

# ミリ波測定器について

## mm Wave Test Equipment

石井 宗典\*  
Sôsuke Ishii

### 内 容 梗 概

ミリ波領域の技術の開発が進むに従って、測定器に対しては精度の向上、広帯域化、あるいはさらに短い波長帯へと要求される範囲が次第に広いものになって来た。日立製作所においては 100 Gc に至る各種測定器を開発しており、さきに主として 35 Gc までの諸特性について紹介したが、本文ではこれらについてさらに詳細に検討した結果および新しく開発した機器のうちミリ波基本測定器、ミリ波信号発生器および受信機についてその概要と問題点を測定結果を示しながら紹介してある。

### 1. 結 言

ミリ波の領域は、導波管伝送による超多重通信、高分解レーダ、あるいは物性の研究の手段などの応用面において、盛んに研究開発が行なわれており、測定器に関しても、より短い波長の領域の開発と広帯域化、直読化を含めて精度の向上について多くの努力が払われている。

当社におけるミリ波測定器の概要については、すでに紹介<sup>(1)</sup>したが、その後 100 Gc (波長 3 mm) に及ぶ各種測定器を開発したので、ここではそのうち興味あると思われる機種をとりあげて紹介することとする。

ミリ波の測定器としては、

- ミリ波基本測定器
- ミリ波信号発生器および受信機
- ミリ波通信用測定装置
- ミリ波応用測定装置

に分類することができる。当社においてはこれら全般にわたり開発を進めているが、ここでは前の二項についてその概要と問題点について、測定結果を示しながら紹介する。

### 2. ミリ波基本測定器

ミリ波の基本的な測定量は、インピーダンス、周波数および電力であり、現在広く使用されている測定法は、センチ波帯において行なわれている方法と原理的に異なるところはない。ここではこれらの測定に関する測定器のより高い周波数の領域における問題点と、興味ある二、三の点について述べることにする。

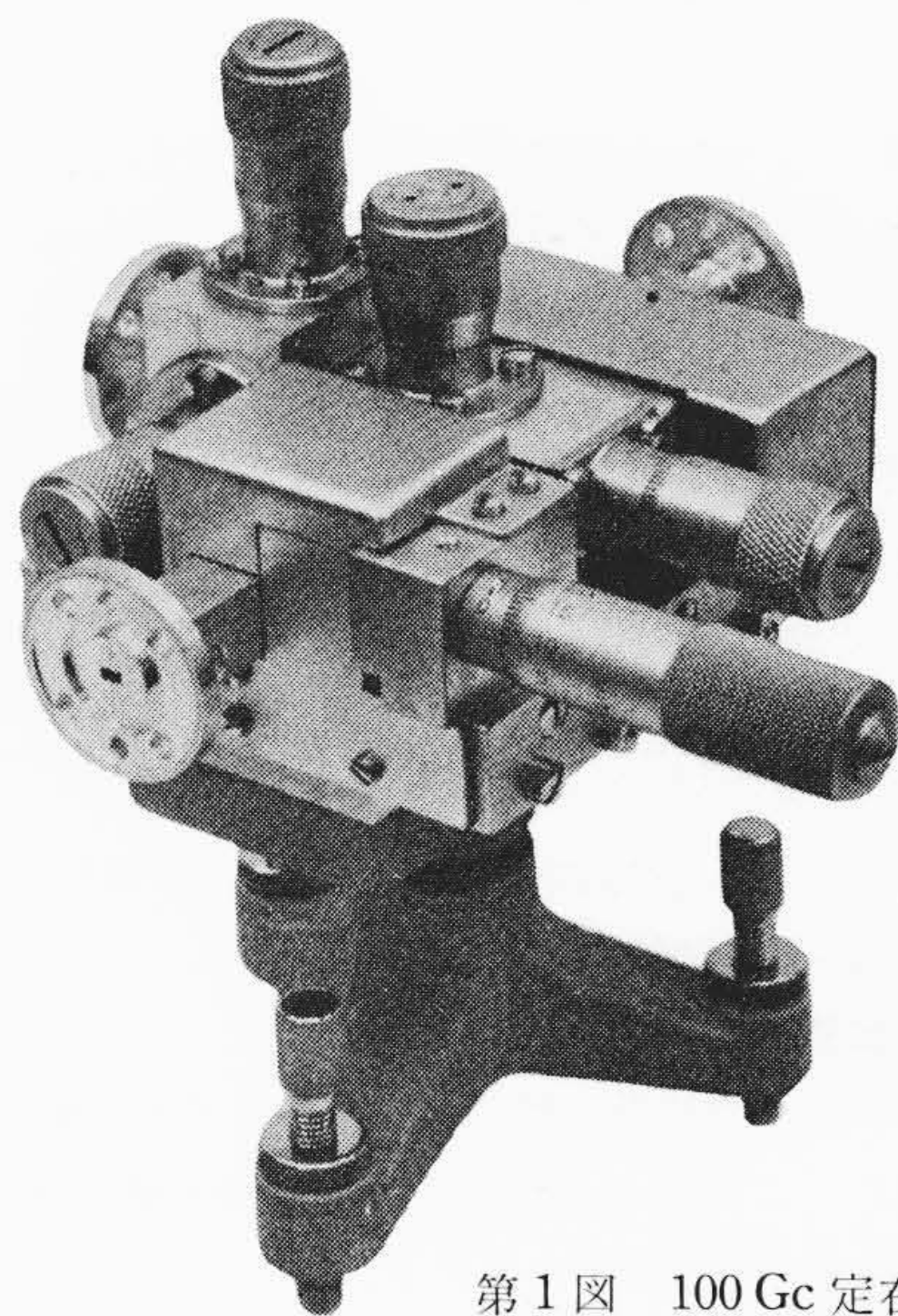
#### 2.1 定在波測定器

インピーダンスの測定は、定在波測定器によって行なわれているが、導波管内の定在波を測定するため、壁から管内に探針をそう入して、これを軸方向に移動させる必要があるため、軸方向に細いみぞを平行に切らなければならない。この場合みぞは伝送状態に対する影響をできるだけ少なくするように切らなければならないが、したがって周波数が高くなり導波管寸法が小形になるともなって、工作が困難になってくる。第 1 図は 100 Gc の定在波測定器の外観であり、第 1 表は各周波数帯のみぞと探針部の寸法を示したものである。みぞの部分のインピーダンス不連続ならびに導波管の寸法精度を総合して定在波測定器の精度を示す残留定在波比を可動負荷法<sup>(2)</sup>によって測定した結果を第 2 図および第 3 図に示す。また定在波測定器は検出感度、すなわち主導波管から検出回路への結合能率がよいことが必要であって、この結合度を探針による誤差 (Probe error) の無視できる範囲におけるそう入長で限定する。75 Gc 帯における測

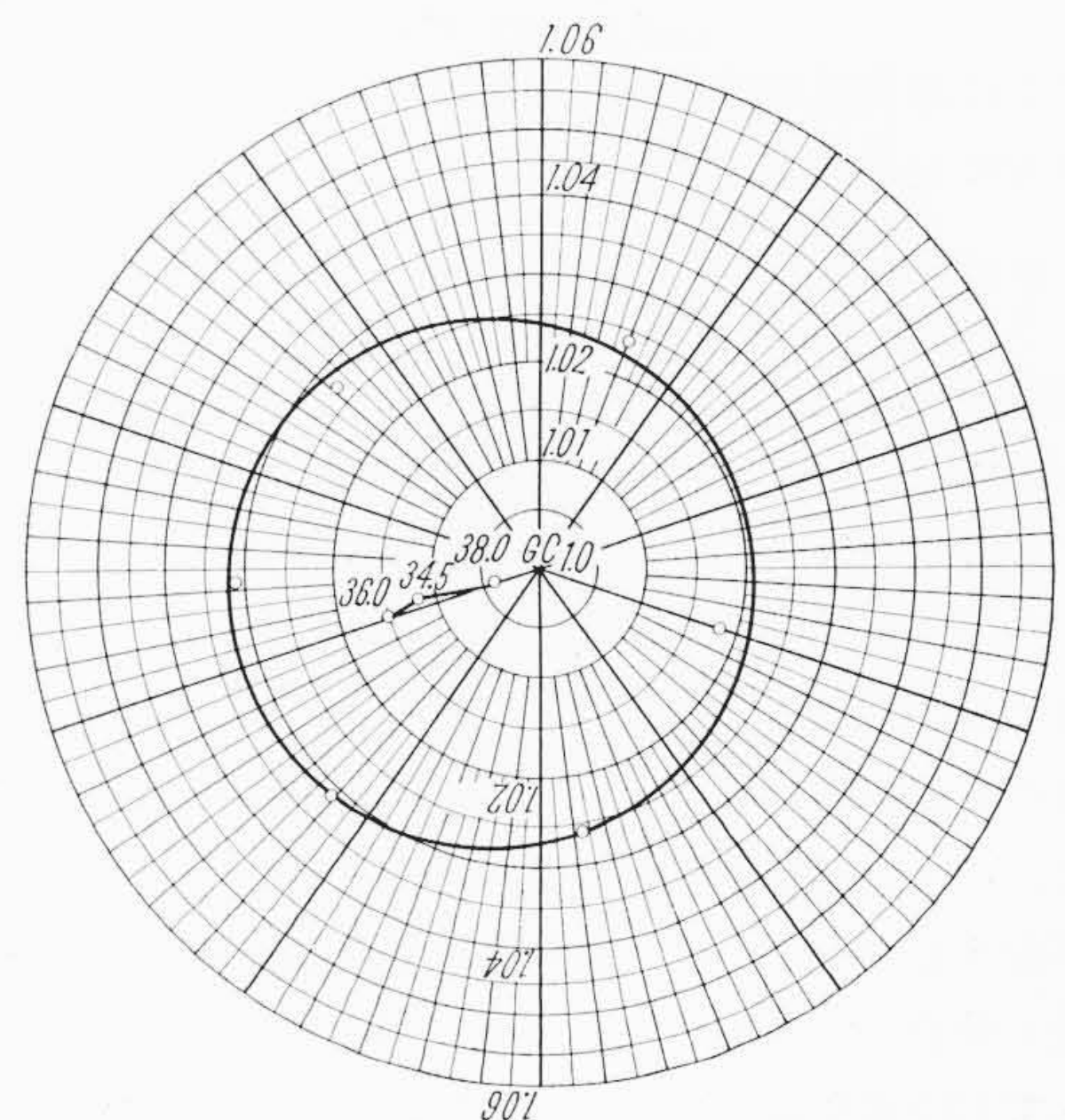
\* 昭和電子株式会社 工博

第 1 表 探針スリット部寸法

周波数 (Gc)	a	b	c	d	導波管口径 (mm)
35	0.5	0.4	0.2	0.1	7.1×3.55
50	0.5	0.4	0.2	0.1	4.78×2.39
100	0.4	0.3	0.2	0.1	2.54×1.27
10	2.0	1.7	1.1	0.5	22.9×10.2

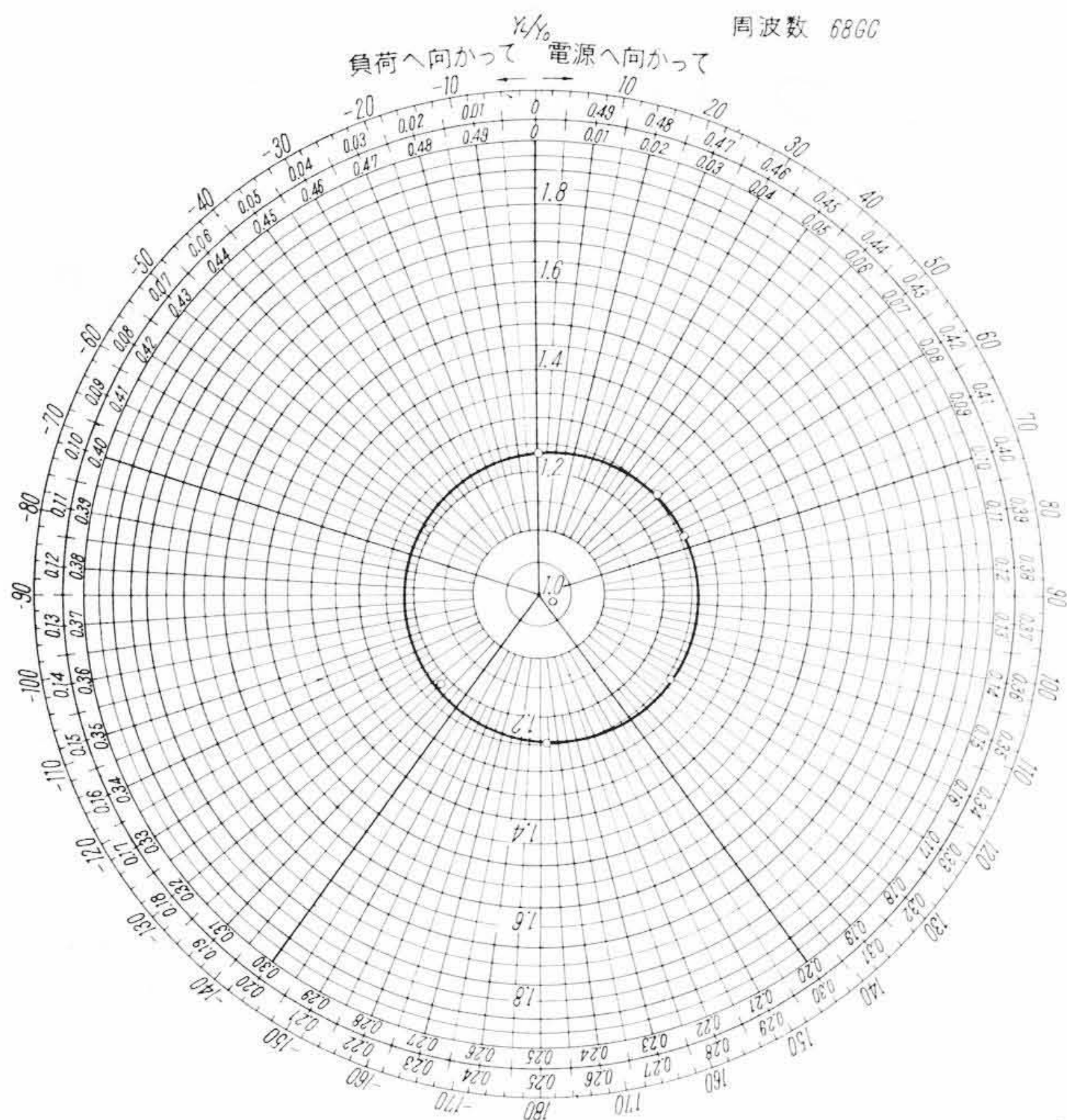


第 1 図 100 Gc 定在波測定器



第 2 図 34 Gc 定在波測定器の残留定在波比





第 3 図 75 Gc 定在波測定器の残留定在波比

定結果は 25 dB であってセンチ波におけると同等である。

周波数が高くなるにしたがって導波管の損失が大きいものになるため定在波比 (VSWR) の測定誤差が無視できなくなる。したがって定在波測定器の設計に当っては、できるだけ導波管の長さを短くする必要があり、また実際に使用するに当っては、要求される測定精度に伴い、補正をする必要がある。補正は次式で行なうことができる。

$$\rho_0 = \frac{1 + \rho + \alpha(\rho - 1)}{1 + \rho - \alpha(\rho - 1)} \dots (1)$$

ここで  $\rho_0$  は真の VSWR,  $\rho$  は測定された VSWR,  $1/\alpha$  は探針の位置から負荷までの線路の全損失である。

### 2.2 精密形可変減衰器

第 4 図に示すように、方形導波管の TE<sub>10</sub> モードを円形導波管の TE<sub>11</sub> モードに変換し、ここにそう入した抵抗膜を回転させた場合、この入出力間の減衰  $\alpha$  は次式で求められる。

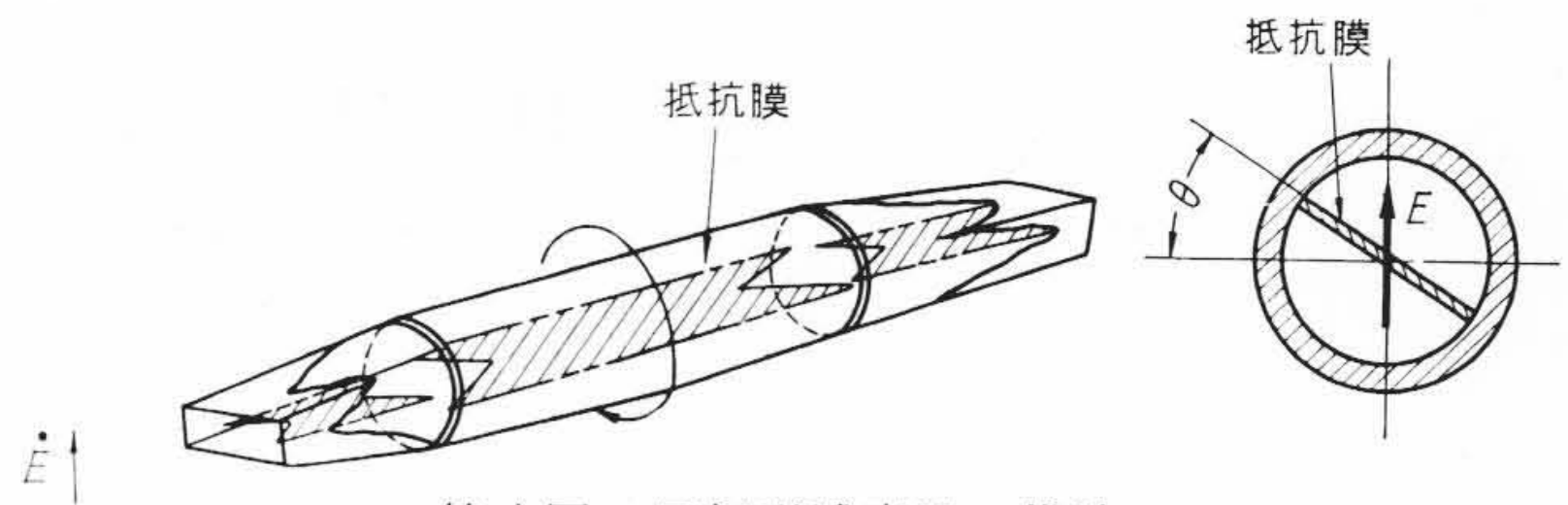
$$\alpha \text{ (dB)} = 20 \log \frac{1}{\cos^2 \theta + 10^{-\frac{D}{20}} \sin^2 \theta} \dots (2)$$

ここで  $D$  は抵抗膜の最大減衰量 (dB),  $\theta$  は回転角度である。もし  $D$  を無限大にとることができれば

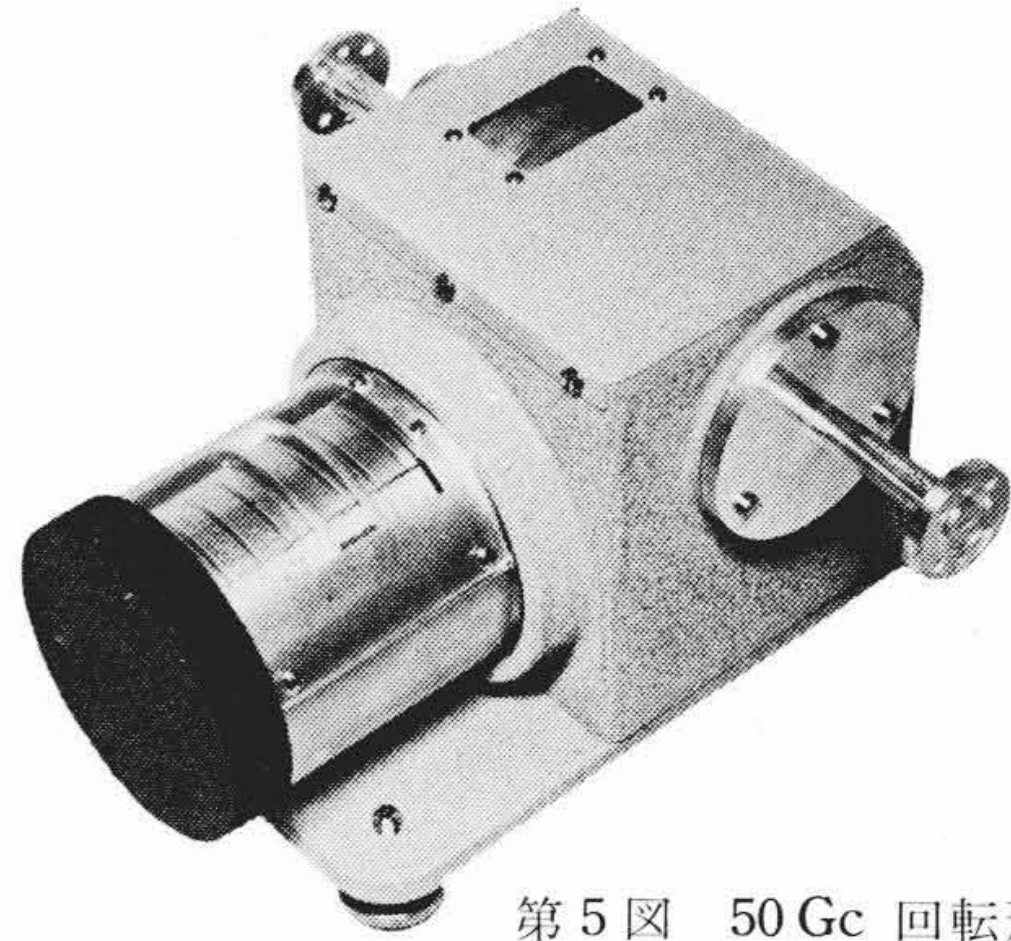
$$\alpha \text{ (dB)} = 20 \log \frac{1}{\cos^2 \theta} \dots (3)$$

となり、減衰量は回転角度のみに依存して周波数には無関係となり、したがって容易に dB 直読の目盛を付けることができる。一般的にはモード変換部の構造上大形となることは避けられないので、センチ波においては不便なことが多いが、ミリ波においてはその特質を十分発揮することができる。

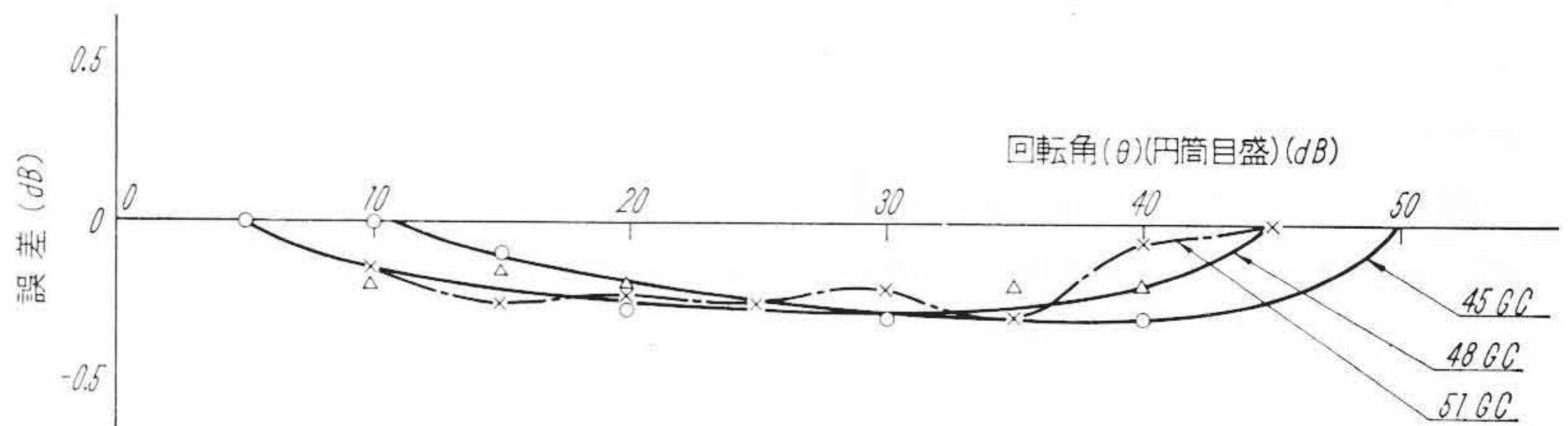
この形の減衰器においては、モード変換部で発生する不要モードがあると、これが減衰の誤差の原因となる。すなわち、不要モードの発生率を  $\beta$  とすると、抵抗膜自身の減衰量が無限大であったとしても、最大減衰量はみかけ上  $20 \log \beta$  (dB) 以上は得られなくなり、したがって (3) 式を満足しないことになる。このために、モード変換部の構造ならびに寸法精度は十分注意しなければならない。



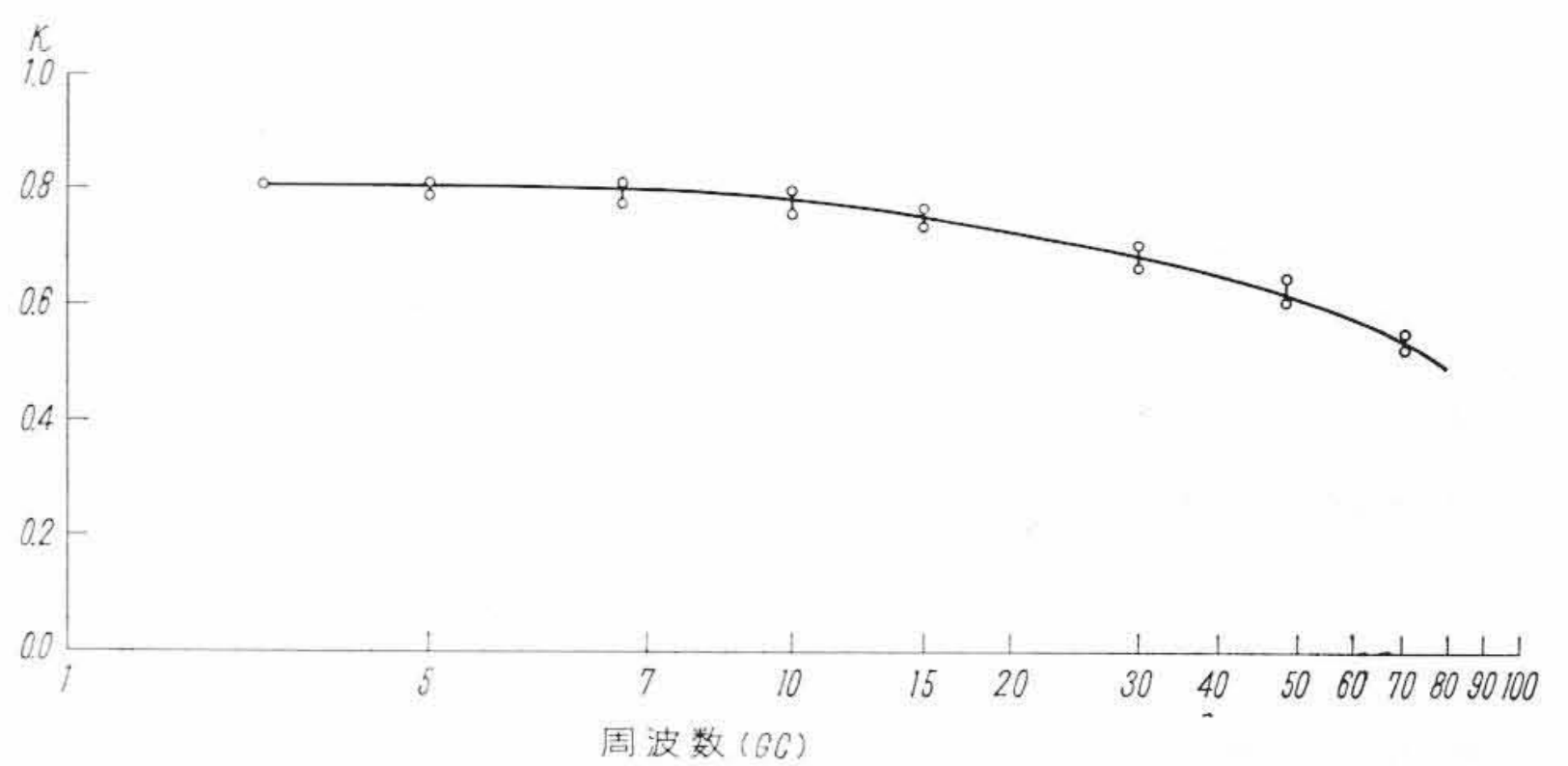
第 4 図 回転形減衰器の構造



第 5 図 50 Gc 回転形直読式減衰器



第 6 図 50 Gc 回転形減衰器の偏差



$$K = \frac{Q_0}{Q_u} \left( \begin{array}{l} Q_u: \text{理論値} \\ Q_0: \text{無負荷} \end{array} \right)$$

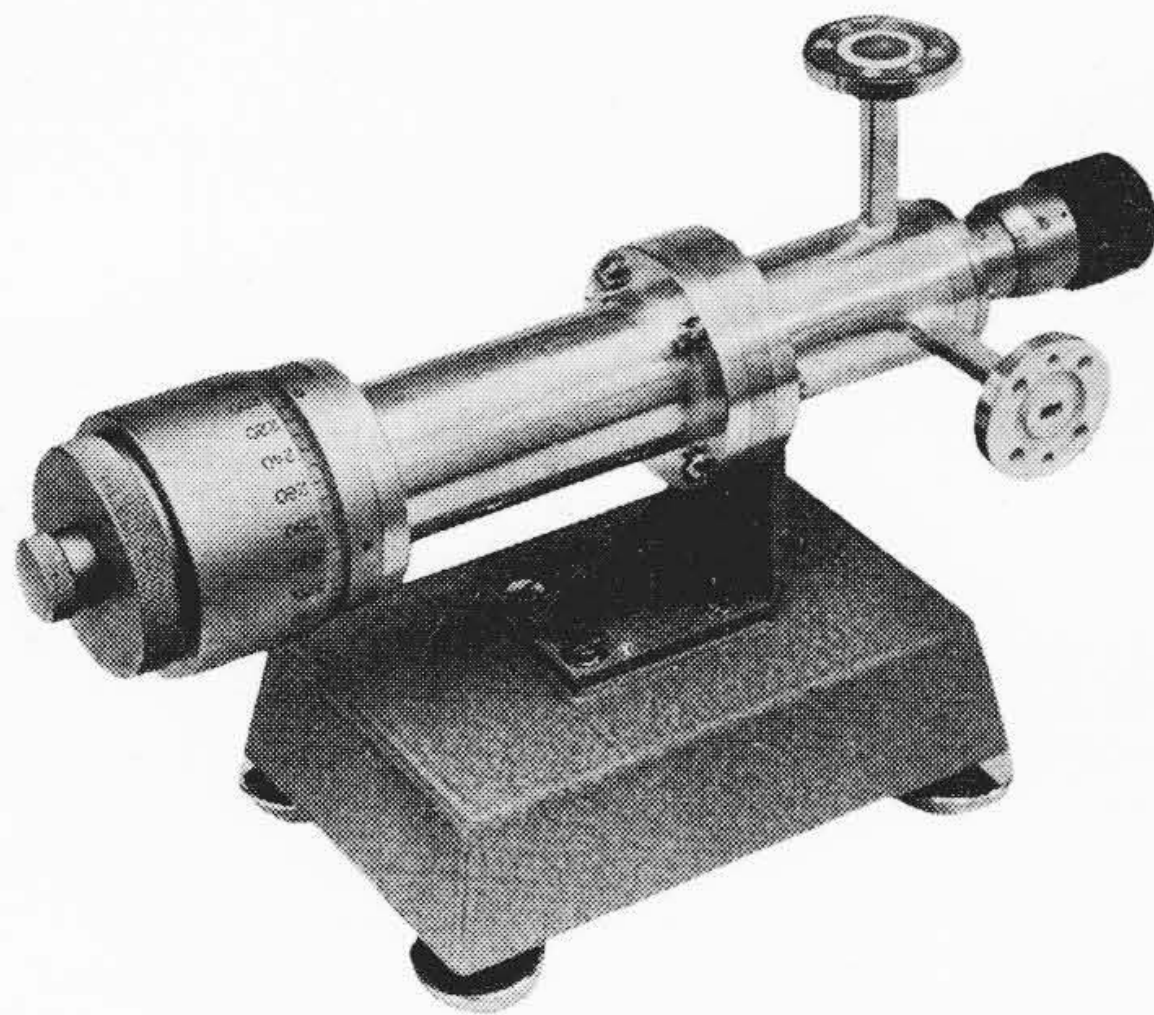
第 7 図 空洞周波数計における導電率の周波数特性

第 5 図は 50 Gc の回転形直読式減衰器である。ここでは最大減衰量を 80 dB 以上取り 50 dB 減衰の点における理論値よりの偏差を 0.2 dB 以内とした。標準減衰器 (中間周波精密リアクタンス減衰器) によって校正した結果理論値に対する偏差は第 6 図に示すとおりであって、この偏差は回転に伴って発生する不要モードに起因するものと考えられる。なおこの帯域のみならず 100 Gc に至る各周波数帯にわたり製品化することができた。

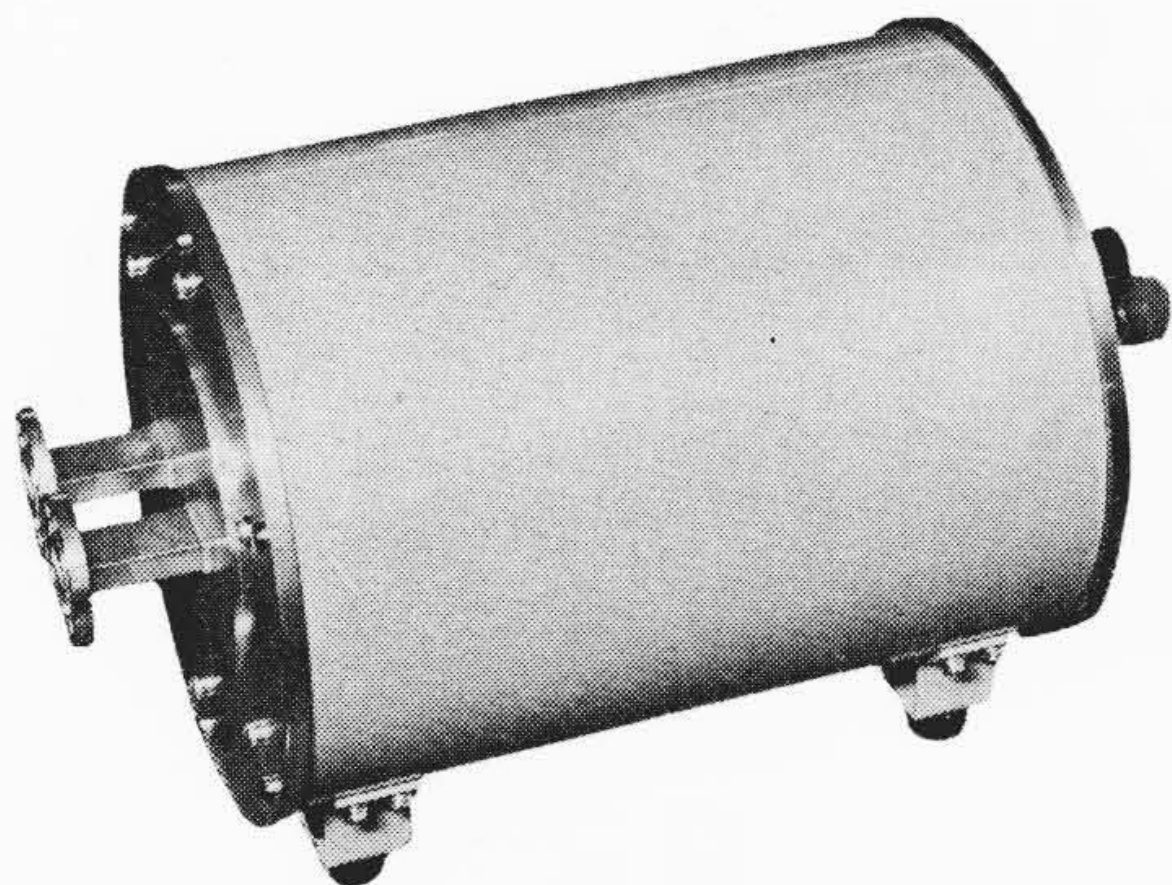
### 2.3 空洞周波数計

一般的には周波数の測定に空洞共振器を使用するが、比較的周波数範囲が狭くとも、 $Q$  が高く読取精度の高いものを要求されることがある。このような場合には共振モードとして TE<sub>01n</sub> を使用し  $n$  の次数を高くして  $Q$  を高くする。また空洞内壁の仕上げ、表面処理などによって導電率が著しく影響され周波数が高くなるにしたがって問題になってくる。第 7 図は同一表面処理条件のもので製作した空洞周波数計の測定結果から算出した銀メッキの等価導電率の理論値に対する比率である。この図から明らかなように、周波数が高くなるに従って導電率が著しく低下している。

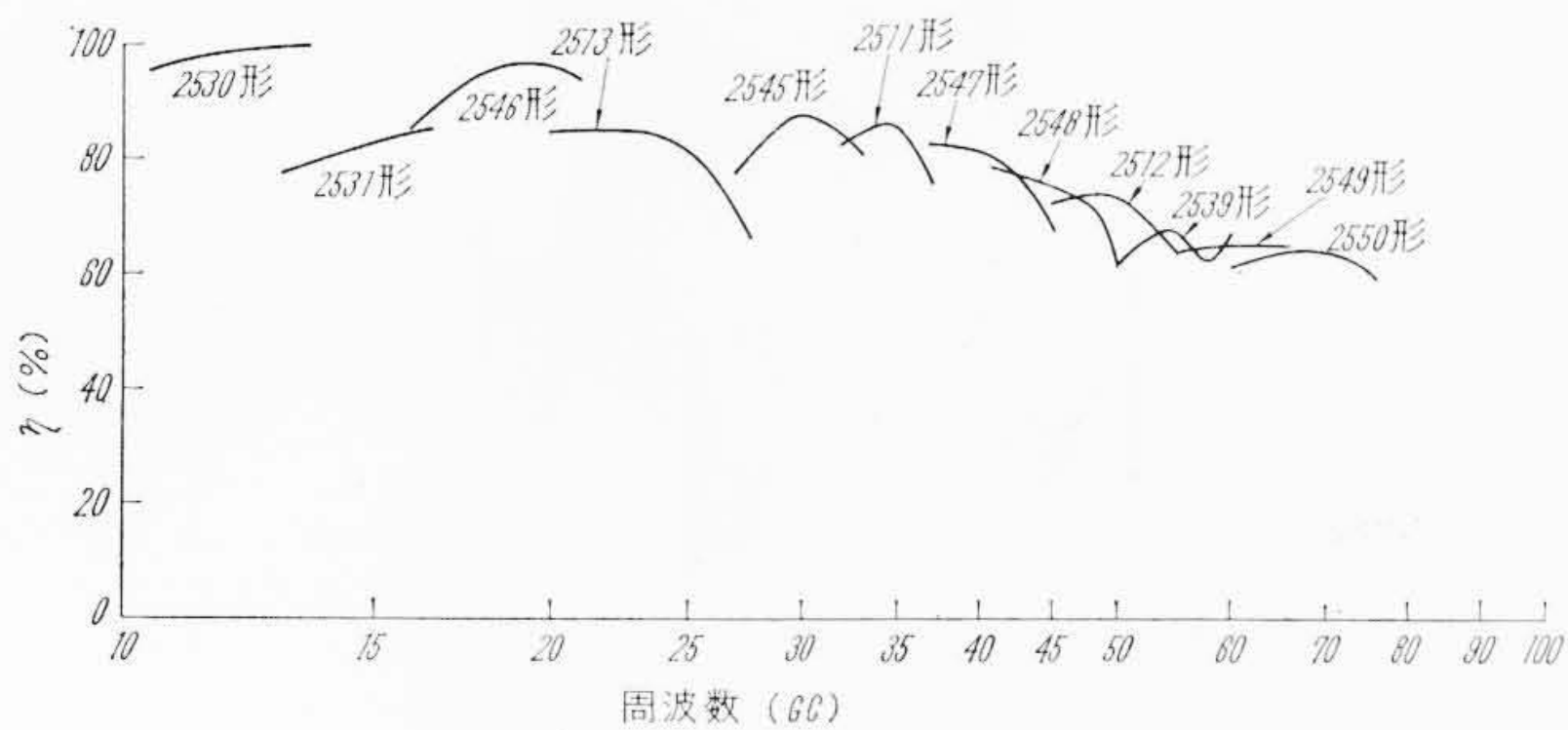




第8図 50 Gc 高Q周波数計



第9図 ミリ波簡易カロリメータ



注：電力線は簡易形カロリメータ

第10図 サーミスタマウントの能率

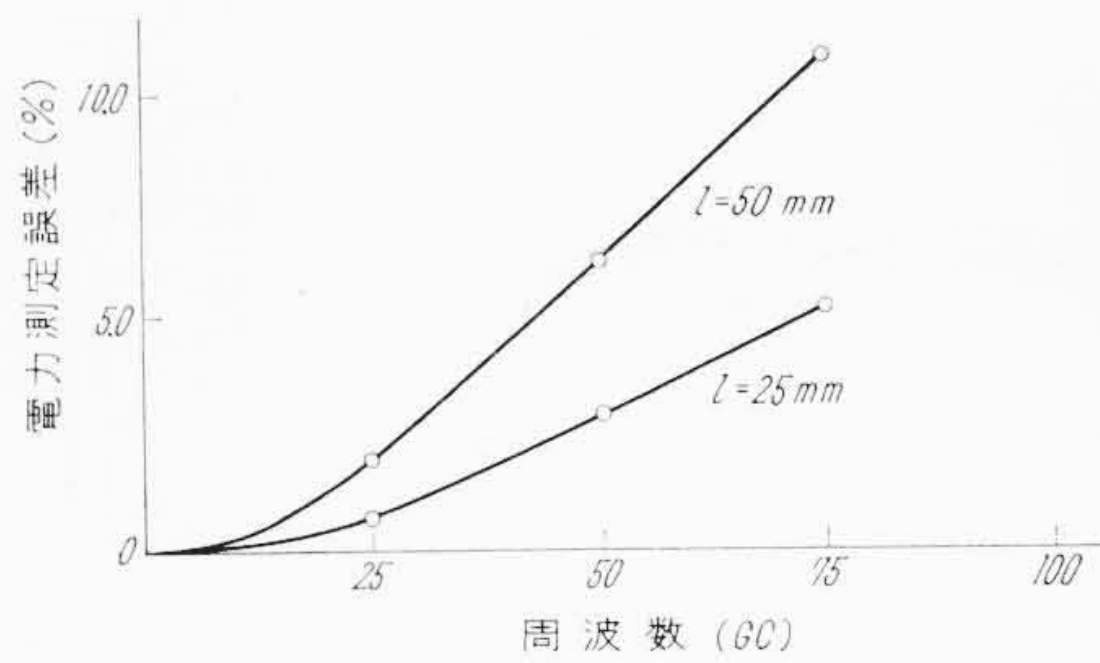
第8図は  $TE_{01}$  を使用した 50 Gc 帯の精密形周波数計であって、この周波数計の周波数範囲は 46~50 Gc であり、 $Q_L$  は 20,000 以上が得られている。主マイクロメータの最小目盛に対する周波数読取精度は 370 kc (0.001 mm 当り) である。副マイクロメータは周波数の微細調整に使用する。

このほか  $Q$  および読取精度を低くし、導波管の全域にわたって使用する直読形周波数計を 75 Gc 帯まで開発した。

#### 2.4 電力計

ミリ波の電力測定用ポロメータとしては、センチ波と同様、パレットおよびサーミスタが使用されているが、パレットは機械的および電氣的に弱く切れやすいので、われわれは主としてサーミスタを使用する電力計を開発してきた。

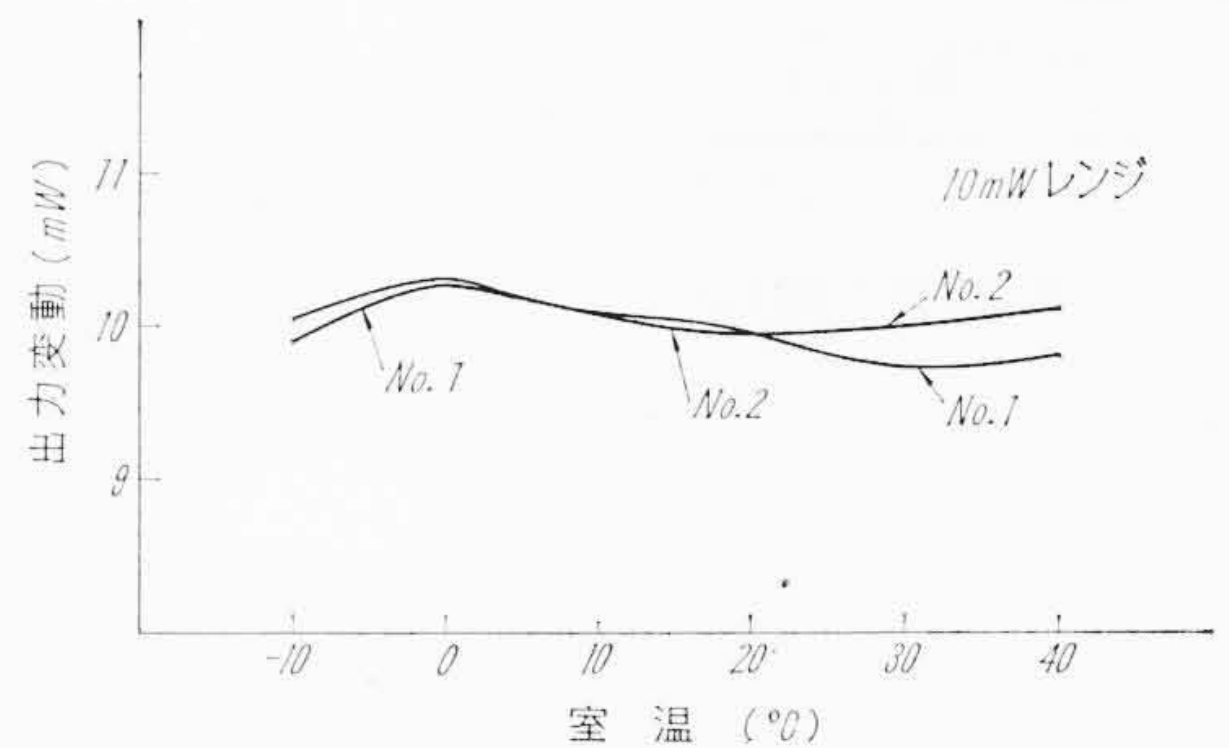
ミリ波回路においては、導波管自身の損失および各部の損失が大きくなり、熱変換能率が低下して電力測定上誤差となる。この値は電力測定上無視できない値となるので、なんらかの方法で補正することが必要となってくる。当社ではすでに発表したミリ波用カロリメータを使用し、全数について能率の校正を行なっている。第9図はカロリメータ<sup>(3)</sup>の外観であり、第10図はサーミスタ電力計の各周波数帯における能率の測定結果である。周波数が高くなるに従っ



第11図 導波管による電力測定誤差



第12図 トランジスタ化電力計用ブリッジ



第13図 電力計用ブリッジの温度特性

て能率が著しく低下しており、この問題を解決するために検討を進めている。

ミリ波においては導波管損失が無視できない値となるので、電力測定に当っては特にこの点を考慮しておく必要がある。第11図は導波管損失に伴う電力測定誤差を計算した一例である。すなわち、75 Gc では 50 mm の導波管の接続によって、10% の誤差を生ずるのである。

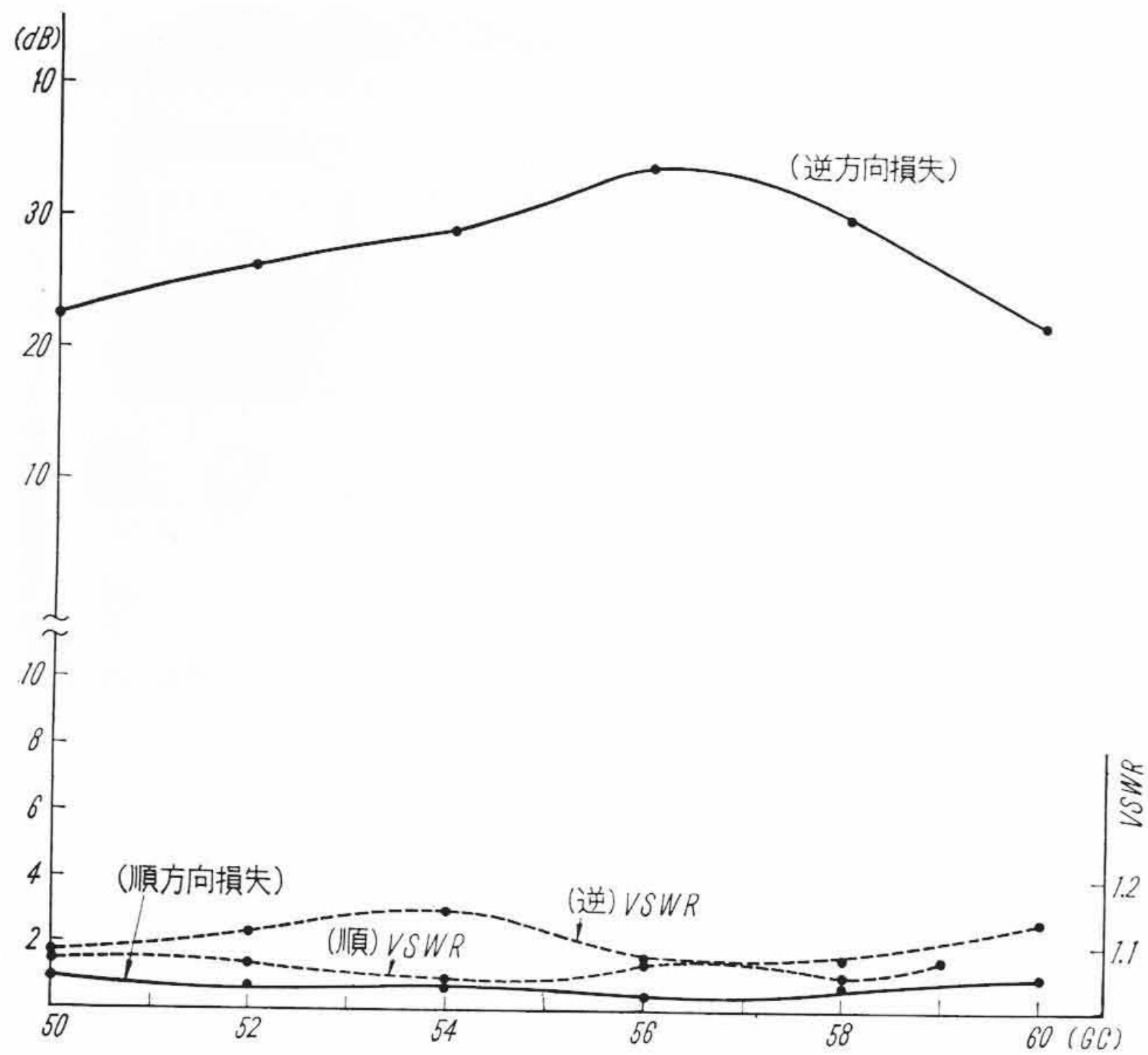
これらポロメータマウントに使用する電力計用ブリッジとしてすべてをトランジスタ化した小形のブリッジを開発した。測定範囲は 0.1, 0.3, 1, 3 および 10 mW の 5 レンジであって、サーミスタ、パレットいずれにも使用できる。設計に当っては、周囲温度変化に伴う誤差を少なくするとともに低レンジの安定度の向上に考慮を払った。第12図はブリッジの外観であり、第13図は電力計としてのブリッジの温度特性である。

#### 2.5 フェライト応用機器

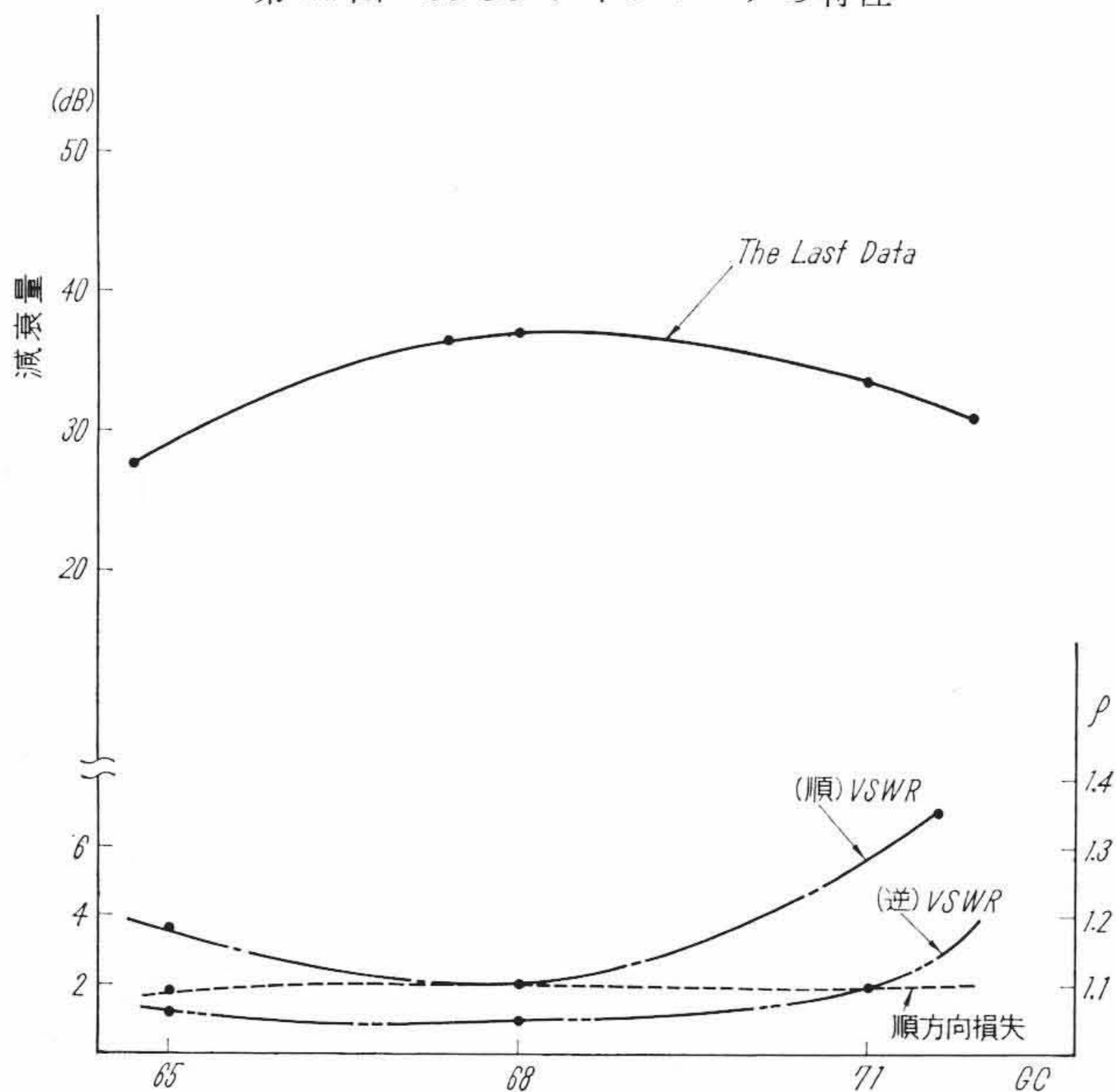
ミリ波フェライトの応用機器としては、アイソレータ、サーキュレータ、切換器および変調器がある。特に発振レベルの小さいミリ波においては、アイソレータは不可欠のものである。ミリ波においては、外部磁界が高い電界偏位形よりファラデー回転形が適している。ミリ波になるに従いフェライトに対する品質の均一性、損失の低下が要求され、従来良質の材料を得ることができず 50 Gc を越える領域で低損失のアイソレータを作ることが困難であった。しかしフェライトの材質、形状および減衰素子の取付けなどを考慮して、比較的順方向損失の少ないものを作ることができた。第14図は 55 Gc、第15図に 70 Gc 帯の特性例を示した。ここに使用したフェライトはいずれも CuZn フェライトである。

ファラデー回転特性を利用したサーキュレータはアイソレータと同一材料を使用して実現することができる。第16図は 50 Gc 帯のファラデー回転形サーキュレータの特性例である。方形-円形導波管の変換部の広帯域整合およびフェライト自身からの反射を少なくすることによって、結合度をさらに大きくすることができる。

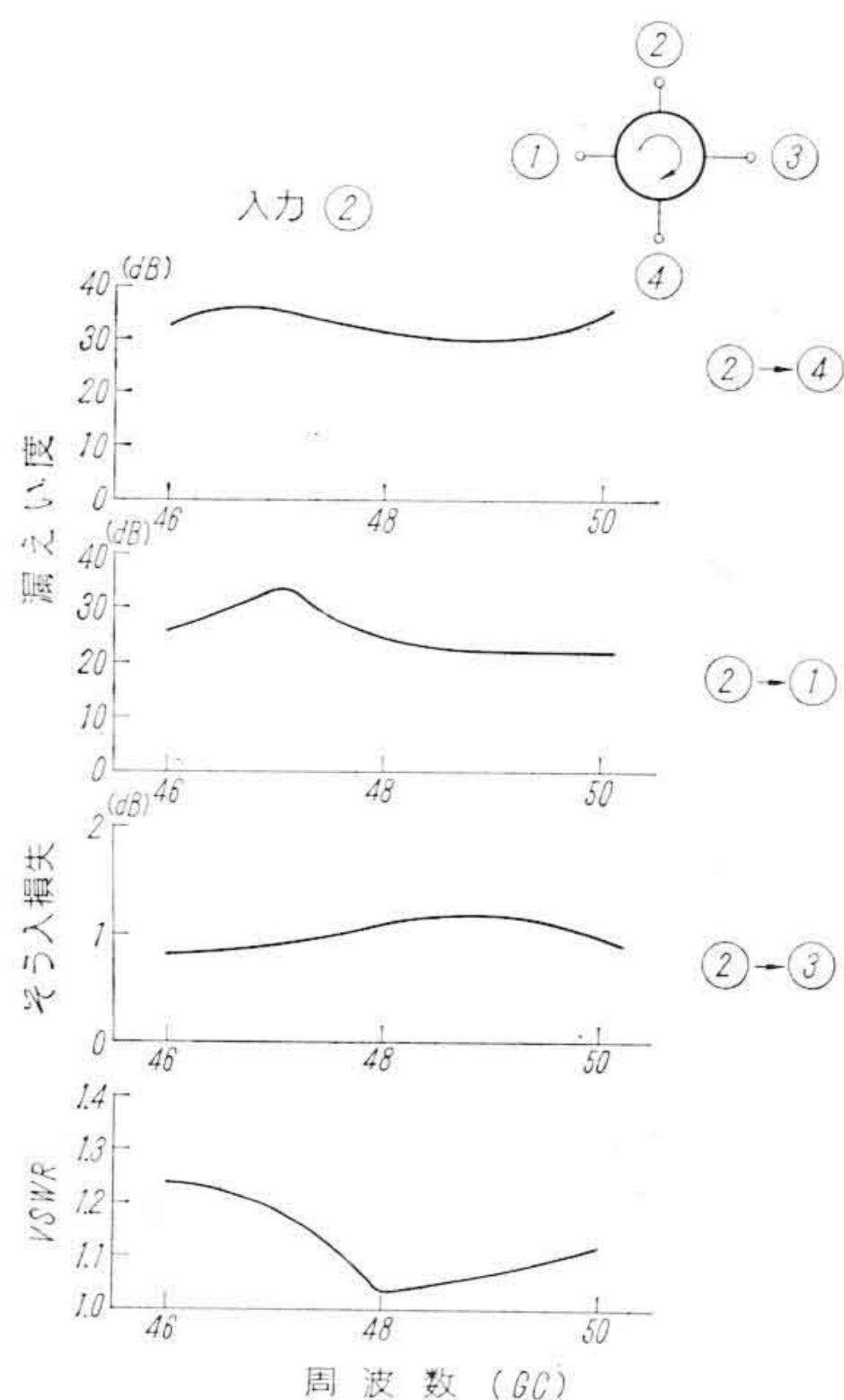




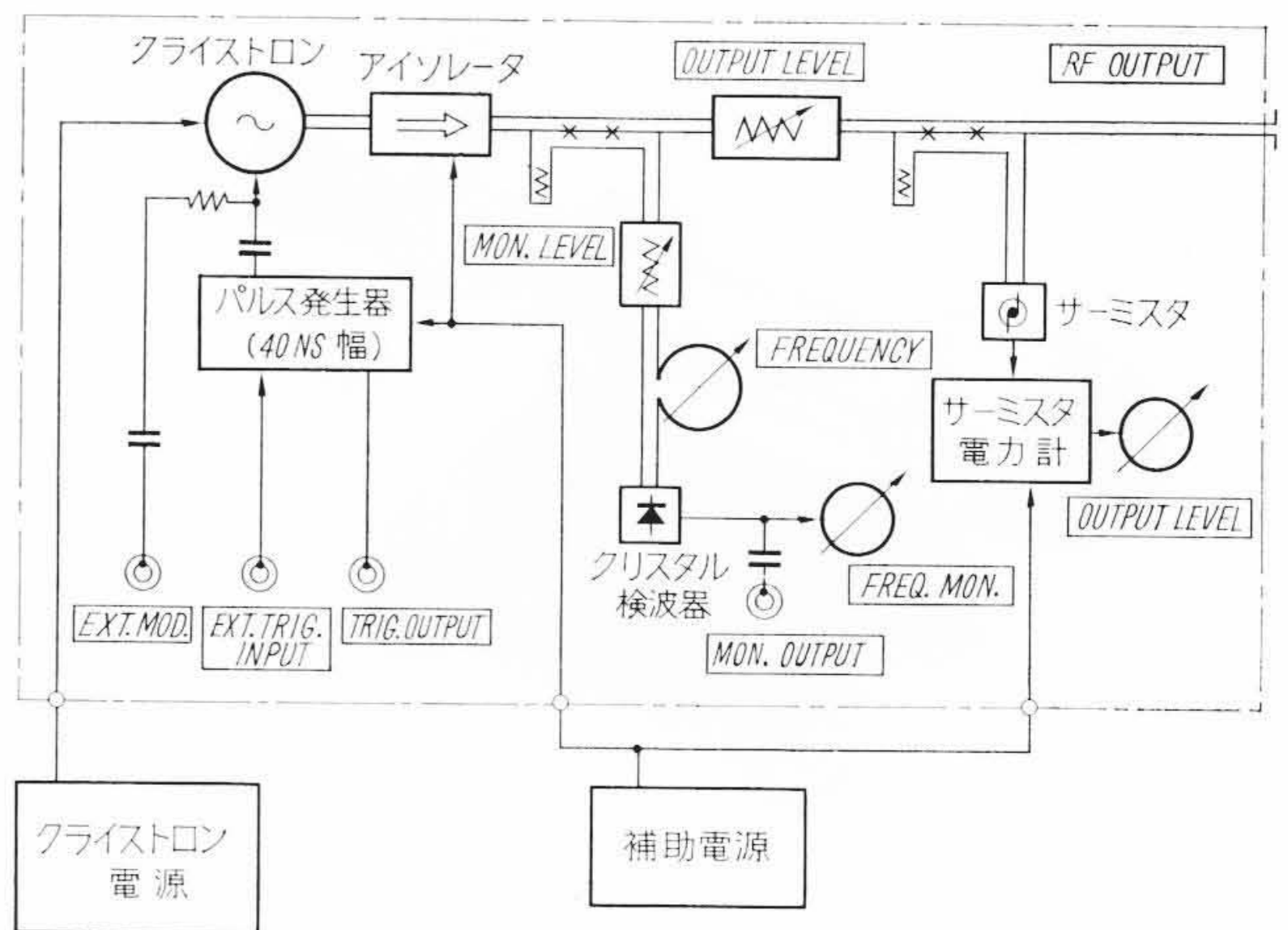
第 14 図 55 Gc アイソレータの特性



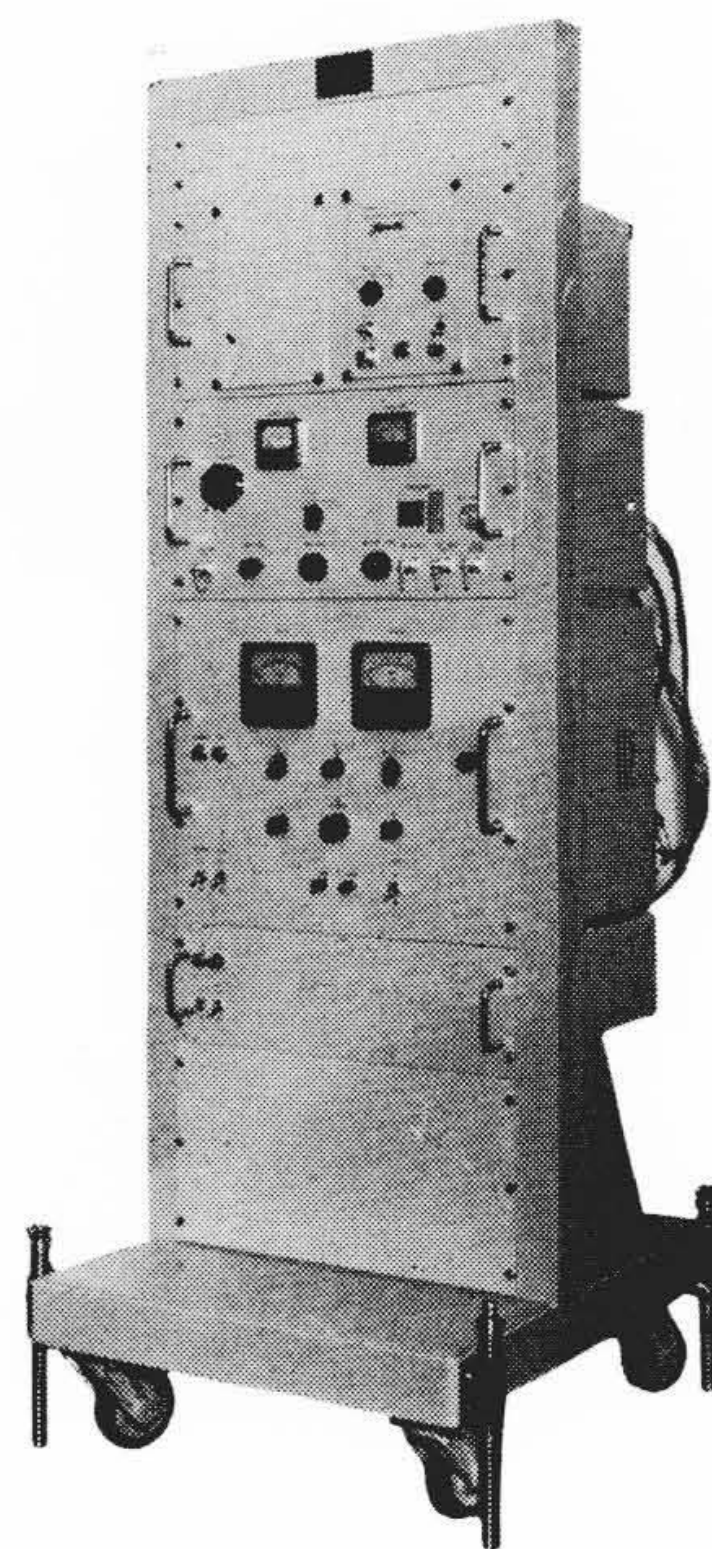
第 15 図 70 Gc アイソレータの特性



第 16 図 50 Gc サーキュレータの特性



第 17 図 ミリ波パルス信号発生器構成図



第 18 図 50 Gc パルス信号発生器

### 3. ミリ波信号発生器

ミリ波において使用する信号発生器として、導波管の減衰特性をパルス反射法で測定するパルス信号発生器、精密測定用として使用する高安定化発振器、あるいは後進波管を使用した広帯域掃引発振器などを開発した。

#### 3.1 ミリ波パルス信号発生器

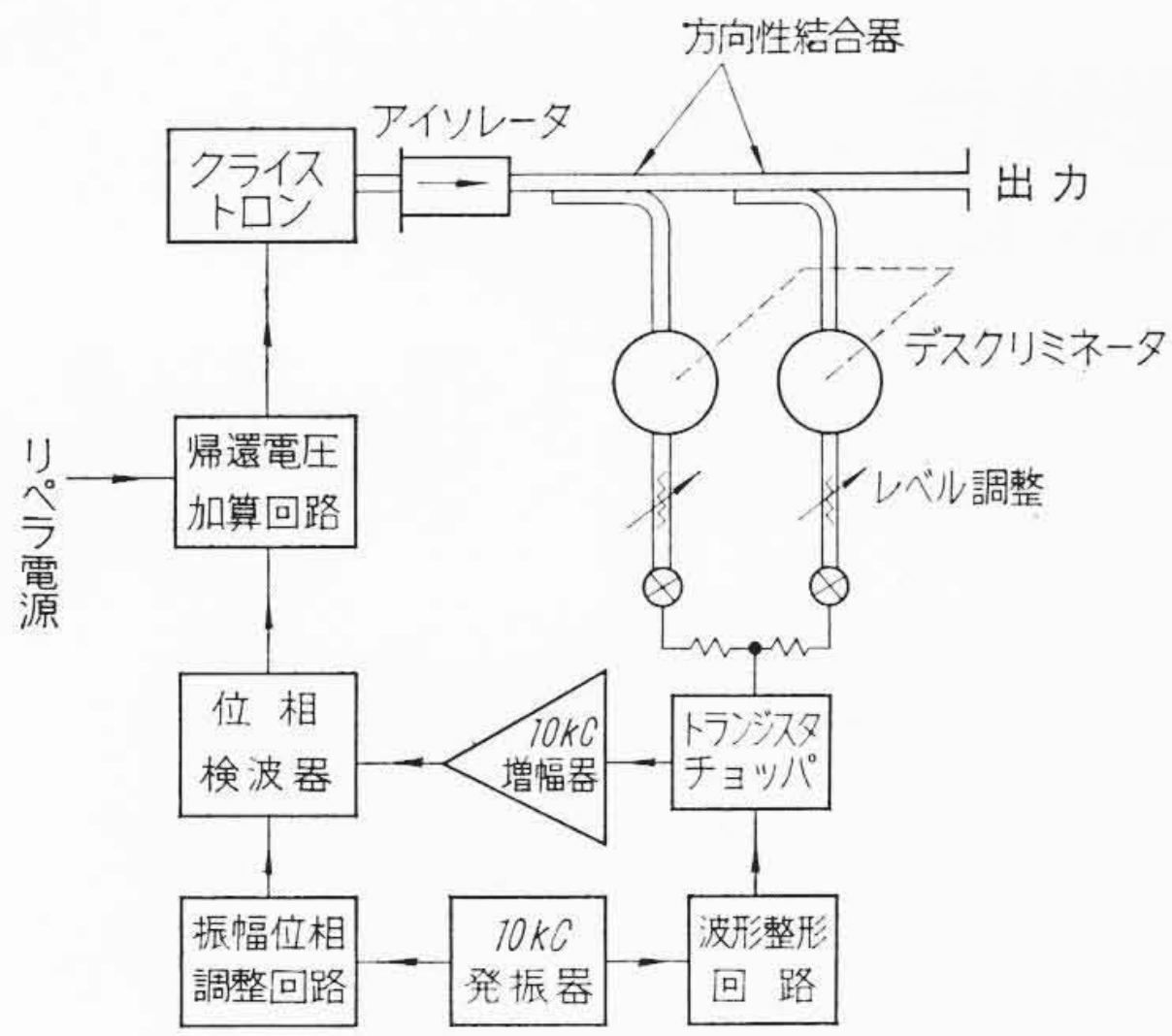
導波管の減衰特性を測定する一つの方法の、いわゆるパルス反射法には、振幅変調 (AM) パルスを使用する場合と周波数変調 (FM) パルスを使用する場合がある。第 17 図は 50 Gc 帯のパルス信号発生器の構成図であって、クライストロンを使用し AM および FM をともに使用することができる。パルス幅は 45 ns、繰返し周波数 5、10 および 20 kc、出力 10 mW (p-p)、周波数範囲 46~51 Gc である。第 18 図は外観図である。

#### 3.2 高安定化発振器

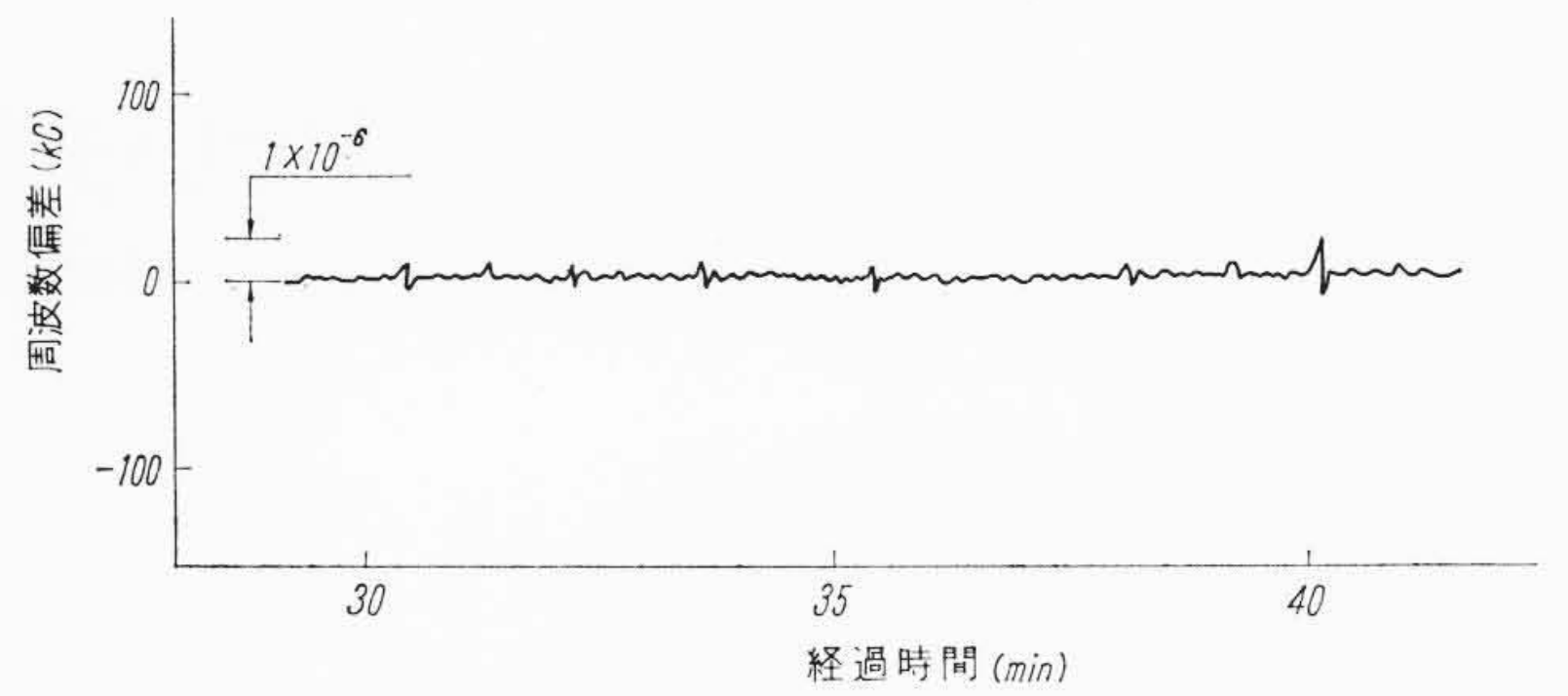
ミリ波の発振器として使用するクライストロンは、一般に電圧が高く、また周囲温度に対する周波数変化が大きいので、長時間にわたり安定な信号を得ることがむずかしい。このため精密な測定を行なう場合には自動周波数制御 (AFC) を適用する必要がある。

AFC については種々の方法があるが、周波数を容易に広帯域にわたって変化させるには基準空胴センシング方式が適している。また

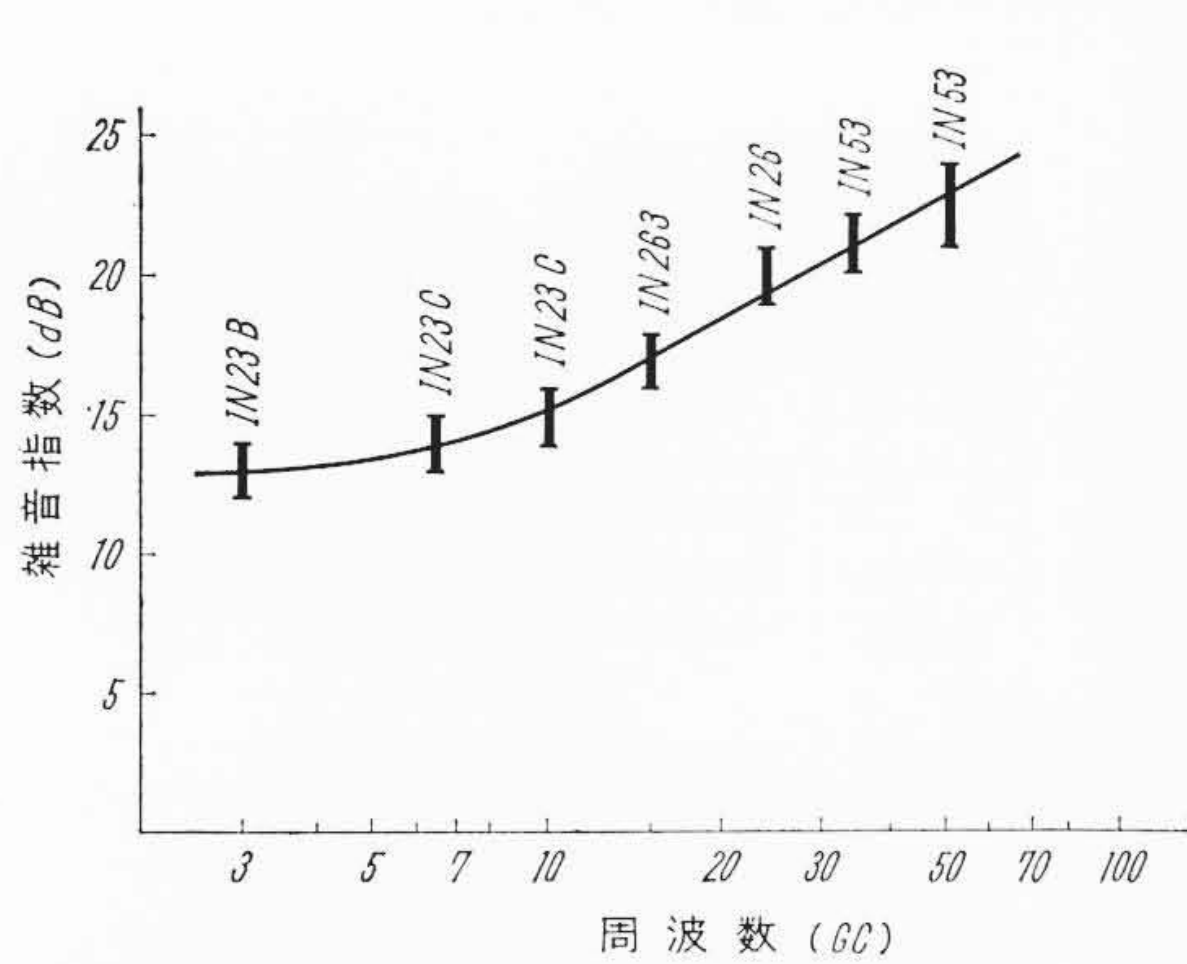




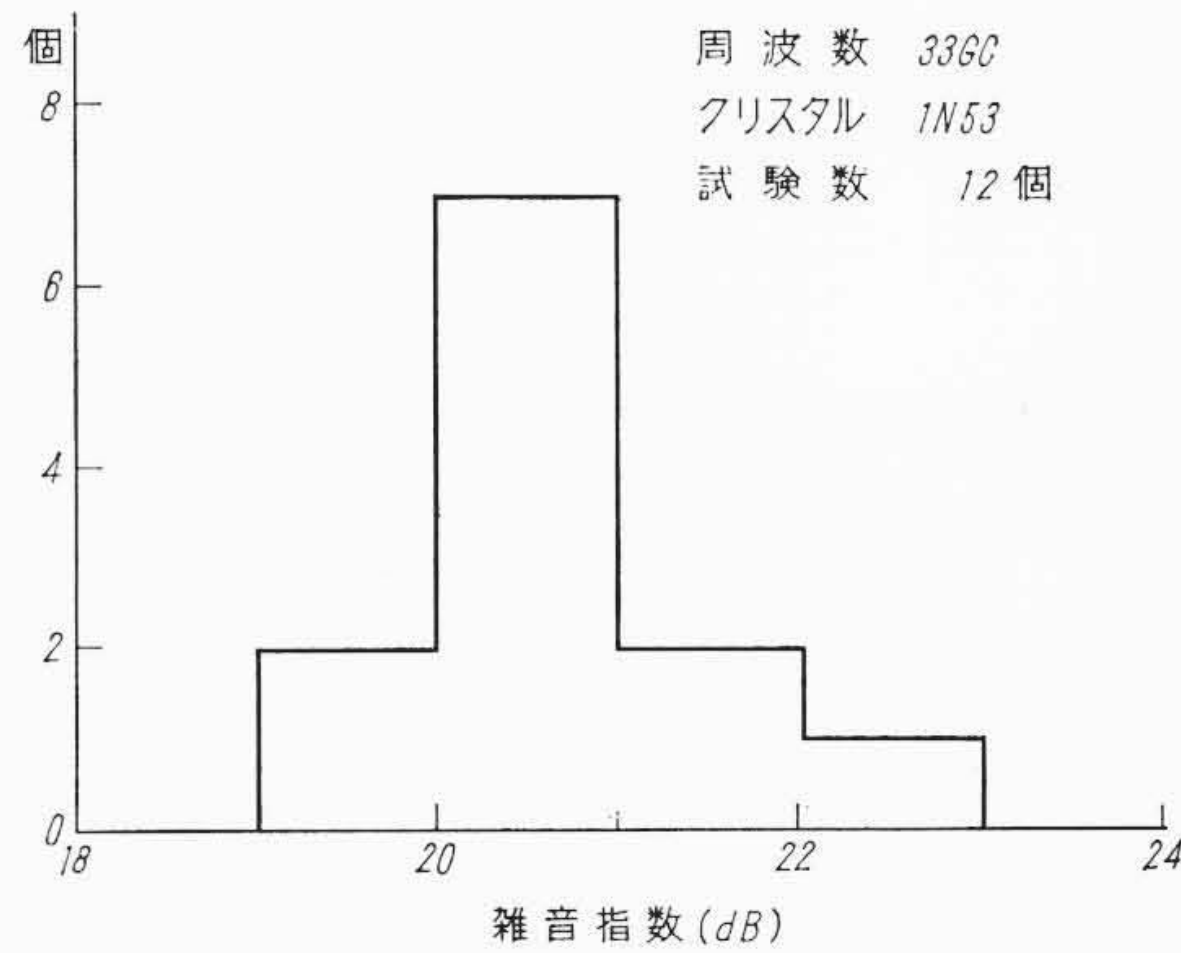
第19図 AFC回路構成図



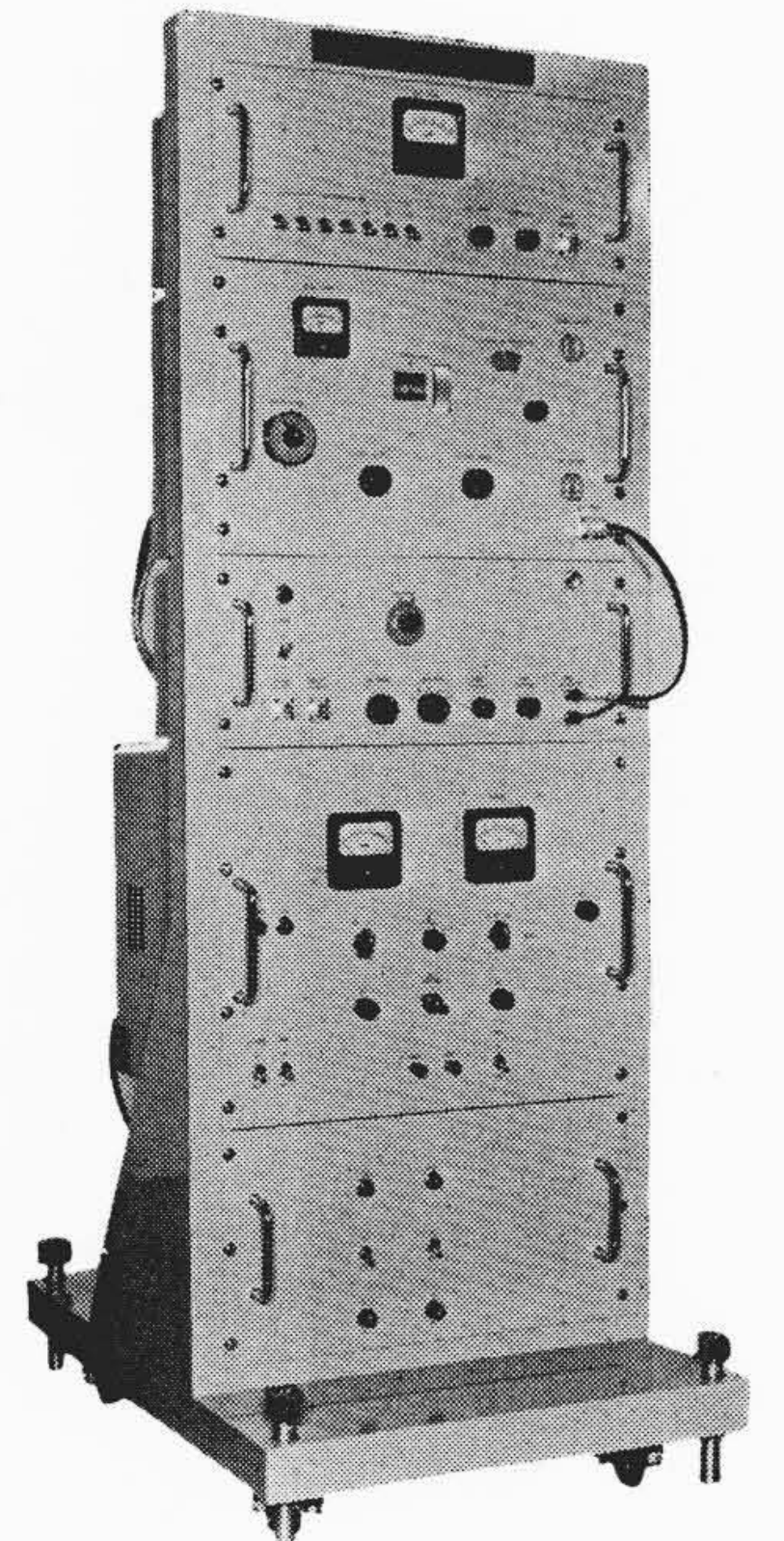
第20図 24 GcにおけるAFC安定度



第21図 受信機の雑音指数



第22図 クリスタルによる雑音指数のバラツキ



第23図 50 Gc プラズマ測定用受信機

ミリ波のデスクリミネータ出力をチョップ増幅器によって増幅し帰還させる方法は、チョッピング周波数を高く選ぶことによって低周波のループ利得を高くすることができるので、レスポンスの速い安定度のすぐれたAFCを行なうことができる。第19図はこのAFC回路のために特に開発した高周波トランジスタチョップを使用した回路構成図である。24 Gcにおける周波数安定度の測定結果を第20図に示す。これは信号発生器の出力を標準空洞共振器に導き、このQ曲線のスロープをデスクリミネータとして使用し、出力を記録計に指示させたものである。ときどき現われている急激な変化は、室内のドアの開閉など、機械的なショックによるものである。記録計に現われない速い周期の変動はオシログラフで観察することができる。ここで観察されるものは電源周波数の誘導とチョッピング周波数の漏えいによるFM成分であり、総合周波数安定度は約 $0.5 \times 10^{-6}$ であった。

#### 4. ミリ波受信機

ミリ波において使用する受信機としては、幅の狭いパルスを受信する場合と、高感度受信機としてできるだけ雑音レベルの低いものを必要とされる場合とが多い。

当社においては広帯域受信機として、中間周波数を70 Mcにとり、受信帯域幅を40 Mcのものを標準としている。この場合各周波数における雑音指数の測定結果は第21図のような結果が得られている。またクリスタルによる雑音指数のバラツキの一例として34 Gcにおける測定結果を第22図に示す。

プラズマ測定などに使用する受信機としては、受信帯域は必ずしも広帯域である必要はなく、むしろ局部発振器の安定度と、中間周

波増幅器の雑音指数の関連から選定すればよい。第23図は50 Gcプラズマ測定用受信機であって、受信帯域幅5 Mc 雑音指数は広帯域に比し約3 dB低下し約20 dBである。いずれの場合においても、ミリ波の局部発振器雑音は多いので特に低雑音を必要とする場合にはバランスドミキサとすることが望ましい。

#### 5. 結 言

ミリ波帯の数多い測定器の中から、二、三興味あるものを取りあげて紹介したが、ミリ波技術の発達に伴い測定器に要求される精度もより高度のものとなり、電氣的にまた機械的に今後開発されるべき点が残されている。現在開発が進められているいくつかの機種については、近い機会に稿を改めて紹介する予定である。

終わりに終始ご指導をいただいている東京大学岡村教授、大阪市立大学三戸教授、日本電信電話公社電気通信研究所超高周波研究室の方々、ならびに日立製作所中央研究所はじめ社内関係各位に対し感謝の意を表わす次第である。

#### 参 考 文 献

- (1) 南野, 荷口, 石井: 日立評論 40, 729 (昭33-6)
- (2) 荷口, 石井, 佐藤: 微小反射係数測定法, 電通学会, マイクロ波伝送専委 (昭31-12)
- (3) 佐藤, 大井, 石井, 荷口: ミリ波簡易形カロリメータ, 電三学会大会 (昭35-7)