回路調整ができ,測定時間を著しく短縮す

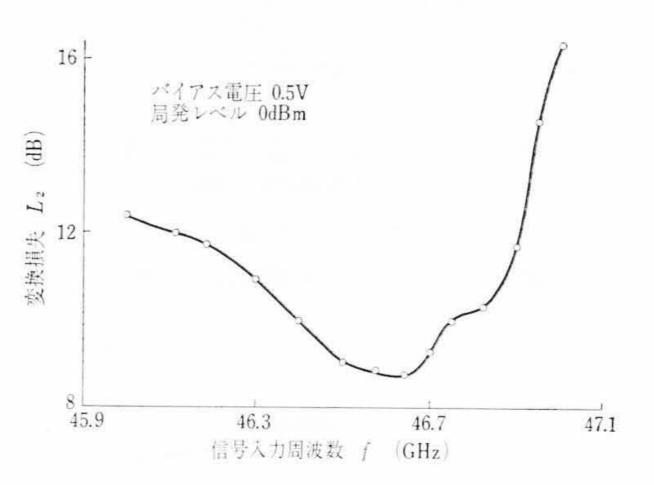
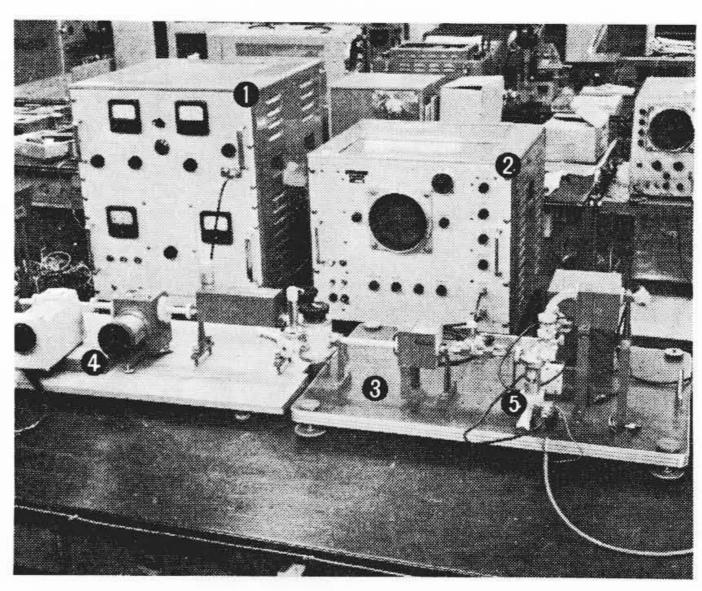


図 19 ミクサ用ボンドダイオードの信号帯域特性



- ① クライストロン電源
- 直視部立体回路
- ⑤ ダイオードマウント
- ② 直視部ブラウン管
- ④ 発振部立体回路

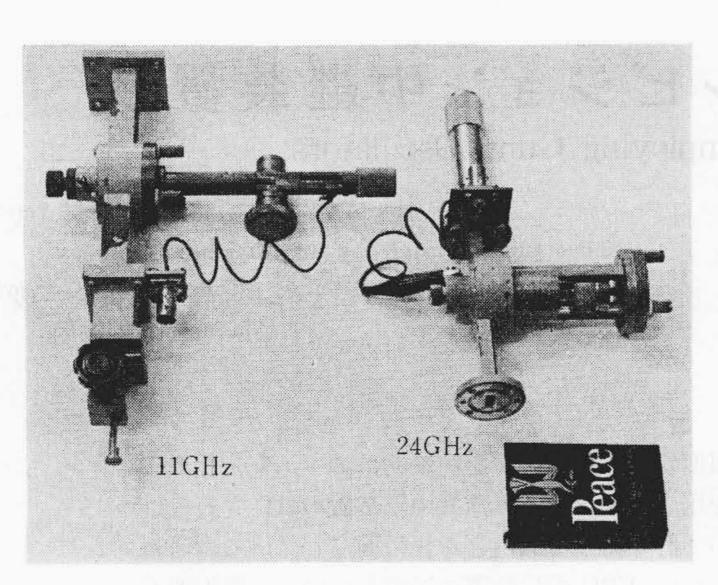
図 20 24 GHz インピーダンス 直視装置 (日立電子製)

ることができる。

11 GHz帯のQ測定マウントは図21に示すとおりで、 導波管 WRJ-10 の高さを 3 mm にし、その中央にダイオードを装着し、そ の一端を導波管と直交して設けた同軸可動短絡器の内導体に接続 し,同軸可動短絡端と導波管可動短絡端により回路調整が行なわれ る構造となっている。

### 5.2 測 定 結 果

図 22 は逓倍用ボンドダイオード ( $I_{F1.0}\sim30\,\mathrm{mA}$ ) を 24 GHz で測 定した一例を示したものである。この場合逆バイアス電圧 6V で遮 断周波数は444 GHzとなる。 また図23 はエピタキシャル結晶使用 の拡散ダイオードを 24 GHz で測定した例で、 Qの変化に比べて、 Q<sub>0</sub>の値が比較的大きい特色をもっている。この場合の遮断周波数



(11 GHz および 24 GHz 用)図 21 有能指数 (Q) 測定用ダイオードマウントの外観

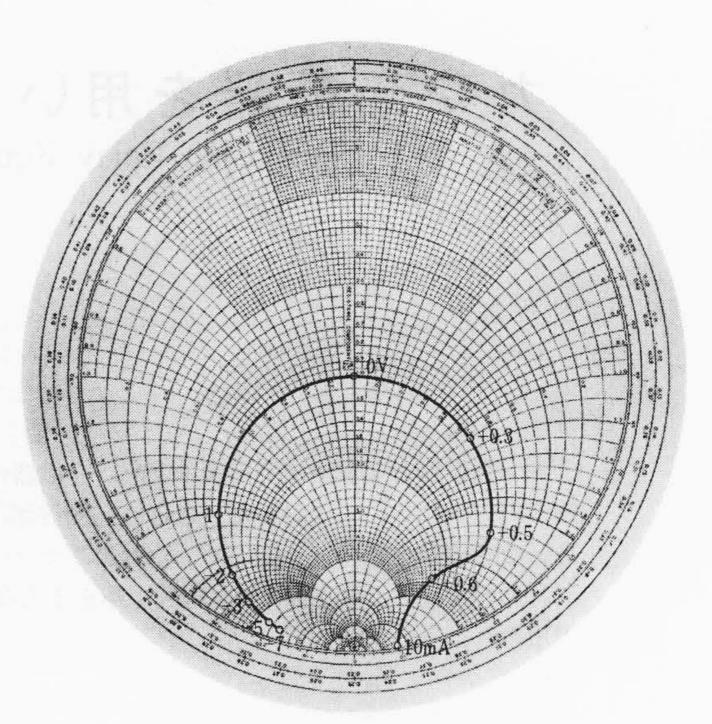
は逆バイアス電圧 5 V で 393 GHz, 10 V で 451 GHz となる。 また順方向 1 V 程度までのバイアス電圧を印加しても,順方向電流による見かけ上の等価回路上の直列抵抗の変化はほとんどなく,バラクタダイオードとしての動作領域が,ボンドダイオードよりも広くなっている。遮断周波数は一般に逆バイアス電圧が高くなるほど大きくなり,この拡散形ダイオードでは降伏電圧 29 V で,降伏電圧直前にまでバイアスして測定すれば,遮断周波数はさらに高くなる。

また11 GHz で Q を 測定した場合に、 Q の値が 10 以上になるとスミスチャートの目盛のあらい位置に測定点が来て、読み取り精度が悪くなり測定精度が落ちるほか、一般に 24 GHz で測定したほうが同一条件で遮断周波数が高く測定される傾向があった。

### 6. 結 言

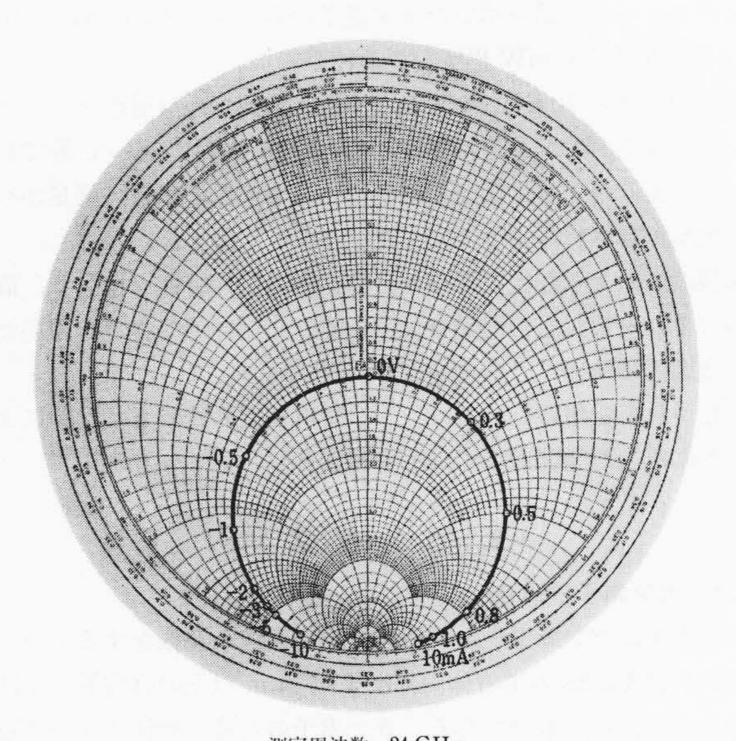
日本電信電話公社電気通信研究所と日立製作所との共同研究により、n形 Ga As または n-n+ 構造エピタキシャル Ga As を用いて、2種類(ボンドダイオード、拡散ダイオード)のミリ波ダイオードを開発した。ボンドダイオードは接合面積によってミクサ用と周波数 逓倍用に分けられ、ミクサ用ボンドダイオードで47 GHz 直流増分 法変換損最小 5.2 dB が得られた。また、11.75 GHz より 47 GHz への 4 逓倍変換損失は逓倍用ボンドダイオードで11.7 dB, 拡散ダイオードで5.2 dB が得られた。これらのダイオードは昭和 43 年 4 月に行なわれた日本電信電話公社電気通信研究所茨城支所でのミリ波総合実験において、受信ミクサ変換損失 10.9 dB、総合雑音指数 17.8 dB (ミクサ用ボンドダイオード)、受信局発 4 逓倍出力 10 dBm (拡散ダイオード)、送信 4 逓倍出力 5.2 dBm (拡散ダイオード)を得、他社製ダイオードを用いた場合より中継機の信号雑音比が 6.0 dB 改善された。

最後に、ご指導いただいた日本電信電話公社電気通信研究所、三輪企画調査室長、神谷電子部品研究部長、橋本集積加工研究室長、鵜瀞基礎研究部調査役、今井半導体部品研究室長、野田ミリ波研究室長、日立製作所中央研究所、関技師長、関口第5部長、徳山主任研究員をはじめ共同研究関係者各位に深謝する。



測定周波数 24 GHz  $Q_0$  13  $AQ_{-5}$  5.5  $Q_{-5}$  18.5 遮断周波数 444 GHz

図 22 ボンドダイオード  $(I_{F1.0} \sim 10 \text{ mA})$  の 24 GHz におけるインピーダンス軌跡



測定周波数 24 GHz Q<sub>0</sub> 11.3 Q<sub>-5</sub> 16.4 Q<sub>-10</sub> 18.8 遮断周波数 393 GHz (at-5 V) 451 GHz (at-10 V)

図23 拡散ダイオードの24GHzにおけるインピーダンス軌跡

### 参 考 文 献

- (1) W. M. Sharpless: B. S. T. J., 35, 1385 (1956)
- (2) C. A. Burrus: Proc. IEEE 51, 1777 (1963)
- (3) B. C. Deloach: Proc. IRE 51, 1153 (1963)
- (4) R. J. Bauer, et al: Proc. IEEE 54, 595 (1966)
- (5) T. P. Lee, et al: Trans. IEEE MTT-16 287 (1968)
- (6) W. Shockley: B. S. T. J., 28, 435 (1949)
- (7) 喜田ほか: 通研実用化報告 16 (1967)
- (8) R. H. Johnston, et al: Proc. IEEE 56, 167 (1968)
- (9) 喜田ほか: 通研実用化報告 17 (1968)
- (10) R. I. Harrison: Microwave Journal 3, 43 (1960)