

# NATIONAL INSTITUTE FOR FUSION SCIENCE

## 高性能ショットキ・バリア・ダイオードの 開発とプラズマ計測への応用

藤田順治, 川端一男, 岡島茂樹, 間瀬 淳, 鈴木 哲,  
桑野良寛, 水野皓司, 荻戸立夫, 張 仁治, C.M.Mann

(Received - Aug. 2, 1993)

NIFS-TECH-3

Oct. 1993

## RESEARCH REPORT NIFS-TECH Series

This report was prepared as a preprint of work performed as a collaboration research of the National Institute for Fusion Science (NIFS) of Japan. This document is intended for information only and for future publication in a journal after some rearrangements of its contents.

Inquiries about copyright and reproduction should be addressed to the Research Information Center, National Institute for Fusion Science, Nagoya 464-01, Japan.

# 高性能ショットキ・バリア・ダイオードの開発と プラズマ計測への応用

464-01名古屋市千種区不老町  
核融合科学研究所  
藤田順治、川端一男

487愛知県春日井市松本町1200  
中部大学工学部  
岡島茂樹

305茨城県つくば市天王台1-1-1  
筑波大学プラズマ研究センター  
間瀬 淳

980仙台市青葉区片平2-1-1  
東北大学電気通信研究所  
鈴木 哲、桑野良寛、水野皓司

980仙台市青葉区長町  
理化学研究所フォトダイナミクス研究センター  
荻戸立夫、張 仁治、C. M. Mann

## 要旨

平成2年度から平成4年度まで3年間、核融合科学研究所の支援調査共同研究として行ってきた「高性能遠赤外検出器の開発」の集大成として、遠赤外領域の放射を利用した計測に広く用いられているショットキ・バリア・ダイオードの開発と、プラズマ計測への応用、この検出器を正しく有効に使用するための留意事項、テクニカルノウハウ等をまとめた。

また、ショットキ・バリア・ダイオードを使用している研究機関を対象に行ったダイオードの使用に関する調査結果を付録に掲げた。

# Development of High Performance Schottky Barrier Diode and its Application to Plasma Diagnostics

*Junji Fujita, Kazuo Kawahata*

*National Institute for Fusion Science  
Nagoya 464-01, Japan*

*Shigeki Okajima*

*Faculty of Engineering, Chubu University  
Kasugai 487, Japan*

*Atsushi Mase*

*Plasma Research Center, University of Tsukuba  
Tsukuba 305, Japan*

*Tetsu Suzuki, Ryokan Kuwano, Koji Mizuno*

*Research Institute of Electrical Communication  
Tohoku University  
Katahira, Sendai 980, Japan*

*Tatsuo Nozokido, J. J. Chang, C. M. Mann*

*Photodynamics Research Center  
The Institute of Physical and Chemical Research  
Nagamachi, Sendai 980, Japan*

## **Abstract**

At the conclusion of the Supporting Collaboration Research on "Development of High Performance Detectors in the Far Infrared Range" carried out from FY1990 to FY1992, the results of developing Schottky barrier diode and its application to plasma diagnostics are summarized. Some remarks as well as technical know-how for the correct use of diodes are also described.

## Keywords:

Schottky barrier diode, sub-millimeter wave detector, video detection, heterodyne detection, array detector, noise temperature, plasma diagnostics

# 目次

1. はじめに	核融合科学研究所	藤田 順治	1
2. ショットキ・バリア・ダイオードを用いたプラズマ計測	筑波大学プラズマ研究センター	間瀬 淳	3
2.1 はじめに			3
2.2 各種SBD検出器の比較			3
2.3 プラズマ計測適用の現状			5
2.3.1 代表的計測法とSBD検出器			
A 干渉計／偏光計、B コレクティブ散乱、C サイクロトロン放射			
2.3.2 アレイ検出器の適用			
A 位相イメージ法干渉計、B フラウンホーファー回折法および位相コントラスト法			
2.4 プラズマ計測におけるSBD検出器／ミキサー適用の展望			15
3. 高性能ショットキ・ダイオードとその開発	東北大学 電気通信研究所	鈴木 哲、桑野 良寛、水野 皓司 理化学研究所 フォトダイナミックス研究センター 荻戸 立夫、張 仁治	17
3.1 はじめに			17
3.2 テラヘルツ帯検出器／ミキサー用ショットキ・ダイオードの設計			17
3.3 ダイオード製作プロセスの改良			21
I 電子ビームリソグラフィ、II ECRリアクティブイオンビームエッチング			
III 陽極酸化、IV 金属堆積及びI-V 特性測定			
3.4 まとめ			23
4. ショットキ・ダイオードの諸特性			27
4.1 ショットキ・ダイオードのI-V、C-V、雑音特性、及びビデオ／ ヘテロダイン検出特性	東北大学 電気通信研究所	鈴木 哲、桑野 良寛、水野 皓司 理化学研究所 フォトダイナミックス研究センター 張 仁治、荻戸 立夫	27
4.1.1 ショットキ・ダイオードのI-V、C-V、雑音特性			
4.1.2 ショットキ・ダイオード・ミキサーの性能測定			
4.1.3 ショットキ・ダイオードの諸特性のまとめ			

4.2	ショットキ・ダイオード・ミキサの理論解析	35
	理化学研究所 フォトダイナミックス研究センター	
	葎戸 立夫、C. M. Mann、張 仁治	
	東北大学 電気通信研究所 鈴木 哲、桑野 良寛、水野 皓司	
4.2.1	ミキサー解析プログラムの概要	
4.2.2	大信号解析プログラム	
4.2.3	出力結果並びに実験結果との比較	
	I ショットキ・ダイオード構造の最適化、II 実験結果との比較	
4.3	Measurement and Study of the Embedding Impedance Presented by the Whisker Antenna of a Schottky Diode Corner Cube Mixer	40
	理化学研究所 フォトダイナミックス研究センター C. M. Mann、葎戸 立夫	
	東北大学 電気通信研究所 鈴木 哲、桑野 良寛、水野 皓司	
4.3.1	Introduction	
4.3.2	Scale Modelling of the Corner Cube Mixer	
4.3.3	Computer Modelling	
4.3.4	Discussion	
4.3.5	Acknowledgement	
4.4	雑音を用いた金属-GaAsショットキ界面の欠陥の測定	49
	東北大学 電気通信研究所 鈴木 哲、桑野 良寛、水野 皓司	
	理化学研究所 フォトダイナミックス研究センター 張 仁治、葎戸 立夫	
4.4.1	ショットキ・ダイオード雑音の測定系	
4.4.2	測定結果及び考察	
4.4.3	まとめ	
5.	ショットキ・バリア・ダイオードを用いたコーナー反射型検出器の製作	53
	核融合科学研究所 川端 一男	
	中部大学工学部 岡島 茂樹	
5.1	検出器の種類	53
5.2	検出器の構造	54
5.3	ダイオードチップの半田付け	62
5.4	アンテナの製作	62
5.5	検出器の組み上げと性能チェック	65
5.6	コーナー反射型検出器の特性	67
5.7	取扱い上の注意点	72
6.	おわりに	73
	核融合科学研究所 藤田 順治	
付録	GaAsショットキ・バリア・ダイオードの使用状況	74

## S B D 供与先とその適用例

所 属	氏 名	適 用 例
原 研	上杉 喜彦	HCN(337 $\mu\text{m}$ ) レザ-干渉計(3チャンネル)
計量研	桜井 慧雄	CH <sub>3</sub> OH(469, 251, 70 $\mu\text{m}$ )レザ-とミリ波 クワイストロンとの周波数逡倍混合
筑波大プラ研	間瀬 淳	HCOOH(432 $\mu\text{m}$ ), HCN(337 $\mu\text{m}$ ) レザ- 散乱計測
名大 工	築島 隆繁 永津 雅章	CD <sub>3</sub> Cl(383 $\mu\text{m}$ ), HCOOH(432 $\mu\text{m}$ ) レザ-散乱計測
核融合科学研	藤田 順治 川端 一男	HCN(337 $\mu\text{m}$ ) レザ-干渉計(6チャンネル) HCN(337 $\mu\text{m}$ ) レザ-散乱計(4チャンネル)
京大 理	田中 茂利 前川 孝	HCN(337 $\mu\text{m}$ ) レザ-干渉計測(6チャンネル), 偏光/干渉計測
京大 工	板谷 良平	HCN(337 $\mu\text{m}$ ) レザ-干渉計測(2チャンネル), 散乱計測(1チャンネル)
京大アリトロン	須藤 滋	D <sub>2</sub> O(385 $\mu\text{m}$ ) レザ-のイオントロン散乱計測
阪大 工	山中 正宣	D <sub>2</sub> O(385 $\mu\text{m}$ ) レザ-のビテオ検出
九大 総理工	村岡 克紀 益田 光治	CH <sub>3</sub> OH(119, 571 $\mu\text{m}$ ), HCN(337 $\mu\text{m}$ ) 干渉計測, 透過率計測
東大 工	関口 忠	
中部大 工	岡島 茂樹	CH <sub>3</sub> OH(119 $\mu\text{m}$ ), CH <sub>2</sub> F <sub>2</sub> (185 $\mu\text{m}$ ) レザ-光のビテオ及びヘテロダイン検出
東北工大	大工 芳明	HCN(337 $\mu\text{m}$ ) レザ-波長での検出器の 開発
分子研	斉藤 修二	
東大 教養	小宮山 進	P型ゲルマニウム( $\lambda = 90 \sim 120$ $\mu\text{m}$ ) ノールス (500 ns)発振のビテオ検出
(郵)通信総研	堀 利浩	CH <sub>3</sub> OH(71, 119, 163, 171 $\mu\text{m}$ ), HCOOH(394, 433, 513 $\mu\text{m}$ )等とミリ波源と のハーモニックミキシングによる周波数計測

## 1. はじめに

核融合研究を進める上で、高温プラズマの精密且つ信頼性の高い計測は、すべての実験的研究の基礎となる点で極めて重要な意味を持っている。なかでも、プラズマからの遠赤外領域の放射計測、遠赤外レーザー光を用いた干渉／偏光計測、散乱計測等は、プラズマの温度、密度、密度の揺らぎ、磁場分布等、プラズマの基本的な性質を知り得る有力な手段であり、プラズマの診断に広く用いられている。この遠赤外領域の放射の測定には、高感度で、雑音が少なく、信頼性の高い検出器が必要であり、世界の研究機関において、高性能の検出器の開発が待たれているのが現状である。

我が国における高感度低雑音検知器の開発研究は、昭和55年度文部省科学研究費補助金「エネルギー特別研究（核融合）」第3班第1サブ班計画研究「遠赤外線による超高温プラズマ診断」の重点項目として、研究代表者 名古屋大学工学部 築島隆繁教授のもとに、本支援調査共同研究の協力者である東北大学電気通信研究所の水野皓司教授を中心に、独自のGaAsショットキ・バリア・ダイオードの製作装置を用いて進められてきた。そして、昭和57年度後半からは、同じく科学研究費の補助を得て、ダイオードチップ並びにアンテナ系にマウントした検知器を全国の研究者に供給するシステムが整備された。これによって、数多くの研究者がその恩恵に浴してきた。

このGaAsショットキ・バリア・ダイオードの開発の現状、検知器の特性、今後の開発計画と展望を調査し、それに基づいて、核融合科学研究所の大型ヘリカル装置をはじめ、核融合プラズマ実験装置のための遠赤外プラズマ診断用高感度低雑音検知器の開発・製作方針を決定し、開発体制を整えることを目的として、平成2年度から平成4年度まで3年間、核融合科学研究所の支援調査共同研究として「高性能遠赤外検出器の開発」を行ってきた。

この支援調査共同研究の一環としての、ショットキ・バリア・ダイオードの特性試験、実地における使用経験等から、東北大学作成のダイオードの性能向上に関する研究が積極的に行われ、充分使用に耐え得るダイオードが製作されるようになった。しかし、この優れた特性を十二分に発揮させ、目的とする遠赤外領域の放射の測定に活用するためには、多くのテクニカルノウハウを熟知している必要があることも明らかになった。

そこで、ショットキ・バリア・ダイオード検出器の特性、使用に当たって留意すべき事項、使用上のテクニカルノウハウ等をまとめ、より多くの研究者の便に供することとした。

本報告書は、この3年間の支援調査共同研究の集大成として、これらのダイオードの使用状況に関する調査結果とともに、前述の検出器使用上の注意、テクニカルノウハウ等をまとめたものである。今後のGaAsショットキ・バリア・ダイオードの開発と有効な利用のために、この調査結果が役立てば幸いである。

なお、次頁に、このショットキ・バリア・ダイオードをプラズマ計測に応用している研究機関の表を掲げた。

## 2. ショットキー・バリア・ダイオードを用いたプラズマ計測

### 2.1 はじめに

電磁波の検出器はその動作原理から、熱検出を行うもの、光子吸収によるもの、ダイオードの整流作用によるものに分類される。特に短ミリ波-サブミリ波帯においてはそれぞれ、InSb ボロメータあるいは焦電形検出器、Ge:Ga 光伝導検出器、ショットキー・バリア・ダイオード(SBD) 検出器が代表的なものである。その動作領域、性能、特徴を表2.1 に比較した。

表から分かるように、ショットキー・バリア・ダイオード (SBD) は、高速応答性 ( $<10^9$  sec)すなわち広帯域特性 (ヘテロダイン検波の中間周波数  $>1$  GHz)を持つとともに、常温動作かつ安定であるという特長を有し、ミリ波-サブミリ波プラズマ計測用検出器素子として広く利用されてきた。本章では磁場閉じ込めプラズマを中心とし、SBDを用いた検出器の実際と実機への適用状況について記述する。

表2.1 ミリ波-サブミリ波帯検出器の性能比較

種類	動作波長 [mm]	応答時間	ビデオNEP [W/Hz <sup>1/2</sup> ]	備考
InSb	0.1-3	1-5 $\mu$ s	$\sim 10^{-13}$	液体ヘリウム冷却
焦電形	$<1$	1 $\mu$ s	$\sim 10^{-7}$	常温動作
Ge:Ga	0.01-0.1	10 ms	$\sim 10^{-9}$	
Ge:Ga	0.01-0.1	1 $\mu$ s	$\sim 10^{-13}$	液体ヘリウム冷却
SBD	$>0.1$	$<1$ ns	$\sim 10^{-10}$	常温動作、応答時間はIF増幅器に依存

### 2.2 各種SBD検出器の比較

SBDは、通常導波管マウントあるいは準光学マウントに取り付けられ使用される。波長2 mm以上のミリ波帯では、図2.1に示すような導波管型SBD検出器/ミキサーが1970年頃より市販されており広く使用されてきた。 $\sim 2$  mm以下の短波長領域では導波管中の伝送損失が大きくなり、自由空間中でのガウスビーム伝搬が利用されている。したがって、ガウスビームとの整合性のため開放

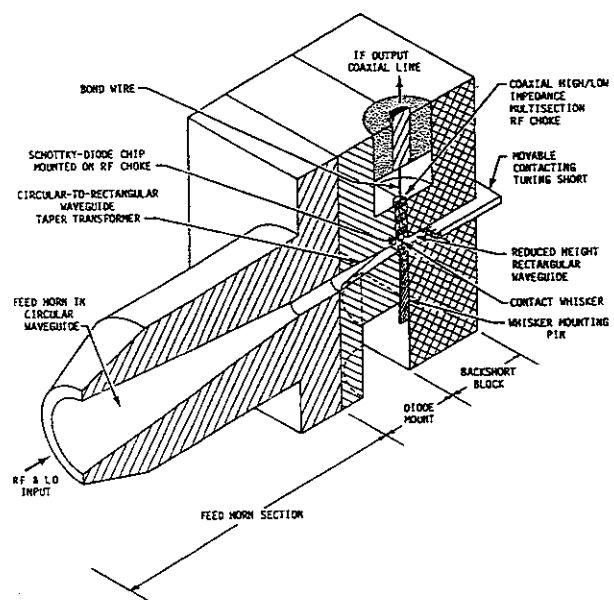


図2.1 導波管型 SBD検出器<sup>1)</sup>



形構造である準光学マウントが適用されるようになった。現在までに種々のアンテナ形状をもつマウントが考案されてきたが、プラズマ計測に実績が多いものにコーナー反射型、バイコニカル型がある。それぞれの構造を図2.2, 2.3に示した。

バイコニカル型マウントは図2.3でも見られるように閉鎖的構造を持ち外部雑音に強く特別な静電シールドが不要であるが、アンテナ、高周波成分抑制用溝、バックショート等、周波数が高い領域になると製作困難となるため、245-671 GHzと遠赤外線の比較的低い周波数領域で使用された実績をもつ。一方、コーナー反射型マウントは開放構造で、プラズマ閉じ込め実験に使用する場合、加熱用 RFの誘導雑音を受けやすいので静電シールドが重要である。しかしながら周波数依存性を持つ部分は基本的にはアンテナワイヤのみであり、高周波領域でも技術的困難さを伴わないため THz 領域では殆どこのマウントが利用されている。

干渉計等のように SBD により直流成分を取り出す場合、ビデオ検波特性が重要となるが、現在市販されているものでは、周波数 60-90 GHz で電圧感度  $\approx 1,000$  V/W、692 GHz で 100 V/W、2521 GHz で 25 V/W と周波数にはほぼ反比例して落ちている。

最近では二次元・三次元測定的重要性のため多数個の検出器をアレイ状に配列する方式が普及してきており、誘電体基板上にプレーナ型アンテナを蒸着した検出器アレイも実用化している。表 2.2 にそれぞれのマウント形状に対し、SBD をミキサとして使用した場合の代表的性能実績を示す。

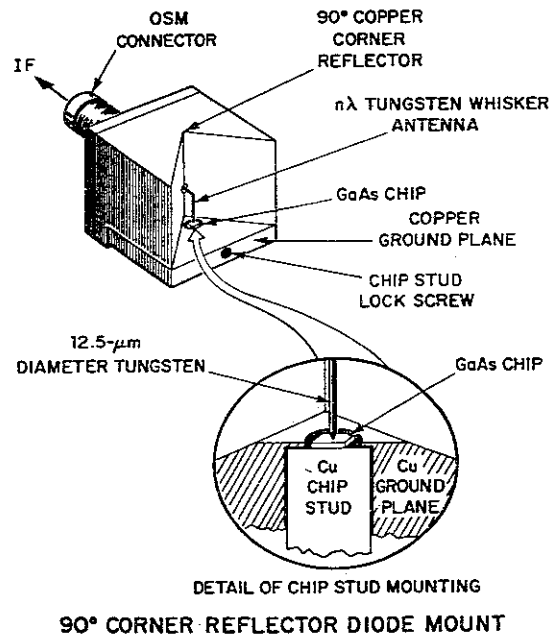


図2.2 コーナー反射型 SBD 検出器<sup>2)</sup>

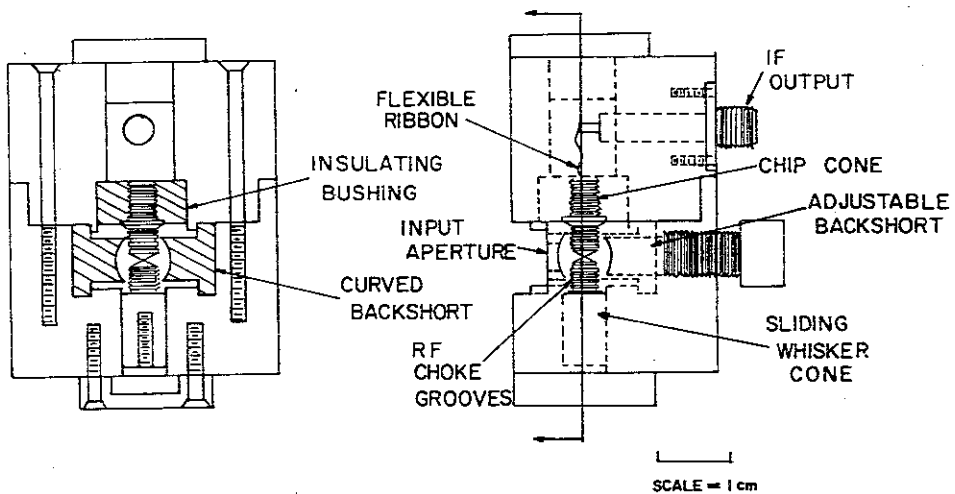


図2.3 バイコニカル型 SBD 検出器<sup>3)</sup>

表2.2 各種 SBD ミキサーの比較

	周波数(GHz)	ミキサー雑音温度	SSB変換損失	備考 (参考文献等)
導波管型	113.5	480	5.2	Archer and Faber <sup>1)</sup>
	110-170	800*1	7.0	Millitech社
	230	800	6.8	Archer <sup>4)</sup>
	260-325	1,200*1	9.0	Millitech社
	345	3,000*2	9.0	Erickson <sup>5)</sup>
パイコニカル型	245	4,000	12.6	Gustincic <sup>6)</sup>
	361	8,000		
	671	10,000-50,000*2		
コーナー反射型	692	7,200	12.6	Fetterman <sup>2)</sup>
		11,000	16	Mizuno研究室 <sup>7)</sup>
		5,000*3	15	Millitech社
	761	17,000	16.6	Fetterman
	1,630	11,000*3	18	Millitech社
	2,521	25,000*3	20	

\*1 IF周波数 500 MHz における測定値、DSB雑音温度

\*2 IFアンプも含めたシステム雑音温度

\*3 IF周波数 1.4 GHz における測定値、DSB雑音温度

## 2.3 プラズマ計測適用の現状

### 2.3.1 代表的計測法とSBD検出器

#### A. 干渉計／偏光計

電磁波をプラズマに入射すると、その伝搬定数がプラズマのパラメータに依存して変化するため位相変化を受ける。これを測定するために用いられている方法が干渉法で、透過波あるいは反射波をプラズマを通らない参照波と合わせ位相変化分を測定する。入射波の波数  $k$  および電場ベクトル  $E$  と閉じ込め磁場  $B$  との位置関係により屈折率が異なる表式で与えられ、種々のパラメータ測定に利用されている。通常、 $k \perp B$ ,  $E \parallel B$  の正常波モードはプラズマの密度測定に、 $k \parallel B$  で入射した直線偏波の偏光面が磁場成分により回転する効果(ファラデー回転)は、特にトカマクプラズマのポロイダル磁場分布(電流分布)測定に利用されている。

干渉計／偏光計に使用する電磁波としては、プラズマによる入射ビームの屈折が少ないこと、また機械的振動によるフリンジシフトの影響を緩和するため、次式で与えられる入射波長が適当とされている<sup>8)</sup>。

$$4.1 \times 10^5 [n_e(0)]^{-1/2} < \lambda [\text{m}] < 1.2 \times 10^{10} [Ln_e(0)^2]^{-1/3} \quad (2.1)$$

中心密度  $n_e(0) = 10^{18} - 10^{20} \text{ m}^{-3}$ 、プラズマ半径  $a = 0.2 - 1 \text{ m}$ 、干渉計の光路長  $L = 0.5 - 2 \text{ m}$  の磁場閉じ込め装置を対象とした場合、波長  $4 \text{ mm} - 0.1 \text{ mm}$  の領域が多く使用されて

いる。本報告では遠赤外線領域を中心として記述を行う。

遠赤外レーザー干渉計の開発研究は近等により1965年名古屋大学プラズマ研究所で始まっている。放電励起形HCNレーザー及びInSbボロメータ検出器を使用していた<sup>9)</sup>。1970年代に入り、トカマク装置による閉じ込め研究が盛んになり高密度化が進むとともに、遠赤外線を用いたプラズマ診断の重要性がさらに認識されるようになった。遠赤外レーザー干渉計によるプラズマ密度測定に最初に成功したのは、1976年 Veron 等によるTFRトカマクにおける測定であった<sup>10)</sup>。我が国においては、早くから研究が開始されていたにもかかわらず、1970年後半諸外国に遅れをとることになったが、1980-1982年度に実施された文部省科学研究費-エネルギー特別研究(核融合)「遠赤外線による超高温プラズマ診断」が一つの契機となり飛躍的に発展した。光励起形遠赤外レーザーの開発とともに、SBDの独自開発および国内供給が実現し、研究の進展に大いに貢献した。現在では多くの閉じ込め装置に遠赤外レーザー干渉計が適用され稼働している。

図2.4は核融合科学研究所のJIPPT II-U装置に適用された多チャンネル遠赤外レーザー干渉計の概略図である<sup>11)</sup>。

表2.3は、我が国および外国の代表的閉じ込め装置に適用されている遠赤外レーザー干渉計/偏光計の例である。既に記述したように、波長0.3-1.0mmのサブミリ波帯では、コーナーキューブマウントのものが市販されており、電圧感度は100-200V/W程度である。さらに短波長領域では電圧感度が低下するため、従来はInSbボロメータ検出器、Ge:Ga光伝導検出器、あるいは焦電形検出器が多く使用されてきたが、最近ではTHz帯を動作領域の中心とした高性能SBD検出器の開発が行われており<sup>7)</sup>、波長0.1mm以上の領域ではSBD検出器の適用が進んでいる。

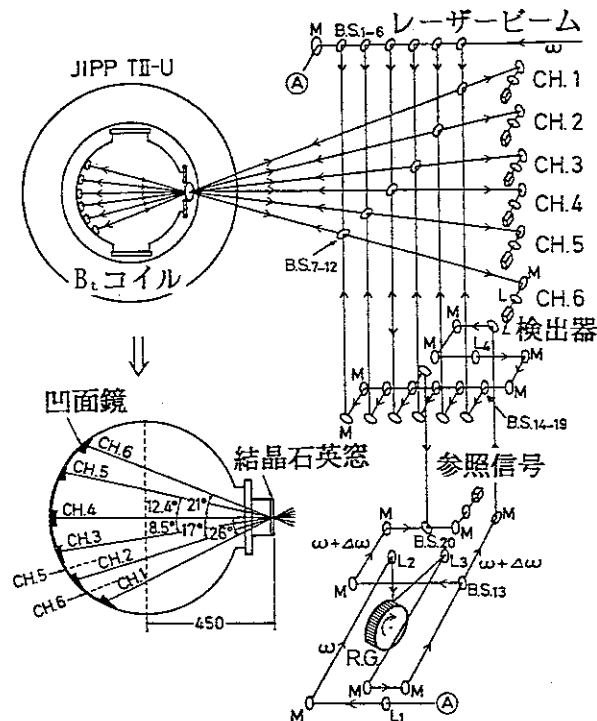


図2.4 JIPPT II-Uにおける遠赤外レーザー干渉計<sup>11)</sup>

表2.3 遠赤外レーザー干渉計の例と検出器

実験装置	プラズマ諸元	光源(波長,出力),光路数	変調周波数	検出器	形式(フリンジ分解)
JT-60 U	R=3.2m, a=1-1.5m $n \leq 2 \times 10^{20} \text{m}^{-3}$	CH <sub>3</sub> OH(119 $\mu$ m, 40mW) 3ch	2 MHz 2波長	Ge:Ga	Michelson(0.01)
JIPPT-IIU	R=93cm, a=23cm $n \leq 1 \times 10^{20} \text{m}^{-3}$	HCN(337 $\mu$ m, 500mW) 6ch	50 kHz 回転格子	SBD	Michelson(0.03)
Heliotron-E	R=2.2m, a=15,30cm $n \leq 2 \times 10^{20} \text{m}^{-3}$	CH <sub>3</sub> OH(119 $\mu$ m, 30mW) 3ch	1 MHz 2波長	Ge:Ga	Michelson(0.02)
GAMMA10	L <sub>c</sub> =6.0m, a=18cm $n \leq 1 \times 10^{19} \text{m}^{-3}$	HCOOH(432 $\mu$ m, 20mW) 5ch	20 kHz 回転格子	SBD	Mach-Zehnder(0.02)
WT-III	R=65cm, a=20cm $n \leq 6 \times 10^{19} \text{m}^{-3}$	HCN(337 $\mu$ m, 100mW) 5+1 ch	1.45 MHz 回転格子	SBD	Mach-Zehnder(0.02)
JET	R=3.0m, a=1-2m $n \leq 2 \times 10^{20} \text{m}^{-3}$	DCN(195 $\mu$ m, >100mW) 7+3 ch	100 kHz 回転格子	InSb	Mach-Zehnder(0.05)
TFTR	R=2.5m, a=90cm $n \leq 2 \times 10^{20} \text{m}^{-3}$	CH <sub>3</sub> OH(119 $\mu$ m, 100mW) 10ch	1 MHz 2波長	SBD	Michelson(0.02)
MTX	R=64cm, a=17cm $n \leq 2 \times 10^{20} \text{m}^{-3}$	CH <sub>2</sub> F <sub>2</sub> (185 $\mu$ m, 150mW) 15ch	1 MHz 2波長	SBD	Mach-Zehnder(0.02) (偏光計 0.18°)

## B. コレクティブ散乱

電子のデバイ波長より長いスケールの密度揺動成分測定を目的としたトムソン散乱法で、イオン温度測定のための熱揺動による散乱、プラズマの異常輸送との関連が議論されている不安定波動による散乱が対象となる。最近では核反応  $\alpha$  粒子の計測手段としても期待されている。

測定には  $(k\lambda_{De})^{-1} > 1$  の条件が必要である。ただし、 $k = 2k_i \sin(\theta_s/2)$ 、 $k_i = 2\pi/\lambda_i$  は入射波の波数、 $\theta_s$  は散乱角である。 $n_e = 10^{19} \text{m}^{-3}$ 、 $T_e = 1 \text{keV}$  のプラズマを対象とした時、 $\theta_s = 10^\circ$  に選ぶと  $\lambda_i > 82 \mu\text{m}$  となる。一方、遮断波長  $\lambda_c \sim 1 \text{cm}$  であるため、屈折の効果を緩和するためこの上限から一桁離れたところを目安とすれば、 $82 \mu\text{m} < \lambda_i < 1 \text{mm}$  の範囲となる。この範囲は干渉計の場合と同様で遠赤外線(サブミリ波)が主領域となる。

熱揺動による散乱スペクトルは、 $T_e > T_i$  のときには  $\omega/k \equiv [(T_e + \gamma T_i)/m_i]^{1/2}$  のところにイオン音波共鳴によるピークが現われる。ただし  $\gamma$  は比熱定数である。 $T_i \geq T_e$  になるとイオン・ランダウ減衰が大きくなってガウス分布に近づく。従って  $T_e$  を既知として測定されたスペクトルに最も良く適合する理論曲線から  $T_i$  を推定することになる。

良く知られているように散乱パワーは

$$P_s = p_i r_e^2 n_e V_s S(k) \Delta\Omega \quad (2.2)$$

で表わされる。ただし、 $p_i$ は入射波の電力密度、 $r_e$ は電子の古典半径、 $V_s$ は散乱体積、 $S(k)$ は密度揺動の構造因子、 $\Delta\Omega$ は受光系の見る立体角である。雑音成分としては、黒体放射に近い強度の電子サイクロトロン放射およびその高調波が遠赤外域に分布しているため、これが背景光となってSNRに影響する。一般にコヒーレント検出の場合比較的強度の強い局部発振波が散乱光および背景光と重なって検出器に入射する。また入射光の波長も電子トムソン散乱の場合に比べてはるかに長い。したがってこの場合のSNRの評価は、光子計数に基づくポアソン過程としてではなくガウス性雑音を含んだ信号の処理という観点から行なわれる。ミキサの出力として得られる中間周波数信号から幅 $\Delta f$ のフィルターで、或る周波数成分を取り出し、自乗検波して $T$ 時間平均したものがそのチャンネルの散乱波強度として記録される。この過程で背景光と検出器雑音は平滑化され、最終段のSNRは、

$$S = \frac{s}{1+s} \sqrt{1 + \Delta f \cdot T} \quad (2.3)$$

で与えられる。ただし、 $s$ はミキサ入射段におけるSNRである。

イオン熱揺動スペクトルの観測は、最初に高密度アークプラズマ( $n_e \cong 1.2 \times 10^{21} \text{ m}^{-3}$ ,  $T_e = 1.5 \text{ eV}$ )を対象とし $\text{CO}_2$ レーザーを用いて行なわれた。トカマクプラズマのイオン熱揺動スペクトルの観測には、大出力遠赤外レーザー光源として波長 $385 \mu\text{m}$ (周波数 $778.6 \text{ GHz}$ )の光励起 $\text{D}_2\text{O}$ レーザーが使用されている。MITのグループは出力 $200 \text{ kW}$ 、パルス幅 $1 \mu\text{s}$ の $\text{D}_2\text{O}$ レーザーを用いてAlcator-Cトカマク( $n_e \cong 2 \times 10^{20} \text{ m}^{-3}$ ,  $T_e, T_i \cong 1 \text{ keV}$ )の熱揺動スペクトルを観測した<sup>12)</sup>。散乱波の検出には波長 $381 \mu\text{m}$ (周波数 $787.7 \text{ GHz}$ )のDCOODレーザーを局部発振器としたヘテロダイン検波を行っており、コーナー反射形マウントを用いたSBDがミキサとして使用されている、Alcator-Cの磁場は超伝導コイルであり、測定窓の制限により散乱角を $18^\circ$ より大きく取ることが出来ず、入射波の迷光が問題となった。その除去のため $6 \text{ m}$ の $\text{N}_2\text{O}$ ガスセルフィルターおよびグラフィットのビームダンプを用いている。MITの実験では $\Delta f \cdot T \cong 80$ であったが、 $s$ が小さいので $S = 2-3$ であった。

スイスのローザンヌのグループは信号対雑音比(SNR)を改善するため、レーザー出力をエネルギー $0.5-1.0 \text{ J}$ 、パルス幅 $1.4 \mu\text{s}$ まで増大させTCAトカマク( $n_e \cong 2 \times 10^{20} \text{ m}^{-3}$ ,  $T_e, T_i \cong 1 \text{ keV}$ )の測定を行なった<sup>13)</sup>。散乱波はやはりSBDミキサを用いヘテロダイン検波されている。局部発振器は波長 $383 \mu\text{m}$ (周波数 $782.2 \text{ GHz}$ )の $\text{CD}_3\text{Cl}$ レーザーで、中間周波数出力は $2.26-3.78 \text{ GHz}$ 領域のフィルター群で周波数分解されたのち自乗検波され、計算機に入力される。散乱角を $90^\circ$ に設定でき迷光の影響も緩和されたため1ショットでイオン温度を決定することに初めて成功した。

誤差は20-25%である。

我が国では、前述のエネルギー特別研究「遠赤外線による超高温プラズマ診断」において開発されたD<sub>2</sub>OレーザーおよびSBDミキサーを整備し組み合わせたトムソン散乱測定装置を、文部省科学研究費-核融合特別研究「大型核融合装置におけるプラズマ生成技術(共同研究方式)」の分担研究の一環として、1989-1990年ヘリオトロンE装置に適用したのが最初である<sup>14)</sup>。この装置構成を図2.5に示す。D<sub>2</sub>Oレーザーは、80 JのTEA CO<sub>2</sub>レーザーの励起により、エネルギー30 mJ、パルス幅1-1.5 μsを発生している。検波方式としてデュアルホモダイン方式<sup>15)</sup>を新しく採用し、局部発振はCD<sub>3</sub>Clレーザーで2-4 GHzのIF信号が得られる。SBDミキサーは等価雑音温度8,000 K、変換損失16-20 dB、IF信号は雑音指数1.4 dB(等価雑音温度114 K)のプリアンプで増幅されるが、ミキサーとアンプのインピーダンス整合損失5-7 dBを考慮して、全体のシステム雑音は22,000-65,000 Kと評価されている。これらの値を用いると、(2.2)式の $s \leq 0.2$ であり雑音レベル以上の成分は観測されていない。

多くの磁場閉じ込め装置では低周波領域の非熱的密度揺動が観測されており、異常輸送との関連が議論されている。密度揺動レベルは $\langle \tilde{n}_e/n_e \rangle^2 \approx 10^{-4}$ 程度で、これに対応して $S(k)=10^6-10^9$ となり、熱揺動の場合の $S(k) \approx 1$ に比べて桁違いに大きくなる。従って非熱的密度揺動の散乱計測では入射用レーザー光源の出力パワーは比較的小さくて良く、その代わり低周波の揺動成分を測定するため長パルスまたは連続発振(CW)モードのものが要求される。遠赤外線(サブミリ波)領域では100 μm-1.2 mmにわたって発振線が得られる光励起分子レーザー、放電励起HCNレーザー(波長337 μm)が広く用いられ出力10-数100 mWが得られている。また800 μmで1 Wの出力が得られるカルシノトロンも用いられている。表2.4に遠赤外レーザー散乱実験の例を示した。検出器はミキサーとして動作させるため、いずれもSBDを使用している。

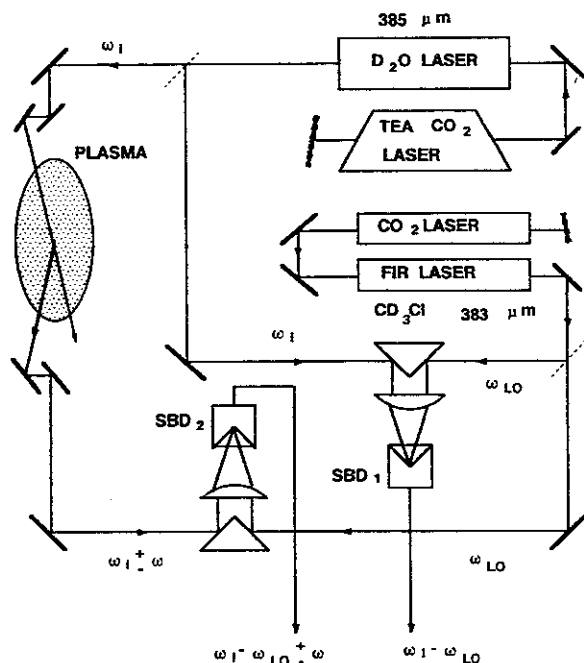


図2.5 イオントムソン散乱測定装置の概略図<sup>14)</sup>

表2.4 遠赤外レーザー散乱測定の例

実験装置	光源	受信方式	波数,波数分解	k,ω スペクトル	参考文献
JIPP T-IIU	HCN(500,30mW) 2台	ヘテロダイン	3-15 cm <sup>-1</sup> (4ch) Δk=2.6 cm <sup>-1</sup>	Drift& ITGDMode (<1 MHz)	Kawahata et al <sup>16)</sup>
GAMMA10	HCN(20 mW)	ホモダイン	1-18 cm <sup>-1</sup> Δk=1.0 cm <sup>-1</sup>	Flute Mode (<20kHz)	Saito et al <sup>17)</sup>
DIII-D	CH <sub>3</sub> F(1.22mm,5mW) 2波長	ヘテロダイン	3-16 cm <sup>-1</sup> (3ch) Δk=0.7 cm <sup>-1</sup>	ELM 's (?) (<100kHz,500kHz)	Doyle et al <sup>18)</sup>
TEXT	CH <sub>3</sub> F(1.22mm,14mW) 2波長	ヘテロダイン	1-15 cm <sup>-1</sup> (6ch) Δk=1.0 cm <sup>-1</sup>	Drift& ITGDMode (<1 MHz)	Brower et al <sup>19)</sup>
ASDEX	CH <sub>3</sub> OH(119μm,)	ホモダイン ヘテロダイン	2.4-32 cm <sup>-1</sup> Δk=1.2 cm <sup>-1</sup>	Drift & ITGD(?) [<200 kHz]	Holzhauser et al <sup>20)</sup>
Microtor	CH <sub>3</sub> F(1.22mm,5mW) CH <sub>3</sub> I(447μm,20mW)	ホモダイン	1-18 cm <sup>-1</sup> Δk=1.0 cm <sup>-1</sup>	Drift Wave, IBW (<100kHz,50MHz)	Semet et al <sup>21)</sup> Park et al <sup>22)</sup>

プラズマ中に波動が励起されているとき、散乱パワーは次式で表されることが知られている。

$$P_s = \frac{1}{4} P_0 r_e^2 L_s^2 \lambda_i^2 \tilde{n}^2 \quad (2.4)$$

表2.4 で示した散乱測定によく使用されている遠赤外レーザーと SBDミキサーを例にとり、雑音レベル、検出可能揺動レベルなどを評価すると表2.5 のようになる。

表2.5 波動散乱測定における背景雑音と検出可能な揺動レベル

波長	入射電力	受信機温度(等価雑音電力)*	シンクロトロン放射*	最小検出揺動レベル
1.222 mm	5 mW	5,000 K (3.5×10 <sup>-15</sup> W)	8×10 <sup>-11</sup> W	$\tilde{n} \approx 8 \times 10^8 \text{ cm}^{-3}$
0.337 mm	50 mW	30,000 K (2×10 <sup>-14</sup> W)	7×10 <sup>-13</sup> W	$\tilde{n} \approx 3 \times 10^7 \text{ cm}^{-3}$

\* 受信機の帯域幅 50 kHz、シンクロトロン放射では B=4-5 T, T<sub>e</sub>=10 keV、壁の反射率 0.95 として計算

イオンの熱揺動スペクトル測定からイオン温度を求める際には、信号対雑音比を改善するため、出力≒1 MW、パルス幅≧1 μs の大出力長パルスの遠赤外レーザー光源が必要であることは既に記述した。これに適合するような遠赤外レーザーの開発も行われつつあるが、入射モードとして異常波を使用すればミリ波帯が適用可能となり、プラズマ加熱用に開発されてきた 60-140 GHz 帯ジャイロトロンの適用が検討され、実行されている<sup>23)</sup>。

さらに、分散関係が T<sub>i</sub> に依存するような静電波動をプラズマ中に外部から励起することができれば、低出力のレーザー光源で波動のパワースペクトル密度分布、すなわち分散関係を測定し、これからイオン温度を求めることが出来る<sup>22),24)</sup>。

### C. サイクロトロン放射

サイクロトロン放射測定は、トーラス形装置のように閉じ込め磁場分布がプラズマ中で単調変化する場合に特に有用である。放射波は電子サイクロトロン周波数 $\omega_c$ およびその高調波にピークを持つが、一般的に光学的厚さが第2高調波において大きくなり( $\tau > 1$ )、放射強度も大きくなる。したがって磁場が 30-50 kG の場合周波数スペクトルの主要部分は 80-300 GHz に分布することになる。3 次以上にわたる高次高調波まで測定する場合、フーリエ変換分光法あるいは多チャンネルフィルター法を適用し、液体ヘリウム冷却の InSb 検出器などを使用することが多いが、2 次高調波を中心に比較的狭いスペクトル分布を得る場合にはヘテロダイン方式に SBD ミキサーを組み合わせる。黒体放射とみなされる第 2 高調波を考えると、周波数 200-300 GHz では表 2.5 にも見られるように十分な SN 比を得ることができる。

最近注目された計測法にアレイ検出器を用いサイクロトロン放射測定を行なう ECE イメージ法がある。これは、相関法との併用で電子温度揺動測定が可能であること、さらに、同一磁束面上で多点測定を行なうことにより熱パルス輸送実験に適用できるなどの特徴を有している<sup>25)</sup>。

### 2.3.2 アレイ検出器の適用

#### A. 位相イメージ法干渉計

干渉計により測定された密度の線積分値から半径方向密度分布をアーベル変換により得るために、現在 5~10 光路を持つ多チャンネル干渉計が適用されている。しかしながら、非常に多くの光学素子を必要とし、その光軸調整が容易でない。最近、可視光および X 線域において発展してきた、プラズマの像を検出器上に描くという概念を干渉計に適用した位相イメージ法が適用されている。これは、入射波を円筒レンズ、ミラーなどを用いシート状ビームに拡大しプラズマ断面全体に照射した後、この透過波を検出器アレイ上に集光し干渉法によりプラズマ断面の密度情報を一度に得る方法である。

位相イメージ法は、入射波として CO<sub>2</sub> レーザーと 15 素子の PbSnTe 検出器アレイを用い、アークプラズマの測定に用いられたのが最初で<sup>26)</sup>、ボロメータあるいは SBD を用いたモノリシックな検出器アレイの開発によりミリ波および遠赤外線領域にも拡張されてきた<sup>27),28)</sup>。本方法は従来の多チャンネル法に比べ、光学系が 1 系統で単純化されること、測定光路はサンプリング定理に基づいて決定される検出素子の配列と光学系の倍率で決まる空間分解に依存するが、20 光路以上は可能で、アーベル変換の精度が向上する等の利点がある。

位相イメージ法設計上の問題点としては、i) 大口径のレンズ、ミラーを使用するため光学系の球面収差が測定に影響してくること、ii) 検出器にアレイアンテナを使用するため隣接素子間のクロストークが無視できないこと、iii) プラズマ全体が視野に入る入射窓が必要となることが考えられる。発振器からプラズマまでの入射光学系は、ホーンアンテナから放射される電磁界をガウスビームで近似し、レンズによ



るガウスビームパラメータ変換公式を用いて設計する。一方、プラズマから検出器アレイまでの受光光学系は、被測定物に幾何的な焦点を合わせ像平面上に結像させるものであり、幾何光学と光線追跡法を用い、球面収差ができるだけ小さくなるように設計されている。

我が国においては、文部省科学研究費-核融合特別研究「大型核融合装置におけるプラズマ生成技術(共同研究方式)」の分担研究の一環として、1989-1990年筑波大学プラズマ研究センターと東北大学電気通信研究所水野研究室との間で位相イメージ法に関する共同開発が行われ、ガンマ10装置適用を目的として設計製作された<sup>29)</sup>。ガンマ10に設置された位相イメージ法装置の概略を図2.6に示す。(a)が光学系で、発振器として周波数70 GHz、出力40 mWのクライストロンを使用した。出力はポリエチレン製ビームスプリッタにより入射波と参照波に分割される。入射波ビームは円筒レンズにより360mm×90 mmとなるように整形され、プラズマ断面全体をカバーする。測定用の真空窓は400 mm×140mmの熔融石英である。プラズマを通った透過波は円筒レンズにより再円化された後再びビームスプリッタにより参照波と結合される。

図2.6(b)が検出器アレイの例であり、アンテナアレイとしてボウタイアンテナと八木宇田アンテナの二種類が適用された。アンテナの偏波面は電磁波の電界に平行に選ぶ必要があるが、干渉計には正常波モードが使用されるため、各アンテナ素子を平行に配置したアレイが必要になる。ガンマ10では、25mm×25mmの石英基板上にフォトリソグラフィにより蒸着された11列のアンテナアレイの各給電点にビームリード形SBD<sup>30)</sup>が装着されている。各素子間隔は、光学系の回折によって制限される理想的な分解能を得るために、レンズを空間周波数のローパスフィルタと考え、ナイキストの標本化定理

$$T = \lambda_i f_{\#} / n \quad (2.5)$$

に基づいて決定されたものである。ただし、 $\lambda_i$ は自由空間中の入射波長、 $f_{\#}$ は対物レンズのFナンバー、 $n$ は石英の屈折率である。

アンテナインピーダンスはダイオードとのインピーダンス整合を考え $\sim 150 \Omega$ となるよう設計する。ボウタイアンテナの場合はボウタイの角度( $60^\circ$ )のみで決定され周波数依存性はない。八木宇田アンテナは、表面に両端に高インピーダンスのトラップを設けた放射器が、裏面に導波器が蒸着されており、導波器の長さを変えることによりダイオードとのインピーダンス整合を図っており、周波数依存性がある。それぞれの検出器のビデオ感度を図2.7に示した、八木宇田アンテナではピークを持つが、ボウタイアンテナは平坦な特性となっている。ビデオ感度は $\sim 60 \text{ V/W}$ と見積もられた。

検出器の空間分解を評価するために、Airy Patternの測定を位相イメージ法光学系を用いて行った。測定は、プラズマ中心に対応する位置に発振源を置き、その像を検出器上に描かせる方法である。結果を図2.8に示した。理論計算は、口径 $d$ を持つ

理想レンズによる点光源の強度分布である Airy 関数に対応し、

$$h(x) = \left[ \frac{2J_1(kdx/2z')}{kdx/2z'} \right]^2 \quad (2.6)$$

で与えられる。ただし、 $J_1$ は1次のベッセル関数、 $k'$ は像平面上での波長、 $x$ および $z'$ はそれぞれ光軸およびレンズから像への距離である。実験のフィッティング曲線は、

$$E(x) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} E \left( \frac{n}{2f_c} \right) \text{sinc} \left[ 2f_c \left( x - \frac{n}{2f_c} \right) \right] \quad (2.7)$$

で与えられる Whittaker-Shannon の標本化定理を用いることにより得られた。ただし、 $E(n/2f)$ は測定サンプル、 $\text{sinc}(x) = \sin \pi x / \pi x$ である。八木宇田アンテナに比べ、ボウタイアンテナでは分布のサイドローブが大きい。これはアンテナの指向性が悪いいため隣接素子間のクロストークが影響してくるものと考えられる。検出器面上で二つの点光源の位置を分解できる最小距離は、ボウタイアンテナでは5.7mm、八木宇田アンテナでは4.6mmであり、後者が空間分解に優れていることが分かる。

実験では、八木宇田アンテナアレイ検出器を用い、位相物体を用いたシミュレーション実験を行い、測定値が理論計算値と良く一致することを確認、プラズマに適用、密度分布測定に成功した<sup>28)</sup>。今後は二次元アレイ検出器を適用することにより、プラズマの三次元イメージ測定への発展が期待される。

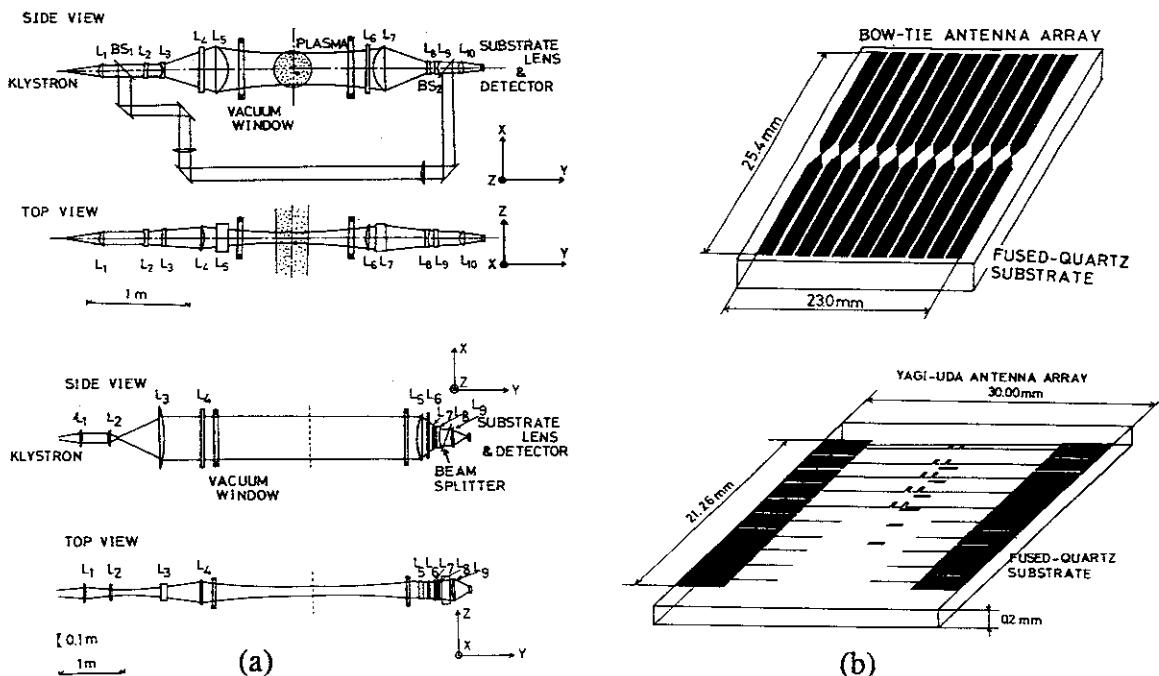


図2.6 (a)位相イメージ法の概略図、(b)検出器アレイの例<sup>28)</sup>

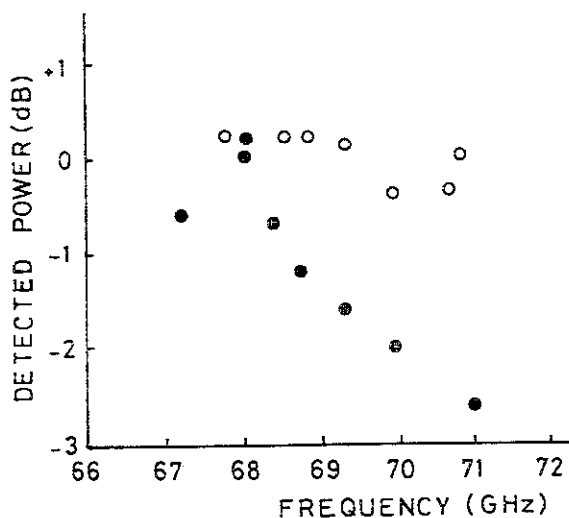


図2.7 検出器アレイのビデオ検波特性<sup>28)</sup>

○ボウタイ、●八木宇田

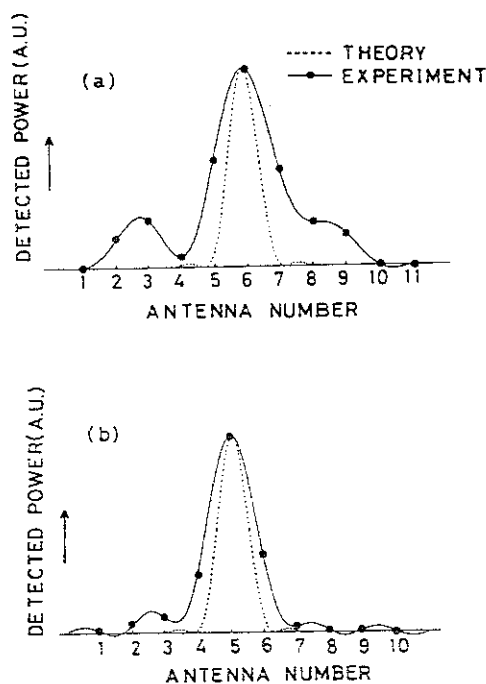


図2.8 エアリーパターンの測定<sup>28)</sup>

(a)ボウタイ、(b)八木宇田

## B. フラウンホーファー回折法(極前方散乱法) および位相コントラスト法

2.3.2で記述したコレクティブトムソン散乱法と同様にプラズマ中不安定波動の $(k, \omega)$ スペクトル測定に適用されている。トムソン散乱法では、測定される波数が散乱角 $\theta_s$ の関数として、ブラッグの条件 $k = 2k_i \sin(\theta_s/2)$ で与えられる。 $\theta_s$ は入射ビームの発散角 $\Delta\theta \cong 2/k_i a_0$ より大きい必要があり、波数分解 $\Delta k = 2/a_0$ が決定される。ただし、 $k_i$ は入射波の波数、 $a_0$ は強度が $1/e^2$ となる入射ビーム半径である。一方、本節で記述するフラウンホーファー回折法は微小角の回折波と透過波の干渉から波動の情報を得られ、位相コントラスト法では回折光を2枚のレンズと位相差板により密度揺動による電磁波の波面揺らぎを強度変動として捉えるものである。両者とも同様な原理を有し、入射ビームの広がりの中での測定のため波数分解が良く、長波長領域の波動測定に適している。

特徴の一つとして、i)  $\text{CO}_2$ レーザーなど短波長のプローブビームを使用してもビームプロファイルを適切に選べば長波長領域の測定が可能となること、ii) 局部発振波が不要なため光学系が簡単化されること、などがある。特に、多チャンネル検出器すなわち検出器アレイを使用すれば、1プラズマショットで回折像分布、すなわち $(k, \omega)$ スペクトルが得られることになる。

SBDをミキサーとして用いた例として40-50 GHzあるいは70 GHzのミリ波帯を用いたファウラウンホーファー回折測定がある。検出器としてボウタイアンテナアレイにビームリード形SBDを接着したものが用いられており、 $E \times B$ 回転周波数によりドップラシフトを受けたドリフト波の分散関係が導出されている<sup>31)</sup>。

## 2.4 プラズマ計測におけるSBD検出器／ミキサ適用の展望

短ミリ波からサブミリ波(遠赤外線)領域の発振器とSBD検出器／ミキサを組み合わせたプラズマ計測は1970年後半から1980年代にかけて飛躍的に発展した。現在は、プラズマ密度、温度、磁場(電流)などの分布、それらの揺動成分の測定に不可欠な手段として殆どの磁場閉じ込め装置に適用されている。我が国においても、昭和55-57年度に実施されたエネルギー特別研究「遠赤外線による超高温プラズマ診断」を契機に遠赤外線領域とプラズマ計測の研究者間の交流が盛んになった。国内でのSBDおよびSBD検出器／ミキサの供給が実現し、我が国における遠赤外線プラズマ計測が画期的に発展することになった。

現在、国際熱核融合実験炉ITERの計画が進行している。これらも考慮し、将来にわたって各計測法において必要と考えられる周波数は以下の様になる。

- i)干渉計：波長185  $\mu\text{m}$  以下(周波数1540 GHz以上)の使用が考えられる。多チャンネルおよび安定動作のために、小型かつプレーナー型のSBD検出器が望ましい。
- ii)反射計：26-90 GHz, 100-400 GHzが主要領域である。できるだけ少ないハードウェアでカバーするため、広帯域の掃引発振器およびSBD検出器の開発が必要である。また、5-10 psの短パルスレーダー法が開発されており、高速応答性が重要である。
- iii)サイクロトロン放射：100-800 GHzの広帯域分散型ミキサあるいはアレイ型検出器／ミキサの開発が待たれる。
- iv)コレクティブ散乱：正常波モードでは1,540 GHz以上、異常波モードでは60-140 GHzが主要範囲となる。

### [参考文献]

- 1) J.W.Archer and M.T.Faber, *Int. J. Infrared and Millimeter Waves* 5, 1069 (1984);  
J.W.Archer, *Infrared and Millimeter Waves*, edited by K.J.Button, Vol.15 (Academic, New York, 1986).
- 2) H.R.Fetterman, P.E.Tannenwald, B.J.Clifton, C.D.Parker, W.D.Fitzgerald and N.R.Erickson, *Appl. Phys. Lett.* 33, 151 (1978).
- 3) W.A.Peebles, N.C.Luhmann, Jr., A.Mase, H.Park, and A.Semet, *Rev. Sci. Instrum.* 52, 360 (1981).
- 4) J.W.Archer, *Rev. Sci. Instrum.* 54, 1371 (1983).
- 5) N.R.Erickson, *IEEE Trans. on MTT* MTT-29, 557 (1981).
- 6) J.J.Gustincic, *IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest*, IEEE Cat. No.77 CH1219-5MTT (1977) p.99.
- 7) T.Suzuki, J.J.Chang, T.Nozoekido, Y.Kuwano, and K.Mizuno, *Digest of 17th Int. Conf. on IR and MM Waves*, *SPIE1929*, 210 (1992).
- 8) D.Veron, *Infrared and Millimeter Waves*, edited by K.J.Button, Vol.2 (Academic, New York, 1979).

- 9) S.Kon, M.Otsuka, M.Yamanaka, and H.Yoshinaga, Japan.J. Appl. Phys. 7, 434 (1968).
- 10) D.Veron, Opt. Comm. 10, 95 (1974); D.Veron, J.Certain, and J.P.Crenn, J. Opt. Soc. Am. 67, 964 (1977).
- 11) K.Kawahata, K.Haba, J.Fujita, and S.Okajima, Rev. Sci. Instrum. 60, 3734 (1989).
- 12) P.Woskoboinikow, W.J.Mulligan, J.Machuzak, D.R.Cohn, R.J.Temkin, T.C.L.G.Sollner, and B.Lax, Proc. 11th European Conf. on Controlled Fusion and Plasma Physics, Aachen (1983) Vol.7D, Part II, p.81.
- 13) R.Behn, D.Dicken, J.Hackmann, S.A.Salito, M.R.Siegrist, P.A.Krug, I.Kjelbe B.Duval, B.Joye, and A.Pochelon, Phys. Rev. Lett. 62, 2833 (1989).
- 14) 築島隆繁「遠赤外レーザー散乱イオン温度測定への適用」文部省科学研究費、核融合特別研究F03班分担研究報告書(平成2年3月).
- 15) T.Tsukishima, I.Nishida, M.Nagatsu, M.Inuzuka, and K.Mizuno, Rev. Sci. Instrum. 57, 560 (1986).
- 16) K.Kawahata *et al.*, Proc. 12th Int. Conf. on Plasma Physics and Controlled Nuclear Fusion Research, Nice (IAEA Vienna, 1989), Vol.1, p.287.
- 17) T.Saito, M.Fujita, A.Mase, M.Inutake, K.Ishii, and S.Miyoshi, J. Phys. Soc. Japan 57, 3281 (1988).
- 18) D.L.Brower, *et al.*, Nucl. Fusion 29, 1247 (1989).
- 19) E.J.Doyle, R.J.Groebner, K.H.Burrell, P.Gohil, T.Lehecka, N.C.Luhmann, Jr., H. Matsumoto, T.H.Osborne, W.A.Peebles, and R.Philipona, Phys.Fluids B 3, 2300 (1991).
- 20) E.Holzhauser, G.Dodel, and ASDEX Team, Rev. Sci. Instrum. 61, 2817 (1990).
- 21) A.Semet, A.Mase, W.A.Peebles, N.C.Luhmann, Jr., and S.Zweben, Phys. Rev. Lett. 45, 445 (1980).
- 22) H.Park, N.C.Luhmann, Jr., W.A.Peebles, and R.Kirkwood, Phys. Rev. Lett. 52, 1609 (1984).
- 23) J.S.Machuzak, P.P.Woskov, H.Bindslev, M.Comiskey, J.Fessey, J.A.Hoekzema, T.P.Hughes, and F.Orsitto, Rev. Sci. Instrum. 63, 4648 (1992).
- 24) M.Nagatsu and T.Tsukishima, Japan. J. Appl. Phys. 20, 2155 (1981).
- 25) G.Cima, Rev. Sci. Instrum. 63, 4630 (1992).
- 26) C.A.J.Hughenoltz and B.J.H.Meddens, Rev. Sci. Instrum. 53, 171 (1982).
- 27) P.E.Young, D.P.Neikirk, P.P.Tong, D.B.Rutledge, and N.C.Luhmann, Jr., Rev. Sci. Instrum. 56, 81 (1985).
- 28) K.Hattori, A.Mase, A.Itakura, M.Inutake, S.Miyoshi, K.Uehara, T.Yonekura, H.Nishimura, K.Miyashita, and K.Mizuno, Rev. Sci. Instrum. 62, 2857 (1991).
- 29) K.Uehara, K.Miyashita, K.Natsume, K.Hatakeyama, and K.Mizuno, IEEE Trans. on MTT MTT-40, 806 (1992).
- 30) Y.Harada, Ph.D. thesis, Tohoku University, 1989 (in Japanese).
- 31) A.Mase, A.Itakura, M.Inutake, K.Ishii, J.E.Jeong, K.Hattori, and S.Miyoshi, Nucl. Fusion 31, 1725 (1991).

### 3. 高性能ショットキ・ダイオードとその開発

#### 3. 1 はじめに

近年、サブミリ波領域を用いた核融合プラズマ計測、光通信の高密度化、高分解能小型レーダー、電波天文学、分子分光学等の分野の研究が活発になってきており、この領域の重要性が増してきている。

サブミリ波帯の研究では、微弱な信号を取り扱うことが多いため、検出器として高感度、低雑音のものが要求される。本研究では、プラズマ計測を初めとする各分野において検出器／ミキサ<sup>1)2)</sup>としてよく用いられているPt/GaAsショットキ・ダイオードの開発を行った。

#### 3. 2 テラヘルツ帯検出器／ミキサ用ショットキ・ダイオードの設計

本研究で用いているショットキー・バリアー・ダイオード（以下SBDと称する）は図1に示すハネカム型のもので、 $n^+$ 型のGaAs基板の上に $n$ 型のエピタキシャル層（厚さ1300Å、不純物密度  $2.5 \times 10^6 - 5 \times 10^7 \text{ cm}^{-3}$ ）が堆積してある。さらに $\text{SiO}_2$ 層（厚さ約1500Å）を堆積し、そこにコンタクトホールを形成し、ショットキ金属（PtあるいはAu/Pt）を堆積する。基板の裏面はAuGe/Niでオーミック電極を形成している。この構造は寄生容量を極力小さくでき、サブミリ波の様な非常に高い周波数を検出するのに適したものである。ハネカムの直径は現在0.8 $\mu\text{m}$ から0.4 $\mu\text{m}$ のものを製作している。

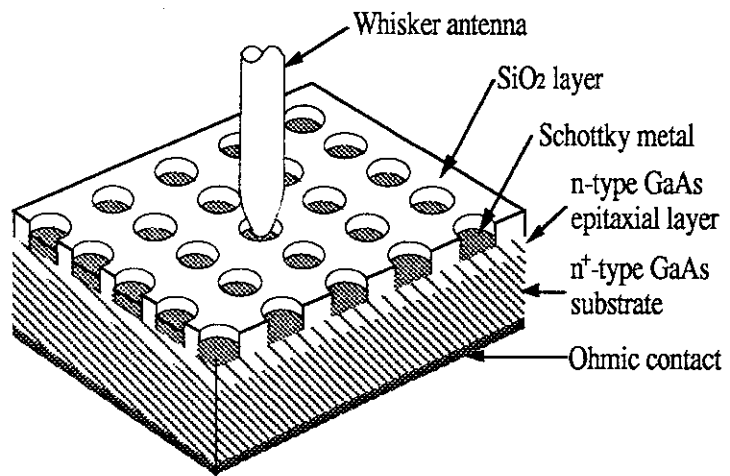


図1 SMM波検出用SBDの構造

サブミリ波検出感度と雑音温度の向上のため、ダイオード直径の微細化、遮断周波数 $f_c$ の向上、そして直列抵抗 $R_s$ 値の減少を目的とし、先ず、直列抵抗 $R_s$ 、遮断周波数 $f_c$ 、及び1400GHzにおけるビデオ検出感度 $\gamma(\text{V/W})$ のダイオード直径、GaAs結晶の不純物濃度( $N_d$ )依存性の理論計算を行った。その一例を図2から図4に示す。この結果によれば、 $R_s$ 値はダイオードの直径が減少するに連れて増加し、 $N_d$ が増加するに連れて、減少する。最大感度が得られるダイオード直径は、 $N_d$ が増加するに連れて、0.5 $\mu\text{m}$ から0.3 $\mu\text{m}$ に変化することが分かる。このとき、理想定数 $n$ を1.15一定として計算を行っているが、GaAs結晶の不純物濃度が $10^{18} \text{ cm}^{-3}$ 近くになると良好な $n$ 値が得られないため、ビデオ感度が低下してくる（図5）。一例として $n=2.0$ のとき、計算結果によれば、感度が約20%低下する。このため、1に近い $n$ 値が得られる範囲の不純物密度を選択し、 $N_d = 3 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ 、直径0.4 $\mu\text{m}$ のダイオードの製作を行った<sup>3)</sup>。

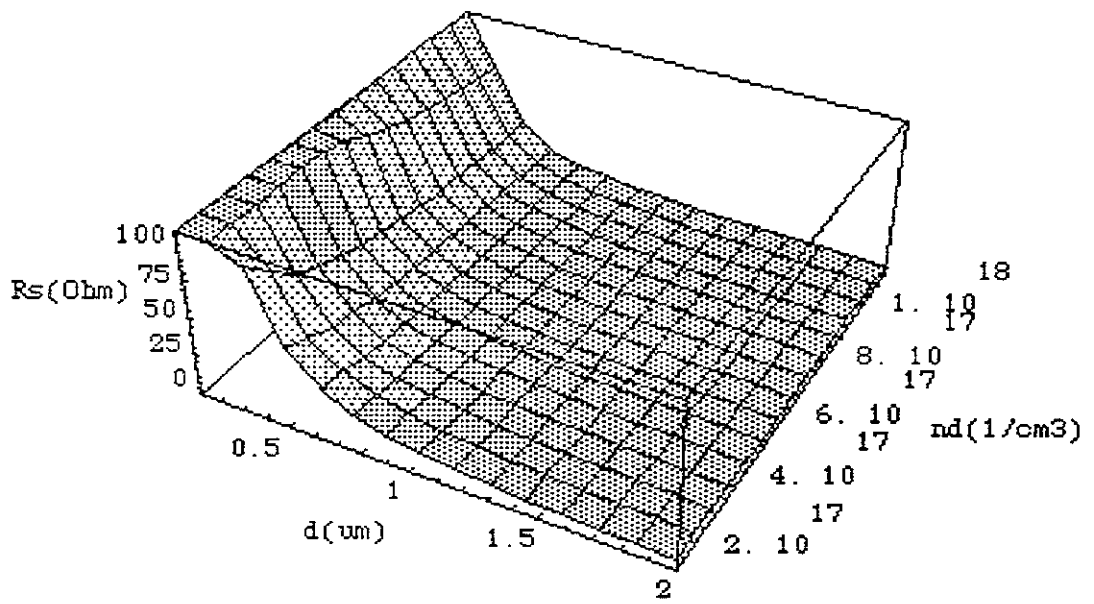


図2 直列抵抗( $R_s$ )の理論計算

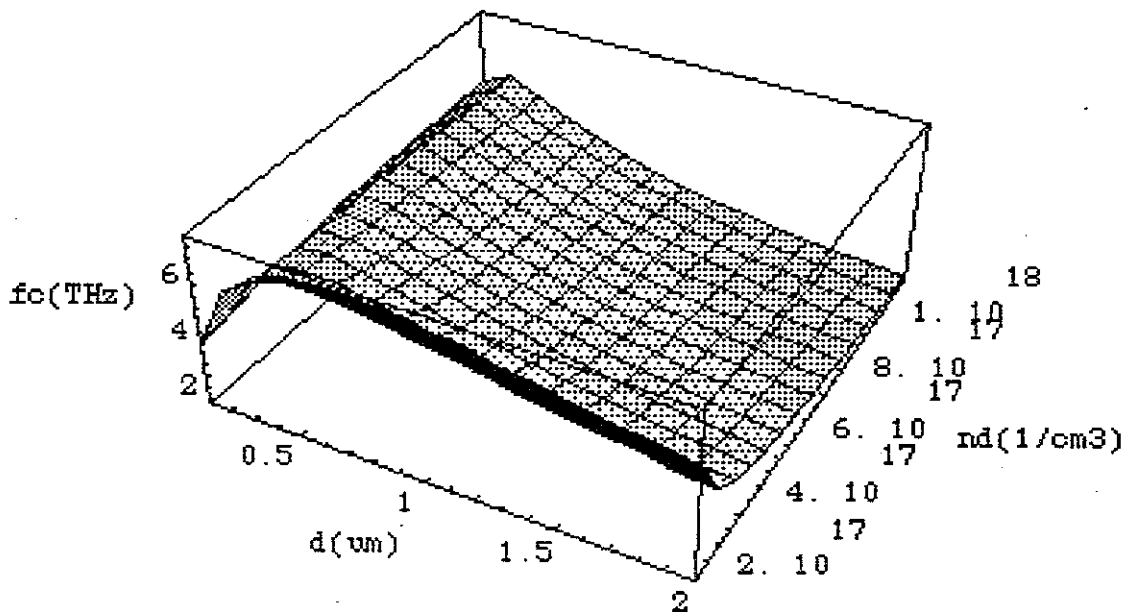


図3 遮断周波数( $f_c$ )の理論計算

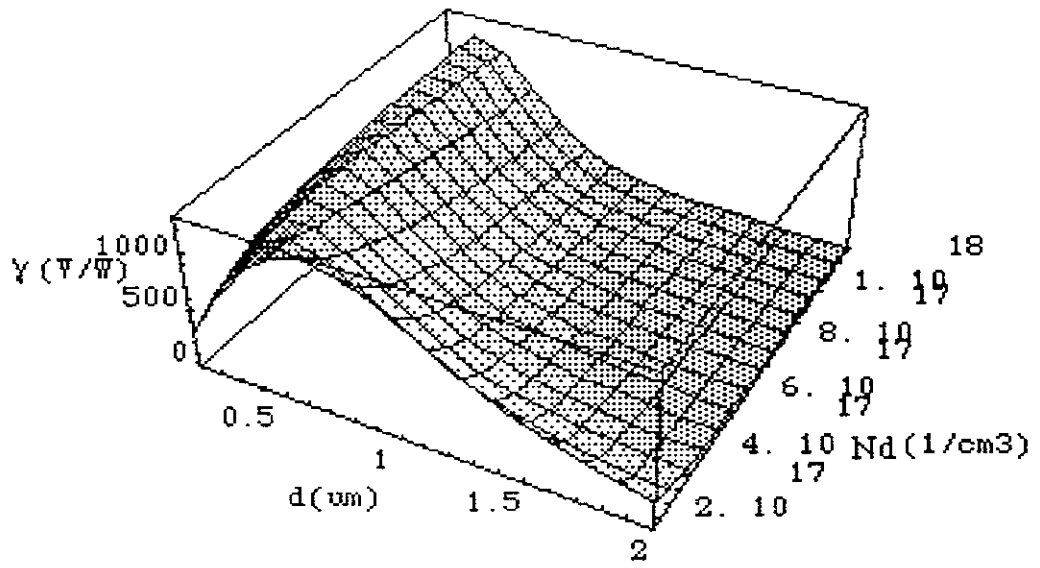


図4 ビデオ検出感度( $\gamma$ )の理論計算

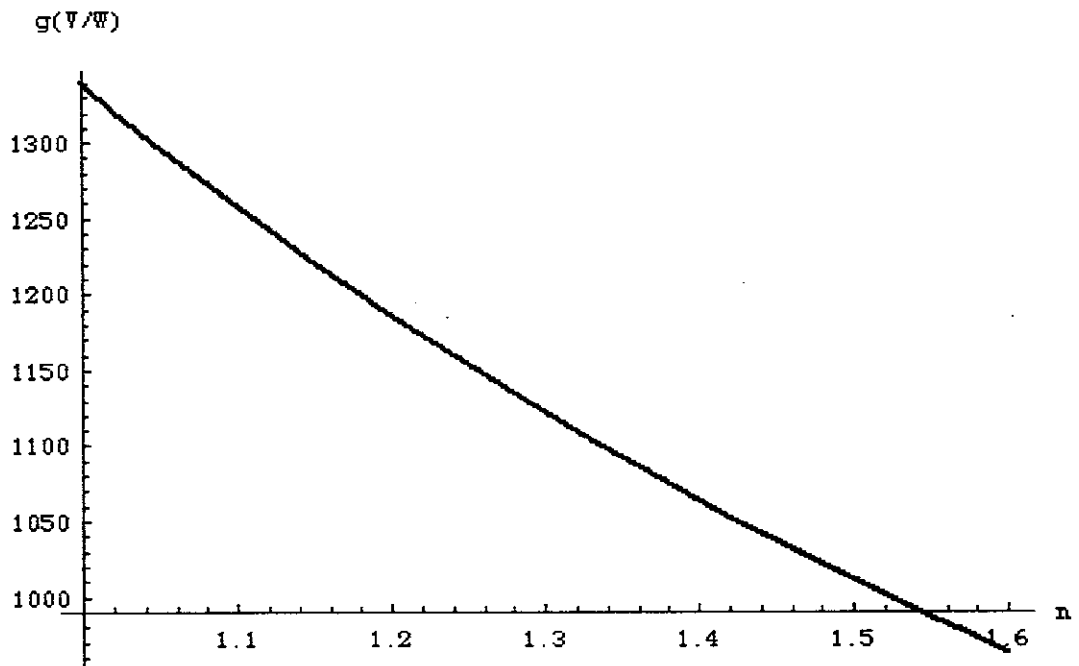


図5  $n$ 値の劣化によるビデオ検出感度( $g$ )の減少



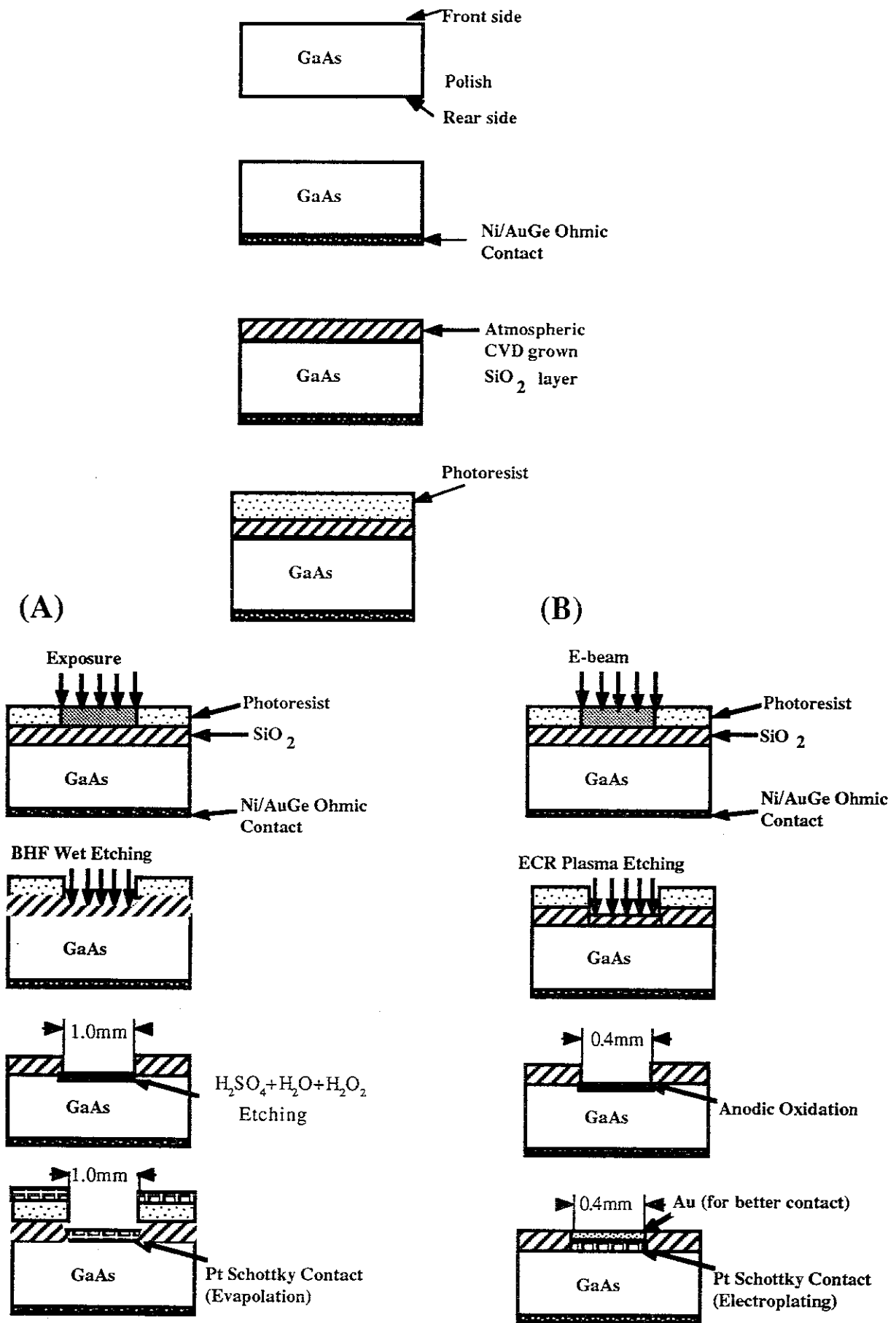


図6 ショットキ・ダイオードの製作プロセス

### 3. 3 ダイオード製作プロセスの改良

SBDの製作プロセスを図6に示す。プロセス(A)は従来のもので、直径 $0.8\mu\text{m}$ ショットキーダイオード製作に使われた。プロセス(B)は直径 $0.4\mu\text{m}$ ショットキーダイオード製作のため新しく改良したプロセスである。改良したプロセスについて次のI~Vに詳細に述べる。

#### I 電子ビームリソグラフィ

従来のホトリソグラフィ(紫外線密着露光法)では、直径 $0.7\mu\text{m}$ 程度のダイオードパターンを製作するのが限界であったため、新たに電子ビーム露光法を導入した。その結果 $0.1\sim 0.5\mu\text{m}$ のパターンの製作が可能になった。当研究室の電子ビーム露光装置は、走査型電子顕微鏡と、D/Aコンバーターとパソコンを組み合わせたものである。描画速度を向上させるために、1ドットのダイオード内でラスタースキャンを行わず、電子ビーム電流によってダイオードの直径を制御する方法を採用した。電流と描画パターンの直径の関係を図7に示す。これによって、制御速度の遅いパソコンを用いているにもかかわらず、約90秒/1チップの速さ(現在1ロット36チップ)で描画出来るようになった。また、ウイスキーコンタクトを容易にするために、ダイオードの高密度配置に留意し、ドットピッチを $1\mu\text{m}$ とした。ドットピッチの下限は、現在、露光時のチャージアップによるコントラストの低下によって制限されている。この電子ビーム露光法で製作した $0.2\mu\text{m}$ と $0.4\mu\text{m}$ コンタクトホールパターンをそれぞれ図8、図9に示す。

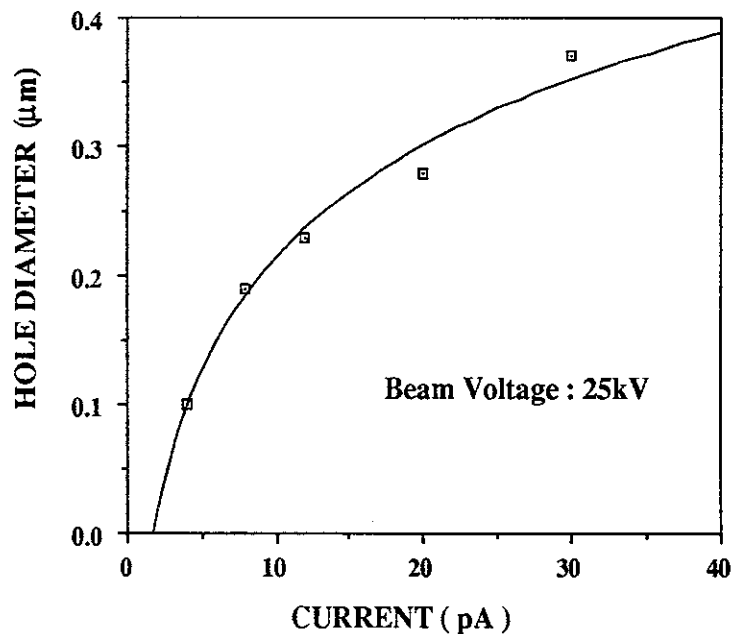


図7 電子ビーム電流とコンタクトホール直径の関係

#### II ECRリアクティブイオンビームエッチング

$\text{SiO}_2$ 層に $0.4\mu\text{m}$ の微細なコンタクトホールを形成する際、均一性、異方性が良く、かつ損傷欠陥のすくないエッチング法を用いることが必要である。従来は、この工程に化学反応を用いたウェットエッチング法やリアクティブイオンエッチング(RIE)法を用いていたが、前者は異方性が得られず、 $0.4\mu\text{m}$ のコンタクトホールを形成するには困難である、後者はGaAs結晶表面に損傷を与えることから、ウェットエッチングを併用していた<sup>4),5)</sup>。この相反する条件を満足させるために、図10に示すECRリアクティブイオンビームエッチング(以下ECRエッチングと略す)を導入した。このECRエッチング装置は、電磁石でECRを生じる磁場を作り、イオン源として上部のチャンバー内にプラズマを発生させる。プラズマ内の

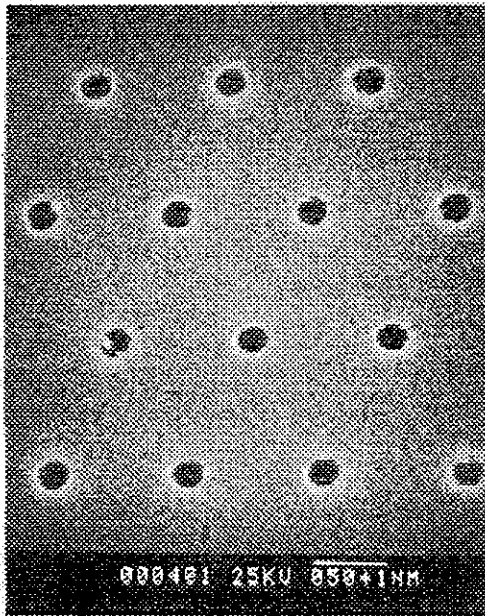


図8 0.2 $\mu$ mコンタクトホールパターン

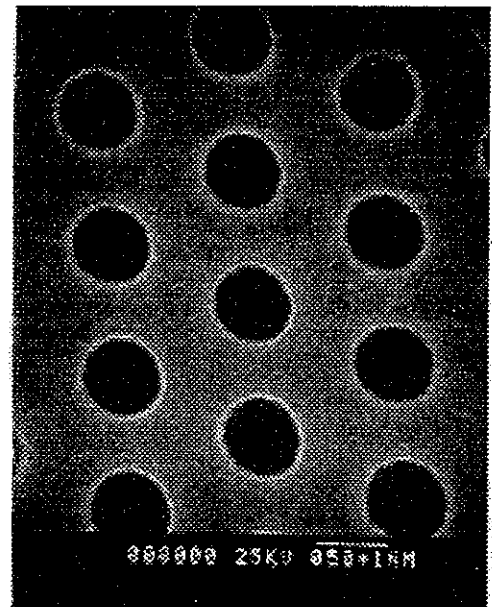


図9 0.4 $\mu$ mコンタクトホールパターン

イオンを電極で引き出し、基板にイオンを照射しエッチングを行う。ECRエッチングを用いて形成したコンタクトホールのSEM写真を図11に示す。異方性の良いコンタクトホール形状となっていることが分かる。一方、GaAs表面に損傷があると、雑音特性が劣化する<sup>4,5,6</sup>ことが明らかになっているので、ラマン散乱を用いて損傷の測定を行った。イオン引出し電圧を60VとしてECRエッチング処理を行ったGaAs面からのラマン散乱光のスペクトラムを図12に示し、イオン引出し電圧を150VとしてECRエッチング処理を行っ

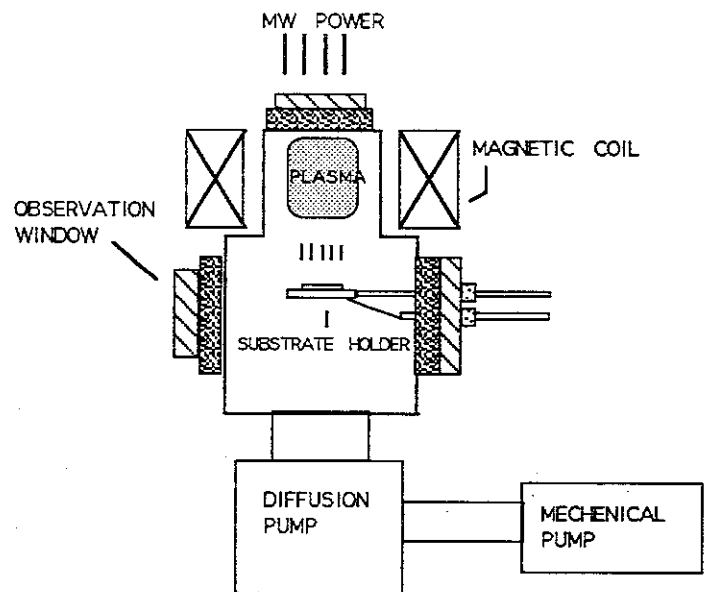


図10 ECRエッチング装置の概略図

たGaAs散乱光のスペクトラムを図13に示す。その結果、イオン引出し電圧を150VでECRエッチング処理したGaAs表面はECRエッチング処理していないGaAsの表面と比較して、スペクトラムの広がり認められ、ピーク的位置が $1\text{cm}^{-1}$ 移動して、エッチングによって欠陥が生じている事が分かる。一方、イオン引出し電圧を60VでECRエッチング処理したGaAsはECRエッチング処理していないGaAsの散乱光のものと比較して、スペクトラムの広がり認められないため、損傷のすくないエッチングが可能であることが分かった。このイオン引出し電圧(60V)は、GaAsの損傷、コンタクトホール形状、試料表面

の堆積物の有無、エッチング装置の動作の安定性等の条件から決定した。以上のように、本エッチング法は種々の点で優れたものであるが、コンタクトホール形状が急峻すぎるため、ウイスキーコンタクトしにくいという欠点が明らかになってきている。

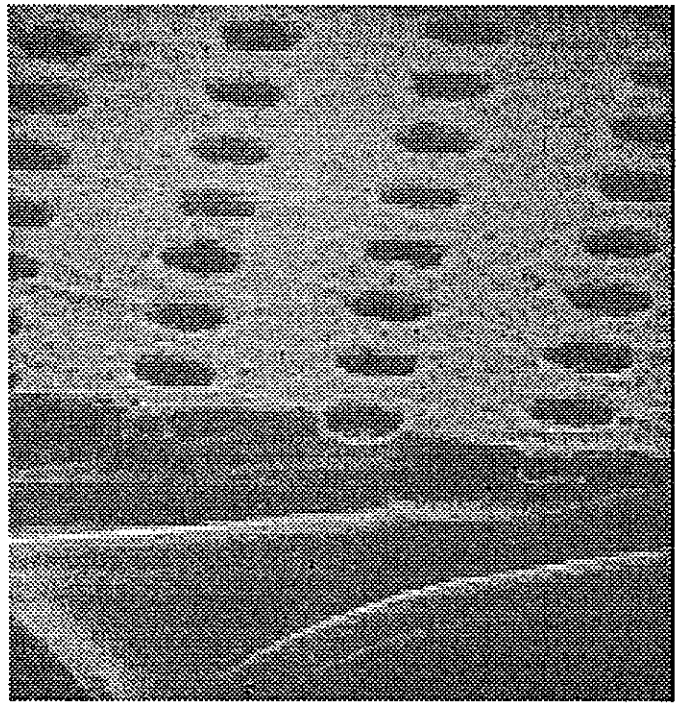


図1 1 ECRエッチングを行ったコンタクトホール形状

### Ⅲ 陽極酸化

ショットキ・ダイオードの直列抵抗は比較的ドーピング密度の低いGaAsエピ層で決まる。よって、このエピ層の厚さを精密に制御する必要がある。従来、エピ層の厚さはウエットエッチング法で制御していたがエッチング速度が溶液の密度、温度変化等に敏感であるため、エピ層の厚さの制御が困難であった。

本研究では、陽極酸化法を用いて、GaAsエピ層の厚さを100Å以内の誤差で制御する事が出来た。陽極酸化の回路を図1 4に示す。サンプルの表面を、純水170cc、グリコール (Glycol) 340cc、酒石酸 (Tartaric acid) 5.1gで形成された溶液と接触させて酸化を行った。図1 5にバイアスとエッチングされたエピ層の厚さの関係を示す。エッチングされたエピ層の厚さはほとんどバイアスで決められ、溶液の密度、温度等にはさほど影響されない。陽極酸化法でエッチングされたGaAsの表面は図1 6に示すSEMイメージから滑らかである事が分かる。

### Ⅳ 金属堆積及びI-V特性測定

従来0.8 $\mu\text{m}$ のショットキダイオード製作は蒸着法を用いてたが、電子ビーム露光法に使われるフォトレジストは、紫外線密着露光法に用いるフォトレジストより薄いため、蒸着後リフトオフが困難である。この原因として、蒸着時にレジストが加熱され変質したことが考えられる。このため、金属堆積法として、メッキ法を試みた。Ptメッキは3mAのパルス電流を使用し、Pt/H<sub>2</sub>SO<sub>4</sub>溶液中で159秒堆積した。図1 7にメッキ法で製作したダイオードのSEM写真を示す。コンタクトホール内にPtが均一に堆積しているのが分かる。図1 8に試作したSBDの400°Cアニーリング前後のI-V特性を示す。メッキ法で製作したSBDは、n値が1.07で、電流-電圧の関係が指数関数となる範囲が9ケタ得られ、従来の蒸着法よりよい結果が得られている。

#### 3. 4 まとめ

従来のショットキ・ダイオードの製作プロセスについて、電子ビーム露光法、ECRエッチング法、陽極酸化法、メッキ法の4点につき改良を行った。その結

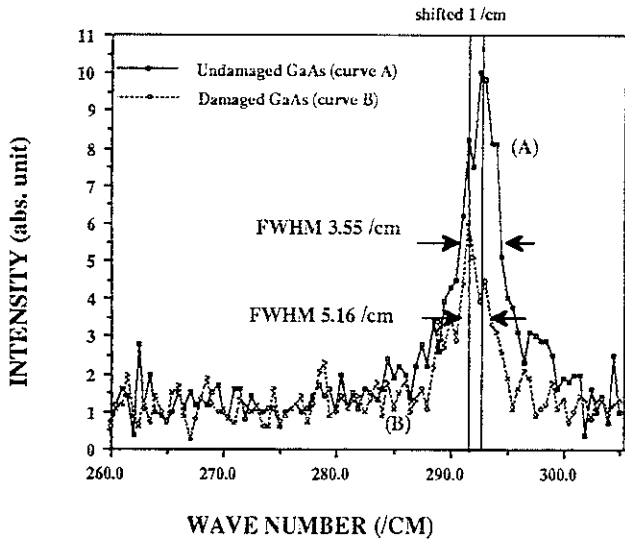


図12 GaAsのラマン散乱光スペクトラム

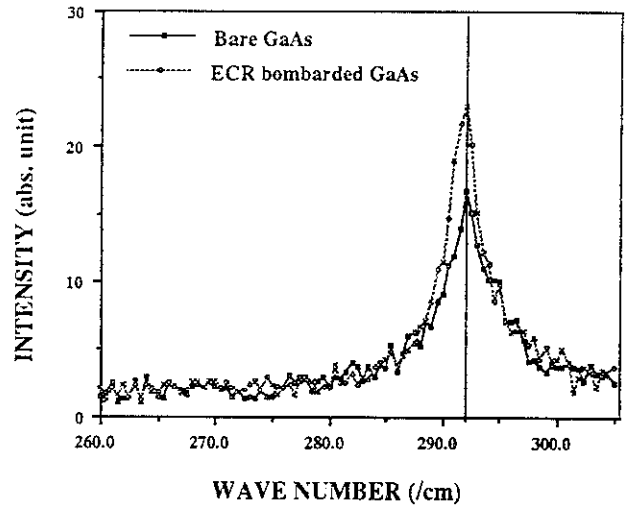


図13 GaAsのラマン散乱光スペクトラム

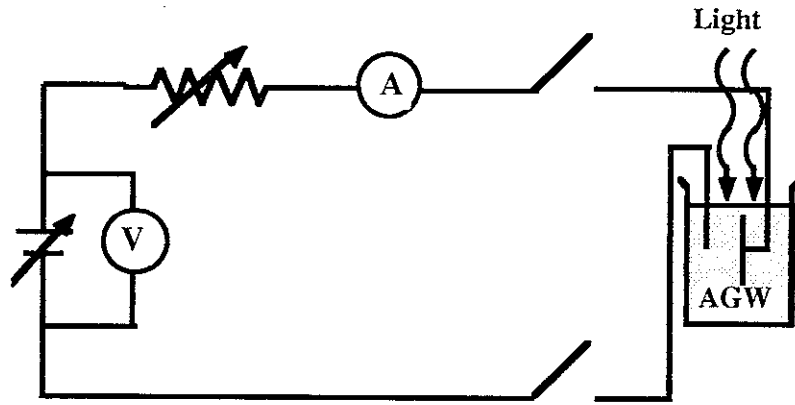


図14 陽極酸化回路

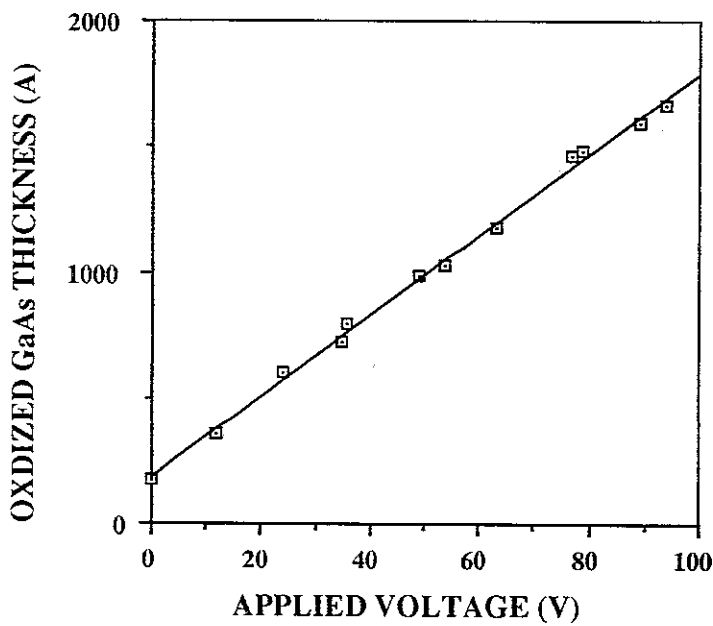


図15 GaAs酸化膜厚さと印加電圧の関係

果I-V、C-V特性等に関して、従来より優れたダイオード特性が得られ、また、電子ビーム露光法以外の工程のスループットが向上した。

一方、より欠陥の少ない、かつ長寿命の金属/GaAs界面を求めて、新しいダイオード製作法として選択成長の研究を行っている。現在、Si上にWの選択成長させ、基礎データの蓄積を行っているところである。

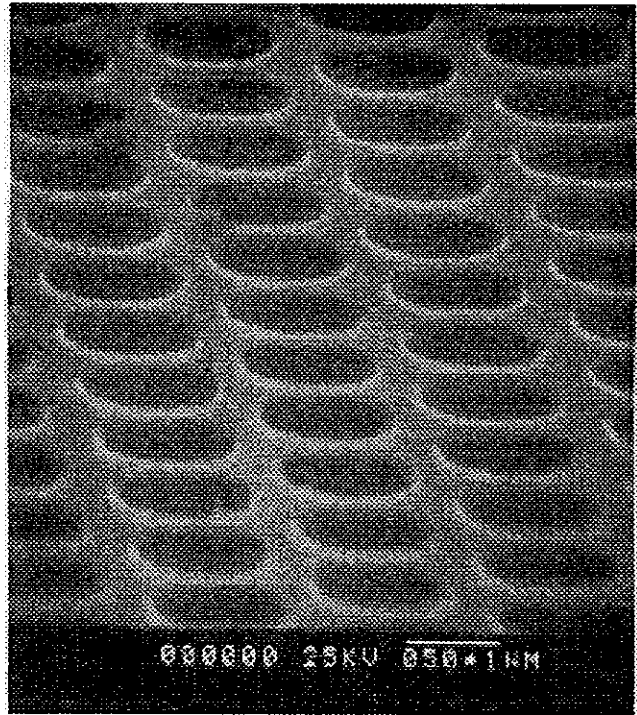


図16 陽極酸化でエッチングされたGaAs表面

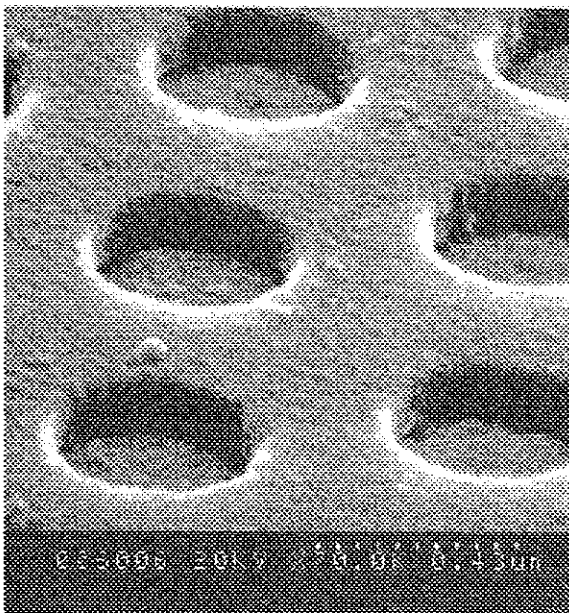


図17 直径0.4μmショットキー・ダイオードのSEM写真

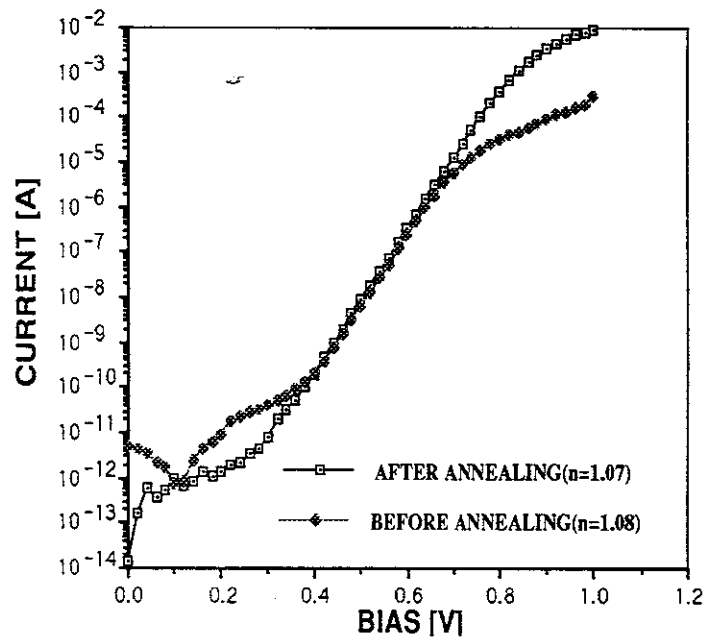


図18 メッキ法で製作したSBDのアニリング前後のI-V特性

## 参考文献

- 1) T.Suzuki, H. Shinohara, K. Mizuno, The 3rd Asia-Pacific Microwave Conf. Proceedings, Tokyo, P. 1081, (1990).
- 2) W. C. B. Peatman et. al., "Quarter-micrometer GaAs Schottky barrier diode with high video responsivity at 118  $\mu\text{m}$ ," Appl. Phys. Lett., vol. 61, No. 3, pp 294-296, 1992.
- 3) T. Suzuki, J.J.Chang, T.Nozoekido, Y.Kuwano and K. Mizuno: Digest of the 17th Int'l Conf. on IR & MM Waves, Pasadena, (Dec. 1992).
- 4) T.Suzuki, T. Inuma and K.Mizuno: Digest of 13th International Conference on IR & MMW, Honolulu, Hawaii (1988), 213-214.
- 5) 鈴木 哲、篠原博文、荻戸立夫、工藤 康、水野皓司、藁科秀男：電子情報通信学会技術研究報告、ED91-89、(1991)、49-54
- 6) T.Suzuki, H.Shonohara, T.Nozoekido, Y.Kudo, H.Warashina and K. Mizuno: Digest of 16th International Conference on IR & MMW, Lausanne, Switzerland(1991), 472-473.

#### 4. ショットキ・ダイオードの諸特性

##### 4. 1 ショットキ・ダイオードの I-V、C-V、雑音特性、及びビデオ／ヘテロダイン検出特性

ショットキ・ダイオードの性能を評価するため、I-V測定、C-V測定、ダイオード雑音測定、700GHzでのビデオ検出、及び、ヘテロダイン検出における性能測定等を行った。また、4-2節でショットキ・ダイオード・ミキサの理論解析、4-3節で4波長コーナーレフレクタ・アンテナのインピーダンス測定、4-4節でショットキ・ダイオードの雑音を用いた界面欠陥の測定について述べる。

##### 4. 1. 1 ショットキ・ダイオードの I-V、C-V、雑音特性

遮断周波数の高いSBD検出器を製作するためには、直列抵抗と寄生容量の小さいダイオードを製作しなければならない。本研究で製作したSBDは、図1に示すI-V測定で直列抵抗 $R_s$ が48.6 $\Omega$ 、また図2に示すC-V測定でゼロバイアスの寄生容量 $C_{j0}$ が0.3fFという結果が得られている。図1のI-V特性は、SBDに金メッキを行う前後の測定結果である。金メッキ前後のI-V特性を比較すると、 $n$ が多少劣化しているが、 $R_s$ が83 $\Omega$ か48.6 $\Omega$ に減少している事が分かる。 $n$ 値の劣化と比較して、 $R_s$ の減少が著しいので、本研究では、金メッキを用いる。 $n$ 値の劣化の原因は明らかではないが、金がGaAs表面に拡散して

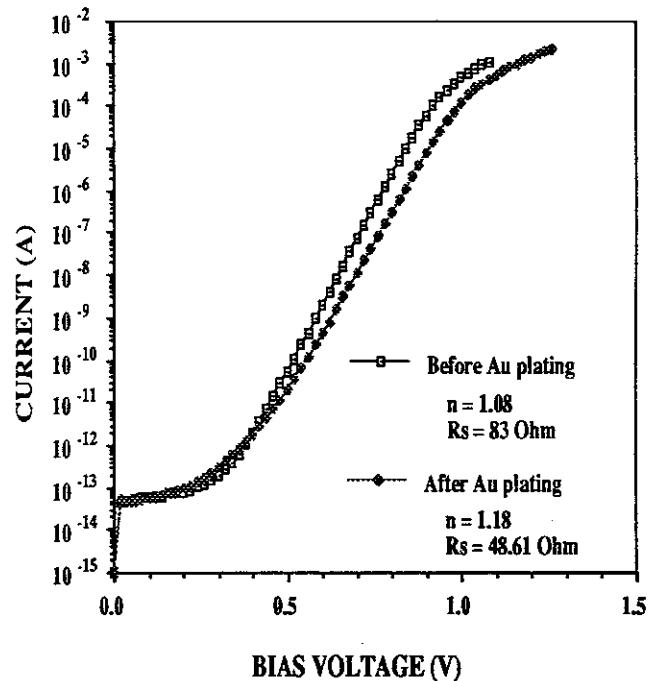


図1 直径0.4 $\mu$ mショットキー・ダイオードのI-V特性

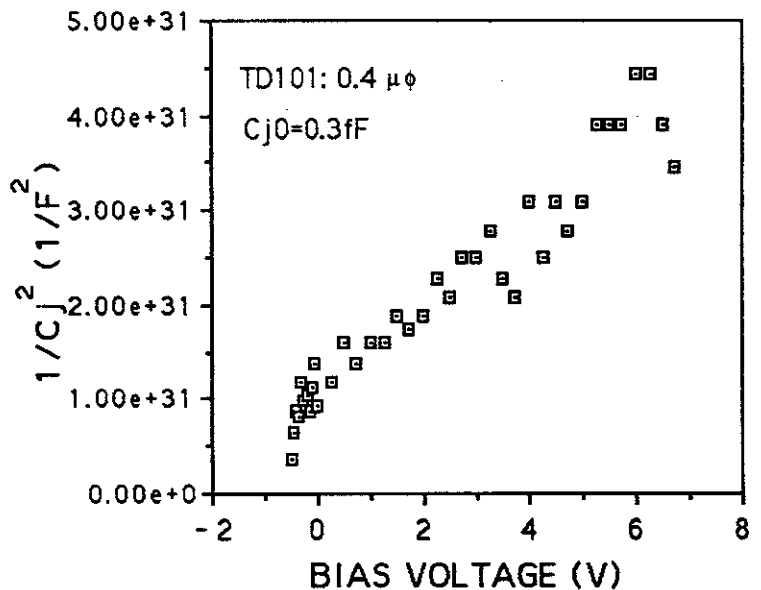


図2 直径0.4 $\mu$ mショットキー・ダイオードのC-V特性



いる可能性がある。本ダイオードをサブミリ波検出器／ミキサ<sup>1),2),3)</sup>として用いる際、ウイスキーコンタクト（及びI-V特性測定）は重要な工程である。ダイオードの特性を把握するためには、少なくとも $1\text{nA}\sim 1\text{mA}$ 程度の範囲で測定することが必要である。測定装置は市販されているが、静電気、過大電圧、スイッチ切り替え時のパルス雑音等に留意すれば、自作のものでも差し支えない。ダイオードの測定時に、静電気や過大電圧によって焼損することがあるので、取扱に注意が必要である。本ダイオードのI-V特性は、通常、 $1\text{nA}\sim 0.1\text{mA}$ にわたりn値が1.2以下である。バイアス電流が $20\mu\text{A}$ （ビデオ検出時のバイアス電流）の時の電圧は約 $0.85\text{V}$ であるので、これを目安として、ウイスキーコンタクト及びダイオードの良否を判断できる。

次に、直径 $0.4\mu\text{m}$ のダイオード<sup>4)</sup>の雑音特性を測定した結果を図3、4に示す。ダイオードの雑音は、バイアスT、前置増幅器（利得約 $60\text{dB}$ ）を経て、スペクトラムアナライザで測定されている。このとき、前置増幅器の雑音特性及びインピーダンス特性が重要であるが、 $100\text{Hz}\sim 300\text{MHz}$ までの周

波数帯では、NOGAWA（取扱店：東光通商）のものが優れている。この増幅器は、ヘテロダイシステムのIF増幅器としても使いやすい。

ダイオード雑音スペクトラムをそれぞれ図3と図4に示す。ダイオード雑音は、周波数 $200\text{kHz}$ から $200\text{MHz}$ まで変化し、バイアスは $50\mu\text{A}$ 、 $100\mu\text{A}$ 、 $200\mu\text{A}$ 、 $500\mu\text{A}$ を与えた。バイアスの違いにより、雑音電力が異なる事から、GaAs表面には多少の欠陥がある事が分かる<sup>5),6)</sup>。また、金メッキによって、雑音が増加している事も分かる。これは、金がGaAs表面にわずかに拡散したためと考えられる。金の拡散は、Ptの膜厚を厚くすることにより改善することができる。

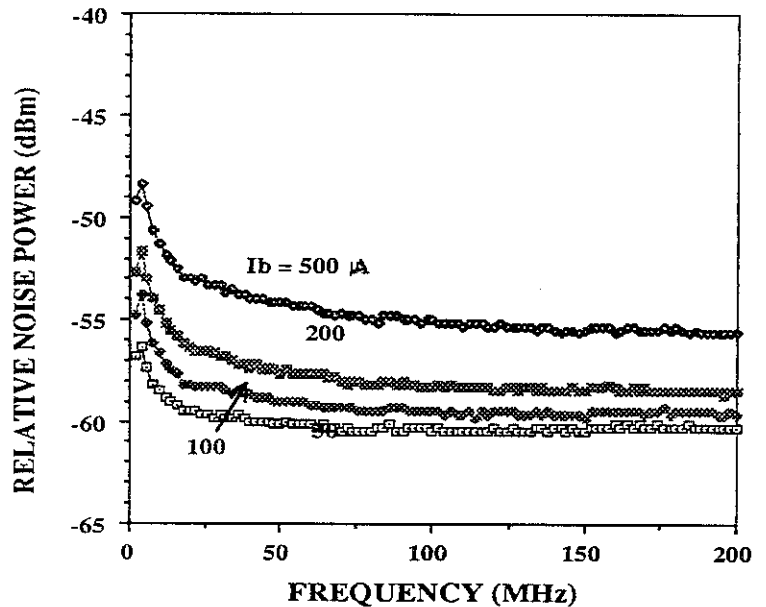


図3 0.4 $\mu\text{m}$ SBDの雑音特性

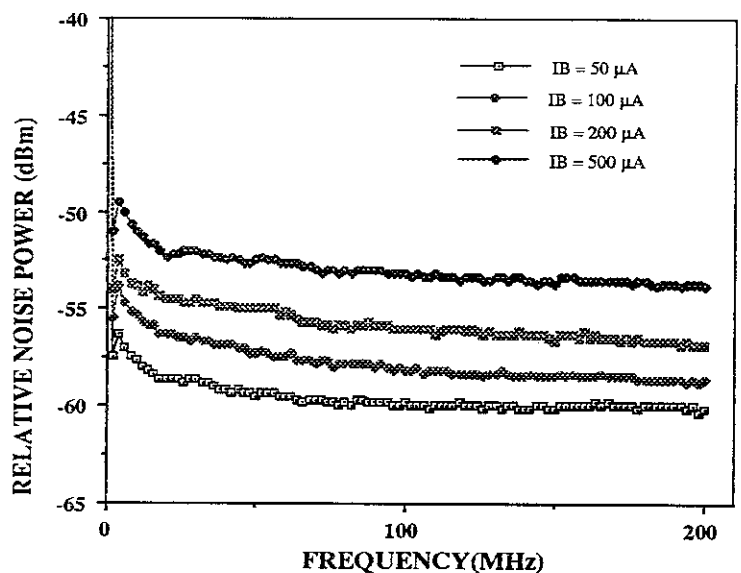


図4 金メッキ後の0.4 $\mu\text{m}$ SBDの雑音特性

#### 4. 1. 2 ショットキ・ダイオード・ミキサの性能測定

ビデオ検出、及び、ヘテロダイン検出測定システム<sup>7)</sup>を図5に示す。信号源、及び、ヘテロダイン検出用の局部発振器として、CO<sub>2</sub>レーザー励起ガスレーザーを用いた。ミキサ雑音温度等を測定する際に用いる雑音信号源は、高圧水銀灯、黒体炉（ウシオ電機製UM102）、及び室温の電波吸収体（ECCOSORB）を用いている。また、マーチンパレット型のダイプレクサーをもちいて、雑音信号光と局発光を混合している。本ダイプレクサーは、ビームスプリッターにワイヤグリッドを用いているため損失がすくなく、かつ広帯域である。また、偏波面を任意に回転できることは、光励起サブミリ波レーザーを用いて測定を行う場合、非常に大きな利点となる。

この測定系の、光学系を設計する際、4波長コーナレフレクタアンテナを使用する場合、入射波がガウスビームがアンテナパターンに一致していること、すなわち、スポットサイズの絞り角が片側約11°となるように、レンズあるいは凹面鏡（放物面鏡）を選択することが重要である<sup>7)</sup>。本研究では放物面鏡（トプコン製）を用いている。

まず、700GHzで直径0.4 $\mu$ mのダイオード（TD101）と、直径0.8 $\mu$ m（HSD3S）のダイオードのビデオ検出特性を測定した。バイアス電流は20 $\mu$ Aで、負荷抵抗は約33K $\Omega$ である。バイアス回路は、乾電池（9V）、ポテンショメーター、直列抵抗、電流計等で構成されている。ダイオードの寿命は、取扱い方によって大きく影響される。バイアス回路を接続する場合、バイアス回路の電源を入れてから（ポテンショメーターを絞っておく）接続する、ダイオードを使用しない時は、ショート端子を接続する等の注意によって、ダイオードの寿命を長くすることができる。

ビデオ検出感度の測定結果を図6に示す。直径0.4 $\mu$ mのダイオード<sup>8)</sup>は、0.8 $\mu$ mのものに比べて、約2倍の検出感度になっている。検出器に入射するサブミリ波電力が小さくなるに従い、ビデオ検出感度は上昇してきており、入力電力0.01mWの時、直径0.4 $\mu$ mのダイオードのビデオ検出感度は約480V/Wが得られている。次に、n値がビデオ検出感度に及ぼす影響を図7に示す。カーブ(A)、(B)はそれぞれn=1.18とn=1.35のダイオードを用いて、ビデオ検出感度を測定した結果である。n値の良いダイオードは、入力パワーが小さくなるにつれてビデオ検出感度は増加しているが、n値の悪いダイオードは、全体的にビデオ検出感度が低く、入力パワーが減少するにつれて、ビデオ検出感度も再び減少してくる。このことから、n値の良いダイオードを製作するとともに、ウイスキーコンタクト等の際におけるダイオードの取扱いにも注意が必要であることが分かる。

次に、雑音信号源を用いて、ヘテロダイン検出システムの性能測定を行った。IF周波数は1.1GHz、帯域幅は55MHzである。IF増幅器はMITECH社製のGaAsMESFET増幅器である。本システムのIF増幅器の雑音温度の測定値はアイソレーターを含めて、Ta=120Kであった。

バイアスTは、ストリップラインで構成されており、マッチング回路を含んでいる。IF回路が広帯域である場合は、バイアスTを50 $\Omega$ のストリップラインで構成し、ミキサからIF増幅器までの距離を極力短くする方法が有効である。また、数百MHz以下の周波数において、帯域が10%程度のマッチング回路を製作する場合の簡単な方法として、ミキサのインピーダンスを約200 $\Omega$ としてLCマッチング回路を設計し、トリマーコンデンサーで調整する方法がある。

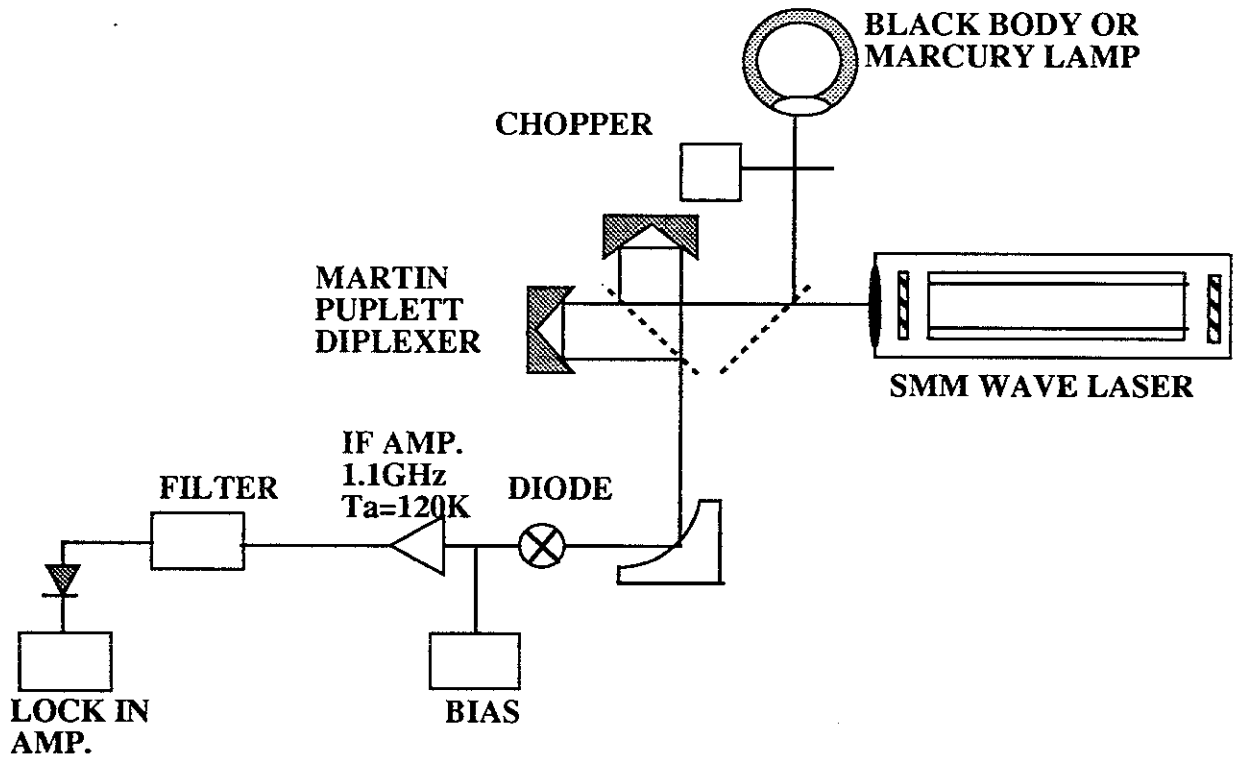


図5 ヘテロダイン検出システム測定系

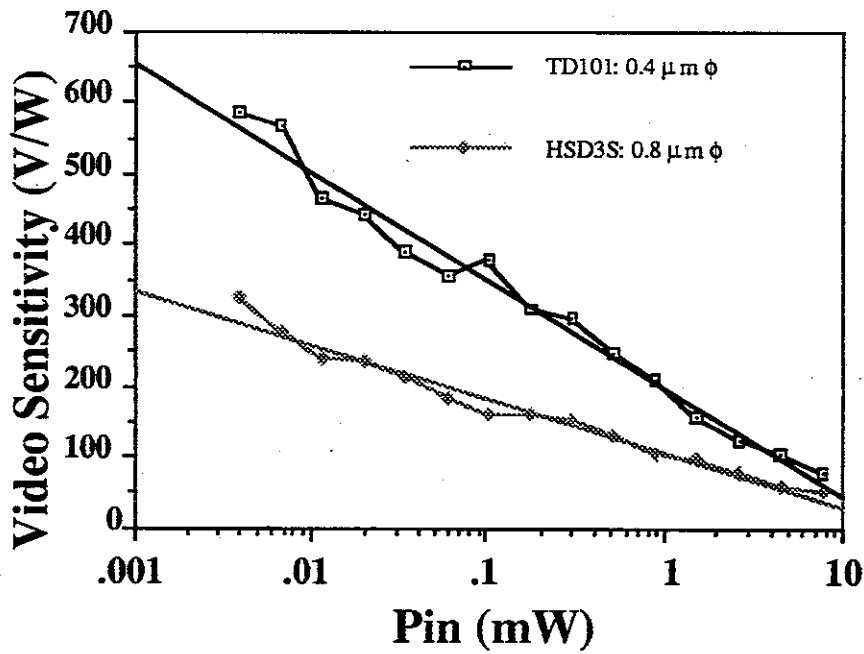


図6 700GHzにおけるビデオ検出感度特性の測定

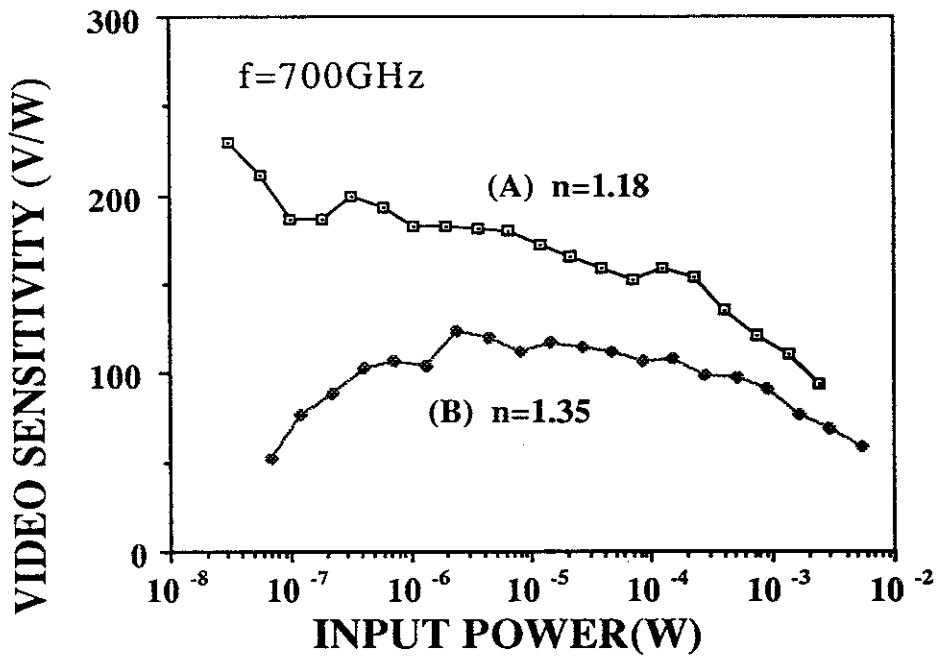


図7 n値とビデオ検出感度特性の関係

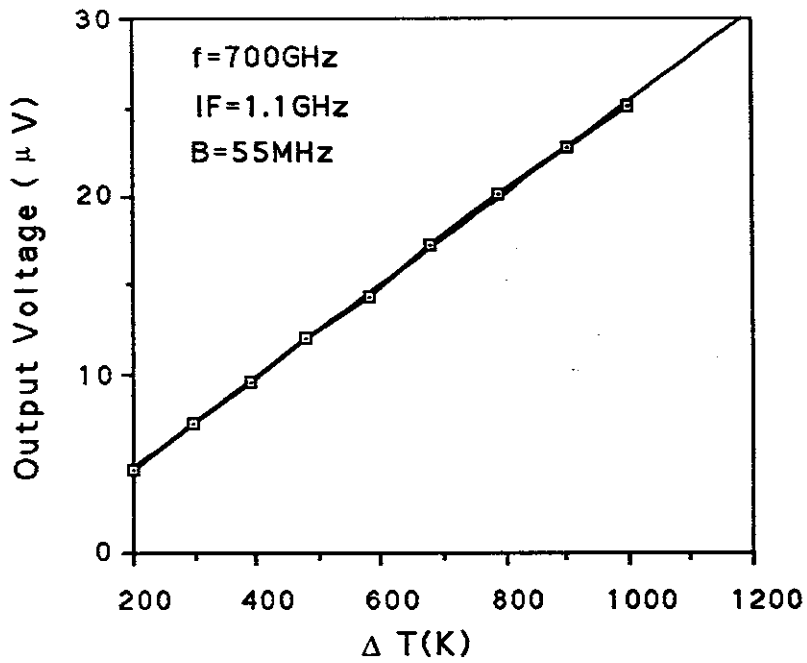


図8 雑音信号源の温度差とIF出力の関係

まず、被測定系の直線性と、高圧水銀灯の雑音温度を測定するために、黒体炉の温度とIF出力の関係を調べた。図8にその結果を示す。非測定系の応答が良い直線性を示していることが分かる。また、この結果と、高圧水銀灯を用いた場合のIF出力から、高圧水銀灯の雑音温度 $T_n$ が3500Kであることが分かった。次に、この高圧水銀灯を雑音信号源として、SSBミキサー雑音温度、変換損失の測定を行った。

雑音信号源温度 $T_H$  (高温)、 $T_C$  (低温)、ミキサー雑音温度 $T_M$ 、システム雑音温度 $T_S$ 、変換損失 $L_C$ 、IF増幅器雑音温度 $T_{IF}$ 等の関係は以下の式で表わされる。

$$P_H = (T_H + T_S) \frac{kGB}{L_C} \quad 1)$$

$$P_C = (T_C + T_S) \frac{kGB}{L_C} \quad 2)$$

$$Y = \frac{P_H}{P_C} \quad 3)$$

$$T_S = \frac{T_H - Y \cdot T_C}{Y - 1} = \frac{T_H P_C - T_C P_H}{P_H - P_C} \quad 4)$$

$$T_S = T_M + T_{IF} L_C \quad 5)$$

ここに、 $k$ はボルツマン定数、 $G$ はIF増幅器の利得、 $B$ は雑音帯域幅、 $P_H$ は高温の雑音信号源を接続した場合のIF出力、 $P_C$ は低温の雑音信号源を接続した場合のIF出力を表わしている。

図9、10に測定結果を示す。周波数700GHzにおいて、最適な局発電力は、直径0.4 $\mu$ mのダイオード (TD206) では、約0.5mWであり、従来のダイオード (直径0.8 $\mu$ m) に比べて、約1/5の電力で十分であることが明らかになった。最適局発電力の時、入力ミキサー雑音温度は直径0.8 $\mu$ mのダイオードのものより1500K低く、変換損失は約4dB改善されている。今回の測定で、0.4 $\mu$ mのダイオードが、0.8 $\mu$ mのダイオードより、優れた雑音温度特性を得られたのは、主に変換損失がダイオード直径の減少により改善された事による。今回用いた0.4 $\mu$ mのダイオードの直列抵抗は、約60 $\Omega$ の比較的高い値のものである。今回採用した陽極酸化法によるエピ層の精密制御、及び金メッキの最適化により、より低い直列抵抗を得る事によって、ヘテロダインミキサーの雑音温度を下げられると予測できる。

#### 4. 1. 3 ショットキ・ダイオードの諸特性のまとめ

直径0.4 $\mu$ mのダイオードは、ビデオ検出特性、及びヘテロダイン検出の際の最適局発電力等について、従来のダイオードより明らかな性能向上が見られた。しかし、 $R_s$ が大きいために、ミキサー雑音温度、変換損失ともに目標とした値は得られていない。現在、直径0.4 $\mu$ mのダイオードの $R_s$ を低減するために、GaAs陽極酸化及びAu/Ptメッキの工程について最適化を行っているが、これまでのところ、 $R_s$ 約50 $\Omega$  (かつ理想定数 $n$ が1.08) の値が得られており、さらに低減が可能であるとの見通しを得ている。

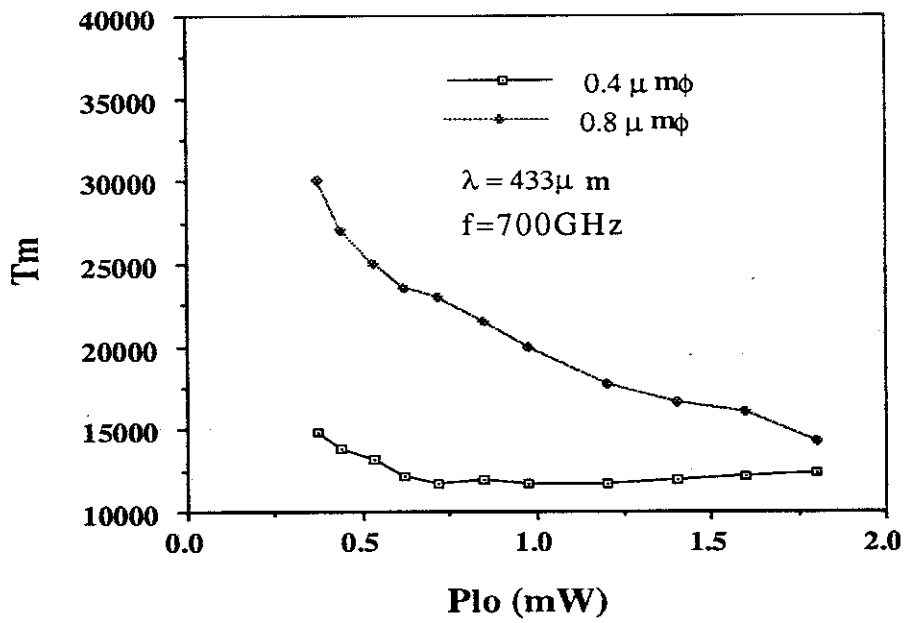


図9 直径0.4 $\mu\text{m}$ と0.8 $\mu\text{m}$ のダイオードのミキサ-雑音温度と局部発振電力の関係

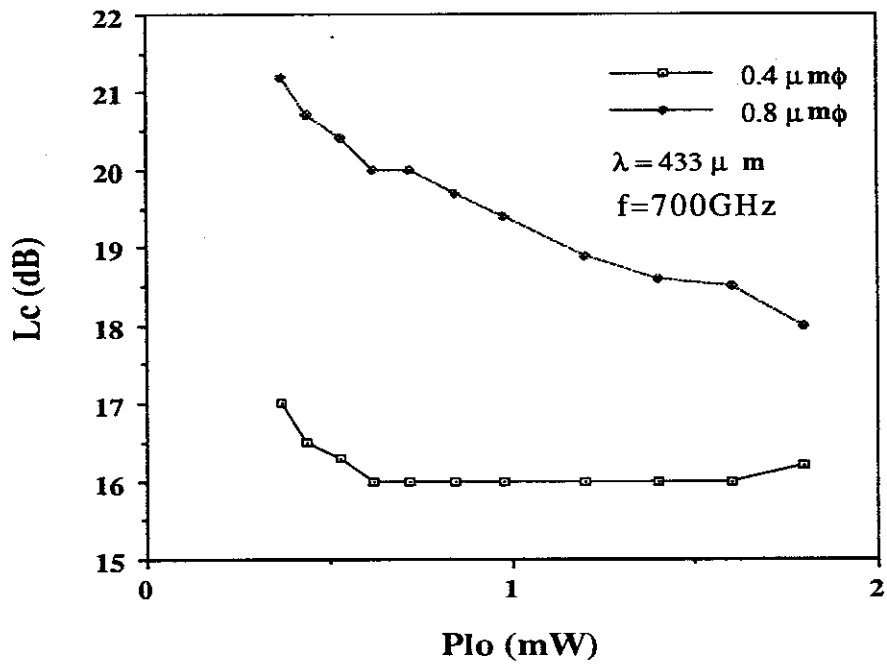


図10 直径0.4 $\mu\text{m}$ と0.8 $\mu\text{m}$ のダイオードの変換損失と局部発振電力の関係

## 参考文献

- 1) T.Suzuki, H. Shinohara, K. Mizuno: The 3rd Asia-Pacific Microwave Conf. Proceedings, Tokyo, P. 1081, (1990).
- 2) W. C. B. Peatman et. al.: Appl. Phys. Lett., vol. 61, No. 3, pp 294-296, 1992.
- 3) H. P. Röser et. al.: to be published in IR Physics, 1993.
- 4) T.Suzuki, J.J.Chang, T.Nozoekido, Y.Kuwano and K.Mizuno: Digest of the 17th Int'l Conf. on IR & MM Waves, p210, ( 1992).
- 5) T.Suzuki, H.Shonohara, T.Nozoekido, Y.Kudo, H.Warashina and K. Mizuno: 16th International Conference on IR & MMW, Lausanne, Switzerland, p472, (1991).
- 6) 鈴木 哲、篠原博文、荻戸立夫、工藤 康、水野皓司、藁科秀男：“ 雑音を用いたPt/GaAs界面近傍の欠陥の測定”、電子情報通信学会技術研究報告、ED91-89、(1991)、49-54
- 7) K.Mizuno, T.Suzuki, S.Ono and K.Sagae: International Journal of Infrared and Millimeter Waves, vol.4, No3, (1983), p321 .

## 4. 2 ショットキ・ダイオード・ミキサーの理論解析

ショットキ・ダイオードを非線形素子として用いた動作周波数1.4 THz のミキサー理論解析プログラムを作成し、その有効性を確認したので以下にその概要を報告する。

### 4. 2. 1 ミキサー解析プログラムの概要

本プログラムは、P. H. Siegel らによって開発されたミキサー解析プログラム<sup>1)</sup>の各種サブルーチンプログラムを利用したものであり、その基本動作原理は上記プログラムと全く同一である。本プログラムは以下の4つの部分より構成される。なお詳細は文献1)を参照されたい。

### 4. 2. 2 大信号解析プログラム

ローカル信号によるショットキ・ダイオードの非線形抵抗、非線形容量、電流等の時間変化の解析を、Fourier 変換を橋渡しとして時間領域と周波数領域において交互に行うことにより、解の収束を計る Multiple Reflection Technique を用いている。

#### I 小信号解析プログラム

ミキサーの多数のサイドバンド周波数に対応する電圧、電流を1つの port と考え、この多数の port でミキサー動作を記述する Multi-frequency Linear Multiport Network により、変換損失、雑音温度等を計算するプログラムである。多数のサイドバンド間の関係は、大信号解析プログラムの結果を基にして得られるマトリックスによって記述される。なお、雑音温度を計算する際に考慮している雑音源はショット雑音及び熱雑音のみである。

#### II 出力プログラム

上記2つのプログラムにより得られる結果、及び入力データをプリントアウトするプログラムである。

#### III メインプログラム

上記3つのサブプログラムを制御するとともに、ショットキ・ダイオードの各種パラメータ、アンテナインピーダンス等の入力データに対して、最適な動作点（バイアス電流及びローカル電力）を、大信号解析プログラムと小信号解析プログラムを繰り返し用いることにより算出するプログラムである。今回は変換損失を最適にする動作点を検出し、本動作点における変換損失及び雑音温度を出力することとした。

### 4. 2. 3 出力結果並びに実験結果との比較

#### I ショットキ・ダイオード構造の最適化

ミキサー特性を左右する重要なショットキ・ダイオード構造のパラメーターとしては、ダイオード直径  $A_d$ 、エピタキシャル層厚さ  $T_e$ 、エピタキシャル層ドーピング  $N_d$  があげられる。図1はショットキ・ダイオードの構造、図2, 3は、 $N_d$  を  $2.5 \times 10^{17} [\text{cm}^{-3}]$  とした場合の最適ダイオード直径、最適エピタキシャル層厚さを示す計算結果である。以下に各種入力パラメーターを示す。（アンテナインピーダンスは省略する。）

図2, 3より、最適ダイオード直径、最適エピタキシャル層厚さはそれぞれ、 $0.4 \mu\text{m}$ 、 $400 \text{ \AA}$  程度であることがわかる。



LO frequency $f_{LO}$ :	1.4 [THz]
IF frequency $f_{IF}$ :	1.0 [GHz]
Mixer operating temperature :	300 [K]
Epi-layer doping density:	$2.5 \times 10^{17}$ [ $\text{cm}^{-3}$ ]
Substrate doping density:	$3.0 \times 10^{18}$ [ $\text{cm}^{-3}$ ]
Diode reverse saturation current :	$7.3 \times 10^{-19}$ [A] for 0.4 $\mu\text{m}$ diode
Diode capacitance at zero bias :	0.3 [fF] for 0.4 $\mu\text{m}$ diode
Diode built in potential :	0.96 [V]
Diode capacitance law exponent :	0.5
Diode ideality factor :	1.08
Diode series resistance at DC :	83.3 [ $\Omega$ ] for 0.4 m diode with epi-layer thickness of 800 $\text{\AA}$
Thickness of diode chip :	100 [ $\mu\text{m}$ ]
Width of diode chip :	200 [ $\mu\text{m}$ ]
Diode chip length :	200 [ $\mu\text{m}$ ]
Antenna coupling efficiency :	0.5

## II 実験結果との比較

University of Virginia 製のショットキ・ダイオード IT15<sup>2)</sup> を用いた、H. P. Röser らの実験結果<sup>3)</sup> と IT15 のパラメーターを本プログラムに入力した場合の理論計算結果との比較を表 1 に示す。なお各種入力パラメーターは以下の通りである。

表 1 を見ればわかるように、実験値と本プログラムでの計算結果は良く一致していることがわかり、本プログラムの有効性が確認できた。図 4 は、IT15 において、エピタキシャル層厚さを変化させた場合の特性変化を示したものであり、IT15 はエピタキシャル層厚さに関してほぼ最適化されたダイオードであることがわかる。

IT15 は極めて良好なミキサー特性を実現しているものの、実際にダイオード直径、エピタキシャル層厚さ、エピタキシャル層ドーピング密度すべてに関して最適化されているとは限らない。今後、本プログラムを用いて、より最適な構造を探索していく予定である。

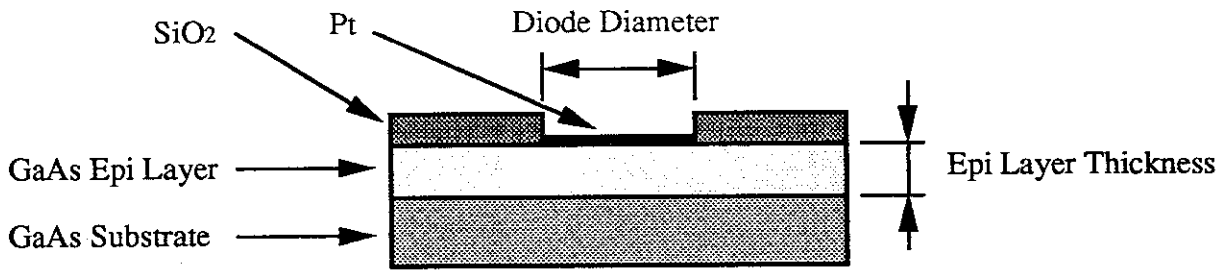


図1 ショットキ・ダイオードの構造

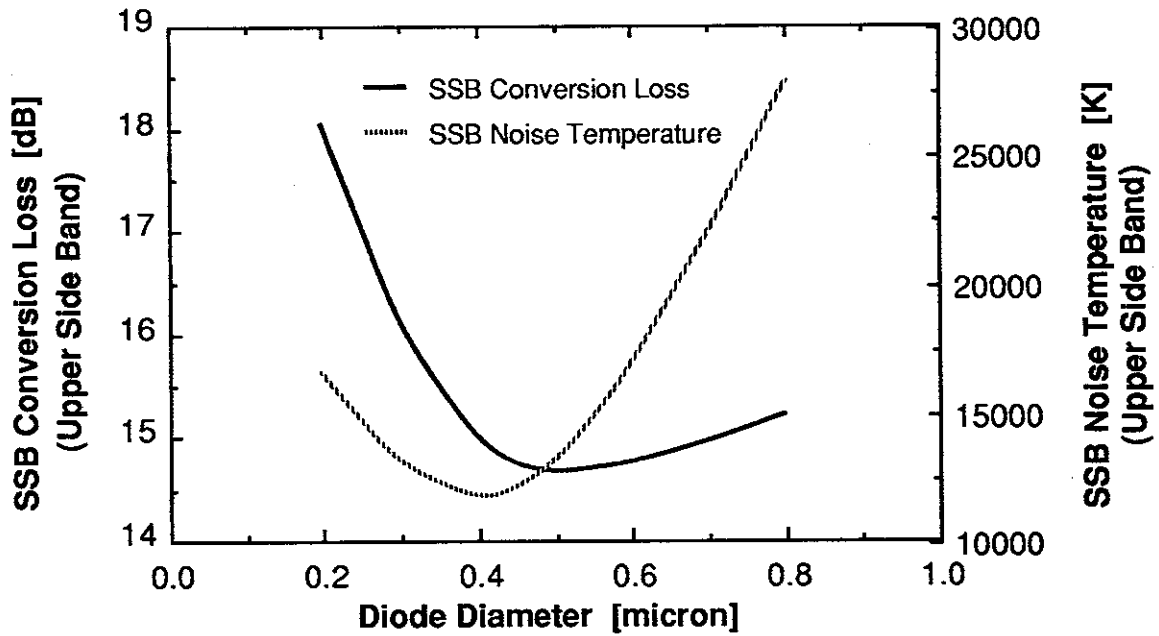


図2 ダイオード直径に対する、変換損失及び雑音温度の変化

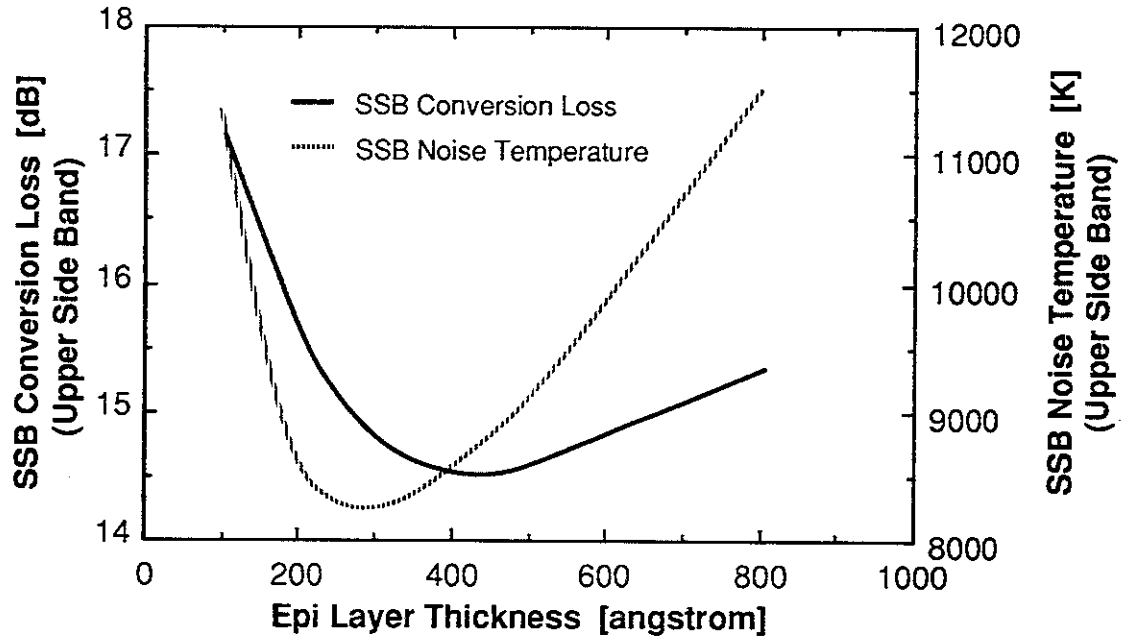


図3 エピタキシャル層厚さに対する、変換損失及び雑音温度の変化

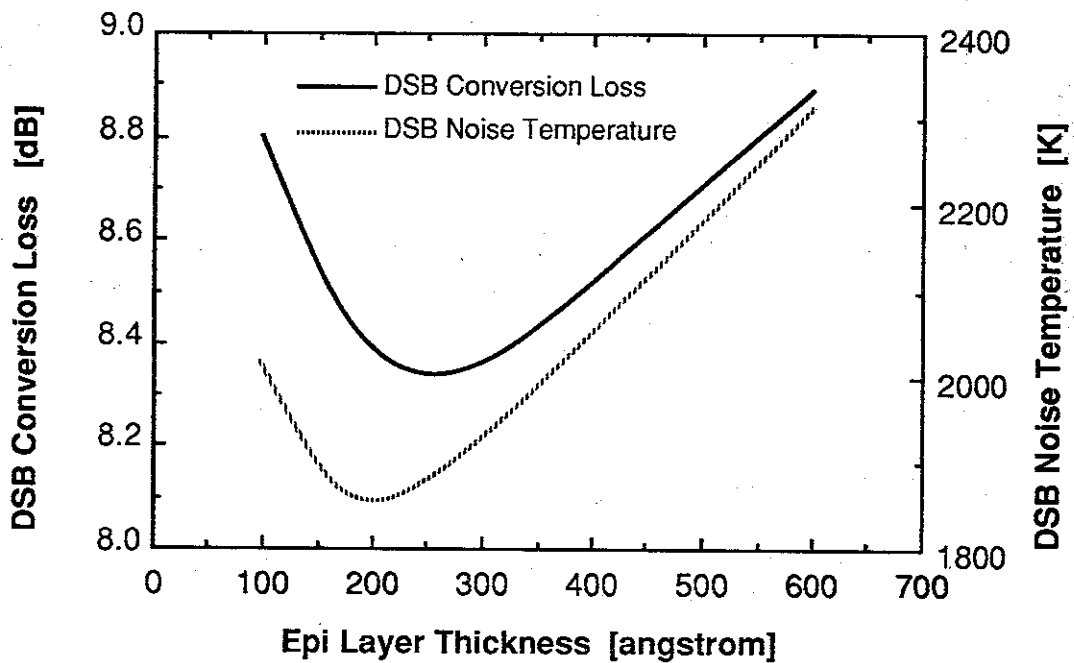


図4 エピタキシャル層厚さに対する、変換損失及び雑音温度の変化 (IT15)

LO frequency $f_{LO}$ :	1.4 [THz]
IF frequency $f_{IF}$ :	1.55 [GHz]
Mixer operating temperature :	300 [K]
Epi-layer doping density:	$1.0 \times 10^{18}$ [cm <sup>-3</sup> ]
Epi-layer thickness:	300 [Å]
Substrate doping density:	$3.0 \times 10^{18}$ [cm <sup>-3</sup> ]
Buffer layer doping density:	$6.0 \times 10^{18}$ [cm <sup>-3</sup> ]
Diode reverse saturation current :	$1.9 \times 10^{-14}$ [A]
Diode capacitance at zero bias :	0.25 [fF]
Diode built in potential :	0.96 [V]
Diode capacitance law exponent :	0.5
Diode ideality factor :	1.5
Diode series resistance at DC :	35.6 [Ω]
Thickness of diode chip :	75 [μm]
Width of diode chip :	200 [μm]
Diode chip length :	200 [μm]
Antenna coupling efficiency :	0.5

	実験値	理論計算値
ミキサー雑音温度(DSB) [K]	2600	1950
変換損失(DSB) [dB]	9	8.4
最適LO電力 [mW]	1	0.42
最適バイアス電流 [μA]	300	280

表 1 実験値と理論値の比較

#### 参考文献

- 1) P. H. Siegel, A. H. Kerr and W. Hwang, "Topics in the Optimization of Millimeter-Wave Mixers," NASA Technical Paper 2287, 1984.
- 2) W. C. B. Peatman et. al., "Quarter-micrometer GaAs Schottky barrier diode with high video responsivity at 118 μm," Appl. Phys. Lett., vol. 61, No. 3, pp 294-296, 1992.
- 3) H. P. Röser et. al., "Nanostructure GaAs Schottky Diodes for Far-Infrared Heterodyne Receivers," which will be appeared in IR Physics, 1993.

### 4.3 MEASUREMENT AND STUDY OF THE EMBEDDING IMPEDANCE PRESENTED BY THE WHISKER ANTENNA OF A SCHOTTKY DIODE CORNER CUBE MIXER

#### 4.3.1 INTRODUCTION

The technique of microwave limb sounding from space as implemented by the Upper Atmosphere Research Satellite (UARS) has been shown to be an extraordinarily powerful tool for the study of the Earth's atmosphere. The technique can be further enhanced if the observational frequency is raised, largely because of the increased strength of the signal. With the advent of NASA's and ESA's future Earth Observing Systems (EOS), impetus has now been given to the area of submillimetre wave devices to take full advantage of this fact.

This research area has been of interest to radio astronomers, plasma physicists, molecular spectroscopists and atmospheric researchers. Due to the fabrication difficulties associated with waveguide based devices at these frequencies, the emphasis has mainly been placed on mixers making use of an open or quasi-optical structure. Of these the most studied by far has been the "corner cube" mixer. The basic layout of a typical corner cube mixer is shown in fig 1.

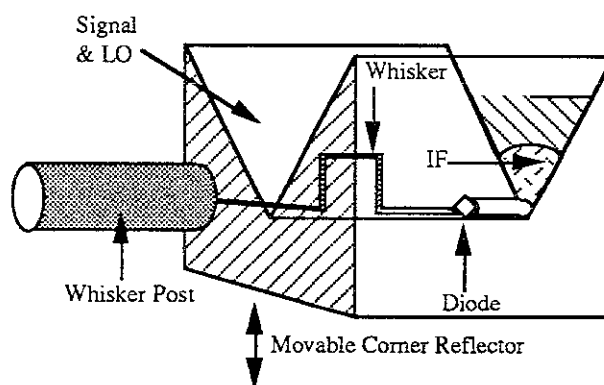


fig 1

Such mixers are comparatively easy to physically realise compared to their waveguide equivalent but such a simple format has its associated disadvantages. From a performance perspective the most obvious is their relatively poor coupling efficiency but this is usually acceptable for most uses and is somewhat compensated for by the lower losses in the signal path. Indeed excellent performance has been obtained by various researchers using designs incorporating subtle variations of the basic concept. For space applications, however, most of the designs in current use have one serious flaw which is the need for the contact to the diode to be made via a long whisker. This is necessary because the whisker not only forms the electrical contact to the diode but also forms the main antenna element. It is usually four wavelengths ( $4\lambda$ ) at the signal frequency in order for the coupling efficiency between the mixer and the input beam to be optimised, although recent examinations report that shorter whiskers may be appropriate<sup>1,2</sup>. This in itself would not be a problem if the diodes that are to be contacted were much larger than those required at terahertz frequencies ( $\approx 0.5\mu\text{m}$  in diameter). Only the smallest of whisker tips can be used to contact the diode anode. As the whisker can be anything from  $6\text{-}50\mu\text{m}$  in diameter it represents a large mass with respect to the whisker tip dimensions. In order to visualise the scale of this physical mismatch it is useful to consider the dimensions of the scaled whisker in our model. For the thickest whisker investigated ( $50\mu\text{m}$  in diameter), whilst the 250X scaled whisker tip is represented by a piece of wire  $0.1\text{mm}$  in diameter, the whisker itself is made from copper pipe that is  $13\text{mm}$  in diameter and is over one metre in length. It is not surprising therefore that in

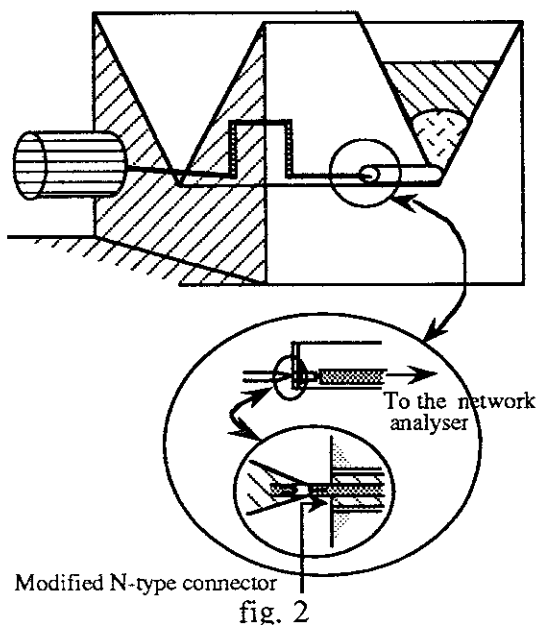
real life once a contact to a diode has been made, the mixer has to be treated extremely carefully for the contact to stay intact. The chances of such a structure reliably surviving the vibration and thermal environmental tests required for space flight are probably minimal. The rigours of space qualification should not be confused with those experienced in an astronomical receiver or during an airborne experiment. A device intended for space flight not only has to survive the qualification procedure, the rigours of launch but once in space has to survive for the entire duration of the mission in a stable condition and of course must **never** fail. For NASA's EOS programme the expected mission life time is 5 years. The format of the device will almost certainly have to be altered in some way in order for the corner cube to be considered a viable option.

The first part of this report therefore examines the part played by the whisker in the operation of the corner cube mixer to determine as to what extent the structure can be modified to make it more rugged. Secondly, the embedding impedances measured are used in conjunction with a computer analysis to assess the overall effect of the modifications on the mixers performance.

#### 4.3.2 SCALE MODELLING OF THE CORNER CUBE MIXER

##### (I) Whisker Antenna Impedance

The corner cube mixer was to be examined using a technique similar to that described by Eisenhart and Khan <sup>3</sup>. A HP8510C network analyser having a maximum operating frequency in coaxial line of 20GHz was available to make the measurement. For full frequency coverage a 250X model was required. Because a complete model would have been too large a 50X model of just the whisker post arrangement was first considered. This model could be examined only to a scaled frequency of 800GHz but it was hoped that this would be sufficient in also approximating the whisker posts effect at higher frequencies. This proved to be the case and it was then possible to ignore most of the whisker posts structure. The complete 250X mixer model then took the form shown in figure 2. The whisker antenna impedance is the characteristic impedance of whisker antenna minus the effect of it's tip.



To measure the thickest whisker antenna's impedance it was necessary to make a simple 50Ω transformer to dimensionally match the N-type connector to the 13mm diameter scaled whisker. The signal could then be launched directly into the whisker antenna. The whisker antenna impedance was found to be much lower than that measured at the whisker tip (30 - 50Ω versus 90 - 120Ω ). The same procedure was carried out for other whisker diameters and the results are plotted in fig 3.

For tuning purposes it would be useful if the diode embedding impedance could be altered by varying the whisker dimensions. The easiest of these to change in real life would be the length of the whiskers first section. This was tried in the model. It was found that this could be altered with no effect on the impedance measured at the end of the 50Ω transformer. In order to understand this the model was again examined in the time domain and it was found that the reflections from the bend were down at the -20dB level. This was not true if the first bend was very abrupt. Provided the first bend was of the order of  $\approx\lambda/4$  in radius the active part of the antenna was limited to the length of whisker between the tip and the first bend. This has also been found by Matrese and Evenson <sup>4</sup>. The impedance could however be changed if the whisker was terminated too soon after the bend. If this distance was several wavelengths or more the final termination had no resultant effect on the embedding impedance at the diode. It was therefore apparent that the full whisker was not required for normal mixer operation and could be replaced by a simple right angle bend with no resultant loss of performance.

Whisker Antenna Impedance as a Function of Wire Diameter

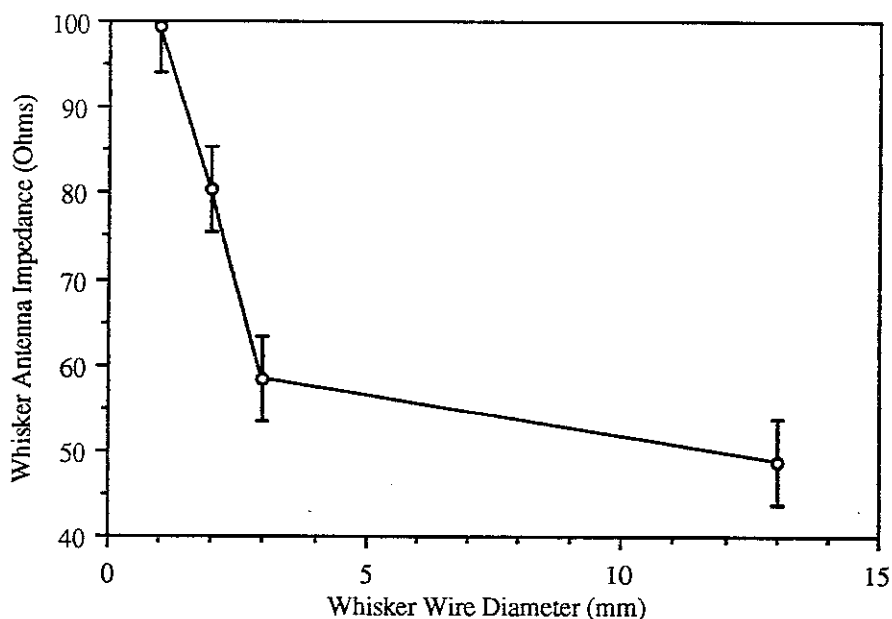


fig 3

The antenna appeared to be working as expected. The presence of the main lobe and side lobes could be established in a crude manner by placing a small metallic disc in the field and observing the magnitude of the reflection in the time domain.

(II) Whisker Tip Impedance

This impedance was rather more difficult to measure than that of the whisker antenna itself. The main reason for this was that even for a scaling factor of 250 times, the diameter of the whisker tip was still only 0.1mm. Because of this an airline structure was used for the transition between the N-type connector and the scaled whisker tip. It was not possible to machine a scaled version of the tip directly, instead a short length of wire (2mm) of the appropriate diameter was soldered between the whisker tip and the N-type connector pin. It was then possible to vary the effective whisker tips diameter very accurately. By using this arrangement it was possible to represent the true physical form of the whisker. The whisker could be reconnected easily in a reproducible manner, the details of the arrangement are shown in figure 4. It should be noted that for all results the distance between the whisker and antenna apex was set at  $1.2\lambda$  for the scaled frequency corresponding to 1.4THz. Changing this parameter for each frequency would have made the measurement time consuming and laborious. In addition, the small change resulting in the diode embedding impedance could not have been easily resolved using this technique.

Different wire thicknesses corresponding to different tip diameters were tried for a range of whisker diameters.

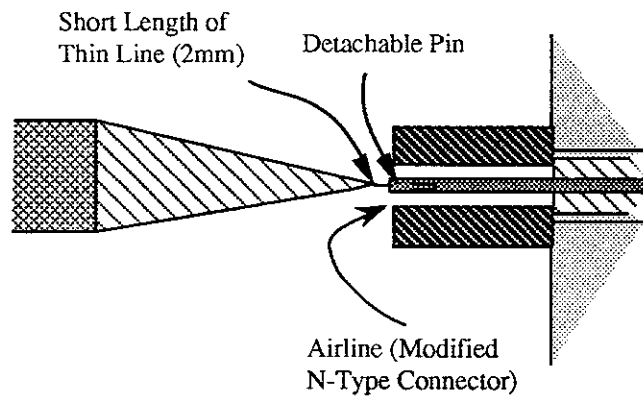


fig 4

The combined results are shown in figure 5. The parameters plotted are the real component of the normalised tip impedance versus the normalised tip diameter and are defined as the following:-

$$Z_{norm} = \frac{Z_{tip}}{Z_{ant}} \quad \dots 1$$

Where:-

- $Z_{norm}$  = Real component of the normalised tip impedance.
- $Z_{tip}$  = Real component of whisker tip impedance.
- $Z_{ant}$  = Real component of whisker antenna impedance.

$$D_{norm} = \frac{D_{tip}}{D_{whsr}} \quad \dots 2$$

Where:-

- $D_{norm}$  = Normalised tip diameter.
- $D_{tip}$  = Diameter of the whisker tip.
- $D_{whsr}$  = Diameter of the whisker.



The reactive component of the embedding impedance was not considered as its magnitude was always less than  $50 \Omega$  and the technique was not deemed accurate enough to state the measured value reliably down at this level. The plot shows the effect of the tip diameter on the diode embedding impedance for all frequencies. For the thickest whisker wire, the cone section at the whisker tip represents a considerable fraction of a wavelength at the signal frequency. This represents a section of non uniform transmission line, the input to which is the high impedance ( $\approx 200\Omega$ ) of the whisker tip itself.

Normalized Whisker Tip Impedance versus Normalized Tip Diameter

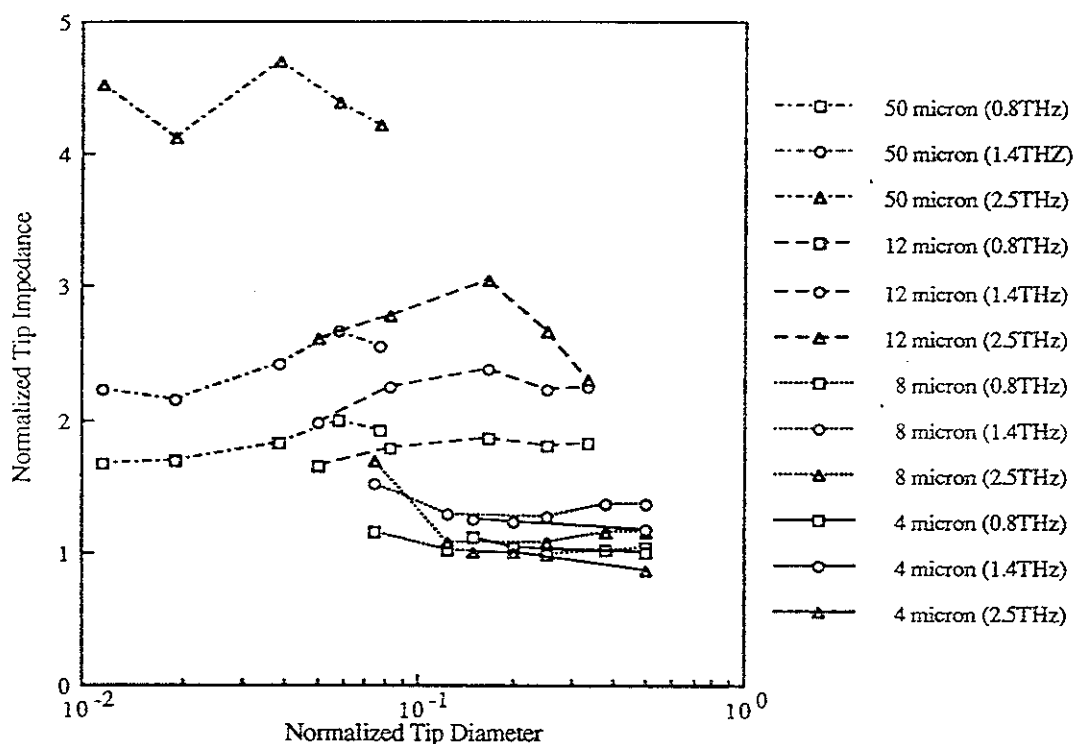


fig 5

Whisker Tip Impedance vs Frequency

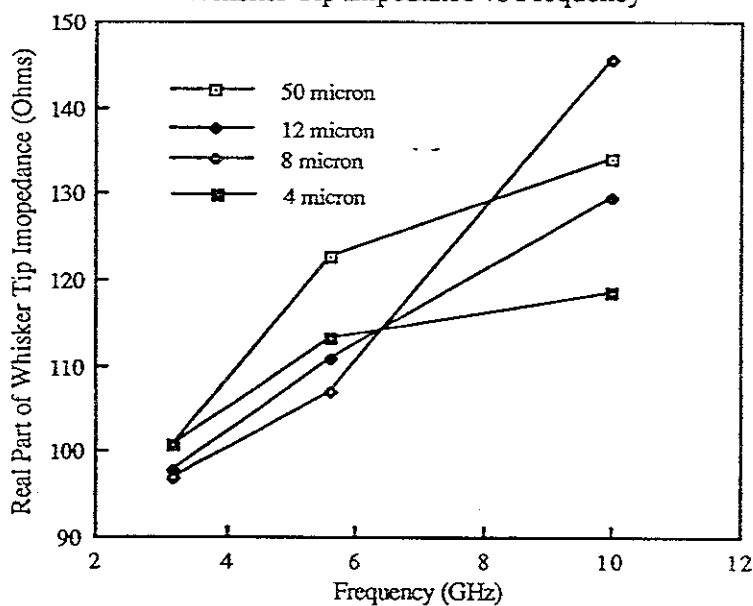


fig 6

The effect of this is to transform the lower impedance of the whisker antenna to some intermediate value. For thinner whiskers this is not the case. The geometry associated with the whisker etching process results in a much shorter cone section. Consequently the signal does not see the short length of high impedance line at the whisker tip, instead only that of the whisker antenna. The normalised impedance of the whisker tip therefore approaches the value 1.0 for successively thinner whiskers. For the typical whisker diameters currently in common use the embedding impedance is found to be approximately  $120 \pm 20 \Omega$ . The embedding impedance presented to the diode for different diameters of whisker wire is shown in figure 6. The diameter of the whisker tip is the same for all measurements ( $0.6 \mu\text{m}$ ). It can be seen that even though the characteristic impedances for different thickness whisker antennae vary substantially (from  $\approx 30 - 100 \Omega$ , fig 3), the impedance measured at the whisker tip is relatively similar. For the  $50 \mu\text{m}$  whisker antenna the embedding impedance at the diode is over four times that of the whisker antenna characteristic impedance. This effect can presumably be neglected for lower frequencies in the millimetre region where the wavelength is considerably larger than the whisker tips length.

### 4.3.3 COMPUTER MODELLING

In order to further understand mixer operation a computer model has been used. The program is a modified version of the original by P. H. Siegel et al<sup>5</sup> and allows for the optimisation of conversion loss and noise performance as a function of LO power and DC bias. The IF port is always assumed conjugate matched.

Whilst the computer model does not take account of additional effects that may be present at terahertz frequencies (i.e. plasma resonance, surface loss etc..) it has been used with some success at lower frequencies<sup>7</sup> and does provide an approximate guideline with regard to expected performance. Also, like the scale modelling it does give insight to the effects of circuit adjustment, for instance, embedding impedance and diode parameters. In this way it is possible to assess the overall action of each parameter on the mixers performance so as to establish tuning trends which can then be used to optimise the device in an understandable manner.

The diode embedding impedances obtained from the scale model were input into the computer program along with values for the diode parameters (table I). These were obtained from well known formulas but measured parameters from actual diodes were used as a reference ( $0.4 \mu\text{m}$  diameter with an epi-layer thickness of  $800 \text{ \AA}$ ).

Local oscillator frequency	1.4 THZ
Intermediate frequency	1.0 GHz
Mixer operating temperature	300 K
Diode reverse saturation current	$7.3 \cdot 10^{-19} \text{ A}$
Diode capacitance at zero bias	0.3 fF
Diode built in potential	0.96 V
Diode capacitance law exponent	0.5
Diode ideality factor	1.08
Diode series resistance at DC	$83.3 \Omega$
Diode chip thickness -width-length	$100 \mu\text{m} - 200 \mu\text{m} - 200 \mu\text{m}$
Antenna coupling efficiency	0.5

Table I

The measured embedding impedances for the conventional  $4\lambda$  whisker were as follows:-

$$Z_{\text{emb}}(f_{\text{LO}}) = 133.6 - j 5.0; \quad Z_{\text{emb}}(2f_{\text{LO}}) = 82.7 - j 11.0; \quad Z_{\text{emb}}(3f_{\text{LO}}) = 62.5 + j 18.9;$$

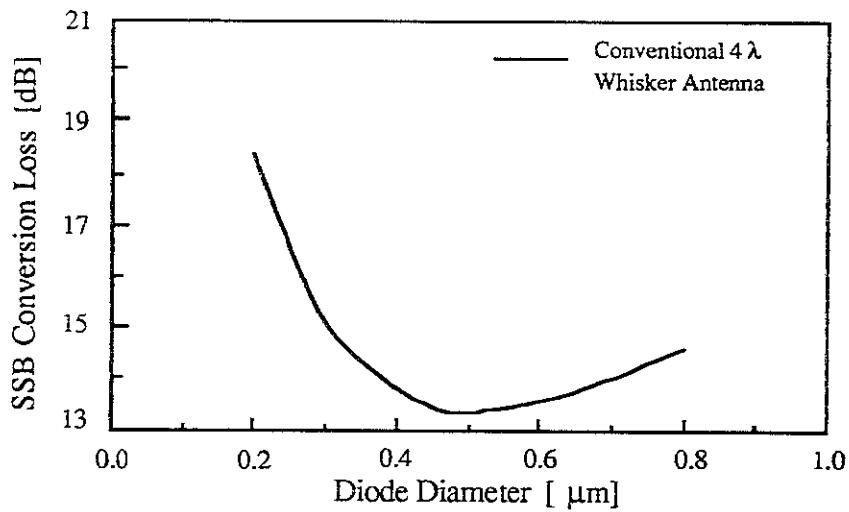


fig 7

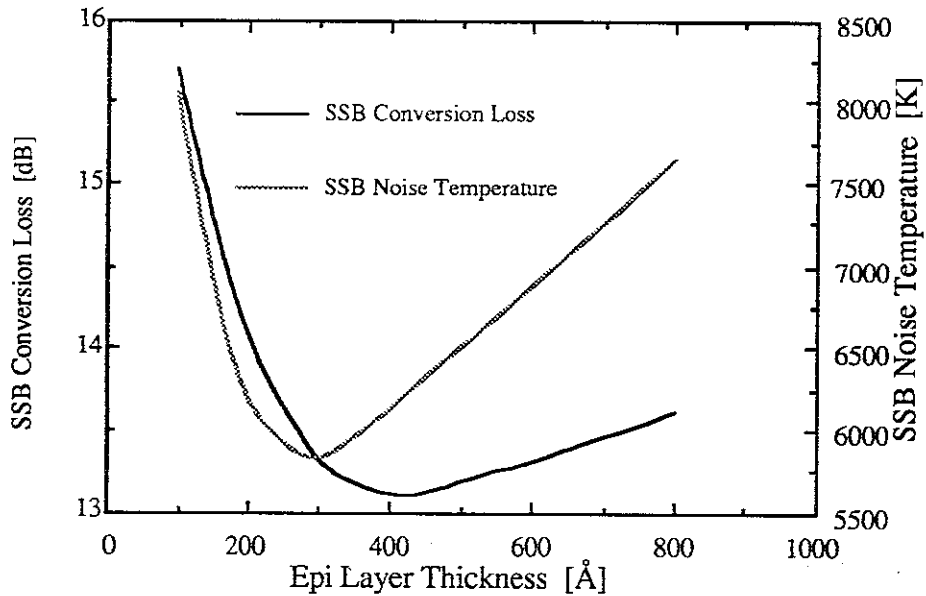


fig 8

The impedances for the signal side bands are assumed to be the same as those used for the corresponding LO harmonics. This is considered reasonable bearing in mind the low IF frequency used. The predicted performance for this mixer configuration gives reasonable agreement to that measured in the real device<sup>6</sup>. The program was used to determine the effect of various diode parameters. Figure 7 shows how the conversion loss of the mixer varies as function of diode diameter. Decreasing the diameter should initially give an improvement in performance which eventually reverses to a degradation for very small diodes. The effect of varying the epi-layer thickness is shown in figure 8. These trends are currently under investigation and diodes having the theoretically optimised parameters are now being fabricated for assessment. The only truly valid way of verifying the model is to vary the mixer format in a

controlled way and check that the change in the device's performance agree with the predictions. This will require a comprehensive iterative investigation during which full control over both diode and antenna parameters will be essential

#### 4.3.4 DISCUSSION

The main finding of this work is that the embedding impedance presented to the diode will essentially be independent of the whiskers diameter and length of the first section. This is true provided that the first bend in the whisker is not too sharp and that the final termination is not made too close to the bend. If the first bend in the whisker is made too sharp a standing wave will be present on the whiskers first section. The reactive component of the embedding impedance can then be substantial allowing the real component to be varied as a function the first section length. A similar argument applies if the final termination of the whisker is positioned too close to the bend.

Obviously the technique used has it's limitations, for instance the scaling of the real mixers surface finish was not possible and discrepancies due to the skin effect have not been considered. However, these measurements do show the tendencies of embedding impedance variation with whisker tip parameters which will also be present in the real device. For example, when the whisker diameter is reduced, the tendency for the characteristic impedance of the whisker antenna to increase is apparent.

These results suggest that only a limited improvement in performance could be found by varying the whisker diameter ( $D$ ). Experience gained during the optimisation of lower frequency ( $\approx 350\text{GHz}$ ) Schottky diode mixers in waveguide would suggest caution however. Mixers assembled using only  $12\mu\text{m}$  diameter whisker wire displayed a wide variation in performance even though near identical whiskers were used. This was finally traced to undesirable effects related to the excess pressure exerted on the diode anode by the whisker tip. This resulted in an increase in the diode noise and a degradation of the diode characteristic. Only when these effects were removed by improving the contacting process was it possible to optimise the devices in an understandable manner. The force exerted by a whisker is proportional to  $D^4$  so it is likely that similar effects may be present for current corner cube mixers. It is possible that the use of thinner whisker wire will result in improved performance whereas these results suggest that it should not. The reduction in the force exerted on the diode may lead to an overall improvement even though the RF match to the diode has not changed.

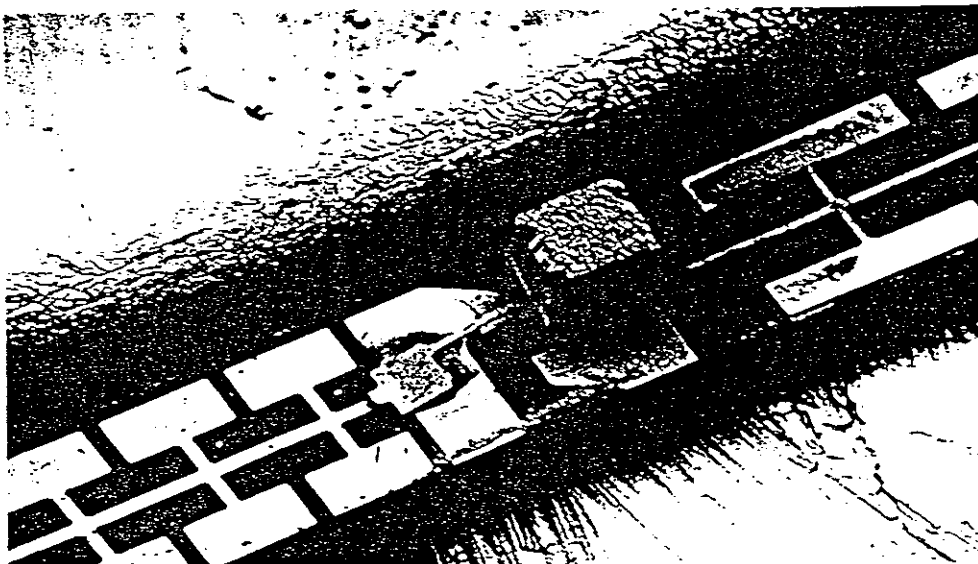


fig 9

The physical resilience of the structure could be improved dramatically if the diode were contacted using a much shorter whisker. This can be achieved by fixing both the diode and the contacting whisker to a dielectric substrate<sup>6, 7</sup>. The antenna element of the mixer can then be fabricated using photolithographic techniques. Techniques which make the assembly of such small circuits possible are now becoming available. Figure 9 shows a circuit designed for operation in waveguide at 600GHz {fabricated by the Millimetre Wave Technology group at the Rutherford Appleton Laboratory, Oxon, UK}. The circuit has been realised using a novel 5 $\mu$ m wide quasi-planar whisker which is contacted to the 1 $\mu$ m diode and then fixed in place using Indium solder. The rough cylinder lying alongside the substrate is a human hair approximately 70 $\mu$ m in diameter. The contacting process is controlled with great precision using stepper motor drives and piezo-electric pressure transducers to determine safe limits for the force acting on the diode. Further work is currently underway but already the concept shows great promise and ideally lends itself to terahertz devices.

#### 4.3.5 ACKNOWLEDGEMENTS

We would like to thank the Millimetre Wave Technology group at the Rutherford Appleton Laboratory for making available details of the Quasi-Planar technology.

#### REFERENCES

- [1] "The Coupling of Submillimeter Corner-Cube Antennas to Gaussian Beams", E. N. Grossman, *Infrared Phys.* Vol. 29, pp.875-885, 1989
- [2] "A Corner-Reflector Mixer Mount for Far Infrared Wave Lengths", J.Zmuidzinas, A. L. Betz, R. T. Boreiko, {Accepted for Publication in *Infrared Physics*}.
- [3] "Theoretical and Experimental Analysis of a Waveguide Mounting Structure", R. L.Eisenhart and P. J. Khan, *IEEE Trans. on MTT*, Vol MTT 19. Pg 706-719, Aug 1971.
- [4] "Improved Coupling to Infrared Whisker Diodes by use of Antenna Theory", Matrese, L.M. and Evenson, K.M., *Appl. Phys. Lett.*, 17, no.1, pp.8-10, July 1970.
- [5] P. H. Siegel, A. R. Kerr, W. Hwang, NASA Technical Paper 2287, March 1984.
- [6] "Low Noise GaAs Schottky diode for Submillimeter Wave Detectors/Mixers", T. Suzuki, H. Shinohara, K. Mizuno, H. P. Roser, R. Titz, *The 3rd Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, Tokyo, 1990
- [7] "183GHz Double Diode Subharmonically Pumped Mixer", C M Mann, D N Matheson, M R B Jones. *Int. J. of Infrared and Millimeter Waves*. Vol.10. No 9. 1989.
- [8] "A Novel 183GHz Subharmonic Schottky Diode Mixer", C M Mann, PhD Thesis, Queen Mary and Westfield College, University of London. May 1992.

#### 4. 4 雑音を用いた金属-GaAsショットキ界面の欠陥の測定

半導体デバイスの周波数が高くなり、また、デバイスのLSIの集積度が高くなるにつれ、金属-半導体界面の研究の必要性が一段と高まってきた。金属-半導体界面現象の理解は、Siのみならず化合物半導体デバイスにおいても重要なテーマである。

我々は、Pt/GaAsショットキ・ダイオードの雑音が、界面近傍の欠陥に対して敏感であることを見いだした<sup>1)</sup>。この雑音測定の方法を用いて、界面近傍（厚さ100Å以下）の欠陥の情報を得るために<sup>2)</sup>、雑音の周波数スペクトラムから、欠陥の電子捕獲-放出の時定数を求め、それをアレニウスプロットする方法で、欠陥の活性化エネルギー等の情報を得る試みについて以下に述べる。

##### 4. 4. 1 ショットキ・ダイオード雑音の測定系

図1に示す測定系は、クライオスタットと広帯域増幅器及びスペクトラムアナライザで構成されている。本測定法は、測定周波数が1MHz以下から数100MHzに及ぶため、増幅器の雑音指数が被測定回路のインピーダンスに依存すること、バイアス回路と増幅器の入力インピーダンスが周波数特性を持つこと等が測定結果に影響を及ぼすが、最近になり、広帯域にわたり入力インピーダンス及び雑音指数の両方とも優れた増幅器(NOGAWA NHL-4361)が手に入るようになり、測定精度が向上した。

##### 4. 4. 2 測定結果及び考察

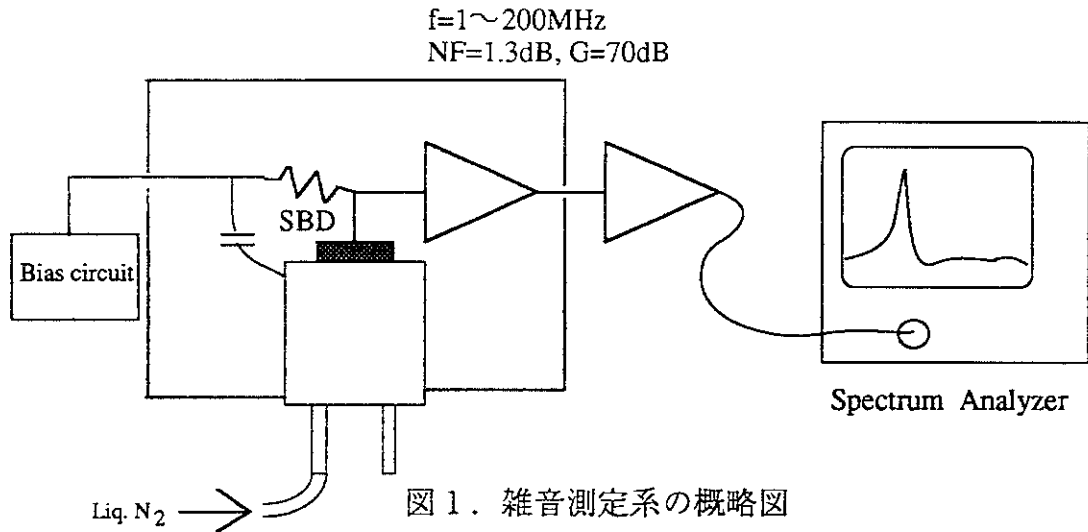
金属-半導体界面近傍の欠陥を測定するために、陽極直径が約1μmのPt-GaAs SBDを用いて測定を行った。まず、リアクティブイオンエッチング(RIE)により意図的に界面近傍に欠陥を導入した試料を用いて、試料温度を変えながら雑音特性を測定した。室温における雑音電力スペクトル $S(\omega)$ （図では $S(\omega)$ をボルツマン定数で割り、熱雑音の温度に換算したものを用いている）の測定結果を図2に示す。比較試料として100Ωのチップ抵抗を用いた場合の測定結果、また、界面近傍に欠陥が生じないよう、ウェットエッチングを用いて作成した試料の雑音特性も合わせて示す。これより、RIE損傷欠陥の存在するダイオードの雑音スペクトラムには $1/f$ と見なせる領域と、 $1/f^2$ に近い領域が存在していること、また、測定系が、十分低雑音で、かつ平坦な周波数特性と有していることが明らかになった。

発生再結合で代表される欠陥の雑音スペクトラムは、次式で表される。

$$S(\omega) = A\tau / (1 + (\omega\tau)^2) \quad (1)$$

時定数 $\tau$ に分布がある場合、図3のようなスペクトルが得られると考えられる。実験で得られた雑音スペクトラムは、短い時定数を持つ欠陥の数が、長い時定数のそれよりも相対的に多い場合に相当する。

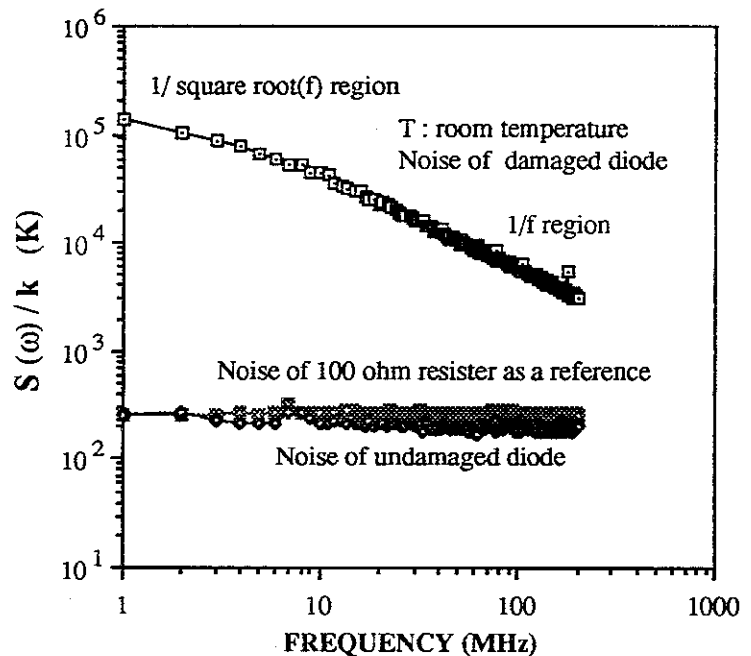
図3において、2つのスロープの交わる周波数を $f_c$ とすれば、 $1/f_c$ よりも長い時定数をもつ欠陥の数は、相対的に、それより短い時定数の欠陥の数よりも少ないと考えられ



る。そこで、 $f_t$ の温度依存性を測定することにより、欠陥数の多い、時定数の短い欠陥のエネルギー準位の情報を得ることを試みた。 $f_t$ と試料温度の関係を図4に示す。試料温度が低下するに従い $f_t$ が増加している。この結果は、欠陥の電子捕獲-放出の時定数が、主に熱励起される速度に強く依存するとした仮定に反している。また、この結果からアレニウスプロットした図5も、欠陥の活性化エネルギーが負の値となることを示しており、先の仮定に反している。

この矛盾の原因は、まだ明らかになっていない。現在、この点について検討を行っているが、電子放出の時定数は、活性化エネルギーのみならず空間的な位置（トンネリングの効果による）にも依存するので、それらが、温度に対して一様なふるまいをしない可能性があること、また、雑音スペクトラムの肩部が、複数の欠陥レベルから生じている可能性があること等が考えられる。

本測定において、欠陥の活性化エネルギー等の情報は、データの解析法がまだ確立していない。データの解析の困難な理由の一つに、試料中に多種の欠陥が含まれていることが上げられる。現在の試料は、RIEを用いて損傷を与えたものであるため、損傷を与える粒子のエネルギーは分布を持っている。そのため、発生した欠陥の性質も理解し難くなっている。本研究の次の段階としては、一定のエネルギーを持った欠陥（たとえば0.1~0.2eVの活性化エネルギーをもつ不純物準位）を有する標準試料を調べることにより、新たな知見が得られるものと考えている。



調べることにより、新たな知見が得られるものと考えている。

本測定により、金属-半導体界面近傍に欠陥が存在すると低温で雑音が増加することが明らかになったが<sup>2),3)</sup>、この結果は、低温動作のLSI等の開発において、より欠陥を発生させないプロセスが必要であることを示している。また、低雑音デバイスの開発にも、本測定法の応用が可能である。

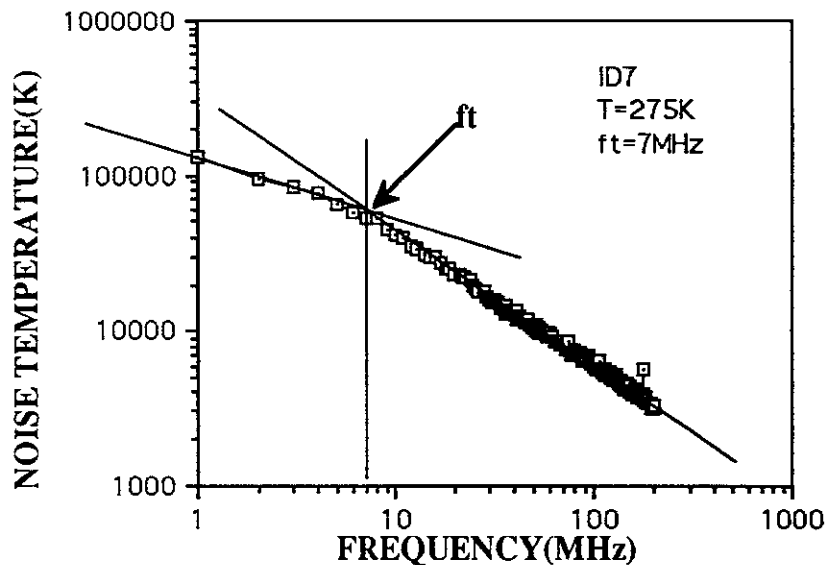


図3 室温における雑音電力スペクトル

#### 4. 4. 2 まとめ

本測定法は、界面近傍の欠陥の存在の有無により、雑音スペクトラムが2桁以上も変化するなど、非常に感度が優れているため、界面近傍の欠陥の検出、低温・低雑音デバイスの開発に応用出来ると考えられる。

一例としてRIEによる損傷欠陥と雑音の関係を調べ、試料温度が低温になるほど雑音が増加すること、また、欠陥の電子捕獲-放出の時定数が短くなるという現象を観測し、それについての考察を行った。

本測定法を用いて、界面近傍の欠陥のエネルギー準位等を定量的に測定するためには、エネルギー準位の分かっている欠陥を有するものを標準試料として、それに対する雑音特性を明らかにすることが必要であると考えられる。今後、試料の作製法も含めて検討が必要である。

#### 参考文献

- 1) T. Suzuki, T. Iinuma and K. Mizuno: "The dependence of GaAs Schottky diode noise on dry etching damage", 13th International Conference on IR & MMW, Honolulu, Hawaii (1988), 213-214.
- 2) 鈴木 哲、篠原博文、荻戸立夫、工藤 康、水野皓司、藁科秀男: "雑音を用いたPt/GaAs界面近傍の欠陥の測定"、電子情報通信学会技術研究報告、ED91-89、(1991)、49-54
- 3) T. Suzuki, H. Shonohara, T. Nozokido, Y. Kudo, H. Warashina and K. Mizuno: "Noise s Schottky diodes on interface defects and temperature", 16th International Conference on IR & MMW, Lausanne, Switzerland(1991), 472-473.



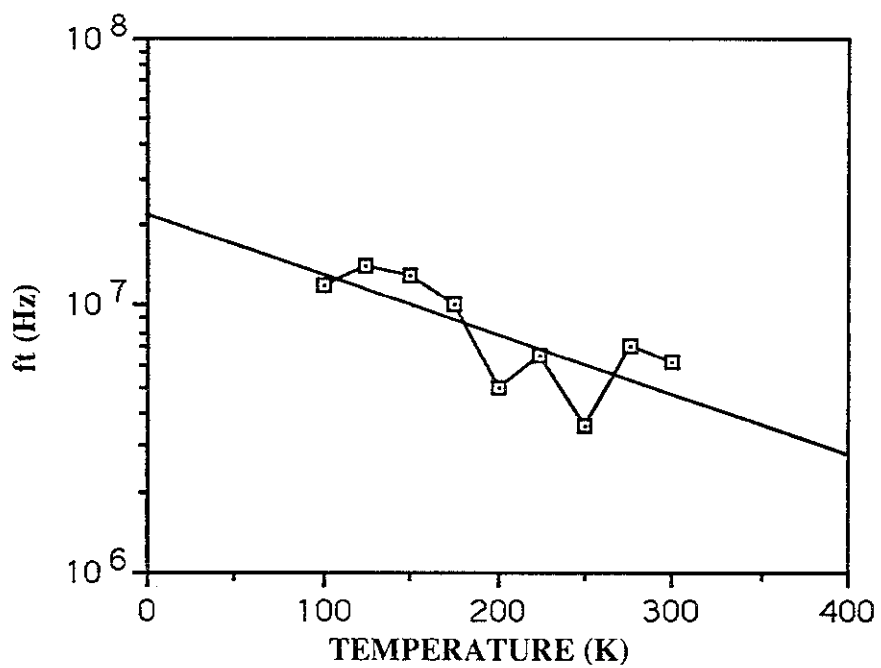


図4  $f_t$ と試料温度の関係

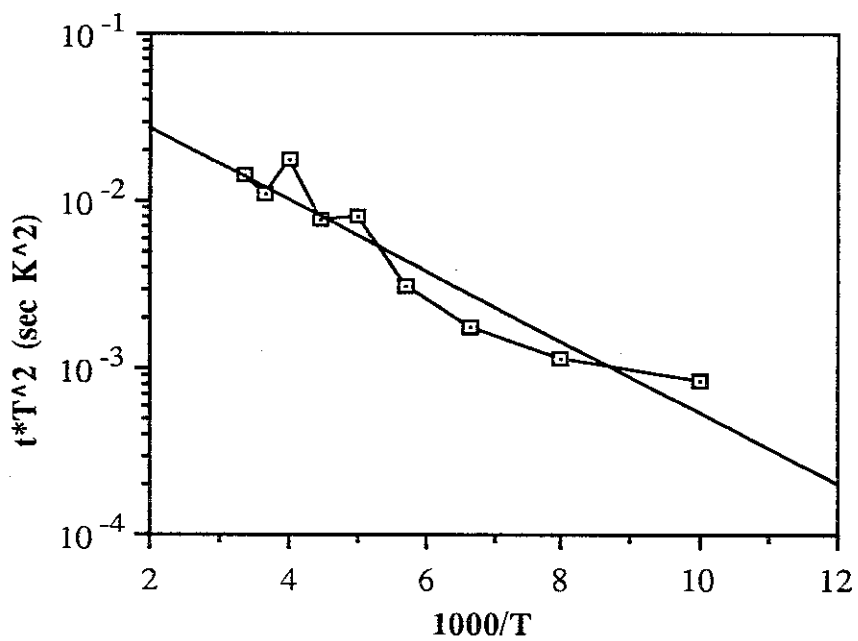


図5 アレニウスプロット

## 5. ショットキ・バリア・ダイオードを用いたコーナー反射型検出器の製作<sup>1)</sup>

### 5.1 検出器の種類

ここでは、現在広く利用されている2種類の検出器について概説する。

#### a) 検出波長可変型検出器（東北大、水野研究室製）

検出器の全体図を図5.1に示す。この検出器の特徴を以下に示す。

- (1) コーナー反射板の位置をマイクロメーターヘッドで可変出来る。アンテナ角度調節機構との併用によって、広い波長領域の測定に対応することが出来る。
- (2) 検出器の組立てに補助器具の必要がなく、検出器本体のみでダイオードへのコンタクトが可能である。
- (3) リン青銅細線の全長が長いため、ダイオードへのコンタクトは容易であるが、機械的振動の影響を受け易く、外れ易い欠点がある。
- (4) 検出器のサイズが大きく多チャンネル化に不向きである。

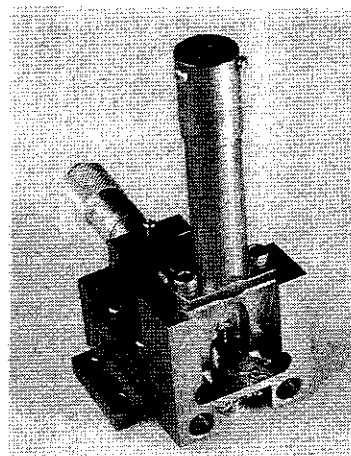


図5.1 検出波長可変型検出器

#### b) 検出波長固定型検出器（核融合科学研究所製<sup>2)</sup>）

検出器の全体図を図5.2に示す。この検出器の特徴を以下に示す。

- (1) 検出器本体の大きさが20×20×22 mmと小型であり、多チャンネル使用に適している。
- (2) リン青銅細線の全長が短いため、機械的振動の影響を受け難く、コンタクトが外れにくい。
- (3) ダイオードへのコンタクトに補助器具を必要とする。
- (4) 調節機能がなく検出器の性能は組立精度で決るため、組立時に高い機械精度が要求される。

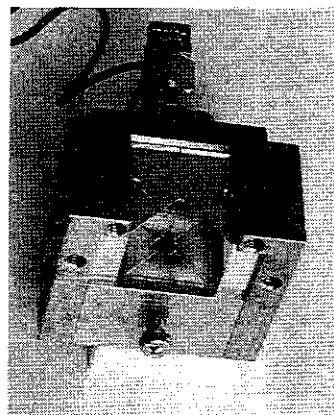


図5.2 検出波長固定型検出器

## 5.2 検出器の構造

ここでは、核融合科学研究所で開発し、JIPPT-IIU装置でのHCNレーザー干渉計<sup>3)</sup>／散乱計<sup>4)</sup>等で使用している検出波長固定型検出器の構造について述べる。

本検出器は組立用のネジを除いて12個の部品から構成されている。材質はアンテナがりん青銅で他は全て黄銅である。コーナー反射板は反射率の向上及び長期間安定した動作を確保するために研磨後に金メッキをほどこしている。本検出器の設計に際しては小型化と組み立て易さ、及び機械的安定性に考慮した。特に注意を払った点を以下に記す。

- (1) 多チャンネル計測に対応出来るように小型化に努めた。又、検出器の調整機構として市販のミラーホルダー(50φ)を使用することが便利であり、この中央に実装可能な大きさとした。
- (2) 検出器の製作に経験のない人でも手順通りに行えば製作可能となることを心掛けた。
- (3) 検出器の組立、ダイオードへのコンタクト及び外れた場合の再調整が容易となる構造とした。
- (4) アンテナとコーナー反射板との位置調整を可能にするため。SMAコネクタとアンテナとは中間接続機(部品i)を介して半田付けし、これを組立時にスライドさせることによって波長100~500μmの検出器として使用可能とした。
- (5) 組立後の反射板位置の微調整が可能である。
- (6) ウィスカーとダイオードとのコンタクトにはダイオードポストを押し上げるが、この時、ダイオードポストがスムーズに移動し、しかも歪まないようにポストの支持径を大きく取った。又、固定時の傾きを防ぐために2点でのビス止め構造とした。
- (7) ダイオードコンタクト後における取扱い調整中におけるコンタクトの外れを防ぐために、アンテナに直結しているコネクタには、セミリジットケーブルを接続し、これを部品(c)を用いてコネクタ取付板(部品(b))に固定し、ケーブルを含めて一体構造とした。

本検出器の部品図を以下に記す。

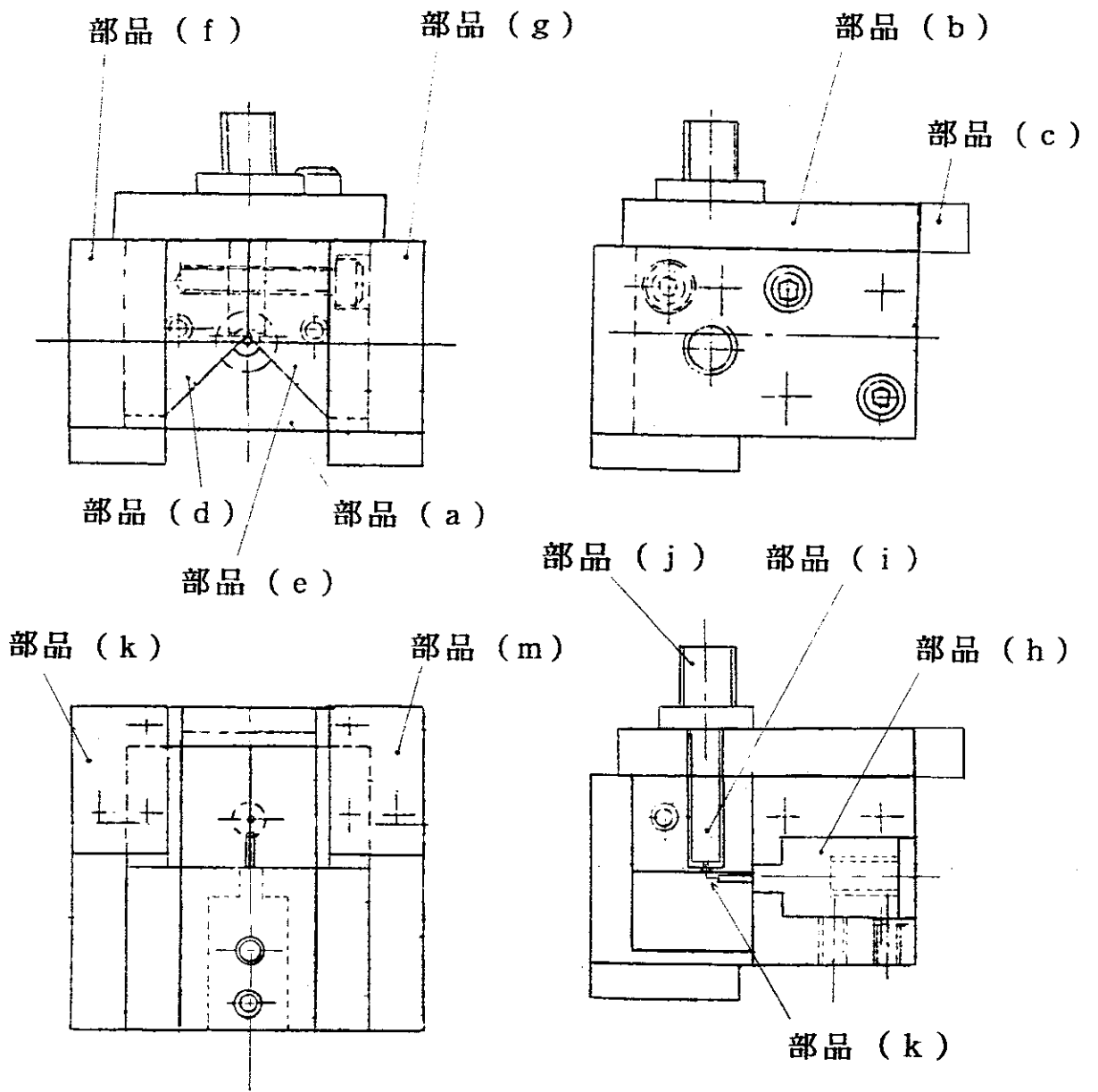


図5.3 コーナー反射型検出器全体図

図5.4 部品 (a)

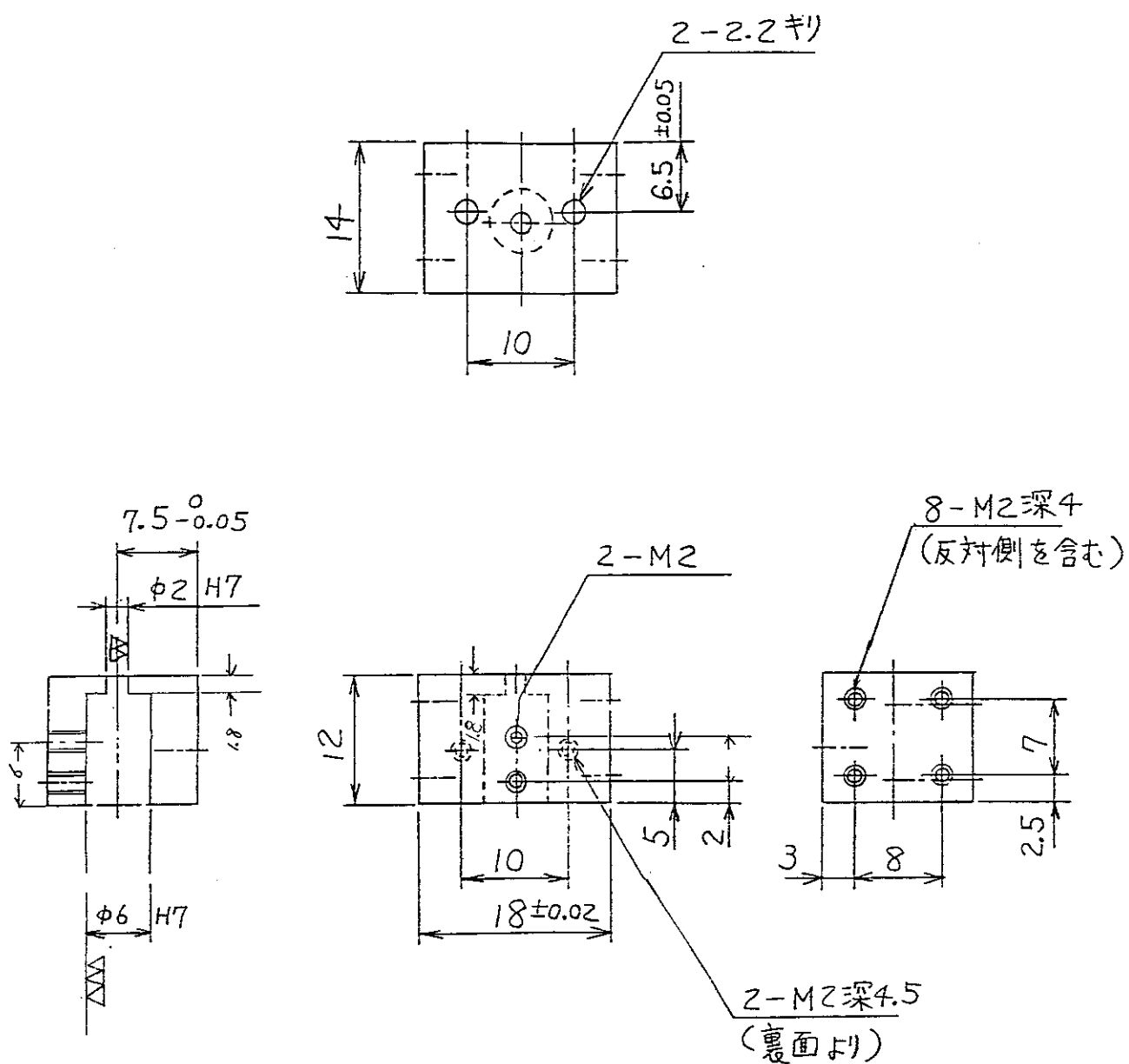


図5.5 部品 (b)

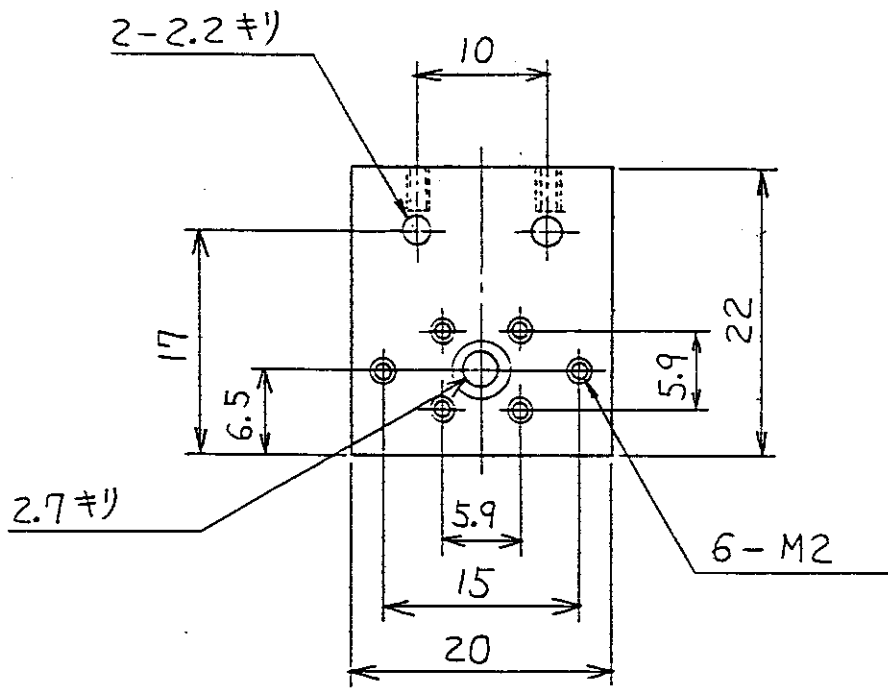
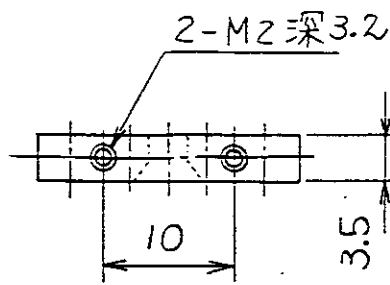


図5.6 部品 (c)

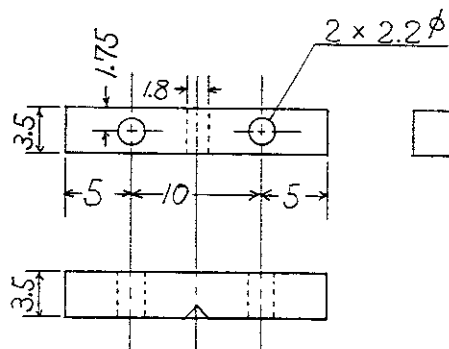


図5.7 部品 (d)

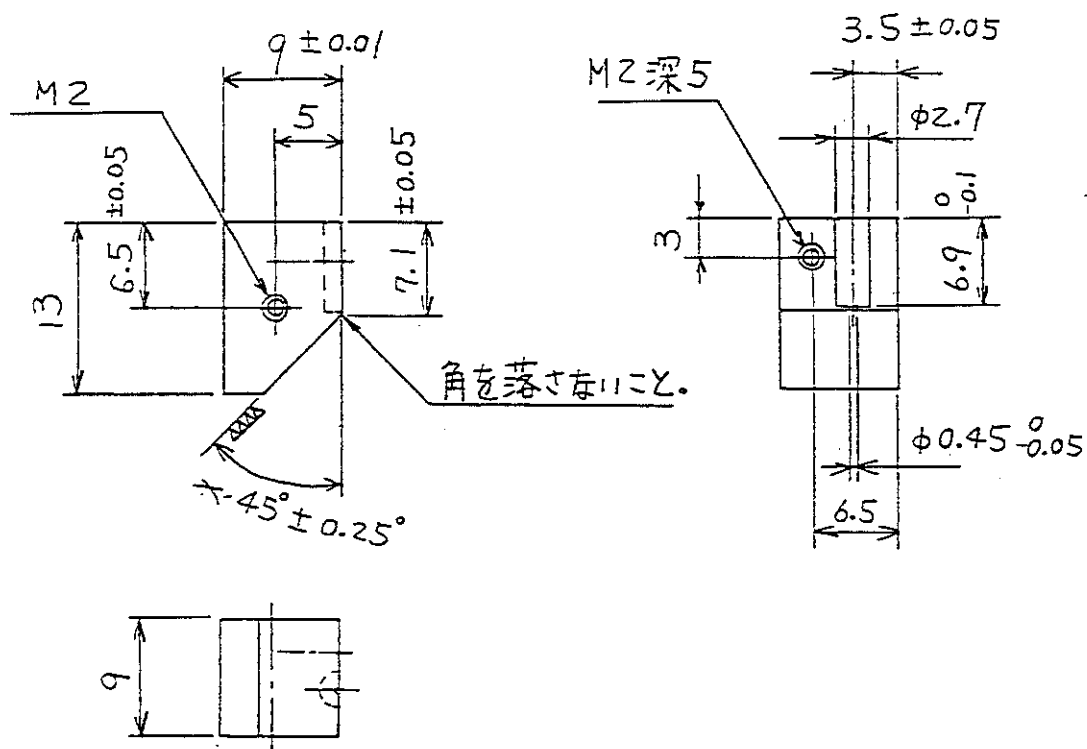


図5.8 部品 (e)

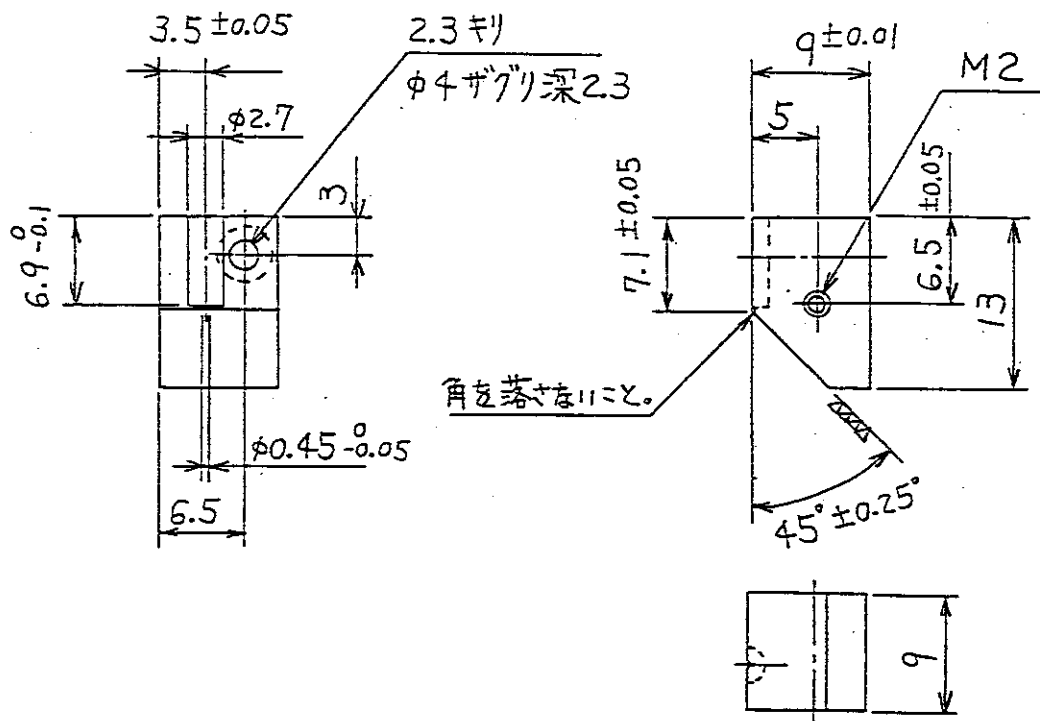


図5.9 部品 (f)

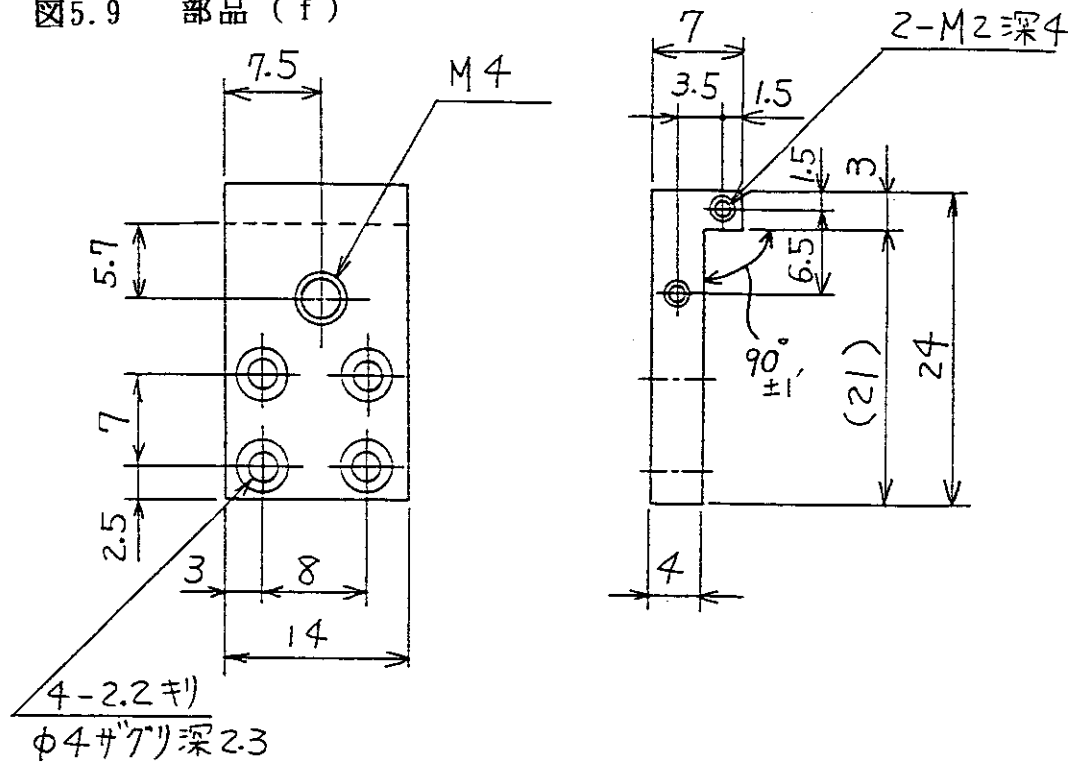


図5.10 部品 (g)

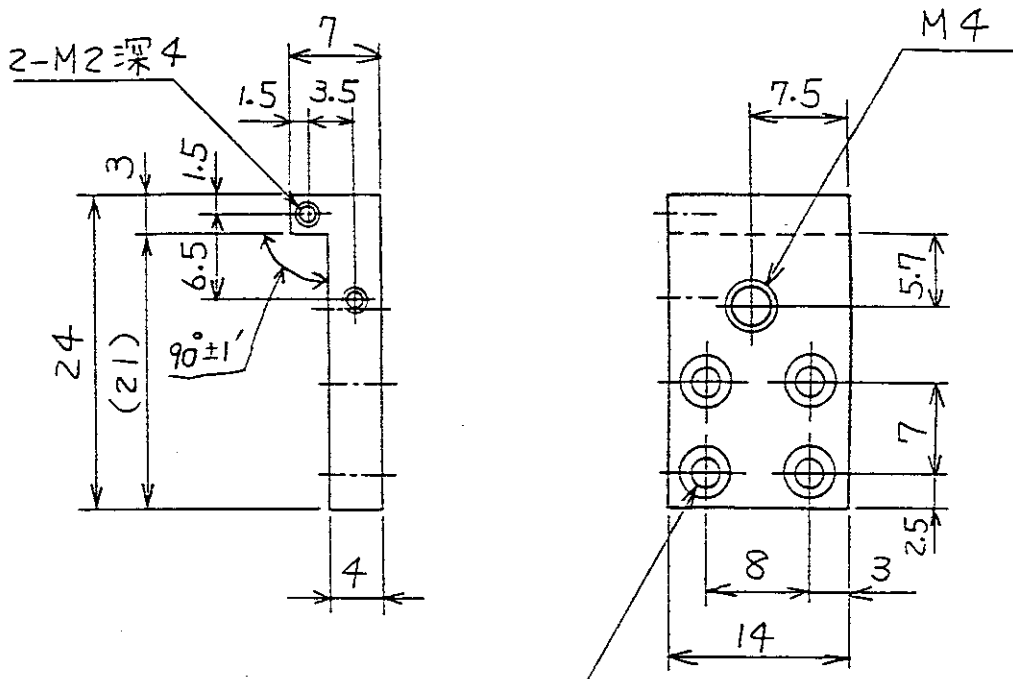




図5.11 部品 (h)

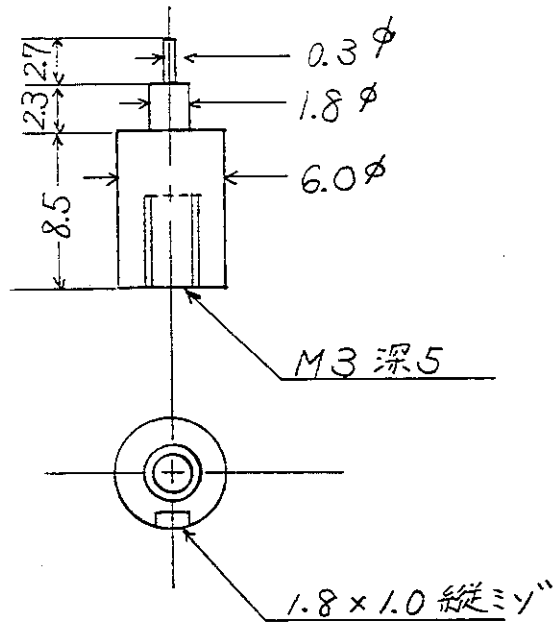


図5.12 部品 (i)

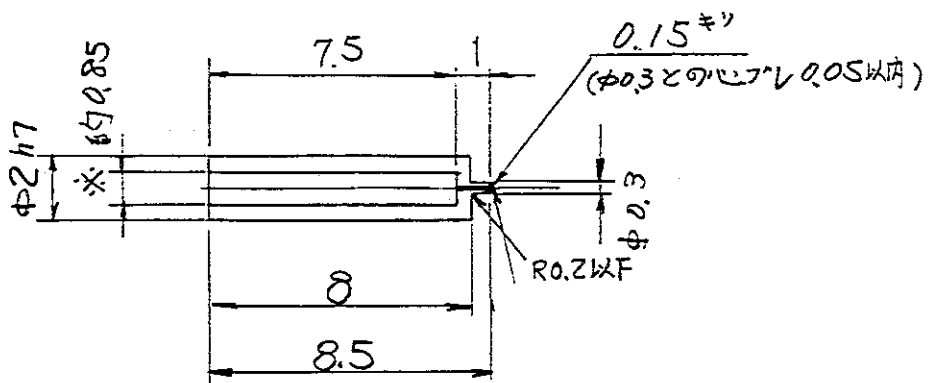


図5.13 部品 (j)

NM43

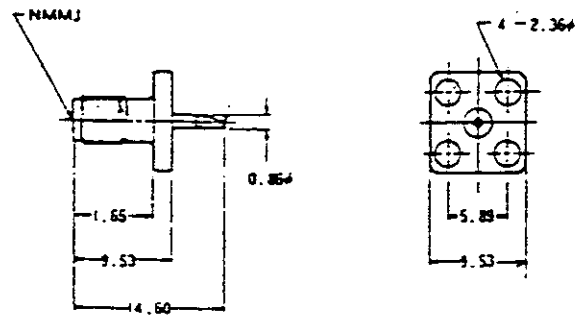


図5.14 部品 (k)

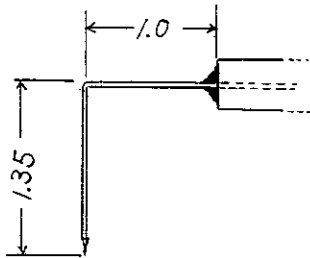
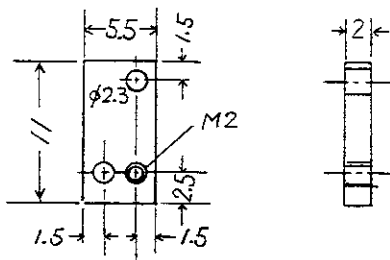


図5.15 部品 (l) 部品 (m)



### 5.3 ダイオードチップの半田付け

ダイオードチップをポストの上に半田付けするときの手順を次に箇条書きにする。なお半田はIndalloy #2(INDIUM CORPORATION OF AMERICA製、融点149°C)、フラックスはIndalloy Flux #5MRA(金用)あるいは#4(真鍮用)である。また作業は実体顕微鏡(例えば日本光学工業製SMZ、オリンパス光学工業株式会社SZ型)の下で行うとし易い。

- (0) 以下に述べる作業では、ダイオードチップ(通常大きさは $125 \times 125 \times 50 \mu\text{m}$ 程度)の紛失が起きやすいので、ポストへの半田付け作業は白い紙の囲いの中で行う。
- (1) ポスト(部品h)を顕微鏡下に固定し、先端を#2000の紙ヤスリで平坦にする。
- (2) ポストにようじでフラックスをぬる。
- (3) カミソリの刃で小さく切り出した半田を、フラックスに浸したようじに付着させてポスト上に置く。
- (4) ポストの温度をあげ半田をとかす。
- (5) 冷やして半田をかためる。このとき半田の量が多すぎる時は、カミソリの刃で半田の上をけずり、平にする(多すぎる時はダイオードチップが傾き、コンタクトが外れ易くなる。又、少ないと半田付けがむづかしい)。
- (6) アルコールを半田の上にぬる。
- (7) ようじにアルコールをつけ、ダイオードチップを付着させ、チップをポスト上にのせる。この時、ダイオード表面が上を向いていることを確認し、ポストの中央にセットする。
- (8) フラックスをようじにつけ、ダイオードとポストの間に流し込む。
- (9) 温度を上げ、半田をとかしてダイオードを半田付けする(この作業はてばやく行い、ダイオードの周辺の半田がとけてぬれた状態となり、確実に半田付けされたことを確認する)。
- (10) 冷えたらフラックスを1,1,1-トリクロロエタンでとかし去る。
- (11) ピンセットの先にキムワイプをつけエチルアルコールをしみこませる。そのキムワイプでダイオード表面を軽くたたくようにして、ダイオード表面のよごれをとる。
- (12) エチルアルコールに全体をつけてよごれをとり去る。

### 5.4 アンテナの製作

コーナーレフレクター・マウント用のアンテナウイスカの材料としては、その長さ $l$ が比較的長くなる( $l > 4\lambda$ )ことから、リン青銅、金ニッケル(又はタングステン)のようなある程度腰の強いものが機械的安定性の点よりよい結果が得られる。アンテナの太さは取扱い易さ、機械的強度の点を考慮し、我々は太さ $50 \mu\text{m}$ (又は $25 \mu\text{m}$ )のリン青銅線(Goodfellow metals Ltd製)を使用している。ウイスカのアンテナ長を決めるために、ナイフエッジを用いて直角に折り曲げたものをコネクターに半田付けする。その後、アセトンで超音波洗浄し、よごれを取り去る。

コネクターに取り付けたウイスカのエッチングには、エッチング電源、エッチングスタンド、超音波洗浄槽を使用する。リン青銅のエッチングは、NaOH水溶液、ステンレス電極の組み合わせで行う。以下手順を箇条書きにする。

- (1) 2NのNaOH水溶液を用意する。(濃度が濃いほど、ウイスカ先端が、機械的に弱いくびれ形になる傾向がある)。この溶液に少量(NaOH 200 mlに対して数滴)のメチルアルコールを入れる(エッチング時に溶液がウイスカ周辺ではねないように)。
- (2) エッチング溶液をステンレス電極の容器に入れる(我々はキャップボルトを使用している)。
- (3) 電源には図5.16に示すエッチング電源(又は3Vの乾電池)を用い、マイクロメーターヘッドでアンテナを下げる。ウイスカがエッチング液にコンタクトするとランプが点灯する。そこからエッチングに必要な長さだけ下げ、スイッチをONにしエッチングを開始する。

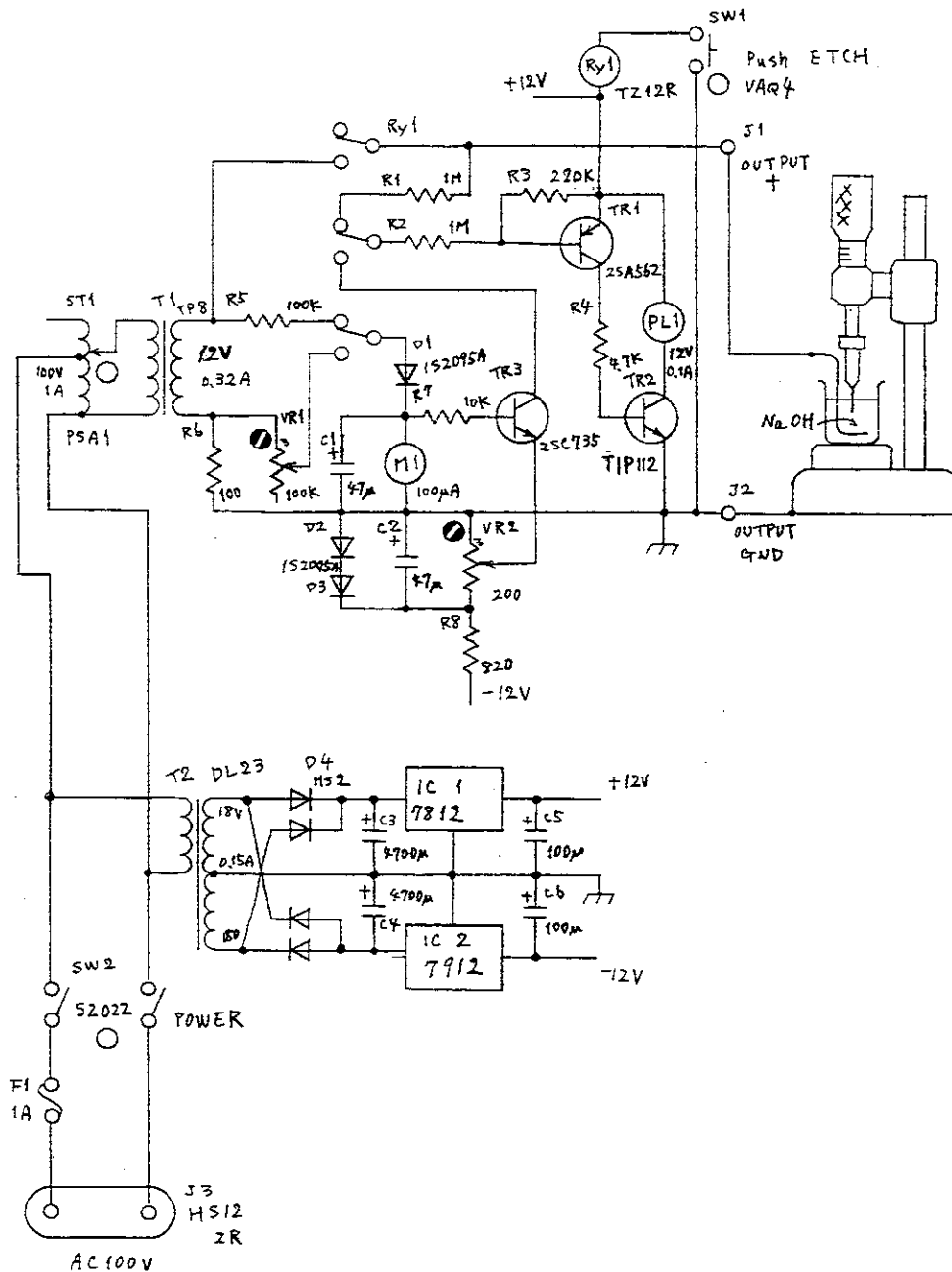


図 5.16 エッチング電源回路

- (4) エッチングの進行につれて電流が徐々に減少するが、電流が0になったら、すばやく電源のスイッチを切り、コネクタを取り外す。
- (5) 次いでHCl溶液 (1N以下) につけて中和させた後水洗いする。
- (6) 最後にアセトン、アルコールで超音波洗浄する。
- (7) 高倍率 (×500~×1000) の実体顕微鏡でアンテナ先端の形状を確認する。先端が太くて丸い場合には、条件を変えて再度エッチングを行う。ウィスカの先端形状は、エッチング電流、エッチングの深さ等の条件によって大きく左右される。この様子を図 5.17に示す。

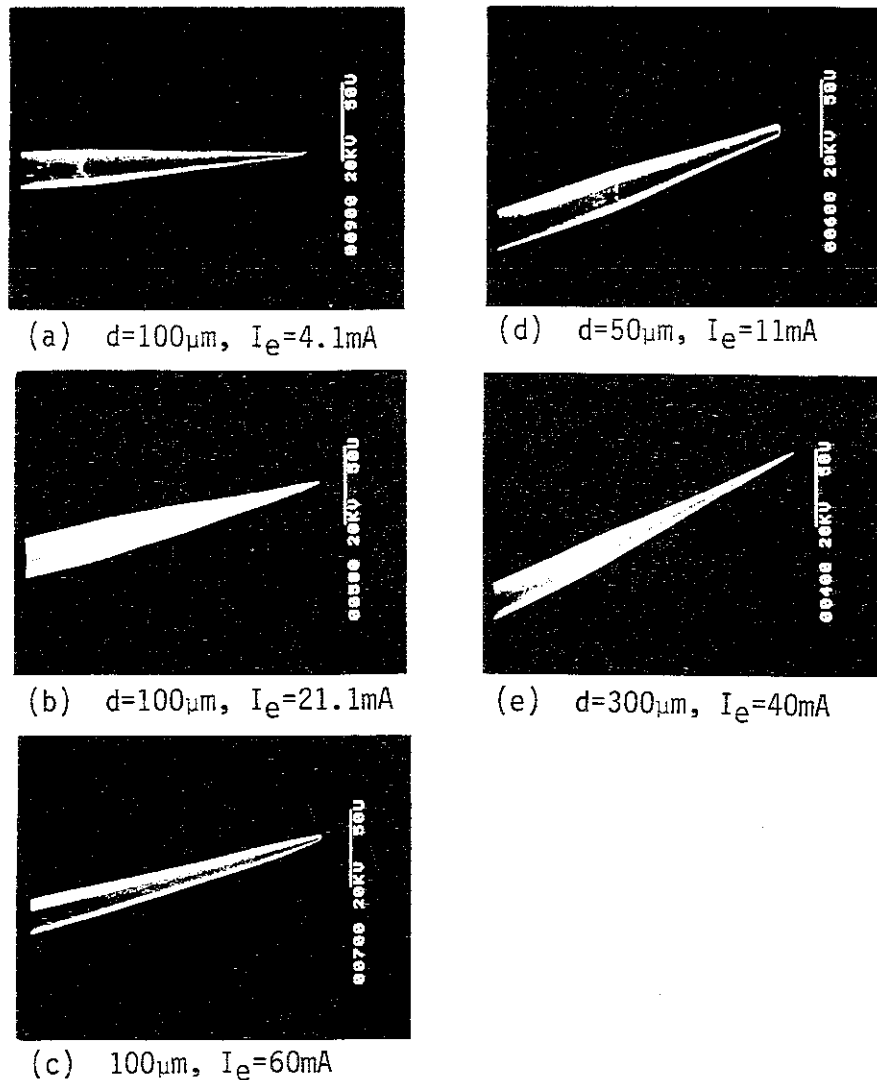


図 5.17 エッチング条件とウィスカの先端形状 (×500 SEMの写真)

- (a)(b)(c)はウィスカのエッチング溶液への沈み込み深さ(d)を  $100\mu\text{m}$  に固定し、エッチング電流を変化させた時の先端形状変化を示す。
- (b)(d)(e)はエッチング電圧を固定し、沈み深さdを変えた時の先端形状の変化を示す。一般に、小電流、深い沈み込みの場合には、細長くエッチングされコンタクト時に先端の曲りが生じやすい。大電流、浅い沈み込みの場合には、先端が太くコンタクトが難しくなる。ここで使用した  $25\mu\text{m}\phi$  のリン青銅線の場合には沈み深さ  $100\mu\text{m}$ 、エッチング時間10秒程度が最適であった。

## 5.5 検出器の組み上げと性能チェック

検出器の組み上げは次の手順で行う (図 5.18)。

- (1) 検出器マウント部品aの中心のポスト挿入穴にダイオードチップを半田付したポストをさし込みロックネジで軽く止める (ダイオードチップは穴から上に出さないこと)。
- (2) コーナーレフレクターの半分 (部品b) をaに取り付ける。
- (3) アンテナをコネクタに半田付した端板 (部品c) をaに取り付ける。
- (4) 顕微鏡下でアンテナとコーナーレフレクターのコーナー部分の間の平行度を良くし、アンテナとコーナーレフレクターとの距離を $1.2\lambda$ になるように、コネクタの芯にとりつけたアンテナ取付金具を出し入れすることで調整する (この調整は、よい指向性パターン、高い検出感度を得るために重要である。)
- (5) コーナーレフレクターのもう一方 (部品d) をaに取り付ける。
- (6) aの両側に検出器を光学マウントに取り付けるための側板 (部品e, f) を取り付ける。
- (7) コネクタにセミリジッドケーブル (g) を取り付け、ぶらぶらしないように固定する。
- (8) ポストを上下するための差動マイクロメーターヘッド付のコンタクト作業台 (部品h) に検出器マウントを固定し、マイクロメーターヘッドの先の可動部分とポストを結合する。
- (9) 検出器のセミリジッドケーブルのコネクタをあらかじめスイッチONしているカーブトレーサーの入力端子に接続する (カーブトレーサーは横軸を $0.1\text{ V/div}$ レンジに縦軸を $50$ 又は $100\mu\text{ A/div}$ レンジに設定する。なお、コネクタ接続中はカーブトレーサーのON, OFFはしないこと)。
- (10) カーブトレーサーから、ダイオードに約 $0.9\text{ V}$ の電圧を印加し、マイクロメーターヘッドを回転してダイオードポストを静かに上げ、アンテナ先端にダイオードチップをコンタクトさせる。この時、ダイオード表面がアンテナの先端に近づくにつれて、ズームレンズ付実体顕微鏡の倍率を上げていくようにすると、コンタクト作業がやり易い。なお、ダイオー

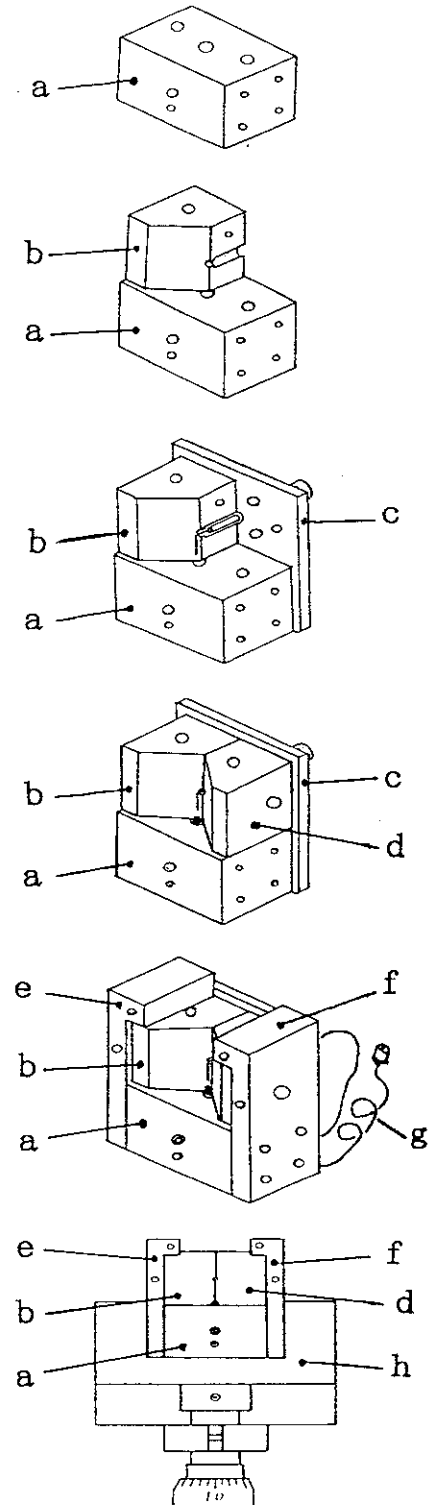


図 5.18 検出器組立手順図

ドやアンテナ先端に近付くと、ダイオード表面にアンテナの像がうつるので、アンテナ実物と像が合致するように行う。アンテナの先端やダイオードチップ表面に接触するとアンテナが心もちしなるので判断できる。

- (11) カーブトレーサー（オシロスコープのXY端子を用いる装置も自作できる）で、ダイオードのV-I特性を観測しながらポストの押し上げ強度を調整する。図5.19に示すように、鋭い電流の立上り特性が得られれば、ポストをロックネジで固定する。（アンテナ先端がダイオードチップ表面に接触しているにもかかわらず、V-I特性に変化がみられない場合にはピンセットやドライバー等で検出器ホルダーに軽い振動を与えるとアンテナ先端がダイオードチップ表面をすべり、穴に入ることがある。この時、強い振動を与えるとアンテナ先端が曲る危険性があるので注意を必要とする。）

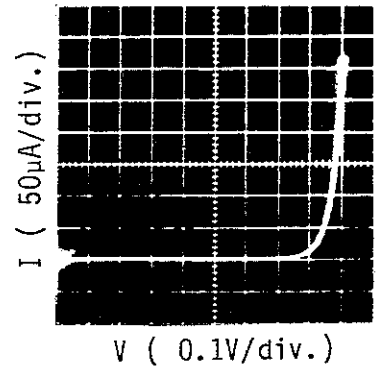


図 5.19 ダイオード特性

- (12) ダイオードのV-I特性が安定である事を確認してから、検出器マウントを作業台から取りはずし、光学ホルダーに取り付ける。
- (13) V-I特性よりRs及びn値を求める標準的方法を次に示す<sup>1)</sup>。

電流 $10\mu\text{A}$ 、 $100\mu\text{A}$ 、 $1\text{mA}$ 、 $10\text{mA}$ に対する電圧をそれぞれ $V_{10\mu\text{A}}$  ---  $V_{10\text{mA}}$ とする。さらに、

$$\Delta V_1 = V_{10\text{mA}} - V_{1\text{mA}}$$

$$\Delta V_2 = V_{100\mu\text{A}} - V_{10\mu\text{A}}$$

とするとき、Rs、nは

$$R_s \approx \frac{100}{0.89} (\Delta V_1 - \Delta V_2)$$

$$n \approx 16.8 \Delta V_2$$

で求まる（ダイオードに流すことのできる最大電流は、ダイオード穴径に依存する。特に $0.5\mu\text{m}$ 以下の物についてはその最大電流は約 $500\mu\text{A}$ である。これ以上流すとダイオードを破損する恐れがある）。

## 5.6 コーナー反射型検出器の特性

コーナーリフレクター型検出器の全体図とその詳細構造図を5.20に示す。ダイオードチップが中心導体(Cu CHIP STUB)にハンダ付されており、IF/DCコネクタにハンダ付したウイスカがダイオードに接触している。構造材は黄銅製であり、ウイスカには線径 $50\ \mu\text{m}$ 、 $25\ \mu\text{m}$ 、 $12.5\ \mu\text{m}$ のリン青銅ワイヤー又は金ニッケル(Au 80%, Ni 20%)ワイヤーが用いられている。この検出器の電磁波の受信特性は、コーナーリフレクター付のロングワイヤーアンテナ<sup>5)</sup>の特性であり、その利得はアンテナの長さ、コーナー反射板からの距離、入射ビームに対する角度に依存している。図5.21はロングワイヤーアンテナのアンテナ長に対する放射特性の計算結果を示したものである。アンテナの利得は、アンテナの長さと共に増加し、最適な放射角度は減少する。長さ $4\lambda$ のアンテナの場合の最適角度は $25^\circ$ となる。測定に最適なアンテナの長さは、受信する電磁波の集光パターンによって決り、サブミリ波帯で広く使用されているガウスビームの場合には、ウイスカの長さ $L=4\lambda$ のものがよく用いられている。ガウスビームに対して計算されたコーナーリフレクター型検出器の結合効率<sup>6)</sup>のウイスカの長さに対する依存性を図5.22に示す。アンテナの角度を一定の状態に保ってチューニング(図5.20のウイスカとコーナー反射板との距離を調整)をした場合の最適値は $L=4\lambda$ である。チューニングとアンテナの角度調整の両方を行った場合には、最適値は上記値より短い方へ少しずれ、 $L\sim 3\lambda$ となる。検出器の感度は、アンテナとコーナー反射板との間隔に大きく依存しており、この間隔を最適な値に調整してやる必要がある。図5.23は波長 $337\ \mu\text{m}$ のHCNレーザー光を用いて測定したコーナー反射板のチューニング特性である。アンテナの長さは $4\lambda$ 、アンテナの角度は最大出力が得られる状態に固定し、アンテナと反射板との距離 $D$ を変化させた場合のビデオ出力の変化を示したものである。この場合の最適間隔 $D$ は $1.2\lambda$ である。図5.20に示す様なコーナー反射板固定式の検出器では、組立精度 $D=(1.2\pm 0.1)\lambda$ に保つことによって最大感度の約80%以上の感度を得られる。

GaAsショットキ・ダイオードの検波特性は、ダイオードに流すバイアス電流、入力Laser Power、検波する電磁波の波長等に大きく依存している。図5.24は、ショットキ・ダイオードのビデオ感度及びヘテロダイン感度のバイアス電流依存性を示したものである。測定に使用したダイオードはFarran Tech社製のSD18である。ビデオ検出時とヘテロダイン検出時における最適バイアス電流値は大きく異なり、レーザー波長 $337\ \mu\text{m}$ では、ビデオ検出の場合には $\sim 50\ \mu\text{A}$ が最適であり、ヘテロダイン検出では $200\ \mu\text{A}$ 以上流してやる必要がある。又、これらの電流値は使用するレーザー波長によっても異なることが判る。

図5.25は検出器のシステム雑音温度の測定する電磁波の周波数と波長に対する依存性<sup>7)</sup>を示したものである。使用しているショットキ・バリア・ダイオードはバージニア大学製の1I7と1I12である。システム雑音温度は周波数の増加に伴って増加している。1I7と1I12のダイオードの特性は $< 1000\ \text{GHz}$ の周波数領域では、ほぼ同じ値を示しているが、高周波数領域では約2倍の違いが見られる。この違いは主にダイオードのゼロバイアス時における障壁容量の違いによるものと考えられている(1I7は $C_0=0.8\text{--}1.1\ \text{fF}$ 、1I12は $C_0=0.4\text{--}0.5\ \text{fF}$ )。ショットキ・バリア・ダイオードのシステム雑音温度は、又、局部発振入力にも大きく依存している(図5.26)。雑音温度は入力Laser Powerの増加に伴って急激に減少し、ある最適値以上では、ほぼ一定の値となる。一方、必要とする入力の最適値は波長に



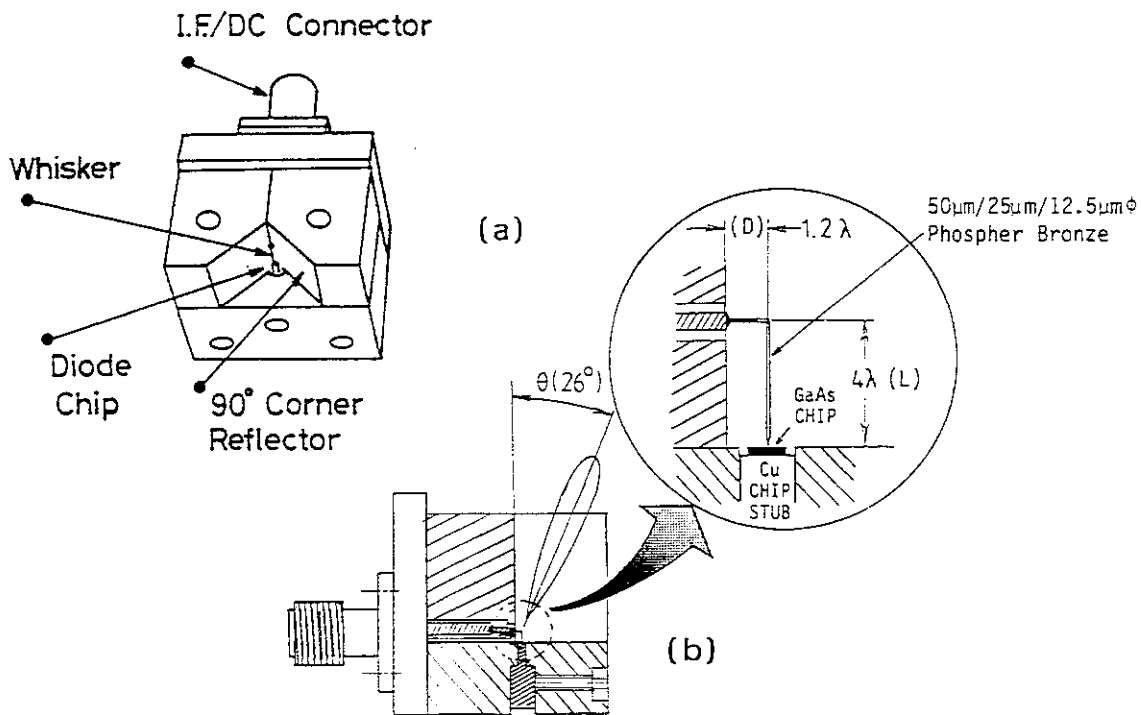


図5.20 (a) コーナー反射型検出器の全体図  
 (b) コーナー反射型検出器の詳細構造とアンテナ形状

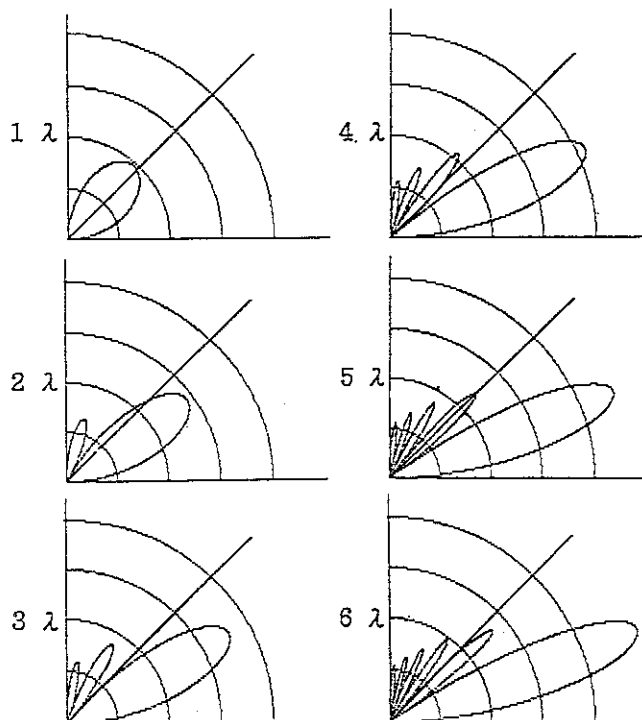


図5.21 ロングワイヤーアンテナの放射特性

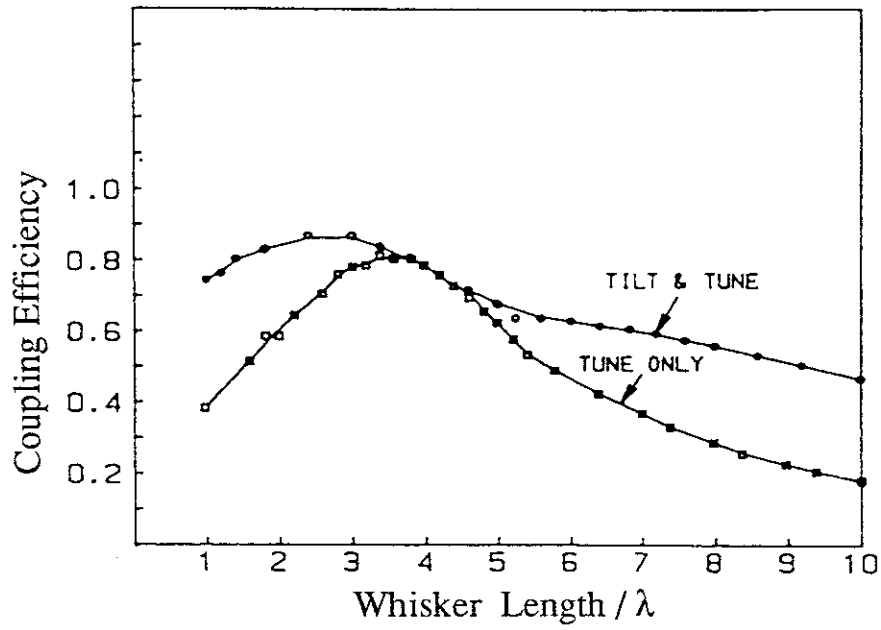


図5.22 コーナー反射型検出器の結合効率とアンテナ長<sup>6)</sup>

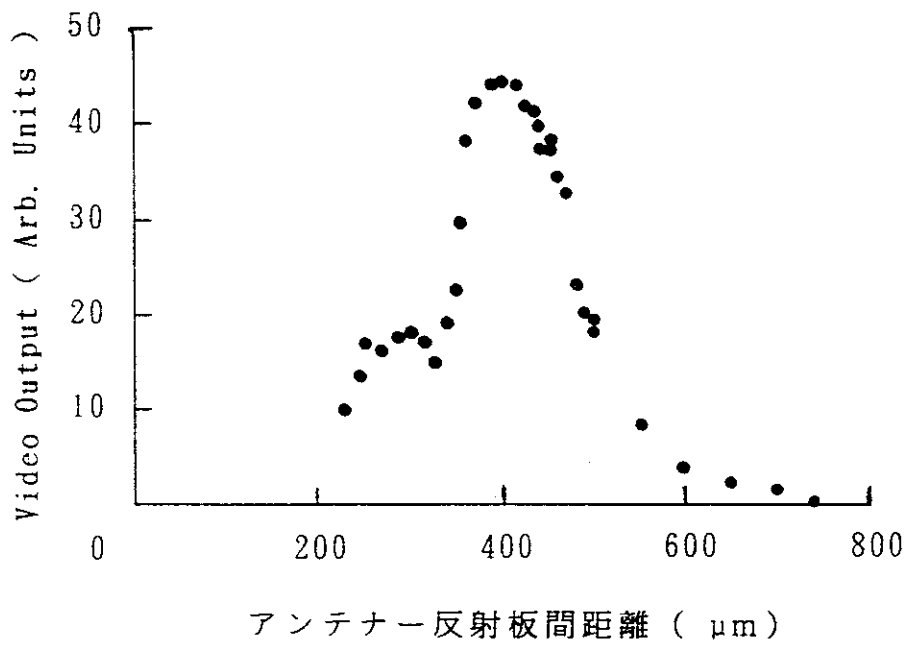


図5.23 コーナー反射型検出器のチューニング特性  
アンテナの長さは $4\lambda$ 。

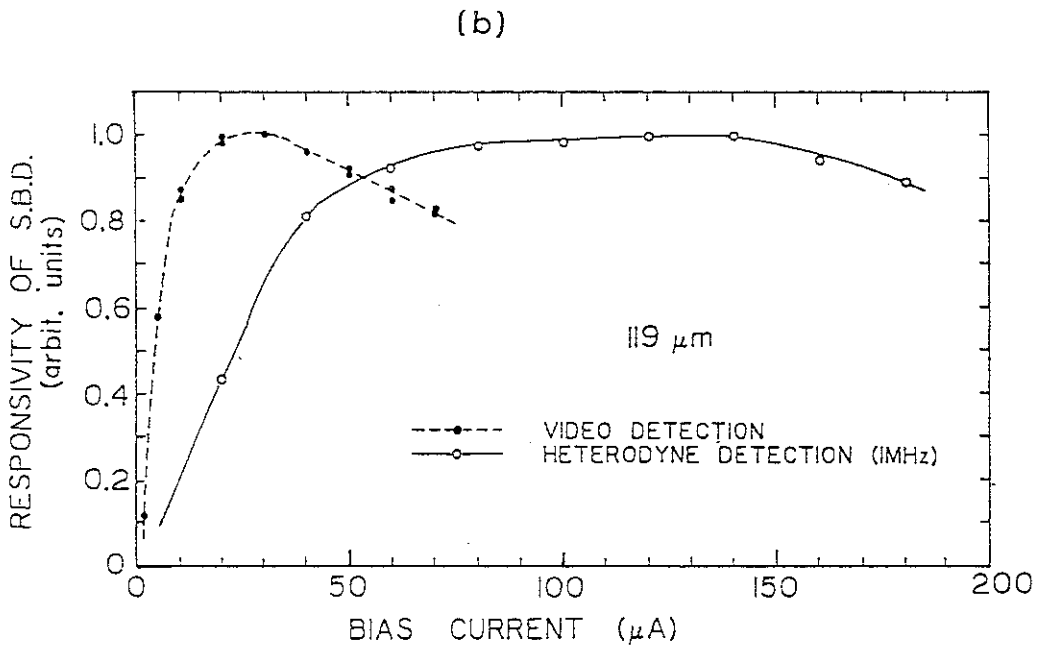
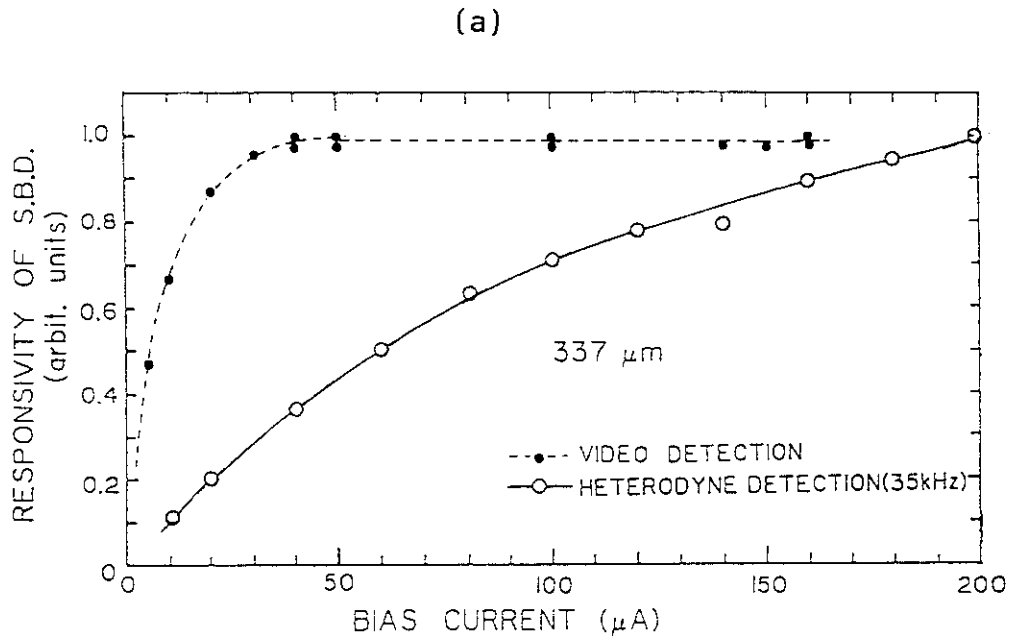


図5.24 コーナー反射型検出器のビデオ感度及びヘテロダイン感度のバイアス電流特性。

測定に使用したショットキ・バリア・ダイオードはFarran Tech社製SD18、測定に使用したレーザーは、(a)  $337 \mu\text{m}$ -HCN Laser, (b)  $119 \mu\text{m}$ - $\text{CH}_3\text{OH}$  Laser

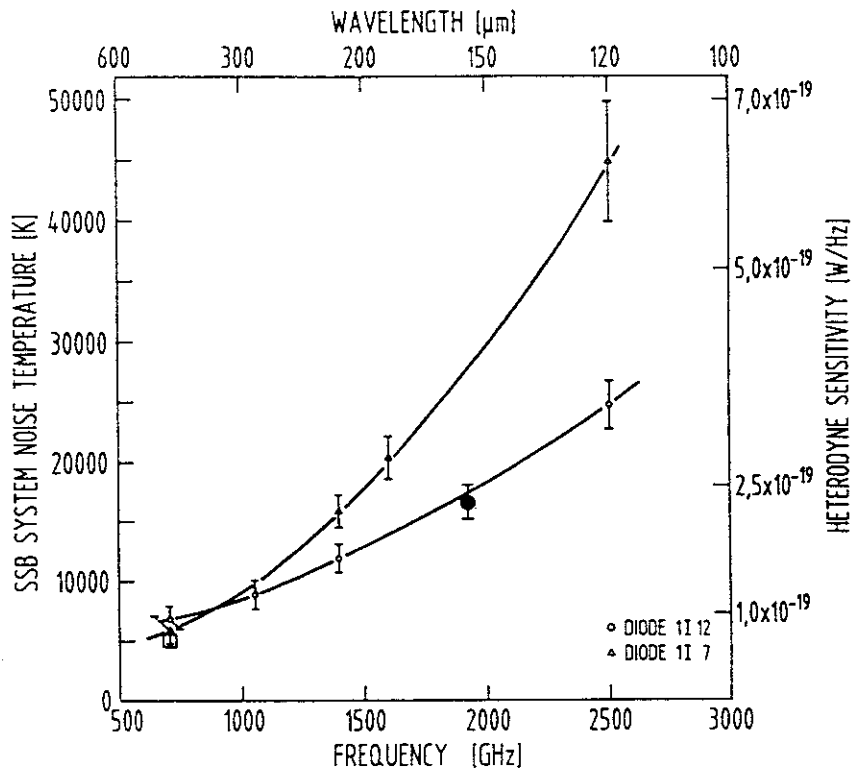


図5.25 GaAsショットキ・バリア・ダイオードのシステム雑音温度の波長特性。<sup>7)</sup>

測定に使用したダイオードは、バージニア大学の117及び1112.

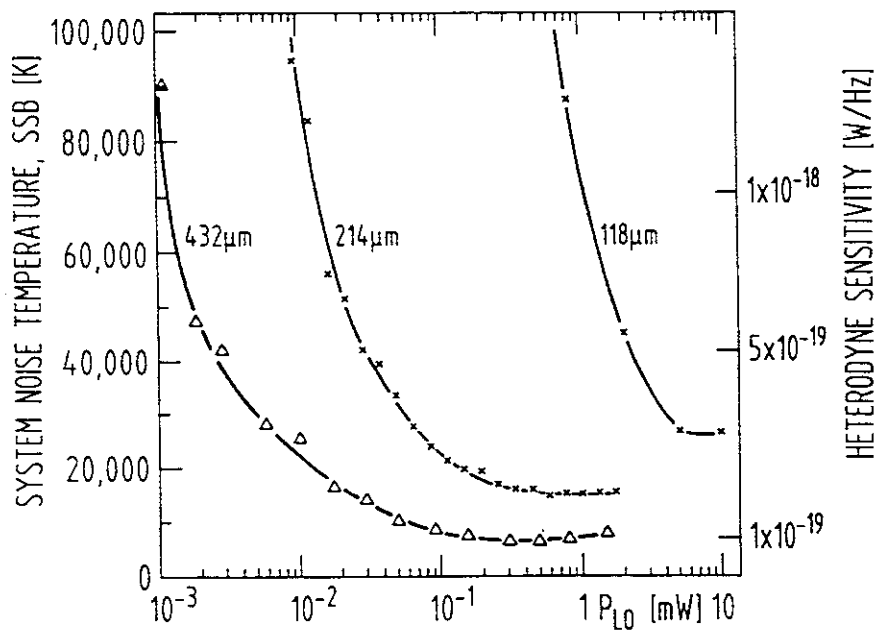


図5.26 GaAsショットキ・バリア・ダイオードのシステム雑音温度の局部発振入力特性。<sup>7)</sup>

測定に使用したダイオードはバージニア大学の1112.

よって大きく異なり、 $\lambda=432\ \mu\text{m}$ では、約0.1 mWであるのに対して、 $\lambda=119\ \mu\text{m}$ では約5 mWと1桁以上大きな入力が必要とする。

## 5.7 取扱い上の注意点

コーナー反射型検出器では、ウイスカとダイオードとの点接触が検波特性を決める心臓部である。この部分の実効寸法は $0.5\ \mu\text{m}$   $\phi$ 以下であり、この部分の良好なコンタクトを保持するためには、機械的振動や電氣的ショックを極力避ける必要がある。機械的振動によって、コンタクトが外れた場合には、ダイオードポストを下げ、再び押し上げれば数回のコンタクトが可能である。一方、電氣的ショックによる破損はダイオード穴周辺に黒く焼け焦げた跡を作り、ウイスカの先端は溶解した状態となる。この場合には再エッチングが必要となる。以下、上記のトラブルを防ぐための対策、注意すべき点について述べる。

- (1) 静電気及び接続回路からの電氣的衝撃に注意する。例えば、バイアス回路等は、スイッチを入れてからダイオードを接続し、その後、静かにポテンショメーターを回してダイオードに電圧を加え、必要なbias電流にセットする。
- (2) その他の回路を使用する場合にも、ダイオードを接続した状態で電源をon, offすることを避ける。
- (3) 検出器を取り扱う時には、測定器や、人体をアースして静電気を除去する。
- (4) I-V特性の測定をするときの最大電流を1 mA程度（数秒）程度に抑える。（最大電流はダイオードによって異なる。）
- (5) 検出器を取付、調整する時には、ウイスカに接線しているSMAコネクタ部には触らないようにする。又、工具等によって機械的ショックを与えないこと。
- (6) 検出器を長期間使用しない場合には、静電気による破損を防ぐためにコネクタをショートしておくことが望ましい。

## 参考文献

- 1) 水野浩司：核融合研究51(1984) 35.
- 2) T. Tetsuka, S. Okajima, K. Kawahata and J. Fujita: Jpn. J. Appl. Phys. 24(1985) L593.
- 3) K. Kawahata, K. Haba, J. Fujita, S. Okajima: Rev. Sci. Instrum. 60(1989) 3734.
- 4) K. Kawahata, T. Tetsuka, J. Fujita, M. Nagatsu, H. Ohnishi, S. Okajima, T. Iwasaki: Int. J. Infrared & Millim. Waves 9 (1988) 655.
- 5) H. Krautle, E. Sauter and G.V. Schulz: Infrared Physics 17 (1977) 477.
- 6) K. Chang: Handbook of Microwave and Optical Components, Vol. 2 (Wiley, New York, 1990)
- 7) H. P. Röser: Infrared Physics 32 (1991) 385.

## 6. おわりに

以上、3年間にわたって行った支援調査共同研究「高性能遠赤外検出器の開発」の結果を、ショットキ・バリア・ダイオードのプラズマ計測への適用、ダイオード自体の開発、特性、その評価、使用に当たって留意すべき事項、使用上のテクニカルノウハウ等についてまとめた。

また、この支援調査共同研究では、東北大学電気通信研究所で製作されたダイオード、或いは他のメーカーのダイオードの使用実績を持ち、遠赤外領域のプラズマ診断に携わっている国内の研究機関を対象に、研究目的、対象とするプラズマのパラメータ、検出すべき放射の特性、ダイオードの使用形態、ダイオードの特性、測定結果の例、等の調査を依頼した。調査結果は、東北大学電気通信研究所におけるショットキ・バリア・ダイオード開発のためにも、ダイオードの有効な使用のためにも、非常に有益であった。この調査結果は、ショットキ・バリア・ダイオードを用いてプラズマ計測をしようとする研究者にとっても有用な情報であろうと思われるので、付録に掲載することにした。調査に協力して下さった各位に紙面を借りて謝意を表したい。

本報告書が、今後のGaAsショットキ・バリア・ダイオードの開発と有効な利用のために役立てば幸いである。内容に関して、ご意見、ご質問、コメント等があれば、著者までお寄せ頂きたい。

付録 GaAsショットキ・バリア・ダイオードの使用状況

調査を依頼した研究機関名、調査項目は次のとおりである。

○調査対象研究機関名：

核融合科学研究所  
筑波大学プラズマ研究センター  
東京大学教養学部基礎科学科  
名古屋大学工学部  
京都大学理学部  
京都大学工学部電子工学科電子物理学教室  
大阪大学工学部  
九州大学総合理工学研究科  
日本原子力研究所  
計量研究所  
郵政省 通信総合研究所 光計測研究室

○調査項目：

使用レーザーと発振波長、計測手法（チャンネル数）  
使用環境〔検出器設置場所、主な雑音の種類とその程度、  
雑音対策（シールド方法）〕  
検出器〔マウント（形と大きさ、自作・他作、特徴）、アンテナ（材料・線径、  
形・長さ、Etching 液と方法、特徴）、使用ダイオード（製造元：型番、  
Video 感度：V/W）〕  
集光方法  
ヘテロダイン検波〔ローカル入力パワー、中間周波数（バンド幅）、増幅器のイン  
ピーダンス・利得・NF〕  
故障の状況〔種類（オープンまたはショート）、考えられる原因、頻度〕  
取扱上注意していること  
検出器への要望

「GaAsショットキー・バリヤ・ダイオード」の使用状況

調査事項		記載事項	
所属機関 (研究室) 使用レーザーと発振波長 計測手法 (チャンネル数)		核融合科学研究所 HCN(337 $\mu\text{m}$ ) DCN(195 $\mu\text{m}$ ) CH <sub>3</sub> OH(119 $\mu\text{m}$ ) 干渉計 (6チャンネル)、散乱計 (4チャンネル)	
使用環境	検出器設置場所	JIPP T-IIUトカマク装置実験室内	
	主な雑音の種類とその程度	大電力RF、X線、中性子	
	雑音対策 (シールド方法)	bias電源、Amp をAl (5 mm)シールドしている	
検出器	マウント	形と大きさ 自作・他作 特徴	コーナーキューブ型, 15x18x14.5 mm 水野研、核融合研製の2種類 核融合研製はコンパクトでコンタクトが容易
	アンテナ	材料・線径 形・長さ Etching 液と方法 特徴	リンセイ銅, $\phi 25\mu\text{m}$ L型, 4 $\lambda$ 2N NaOH、AC電源
	使用 ダイオード	製造元 (型番)	水野研 (ND18)、Farran (SD018) Virginia (1E13, 1E2, 1T6, 1H150)
		ビデオ感度 (V/W)	~100V/W (ND18, SD018, 1E13, 1E2, 1H150) ~120V/W (1T6)
集光方法		TPX レンズ f=100, 80	
ヘテロダイン 検波	Local 入力パワー	~2mW	
	中間周波数 (バンド幅)	50KHz (50KHz), 3MHz (4MHz)	
	Amp の impedance ・利得 ・NF	50 $\Omega$ , 40dB, 3.5	
故障の状況	種類 (Open 又は Short)	Open	
	考えられる原因	調整時に発生する電氣的・機械的ショック	
	頻度	1個/2ヶ月 (7個当り)	
取扱い上注意していること		検出器は非使用時においてはコネクタをショートしている。	
検出器への要望		1)多チャンネル計測のためのコンパクト化 2)コンタクトを容易にするために、穴の一様性と表面密度の向上 3)コンタクトが外れ難くするための穴形状の工夫	



「GaAsショットキー・バリヤ・ダイオード」の使用状況

調査事項		記載事項
所属機関 (研究室) 使用レーザーと発振波長 計測手法 (チャンネル数)		筑波大学プラズマ研究センター HCOOH(432 μm), HCN(337 μm) 干渉計 (散乱計) (5チャンネル)
使用環境	検出器設置場所	GAMMA 10 タンデムミラー装置実験室内
	主な雑音の種類とその程度	大電力RF(3-10 MHz), ジャイロトロン(28, 41 (Hz))
	雑音対策 (シールド方法)	Mixer, Amp, Bias電源をシールドケース(Al-3 mm)に収納している。ダイクロイクプレートの使用
検出器	マウント	形と大きさ 自作・他作 特徴 コナキュー形 33x25x13mm, パエカ形 50x35x30mm 水野研, Millitech社, UCLA Millitech社製はコンパクトで取付け容易
	アンテナ	材料・線径 形・長さ Etching 液と方法 特徴 L型, 4λ (コナキューマウント)
	使用ダイオード	製造元 (型番) 水野研, Millitech(MXQ-04-E1) UCLA(Virginia), Farran, ビデオ感度 (V/W) 100-200V/W
集光方法		TPXレンズ, 凹面鏡 f=75, 100mm
ヘテロダイン検波	Local 入力パワー	~1mW
	中間周波数 (バンド幅)	20 kHz(20 kHz), 1 MHz
	Amp の impedance ・利得 ・NF	100kΩ, 40dB, 1dB
故障の状況	種類 (Open 又は Short)	open, short 両方あり
	考えられる原因	不使用中にも故障あり (温度変化の影響か) 電氣的ショック
	頻度	現在8台保有, 一年間に4台修理
取扱い上注意していること		検出器は非使用時はショート, シールドケースは密閉している
検出器への要望		1)マウントの小型化 2)次元アレイ検出器の製作

「GaAsショットキー・バリヤ・ダイオード」の使用状況

調査事項		記載事項	
所属機関(研究室) 使用レーザーと発振波長 計測手法(チャンネル数)		東京大学教養学部基礎科学科 p型ゲルマニウム ( $\lambda = 90 \sim 120 \mu\text{m}$ ) パルス発振(500ns幅)のビデオ検出	
使用環境	検出器設置場所	東大教養学部・小宮山研究室 レーザービームのふらつき。ビデオ出力がパルス毎に最大70%変動 バイアス電源をAl(3mm)でシールド	
	主な雑音の種類とその程度		
	雑音対策(シールド方法)		
検出器	マウント	形と大きさ 自作・他作 特徴  コーナーキューブ型 東北大水野研製	
	アンテナ	材料・線径 形・長さ Etching液と方法 特徴  リンセイ銅、 $50 \mu\text{m}$ φ コ型、 $4\lambda$ ( $120 \mu\text{m}$ )	
	使用ダイオード	製造元(型番)	水野研
		ビデオ感度(V/W)	集光が難しいため不明
集光方法		TPXレンズ $f=120\text{mm}$	
ヘテロダイン検波	Local入力パワー		
	中間周波数(バンド幅)		
	Ampのimpedance・利得・NF		
故障の状況	種類(Open又はShort)	Open	
	考えられる原因	機械的ショック	
	頻度		
取扱い上注意していること		p-Geレーザーのパルス電源からの雑音の遮断	
検出器への要望			

「GaAsショットキー・バリヤ・ダイオード」の使用状況

調査事項		記載事項
所属機関(研究室) 使用レーザーと発振波長 計測手法(チャンネル数)		名古屋大学工学部電気学科 CD <sub>3</sub> Cl (383 μm)、HCOOH (432 μm) 散乱計測(2ch.)
使用環境	検出器設置場所	名大工、京大ヘリオトロンE実験棟
	主な雑音の種類とその程度	TEA CO <sub>2</sub> レーザーの放電
	雑音対策(シールド方法)	SBD、バイアス回路、AMPをA1箱でそれぞれシールドしさらにA1シールド
検出器	マウント	形と大きさ 自作・他作 特徴 コーナーキューブ形 名大製、UCLA修正型 小型、
	アンテナ	材料・線径 形・長さ Etching液と方法 特徴 リンセイ銅30 μm、50 μm L型、4λ 1N NaOH、自作マッチング回路
	使用ダイオード	製造元(型番) ビデオ感度(V/W) 東北大通研水野研 50-100V/W(432 μm)
集光方法		TPXレンズ f=100
ヘテロダイン 検波	Local 入力パワー	~数mW
	中間周波数(バンド幅)	0.5-400MHz、2-4GHz
	Ampのimpedance・利得・NF	50Ω、ゲイン各種、1dB、1.3dB
故障の状況	種類(Open又はShort)	V-I特性の変化、オープン 電磁的ノイズ、過大入力
	考えられる原因	
	頻度	
取扱い上注意していること		機械的振動を与えない バイアスのon/off
検出器への要望		ダイオード部の均一性

「GaAsショットキー・バリアー・ダイオード」の使用状況

調査事項		記載事項
所属機関(研究室) 使用レーザーと発振波長 計測方法(チャンネル数)		京都大学理学部物理学第一教室 HCNレーザー(337 $\mu$ m) 干渉計(6チャンネル)、偏光/干渉計(1チャンネル)
使用環境	検出器設置場所	WT-3トカマク装置実験室内
	主な雑音とその程度	プラズマ加熱用高電力RF(2GHz, 56GHz)
	雑音対策(シールド方法)	シールド箱(RF及びラインフィルター)内に設置
検出器	マウント	形と大きさ 自作・他作 特徴 コーナーキューブ型[145x115x35(mm)] 自作設計・製作外注 ウイスキーのコンタクト及び各種調整が容易
	アンテナ	材料・線径 形・長さ Etching液と方法 特徴 リンセイ銅、 $\phi$ 50 $\mu$ m L型、4 $\lambda$ 1N NaOH、DC電源
	使用 ダイオード	製造元(型番) 水野研(TID2H-13-430、及び-450; SSD12S; SSD12S-n; HSD3S) ビデオ感度(V/W) 50~100 V/W
集光方法		凹面鏡 (f=200mm)
ヘテロダイ ン検波	Local入力パワー	1~5mW
	中間周波数(バンド幅)	50kHz(~5kHz)、1.45MHz
	Ampのimpedance・利得・NF	1k $\Omega$ ・60dB・4dB
故障の状況	種類(Open又はShort)	Open; ダイオードのマウントからの脱落
	考えられる原因	電氣的ショック、機械的振動
	頻度	~2個/1年(10個当り)
取扱上注意していること		不使用時は密閉箱の中で保管
検出器への要望		1) アレイ状(20チャンネル程度)コーナーキューブ型マウントの開発 2) 高感度・高信頼性のダイオードの開発

「GaAsショットキー・バリヤ・ダイオード」の使用状況

調査事項		記載事項	
所属機関(研究室) 使用レーザーと発振波長 計測手法(チャンネル数)		京都大学工学部電子工学科電子物理学教室 HCN レーザー(337 $\mu$ m) 干渉計測(2ch)、散乱計測(1ch)	
使用環境	検出器設置場所	HIEI タンデムミラー装置実験室内	
	主な雑音の種類とその程度	プラズマ生成用 ECH(2.45GHz)	
	雑音対策(シールド方法)	Al、Cu 製シールド箱内に S.B.D.、 バイアス回路、DC アンプを設置	
検出器	マウント	形と大きさ 自作・他作 特徴	コーナーキューブ形 16.5 $\times$ 35 $\times$ 5mm 自作(水野研製を参考に設計、部品製作は外注) 小型
	アンテナ	材料・線径 形・長さ Etching 液と方法 特徴	リン青銅、 $\phi$ 50 $\mu$ m コの字折り曲げ型、4 $\lambda$ 2N NaOH、DC 電源( $\sim$ 4V)
	使用 ダイオード	製造元(型番)	水野研
		ビデオ感度(V/W)	70V/W
集光方法		凹面鏡(f=400mm)	
ヘテロダイン 検波	Local 入力パワー	ホモダイン検波のみ	
	中間周波数(バンド幅)		
	Amp の impedance ・利得・NF		
故障の状況	種類(Open 又は Short)	Open	
	考えられる原因	機械的振動、電磁的ノイズによる過大入力	
	頻度	1回/1月	
取扱い上注意していること		機械的振動を与えない スイッチ on/off 時の電氣的ショックを できるだけ排除するような操作手順	
検出器への要望		コンタクトを容易にするための穴の表面密度の 向上	

「GaAsショットキー・バリヤ・ダイオード」の使用状況

調査事項		記載事項	
所属機関 (研究室)		大阪大学工学部電磁エネルギー工学専攻, 同レーザー核融合研究センター, 京都大学ヘリオトロン核融合研究センター. 385-D <sub>2</sub> Oレーザー (パルス) ビデオ検波 (1ch)	
使用レーザーと発振波長 計測手法 (チャンネル数)			
使用環境	検出器設置場所	実験室内のシールドルーム内	
	主な雑音の種類とその程度	大出力TEACO <sub>2</sub> レーザーの放電雑音	
	雑音対策 (シールド方法)	Alボックスに入れたbias電源を検知器と共に Alシールドボックス内に収納し, オシロスコープと共にシールドルーム内にセットした	
検出器	マウント	形と大きさ 自作・他作 特徴	コーナークューブ型 水野研, 核融合研製の2種類
	アンテナ	材料・線径 形・長さ Etching 液と方法 特徴	リンセイ銅, φ50 μm, 25 μm コの字折り曲げ型, L字型, 4入 2NのNaOH水溶液, DC (5 V) 電源
	使用 ダイオード	製造元 (型番)	水野研 ND18 (1 μm)
		ビデオ感度 (V/W)	
集光方法		TPXレンズ, 凹面鏡	
ヘテロダイン 検波	Local 入力パワー		
	中間周波数 (バンド幅)		
	Amp の impedance ・利得 ・NF		
故障の状況	種類 (Open 又は Short)	Open	
	考えられる原因	実験中の取扱ミス (bias電流流したまま オシロスコープの電源をオフ等)	
	頻度		
取扱い上注意していること		過度の高入力を防ぐようにしている。 非使用時はコネクタを外している。	
検出器への要望		高感度でしかも機械的, 電氣的に丈夫なもの	

「GaAsショットキー・バリヤ・ダイオード」の使用状況

調査事項		記載事項
所属機関(研究室) 使用レーザーと発振波長 計測手法(チャンネル数)		九州大学総合理工学研究科 CH <sub>3</sub> OH(119 μm, 571 μm)、HCN(337 μm) 干渉計(1チャンネル)、透過率計測(1チャンネル)
使用環境	検出器設置場所	エネルギー変換工学専攻プラズマ流動工学実験室
	主な雑音の種類とその程度	特になし
	雑音対策(シールド方法)	特になし
検出器	マウント	形と大きさ 自作・他作 特徴
	アンテナ	材料・線径 形・長さ Etching液と方法 特徴
	使用 ダイオード	製造元(型番)  ビデオ感度(V/W)
集光方法		TPXレンズ f=250, 250, 300
ヘテロダイン 検波	Local入力パワー	ビデオ検波のみ
	中間周波数(バンド幅)	
	Ampのimpedance・利得・NF	
故障の状況	種類(Open又はShort)	Open
	考えられる原因	バイアス印加時の電氣的ショック
	頻度	1個/2ヶ月
取扱い上注意していること		ポスト上へハンダ付けする時に紛失する事 のないように注意している。
検出器への要望		

「GaAsショットキー・バリヤ・ダイオード」の使用状況

調査事項		記載事項
所属機関 (研究室) 使用レーザーと発振波長 計測手法 (チャンネル数)		日本原子力研究所プラズマ実験 HCN (337 $\mu\text{m}$ ) 干渉計 (3チャンネル)
使用環境	検出器設置場所	JFT-2M実験室 60GHz ECH, 10MHz帯ICH
	主な雑音の種類とその程度	X線、中性子 バイアス電源、検出器、アンプ等をシールドボックスに納め、電波吸収体でおおう
	雑音対策 (シールド方法)	
検出器	マウント	形と大きさ 自作・他作 特徴 コーナキューブ型 自作、製品 Millitech のものは非常にコンパクト
	アンテナ	材料・線径 形・長さ Etching 液と方法 特徴 リンセイ銅、 $\phi 50\mu\text{m}$ $\sim 4\lambda$ 2N NaOH, 電池
	使用 ダイオード	製造元 (型番) 水野研のもの Millitech のもの (現在すべて Millitech のもの) ビデオ感度 (V/W) $\sim 100\text{ V/W}$
集光方法		TPX レンス ( $f=80\text{ mm}$ )†と凹ミラー
ヘテロダイ ン検波	Local 入力パワー	2 mW $\sim$ 5mW
	中間周波数 (バンド幅)	$\sim 1\text{ MHz}$
	Amp の impedance ・利得 ・NF	50 $\Omega$ , 25dB, NF=1.5
故障の状況	種類 (Open 又は Short)	Open
	考えられる原因	NBI からのサージ電圧による破壊 機械的なショック
	頻度	ミリテックのものは非常にこわれにくい
取扱い上注意していること		バイアス電流を少なめにして使っている
検出器への要望		多チャンネル用にマルチ検出器アレーが望まれる



「GaAsショットキー・バリア・ダイオード」の使用状況

調査事項		記載事項	
所属機関(研究室) 使用レーザーと発振波長 計測手法(チャンネル数)		計量研究所 CH <sub>3</sub> OH(469, 251, 70 μm)レーザー ミリ波クライストロンとの周波数通倍混合	
使用環境	検出器設置場所	○研究所別棟地下室(20 °C±0.5 °C恒温室) ○機械的床振動、音波、100 VAC に乗っている雑音、ガスレーザーの放電ノイズ、同室にある他のレーザーの影響。○レーザー電源は全て安定化、SBD はアルミ板製シールド箱に格納。防振台。	
	主な雑音の種類とその程度		
	雑音対策(シールド方法)		
検出器	マウント	形と大きさ 自作・他作 特徴	水野研製コーナーキューブ型
	アンテナ	材料・線径 形・長さ Etching 液と方法 特徴	W 25 μmφ, リンセイ銅 50 μmφ コの字形, 4 λ 1N KOH(W線), 2N NaOH(リンセイ銅) 5 kHz 短形波(TTLレベル)
	使用 ダイオード	製造元(型番)	水野研(型番不明)
		ビデオ感度(V/W)	
集光方法		TPX レンズ f=100 mm	
ヘテロダイン 検波	Local 入力パワー	~5 mW (FIR), 20 mW(mm波)	
	中間周波数(バンド幅)	300 kHz	
	Amp の impedance ・利得・NF	50Ω, 40 dB, Low Noise型	
故障の状況	種類(Open 又はShort)	Open, Short 両方	
	考えられる原因	電氣的、機械的ショック	
	頻度	1 回/ 週	
取扱い上注意していること		使わない時は出力をショート	
検出器への要望		○混合可能な通倍次数の向上 ○アンテナとFIR 光の結合特性の向上 ○はずれなくてもコンタクトの状態が変わるので、安定なコンタクトの実現	

「GaAsショットキー・バリヤ・ダイオード」の使用状況

調査事項		記載事項	
所属機関(研究室) 使用レーザーと発振波長 計測手法		(郵) 通信総研 光計測研究室 CH <sub>3</sub> OH(71μm, 119μm, 163μm, 171μm), HCOOH(394μm, 433μm, 513μm)等 ミリ波源とのハーモニックミキシングによる周波数計測	
使用環境	検出器設置場所	・通信総研 光地上通信センター	
	主な雑音の種類とその程度	・商用電源、CO <sub>2</sub> レーザー用高圧電源、R.P.	
	雑音対策(シールド方法)	・商用電源からのハノイズ性ノイズに対しては電源 フィルター付加(効果小)	
マウント	形と大きさ 自作・他作 特徴	コーナーキューブ型 水野研より供与 (比較的小型か?)	
	アンテナ	材料・線径 形・長さ Etching液と方法 特徴	リン青銅、50μmφ ~4λ 2N NaOH, DC電源, 5mA程度
	使用 ダイオード	製造元(型番)	水野研(SSD-12S:1.3μmφ) Farran Tech(SD-018:2μmφ)
		ビデオ感度(V/W)	10~30V/W
集光方法		TPXレンズ(f=150mm)	
ヘテロダイン 検波	Local 入力パワー	7~20mW	
	中間周波数(バンド幅)	180MHz	
	Amp の impedance・利得・NF	50Ω, 30dB, NF=1.4dB(トロンテック:w500E) 2段直列	
故障の 状況	種類(Open 又はShort)	現在までトラブルはほとんどなし。 (0.9μmφのSBDを用いる時、針先が太すぎるのか、表面にフラックスがついているのか コンタクトが取れないトラブルがある)	
	考えられる原因		
	頻度		
取扱い上注意していること		非使用時はショートする。 R.P.の振動を与えない。	
検出器への要望		ミリ波源とのハーモニックミキシングを行 いやすいようにミリ波導波管用フランジがつ くようになっていると便利。 SBD針支持具は、入射方向に短い構造の 方が良い。	

## Publication List of NIFS-TECH Series

- NIFS-TECH-1 H. Bolt and A. Miyahara, *Runaway-Electron -Materials Interaction Studies* ; Mar. 1990
- NIFS-TECH-2 S. Tanahashi and S. Yamada, *Dynamic Analysis of Compact Helical System Power Supply and Designs of Its Upgrade*; Sep. 1991