The University of Osaka
Institutional Knowledge Archive

Title	ミリ波電力精密計測に関する研究
Author(s)	井上, 武海
Citation	大阪大学, 1982, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/2127
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

ミリ波電力精密計測に関する研究

井　上　武　海

論文の概要

ミリ波領域における電力は，あらゆるミリ波利用において計測が必要となる重要な基本量として，標準確立が急がれてきた。電力標準の確立には，電力を精密に決定する計測技術，基準量をトランスファーし，統一するための標準器および比較校正技術等の開発が必要である。そこで，これらについて技術的，実用的に重要な30 GHz帯および100 GHz帯の小電力（mW）レベルにおいて研究を行なった。

本論文は，序論，6章の本論，結論ならびに付録から成る。

第2章では，ミリ波電力を精密に決定するのに，現在のところ最も適していると考えられるカロリメータ測定法について，基本的な検討を行ない，新たに考案した熱平衡制御方式のカロリメータについて論ずる。この原理を応用して，一次標準器となるボロメータマウントを熱負荷として用い，その指示値と真のミリ波電力との比を表わす実効能率を測定することができるカロリメータ測定方式を考案し，理論的に考察，検討を行なった。

第3章では，実際の測定システムの構成において，ミリ波電力測定に基本的なボロメータ測定およびカロリメータ測定方式について，従来の方式の問題点を検討し，高精度化の観点からディジタル技術を導入した自動化電力測定方式を考案し，システムの開発を行なった。

第4章では，電力測定用のセンサを用いたミリ波電力測定マウントを構成するための問題点を検討し，各種の特徴ある電力測定マウントの開発を行なった。とくに，100 GHz帯においては，方形導波管は，管壁損失が大きく，管径が小さくなる等の困難を克服するため，新たに円形 TE_{01} モード導波管を用いた高効率のボロメータマウントを開発した。また，二次標準（仲介用）の電力測定マウントとして，広帯域，高感度等の特徴を持つ整合負荷型ボロメータマウント，熱電効果型マウントおよび焦電効果型マウント等の開発を行なった。

第5章では，これらの技術を総合して，30 GHz帯ならびに100 GHz帯におけるミリ波電力精密自動化計測システムを構成し，理論的，実験的に性能の評価を行なった。その結果，総合精度として，30 GHz帯で±0.37%，100 GHz帯で±0.49%が得られた。

第6章では，上記のシステムによって得られた標準電力をトランスファーする校正技術として，ミリ波電力比較測定法について研究した。30 GHz帯では，方向性結合器を電力分割器として用い，インピーダンス不整合の影響を著しく軽減できる特徴を有する比較測定装置の開発を行なった。また，100 GHz帯では，標準の円形ボロメータマウントによって方形導波管型電力測定マウントを比較校正するために，モード変換器を用いる方式について考察した。これらの方式について測定誤差を検討した結果，30 GHz帯で±0.09%，100 GHz帯で1%が得られた。

第7章では，これらの研究成果を基に1974年から1978年にかけて，ミリ波帯で行なわれた30 GHz帯電力の国際比較に参加し，測定誤差（±0.5%）の範囲内で一致をみた結果について述べた。

結論では，本研究で得られた結果を総括して述べた。また，付録では，本文中の式の証明，導出を示した。

目　　次

第1章　序　論 …… 1
第2章　ミリ波電力測定用カロリメータ …… 6
2.1　緒　言 …… 6
2.2　カロリメータによるミリ波電力測定 …… 6
2.3　熱平衡制御方式カロリメータ …… 8
2.3.1　測定の原理 …… 8
2.3.2　動作解析 …… 10
2.4　標準マウントの実効能率測定用カロリメータ …… 11
2.4.1　測定の原理 …… 11
2.4.2　動作解析 …… 13
2.5　測定誤差の検討 …… 15
2.6　結　言 …… 19
第3章　ミリ波電力の精密自動化計測 …… 20
3.1　緒　言 …… 20
3.2　ディジタル技術と精密計測 …… 20
3.3　ボロメータによる自動電力測定方式 …… 22
3.3.1　ボロメータ測定の問題点 …… 22
3.3.2　測定方式の原理 …… 25
3.3.3　自動化システムの構成 …… 26
3.4　カロリメータによる自動電力測定方式 …… 30
3.4.1　カロリメータ測定の問題点 …… 30
3.4.2　測定方式の原理 …… 30
3.4.3　自動化システムの構成 …… 31
3.5　測定誤差の解析と検討 …… 32
3.6　結　言 …… 37
第4章　ミリ波電力測定マウント …… 38
4.1　緒　言 …… 38
4.2　円形導波管用薄膜ボロメータマウント …… 38
4.3　整合負荷型ボロメータマウント …… 46
4.4　熱電効果型マウント …… 54
4.5　焦電効果型マウント …… 58
4.6　結　言 …… 62

第5章　ミリ波電力測定システム……63
5.1　緒　言……63
5.2　30 GHz 帯システム……63
5.2.1　方式と構成……63
5.2.2　構成要素……63
5.2.3　システムの動作……67
5.2.4　測定実験……70
5.2.5　誤差評価……70
5.3　100 GHz 帯システム……72
5.3.1　方式と構成……72
5.3.2　構成要素……72
5.3.3　システムの動作……75
5.3.4　測定実験……75
5.3.5　誤差評価……75
5.4　結　言……77
第6章　ミリ波電力比較測定法……78
6.1　緒　言……78
6.2　原理と構成……78
6.3　30 GHz 帯用比較測定装置……88
6.4　100 GHz 帯用比較測定装置……92
6.5　誤差評価……94
6.6　結　言……102
第7章　ミリ波電力標準の国際比較……103
7.1　緒　言……103
7.2　国際比較……103
7.3　方　式……104
7.4　結果と検討……105
7.5　結　言……107
第8章　結　論……108
謝　辞……109
参考文献……114
付　録……115
3.A　式（3—3）の導出……115
3.B　式（3—4）の導出……115

4. A　式（4—6）の導出…… 116
4. B　式（4—8,（4—9）の導出 …… 116
4. C　式（4—11）の導出 …… 117

ミリ波電力精密計測に関する研究

井　上　武　海

第1章　序　論

最近の電磁波の利用技術は，情報化社会において増大する需要と広汎な応用に対応して，ますます高い周波数領域へと広がってきている。その代表的な周波数領域の一つとしてミリ波があり，周波数30～300 GHz の電磁波を指す。ミリ波およびその利用技術は，大容量通信をはじめ，レーダ，物性，電波天文学等において従来から盛んに研究が行なわれ，実用化されたものも多い。このようなミリ波技術の研究，開発の進展に伴ない，それらの基礎として，より精度の高い計測技術が必要とされるようになった。

ミリ波領域における計測対象としては，種々の量が考えられるが，基本的なものとして，エネルギ関連量（電界，磁界，電力，雑音電力等），回路量（インピーダンス，減衰量，移相量等）そして，時間量（周波数）等があげられる。すでに，マイクロ波帯では，各国においてこれらの基本的な計測量に対する標準体系を，精密計測技術を基礎として確立している例が多い。とくに，電力は，導波路による伝送エネルギーを表わす最も基本的な量の一つとして重要であり，ミリ波帯においても電力の標準確立が急がれるようになった。

さて，標準は，「経済的効果を考慮した上で，基準量を決定し，それによって組織体内を強制的に統一すること」であると考えられる。従って，ミリ波電力標準を確立するには，電力を定量化し，基準量を決定する技術，基準量をトランスファーし，統一するための標準器および校正技術等が開発されなければならない。このことから，ミリ波電力標準の各要素の共通の基礎として，ミリ波電力の精密計測技術は，不可欠であり，ここに本研究の意義がある。

一般に，電磁波帯（RF）の標準を確立するにあたって，理想的には，必要性のあるすべての量（周波数，量の大きさを含めて）に対して，必要な精度を保証する技術を開発することが望ましい。しかし，実際には，経済的また技術的制約から，離散的な周波数および量の大きさにおいて，標準確立の研究開発が進められた。そこで，本標準を確立するにあたっては，この線に沿い，周波数として，30～300 GHzのうち，30 GHz 帯と 100 GHz 帯を選んだ。この理由は，それぞれ，ミリ波および短ミリ波領域の入口であり，技術的に重要であること，いわゆる電波の窓にあたり，電波天文学，通信への応用等の必要性もあって，実用的に重要であること，従来のマイクロ波帯以下の電力標準における周波数1，3，10 GHz を選定した方式（対数により近似的に等

間隔となる方式）に従うためである。また，電力レベルは，数 mW を選んだ。それは，このレベルで技術的に最も高い精度が得られることと，このレベルの実用計測器が多く，校正の要求が強いことによる。

さて，ミリ波電力の計測は，1950 年代，クライストロンやマグネトロンがミリ波帯で開発されるようになって，必要となり，以来多くの研究が行なわれてきた。当初は，マイクロ波帯における技術の延長として取扱われたが，とくに導波管の断面が非常に小さくなり，機械的加工精度が低いこと，管壁損失が増大すること，skin depth が小さくなる等のため，マイクロ波帯ほど高い精度は得られなかった。このようなミリ波帯で高い精度を実現するには，電力測定用素子やマウントの設計，製作にとくに工夫が必要となる。

ミリ波電力を測定する方法は，熱的測定法と非熱的測定法とに原理的に分けられる。熱的測定法の代表的なものとしては，カロリメータ測定法，ボロメータ測定法および熱電素子を用いた測定法等がある。

カロリメータ測定法[1)~5)]は，電磁波のエネルギーを負荷に吸収させ，熱に変換し，負荷の温度上昇を検出し，直接電力を決定するかまたは，間接に既知の電力により置換測定するものである。これには，熱負荷が固定されたスタティック型と，流体熱負荷を用いるフロー型がある。また，スタティック型では，熱負荷が単一のものと，周囲温度補償を行なう双子型のものがある。ミリ波帯では，主として，スタティックな直流置換型の単一[6)]または双子型[7)8)]のカロリメータが開発されている。

ボロメータ測定法[1)~4)]は，電磁波エネルギーを，導波路内で整合をとった小さな感温抵抗素子に吸収させ，その抵抗変化を利用して既知電力との置換測定を行なう方法である。既知電力としては，直流，低周波，パルス波等が用いられる。この方法で電力を測定するセンサを，ボロメータマウントという。感温抵抗素子としては，細い白金線から成るバレッタ，金属酸化物の焼結体であるサーミスタ，蒸着した抵抗薄膜等が多く用いられる。バレッタやサーミスタを用いた電力測定マウントは，マイクロ波帯で長く実用されてきた。しかし，ミリ波帯のものは，整合を取るためのポストや窓の損失の増加によって，置換効率が低くなり，電力測定精度が低下するのが普通である。

熱電素子による測定法[1)3)]は，電力吸収体を熱電素子で構成し，その温度上昇によって生ずる熱起電力から電力を求める。熱電素子としては，微小なガラスビード中に熱電対を封入したものや，Bi と Sb の蒸着薄膜で形成したもの等がある。蒸着薄膜を用いたものは，ミリ波では，厚みを skin depth 以下とすることができること，整合を取るのが容易であること，感度が高いこと等の特長があり，最近実用的に広く用いられるようになった。

その他，熱的測定法には，焦電素子を利用する方法[9)]がある。これは，強誘電体での焦電効果に基づくものであり，低い繰り返しパルスで変調したミリ波電力を吸収し加熱された結果生ずる分極電流を観測する。この方法は感度が高いが，被測定ミリ波電力を変調する必要がある。

非熱的測定法としては，クリスタルダイオードの整流作用を利用する方法[3)]が代表的である。

これは，感度は高いが直線性が良くなく，もっぱら検出用として広く用いられてきた。最近では，直線性を電子回路により補正し，標準によって校正した電力計が実用化されるようになった。

以上あげた実用的に用いられる電力測定法のうち，基本単位系によって表わすことのできる，いわゆる絶対測定を行なうことができるのは，熱的測定法のカロリメータ法とボロメータ法である。そのため，これらの測定法は，標準における精密計測に多く採用されてきた。本研究は，この熱的測定法を基礎として，ミリ波電力標準の確立に必要な各種の計測技術から構成される。

以下，本研究の各章の内容について述べる。

第2章では，本標準におけるミリ波電力精密計測技術の基本測定法として，各種の方式を考察，検討し，小電力レベルで最も高い精度が得られる可能性のある直流置換型カロリメータ測定方式を採用し，その動作原理，測定誤差等を論ずる。

今日，RF電力を測定するためのカロリメータ方式はすでに多く開発されている。そこで，これらの方式について検討を行ない，より簡単に高い精度が得られるものとして，熱平衡制御方式のカロリメータを新たに考案した。この動作について詳細な解析を行ない，ミリ波電力測定に用いるための指針を得た。

さて，基準量（電力）を決定するカロリメータ装置を，そのまま電力計の校正に用いることは，装置が大がかりとなるうえ，測定に長時間を要し，適切ではない。実用的には，基準量がカロリメータによって値付けされた安定で使用が簡便な電力測定素子を標準器として，間接的に校正を行なう方法が優れている。標準器としての電力測定素子は，電気的，機械的に十分安定でなければならないが，よく知られたボロメータマウントは，これらの条件を満たすことができる素子の一つである。また，ボロメータマウントは，その構造を工夫することにより，それ自身カロリメータの熱負荷とすることができる。このようにして，カロリメータ技術によって，ボロメータマウントによる指示値とミリ波電力との比例係数，すなわち，実効能率 (effective efficiency)[5] を直接精度良く決定することが可能である。この理由によって，本電力標準の標準器として，ボロメータマウントを用いることにした。前述の熱平衡制御カロリメータ方式に基づいて，ボロメータマウントの実効能率測定用のカロリメータ方式を考察し，装置の動作解析ならびに測定精度の検討を行なった。

第3章では，ミリ波電力の精密自動化計測について研究を行なう。

一般に，従来の手法によって，標準のような非常に高い精度を要する計測を行なうには，多大の熟練と労力および測定時間を必要とすることが多い。そのうえ，測定者のミスや個人差による偶発誤差が避けられない等の問題点があった。近年のディジタル技術，とりわけコンピュータの発達は，このような精密計測の分野にも大きな変革をもたらしつつある。コンピュータは，人間よりはるかに高速かつ正確に複雑な制御を実行し，大量のデータを処理する能力を持っている。これを計測技術に取り入れるならば，単なる自動化，省力化だけではなく，精密計測において，上述の欠点を除き，高い信頼性と精度を実現できる可能性がある。とくに，最近著しい発展をみ

るマイクロコンピュータは，非常に小型でかつ経済的であり，小規模な計測システムの構成に適していると考えられる。

そこで，本電力標準において，マイクロコンピュータをはじめとするディジタル技術を導入することにより，精密計測の自動化技術について研究を行なった。すなわち電力測定の基本技術として，ボロメータ測定およびカロリメータ測定を自動化する際の問題点を検討し，本標準に適した自動化計測方式を考案し，開発を行なった。

第4章では，ミリ波電力測定における基本的な要素として，各種の電力測定マウントの開発を行なった。

電力標準システムを構成する要素のうち，最も基本的な要素の一つは，電力測定素子（電力測定マウント）である。これには，カロリメータの熱負荷として用いて，その実効能率を測定し，値付けする一次標準用の電力測定マウント（標準器）と，これによって校正される各種の実用電力測定マウント（二次標準マウント，仲介用マウント）がある。ミリ波帯でも，とくに100 GHz帯になると，方形導波管は，その断面が小さくなり，機械加工精度の限界に近づくこと，管壁損失が著しく大きくなる等のため，優れた性能を有する電力測定素子を開発するには，工夫が必要である。ここでは，ミリ波帯において，優れた特徴を有する各種の電力測定マウントの開発を行なった。

まず，標準器として，方形導波管に伴なう困難を克服するため，低損失で知られる円形 TE_{01} モード導波管系を採用した円形薄膜ボロメータマウントの開発を行なった。

一方，ミリ波帯では，実用上なお方形導波管が重要であるため，二次標準あるいは，仲介用の電力測定マウントが必要となる。ところが，従来の形態では，広帯域，高感度を達成することが困難であるため，これを解決すべく整合負荷型ボロメータマウント，熱電効果型マウントおよび焦電効果型マウント等の開発を行なった。

第5章では，このような考え方で開発した各種の技術を総合し，ミリ波標準用の電力測定システムを，30 GHz帯ならびに100 GHz帯において開発した結果について述べる。これらのシステムについて，動作実験および測定誤差の解析，検討を行なった。

第6章では，標準の校正技術に必要となるミリ波電力比較測定法の研究を行なった。

前章の電力測定システムによって値付けられたマウントを用いて標準を供給するには，比較測定によって二次標準マウント以下の電力測定器に基準量をトランスファーする校正技術が必要である。そこで，各種の比較測定方式について，考察した。その結果，被校正電力測定器と電源の不整合による誤差を著しく減少することができる quater wavelength($\lambda g/4$) technique を電力測定に取り入れて，30 GHz 帯では，方向性結合器による取替同時比較方式[3] による装置を開発した。100 GHz帯では，標準円形マウントによって，方形マウントを校正するために，モード変換用のアダプタを用いて，$\lambda g/4$ technique と取替比較を組み合わせた方式とした。これらの比較測定方式について，考察し，実験を行ない，測定誤差を評価した。

第7章では，前章までのミリ波電力標準の研究の成果を用いて，ミリ波帯電力の国際比較に参

加した結果について述べる。前章までの研究によって，我国の 30 GHz 帯と 100 GHz 帯の電力標準技術が完成されたが，30 GHz 帯の電力標準については，1972 年の国際度量衡委員会(CIPM)の電気諮問委員会（CCE）の決定に基づいて実施された国際比較に参加した結果について考察した。

第2章　ミリ電力測定用カロリメータ

2.1　緒　言

カロリメータは，従来，物理，化学等における熱分析に広く用いられてきた。これは，また，電磁波電力の計測においても，電力を定量化する手段として優れており，マイクロ波帯で高い精度の測定が可能であることが，明らかにされた[5]。以来，多くのカロリメータ測定方式が研究，開発され実用化された。ミリ波帯においても，いくつか開発され報告されている[7)8)]。しかし，ミリ波帯では導波管が小さくなり，製作上の困難が多いこと，導波管壁による熱損失が大きくなる等のため，測定の精度を上げることが難しかった。

本章では，カロリメータによる電磁測定について考察し，新たにミリ波電力測定のための熱平衡制御方式カロリメータを考案し，その測定の原理を述べ，動作解析を行なう。さらに，この方式によるボロメータマウントの実効能率を測定するカロリメータについても論ずる。おわりに本方式のカロリメータ測定における測定誤差について検討を行なう。

2.2　カロリメータによるミリ波電力測定

どのような形態のエネルギーも同じ大きさのものは，最終的には，同じ大きさの熱エネルギーとなる。従って，電磁波のエネルギーは，熱に変換することにより定量化することができる。この考えに基づき，ある物体に既知の電力と電磁波電力を共に一定時間吸収させ，熱エネルギーに変換し，その物体の温度上昇を利用して，被測定電力を測定することができる。この目的で作られたのが，置換測定方式の電力用カロリメータである。既知の置換測定電力としては，直流電力が 10^{-5} 程度の高い精度が得られる。従って，RF 電力を高い精度で測定するには，直流電力と RF 電力を共に熱エネルギーに変換し，熱（温度）測定によって，RF 電力を直流電力に置換する直流置換型のカロリメータ[3)] が適している。

一般に，RF 電力と直流電力を同じ熱負荷で熱エネルギーに変換した場合，熱負荷上の熱分布が完全に一致するならば，電力の等価置換が行なわれる。

実際には，直流と RF 入力に対し，熱負荷上の温度分布をできるだけ等しくし，任意の点の温度を観測する。すなわち，図 2.1 (a) において，熱コンダクタンス g_i および熱負荷上の温度分布 T_i を，直流と RF に対し等しくする。たとえば，twin 型カロリメータ[7)8)10)11)]は，この考えに基づくものである。しかし，ミリ波帯のカロリメータを開発する場合，構造的にこの条件を完全に満たす熱負荷を実現することは，容易でない。

もう一つの方法として，負荷により熱に変換されたエネルギーをすべて捕えて計測することが

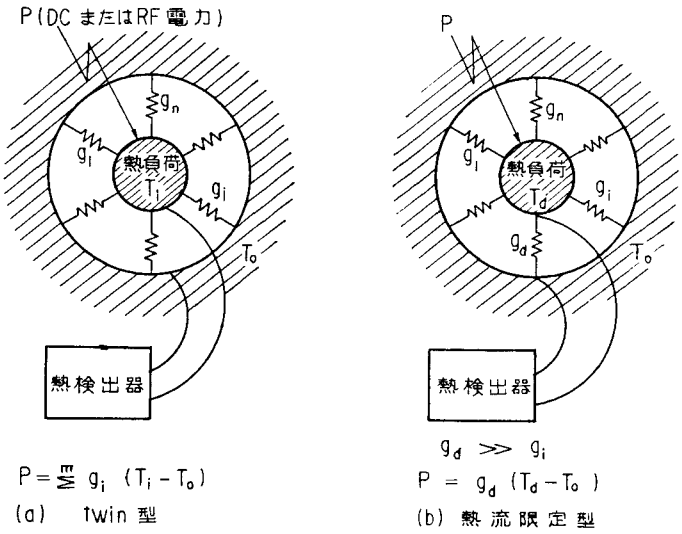


図 2.1 カロリメータ測定の原理

考えられる。実際には，**図 2.1**(b) のように，熱負荷を熱電素子で冷却することにより，熱流の通路を限定し，その通路の両端で温度を測定する方法[12]により行なう。ここで，熱負荷外部の熱コンダクタンス g_i が熱電素子の熱コンダクタンス g_d に較べて十分小さければ，等しい RF と直流入力に対し，通路の両端で等しい温度を生じると考えられる。従って，RF 電力の直流置換測定が可能となる。この原理に基づくものを，熱平衡制御方式のカロリメータ[13][14]と呼ぶこととし，次節でその動作原理を考察する。

さて，通常ミリ波電力を測定する方法の一つとして，よく知られたボロメータ測定法[1)~4)]がある。これは，ミリ波電力と直流（または低周波）電力を吸収するための共通の負荷として，ボロメータマウントを用い，ブリッジによりミリ波電力と直流（低周波）電力との置換測定を行なう。しかし，一般にこの方法では，ボロメータマウントの中に用いている電力吸収素子上のミリ波電力と直流（低周波）電力との置換特性の違いや，マウント管壁上でのミリ波の熱損失などのため，測定誤差が大きくなる[2)]。したがって，ボロメータマウントを用いて，ミリ波電力の精密測定を行なうには，あらかじめ何らかの方法で，ミリ波電力と置換測定電力の応答の差を示す補正係数を求めておく必要がある。この補正係数は，前述の熱平衡制御方式カロリメータで，熱負荷として，ボロメータマウントと補助的なヒータを用いることによって，測定することができる。

この方法で求められる補正係数は，ブリッジ等により測定された置換電力とボロメータマウントに吸収された正味の電力との比である。この補正係数は，ボロメータマウントの実効能率[5)]と呼ばれる。実効能率は，定義により，マウントの反射に依存しない。したがって，ボロメータ測定法において，使用するマウントの実効能率と反射電力の大きさが分れば，補正することにより，高精度の電力測定が可能となる。ボロメータマウントは，電気的，機械的に安定なものが得

られ，また取り扱いも簡便なため，実効能率が値付けられるならば，他の電力測定装置を比較較正するための標準器として適している。それゆえ，カロリメータ測定法とボロメータ測定法を組み合わせて，ボロメータマウントの実効能率を測定するシステムは，ミリ波帯用の電力標準として用いることができる。そこで，熱平衡制御方式に基づいたミリ波ボロメータマウントの実効能率測定用カロリメータを研究し，開発を行なった。

2.3 熱平衡制御方式カロリメータ

2.3.1 測定の原理

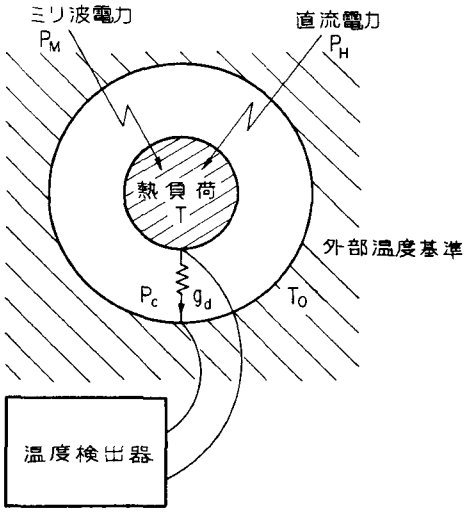


図 2.2 熱平衡制御方式カロリメータの原理

本カロリメータが理想的な場合にその測定の原理を，**図 2.2** に示す。ここで，熱負荷上の温度分布は一様であり，外部への熱コンダクタンスは，熱電素子を除いて零（$g=0$）であると仮定している。ミリ波電力および直流電力は，共に同じ熱負荷に加え，熱電素子により冷却することにより，発生した熱エネルギーを外部へ放出する。この時，熱電検出素子の両端の温度差を測定し，常に零となるように，加える直流電力を制御し熱平衡した時の電力の大きさから，ミリ波電力の置換測定を行なう。

熱負荷の熱容量をC，負荷へ電力 P を加えて，時間 t 後の熱負荷の温度をTとすれば，P は次式で与えられる。

$$P=g_d(T-T_0)+C\frac{dT}{dt} \tag{2.1}$$

ただし，g_d は，熱電検出素子の熱コンダクタンス，T_0 は，外部基準温度である。
これを解いて，

$$T-T_0=\frac{P}{g_d}\left(1-e^{-\frac{g_d}{C}\cdot t}\right) \tag{2.2}$$

が得られる。時間 t を系の時定数 C/g_d に較べて十分大きくとり，温度差 $T-T_0$ を ΔT とおけば，ΔT は次式となる。

$$\Delta T=\frac{P}{g_d} \tag{2.3}$$

実際に熱負荷に流入する電力は，ミリ波電力 P_M，直流電力 P_H であり，流出するのは，冷却電力

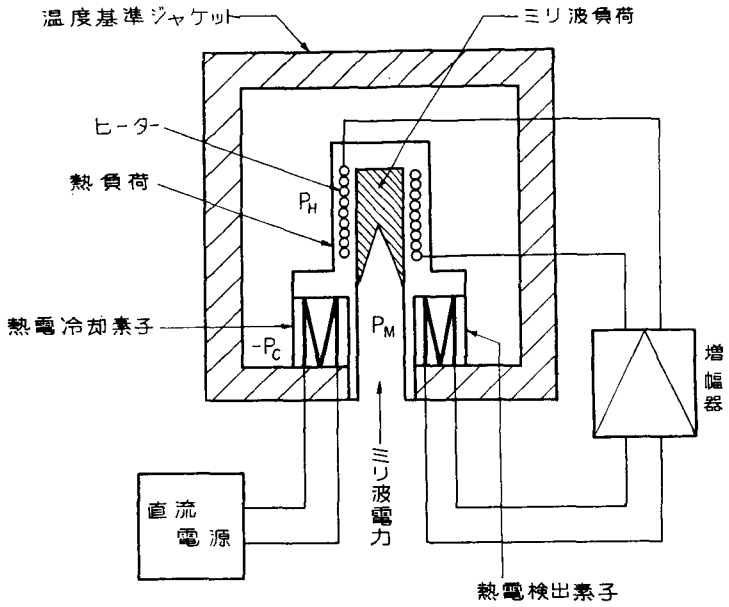


図 2.3 直流置換カロリメータの基本回路構成

P_C である。したがって，上式は，つぎのようになる。

$$\Delta T=\frac{1}{g_d}(P_M+P_H-P_C) \tag{2.4}$$

ここで，$\Delta T=0$ となるように P_C または，P_H を制御することにより，

$$P_M+P_H=P_C \tag{2.5}$$

となる。したがって，冷却電力 P_C を一定に保てば，温度差 ΔT を零とすることにより，ミリ波電力の直流置換測定が可能である。

実際の測定における基本回路構成を，**図 2.3** に示す。カロリメータ部分は，ミリ波電力 P_M と直流電力 P_H を加える共通の熱負荷が，熱電冷却，検出素子を介して，温度基準ジャケットに接続されている。熱負荷と温度基準ジャケットとの温度差 ΔT は，熱電検出素子により電圧として測定され，熱負荷上のヒータに直流電力 P_H として，フィードバックされる。このようにして，熱負荷と温度基準ジャケットを常に等温に保ち，電力の測定を行なう。はじめの熱平衡に要する直流電力を $P_H{}^i$，ミリ波を加えたときのそれを $P_H{}^f$ とすると，ミリ波電力 P_M は，

$$P_M=P_H{}^i-P_H{}^f \tag{2.6}$$

で求められる。

本方式のカロリメータは，測定電力が，直接に置換電力の差として求められるため，高い精度が得られると考えられる。また，熱負荷と外部温度基準を常に熱平衡に保って測定するため，測定時間が短かく，安定性の優れていることが予想される。さらに，熱電素子の動作点を固定した

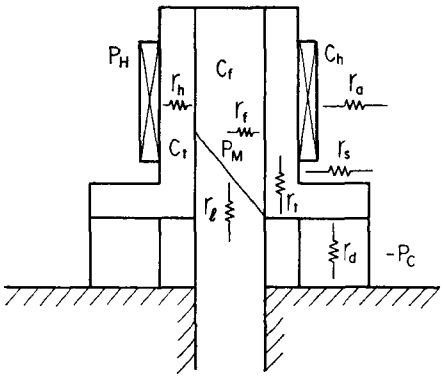
ことによって，従来問題となった熱電素子の直線性や，温度特性[6]が直接測定に影響しない利点があると考えられる。

2.3.2 動作解析

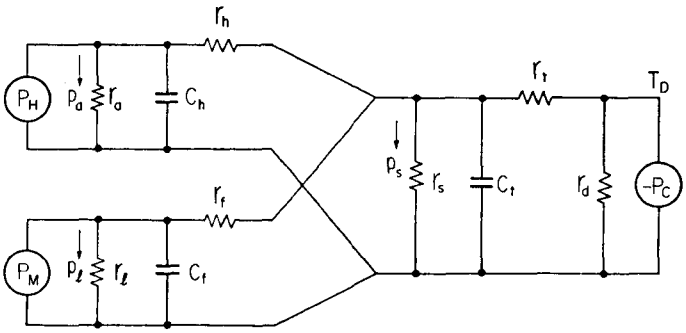
一般に，三次元的な広がりを持つカロリメータの温度分布および熱分布を厳密に解析することは，困難である。そこで実際の熱平衡制御方式カロリメータの動作を解析するに当って，つぎのような近似的取扱いを行なう。

すなわち，熱負荷各部の温度上昇は，わずかであり，熱輻射および対流は無視できるものとする。そして，熱負荷マウント各部の熱抵抗，熱容量等が，図 2.4 (a) に示すように集中的に存在すると仮定すればこのカロリメータは，同図 (b) の一次元的電気等価回路で表わせる[13]。

図 2.4 (b) の回路について解析することにより，定常状態において，検出温度 T_D は，次式で



(a) カロリメータ部の熱抵抗，熱容量分布



(b) 熱一電気等価回路

図 2.4 熱平衡制御方式カロリメータ

表わされる。

$$T_D=\{P_M+P_H-P_C-(p_a+p_l+p_s)\}\cdot r_d \tag{2.7}$$

ただし，P_M は，ミリ波電力，P_H は，ヒータ電力，P_C は冷却電力，r_d は，熱電素子の熱抵抗である。p_a，p_l，p_s は，それぞれ，ヒータ，ミリ波吸収負荷，マウント外壁から外部へ流出する電力であり，つぎのとおりである。

$$\left.\begin{aligned} p_a&=\frac{r_h}{r_a+r_h}P_H+\frac{r_s r_t}{r_s(r_a+r_h)}P_C+K_1T_D \\ p_l&=\frac{r_f}{r_l+r_f}P_M+\frac{r_s r_t}{r_s(r_l+r_h)}P_C+K_2T_D \\ P_s&=\frac{r_t}{r_s}P_C+K_3T_D \end{aligned}\right\} \tag{2.8}$$

ここで，K_1～K_3 は，図 2.4 (b) の各熱抵抗の関数である。

$$K_1=\frac{r_t+r_d}{r_d(r_a+r_h)},\quad K_2=\frac{r_t+r_d}{r_d(r_l+r_f)},\quad K_3=\frac{r_t+r_d}{r_s r_d}$$

式 (2.7) で，$p_a=p_l=p_s=0$ が成り立つのが，理想的なカロリメータである。

さて，等温制御により，$T_D=0$ となるように，P_H を制御した場合，式 (2.7) より，P_H，P_M および P_C に関する本カロリメータの基本式が得られる[13)14)]。

$$(1-k_1)P_H+(1-k_2)P_M=\left(1+\frac{r_t}{r_s}\right)(1+m)P_C \tag{2.9}$$

ただし，

$$m=\frac{r_s r_t}{r_s+r_t}\cdot\left(\frac{1}{r_a+r_h}+\frac{1}{r_l+r_f}\right)$$

$$k_1=\frac{r_h}{r_a+r_h},\quad k_2=\frac{r_f}{r_l+r_f}$$

この式から，P_H，P_M および P_C の係数が，一定であれば P_H，P_M の間に直線性が成り立つ。また，$r_a r_f=r_l r_h$ が満たされれば，P_H と P_M の等価置換が成り立つ。一般には，$1-k_1\neq 1-k_2$ であり，ミリ波電力 P_M の置換測定を行なうには，$(1-k_1)/(1-k_2)$ をあらかじめ求めておく必要がある。これは，ミリ波電力吸収体に代えて，適当な直流ヒータを，熱負荷部に挿入し，実験的に決定することができる[11)14)]。

2.4 標準マウントの実効能率測定用カロリメータ

2.4.1 測定の原理

ボロメータ法を精密計測に用いるには，まず，ボロメータマウントの実効能率を決定することが，必要である。この目的で，標準マウントの実効能率測定用カロリメータ[15)16)]を，前節で述べた熱平衡制御方式に基づいて構成する。これは，図 2.3 の熱負荷として，ボロメータマウントと

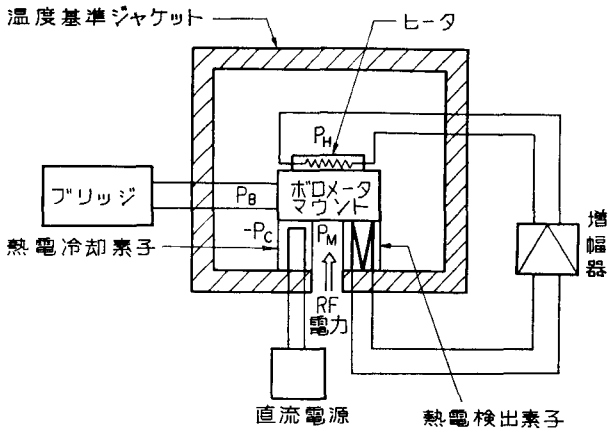


図 2.5 ボロメータマウントの実効能率測定用カロリメータの原理

ヒータを用い，ボロメータ測定とカロリメータ測定を同時に行なうことにより，実効能率を決定する。

本カロリメータの原理を，**図 2.5** に示す。この測定原理は，つぎのとおりである。

図 2.5 で，カロリメータおよび制御系が理想的であると仮定する。はじめに，ブリッジを用いて，ボロメータマウントにバイアス電力を加え，平衡を取る。ついで直流電源から熱電冷却素子へ電流を流し，熱負荷（ボロメータマウントを含む）の温度を，ジャケットの基準温度より，十分下げる。そして，熱負荷と温度基準ジャケットの間に生じた温度差を，別の熱電素子により検出し，増幅器を通して，ヒータへフィードバックすることにより熱平衡をとる。この時，ボロメータバイアス電力 $P_B{}^i$ とヒータ電力 $P_H{}^i$ の和が，冷却電力 P_C に等しい。

$$P_B{}^i+P_H{}^i=P_C \tag{2.10}$$

つぎに，この状態でミリ波電力 P_M を導入すると，ブリッジと熱負荷ジャケット間の温度差が共に不平衡となる。まず，ブリッジの平衡を取り直し，安定となって後，ヒータを制御し，温度差を零とする。この時，ボロメータバイアス電力が $P_B{}^f$ およびヒータ電力が $P_H{}^f$ であったとすると，熱平衡の条件から，

$$P_B{}^f+P_H{}^f+P_M=P_C \tag{2.11}$$

となる。一方，ボロメータマウントの実効能率を η_e とすれば，$P_B{}^i$ と $P_B{}^f$ の差は，$\eta_e P_M$ に等しい。

$$P_B{}^i-P_B{}^f=\eta_e P_M \tag{2.12}$$

従って，式 (2.10)～(2.12) から η_e を次のように求めることができる。

$$\eta_e=\frac{1}{1+\dfrac{1}{P_B{}^i-P_B{}^f}} \tag{2.13}$$

2.4.2 動作解析

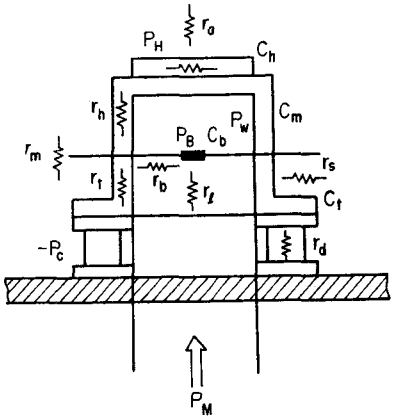
前節で，熱平衡制御方式によるボロメータマウントの実効能率測定用のカロリメータの動作原理について，簡単に考察した。本節では，このカロリメータの詳しい動作解析を，2.3.2 節と同様に行なう。ボロメータマウント各部の温度上昇はわずかで，熱輻射および対流は無視できると仮定して，カロリメータの熱定数を図 2.6 のように表わす。ここで，P_M，P_B および P_W はそれぞれボロメータマウント，ボロメータ素子およびマウント内壁で吸収されるミリ波電力である。また，P_H はヒータの直流電力，P_C は熱電素子による冷却電力である。

図 2.6 (b) の等価回路を，2.3.2 節の場合と同様に解析することにより，定常状態に対して，検出温度 T_D の式が得られる。

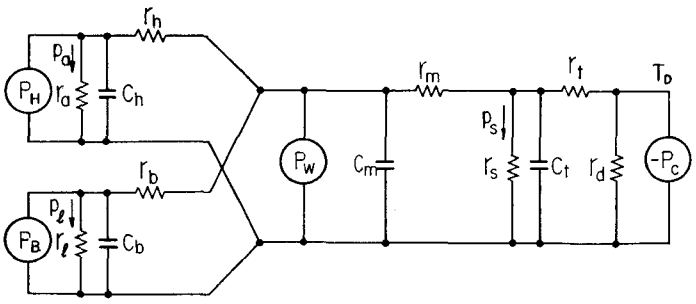
$$T_D=\{P_B+P_H+P_W-P_C-(p_a+p_l+p_s)\}r_d \tag{2.14}$$

ただし，

$$p_a=\frac{r_h}{r_a+r_h}P_H+\frac{r_m r_s+r_s r_t+r_t r_m}{r_s(r_a+r_h)}P_C+K_1T_D$$



(a) カロリメータの熱定数



(b) 本カロリメータの熱電気等価回路

図 2.6 ボロメータマウントの実効能率測定用カロリメータ

$$p_l=\frac{r_b}{r_l+r_b}P_B+\frac{r_m r_s+r_s r_t+r_t r_m}{r_s(r_l+r_b)}P_C+K_2T_D$$

$$p_s=\frac{r_t}{r_s}P_C+K_3 T_D$$

ここで，p_a, p_l, p_s 等の意味は，式 (2.7) と同じである。K_1〜K_3 は，図2.6の各部熱抵抗の関数である。

さて，熱負荷をジャケット基準温度に等しく制御すると $T_D=0$ となり，上式から次の式が得られる。

$$(1-k_1)P_H+(1-k_2)P_B+P_W=\left(1+\frac{r_t}{r_s}\right)(1+m)P_C \tag{2.15}$$

ただし，

$$m=r\left(\frac{1}{r_a+r_h}+\frac{1}{r_l+r_b}\right),\ r=r_m+\frac{r_s r_t}{r_s+r_t}$$

$$k_1=\frac{r_h}{r_a+r_h},\ k_2=\frac{r_b}{r_l+r_b}$$

前節の原理において述べた方法により測定を行ない，はじめの平衡時に，ボロメータ測定電力 $P_B{}^i$ とヒータ測定電力 $P_H{}^i$ が，また，ミリ波の導入後の平衡時に，それぞれ，$P_B{}^f$, $P_H{}^f$ が得られたとする。ボロメータマウントにより吸収される電力 P_M のうち，マウント壁面における熱損失の割合を σ とすれば，P_W は次式で表わされる。

$$P_W=\sigma P_M \tag{2.16}$$

したがって，式 (2.15) を，初期条件 (initial condition) と最終条件 (final condition) に適用し，式 (2.16) を代入することによって，

$$(1+k_1)P_H{}^i+(1-k_2)P_B{}^i=(1-k_1)P_H{}^f \tag{2.17}$$
$$+(1-k_2)\{(1-\sigma)P_M+P_B{}^f\}+\sigma P_M$$

となる。上式を整理すると，つぎのようになる。

$$P_M=P_B{}^i-P_B{}^f+\frac{1-k_1}{1-k_2}(P_H{}^i-P_H{}^f)-\frac{k_2\sigma}{1-k_2}P_M \tag{2.18}$$

ボロメータマウントの実効能率の定義[5] から，η_e は，次式で表わされる。

$$\eta_e=\frac{P_B{}^i-P_B{}^f}{P_M} \tag{2.19}$$

一方，式 (2.18) において，$(1-k_1)/(1-k_2)$ は，図2.7に示すとおり，P_B と P_H の勾配である。そこで，P_B と P_H の直線性が悪い場合を含めて，$(1-k_1)/(1-k_2)$ として，動作点における微分勾配 $\left[\frac{dP_B}{dP_H}\right]_{P_B=P_{DC}}$ を用いればよい。ただし P_{DC} は，動作バイアス電力である。

以上のことを考慮し，式 (2.18)，(2.19)から，実効能率 η_e が次式のように求められる。

$$\eta_e=\frac{1}{1+\frac{P_H{}^f-P_H{}^i}{P_B{}^i-P_B{}^f}\left[\frac{dP_B}{dP_H}\right]_{P_B=P_{DC}}},\ \left(1+\frac{k_2\sigma}{1-k_2}\right) \tag{2.20}$$

ここで，（　）内の第2項は，直流とミリ波との発熱分布の違いによる効果を表わしていると

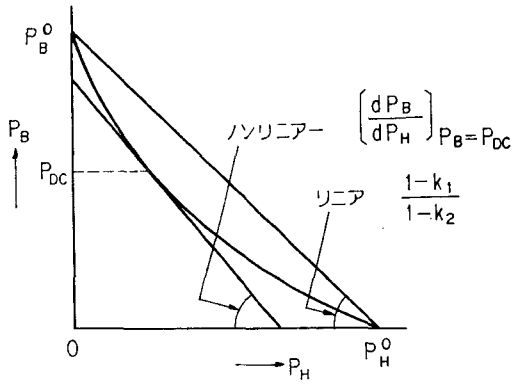


図 2.7 ボロメータ電力 P_B とヒータ電力 P_H の関係

考えられる。これは，後に測定誤差として検討を行なう。

以上の結果，本カロリメータによるボロメータマウントの実効能率測定式が，次式のように得られた。

$$\eta_e=\frac{1}{1+\xi} \tag{2.21}$$

ただし，

$$\xi=\frac{P_H{}^f-P_H{}^i}{P_B{}^i-P_B{}^f}\cdot S$$

$$S=\left[\frac{dP_B}{dP_H}\right]_{P_B=P_{DC}},\ P_{DC}\text{ は，ボロメータマウントバイアス電力}$$

2.5 測定誤差の検討

一般に，測定精度を決める誤差要因は，系統誤差と偶発誤差に分けて考えることができる。系統誤差は，理論的または，実験的に推定できる測定システム固有の誤差で，補正が可能な場合がある。偶発誤差は，予期できない不確定な理由により生じる誤差で，測定結果にばらつきをもたらす。この一部は，測定値の統計的処理によって推定することができる。

本節では，これらのうち，カロリメータによる実効能率測定における系統誤差について，主として理論的に検討を行なう。本カロリメータ測定の主要な系統誤差としては，次のものが考えられる[15]。

a）断熱用導波管によるミリ波電力の熱損失に基づく誤差 ε_{att}

b）カロリメータ負荷のミリ波と直流に対する熱等価性に基づく誤差 ε_{eq}

c）実効能率測定式（2.21）の導出に基づく誤差 ε_{el}

d）直流測定用計器に基づく誤差 ε_{dc}

e）ヒータ電力の制御偏差に基づく誤差 ε_{con}

なお，ボロメータマウントの不整合度は，実効能率の定義から誤差には含まれない。また，熱電冷却素子の非線型性は，動作点が固定されているため，原理的に誤差とはならないと考えられる。

つぎに，各誤差要因について考察，検討を行なう。

a）減衰誤差 ε_{att}

導波管電力のカロリメータ測定においては，被測定電力を断熱した熱負荷に供給する必要がある。これは，熱負荷温度を上げるほど，制御および測定における S/N が高くなるからである。このため，できるだけ熱伝導度の低い金属から成る断熱導波管を用いることが望ましい。たとえば，ステンレス，洋銀，ニッケル等が考えられる。しかし，このような材料では，一般に電気伝導度も低く，導波管の減衰も大きくなる。たとえば，銅製のミリ波 30 GHz 帯方形導波管では，約 0.85 dB/m の実測値が得られているが，これを，ニッケルで製作した場合，ほぼ 3 倍の減衰となる。従って，断熱導波管部は，できるだけ短くすることが必要である。この点に注意して作成しても，若干の断熱導波管による熱損失が避けられない。この熱損失は，ボロメータマウントのフランジ面を加熱し，見かけ上，実効能率を低下させ，誤差の原因となる。これは，あらかじめ測定するならば，補正することができる。断熱導波管による減衰は，直接測定を行なって求めることは，その大きさがわずかであり，またカロリメータの構造上難しい。そこで，熱負荷の代わりに，ヒータを付けたミリ波の反射板を置き，カロリメトリックに断熱部の消費電力を測定して評価する方法[15]が考えられる。

b）カロリメータ負荷の熱等価性に基づく誤差 ε_{eq}

ボロメータ直流バイアス電力は，大部分素子のみにより吸収され熱になるが，ミリ波電力は，素子の他，一部は管壁によっても吸収され熱を発生する。このような発熱部位の相違は，カロリメータの測定において誤差となる可能性がある。この大きさは，ボロメータバイアス電力と，ミリ波電力の管壁損失に対応するヒータ電力の直線性によって評価することができる。すなわち，ε_{eq} は，式（2.21）から，次式で表わされる。

$$\frac{d\eta_e}{\eta_e}=\pm\left|\frac{dS}{S}\right|(1-\eta_e) \tag{2.22}$$

そこで，補正係数 S の動作点付近での直線性を実験的に調べ，$|dS/S|$ とすることにより，ε_{eq} を求めることができる。

c）実効能率の測定式（2.21）の導出に基づく誤差 ε_{el}

これは，本カロリメータによる実効能率測定式（2.21）を求める時に無視した項であり，（2.20）式より，次式で示される。

$$\varepsilon_{el}=\frac{-k_2\sigma}{1-k_2} \tag{2.23}$$

ただし，

$$k_2=\frac{r_b}{r_l+r_b}$$

ε_{el} を評価するには，そのとり得る最大値を求めればよい。ボロメータ素子の定常状態における熱電気等価回路を近似的に図 2.8 のように表わせるものとする。ここで，P_b は，ボロメータ素子によって消費される電力，T_b は，素子の温度である。図 2.8 から，T_b と P_b の関係が導かれる。

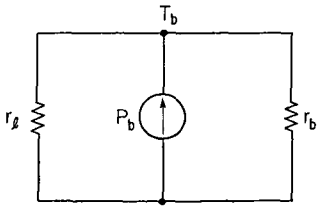


図 2.8 定常状態におけるボロメータ素子の熱電気等価回路

$$T_b=\frac{r_l\, r_b}{r_l+r_b} \qquad (2.24)$$

したがって，式 (2.23)，(2.24) から，k_2 は次式で与えられる。

$$k_2=\frac{T_b/P_b}{r_l} \qquad (2.25)$$

熱抵抗 r_l を正確に評価するには，マウント内の空気による熱伝導，対流等も考慮しなければならず，困難である。ところで，一般に固体表面が流体に接している場合両者の間で熱の授受を生じ，熱伝達と呼ばれる。そこで r_l は，ボロメータ素子と周囲の空気との間の熱伝達によって生じると考えると，r_l は，次式で与えられる。

$$r_l=\frac{1}{h\cdot S_b} \qquad (2.26)$$

ただし，h は，ボロメータ素子と周囲の空気との間の熱伝達係数[18]であり，単位面積，単位時間に出入りする熱量 (kcal/m^2 hr°C) である。S_b は，ボロメータ素子の電力吸収体の面積である。

定常的な空気に対して，h は，3～20 kcal/m^2 h_r°C[18] と考えられる。この最大値を h_{max}(=20 kcal/m^2 h_r°C) とおけば，式 (2.22) より r_l の最小値として，次式が得られる。

$$r_l=\frac{1}{h_{max}\, S_b} \qquad (2.27)$$

したがって，式 (2.25) より，k_2 の最大値は，

$$k_{2max}=\frac{T_b}{P_b}h_{max}\cdot S_b \qquad (2.28)$$

ここで，T_b，P_b，S_b 等は，実験的に求められるので，k_{2max} を決定することができる。一方，σ はほぼ $1-\eta_e$ と考えられる。従って，k_{2max} と σ の値を式 (2.23) へ代入することによって，ε_{el} が求められる。

d）直流測定用計器に基づく誤差 ε_{dc}

これは，ボロメータ電力 P_B ならびにヒータ電力 P_H の測定に用いた直流計器に基づくものである。

この誤差は，実効能率測定式からつぎのように計算することができる。式 (2.21) より，次式が成立する。

$$\frac{d\eta_e}{\eta_e}=\frac{d\xi}{\xi} \tag{2.29}$$

式（2.21）において，

$$\left.\begin{aligned}\Delta P_H&=P_H{}^f-P_H{}^i\\ \Delta P_B&=P_B{}^i-P_B{}^f\\ \xi&=\left[\frac{dP_B}{dP_H}\right]_{P_B=P_{DC}}\end{aligned}\right\} \tag{2.30}$$

とおけば，

$$\xi=\frac{\Delta P_H}{\Delta P_B}\zeta \tag{2.31}$$

が得られる。これを，式（2.29）へ代入し，η_e の測定誤差は，次式となる。

$$\frac{d\eta_e}{\eta_e}=\pm\left\{\left|\frac{d\Delta P_H}{\Delta P_H}\right|+\left|\frac{d\Delta P_B}{\Delta P_B}\right|+\left|\frac{d\zeta}{\zeta}\right|\right\}(1-\eta_e) \tag{2.32}$$

ここで，ζ の決定精度は，式（2.30）より，$\Delta P_B/\Delta P_H$ の精度と同じであると考えられる。したがって，上式は，

$$\frac{d\eta_e}{\eta_e}=\pm 2\left\{\left|\frac{d\Delta P_H}{\Delta P_H}\right|+\left|\frac{d\Delta P_B}{\Delta P_B}\right|\right\}(1-\eta_e) \tag{2.33}$$

となる。ΔP_H，ΔP_B は，式（2.30）に示すとおり，それぞれ，2回の P_H および P_B の測定から求められる。したがって，ボロメータおよびヒータ電力測定における計器の誤差を，それぞれ ε_b および ε_h とおけば，ε_{dc} は，

$$\varepsilon_{dc}=\pm 4(\varepsilon_h+\varepsilon_b)(1-\eta_e) \tag{2.34}$$

となる。

e）ヒータ電力の制御偏差に基づく誤差 ε_{con}

これは，熱負荷と温度基準ジャケット間の温度差を検出し，ヒータへフィードバックし，熱平衡制御を行なう時に残留する制御偏差による誤差である。この制御系は，電圧から電力への変換という非線型の要素を含み，理論的な取扱いは，容易でない。しかし，本計測においては，制御方法の如何にかかわらず，最終的な測定時の残留温度差による熱電検出器出力が分れば，この誤差を推定することができる。

ヒータ制御に伴なう残留偏差による電力測定誤差を ε_h とすれば，計器誤差を示す式（2.34）の場合と同じ考え方により，実効能率測定誤差は，次式で求められる。

$$\varepsilon_{con}=\pm 4\,\varepsilon_h(1-\eta_e) \tag{2.35}$$

以上，本カロリメータ測定における主な誤差要因について，その評価法を検討したが，第5章で実際の測定システムについて，数値例によって誤差評価を行なう。

2.6 結　言

本章では，カロリメータによるミリ波電力測定について，従来の種々の方法を検討し，この結果に基づいて，新たに，熱平衡制御方式のカロリメータを考案した。これは，ミリ波電力をヒータを内蔵した熱負荷に吸収させ，この熱負荷は，熱電冷却素子により冷却し，熱負荷と温度基準ジャケットの間に生じた温度差を別の熱電検出素子により検出し，ヒータへフィードバックして等温制御する。このように，常に熱平衡の状態に保って，ヒータ電力によりミリ波電力の直流置換測定を行なうものである。このカロリメータについて，測定の原理を述べ，熱電気等価回路によりその動作特性の解析を行ない電力測定の基本式を得た。

つぎに，熱平衡制御方式の原理に基づき，標準における電力の精密計測に重要であるミリ波用ボロメータマウントの実効能率を測定するためのカロリメータについて研究を行なった。その結果，ボロメータマウントの実効能率を求める測定式を得ることができた。

さて，精密計測にとって測定精度の評価は重要である。そこで，本章では，熱平衡制御方式のミリ波ボロメータマウント実効能率測定用カロリメータの測定精度を評価するための基礎として，各種の誤差要因について検討し，各要因の評価法を考察した。

本章の結果は，第5章において実際のミリ波カロリメータシステムを構成するための設計指針となる。

第3章　ミリ波電力の精密自動化計測

3.1　緒　言

今日，計測における自動化技術の発展は著しい。これは，従来のようなアナログ技術に頼る自動化ではなく，近年発達の著しいディジタル技術，とりわけコンピュータの導入を前提としたものである。その場合，単なる省力化のためではなく，より高精度の計測を，より経済的に実現できる可能性がある。精密計測においても，このようなディジタル技術に適した方式を採用することによって，より信頼性のある高精度の計測システムの実現が期待されている。

そこで，前章で述べた測定方式に基づいて，ミリ波電力の精密自動化計測について研究する。はじめに，ディジタル技術を精密計測にとり入れた自動化計測について考察する。ついで，実際のミリ波電力計測で，基本となるボロメータ測定とカロリメータ測定における従来の問題点を明らかにし，その結果に基づいて，新らしい自動電力測定方式による計測システムを構成し，検討，評価を行なう。

3.2　ディジタル技術と精密計測

計測とは，広い意味で「外界から必要とする情報を抽出する行為である」と考えられる。それゆえ，社会の発展と共に，計測技術の役割は，多様化する目的に対応し，より高度なものとなってくる。それに伴なって，新らしい計測手法が開発され，それに必要な各種の機器や技術の開発が行なわれる。この計測を与えるものとしては，検出，表示，制御，情報伝達，情報処理等の技術が考えられる。

近年のコンピュータを含むディジタル技術の発達は，これらの技術を大きく進展し，複雑化する計測を自動化する原動力となった。この自動化計測は，はじめは単に人手を節約する省力化を目的として行なわれた。しかし，今日では，従来理論的に可能であった計測でも人間の能力によって制限を受け，実現できなかったり，従来の人手やアナログ的手法だけでは得られなかった高精度，高信頼性を有する計測等をも目的とするようになった。その場合，必ずしも人間を除いた自動計測を意味するわけではなく，むしろ，人間を含めて従来困難であった計測を達成しようとするものを CAM(Computer Assisted Measurement) と呼ぶ。その特徴を明示するため，**図 3.1** に最も単純な CAM システムの構造を示す。

この CAM システムを開発するための指針として，つぎのようないくつかの方法が考えられる。

1) Computer instructed measurement method

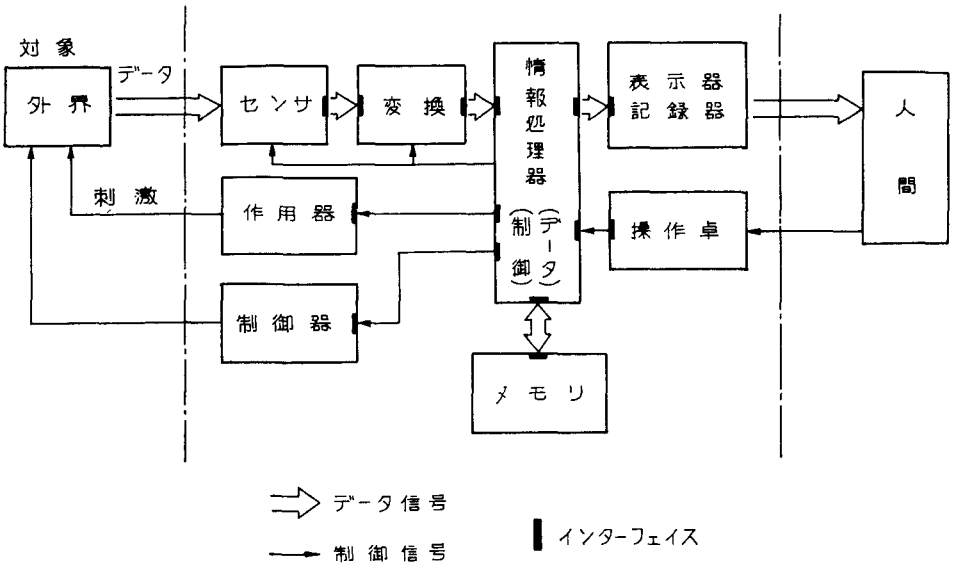


図 3.1 CAM システム

コンピュータのメモリを利用し，計測の専門家によってプログラムを作ることにより，素人でもコンピュータの指示に従うことにより，信頼のおける計測を行える。

2) Semi-realtime measurement method

コンピュータの高速データ処理能力と制御能力を利用することにより，準実時間の計測が行える。これにより，計測の結果が直ちに分り，人は，計測中のあやまりを判断したり，次の行動を行なうことができる。

3) Statistical measurement method

コンピュータの多量のデータ処理能力は，多数回の測定データより，平均処理，最小二乗法処理等により，最も信頼できる情報を抽出することを可能とする。

4) Adaptive measurement method

コンピュータの高速制御能力を利用すると，対象の状態により最も高精度な計測を行ない得るように測定システムを再編成して，計測を行なう方法が可能となる。すなわち，まず簡単な測定によって対象の大まかな情報を得て，それを用いて高精度測定に最適となるよう測定系を制御する。

5) Modeling measurement method

コンピュータの高度の情報処理機能を利用するもので，CAM の手法として今後最も使用されると考えられる。これには，① mathematical modeling method と ② System modeling method ならびに，その組み合わせが考えられる。

①の方法は，センサによって得たデータを，数学的処理をへて必要とする情報にするもので，Swept frequency reflectometer[20]，多元連立方程式を用いた Computerized Tomography[21] など

が開発されている。②の方法は，測定システムのパラメータを一連の補助計測により測定し，これを用いて得られたデータを補正することにより，高精度の計測を行なうものである。この例としては，Automated network analyzer[22] がある。

以上いくつかの CAM の手法を示したが，実際の計測システムでは，これらを組み合わせた方法を用いることが多い。

さて，CAM において基本的な要素の一つは，知的機能を持つ制御および情報処理機器である。このための最も有効な機器としては，現在のところ，ディジタルコンピュータが用いられる。しかし，これがいかに優れたものであっても，経済的でなければ，一般に普及することは難かしいし，技術の発達も望めない。逆に，効果や性能に較べて，非常に安価であれば，爆発的に普及し，技術も急激に進歩する。

計測にコンピュータを導入する研究は，1950年代の終りには始まっており，大型コンピュータ，ミニコンピュータを用いた各種の計測システムが発表されている。ミニコンピュータを用いた計測システムも市販されるようになったが，高価なため一般的普及には至っていない。もちろん，CAM 技術の観点からは，これら大型，ミニコンピュータ等も有力な制御，情報処理機器であることは言うまでもない。

ところで，1972年代に，半導体を基礎とする LSI 技術の進歩は，一昔前の小型コンピュータ並以上の機能を数mm角のチップに収めた CPU (Central Processing Unit) を実現した。これを用いた非常に小型で安価なプログラマブル電卓やマイクロコンピュータが急激に普及するようになった。特に，マイクロコンピュータは，つぎのような理由から CAM にとって望ましい制御，情報処理機器となるものと考えられる。

1）計測技術者が，自分の必要とする知的機能を持つ機器を，経済的に作ることができる。

2）小型であるため，計測システムの一要素として，システムに一体化することにより，on-line 化が容易である。

このような特徴を持つマイクロコンピュータは，非常に多く自動化計測に取り入れられるようになったのは当然と言える。

そこで，本章では，マイクロコンピュータを用いたミリ波電力の精密自動化計測について研究する。

3.3 ボロメータによる自動電力測定方式

3.3.1 ボロメータ測定の問題点

ボロメータ測定法[1)~4)]は，同軸線路や導波管中の電力を測定する簡便で精密な方法として，一般に広く使われている。これは図3.2のように，電力を吸収するセンサとして，ボロメータマウントをホイーストンブリッジの一辺に用い，直流，低周波またはパルス等の既知の電力と置換測

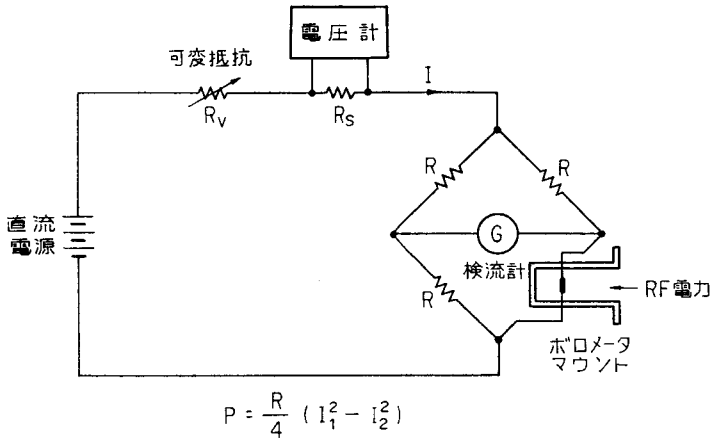


図 3.2 ボロメータ測定法

定を行なうものである。

ボロメータマウントは，同軸型や導波管型の筐体の中に，サーミスタ（温度係数は負）やバレッタ（温度係数は正）等の感温抵抗体を負荷（ボロメータ素子）として高周波的に整合をとったものである。

ボロメータ測定法は，直流置換を行なう場合の基本的な原理は，つぎのとおりである。

まず，RF 電力を加えずに，図 3.2 の可変抵抗を調整して，ブリッジの平衡を取り，ブリッジに流れる電流 I_1 を測定する。つぎに，RF 電力をボロメータマウントへ加えると，ボロメータ素子の抵抗が変化するため，再度R_vを調整して直流電流を減らし，ブリッジの平衡を調整する。この時ブリッジ電流を測定する。ブリッジの平衡が完全であるとすると RF 電力Pは，

$$P=\frac{R}{4}(I_1^2-I_2^2) \tag{3.1}$$

により求められる。ここで，Rはブリッジ一辺の抵抗である。

この原理に基づいたボロメータ電力測定は，微妙なブリッジの平衡調整を繰返し行なわなければならないことや，測定後の計算が必要であるため，今日では，メータやディジタル表示によって直接測定電力を読み取れるようにした自動平衡式のブリッジが多い[23)24)]。たとえば，置換電力としてパルスを使用し，同期検波によって高感度としたり，ボロメータの温度ドリフト補償のため，サーミスタを 2 個組み込んでダブルブリッジとしたもの等がある。

ところで，前節で述べた電力標準では，直流置換測定を基礎として，カロリメータ測定およびボロメータ測定を行なう。このため，高精度の直流置換型のボロメータ測定方式が必要となる。そこで，以下では，ボロメータ測定法として，この直流置換法に限定して論ずることにする。

さて，このボロメータ測定方式によって，高い精度で RF 電力を測定する場合，主な問題点は，次のように考えられる。

その一つは，ボロメータマウントの特性に起因するもので，たとえば，実効能率の不確定さ，

マウントによる RF 電力の反射，ボロメータ抵抗の周囲温度変動によるドリフト等である。これらについては，本論文の第2，5章等において検討を行なっている。

他の一つは，ブリッジによる測定自体に起因するもので，ブリッジ辺抵抗の不揃い，置換電力測定の不確定さ，ブリッジの平衡制御の不完全さ等が考えられる。

これらのうち，とくに，置換電力測定とブリッジの平衡制御が大きな誤差要因となることが知られている[1)]。

そこで，ディジタル技術によって，これらの問題点を考察し，新らしく自動化ボロメータ測定システムの開発を行なった。

はじめに，置換電力測定について考察する。

ボロメータ測定の基本式 (3.1) から，その測定電力 P は，$(I_1+I_2)(I_1-I_2)$ に比例する。従って，電流測定精度の制約によって，I_1 と I_2 の差が小さい場合に，計算において桁落ちを生じ，置換電力の測定精度が低下することが予想される。これは，I_1 と I_2 を同じ測定レンジで行なうとして，測定電力がバイアス電力に較べて著しく小さいか，マウントの感度が低い場合に相当する。

この誤差を ε_i とし，電流測定誤差を ε_n とすると，ε_i は，次式で表わせる。

$$\varepsilon_i=\left(1+\frac{I_1+I_2}{I_1-I_2}\right)\varepsilon_n \tag{3.2}$$

ここで，ブリッジの平衡制御は完全であると仮定して，(I_1+I_2) を求め，上式から $\varepsilon_i/\varepsilon_n$ を求めると次式となる。(付録 3・A)

$$\frac{\varepsilon_i}{\varepsilon_n}=\frac{2}{1-\delta} \tag{3.3}$$

ただし，$\delta=\sqrt{1-\dfrac{\alpha}{R-R_0}P_M}$

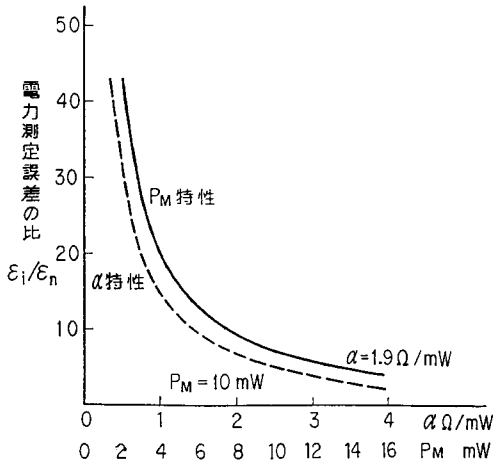


図 3.3 ボロメータ電力測定における電流測定誤差の P_M，α 依存特性

P_M は，測定電力，α，R および R_0 は，それぞれ，ボロメータマウントの感度，動作抵抗および冷抵抗である。

例として，$R_0=160\ \Omega$，$P_M=10\ \mathrm{mW}$ または，$\alpha=1.9\ \Omega/\mathrm{mW}$ とした場合 (30 GHz 帯用マウント) について $\varepsilon_i/\varepsilon_n$ を上式から計算し，図 3.3 に示す。これから，測定電力または，ボロメータマウントの感度 α が低くなると測定誤差が大きくなることが分る。

つぎに，ブリッジの平衡制御について考察する。通常のリニア増幅器を用いたアナ

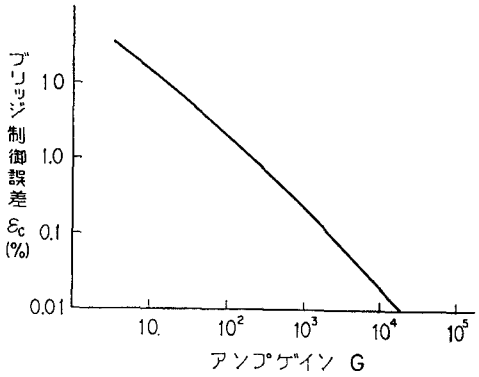


図 3.4 アンプゲインと制御誤差

ログ自動平衡ブリッジでは，増幅器ゲインが有限であるため，常に制御偏差が残ってしまう。フィードバック増幅器の電圧ゲインを G，入力インピーダンスを無限大，出力インピーダンスを零と仮定した場合，制御偏差に基づく電力測定誤差は，次式のように表わされる。（付録 3・B）

$$\varepsilon_c = 1 - \frac{(G-1)^2}{G^2-4} \qquad (3.4)$$

この誤差 ε_c の計算結果を図 3.4 に示す。これから明らかに，ε_c を小さくするには，G を大きくする必要がある。しかし，実際の自動平衡ブリッジでは，制御の安定条件によって，ゲインの大きさが限定される。また，フィードバック増幅器の入出力インピーダンスのため，ε_c が大きくなる。

以上のように，ブリッジ測定において，置換測定と平衡制御に伴なう誤差を従来の方式について定量的に考察を行ない，問題点を明らかにした。

3.3.2 測定方式の原理

前節で述べた問題点を解決するため，アダプティブな制御（adaptive conrol）を取り入れた自動ブリッジ測定方式[25)~27)]を考案しその原理について述べる。

この測定方式は，直流置換測定に対して，いわゆる差電流方式[3)]を自動化し，平衡制御に対して，直接に，不平衡分を自動補正することにより高精度化を図るという考えに基づいている。本方式の原理を図 3.5 に示す。ここで，電圧メモリというのは，AD コンバータ，ディジタルラッチメモリおよび DA コンバータ等から成り，電圧を長時間保持することができる機能を持つ。

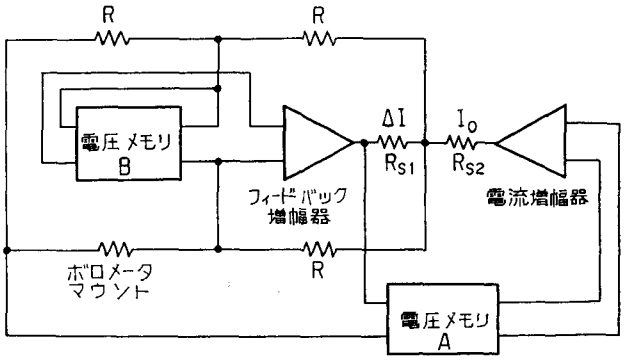


図 3.5 自動ボロメータブリッジの原理

測定の原理はつぎのとおりである。はじめに，すべての電圧メモリの出力を零にし，フィードバック増幅器によって，通常の自動平衡ブリッジと同様に平衡を取る。この時の出力電流 I_0 を，抵抗 R_{S1} の両端で測定し，電圧メモリ A に設定する。この結果，フィードバック増幅器の出力電流は，微小となる。ここで，ブリッジの不平衡電圧を，電圧メモリ B に設定し，フィードバック増幅器の入力端子に直列に加える。このように作動することにより，ほぼ完全な平衡状態における増幅器出力電流 ΔI_1 を読み取る。RF 電力を加えた時は，電圧メモリ B のみ作動し，上記と同様の状態における電流 ΔI_2 を読み取る。

以上の測定によって，RF 電力 P は，次式で求められる。

$$P=\frac{R}{4}(2I_0+\Delta I_1+\Delta I_2)(\Delta I_1-\Delta I_2) \tag{3.5}$$

3.3.3 自動化システムの構成

前節の原理に基づいて，実際の測定システムを構成した。そのブロック図を，**図 3.6** に示す。

本システムは，ブリッジコントローラによって，置換電流およびブリッジの平衡制御を行なうことにより，off-line においても使用することができる。さらに，マイクロコンピュータを用いて，ブリッジコントローラと RF 電力用スイッチを制御し，デジタル電圧計 (DVM) からデータを収集するとによって，on-line 自動化を行なっている。

本システムの構成要素として主なものは，つぎのとおりである。AD コンバータ (ADC) には，

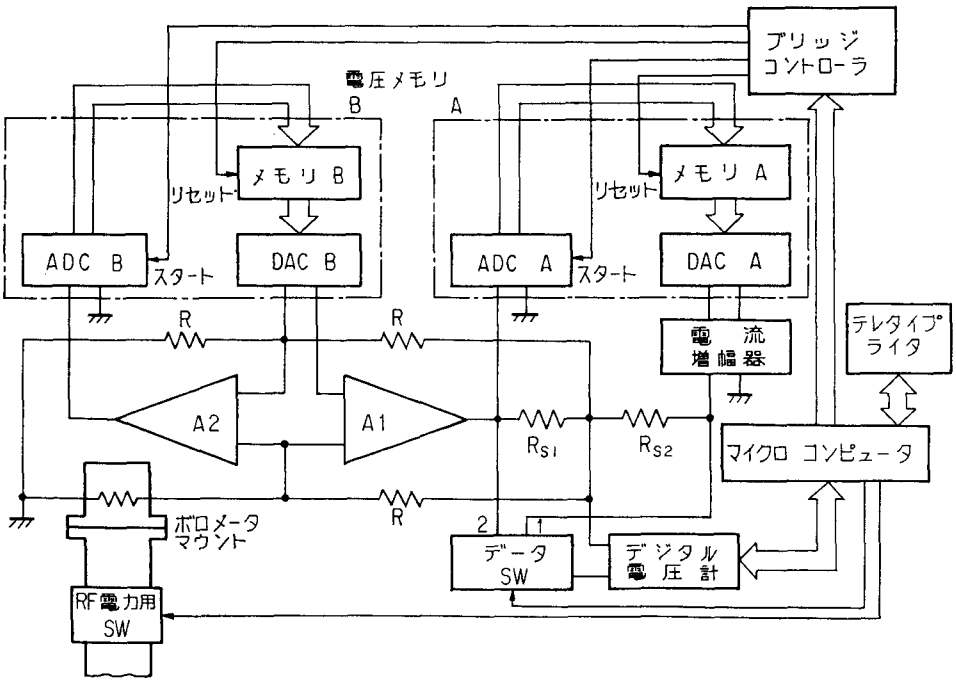


図 3.6 自動ブリッジ測定システムのブロック図

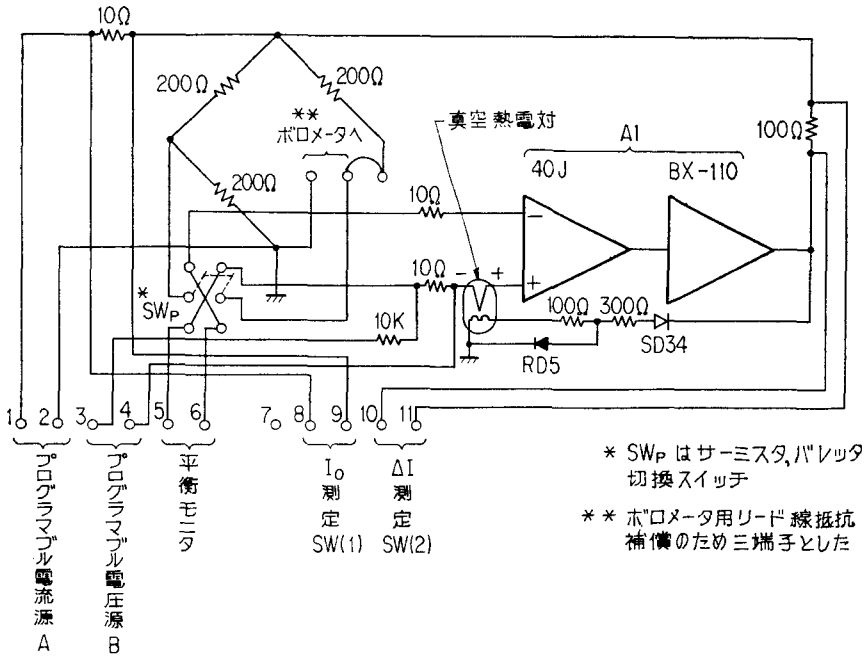


図 3.7 ブリッジ周辺回路図

測定値モニタができるように，3デジットのパネルメータを用いた。メモリ A，DA コンバータ (DAC) A および電流増幅器には，ラッチ用メモリ内蔵のプログラマブル電流源 (PCS) を使用した。メモリ B と DAC B は，同様なプログラマブル電圧源 (PVS) であり，フローティング出力を持っている。パネルメータからこれらのプログラマブル電源へは，BCD コードでデータを伝送する。フィードバック増幅器 A1 は，両極性の高出力オペレーショナルアンプを用いた。これは，ブリッジ平衡電流を PCS によって置き換えた場合，残留する微小な電流は，正，負いずれの可能性もあるからである。この増幅器は，入力インピーダンスが高く，雑音，温度特性が優れていることが必要である。

さて，ブリッジ周辺の実際の回路構成を図 3.7 に示す。ここで，真空熱電対とダイオードを含むフィードバック回路は，初期平衡を取る際，ブリッジ電流の極性を正に決めるためのものである。一度，平衡すれば，電流置換を行なって，増幅器 A1 の出力電流が減っても，出力電圧は変わらないため，この回路はオフとなり，測定に影響しない。

PCS の電流と増幅器 A1 の出力電流は，データ切換スイッチを用いて，DVM に読込む。これは，低レベル (10 μV 最小) の測定を含むため，スイッチの特性として，熱起電力や接触抵抗が小さく，再現性の優れたものが必要である。そこで，このスイッチは，機械的なステッピングリレーを用いた。RF 電力の切換は，導波管回路用スイッチを制御することにより行なう。

マイクロコンピュータは，これらの機器を制御し，測定およびデータ処理を行なう。ディジタ

表 3.1 主な構成要素

構成要素	型名	性能仕様
マイクロコンピュータ	IDACS-1000 D	CPU 8008 クロック周波数 500 KHz インストラクションサイクル 20 μsec (最小) メモリ 16 KByte
AD コンバータ	AD-2010	入力 0～±199.9 mV 入力インピーダンス 100 MΩ 出力 BCD 3 デジット，ラッチ 精度 0.05%±1 デジット 温度係数 ±50 ppm/°C
プログラマブル電流源 メモリ A DAC A	SN-2	入力 BCD 2 デジット 出力 0～10 V 精度 ±0.2%，リニアリティ ±0.2% 温度係数 ±130 ppm/°C
電流増幅器	CC-100-0.2 M	出力電流 0-0.2 A 出力インピーダンス 10 MΩ 温度係数 ±100 ppm/°C
プログラマブル電圧源 メモリ B DAC B	GPC-8805	入力 BCD 4 デジット 出力 0～9.999 V Max 10 mA 精度 ±0.013%
デジタル電圧計	2501	入力 0～1000 V 入力インピーダンス 5000 MΩ 以上 出力 BCD Max 119000 精度 ±(0.005%+2 デジット) 温度係数 ±6 ppm/°C

ル電圧計 (DVM) とのインターフェースには，8 ビット 4 チャンネルのマルチプレクサを用いた。ソフトウェア開発は，セルフアセンブラによって行ない，データ処理は，専用のインターフェース[28)29)]を製作して用いた。

表 3.1 に，本システムを構成する主な要素について，規格，仕様を示す。

測定手順の基本的なフローチャートを，図 3.8 に示す。図 3.6 で，はじめに，外部リセット信号を二つのDAコンバータに送り，その出力を零とする。ついで，スタート信号を ADC A に加えて，ブリッジ初期平衡電流 I_0 を測定し，この電流を DAC A に設定する。これによって，増幅器 A1 の出力電流は，ほぼ零となる。ブリッジの不平衡電圧は，同様に，ADC B にスタート信号を加えて測定し，DAC B に設定する。これによって，ブリッジ不平衡電圧が零に近くなる。そして，系が十分安定してから，データ SW(1)の位置で DVM により I_0 を測定する。同様に，SW(2)の位置で，ΔI_1 または ΔI_2 を測定する。RF 電力を on または off する毎にデータ処理を行ない，結果をテレタイプライタに出力する。ブリッジ不平衡電圧調整は，バイアス電流測定に先立って必要なだけ繰返す。

本自動化ボロメータ測定システムの特徴は，多数回の測定が容易で，高い信頼性が得られるこ

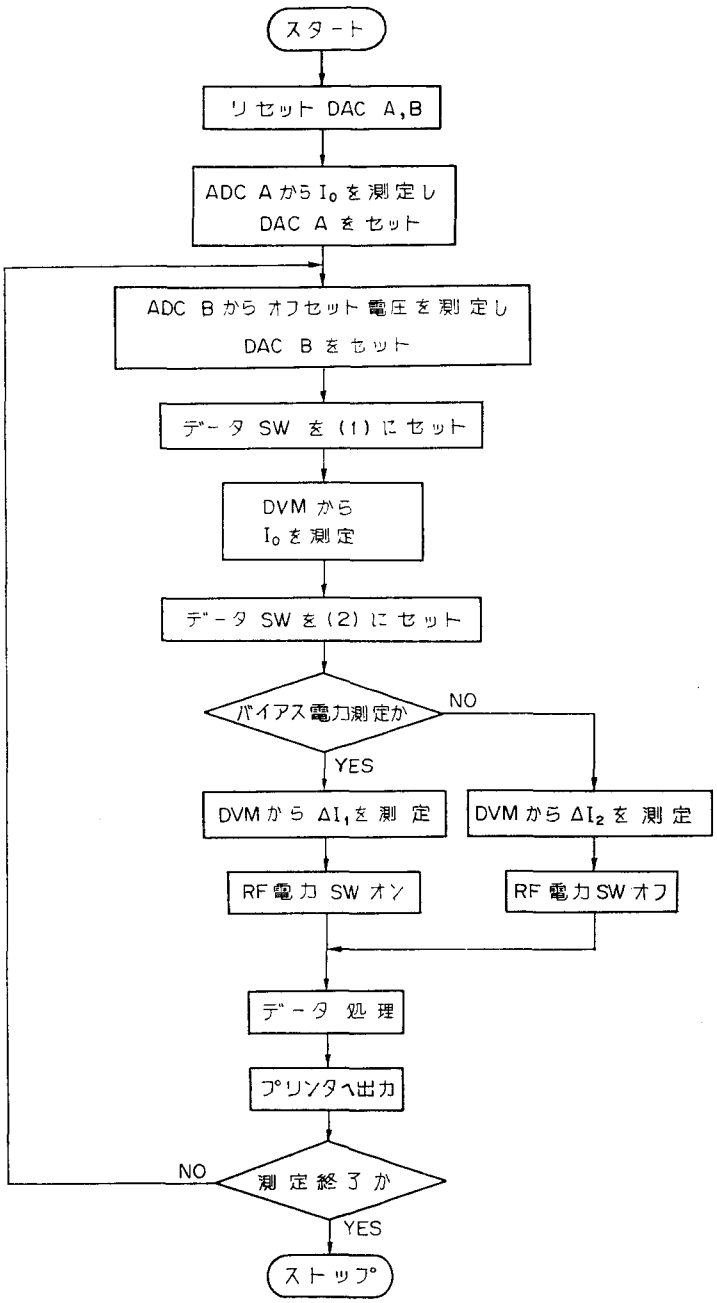


図 3.8 自動ブリッジによる RF 電力測定の基本フローチャート

と，置換電力測定およびブリッジ制御に基づく誤差が著しく改善されること等の特徴を持っている。

本システムは，カロリメータによる自動電力測定システムのサブシステムとして用いているため，測定例は，次節で述べる。

3.4 カロリメータによる自動電力測定方式

3.4.1 カロリメータ測定の問題点

一般に，カロリメータによるRF電力測定には，温度，熱および直流電力等の制御，測定を伴なう。特に，標準に用いるような精密計測では，たとえば，温度は10^{-5}°C，熱は，10^{-7} joule 置換電力は0.1 μW 程度の精度で測定あるいは，制御を行なう必要がある。また，熱負荷によってRF 電力を熱に変換するため，時間により積分して測定すると共に，温度ドリフトを補正すべく，一定の時間間隔で多数回測定を行なうことが必要となる。このような理由で，カロリメータ測定は，装置が大がかりとなり，測定時間が長い場合が多い。

さて，標準に用いられるボロメータマウントの実効能率の測定は，ボロメータならびにカロリメータ測定を同時に行なう一種のダブルカロリメータ測定となる。この測定では，複雑で微妙な長時間にわたる制御，測定操作が必要である。そのため，測定者が熟練していたとしても，測定ミスや個人差による偶発的な誤差が入る可能性が大きく信頼性のある高い精度の測定を行なうことは，容易でない。

このようなカロリメータによるRF電力の精密測定を自動化する試みとして，いくつか報告されている。たとえば，マイクロ波帯でボロメータマウントの実効能率を測定する半自動化方式のカロリメータ装置を，従来のアナログ的な手法により構成したもの[30]，双子型カロリメータによるミリ波電力測定を，マイクロコンピュータを用いて自動化したもの[31]等である。

そこで，次の節では，ボロメータマウントの実効能率を測定することができるカロリメータ測定システムのコンピュータを用いた自動化について研究を行なう。

3.4.2 測定方式の原理

カロリメータによるRF電力測定を高い精度で行なうには，前節で述べたような種々の問題がある。これらを克服するため，コンピュータを導入したカロリメータ自動化計測システム[32]の開発を行なった。

本システムは，電力のみ測定するのではなく，標準に必要なボロメータマウントの実効能率を測定することを目的とする。このため，測定の方法として，2.4 節で述べた熱平衡制御方式のカロリメータ測定法を用いる。したがって，測定の基本式は，式（2.21）である。また，ボロメータ測定には，高精度を得られ，ディジタル的に制御が可能である前節の自動ブリッジを用いる。これらのサブシステムを制御し，データ収集，処理を行なうコンピュータは，3.2 節で述べた理由からマイクロコンピュータを使用する。自動化測定システムは，これらサブシステムによって，**図3.9**のように構成した。ボロメータ測定部とカロリメータ測定部は，熱負荷を通して，熱的に結合され，マイクロコンピュータは，これら各部を制御し，データを取り入れて処理する。

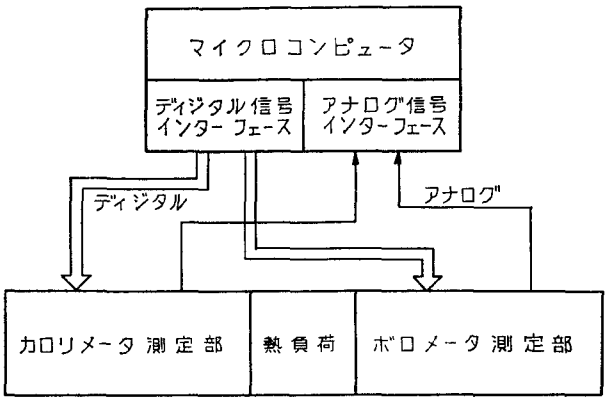


図 3.9　自動化測定システムの概念図

この測定の基本的な流れを，図 3.10 に示す。

3.4.3　自動化システムの構成

自動化カロリメータ測定システムは，三つのサブシステムから構成される。このブロック図を，図 3.11 に示す。

カロリメータ測定部は，RF 電力をカロリメータ本体に加え，熱電検出素子とヒータ等によって負荷を熱平衡制御する。これは，熱電冷却素子に電流を供給する定電流源，熱電検出素子によって検出した電圧をヒータへフィードバックする増幅器，熱負荷に RF 電力を加えるための信号源と導波管スイッチ等から構成されている。フィードバック増幅器は，ヒータの電力制御の精度を改善するため，可変のオフセット出力機能を持つ。これによって，一定のゲインのもとで，制御量（ヒータへのフィードバック電流）の大きさをできるだけ小さくし，制御偏差を小さくかつ優れた安定性を得ることができる。熱負荷を含むカロリメータ本体，信号源，導波管スイッチ等は，当然用いる周波数帯毎に必要である。

ボロメータ測定部は，ボロメータマウントにより，電力の測定を行なう。これには，前節で述べたアダプティブな制御方式による自動ブリッジを用いる。

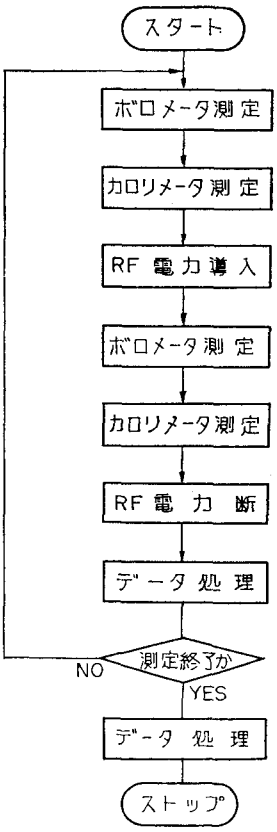


図 3.10　測定の基本的流れ

制御/データ処理部は，各測定部をコントロールし，周辺機器を通して，データの収集，処理を行なう。マイクロコンピュータおよび DVM は，前節で述べたものと同じである。マルチプレクサには，安定性，再現性の優れた 2 回路 12 接点のステッピ

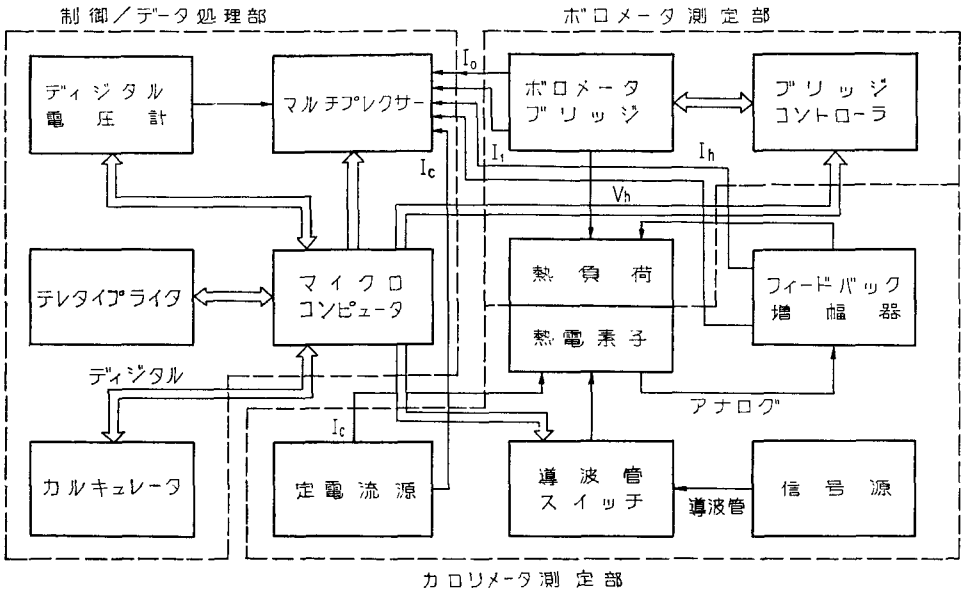


図 3.11 自動化カロリメータシステムの構成

ングリレーを用いた。時間の設定には，タイマーが必要である。測定中の比較的短かい時間の設定には，マイクロコンピュータのタイミングサブルーチンを随所で使用したが，測定のシーケンス制御のため，外部タイマーとして，IC (555) による簡単なアナログタイマーを用いた。データ処理は，前節の場合と同様に，マイクロコンピュータにインターフェースしたカルキュレータ[28)29)]により行なった。

さて，本システムのソフトウエア開発は，マイクロコンピュータのレジデントモニタ，紙テープベースのセルフアセンブラおよび ROM ライタ等により行なった。必要なプログラムとして，ディジタルインターフェース制御，データ収集および処理等の各種のサブルーチンならびにカロリメータ測定のメインプログラム等の開発を行なった。

実際のシステムの動作ならびに測定実験は，第5章のミリ波電力測定システムにおいて述べる。

3.5 測定誤差の解析と検討

3.3，4節において述べた自動電力測定方式のうち，カロリメータ測定の誤差は，2.5 節で詳細に検討したものと基本的には同様であるため，実際の誤差の大きさの評価は，第5章で取り扱うこととする。そこでここでは，ボロメータによる自動電力測定方式について，測定誤差の解析と検討を行なう。

このボロメータ測定方式における誤差は，系統誤差として，a）置換電流測定誤差，b）差電

流測定誤差，c）ブリッジ制御誤差，d）ブリッジ辺抵抗の不揃による誤差等が考えられる。

a）置換電流測定誤差 ε_s

これは，図3.5 の回路で，ブリッジ電流を電流源により置き換えた I_0 を測定することに伴なう誤差である。

I_0 は，標準抵抗 R_{S2} および DVM によって測定する。従って，これらの精度の和から ε_s を求めることができる。

b）差電流測定誤差 ε_d

これは，図3.5 でブリッジフィードバック増幅器の出力電流 ΔI を測定することに基づく誤差である。

はじめに，簡単のため，$\Delta I_2=0$ であったと仮定すると，式（3.5）は，次式となる。

$$P=\frac{R}{4}(2I_0+\Delta I_1)\Delta I_1 \qquad \Delta I_1>0 \tag{3.6}$$

これから，次式を得る。

$$\frac{\partial P}{\partial \Delta I_1}=\frac{R}{2}(I_0+\Delta I_1) \tag{3.7}$$

式（3.6），（3.7）より，この時の電力測定誤差 ε_{d1} は，つぎのように表わされる。

$$\varepsilon_{d1}=2\cdot\frac{1+\Delta I_1/I_0}{2+\Delta I_1/I_0}\cdot\frac{\partial \Delta I_1}{\Delta I_1} \tag{3.8}$$

ここで，$\partial \Delta I_1/\Delta I_0$ は，ΔI_1 の測定誤差を示す。

さて，ボロメータマウントのバイアス電力 P_B は，

$$P_B=\frac{R}{4}I_0^2 \tag{3.9}$$

である。$|\Delta I_1|<I_0$ を考慮して，ΔI_1 は，式（3.6），（3.9）から，次のように求められる。

$$\Delta I_1=-\frac{2}{\sqrt{R}}(\sqrt{P_B}-\sqrt{P_B+P}) \tag{3.10}$$

ただし，Rは，ブリッジの辺抵抗である。

式（3.9），（3.10）を用いれば，$\Delta I_1/I_0$ は，つぎのようになる。

$$\frac{\Delta I_1}{I_0}=\sqrt{1+\frac{P}{P_B}}-1 \tag{3.11}$$

一方，ΔI_1 は，標準抵抗 R_{R1} の両端の電圧 ΔV_1 を，DVM により測定して求める。

$$\Delta I_1=\frac{\Delta V_1}{R_{S1}} \tag{3.12}$$

従って，式（3.10），（3.12）から，次式が得られる。

$$\frac{\partial \Delta I_1}{\Delta I_1}=\frac{K\sqrt{R}}{2R_{S1}}\cdot\frac{1}{\sqrt{P_B+P}-\sqrt{P_B}} \tag{3.13}$$

ただし，Kは，ΔV_1 の DVM による測定誤差

結局，式（3.11），（3.13）を式（3.8）へ代入することにより，

$$\varepsilon_{d1}=\frac{KP_B}{R_{S1}P}\sqrt{\frac{R}{P_B}\left(1+\frac{P}{P_B}\right)} \tag{3.14}$$

が得られる。

$\Delta I_1=0$ とした場合についても同様に電力測定誤差 ε_{d2} が求められる。

$$\varepsilon_{d2}=\frac{KP_B}{R_{S1}P}\sqrt{\frac{R}{P_B}\left(1-\frac{P}{P_B}\right)} \tag{3.15}$$

差電流測定誤差 ε_d は，$\varepsilon_{d1}+\varepsilon_{d2}$ と考えられる。ただし，ε_{d1}，ε_{d2} 共に置換電流測定誤差 ε_s より小さくなることはない。このことを考慮して，ε_d は次式で表わされる。

$$\varepsilon_d=\frac{KP_B}{R_{S1}P}\sqrt{\frac{R}{P_B}}\left(\sqrt{1+\frac{P}{P_B}}+\sqrt{1-\frac{P}{P_B}}\right) \qquad P\leqq P_e \tag{3.16}$$

$$=2\,\varepsilon_s \qquad P>P_e$$

ただし，P_e は，$\varepsilon_d=2\,\varepsilon_s$ となる RF 電力測定値

上式の ε_d は，電流および ΔI_1（ΔI_2）を，DVM の同一レンジで測定した場合であるが，もし，これらの測定を，最適なレンジを選んで行なえば，さらに小さな誤差になると考えられる。

c）ブリッジ制御誤差 ε_c

これは，図3.5において，電圧メモリBによるブリッジ不平衡電圧補正の精度によって決る RF 電力の測定誤差である。

今，ブリッジの不平衡電圧が ΔE まで制御され，ボロメータ抵抗が，$R_B=R+\Delta R$ になったとする。図3.5で，電圧メモリBおよびフィードバック増幅器の入力インピーダンスは無限大，出力インピーダンスは零と仮定すれば，ブリッジ回路を解析することにより，容易に次式が得られる。

$$\Delta R=-\sqrt{\frac{R_B}{P_B}}\cdot\Delta E \tag{3.17}$$

ただし，P_B は，ボロメータマウントのバイアス電力である。

また，バイアス電力の制御誤差 $\Delta P_B/P_B$ は，次式で示される。

$$\frac{\Delta P_B}{P_B}=-\frac{\Delta E}{\alpha P_B}\sqrt{\frac{R_B}{P_B}} \tag{3.18}$$

ただし，α は，ボロメータマウントの電力感度である。

RF 電力を加えない場合，$P_B=P_{B1}$，$R_B=R_{B1}$ および $\Delta E=\Delta E_1$ となり，加えた場合，$P_B=P_{B2}$，$R_B=R_{B2}$ および $\Delta E=\Delta E_2$ となったとする。この時，RF 電力の制御誤差 ε_c は，式(3.18)から，つぎのように得られる。

$$\varepsilon_c=\frac{\Delta P}{P}=\frac{1}{P}(\Delta P_{B1}+\Delta P_{B2})=\frac{1}{\alpha P}\left(\Delta E_1\sqrt{\frac{R_{B1}}{P_{B1}}}+\Delta E_2\sqrt{\frac{R_{B2}}{P_{B2}}}\right) \tag{3.19}$$

上式で，R_{B1} および R_{B2} は，ほぼRに等しい。P_{B1} を P_B とおけば，P_{B2} は P_B-P となる。ΔE_1 および ΔE_2 は，電圧メモリBの分解能 ΔE まで制御することができる。これらの関係を式（3.19）へ代入して，ε_c は，次式で表わされる。

$$\varepsilon_c=\frac{\Delta E}{\alpha P}\sqrt{R}\left(\frac{1}{\sqrt{P_B}}+\frac{1}{\sqrt{P_B-P}}\right) \tag{3.20}$$

d）ブリッジ辺抵抗誤差 ε_r

ブリッジ辺抵抗の大きさが，規定値（通常 100 Ω や 200 Ω）よりずれている場合，RF 電力測定の誤差の原因となる。

この誤差を評価するため，図 3.12 のブリッジの基本回路を考え，ブリッジ電流が，バイアス時に I_1，RF 電力を加えた時に I_2 であったとする。また，測定時の平衡は，完全であると仮定する。

ブリッジ辺抵抗の規定値を r_0 とすると，RF 電力の測定値 P は，次式により求めている。

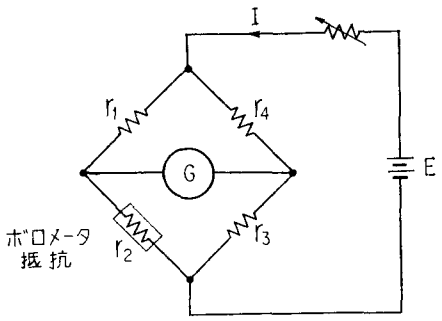


図 3.12 ブリッジ辺抵抗による誤差の解析

$$P=\frac{r_0}{4}(I_1^2-I_2^2) \tag{3.21}$$

ところが，一般には，辺抵抗が正確に r_0 と等しいとは限らない。このため，ボロメータマウントにより実際に置換された電力 P_t は，次式で与えられる。

$$P_t=r_2\left(\frac{r_3+r_4}{r_1+r_2+r_3+r_4}\right)^2(I_1^2-I_2^2) \tag{3.22}$$

ただし，r_1，r_3，r_4 は，辺抵抗，r_2 はボロメータ抵抗である。
今，各辺抵抗の誤差が

$$\varepsilon_i=\frac{r_i}{r_0}-1 \quad (i=1\sim4) \tag{3.23}$$

であるとすると，式 (3.21)，(3.22) から，電力測定誤差 ε_r は，次式で表わされる。

$$\varepsilon_r=1-\frac{1}{4(1+\varepsilon_2)}\left(1+\frac{2+\varepsilon_1+\varepsilon_2}{2+\varepsilon_3+\varepsilon_4}\right)^2 \tag{3.24}$$

誤差 ε_1，ε_3，ε_4 の大きさは，同じであり ε_{r0} とすれば，上式は，

$$\varepsilon_1=-\varepsilon_{r0},\ \varepsilon_3=\varepsilon_4=\varepsilon_{r0} \tag{3.25}$$

に対し最大値を取り次式となる。

$$\varepsilon_r=1-\frac{1}{16(1+\varepsilon_{r0})^2}\cdot\frac{(4+\varepsilon_{r0}+\varepsilon_2)^2}{1+\varepsilon_2} \tag{3.26}$$

一方，ブリッジが完全に平衡しているとしたから，ボロメータ抵抗 r_2 の最大誤差は，$\pm 3\varepsilon_{r0}$ である。また，式 (3.26) で，ε_r を ε_2 の関数とみた時，$|\varepsilon_2|<3r_0$ において単調増加する。したがって，ε_2 に $3\varepsilon_{r0}$ を代入すれば，ε_r の最大値が次のように得られる。

$$\varepsilon_r=\frac{3\varepsilon_{r0}}{1+3\varepsilon_{r0}} \tag{3.27}$$

上式から求めた ε_r を図 3.13 に示す。

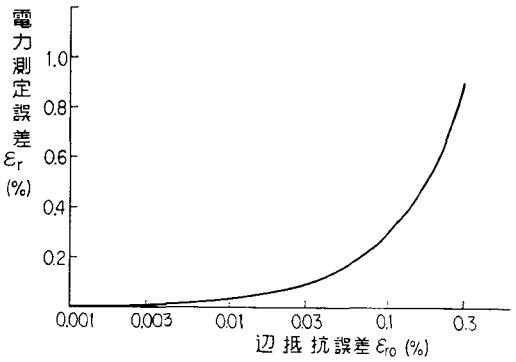


図 3.13 ブリッジ辺抵抗に基づく誤差

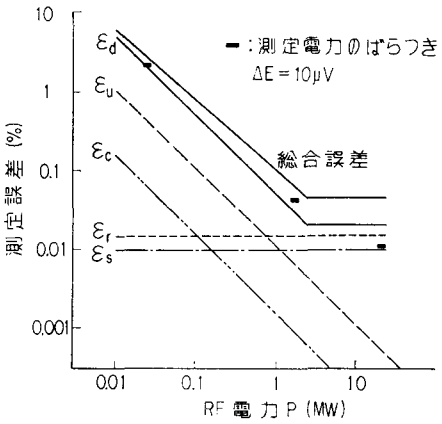


図 3.14 ボロメータによる自動電力測定方式の誤差

表 3.2 誤差評価の結果（10 mw レベル）

系統誤差		
置換電流測定誤差	ε_s	±0.010%
差電流準反誤差	ε_d	±0.020%
ブリッジ制御誤差	ε_c	±0.002%
辺抵抗誤差	ε_r	±0.015%
小計		±0.047%
偶発誤差	ε_u	±0.010%
総合精度		±0.057%

以上，検討した誤差評価の方法を用いて，代表的な条件における系統的誤差を計算した例を，**図 3.14** に示す。これは，$P_b=30$ mW，$\alpha=10\Omega$/mW，$R=200\Omega$，$R_{s1}=100\Omega$，$\Delta E=10\ \mu$V および $\varepsilon_s=\pm0.01\%$ として，求めたものである。

さて，本システムによるボロメータ測定では，偶発誤差の評価は，用いるマウントの特性によって異なるため，ブリッジ回路自体の安定性から推定することとした。用いた増幅器の出力雑音，ドリフト等は，ほぼ ±0.1μW に相当し，この 3 倍を偶発誤差と考えて，10 mW レベルでほぼ ±0.006% となる。本ブリッジを用いて，十分温度安定化されたサーミスタマウントによる実験の結果でも，10 mW レベルで約 ±0.01% の測定値のばらつきがあった。これらのことから，偶発誤差として，±0.01% が推定される。

おわりに，本測定方式による測定誤差を，10 mW のレベルに対して求めた結果を，**表 3.2** に示す。

3.6 結　言

ミリ波電力計測に用いるボロメータ測定およびカロリメータ測定について，従来の問題点を考察し，それに基づいて，マイクロコンピュータをはじめとするディジタル技術を取り入れた自動化計測システムを考案し，検討を行ない，ミリ波電力測定の高精度化に有用であることを明らかにした。

ここで得られた結果は，第5章の実際のミリ波電力測定システムにおいて用いる。

第4章　ミリ波電力測定マウント

4.1　緒　言

一般に，導波管電力を測定するためには，電力を既知の物理量に変換する電力測定用マウントが基本的に必要となる。このようなマウントとして，序論で述べたように，熱的な方法，電子現象を利用する方法の外に力学的方法（電磁力）[33] 等，各種の原理に基づくものがある。

本章では，これらのうち，熱的な方法に基づいて，ミリ波帯で有用な電力測定用マウントの研究を行なった。

はじめに，ミリ波カロリメータの熱負荷として用いることができる二種類のボロメータマウントの開発を周波数100 GHz帯で行なった。これらは，ミリ波帯で低損失で知られた円形 TE_{01} モード導波管系で構成している。その一つは，rising-sun-type ボロメータマウントと呼び4分割構造の素子から成り，もう一つは，これを改良した eight-fan-type という8分割構造の素子から成るものである。これらの素子は，蒸着薄膜技術によって製作した平面状の形状をしており，他に整合用の素子を持たないため，整合のための形状の決定が簡単で，かつ帯域を広くできる等の特徴を持つ。円形 TE_{01} モード導波管による不要モードは，素子を多分割構造とすることにより，抑圧している。

さて，方形導波管系は，ミリ波帯においても一般的に多く用いられる。そこで，方形導波管用マウントとして，主に 100 GHz 帯において，広帯域整合特性および高い置換特性をもつ整合負荷型ボロメータマウントを開発した。さらに，熱電効果および焦電効果等の熱的な方法に基づいて，広帯域，高感度等の特徴をもつ電力測定マウントについても開発を行なった。

4.2　円形導波管用ボロメータマウント

ミリ波帯では，円形導波管の TE_{01} モードがその低損失特性のゆえに，通信への応用[34)~36)] で注目され，これに必要な各種の回路素子も開発されている。このような円形導波管系で用いることができる電力測定マウントを開発することは，意義があると考えられる。とくに，短ミリ波帯で，低損失特性を有効に利用することにより，従来，方形導波管系では得ることが困難と思われた高い性能の電力測定マウントを開発できる可能性がある。

ところで，一般に，ボロメータマウントの電力を吸収する素子（ボロメータ素子）として，サーミスタや白金線バレッタがよく用いられている。しかし，ミリ波帯のように高い周波数帯になると，素子の大きさに較べて，skin depth（表皮厚さ）が薄くなってくるため，置換効率が低下してくる[12)]。たとえば，サーミスタ素子の場合，30 GHz 帯で約7 μm，100 GHz 帯で約4 μm と

なり，素子の直径（100 μm 以上）に較べて非常に小さくなり，素子上の置換特性が悪くなる。

たとえば，100 GHz 帯方形導波管用のサーミスタマウントの実効能率は，ふつう 40～50% 程度と低い。この原因の一つは，この skin depth の影響であり，もう一つは，導波管損失の増大によるものと考えられる。さて，サーミスタ，バレッタ素子の場合，その整合を取るための設計を系統的に行なうことが容易でなく，cut and try で行なうことが多い。このような欠点があるため，ミリ波では，平面的な素子の形状をとることにより，skin depth と整合の問題を解決することが試みられた[37]。これは，素子を蒸着技術によって，電極と電力吸収素子を薄膜で構成し，その形状と方形導波管のマウント構造を工夫することにより整合をとるものであり，高い実効能率を得ている。

そこで，100 GHz 帯円形導波管用のボロメータマウントの開発において，方形薄膜ボロメータマウントの構成の考え方を円形に拡張することにより，まず，rising-sun-type ついで，それを改良した eight-fan-type ボロメータマウントを考案し，測定実験および考察を行なった。

〔1〕 rising-sun-type ボロメータマウント[38]

円形 TE_{01} モード導波管は，100 GHz 帯では，IEC-900 方形導波管に対応するものとして，直径 5.5 mm のものが用いられる。この円形導波管を用いて，ボロメータマウントの開発を行なうには，断面積が方形の場合に較べて大きく（約 7 倍）機械加工がしやすい点と低損失（約 1/3～1/7）である点で，方形導波管の場合に較べて有利であるが，多重モード系という制約がある。この規格の導波管では，TE_{01} モードの他に，TE_{11}，TM_{01}，TE_{21}，TE_{11}，TM_{11}，TE_{31}，TM_{21}，TE_{41} という 8 個の不要モードが伝送される。従って，円形ボロメータマウントの構造は，これら不要モード変換が生じないように設計することが必要である。

100 GHz 帯において開発した rising-sun-type ボロメータマウントと素子の外観を，**写真 4.1** に示す。

ボロメータ素子は，薄膜の平面構造とし，その形状は**図 4.1 (a)** に示すように，方形導波管素

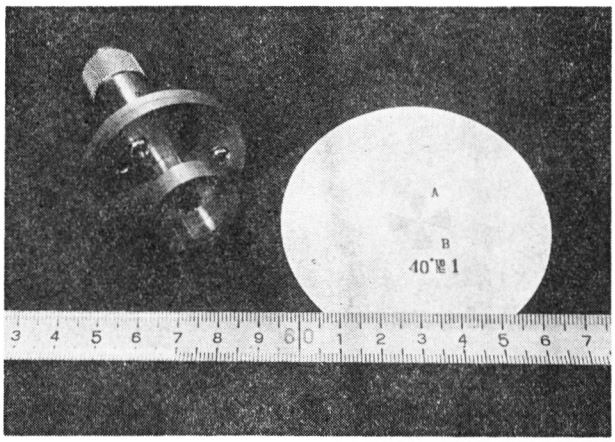


写真 4.1 100 GHz 帯用 rising-sun-type ボロメータマウント

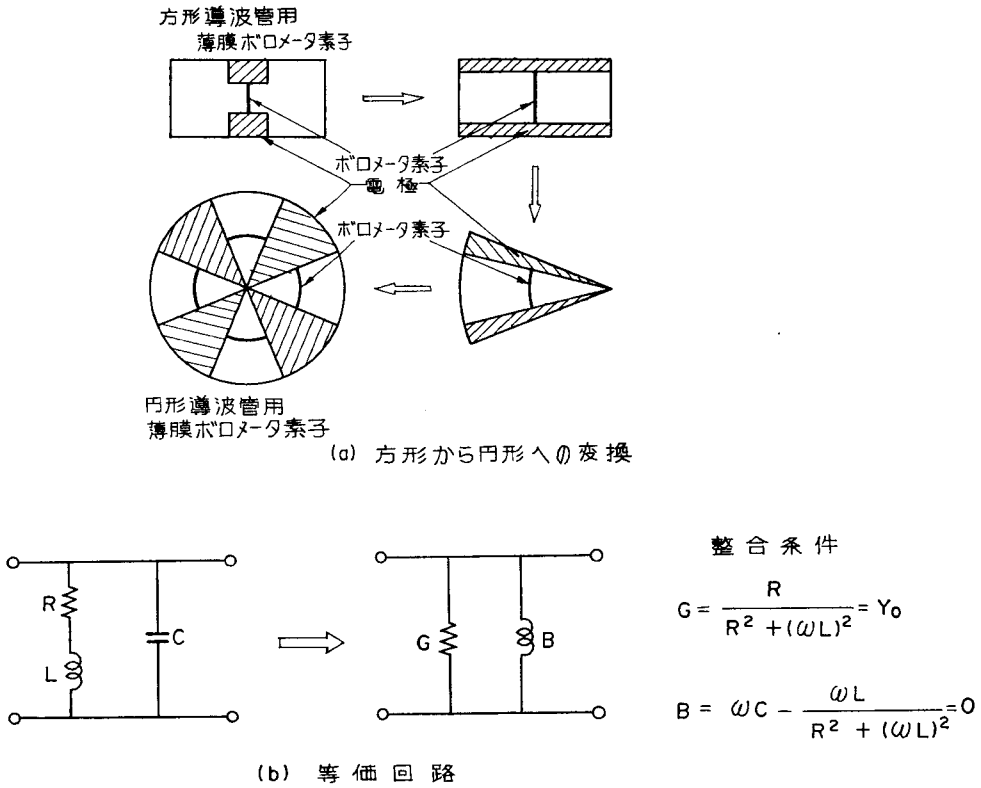


図 4.1 薄膜ボロメータ素子

子の導波管内電磁界分布の相似性を考慮して決定した。この手法は，後の実験結果により，正しいことが裏付けられた。この円形ボロメータ素子は，電界に沿った円弧状の抵抗薄膜から成る電力吸収体を有し，扇形の電極を持つ4分割の形状となっている。この素子を導波管軸に垂直に置き，一対の扇形電極からリード線を取り出す。このとき，電極は，モードサプレッサーとしての役割も果してる。このような4分割構造の素子では，理論的に TE_{41} モードを除いたすべての不要モードは，抑圧される。

素子を導波管に整合させる方法は，基本的には，方形導波管の場合[37]と同様である。この素子のTEモード波に対する等価回路は，近似的に**図 4.1(b)** に示される。ここで，Lはボロメータ素子のインダクタンス，Cは，基板と電極の容量，そして，Rは，ボロメータ素子の抵抗である。素子のコンダクタンスGを導波管の特性アドミタンス Y_0 に等しくすることができれば，サセプタンス分Bを何らかの方法で打消すことにより整合を得ることができる。一方，Gは，Lの関数となっている。従って，素子のGを調整するには，実際上，素子の電極角度を変え，Lを変化することにより行なうのが便利である。Bの調整は，素子の後に可動ショートを付けて動かすことにより行なえる。カロリメータの熱負荷とする標準ボロメータマウントとして用いる場合は，可動ショートの代りに，最適な長さにした固定ショートを用いる。

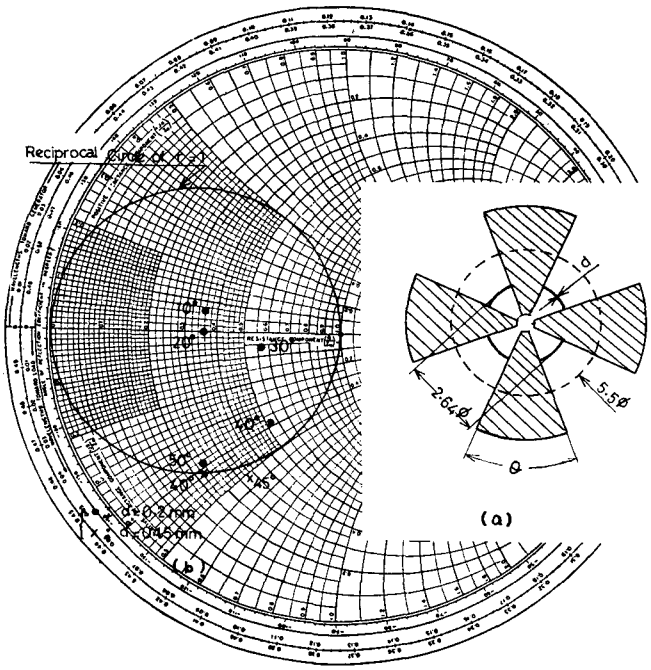


図 4.2　ボロメータ素子の形状とインピーダンス特性

実際に製作した素子の構造を，**図 4.2(a)** に示す。電力を吸収する円弧状のボロメータ素子の直径は，円形 TE_{01} モード電界が最大となるように合わせた。

素子の基板材料には，熱伝導の低いこと，強度，蒸着のし易さ等，種々の理由により，薄いマイカ板（30 μm 厚さ）を用いた。基板上に，真空蒸着技術によって，A_u 電極（2 μm 厚さ）および N_i 素子を作成した。電力吸収体の材料は，抵抗温度係数が高く（バルクで 6.7×10^{-3}），蒸着が容易であり，安定性が優れている等のことから，N_i を選んだ。通常，ボロメータブリッジは，辺抵抗 200Ω で多く用いられるため，ボロメータ抵抗は，一対の扇形電極間で，動作時に 200Ω となるように，N_i 薄膜の厚さを制御して作成した。円弧状の N_i 素子の幅 d は，0.15～0.2 mm とした。

さて，電極の最適な形状を決定するために，図 4.2(a)の電極の角度 θ が異なるものを製作し，そのインピーダンス特性を測定した。その結果を，同 **図(b)** のインピーダンスチャートに示す。これは，円形 TE_{01}—方形 TE_{10} モード変換型の方向性結合器を用いた円形導波管用のレフレクトメータ[39]によって，周波数 100 GHz において測定したものである。

図 4.2(b) で，完全な整合の条件は，$G=1$ となる反転円上にあれば実現できる。同図から，電極角度 θ が，40～50° の場合に良好な整合特性が得られることが分る。角度 θ が 10° より大きいすべての素子は，容量性を示しているが，誘導性の領域でも，反転円上にあれば整合をとることは可能である。これは，円弧状のボロメータ素子の幅を狭くするか，角度 θ を小さくすること

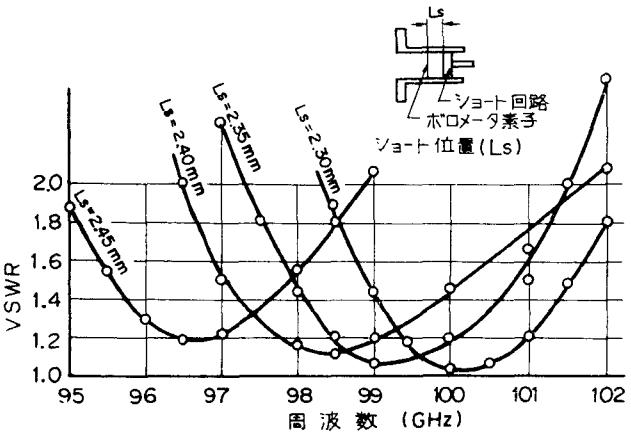


図 4.3 100 GHz 帯 rising-sun-type ボロメータマントの VSWR 周波数特性

により得られる。

マウントの直流特性と整合特性を調べるため，θ が 40° の素子を用いて背面を写真 4.1 の可動ショートとしたボロメータマウントを構成して実験を行なった。その結果，冷抵抗（零バイアスにおける抵抗）は，約 170Ω，抵抗の電力感度は，約 0.6Ω/mW であった。ボロメータ抵抗が 200Ω となるようにブリッジによりバイアス電流を加えて，ミリ波入力に対する VSWR をレフレクトメータで測定した結果，図 4.3 の特性が得られた。測定は，可動ショート面位置を変えて行なった。これから，周波数 100 GHz で整合をとった場合，VSWR 1.2 以下の帯域は，およそ 2 GHz であることが分る。可動ショートを調整する場合は，さらに広い周波数帯域にわたって良好な整合特性が得られている。

必要な周波数において，最適な整合特性を与えるように長さを選んだ固定ショート板を，このボロメータ素子の背面に接続すれば，カロリメータの熱負荷として用いることができる。周波数 100 GHz で整合をとったマウントについて，5.3 節で述べるカロリメータによって，その実効能率を測定した結果，約 70% が得られた。これは，従来の 100 GHz 帯用サーミスタマウントの約 1.3～1.5 倍と考えられる。

以上のように円形 TE_{01} モード導波管用の rising-sun-type ボロメータマウントの開発を行なった結果，優れた置換特性と整合特性を有することが明らかになった。

〔2〕 **Eight-fan-type ボロメータマウント**[40)41)]

前述の Rising-sun-type ボロメータマウントは，方形導波管型のものに較べて，良好な特性を示したが，まだ実効能率の大きさが，標準ボロメータマウントとして用いるには，不十分であると考えられる。これは，たとえば，第 2 章のカロリメータによるボロメータマウントの実効能率測定における誤差解析で考察した式 (2.22)，式 (2.34) 等を見れば，明らかである。すなわち，一般に，標準ボロメータマウントは，できるだけ高い実効能率を持つことが望ましい。

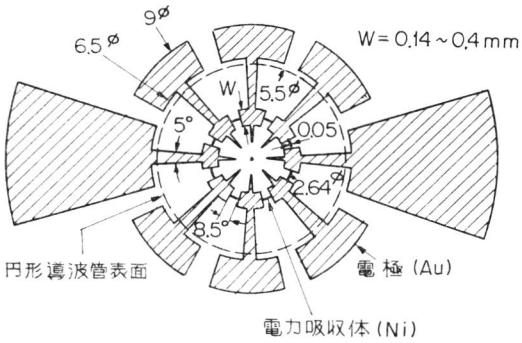


図 4.4 Eight-fan-type ボロメータ素子

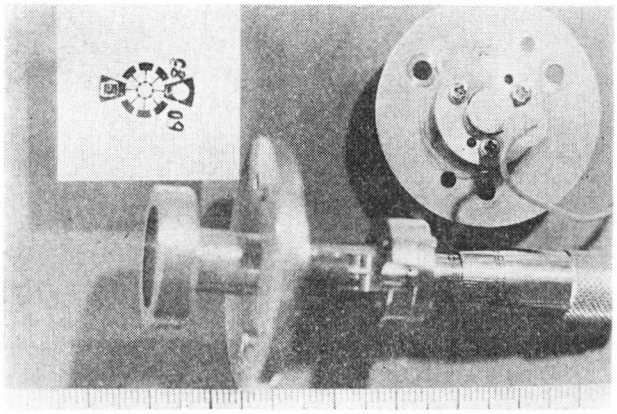


写真 4.2 Eight-fan-type ボロメータ素子とマウント

このような点から，図 4.2 (a) の素子の構造について考察すると，次のことが分る。

(1) 4 分割構造であるため，不要モードとして，TE_{41} モードを発生する可能性がある。

(2) 電極が導波管断面のほぼ半分の面積を占めており，それによる熱損失が大きい。

これらのことが，マウントの実効能率を下げている主な原因と考えられる。これらの問題点は，次のようにすることによって解決されると考えられる。

(1) 素子を 8 分割構造とし，不要モードの発生をなくす。

(2) 電極面積を可能な限り小さくし，熱損失を少なくする。

これらの考えに基づいて考案した円形薄膜ボロメータ素子の構造を，図 4.4 に示す。これは，その形状から Eight-fan-type ボロメータ素子と呼ぶ。素子の電極角度は，できるだけ小さいことが望ましいが，薄膜の製作技術の制約から，5° とした。さらに，このままでは，素子のインピーダンスの誘導性が強すぎるため，図 4.4 のように，一部分電極角度を増やし，容量性の要素を加えた。素子のインピーダンスは，この容量性の要素の幅 W を変えることにより，反転円上に持ってくることができる。

実際に，Rising-sun-type ボロメータマウントの場合と同様にして，素子の試作を行なった。た

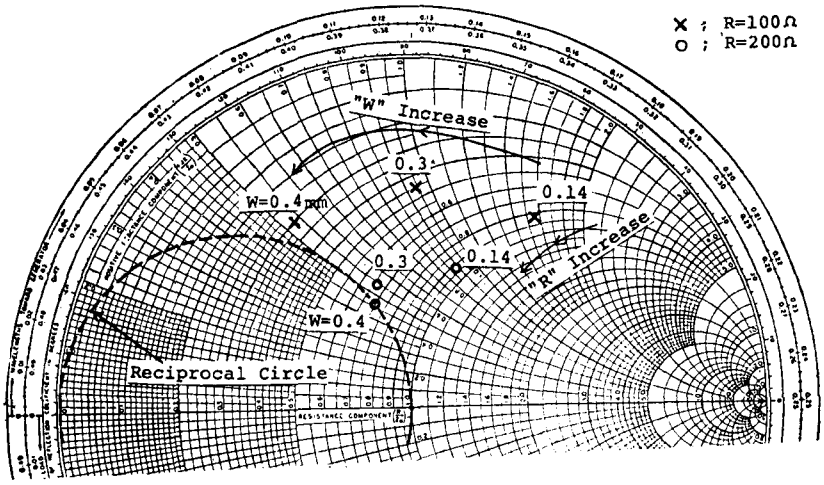


図 4.5 ボロメータ素子のインピーダンス特性

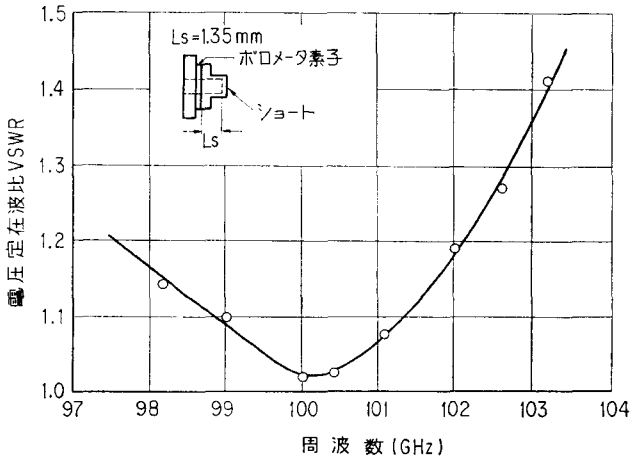


図 4.6 電圧定波比（VSWR）の周波数特性

だし，今回は，素子の基板として，マイカの外，熱伝導度が低く，加工性の優れたポリエステル系フィルム（25 μm 厚）を使用した。電極幅Wは，0.14，0.3 および 0.4 mm とし，動作抵抗Rは，100Ω および 200Ω とした。円弧状の電力吸収体（N_i）の幅は，0.05 mm である。このように作成した素子およびマウントの構造を**写真 4.2** に示す。バイアス電力は，一対の大きな扇状電極から 8 個の直並列接続したリング状の N_i 素子に供給する。

製作したボロメータマウントについて，直流測定を行なったところ，冷抵抗は，175～195 Ω，感度は，0.18～0.63Ω/mW，200 Ω となるバイアス電力は，25～45 mW であった。

素子のインピーダンス特性は，レフレクトメータで測定した結果，**図 4.5** のように得られた。これから，素子のインピーダンスは，誘導性であり，電極の幅Wを増やしていくと，容量性に近

づくことが分る。Wが0.4 mm，Rが200 Ωの時，素子は整合のための条件を満たす。

この素子を用いて構成したボロメータマウントの VSWR 対周波数特性を，図4.6に示す。これから，VSWR が1.2以下となる帯域幅は，4 GHz 以上であり，ほぼ，Rising-sun-type の2倍が得られた。

ボロメータマウントの実効能率は，〔1〕の場合と同様に測定したところ，10 mW レベルで98.8％が得られた。これは，同じ周波数帯の従来のマウントに較べて非常に高く，ほぼ10 GHz 帯のもの[12]と同じ程度である。

さて，すでに述べたように，原理的には，本ボロメータマウントは，不要モードを生じない。このことは，高い実効能率が得られていることからも予想される。そこで，素子による不要モードの発生を，次のようにして調べる実験を行なった。

素子の背面にモータ駆動による可動ショート棒を挿入した円形導波管を接続し，移動した時の反射波の大きさをレフレクトメータを用いて記録した。もし，不要モードが生じていれば，反射波の大きさは，ショートの位置によって鋭いディップを示す[42]。ただ一つの不要モードが存在する場合に，ディップ間隔Lとそのモードの位相定数 β_u との間には，次の関係がある[43]。

$$\beta_u=\frac{\pi}{L} \tag{4.1}$$

実験の結果を，Rising-sun-type の素子について測定したものと共に，図4.7に示す。Rising-sun-type については，明らかにディップの間隔が示すとおり，TE_{41} モードを生じているが，Eight-fan-type については，それが認められない。それゆえ，後者の場合，図の曲線がなめらかに変化していることにより，TE_{41} モードをはじめとする不要モードの発生は，極めて少ないと考えられる。

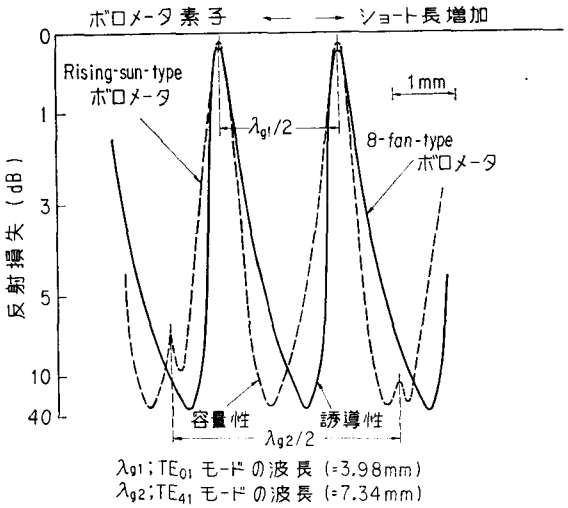


図 4.7　可動ショートの位置による反射電力の変化

以上のように，Eight-fan-type ボロメータマウントは，優れた整合特性と高い実効能率を持ち，100 GHz 帯の標準ボロメータマウントとして用いることができる。

4.3 整合負荷型ボロメータマウント[38)44)~46)]

ミリ波帯においても，マイクロ波帯と同様に，一般には方形導波管が用いられることが多い。それゆえ，方形導波管用の実用的な各種の電力測定マウントが，開発されている。ボロメータマウントでは，従来から，サーミスタや白金線バレッタ等の素子の前部に整合窓やスタブを設け，共振によって整合をとるマウント構造としたものが多い。しかし，ミリ波帯では，導波管の寸法が小さくなるため，製作上困難が増える。さらに表皮厚さ（skin-depth)* に較べて，素子の寸法が大きくなること，整合素子や管壁による熱損失が大きくなる等の理由で，マウントの置換特性が悪くなってしまう。

そこで，ミリ波帯におけるこれらの問題点を克服するため，ボロメータ素子自体を整合負荷とする方形導波管用ボロメータマウントを，100 GHz 帯において開発した。

従来から，方形導波管回路で広帯域な整合負荷として図 4.8 に示すような無反射終端が用いられてきた。これは，抵抗膜の前端を直線状テーパとし，導波管中央で，管軸に沿って装荷したものである。ところで，この抵抗膜は，図 4.9 に示すように，テーパと平行に切断し，帯状としても，その表面抵抗値（R_s），幅の帯（W）およびテーパの長さ（L）を適当に選ぶことにより，同様な整合特性が得られると予想される。この帯状抵抗膜の幅を，ミリ波電力を吸収した時に十分温度上昇を生じるように狭く選び，感温抵抗材料で構成すれば，広帯域のボロメータマウントが得られる可能性がある。これを，整合負荷型ボロメータマウントと呼ぶ。帯状の電力吸収薄膜にボロメータ動作を効率よく起させるには，できるだけ薄膜の面積が小さいことが望ましい。従って，このマウントは，高い周波数帯の導波管寸法が小さい場合に適すると考えられる。そこで，ここでは，100 GHz 帯で試作することとした。

さて，帯状抵抗膜をボロメータ素子とするには，それによる反射，吸収等の特性は，設計の基

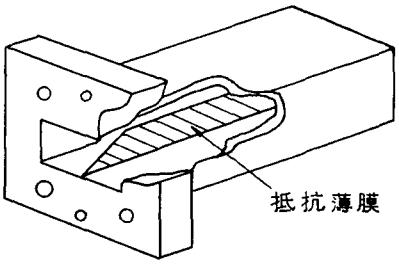


図 4.8 広帯域無反射終端

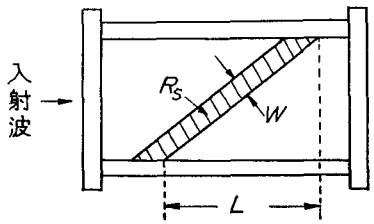


図 4.9 帯状抵抗膜

* 導体の skin depth は，$1/\sqrt{\pi\mu f\sigma}$ で表わされる。ただし f は周波数，μ は透磁率，σ は電気伝導度

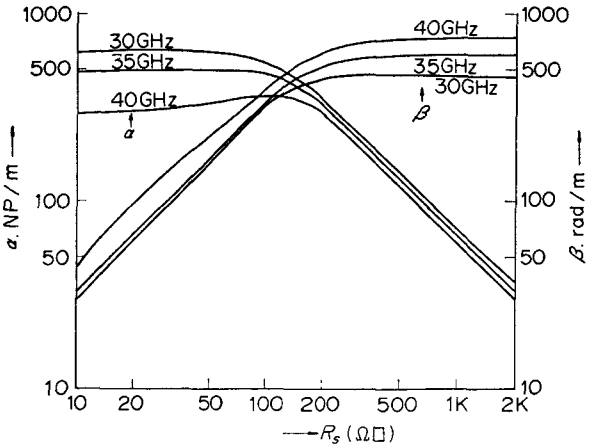


図 4.10 表面抵抗値 (R_s) に対する減衰定数 α および位相定数 β

礎として必要である。これらの特性と素子形状のパラメータとの関係を，理論的，実験的に調べることは容易でない。そこで，次のような近似的な取扱いを行なうことにした[47)48)]。

まず，① 簡単のために，伝搬モードは，方形導波管基本モード TE_{10} 波のみを考えることとする。② 伝搬定数は，導波管中央で垂直に置かれた無限長の抵抗膜がある場合の基本波伝搬定数を用いることにする。③ 抵抗膜の誘電体基板（実験では，マイカ板）の影響は，わずかであり，無視する。④ 帯状抵抗膜の反射，吸収特性を調べる実験は，100 GHz 帯で行なうことは，抵抗膜および導波管の寸法が小さ過ぎ困難であるため，30 GHz 帯に scale down して行なうこととし，特性の解析も，この周波帯で行なう。

以上の仮定のもとに，帯状抵抗膜の特性についてまず理論的考察を行なう。

はじめに，導波管中央に置かれた無限長の抵抗膜装荷導波管について，その伝搬定数を求めておく必要がある。この伝搬定数は，すでにいろいろな方法によって求められており[49)50)]，抵抗の厚さが導波管の幅に較べて十分小さい場合に，表面抵抗値 R_s が，10～2000Ω，周波数 30～40 GHzとして，計算したものを図 4.10 に示す。

さて，図 4.9 の帯状抵抗膜の反射，吸収特性を解析するのに先だち，不連続部を有する抵抗膜について考察し，次いで，図 4.8 のようなテーパ状抵抗膜に対して近似解析をする。

一般に，不連続部における反射特性は，その両側の導波管の特性インピーダンスにより表わされる。導波管の特性インピーダンスは，VI 法，PV 法[50)]等の定義により異なった値をとる。しかし，定義により違うのは定数項のみであり，導波管の特性インピーダンス Z_{ch} は，一般に次式で示される。

$$Z_{ch}=K\cdot\frac{j\omega\mu}{\gamma}\cdot\frac{b}{a} \tag{4.2}$$

ただし，a；導波管の H 面の幅，b；導波管の E 面の高さ，ω；角周波数，γ；伝搬定数，μ；導

波管内媒質の透磁率，K；導波管の特性インピーダンスの定義により決る定数，

この特性インピーダンスを用いて，中空導波管部と抵抗膜を装荷した導波管部との接続点における反射係数 Γ_0 は，次式で表わされる。

$$\Gamma_0=\frac{Z_R-Z_0}{Z_R+Z_0} \tag{4.3}$$

ここで，Z_R および Z_0 は，それぞれ，抵抗膜装荷導波管および中空導波管の特性インピーダンスで，次式のとおりである。

$$Z_R=K\cdot\frac{j\omega\mu_0}{\gamma_R}\cdot\frac{b}{a} \tag{4.4}$$

$$Z_0=K\cdot\frac{j\omega\mu_0}{\gamma_0}\cdot\frac{b}{a} \tag{4.5}$$

ただし，μ_0；真空の透磁率，γ_R および γ_0 はそれぞれ，抵抗膜装荷導波管および中空導波管の伝搬定数

さて，式 (4.3)～(4.5) の関係を用いて，図 4.8 のようなテーパを持つ半無限長の抵抗膜による反射特性を次のように求めた。すなわち，**図 4.11** に示すように，導波管をH面に平行に細分し，各部分での反射波を，入射側のある基準面において加え合わせることにより導波管全体の反射波を得ることができる。ここで分割数を無限大とすることにより，この階段状の素子は，テーパを有する抵抗膜となる。そこで，テーパの前端面 A-A' における反射係数 S_{11} は，付録 (4・A) より，次式で与えられる。

$$S_{11}=\frac{\Gamma_0}{L}\cdot\frac{1-e^{-2\gamma_0 L}}{2\gamma_0} \tag{4.6}$$

ただし，Lはテーパ長

従って，VSWR ρ は，

$$\rho=\frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|} \tag{4.7}$$

となる。例として，周波数 32 GHz，$R_s=100$，200 および 300Ω□とし，Lを 0 および $\lambda_g/4$ (λ_g

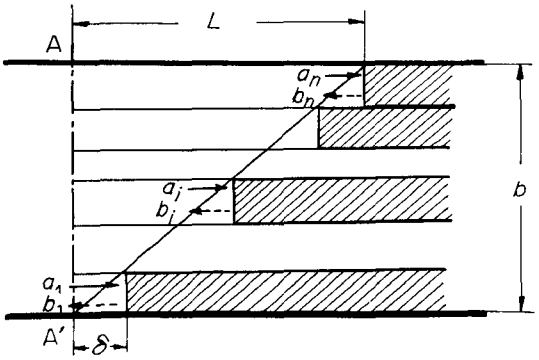


図 4.11 細分した無反射終端

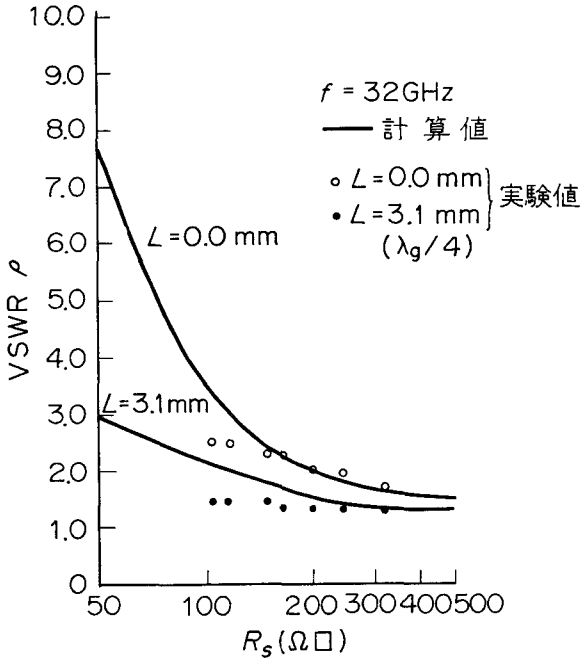


図 4.12 半無限抵抗膜装荷導波管の電圧定在比（ρ）

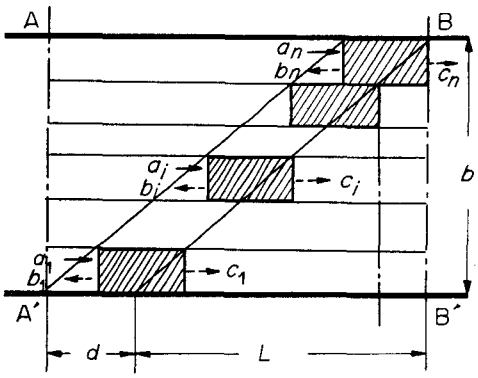


図 4.13 細分した帯状抵抗膜装荷導波管

は管内波長）に対して計算した VSWR 特性を図 4.12 に示す。

図 4.9 の帯状抵抗膜についても同様にして，反射，吸収特性を求めることができる。図 4.13 を参照して，基準面 $A-A'$ における反射係数 S_{11} は，付録（4・B）より，次のようになる。

$$S_{11}=\frac{\Gamma_1}{L}\cdot\frac{1-e^{-2\gamma_0 L}}{2\gamma_0} \tag{4.8}$$

ただし，$\Gamma_1=\dfrac{\Gamma_0(1-e^{-2\gamma_R d})}{1-\Gamma_0{}^2 e^{-2\gamma_R d}}$，$d$ は，帯状抵抗膜の管軸方向の長さ

また，透過係数 S_{12} も同様に，付録（4・B）より，次式で与えられる。

$$S_{12}=T_0e^{-\gamma_0 L} \tag{4.9}$$

ただし，
$$T_0=\frac{(1-\Gamma_0{}^2)e^{-\gamma_R d}}{1-\Gamma_0{}^2e^{-\gamma_R d}}$$

ところで，帯状抵抗膜を電力測定素子に応用する場合，正味の吸収電力の割合を知ることが重要である。そこで，素子による固有減衰量 A_i を次式で定義する。

$$A_i=10\log\frac{P_t}{P_i}=10\log\frac{|S_{12}|^2}{1-|S_{11}|^2} \tag{4.10}$$

ただし，P_i は，正味の入射電力，P_t は，透過電力

式 (4.7)～(4.9) より，周波数 32 GHz において，ρ および A_i を，R_s が 100，200 および

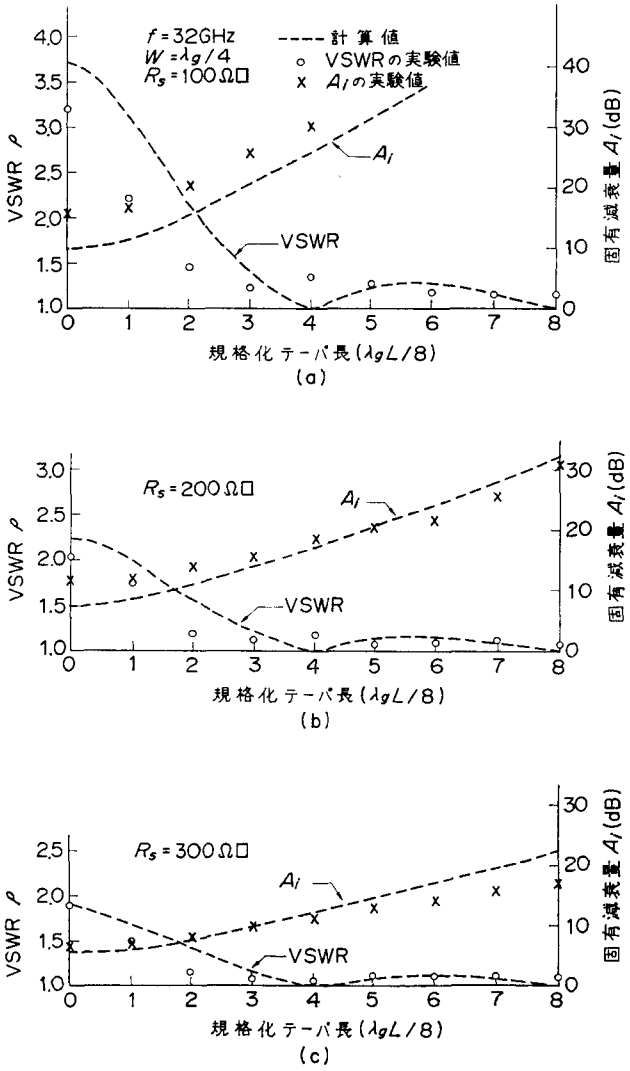


図 4.14 帯状抵抗膜装荷導波管の電圧定在比（ρ）および固有減衰量（A_i）特性

300Ω□ に対して計算した結果を，図 4.14 に示す。ここで，横軸は，$\lambda_g/8$ で規格化した値である。

以上の解析結果と，実際の値とを比較するため，実験を行なった。用いた抵抗膜は，マイカ基板（30 μm～50 μm 厚）に N_iC_r を真空蒸着したものである。これを，管軸に沿って二分割できる導波管にはさみ，被測定マウントとした。

はじめに，図 4.8 の無反射終端の形状をした抵抗膜について，測定を行なった。測定周波数は，32 GHz である。無反射終端の場合，例として，テーパ長 L は，$\lambda_g/4$ に固定し，表面抵抗値 R_s を 100～300Ω□ まで変えた場合の反射特性を図 4.12 に示す。次に，帯状抵抗膜の場合，素子の幅 W は固定（$\lambda_g/4$）し，3 通りの R_s に対して，ρ と A_i を測定した。ここで，ρ の測定は，素子の後に整合負荷を接続し，定在波測定器と直読型回転減衰器を用いた。また，A_i は，素子の後に，可動短絡板を接続し，その位置を変えて，反射係数の最大値 $|\Gamma_{max}|$ および最小値 $|\Gamma_{min}|$ を測定すれば，次式により求めることができる。（付録 4・C）

$$A_i=10\log\mathscr{R}=10\log\frac{|\Gamma_{max}|\pm|\Gamma_{min}|}{2}\left(\mathscr{R}\lesseqgtr\left|S_{11}+\mathscr{R}S_{11}{}^{*}e^{j2\varphi_{12}}\right|\right)\qquad(4.11)$$

ただし，$\mathscr{R}=\dfrac{|S_{12}|^2}{1-|S_{11}|^2}$，$S_{12}=|S_{12}|^{j\varphi_{12}}$，* は複素共役を示す

R_s を 100，200 および 300Ω□とし，L を 0 から λ_g（12.45 mm）まで変化して，ρ および A_i を測定した結果を，図 4.14 に示す。

さて，導波管中のテーパを有する抵抗膜には，テーパに沿って高周波電流が流れる。これは，TM モードを主とした高次モードを発生する。これが，図 4.12 と図 4.14 において，計算値と測定値の違いを生ずる主な原因であると考えられる。帯状抵抗膜の場合，低い表面抵抗値において，大きな位相的なズレが認められ，高次モードの影響を予測させる。しかし，R_s が 200Ω□以上に対しては，実用上差しつかえない程度の相違となる。この結果からも，抵抗膜のマイカ基板による影響は，ほとんど無視できると考えられる。

以上の解析および実験の結果，帯状抵抗膜の反射，減衰特性より，これを整合負荷として用いるための設計基準が明らかになった。たとえば，帯の幅を $\lambda_g/4$，表面抵抗値を 200Ω□とした場合，テーパ長を 3/8 λ_g 以上とすれば，VSWR 1.15 以下，固有減衰量 15 dB 以上の整合負荷特性が得られる。

さて，整合負荷型ボロメータ素子の形状を決めるには，上で述べた整合特性の外に，電力置換特性を考慮することが必要である。この素子を用いたボロメータマウントは，素子自体で整合をとっているため，その他の部分での余分な熱損失は少ない特徴がある。一方，素子自体の面寸法が，被測定波の波長と同程度に大きいため，ミリ波と直流に対して，電力を吸収した場合の温度分布が異なり，置換特性が一致しない恐れがある。しかし，本ボロメータ素子は，表面抵抗値，帯の幅およびテーパ長の三つのパラメータを持っており，設計上の自由度が大きい。従って，これらのパラメータを選ぶことにより，整合特性，置換特性共に優れたボロメータマウントを実現

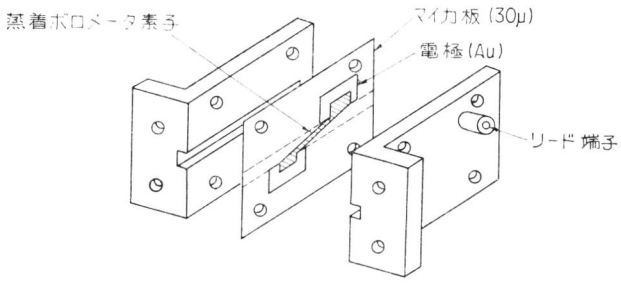


図 4.15 整合負荷形ボロメータマウント

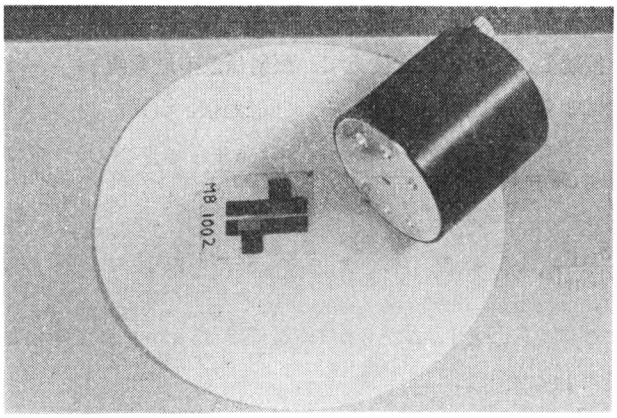


写真 4.3 整合負荷型ボロメータマウント

できる可能性がある。

以上の考察に基づいて，100 GHz 帯の整合負荷型ボロメータマウントを試作した。**図 4.15** に試作マウントの構造を，**写真 4.3** にその外観を示す。

同図のように，素子を装荷する導波管マウントは，H面中央で縦に二分割することができ，その片方には，素子のリード線を取り出すための絶縁端子を設けている。

ボロメータ素子の帯状の電力吸収薄膜は，できるだけ抵抗温度係数の大きいことが望ましい。この薄膜素子の面積は，他のボロメータ素子等に較べて，著しく大きい。このため，薄膜の材料として，従来のように N_i を用いた場合，温度係数が十分得られない。そこで，G_e や I_nS_b のような半導体材料を蒸着することにより，抵抗温度係数の大きな薄膜素子を作成した。G_e は，比抵抗 10Ω−cm のものに A_u を不純物として加え表面抵抗値を下げた。また，I_nS_b の場合，合金のまま，短時間にるつぼから蒸発させるいわゆるフラッシュ法[52]により蒸着した。蒸着基板は，30 μm 厚のマイカ板を用いた。

素子の形状は，**図 4.16** に示すように，帯の幅 W は，0.93 mm（100 GHz で約 $\lambda_g/4$）一定とし，表面抵抗値 R_s は，160，230 および 350Ω□とした。またテーパ長 L は，0.7〜10.4 mm のものを作成した。

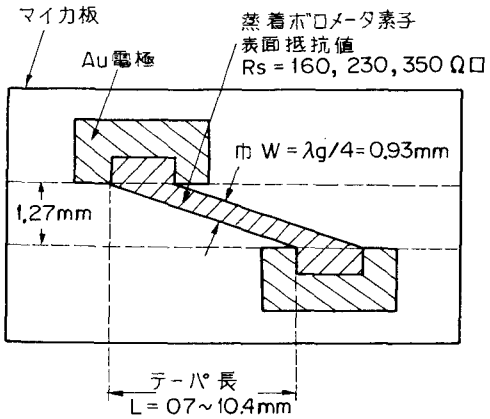


図 4.16 試作ボロメータ素子の構造とパラメータ

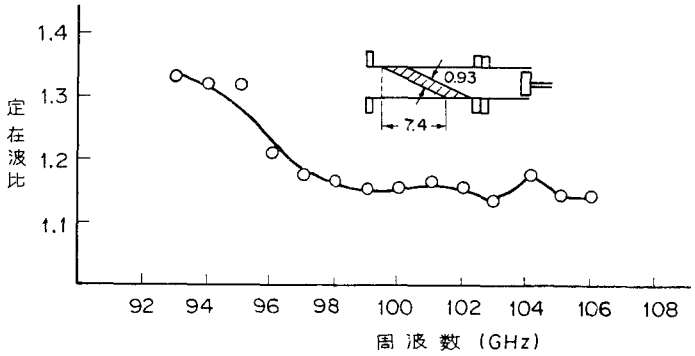


図 4.17 試作ボロメータマウントの定在波比の周波数特性

試作したボロメータ素子について，直流測定を行なった結果，電力感度として，1～10Ω/mWが得られた。このような感度の違いは，半導体材料を用いているため，材料の組成，不純物，蒸着条件等が違うためと思われる。素子の冷抵抗は，R_s が大きいため，一般のボロメータマウントの場合（100 または 200Ω）より大きくなる。たとえば，R_s=350Ω□，L=7.4 mmの場合，約 1800Ω となった。この素子を用いて，構成したマウントについて，VSWR 特性を測定した結果を，**図 4.17** に示す。これから，10 GHz 以上の広帯域にわたって，VSWR が 1.2 以下となることが分る。

次に，整合負荷型ボロメータマウントの直流置換特性を調べるため，市販の 100 GHz 帯用サーミスタマウント（H社，W 2502）との電力の比較測定を行なった。周波数 100 GHz において，図 4.16 に示すテーパ長 L を変えた場合に，各マウントの実効能率の比を測定した結果を，**図 4.18** に示す。ここで，η_{eB} は，整合負荷型ボロメータマウント，η_{eT} は，サーミスタマウントの実効能率を表わす。これから，R_sが 160Ω□ の場合，η_{eB}/η_{eT} の変化が，L の小さいところで大き

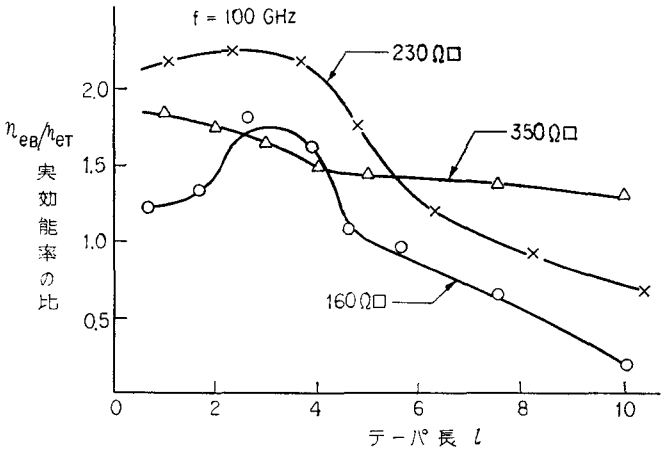


図 4.18 整合負荷型ボロメータマウントとサーミスタマウントの実効能率の比較

い。一方，R_s が 350Ω□ の素子では，その変化は比較的小さい。$\eta_{eB}/_{eT}$ の値が，Lに依存するのは，ミリ波と直流に対する温度分布がLと共に変化し，それによって，置換特性が変化するためと考えられる。ところで，テーパ長Lを変えることは，ある範囲で実質的に周波数を変えることに対応すると考えることができる。従って，マウントの実効能率の周波数特性を少なくするには，η_{eB}/η_{eT} の変化が少ないLの値を選ぶことが必要である。

以上のように，整合負荷型ボロメータマウントについて，その反射，吸収特性および置換特性の両面から考察ならびに実験を行ない，$W \approx 1$ mm，$L \approx 4 \sim 10$ mm，$R_s \approx 350\Omega$□ とした場合に，広帯域で優れた置換特性が得られることが明らかになった。

4.4 熱電効果型マウント[53]

今日，熱電効果は，温度検出（Seebeck 効果），冷却（Peltier 効果）等に広く利用されている[54]。第2章で述べたカロリメータの熱負荷の温度制御も，これらの効果を応用している。Seebeck 効果は，異種金属の二つの接合点に温度差を与えた時に，起電力を生じる現象である。この原理に基づいた高周波電力測定用の素子は，従来から用いられている。これは，熱電対と抵抗線を組み合わせ，真空ガラス封止をした構造で，数 100 MHz 以下の周波数帯で実用的に用いられる。しかし，より高い周波数帯では，素子の skin depth やインピーダンス不整合等の点で困難があり，使用することができない。しかし，今日では，薄膜作成技術の進歩により，高い熱電能* を持つ高周波特性の優れた薄膜状の熱電素子が，容易に得られるようになったため，マイクロ波からミリ波に至る周波数帯の導波管電力の測定にも応用できるようになった[55][56]。

* 単位温度差当りの起電力

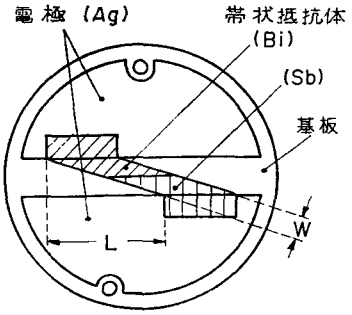


図 4.19 熱電効果型マウントの構造

そこで，本節では，ミリ波帯で広帯域な特徴をもつ熱電効果型の電力測定マウントの開発を行なった。

ミリ波電力の負荷は，それ自体，電力を吸収し，その温度上昇によって熱起電力を生じる構造が考えられる。広帯域な整合特性を持ち，かつ十分な温度上昇が得られるミリ波電力の負荷として，前節で述べた帯状の薄膜負荷構造を採用した。負荷が，ミリ波電力を吸収した時に効率よく熱電効果を生じさせるには，大きな熱電能を与える二種類の薄膜を，温度が最も高くなるところで接合することが必要である。

熱電材料としては，今日，$B_{i2}T_{e3}$，$S_{b2}T_{e3}$，P_bT_e 等の重金属の化合物が優れた性能を持つことが知られている[53]。しかし，これらの化合物半導体は，再現性良く薄膜構造に作成することが難しいため，ここでは，蒸着技術によって，容易に薄膜熱電素子を構成することができる B_i と S_b を材料に選んだ。この組み合わせの素子で，膜厚が 300～500 Å にわたり，熱電能は，ほぼ 90 μV/°C で一定となる。

試作したミリ波用の熱電効果型の電力測定素子の構造を，図 4.19 に示す。周波数帯は，30～100 GHz 帯で，規格導波管（R-320，500，620，740 および 900）に対応して，素子およびマウントを作成した。素子の基板には，低熱伝導のポリエステル系フィルム（25 μm）を用いた。

B_i-S_b の接合部は，実験的に最も高い温度上昇が得られる導波管の中央部に設定した。蒸着膜の厚さは，安定性を考慮して，1000 Å とした。この時，素子の表面抵抗 R_s は，ほぼ 40Ω□ と低くなるため，前節で述べた整合負荷型ボロメータマウントの場合に得られた素子のパラメータでは，十分な整合特性が得られない。このように，低い R_s の薄膜を用いて，高周波特性を低下させないためには，テーパ長 L を長くする必要がある。一方，帯の幅 W を一定として，L を長くすれば，薄膜素子の面積が大きくなるため，検出感度が低下することが予想される。これは，特に，導波管の寸法が小さくなる低い周波数帯で著しいと思われる。

そこで，$L=3\bar{\lambda}_g/2$，$W=\bar{\lambda}_g/4$（$\bar{\lambda}_g$ は，使用導波管帯域の中心管内波長）として，各周波数帯で素子とマウントを製作し，整合および検出感度等を調べた。測定の結果，いずれも，全使用帯域で VSWR が 1.2 以下となった。検出感度は，低い周波数帯用で 15 μV/mW 以上，高い周波帯用で 60 μV/mW 以上であり，十分実用できることが明らかになった。一例として，試作した WRJ—740 用熱電効果型マウントの特性を，図 4.20 に示す。

このように，本熱電効果型マウントは，高い周波数帯用のマウントほど感度が高くなる。また，100 GHz 帯導波管用程度までは，蒸着技術によって，容易に製作できる程度の寸法であるから，高い周波数帯への応用は，比較的簡単である。むしろ，低い周波数帯で感度が低下する点が問題となるため，これを改善する方法について周波数 50 GHz 帯用の素子を対象に，実験的検討を行なった。

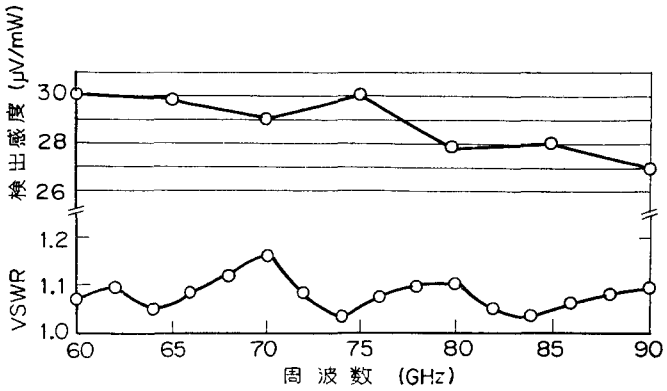


図 4.20 熱電効果型マウントの周波数特性の例

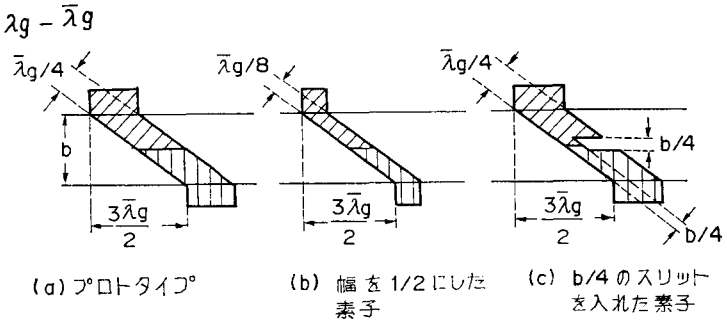


図 4.21 検出感度の改善

表 4.1 40～60 GHz における熱電効果型マウントの特性

形　　状	(A) プロトタイプ	(B) 幅を1/2にしたマウント	(C) スリットを入れたマウント
平均検出感度	15	30	32
最 大 VSWR	1.2	1.7	1.3

これまでの検討結果から考察すると，周波数帯が低いマウントほど検出感度が低下するのは，素子の帯状抵抗膜の幅が大きくなり，素子と周囲および熱接点と冷接点間の熱コンダクタンスが大きくなったことが原因と考えられる。従って，感度を改善するには，抵抗膜の幅を小さくすることの他に，両接点間の温度差を大きくするように形状を工夫することが考えられる。

そこで，ここでは，図 4.21 に示す二種類の素子を試作した。同図 (b) は，proto type (a) の幅を 1/2 にしたものである。同図 (c) は，熱接点部の平均温度を高く保つようにスリット（導波管高さの 1/4 幅）を入れ，この部分を細くしたものである。これらの素子を用いたマウントについて，50 GHz 帯で，検出感度，VSWR 等を測定し，その結果をまとめて，表 4.1 に示す。これから，図 4.21(b) のマウントでは，検出感度は改善されたが，減衰量が不足となり，整合特性

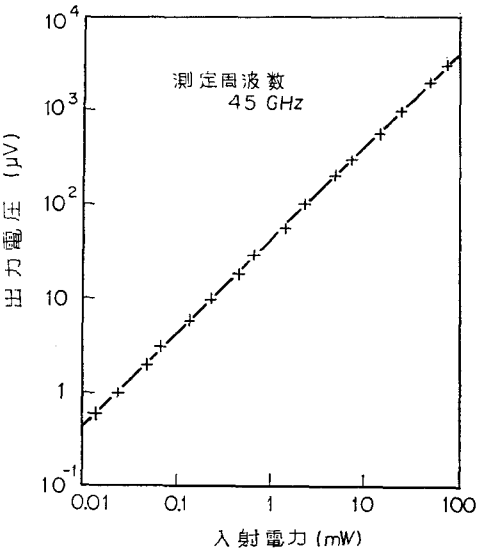


図 4.22 入・出力特性

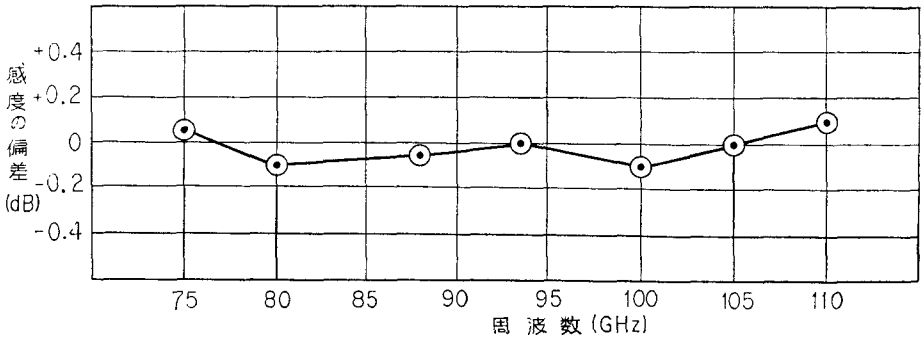
が悪くなっていることが分る。これに対し，(c)では，感度は，(b)と同等以上の効果があり，しかも整合特性は，ほとんど悪くならない。従って，全体の寸法が大きくなる低い周波数帯においては，(c)の構造とするのが良いと考えられる。

ところで，基板の厚さは，検出感度に直接影響すると思われる。前記の基板の厚さ(25 μm)の場合，それによる熱放散は，ほぼ，抵抗薄膜自体によるものと同程度となり，基板を薄くすることは，検出感度を高めるために有効であると考えられる。実際，基板の厚さを 1/2 としたところ，約 40% 検出感度を増加することができた。

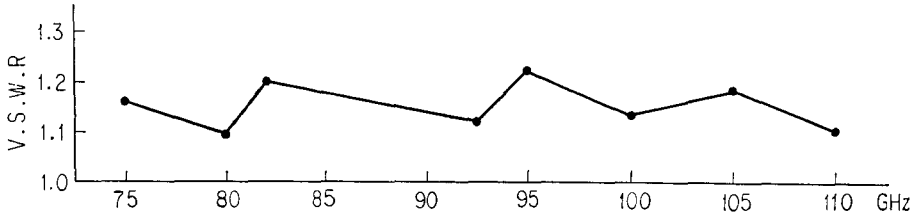
さて，実用的な電力測定マウントとして用いるためには，入出力特性の直線性が重要なファクターの一つである。そこで，上記の 50 GHz 帯用の熱電効果型マウントのミリ波入力に対する出力特性を測定した。その結果を **図 4.22** に示す。これから，40 *dB* にわたり，直線性が良好であることが分った。

以上の実験ならびに検討の結果に基づいて，素子の改良を行い，30 GHz 帯（*R*-320）および 100 GHz 帯（*R*-900）導波管用の熱電効果型マウントを製作した。その結果，30 GHz 帯のマウントで，検出感度 35 μV/mW，VSWR<1.5，100 GHz 帯では，検出感度 100 μV/mW 以上，VSWR<1.2 なる特性が得られた。入力換算の雑音電力は，ほぼ 0.15 μW，ドリフトは，0.3 μW/°C（*R*-320 用）または 0.6 μW/°C（*R*-900 用）となった。これらのうち，**図 4.23** に，100 GHz 帯用の熱電効果型マウントの周波数特性の一例を示す。

開発した熱電効果型マウントは，構造が簡単で，製作が容易であり，広帯域にわたり優れた整合，検出感度特性が得られ実用的な電力測定マウントとして有用であると考えられる。



(a) 検出感度特性



(b) VSWR 特性

図 4.23 100 GHz 帯用熱電効果型マウントの周波数特性

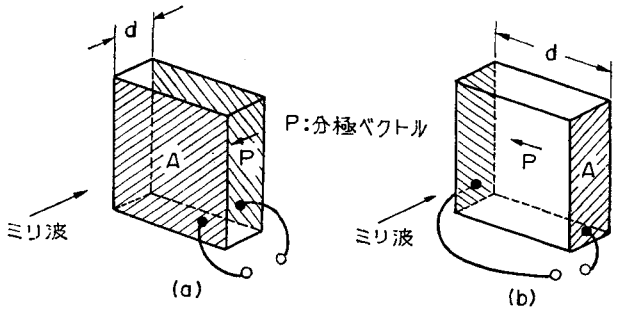
4.5 焦電効果型マウント[57)58)]

焦電効果 (pyroelectric effect)* を利用した電力測定マウントは，熱検出器の一種であり，マイクロ波から紫外線までの広い電磁波領域にわたって，用いることができる[59)]。また，ボロメータマウント等の他の熱的な電力測定マウントより，応答速度が速く，室温で使用できる高感度検出器として主に赤外領域において研究が行なわれている。マイクロ波からミリ波導波管電力測定への応用もいくつか報告されている[9)60)61)]。 しかし，周波数 100 GHz 以上の短ミリ波帯における報告は見受けられない。短ミリ波帯では，寸法が小さくなるために，焦電素子の構造や材料の選択には，注意が必要である。また，赤外線領域と異なり，導波管上の整合のために生ずる問題も解決しなければならない。

そこで，周波数 100 GHz 帯において，すでに述べた帯状抵抗薄膜を整合負荷として用いる技術を取り入れ，焦電材料として，高分子の PVF_2 (Polyvinylidene Fluoride) を用いて，焦電効果型電力測定マウントを開発した。

方形導波管系において，焦電効果型のマウントを構成する場合，素子の基本的な構造は，同一

* ある種の強誘電体で，温度変化に伴なって，自発分極電荷の変化を生じる現象



a：面電極構造　　b：端電極構造

図 4.24　焦電素子の構造

体積，同一形状の直方体焦電材料に対して，入射波と電極の関係から，図 4.24 (a)，(b) の二通りが考えられる。電力測定に用いるには，電力吸収用の抵抗膜が必要になるが，同図(b) の edge electrode type では，素子の前面にこの抵抗膜を付けなければならない。これに対し，同図 (a) の face electrode type では，電極が吸収用の抵抗膜を兼ねることができる。そこで，本マウントの電極の形式は，図 4.24(a) の type を採用した。

さて，このような焦電効果型の素子の応答は，次式で示される[62]。

$$i_p = A \cdot \frac{dP_s}{d\Delta T} \cdot \frac{d\Delta T}{dt} \tag{4.12}$$

ただし，i_p は，焦電素子を電流源とみた時の発生電流，Aは，電極面積，P_s は，自発分極の大きさ，ΔT は，ミリ波が入射した時の素子の温度差である。

上式で，$dP_s/d\Delta T$ は，焦電係数 p_s と云われるものである。これから，焦電素子の応答を得るには，ミリ波電力に強度変調を加えて，素子に温度変化を与える必要がある。

式 (4.12) をもとに，素子の熱一電気等価回路による詳しい解析によると，焦電材料としては，P_s/c' (c' は，体積比熱) が大きく，比誘電率 ε_s が小さいほど感度が高く，雑音等価電力 (NEP)* に関しては，導電率 σ が大きいほど良いことが示されている[58]。また，素子の形状については，同様に，できるだけ，面積 A が小さく，厚さ d が薄い程優れた感度，NEP 特性を持つことが導かれる[58]。この他，強誘電体では，キューリー温度 T_c より低い温度で使用するので，材料の T_c は，高いほど良い。

さて，100 GHz 帯では，規格導波管 (R-900) の断面が 2.54 mm × 1.27 mm と小さく，また，材料の厚み d はなるべく薄くすべきであり，素子の製作には相当微細な加工が要求される。それゆえ，ミリ波電力測定素子として用いる焦電材料の選択において，加工性の難易がきわめて重要になる。強誘電体結晶は，いずれもこの点に問題があり，特に従来最も良く用いられてきた TGS

---

* $NEP = \frac{\langle v_n \rangle}{r_v} \cdot \frac{1}{\sqrt{\Delta f}}$

ただし，r_v は電圧感度，$\langle v_n \rangle$は，素子から発生する雑音平均電圧，Δf は，用いる増幅器の帯域幅

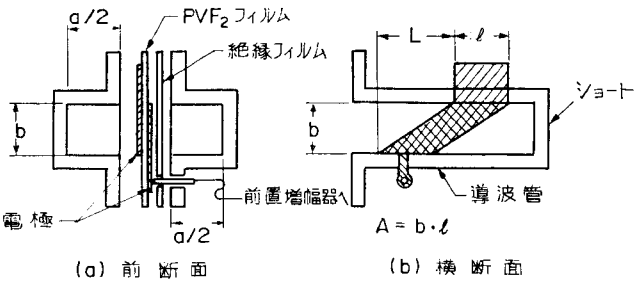


図 4.25 焦電効果型マウントの構造
(a=2.54 mm, b=1.27 mm, L=7.3 mm)

(Triglycin Seulphate) は，水溶性で微細な加工が困難である。

これに対し，PVF_2 は，軟化点 120°C の高分子で，焦電材料としての特性は劣るが，10μm 以下の厚みのフィルムにすることは容易であり，また加工も簡単である。このことから，ここでは，焦電材料として，PVF_2 を採用することとした。ただし，P_s/c' は，TGS の 1/20 であり[62]，TGS で作成された同一形状の素子に比べると，それだけ電力測定素子としての性能は低くなる。しかし，TGS では，厚み d は，加工や強度の点から 200 μm 程度が限度であり，NEP は，PVF_2 と同程度となる。従って，加工性を考えれば，ミリ波電力測定マウントに用いる素子として，PVF_2 が優れていると考えられる。

さて，試作した焦電効果型マウントを，**図 4.25** に示す。素子の形状は，広帯域特性が得られる整合負荷型[47]とした。ここで，テーパ長は，十分な整合特性を実現するため，L=7.3 mm とした。

実際の素子およびマウントの製作は，次のようにして行なった。素子の基板として，9 μm 厚みのポーリング済 PVF_2 フィルムを用い，電極として，N_iC_r をその両面に蒸着する。この電極は，ミリ波電力を吸収する負荷を兼ねており，その表面抵抗値は，両面でほぼ 200Ω□ とした。素子は，整合負荷型ボロメータマウントの場合と同様に，図 4.25 のように，導波管中央に装荷する。素子の後には，ショート板を置く。

焦電効果型マウントの性能を調べるため，二種類の素子を製作した。すなわち，図 4.25 の帯状薄膜の幅を l=3.0 mm および l=6.0 mm としたものである。これは，素子面積 A を変えたことになり，感度，NEP および整合特性等の A への依存性が明らかになると予想される。

ところで，焦電効果素子の出力インピーダンスは，構造から推測されるように非常に高く，容量として，数 PF～数+PF，抵抗として，10^{12}～$10^{14}\Omega$ 程度である。従って，外部からの誘導等の影響を除くために，インピーダンス変換用の前置増幅器が必要である。ここでは，接合型 FET の直流増幅器を製作し，導波管部と共に一つのケースに組み込んだ。この増幅器の電圧ゲインは，6 倍であり，周波数特性は，10 KHz までフラットである。

以上のように構成した焦電効果型マウントについて，性能を調べる実験を，次のように行なっ

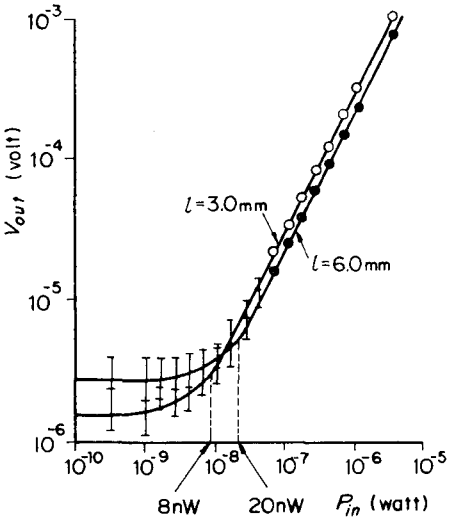


図 4.26 入出力特性，Pin は，入射ミリ波平均電力，Vout は，rms 出力電圧

た。

まず，ミリ波入力に対する応答特性を調べるため，30 Hz の矩形波で変調したミリ波電力をマウントに加え，出力電圧を測定した。その結果，**図 4.26** に示すように，前置増幅器の平均二乗 (rms) 出力電圧 Vout 対ミリ波平均入力電力 Pin 特性が得られた。同図から，出力電圧は，0.1 μW 以上の電力レベルで直線的に増加していることが分る。電圧感度は，幅の広い素子 (l=6.0 mm) に対し 230 V/W，狭い素子 (l=3.0 mm) に対し，300 V/W となっている。これは，前置増幅器のゲインを含めた値である。ところで，この測定では，前置増幅器の後に，帯域幅 1 Hz のロックイン増幅器を用いた。従って，最小検出電力は，NEP に等しくなる。図 4.26 から明らかなように，幅の狭い素子の方が広い素子より NEP が小さくなっている。すなわち，前者では，8 nW/$\sqrt{\text{Hz}}$ であり後者では，20 nW/$\sqrt{\text{Hz}}$ である。このように，NEP は素子の面積 A ($=d\cdot l$) が小さいほど小さくなる。

一方，素子の面積 A は，マウントが十分低い入力 VSWR を持つには，大きくする必要がある。二種類の素子から成るマウントの VSWR 特性を測定した結果を，**図 4.27** に示す。これから，幅の広い素子の場合の方が優れた VSWR 特性を持つことが分る。従って，素子の面積 A は，その使用目的に応じて選ぶことが必要であろう。

以上，100 GHz 帯で焦電効果型マウントを開発した結果を述べた。本マウントは，製作が容易であり，簡単な構成で優れた感度，直線性および VSWR 特性を有している。それゆえ，ミリ波の高いレベルで校正しておくことにより，低レベルでの電力測定に用いられる可能性がある。

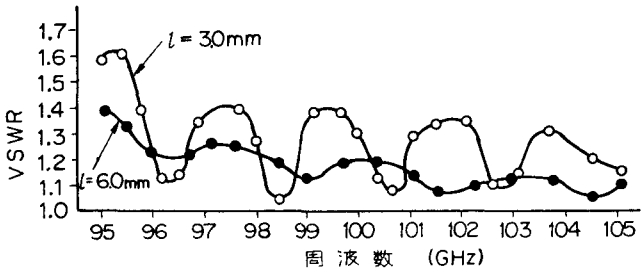


図 4.27 素子の幅が異なるマウントの VSWR の周波数特性

4.6 結　言

ミリ波帯で電力測定マウントを開発する場合の問題点を考察し，その結果に基づいて，円形導波管用として，rising-sun-type と eight-fan-type の二種のボロメータマウント，方形導波管用として，整合負荷型ボロメータマウント，熱電効果型マウントおよび焦電効果型マウント等を研究し開発した。これらのマウントを主に，周波数 100 GHz 帯で設計，試作し，測定実験ならびに考察を行なった。その結果，いずれも広帯域の整合特性を有し，ボロメータマウントは，優れた置換特性を，熱電および焦電効果型マウントは，高い感度を示し，ミリ波帯で優れた性能を持つことが明らかになった。

第5章　ミリ波電力測定システム

5.1　緒　言

これまで，カロリメータ測定方式，自動化計測および電力測定マウント等について研究を行なった結果を総合して，開発したミリ波電力測定システムについて論ずる。本システムを周波数30および100 GHz 帯で構成し，測定実験ならびに誤差の評価を行なった。

5.2　30 GHz 帯システム

5.2.1　方式と構成

本システムは，3.4 節において開発した熱平衡制御カロリメータによる自動電力測定方式に基づいており，周波数30 GHz 帯用ボロメータマウントの実効能率を測定することができる。全体は，図3.11に示したように，カロリメータ測定部，ボロメータ測定部および制御／データ処理部から構成される。導波管回路系を含むカロリメータ測定部を中心に，本システムのブロック図を**図5.1**に示す。また，本システムの外観を，**写真5.1**に示す。

カロリメータ測定部は，ミリ波導波管回路系，カロリメータ本体，オイルバスとその制御回路等から構成される。導波管回路とカロリメータ本体は，30 GHz 帯専用のものを用意した。導波管回路系は，R-320 (7.11 mm × 3.56 mm) の規格である。

ボロメータ測定部[25]および制御／データ処理部[63]は，3.4 節で述べた構成（図3.11）と同じである。

5.2.2　構成要素

本システムのボロメータ測定部，制御／データ処理部の構成要素は，3.3.3節，3.4.3節で述べたものである。ここでは，主にカロリメータ測定部の構成要素について述べることにする。

カロリメータの本体は，温度安定化のため二重のジャケットを持っているが，その内部を**写真5.2(a)**に，外観を，**同(b)**に示す。内部ジャケットのフランジが温度基準となる。

実効能率を測定するための標準ボロメータマウントにはすでに開発された方形導波管(R-320)用の薄膜ボロメータマウント[37]を用いた。熱負荷は，この薄膜ボロメータマウントの背面ショート板の後に，100Ω 程度のマンガニン線を薄いマイカ板に巻いたヒータを張り付けた構造となっている。薄膜ボロメータマウントおよびヒータを熱負荷として，カロリメータに固定したところを，写真5.3 (**a**)，(**b**) に示す。

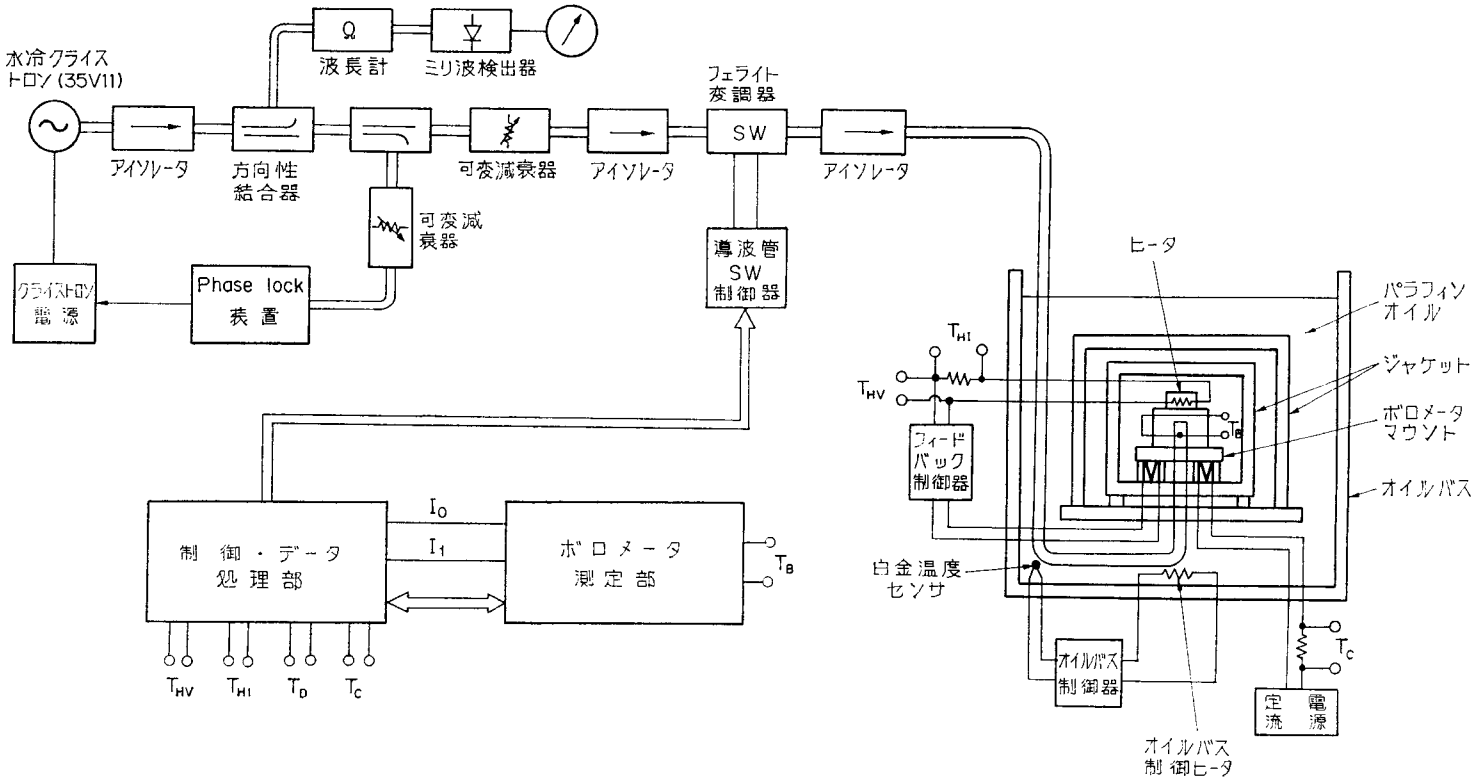


図 5.1 30 GHz 帯システムの構成

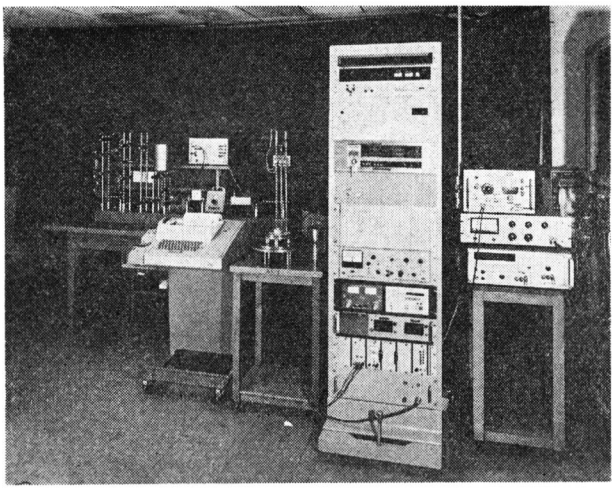
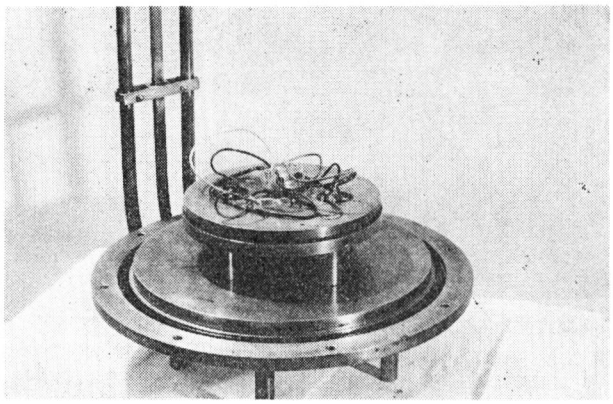
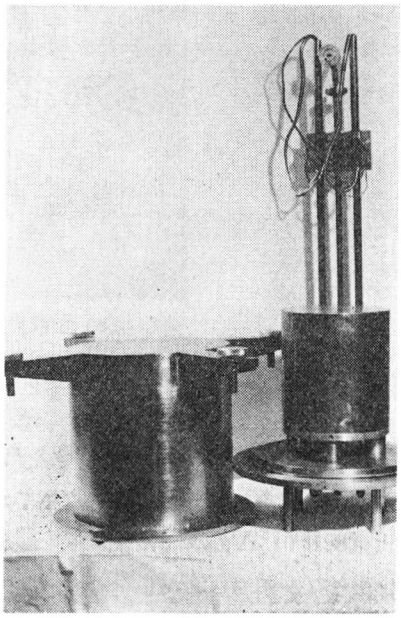


写真 5.1 30 GHz 帯カロリメータ測定システム



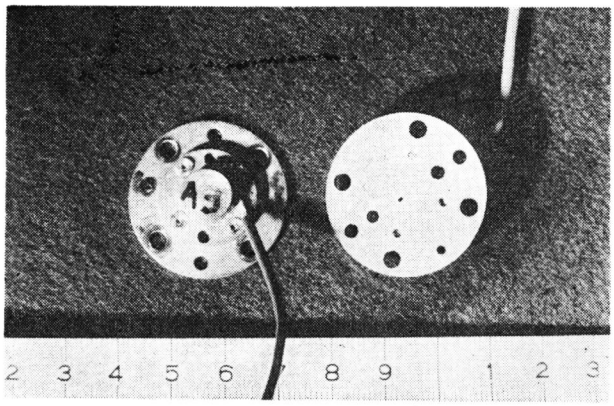
(a) ジャケットをはずしたところ



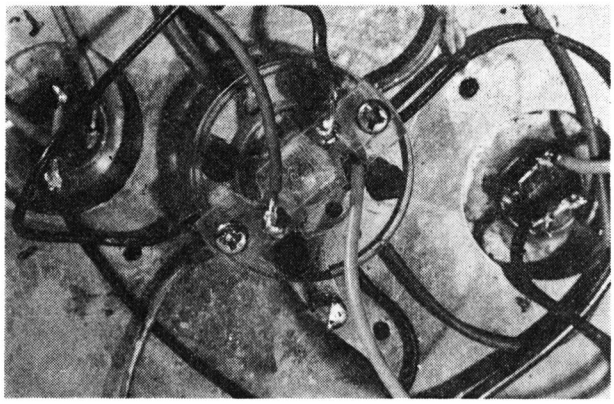
(b) 外　観

写真 5.2 30 GHz 帯カロリメータの本体

さて，熱電検出および冷却素子は，それぞれ，ゼーベック効果およびペルチェ効果[53]に基づくものである。これらには，同じ熱電素子を利用した。その構造は，B_i-T_e の P および N 型合金を，検出用に 8 対，冷却用に 2 対を一体として，アクリル樹脂でモールドしたものである。素子の配置ならびに断面を，**図 5.2** に示す。この熱電変換部の中心部には，R-320 導波管に相当する方形穴があり，その内面に薄い金箔を張り付けて，断熱導波管とした。



(a) 薄膜ボロメータマウント



(b) ヒータと共に熱負荷として取り付けたところ

写真 5.3 熱負荷の構造

熱負荷の温度は，上述の熱電素子，前置増幅器（ナノボルトメータ），フィルターおよび主増幅器から成るフィードバック増幅器によって制御する。前置増幅器のゲインは，110 dB，最小検出電圧 0.01 μV，フィルターは，減衰 40 dB，カットオフ周波数 10 Hz となっている。主増幅器は，ゲインが 20～40 dB で，オフセット出力が最大出力電圧まで変えることができる。この制御系によって，熱負荷と温度基準ジャケットのフランジとの温度差を 2×10^{-5}°C まで制御することができる。

オイルバスと制御器[12]は，測定中カロリメータ本体の温度を一定に保つために必要である。直径 1.2 m，高さ 1 m のオイルバス中には，流動パラフィンオイル約 0.5 Kl を入れており，ファンにより攪拌し，定常的に循環させる。オイルの温度は，白金温度センサにより検出し，制御器を通してヒータへフィードバックする。このようにして，測定中（約 2 時間）10^{-4}°C の温度安定度を得ている。

カロリメータにミリ波電力を供給する信号源には，クライストロン（35V11）を用い，水冷お

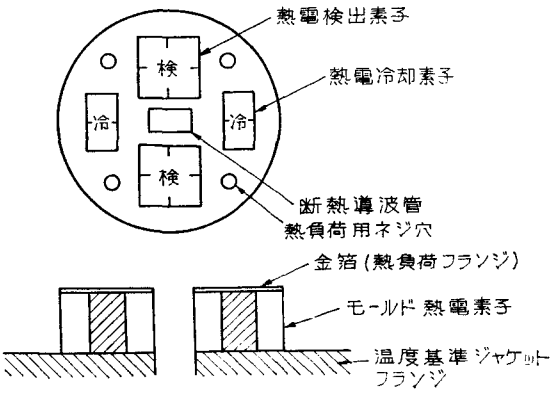


図 5.2 熱電変換部の構造

よび Phase lock 装置による周波数安定化を行ない，電力安定度 3/1000 dB/hour，周波数安定度 10^{-7}/hour を得ている。

アイソレータは，方向性 20 dB 以上，方向性結合器は，結合度 20 dB のものを用いた。

減衰器は，0～50 dB 可変のロータリベイン型精密減衰器およびレベルセット用の減衰器を用いた。

ミリ波電力をオン・オフするスイッチとしては，最大減衰量 35 dB 以上のフェライト変調器を用いた。

周波数の設定は，クリスタルダイオード検出器の出力をモニタし，吸収型波長計を用いて行なった。

5.2.3 システムの動作

本システムにより，ボロメータマウントの実効能率測定を行なうには，次のような準備が必要である。

まず，被測定ボロメータマウントをセットしたカロリメータ本体をオイルバス中に浸たし，制御器を動作して，十分温度を安定化する。

さて，本システムでは，ボロメータマウントの実効能率 η_e を，式 (2.21) から求める。従って，予備測定によって，式 (2.21) に示されるボロメータ電力 P_B とヒータ電力 P_H の置換係数を測定しておく。まず，図 2.7 に示す P_B-P_H グラフ上で動作点を決めるため，自動ボロメータブリッジを動作して，バイアス電力 P_{DC} を加える。ついで，熱電冷却素子に電流 I_C を流すことにより，冷却電力を P_{DC} の 20～30% 大きく設定し，熱負荷の温度をジャケットの温度より低く保つ。この状態でヒータ制御用のフィードバック増幅器を作動し，熱平衡させる。この時，ヒータ電力が P_{H1} となったとする。次に，ボロメータバイアス電力を零とし，ヒータ電力を制御して P_{H2} において熱平衡を得たとする。これらの測定から，式 (2.21) の

$$S=\frac{P_{DC}}{P_{H1}-P_{H2}} \tag{5.1}$$

が得られる。

係数Sを決定した後，ボロメータ電力とヒータ電力を制御することにより，再び動作点において熱平衡をとり，十分に安定したことを確認してから，実効能率測定を開始する。

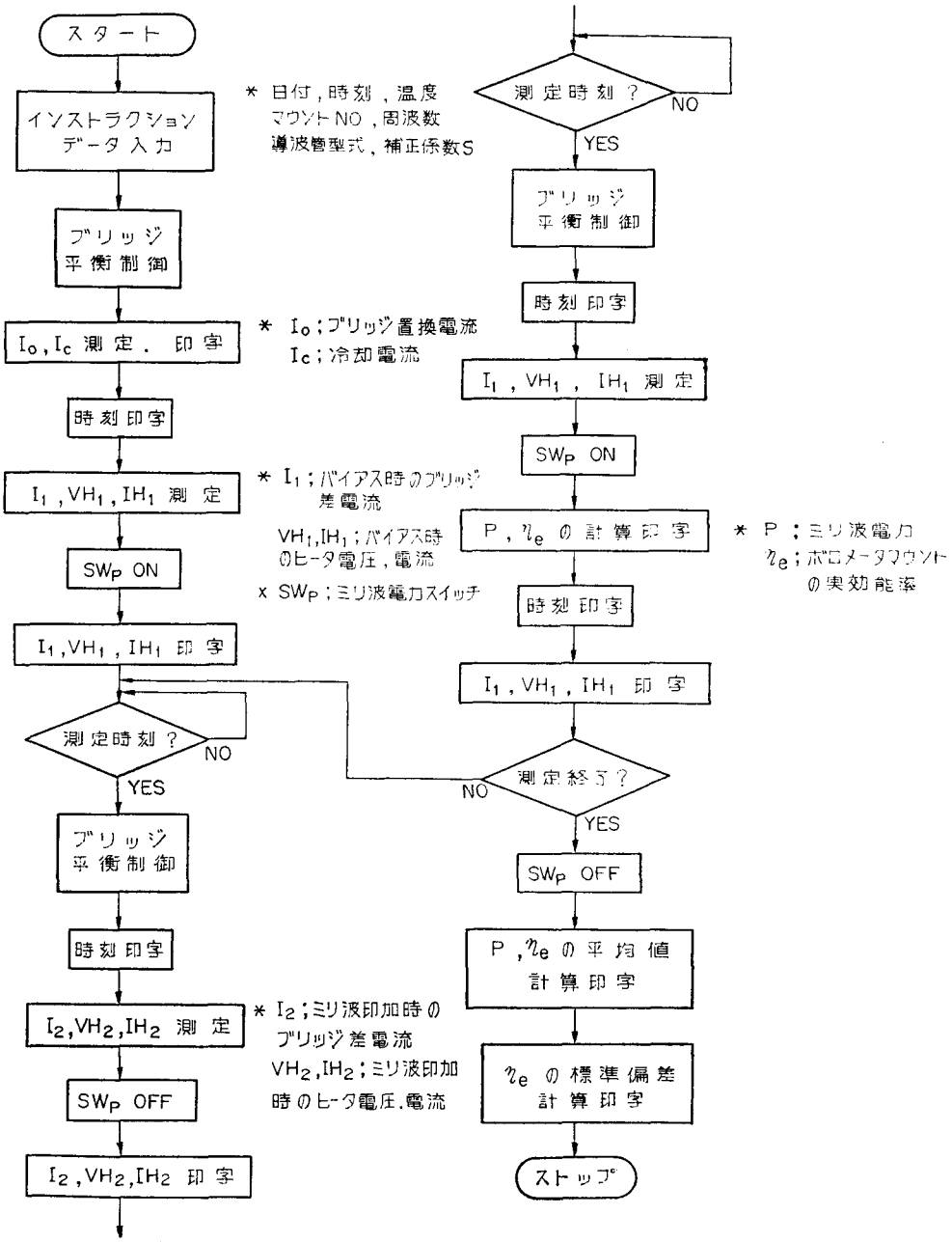


図 5.3 測定のフローチャート

測定プログラムのフローチャートを，図5.3に示す。プログラムの実行開始と共に，インストラクションが TTY に示され，それに従って，日付，時刻等と先に決定しておいた置換係数Sの値をキーボードから入力する。

その後，本システムによる測定が開始され，導波管スイッチを一定時間間隔でオン・オフする毎にボロメータ電力，ヒータ電力等の測定を行なう。ここで，ボロメータ電力測定の前に，常にボロメータブリッジの平衡制御をとり直して，温度ドリフトを補正している。

一連の測定を終了した時点で，ミリ波電力およびボロメータマウントの実効能率等を，式（2.21），式（3.5）に基づいて計算し，TTY に出力する。温度ドリフトの影響や偶発的誤差を減少するため，この測定をあらかじめ指定した回数繰返す。

表 5.1 30 GHz 帯カロリメータの基本特性

ジャケットの温度安定度	(ΔT_j)	10^{-4} °C/hour
熱電検出電圧対温度比	(V_D/T)	2.72 mV/°C
熱電検出電圧ヒータ電力比	(V_D/P_H)	37.2 μV/mW
熱電冷却電力対電流比	(P_C/I_C)	0.22 mW/mA
ボロメータ電力 P_B 対ヒータ電力 P_H 曲線の勾配（平均値）	(S)	0.95430

表 5.2 本システムによる測定例

```
BOLOMETER MOUNT EFFECTIVE EFFICIENCY MEASUREMENT
     DATE     1977/12/1
     TIME     15:40
     TEMP.    23.0
     MOUNT    NO.4
     FREQ.    35.0GHZ
     WGTYPE   REG
     S:PB/PH 0.95430
-----------------------------------------------------------------
BOLOMETER BIAS POWER MEAS.
     SUBST    I0= 26.151MA
     DIFFER   I1=-0.23540MA
     BIASPOWER= 33.580MW
COOLING CURRENT MEAS.
               199.98MA
-----------------------------------------------------------------
MEAS. START
  T        I1(MA)    I2(MA)    P(MW)      VH(MV)     IM(MA)     X(%)
15:40     -0.23440                        1022.5    -10.598
15:50               -4.6090    10.374     999.93    -10.362    95.78
16:00     -0.23900                        1023.0    -10.599
16:10               -4.6182    10.382    1000.3     -10.368    95.76
16:20     -0.24340                        1023.9    -10.608
16:30               -4.6547    10.454    1001.0     -10.372    95.76
16:40     -0.24460                        1024.2    -10.613
16:50               -4.6608    10.466    1001.1     -10.374    95.77
17:00     -0.24360                        1024.2    -10.611
17:10               -4.6302    10.400    1001.0     -10.374    95.75
17:20     -0.24530                        1024.2    -10.611
-----------------------------------------------------------------
      AVERAGE                  10.415                            95.77
      STAD. DEVIATION                                             0.009316
                                MEAS. END
```

最後に，ミリ波電力，ボロメータマウントの実効能率等の測定値の平均値および実効能率測定値の標準偏差等を計算し，TTY へ出力して測定を終了する。

5.2.4 測定実験

まず，本システムの中心をなすカロリメータ本体について，基本的な特性を測定した。すなわち，ジャケットの温度安定度，熱電検出，冷却特性および熱負荷のボロメータ電力とヒータ電力の置換係数S等である。ただし，係数Sは，測定するマウントにより異なるのが普通である。これらの測定結果を，**表 5.1** に示す。

次に，前節の手順に従って，ボロメータマウントの実効能率を測定する実験を行なった。測定時間間隔は，測定系が十分安定するために要する時間から，10分とし，測定回数は 5 回とした。測定例を**表 5.2** に示す。この結果では，実効能率 η_e として，95.77% が得られた。

5.2.5 誤差評価

30 GHz 帯システムによるボロメータマウントの実効能率測定における誤差の評価を，2.5節，3.5 節に基づいて，10 mW の測定レベルに対して行なう。

この誤差要因としては，2.5 節で述べたものの外に，自動化システムで用いる導波管スイッチによるものが考えられる。これは，手動の場合には，リーク，再現性等の特性の優れたものが得られ，ほとんど問題にならなかった。

これら各誤差要因について，検討，評価を行なう。

1）減衰誤差 ε_{att}

断熱導波管による熱損失に基づく誤差は，2.5 節で述べた方法により，実験的に調べた。すなわち，ヒータを付けたショート板をカロリメータの熱負荷の代りに取り付け，ヒータと冷却電力を制御することにより熱平衡とし，次に，ミリ波電力を導入し，ヒータ電力を調節して，再度熱平衡とした。この時のヒータ電力の変化から，断熱導波管とショート板によるミリ波電力の減衰は，0.4% となった。従って，整合のとれたボロメータマウントに対して測定された実効能率値は，その半分だけ低くなり断熱導波管の減衰による誤差は，−0.2% と考えられる。これは，補正することにより，二次のオーダとすることが可能である。

2）等価誤差 ε_{eq}

この誤差は，ミリ波と直流に対する熱負荷における発熱部位の違いによって生じる誤差で，2.5 節 b）の式（2.22）を基に評価する。そのため，ボロメータ電力とヒータ電力の置換係数Sのリニアリティを調べたところ，$|dS/S|$ として，±0.25% が得られた。従って，式（2.22）から，$\eta_e=0.9$ とした場合に，ε_{eq} は，±0.025% と考えられる。

3）測定式誤差 ε_{el}

これは，実効能率測定式（2.20）を式（2.21）に近似したことによって生じる誤差で，2.5 節 c）の式（2.23），（2.28）等により評価することができる。30 GHz 帯の本システムで熱負荷と

して用いた薄膜ボロメータマウントの代表的な特性として，ボロメータ素子温度 $T_b=110(°C)$，バイアス電力 $P_b=34(mW)$ および電力吸収体の表面積 $S_b=0.06(mm^2)$ を式（2.28）に代入することにより，

$$k_{2max}=0.00452$$

が得られる。従って，$\sigma\approx0.1$（$\eta_e\approx0.9$）とした場合，測定式誤差は，式（2.23）から-0.045%となる。

4）直流測定計器誤差 ε_{dc}

これは，測定に用いた直流計器に基づく誤差で，2.5節d）の式（2.34）で示されるように，ボロメータ電力測定およびヒータ電力測定によるものが考えられる。本システムでは，ボロメータ電力測定は，3.3節の自動化方式としている。従って，表3.2から，ボロメータ電力測定の系統誤差は，$\varepsilon_b=\pm0.047\%$ である。またヒータ電力測定は，精度 $\pm0.01\%$ のデジタル電圧計および精度 $\pm0.015\%$ の標準抵抗を用いており，誤差は $\varepsilon_h=\pm0.035\%$ となる。これらの値を式（2.34）へ代入することにより，$\varepsilon_{dc}=\pm0.033\%$ が得られる。

5）ヒータ制御誤差 ε_{con}

これは，ヒータによる熱平衡制御の不完全さに基づく誤差であり，2.5節e）の式（2.35）から求められる。ヒータ電力の制御偏差を実験により求めた結果，その誤差 ε_h は，$\pm0.2\%$ となった。従って，$\eta_e=0.9$ とした場合，ヒータ制御誤差 ε_{con} は，$\pm0.08\%$ と評価できる。

6）導波管スイッチ誤差 ε_{sw}

この誤差は，用いた導波管スイッチの不完全さに基づく誤差であり，オフ時のリーク，オン時の再現性が問題となる。本システムの導波管スイッチのリークは，約-35 dB，再現性は，2/1000 dB であった。これによるミリ波電力の変動は，せいぜい $\pm0.05\%$ と考えられる。これを誤差式（2.32）における $|d\Delta P_B/\Delta P_B|$ に代入することにより，実効能率測定誤差 ε_{sw} が得られる。$\eta_e=0.9$ とした場合，ε_{sw} は，$\pm0.005\%$ と評価できる。

以上，各誤差要因について評価を行なった。これらの外に，室温の変動による誤差も考えられる。しかし，室温は，$\pm0.1°C/hour$ 程度に安定化し，カロリメータ本体，二重ジャケット内に収納し，$10^{-4}°C/hour$ の温度制御されたオイルバス中で測定を行なっている。さらに，ミリ波電力測定の前後でバイアス測定をして補間するため，10 mW レベルでは温度変動による誤差は無視することができた。

さて，偶発誤差 ε_{ran} は，数回の測定結果から，99.7% の信頼限界で 3δ

表 5.3 30 GHz 帯システムの誤差評価

系統誤差			
減衰誤差	ε_{att}：		-0.2%
等価誤差	ε_{eq}：		$\pm0.025\%$
測定式誤差	ε_{el}：		-0.045%
直流測定計器誤差	ε_{dc}：		$\pm0.033\%$
ヒータ制御誤差	ε_{con}：		$\pm0.08\%$
導波管スイッチ誤差	ε_{sw}：		$\pm0.005\%$
系統誤差小計		$+0.14$ / -0.39	$\pm0.27\%$
偶発誤差			$\pm0.1\%$
総合精度			$\pm0.37\%$

(δは，測定値の標準偏差）と考えると±0.1% と評価できる。

以上の検討の結果から，本システムによるボロメータマウントの実効能率測定における誤差をまとめて，**表 5.3** に示す。これから，本測定システムの総合精度として，±0.37%が得られた。

5.3 100 GHz 帯システム

5.3.1 方式と構成

100 GHz 帯用システムは[15)64)~66)]，ボロメータマウント実効能率測定の原理を，前節の 30 GHz 帯用と同様に熱平衡制御方式とし，ミリ波導波管に TE_{01} 円形モード導波管を採用して構成した。本システムの導波管回路部およびカロリメータ部の構成を**図 5.4** に示す。被測定標準ボロメータマウントは，4.2 節で述べた eight-fan-type ボロメータマウントである。また，自動化測定方式に必要なサブシステムは，前節で用いたものと同じである。

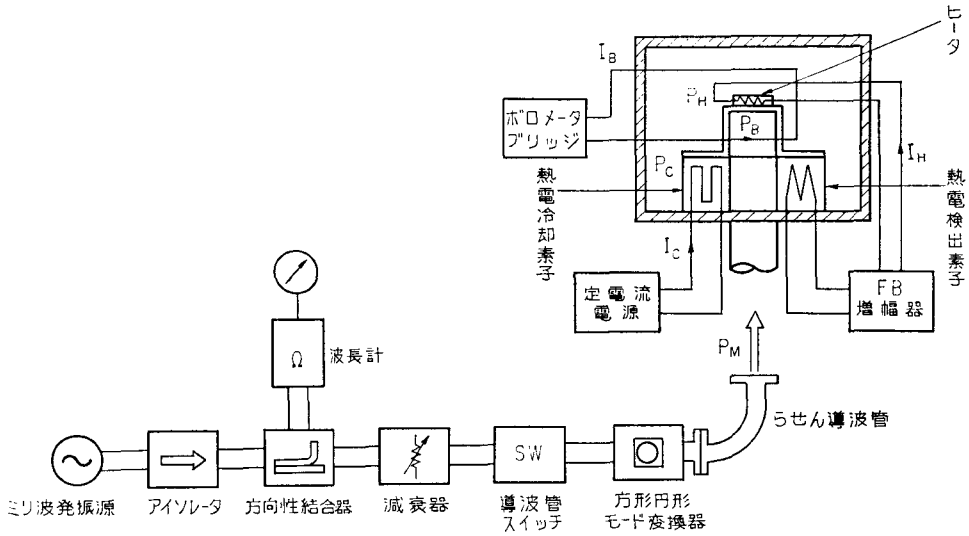


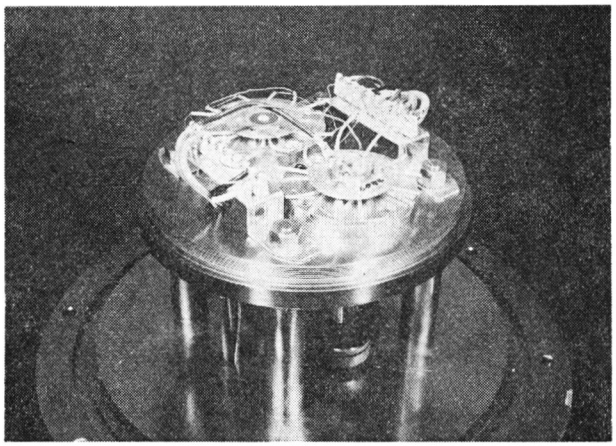
図 5.4 100 GHz 帯システムの導波管回路およびカロリメータ部の構成

5.3.2 構成要素

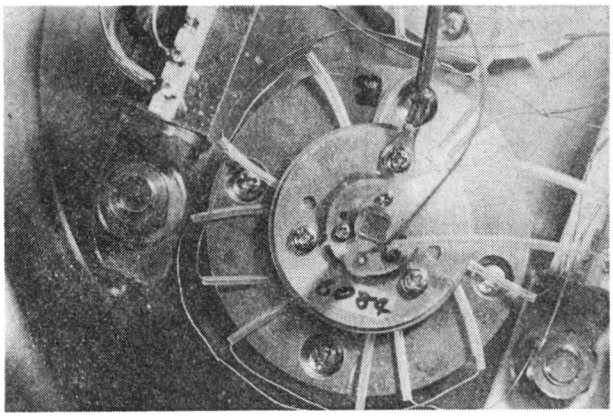
本システムの構成要素は，30 GHz 帯システムと共用できるものが多い。そこで，ここでは，異なる要素について述べることにする。

写真 5.4(a) に，100 GHz 帯用カロリメータ本体の二重ジャケットを取り外し，その構造を示す。双子型としても用いることができるように，熱負荷用のフランジは，二つ設けている。

熱負荷は，**写真 5.4(b)** に示すように，円形導波管用の eight-fan-type ボロメータマウント[40)]



(a) ジャケットをはずしたところ



(b) 熱負荷部の構造

写真 5.4 100 GHz 帯カロリメータの本体

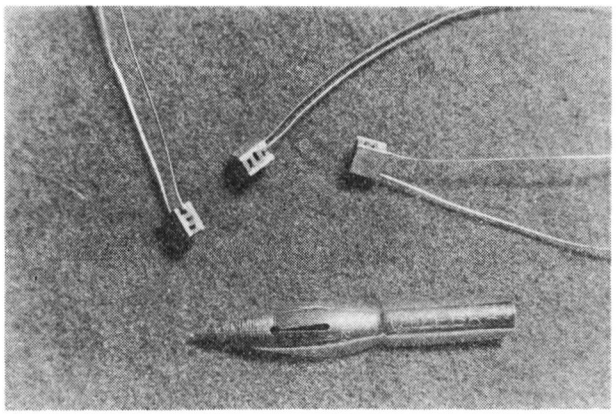


写真 5.5 熱電素子

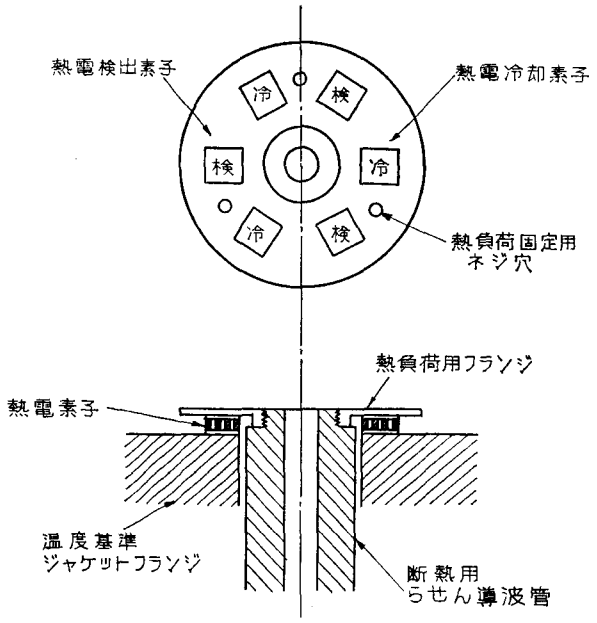


図 5.5 熱電素子の配置と接続フランジ部断面

[41]とその後に取り付けたヒータから成っている。ヒータは，30 GHz 帯用と同様に，マイカ板にマンガニン線を巻き付けたものである。

熱電検出および冷却素子は，30 GHz 帯用のものと違い，**写真 5.5** に示す素子を用いた。その構造は，B_i-T_e 合金の P および N 型合金製の角柱から成る 7 対の素子を，1 mm 厚のベリリア (B_eO) 磁器の板の間にはさんであり，大きさは，縦 5 mm 高さ 3 mm である。この熱電素子は，小型でかつ対数も多く，検出，冷却および応答速度等の点で，従来のモールド型のものより優れた特性が得られる。本カロリメータでは，この素子を，検出および冷却に各 3 個ずつ**図 5.5** のように配置し，温度基準ジャケットのフランジ面と熱負荷フランジ面の間にはさみ，熱伝導性接着剤で固定した。

ミリ波電力を導入する導波路部には，熱負荷と温度基準となるジャケットフランジから断熱するため，樹脂モールドしたらせん導波管を使用した。

ミリ波信号源には，クライストロン（100 V 100 A）を用い，安定化直流電源で駆動し，水流速度を一定にする等の注意を払うことにより，出力を安定化した。この出力安定度は，6/1000 dB/hour，周波数安定度は，5×10^{-6}/hour である。クライストロンからのミリ波出力は方形 TE_{10} モード波であるので，テーパ型のモード変換器により円形 TE_{01} モード波とし，約 1.2 m のらせん導波管を経て，オイルバス中のカロリメータ本体へ供給する。

ミリ波電力を一定時間毎にオン・オフするための導波管スイッチとしては，最大減衰量 27 dB の磁界制御型サーキュレータを用いた。

5.3.3 システムの動作

本システムによる測定の基本的な動作は，5.2.3節で述べた 30 GHz 帯の場合と同様である。すなわち，はじめに，カロリメータ本体をオイルバス中で十分安定化する。ついで，測定系およびミリ波信号源を動作し，全体が安定になったところで測定プログラムを開始し，図5.3の手順に従ってシステムが測定を実行する。

5.3.4 測定実験

まず，5.2.4 節と同様に，100 GHz 帯システムのカロリメータ本体の基本的な特性を測定したところ，**第5.4**のように得られた。

表 5.4 100 GHz 帯カロリメータの基本特性

熱電検出電圧対温度比	(V_D/T)	5.78 mV/°C
熱電検出電圧対ヒータ電力比	(V_D/P_H)	58.8 μV/mW
熱電冷却電力対電流比	(P_C/I_C)	1.57 mW/mA
ボロメータ電力 P_B 対ヒータ電力 P_H 曲線の勾配（平均値）	(S)	0.95120

ボロメータマウントの実効能率測定は，30 GHz 帯の場合と同様に行なった。はじめに，ボロメータバイアス電力より大きく設計した一定の冷却電力のもとで，ヒータ制御増幅器を動作して，カロリメータの熱負荷と温度基準ジャケットを熱平衡させる。その後，P_B と P_H の置換係数Sおよび実効能率の測定を，10分間隔で5回測定する。このようにして得られた結果を，まとめて表5.5に示す。本測定例では，置換係数Sの測定を1回毎に行なったが，そのばらつきは，10^{-4} 程度で非常に小さい。

5.3.5 誤差評価

100 GHz 帯システムの測定誤差としては，2.5節ならびに5.2.5節で述べた各種の要因が考えられる。それ以外に，円形ボロメータマウントを用いたことによる不要モードの問題がある。これは，4.2節で円形 eight-fan-type ボロメータマウントについて，その不要モード（主に TE_{41} モード）の発生について実験的に検討を行なった結果，非常に小さくほとんど無視できることが分った。ここで，仮にある程度の不要モードの発生があったとしても，マウントによって吸収される分は，その実効能率を低下させるだけであり，また反射される分は，実効能率の定義から除かれるため，いずれも誤差にならないと考えられる。

次に，各誤差要因について，評価を行なう。

1）減衰誤差 ε_{att}

カロリメータの熱負荷と温度基準ジャケットの間には，ミリ波電力を導入し，かつ断熱効果を持たせるため，らせん導波管を用いている。この導波管によって，2.5a）節に述べた減衰誤差

表 5.5 円形ボロメータマウントの実効能率の測定例

測定回数	$\frac{P_H{}^f-P_H{}^i}{P_B{}^i-P_B{}^f}$	S	実効能率 η_e (%)
1	0.014862	0.95133	98.61
2	0.012617	0.95115	98.81
3	0.012805	0.95113	98.80
4	0.013267	0.95118	98.75
5	0.013237	0.95120	98.76
平均値	0.013358	0.95120	98.75
標準偏差	—	—	0.082

を生じる。

これを調べるため，5.2.5 節と同様に，ヒータを付けたショート板を用いて，らせん導波管による熱損失が熱負荷に与える影響を測定した結果，0.46%となった。整合のとれたボロメータマウントに対し，らせん導波管による減衰はこの半分となり，減衰誤差は，−0.23% と考えられる。測定した実効能率の値は，この分だけ負となっており，補正することにより，二次の大きさとすることができる。

2）等価誤差 ε_{eq}

これは，5.2.5節2）の 30 GHz 帯における場合と同様の実験によって，式（2.22）の$|dS/S|$として，±0.03% が得られた。従って，$\eta_e=0.9$ とした場合には，±0.003% と評価することができる。

3）測定式誤差 ε_{el}

これは，式（2.23）で表わされる。この大きさを評価するには，2.5節で述べた方法では，ボロメータ素子の構造が複雑であり，正しく評価することは容易でない。そこで，ここでは，次のように実験的に評価を行なった。

実際の熱負荷に対して，図2.6を参照すれば，式（2.15）において，$r_t \ll r_s$ および $m \ll 1$ が成り立つと考えられる*。従って，ボロメータバイアス電力と冷却電力とで熱平衡をとる実験を行なって，式（2.15）から k_2 は次式のように得られる。

$$k_2 \approx 1-\frac{P_{CO}}{P_{BO}} \tag{5.2}$$

ただし，P_{CO}，P_{BO} はそれぞれ $P_H=P_W=0$ とした時の P_C と P_B の平衡する電力

測定の結果，$k_2=0.00385$ が得られた。また，σ の大きさは，通常 $1-\eta_e$ の程度である。従って，$\eta_e=0.9$ とした場合，式（2.23）から求める誤差は，

$$\varepsilon_{el}=-0.039\%$$

* マウントの材料（真鍮，熱伝導率 $\lambda_t \approx 50$ kcal/m hr°C）とボロメータ素子の基板（マイカまたはポリィミド $\lambda_t \approx 0.034 \sim 0.47$ kcal/m hr°C）の熱伝導率が100倍以上違うことおよび，空気との熱伝達率（2.5節C）参照）が 3〜20 kcal/m² hr°C であることから容易に示される。

表 5.6　100 GHz 帯システムの誤差評価

系統誤差			
減衰誤差	ε_{att} :		−0.23%
等価誤差	ε_{eq} :		±0.003%
測定式誤差	ε_{el} :		−0.039%
直流測定計器誤差	ε_{dc} :		±0.033%
ヒータ制御誤差	ε_{con} :		±0.084%
導波管スイッチ誤差	ε_{sw} :		±0.01%
系統誤差小計		+0.13 −0.40	±0.27%
偶発誤差	ε_{ran} :		±0.22%
総合精度			±0.49%

となった。

4）直流測定計器誤差 ε_{dc} およびヒータ制御誤差 ε_{con}

これらの誤差要因については，5.2.5 節 4) 5) と全く同様であり，それぞれ $\varepsilon_{dc}=\pm0.033\%$ および $\varepsilon_{con}=\pm0.084\%$ と評価できる。

5）導波管スイッチ誤差 ε_{sw}

導波管スイッチとして用いたサーキュレータのオフ時のリークは，約−27 dS，再現性は，約 5/1000 dB であった。従って，5.2.5 節 6) と同様にして，ミリ波電力の変動は，最大 ±0.1% となる。従って，実効能率測定誤差は，$\eta_e=0.9$ とした場合に，式 (2.32) より，±0.01% と評価することができる。

最後に，偶発誤差 ε_{ran} は，表 5.5 の測定結果から，99.7% の信頼限界で，3δ（δ は測定値の標準偏差）を誤差範囲とすると，±0.22% と考えられる。

以上，100 GHz 帯測定システムについて誤差評価を行なった結果を，表 5.6 に示す。これから，本システムの総合精度として，±0.49% が得られた。

5.4 結　言

本章では，周波数 30 GHz 帯ならびに100 GHz 帯において，第 2〜4 章で述べた技術を統合し，ボロメータマウントの実効能率を決定するためのカロリメータ測定システムの開発を行なった結果について論じた。さらに測定誤差の評価を行ない，30 GHz 帯で ±0.37%，100 GHz 帯で±0.49%の総合精度を得た。

第6章　ミリ波電力比較測定法[67)68)]

6.1 緒　言

前章まで，ミリ波電力を定量化するための精密計測技術ならびに標準器をはじめとする電力測定マウント等について研究を行なった。ミリ波電力標準を確立するには，これらの外に，実用電力計を校正する技術が必要である。

本章では，ミリ波帯において，電力計を校正するための比較測定法について研究を行なった。

はじめに，RF 電力比較測定に用いられる基本的なものとして，同時比較法，取替比較法および同時取替比較法を取り上げ，その考え方と，ミリ波帯に適用する際の問題点を考察した。その結果に基づき，ミリ波帯で特に問題となる不整合による多重反射の影響を小さくする $\lambda_g/4$ technique を取り入れた取替同時比較法を開発した。

30 GHz 帯では，この原理を用いた比較測定装置を構成し，実験および検討を行なった。

100 GHz 帯では，使用する標準ボロメータマウントが円形導波管系であり，一般的な方形導波管を校正するには，モード変換を行なう必要がある。そこで，モード変換器を用いた電力の比較測定について考察し，装置を構成し，実験および検討を行なった結果を述べる。

6.2 原理と構成

一般に，RF 電力の比較測定を正確に行なうには，電源，回路構成および被測定電力計の反射等によらず，標準電力計（標準器）により，被測定電力計の正しい電力指示値を値付けすること，すなわち校正が必要である。現在のところ，一次標準では，ボロメータマウントを標準器とし，その実効能率* (effective efficiency) を基に，被測定電力計の校正を行なう方法が用いられる。一方，二次標準以下では，入射電力に対する指示値の比を示す校正係数 (calibration factor)[10)] で表わす方が便利であるため，多く用いられる。ここでは，主として，一次標準におけるミリ波電力計の実効能率の校正に必要となる比較測定技術を取り扱う。

さて，ボロメータマウントの校正係数を K，実効能率を η_e，反射係数を Γ，指示値（置換電力測定値）を P_M，マウントへの入射電力を P_I，マウントによって消費された電力を P_D とすれば，定義からこれらの間に次の関係がある。

$$\left.\begin{aligned} P_M &= K\cdot P_I = \eta_e P_D \\ P_I &= \frac{P_D}{1-|\Gamma|^2} \end{aligned}\right\} \qquad (6.1)$$

* 第1章および 2.4 節参照，実効能率は，ボロメータマウントの置換電力測定値とマウントによって吸収された電力の比と定義される。

このように，P_M，P_I 共に P_D に比例する。従って，比較測定により K または，η_e を校正するには，それぞれのマウントによって吸収された電力の比が分れば良い。

さて，電力の比較測定法として，従来多くの方式が開発されてきた[3)12)69)70)]。これらは，基本的には，取替比較法と同時比較法およびそれらを組み合わせた方法に分けて考えることができる。しかし，これらの方法は，いずれも測定開口と被測定電力計とのインピーダンス不整合の影響をなくすため，高い精度を得るためには面倒な調整が必要である。また，電源変動は，取替比較法では特に問題となる。最近では，いわゆる power equation[71)] を応用した測定法が報告されている。これは，電力計の不整合による多重反射の影響を補正することができる特長があるが，可動ショートが必要であり，測定系も大がかりとなる。

はじめに，取替比較，同時比較等で問題となる点を明らかにするため，それらの考え方，調整の方法および測定誤差等について考察を行なう。

〔1〕単純な取替比較法

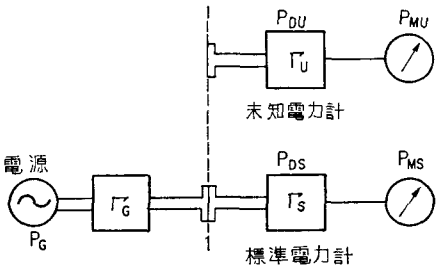


図 6.1 単純な取替比較測定

これは，**図 6.1** に示すように，単に電源に未知電力計と標準電力計をつなぎ換えて電力の測定を行なうものである。測定開口につながれた電力計によって吸収される電力 P_D は，次式で表わされる[69)]。

$$P_D=\frac{1-|\Gamma_M|^2}{|1-\Gamma_G\Gamma_M|^2}\cdot P_G \qquad (6.2)$$

ただし，P_G；電源が反射のない負荷に供給できる電力*

Γ_M；接続される電力計の反射係数（Γ_S または Γ_U）

Γ_G；電源の反射係数

標準電力計と未知電力計により吸収される電力を，P_{DS}，P_{DU} とし，取替測定中，電源出力 P_G が一定であるとすれば，次の関係が成り立つ。

$$\frac{P_{DU}}{P_{DS}}=\frac{1-|\Gamma_S|^2}{1-|\Gamma_U|^2}\cdot\frac{|1-\Gamma_G\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_G\Gamma_U|^2} \qquad (6.3)$$

ただし，Γ_S は，標準マウントの反射係数

Γ_U は，未知マウントの反射係数

従って，電力計の指示値 P_{MS} および P_{MU} を知ることができれば，式（6.1）の関係から未知電力計の η_e を決定することができる。この場合，式（6.3）の第2項は，測定誤差として扱うと，たとえば，$|\Gamma_G|=0.13$，$|\Gamma_U|=0.2$，$|\Gamma_S|=0.1$ とした時，±8％にもなる[71)]。また，この方法は，電源出力の変動が直接測定誤差となる。従って，高い精度を得るには，出力開口にア

---

* P_G は，有能電力（available power）P_A と $P_G=P_A(1-|\Gamma_G|^2)$ の関係がある。有能電力は，電源が Γ_G の complex conjugate matching 負荷に供給することができる最大電力である。

イソレータやチューナを用いて，$|\Gamma_G|$ を小さく調整し，電源も十分安定化することが必要である。

〔2〕同時比較法

これは，図 6.2 に示すように，電源出力を三開口回路によって二つに分割し，それぞれに被測定電力計を接続し，同時に電力測定を行なう方法である。電力分割器としては，方向性結合器やマジックT等が用いられる。この場合，基本的には電源変動の影響を受けない特長を持つ。

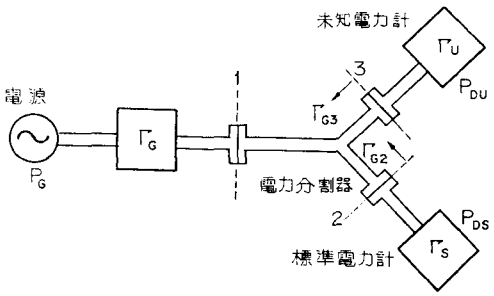


図 6.2　電力分割器による同時比較測定

図 6.2 において，開口 2，3 に接続された標準（Γ_S）および未知（Γ_U）の電力計によって吸収された電力を P_{DS}，P_{DU} とすれば，これらの比は次式で表わされる。

$$\frac{P_{DS}}{P_{DU}}=\left|\frac{S_{21}}{S_{31}}\right|^2\cdot\frac{1-|\Gamma_S|^2}{1-|\Gamma_U|^2}\cdot\frac{|1-\Gamma_{G3}\Gamma_U|^2}{|1-\Gamma_{G2}\Gamma_S|^2} \tag{6.4}$$

ただし，$\Gamma_{G2}=S_{22}-\dfrac{S_{21}S_{32}}{S_{31}}$，$\Gamma_{G3}=S_{33}-\dfrac{S_{23}S_{31}}{S_{21}}$

$S_{ij}(i,\ j=1\sim3)$ は，三開口回路の S マトリクス要素

この方法では，三開口回路の電力分割比 $|S_{21}/S_{31}|^2$ を正確に求めておく必要がある。また，不整合の影響は，〔1〕の場合と同様に問題となり，$|\Gamma_{G2}|$，$|\Gamma_{G3}|$ を十分小さく調整することが必要である。

〔3〕取替同時比較法

前の〔1〕，〔2〕で述べた方法は，源電変動，インピーダンス不整合，電力分割比の決定等の点において，長所，短所がある。そこで，これらの長所を取り入れて組み合わせた取替同時比較法が考えられる[10)12)69)]。被測定電力計をボロメータマウントとしてこの方式について考察する。図 6.3 に示すように，三開口回路（ここでは方向性結合器）の一方に，モニタ用の基準ボロメータマウントを接続し，もう一方に標準および未知ボロメータマウントを交互につなぎ換えて測定する。開口 2 に標準マウントを接続し，開口 3 に基準マウントを接続し，吸収された電力をそれぞ

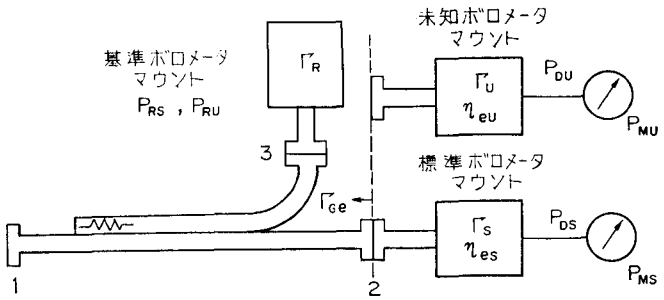


図 6.3　方向性結合器による比較測定法

れ P_{DS} および P_{RS} とする。次に，標準マウントを未知マウントに替えた時，未知および基準マウントによって吸収された電力を P_{DU} および P_{RU} とすれば，式 (6.3)，(6.4) に代り次式が得られる[10]。

$$\frac{P_{DS}}{P_{DU}}=\frac{1-|\Gamma_S|^2}{1-|\Gamma_U|^2}\cdot\frac{|1-\Gamma_{Ge}\Gamma_U|^2}{|1-\Gamma_{Ge}\Gamma_S|^2}\cdot\frac{P_{RS}}{P_{RU}} \tag{6.5}$$

ただし，

$$\Gamma_{Ge}=S_{22}-\frac{S_{21}S_{32}}{S_{31}}$$

上式を，式 (6.4) と較べれば明らかなように，分割比 $|S_{21}/S_{31}|^2$ および Γ_{Ge} が含まれておらず，回路定数に対する依存が少ない。

さて，標準マウントおよび未知マウントの実効能率をそれぞれ η_{es} および η_{eU} とすれば，η_{eU} は式 (6.1)，(6.5) から求めることができる。P_{DS}，P_{DU} に対応する電力の指示値を P_{MS}，P_{MU} とし，P_{RS}，P_{RU} はそのまま指示値を表わすものとすれば，η_{eU} は次式となる。

$$\eta_{eU}=\eta_{eS}\frac{P_{MU}}{P_{MS}}\cdot\frac{P_{RS}}{P_{RU}}\cdot\frac{1-|\Gamma_S|^2}{1-|\Gamma_U|^2}\cdot\frac{|1-\Gamma_{Ge}\Gamma_U|^2}{|1-\Gamma_{Ge}\Gamma_S|^2} \tag{6.6}$$

上式で，第4項は，あらかじめ，各マウントの反射係数を測定することにより補正することができる。最後の項は，不整合による多重反射の影響を示しており，Γ_{Ge} は，等価的な電源の反射係数と考えられる。これは，開口2の測定端にチューナを置き，電源と反射係数測定器を測定開口側に接続することにより，零に近く調整することができる。しかし，測定系が導波管の場合，このような構成による調整は，相当面倒である。また，この調整限界による誤差は，かなり大きなものとなる。たとえば，方向性結合器を電力分割器とし，$|S_{21}|\approx|S_{31}|$ とした場合，この誤差は，$2(|S_{22}|+|S_{32}|)(|\Gamma_S|+|\Gamma_U|)$ と評価できる。マイクロ波帯で特性の良い方向性結合器，被測定ボロメータマウントを用いて，$|S_{22}|\approx0.005$, $|\Gamma_S|\approx|\Gamma_U|\approx0.01$, $|S_{32}|\approx0.01$ とした場合，この不整合誤差は，0.06% 程度となる[12]。この不整合誤差は，比較測定においてかなり大きな誤差要因となる。特に，ミリ波のような高い周波数帯では，使用する導波管の寸法が小さく，管壁損失の増加等によって，マウントのインピーダンス特性，回路素子等の特性が，マイクロ波帯に較べて劣ることが多く，この誤差はさらに増える恐れがある。

〔4〕 Quater-wavelength ($\lambda_g/4$) technique を用いた電力比較測定法[68]

前述のように，電力の比較測定では，電力計と電源の不整合および電源出力の変動が大きな誤差要因となる。これらのうち，電源変動は，〔2〕，〔3〕の同時比較の考え方により，一次的な影響をなくすことができる。不整合誤差については，いわゆる Quater-wavelength ($\lambda_g/4$) technique[72]を応用することが考えられる。この方法は，管内波長の1/4の長さのエアーラインやスペーサ等の導波路を被測定負荷の前に挿入することにより，負荷インピーダンスを反転できることを利用したもので，微小反射係数の測定によく用いられる。この原理を用いて，電力比較測定における不整合誤差を減少し，取替同時比較を行なうならば，高い精度で比較測定を行なえる可能性がある。

まず，図 6.4 のような基本的な電力の測定において，$\lambda_g/4$ technique を用いることにより，不整合誤差をどの程度改善できるかを示そう。

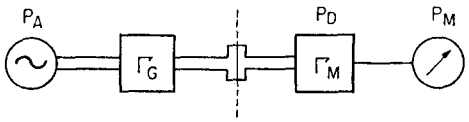


図 6.4　基本的な電力測定

反射のない負荷に供給できる電力を P_G とし，これに，反射係数 Γ_M の電力計をつないだ時，吸収される電力を P_D，指示値を P_M とすれば，式 (6.2) から，P_G は，次式となる。

$$P_G=\frac{|1-\Gamma_G\,\Gamma_M|^2}{1-|\Gamma_M|^2}\,P_D=\frac{P_M}{K}|1-\Gamma_G\,\Gamma_M|^2 \tag{6.7}$$

ただし，Kは，校正係数

通常，上式の $|1-\Gamma_G\,\Gamma_M|^2$ の項は，測定誤差とし，求める電力は，P_M/K とする。この時，不整合による誤差 $|1-\Gamma_G\Gamma_M|^2$ は，およそ $4|\Gamma_G\Gamma_M|$ 程度であり，$|\Gamma_G|\approx|\Gamma_M|\approx0.05$ (VSWR $\rho\approx1.1$) に対して，約 1 % の電力測定誤差となる。ところで，この誤差を生じるベクトル $1-\Gamma_G\,\Gamma_M$ の軌跡は，図 6.5 に示すように，Γ_M の位相を変化すると，1 を中心とした円を描く。そこで，測定開口と電力計の間に $\lambda_g/4$ のスペーサを挿入すれば，位相は π だけずれる。この時の電力測定値を P'_M とすれば，P_G は，式 (6.7) で Γ_M を $-\Gamma_M$ で置き換えたものとなる。

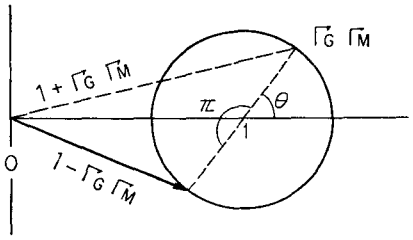


図 6.5　$1-\Gamma_G\Gamma_M$ の軌跡

$$P_G=\frac{P'_M}{K}|1+\Gamma_G\,\Gamma_M|^2 \tag{6.8}$$

さて，一般に複素数 Z に対して，次式が成立する。

$$|1-Z|^2+|1+Z|^2=2(1+|Z|^2) \tag{6.9}$$

従って，式 (6.7)，(6.8) から，P_G は次のように表わせる。

$$P_G=\frac{2}{K}\cdot\frac{P_M P'_M}{P_M+P'_M}(1+|\Gamma_G\,P_M|^2) \tag{6.10}$$

それゆえ，電力 P_G を

$$P_G\approx\frac{2}{K}\cdot\frac{P_M P'_M}{P_M+P'_M} \tag{6.11}$$

により決定した場合，その測定誤差の割合は，$|\Gamma_G\,\Gamma_M|^2$ となる。これは，$|\Gamma_G|\approx|\Gamma_M|\approx0.05$ ($\rho\approx1.1$) とした時，約 6×10^{-4} となり，単一の測定に較べて著しく減少する。

$\lambda_g/4$ technique を用いた取替同時比較測定法の原理を，図 6.6 に示す。被測定電力計をボロメータマウントとして，本測定法による実効能率の測定式を導く。

まず，測定開口 2，3 に接続されたボロメータマウントによって吸収される電力 P_{D2}，P_{D3} の比を，式 (6.4) から，一般に次のように表わすことができる。

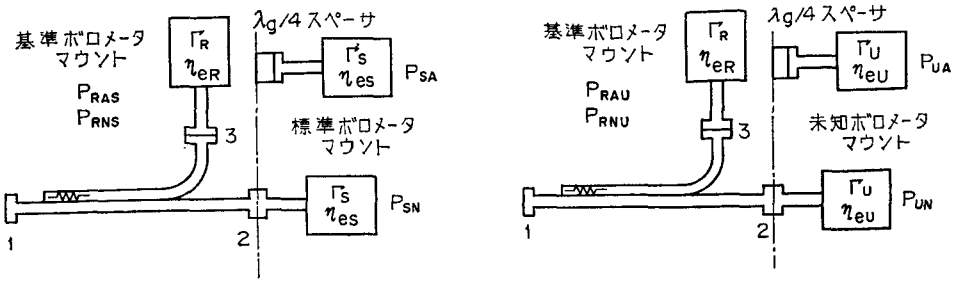


図 6.6 方向性結合器と $\eta_g/4$ スペーサを用いた比較測定法

表 6.1 測定値の記号一覧表

	一回目の測定		二回目の測定	
	標準ボロメータマウント	基準ボロメータマウント	未知ボロメータマウント	基準ボロメータマウント
$\lambda_g/4$ スペーサなしの測定値	P_{SN}	P_{RNS}	P_{UN}	P_{RNU}
$\lambda_g/4$ スペーサありの測定値	P_{SA}	P_{RAS}	P_{UA}	P_{RAU}
反射係数	Γ_S	Γ_R	Γ_U	Γ_R

$$\frac{P_{D2}}{P_{D3}}=M\cdot\frac{1-|\Gamma_2|^2}{|1-\Gamma_{Ge}\Gamma_2|^2} \tag{6.12}$$

ただし,

$$M=\left|\frac{S_{21}}{S_{31}}\right|^2\cdot\frac{|1-\Gamma_{G3}\Gamma_3|^2}{1-|\Gamma_3|^2},\quad \Gamma_{Ge}=S_{22}-\frac{S_{21}S_{32}}{S_{31}}$$

$$\Gamma_{G3}=S_{33}-\frac{S_{23}S_{31}}{S_{21}}$$

Γ_2, Γ_3 は, それぞれ開口 2, 3 に接続されたボロメータマウントの反射係数

さて, 標準ボロメータマウントを測定開口 2 に接続し, 標準および基準ボロメータマウントによる電力の測定を行なう。その結果, 図 6.6(a) および, **表 6.1** の第 2, 3 欄に示すように P_{SN}, P_{RNS} が得られたとすると, 式 (6.12) から次式が成立する。

$$\frac{P_{SN}}{P_{RNS}}=M\cdot\frac{\eta_{es}}{\eta_{eR}}\cdot\frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_{Ge}\Gamma_S|^2} \tag{6.13}$$

ただし, η_{eS}, η_{eR} は, それぞれ標準および基準ボロメータマウントの実効能率

次に, 開口 2 に $\lambda_g/4$ のスペーサを挿入し, 上と同様の測定を行ない, 表 6.1 の P_{SA}, P_{RAS} を求めれば, その比は次式となる。

$$\frac{P_{SA}}{P_{RAS}}=M\cdot\frac{\eta_{eS}}{\eta_{eR}}\cdot\frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1+\Gamma_{Ge}\Gamma_S|^2} \tag{6.14}$$

未知ボロメータマウントについても, 以上の二つの場合について測定を行ない, 表 6.1 の 2 回

目の測定の項で示される結果を得たとすれば，次の二式が得られる。

$$\frac{P_{UN}}{P_{RNU}}=M\cdot\frac{\eta_{eU}}{\eta_{eR}}\cdot\frac{1-|\Gamma_U|^2}{|1-\Gamma_{Ge}\Gamma_U|^2} \tag{6.15}$$

ただし，η_{eU} は未知ボロメータマウントの実効能率

$$\frac{P_{UA}}{P_{RAU}}=M\cdot\frac{\eta_{eU}}{\eta_{eR}}\cdot\frac{1-|\Gamma_U|^2}{|1+\Gamma_{Ge}\Gamma_U|^2} \tag{6.16}$$

一方，式 (6.9) から次式が成立する。

$$|1-\Gamma_{Ge}\Gamma_S|^2+|1+\Gamma_{Ge}\Gamma_S|^2=2(1+|\Gamma_{Ge}\Gamma_S|^2) \tag{6.17}$$

$$|1-\Gamma_{Ge}\Gamma_U|^2+|1+\Gamma_{Ge}\Gamma_U|^2=2(1+|\Gamma_{Ge}\Gamma_U|^2) \tag{6.18}$$

従って，式 (6.13)，(6.14)，(6.17) から次式が得られる。

$$M\cdot(1-|\Gamma_S|^2)\cdot\frac{\eta_{eS}}{\eta_{eR}}\cdot\left(\frac{P_{RNS}}{P_{SN}}+\frac{P_{RAS}}{P_{SA}}\right)=2(1+|\Gamma_{Ge}\Gamma_S|^2) \tag{6.19}$$

同様に，式 (6.15)，(6.16)，(6.18) から次式が得られる。

$$M\cdot(1-|\Gamma_U|^2)\cdot\frac{\eta_{eU}}{\eta_{eR}}\cdot\left(\frac{P_{RNU}}{P_{UN}}+\frac{P_{RAU}}{P_{UA}}\right)=2(1+|\Gamma_{Ge}\Gamma_U|^2) \tag{6.20}$$

結局，式 (6.19) と (6.20) の比から，η_{eU} の測定式が，次のように求まる。

$$\eta_{eU}=\eta_{eS}\cdot\frac{\dfrac{P_{RNS}}{P_{SN}}+\dfrac{P_{RAS}}{P_{SA}}}{\dfrac{P_{RNU}}{P_{UN}}+\dfrac{P_{RAU}}{P_{UA}}}\cdot\frac{1-|\Gamma_S|^2}{1-|\Gamma_U|^2}\cdot\frac{1+|\Gamma_{Ge}\Gamma_U|^2}{1+|\Gamma_{Ge}\Gamma_S|^2} \tag{6.21}$$

これが，本測定法の基本となる式である。ここで，不整合による多重反射を示す第4項は，はじめに述べたように非常に小さく，測定誤差として取り扱う。

30 GHz 帯の比較測定は，上述の取替同時比較と $\lambda_g/4$ スペーサを用いる方式とし，次節で，実際の測定装置を構成する。

100 GHz 帯の比較測定では，4.2節で述べた円形薄膜ボロメータマウントを標準器とする。従って，円形導波管型の電力計を校正するための比較測定は，30 GHz 帯と同じ方式が可能である。しかし，一般に多く用いられる方形導波管型の電力計を校正するには特性の分ったモード変換用のアダプタを必要とする。その場合，アダプタの透過係数の大きさ $|S_{12}|$ の決定精度が比較測定において，最も大きな誤差要因となることが予想される。そこで，比較測定の方式として，簡単な取替比較法を採用した。また，100 GHz 帯では，導波管断面が著しく小さくなるため，インピーダンス不整合による誤差が30 GHz 帯の場合より大きくなることが考えられるため，電力測定は，$\lambda_g/4$ technique を用いることとした。

100 GHz 帯の比較測定方式の考え方を図6.7に示す。測定開口 T_A の導波管型は，方形，円形いずれに決めても良いが，ここでは，方形とした。測定は，まずアダプタを付けて，標準円形マウントについて $\lambda_g/4$ スペーサを入れない場合と入れた場合について行ない，つぎに，アダプタを取り除いて，未知方形マウントについて同様に測定する。それらの測定値を用いて未知方形

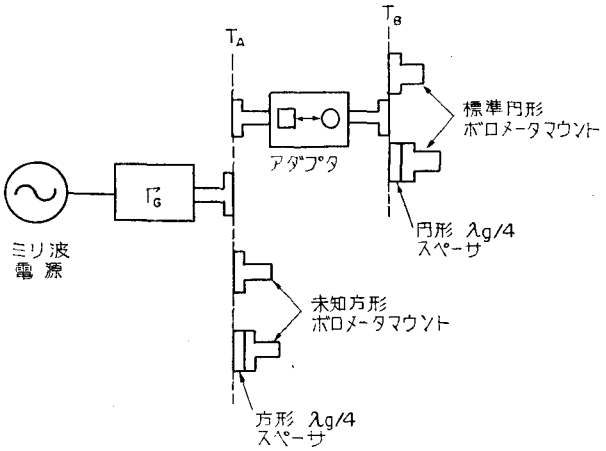


図 6.7 100 GHz 帯モード変換型比較測定方式

マウントの実効能率を決定することができる。以下で，本方式による測定式の導出を行なう。はじめに，アダプタの透過係数の大きさ $|S_{12}|$ の測定方法を，ついで実効能率測定式について論じる。

本方式のようなモード変換型の比較測定は，マイクロ波帯で同軸導波管変換器を用いて，異なる導波路の標準マウントにより，未知マウントを校正するのによく行なわれ，詳細に検討された[73)74)]。たとえば，非常に特性のそろった2個のモード変換器を使用し，いわゆる Back-to-Back method[75)] によりその挿入損失を求めて，その半分をアダプタの効率としている。この場合，2個の効率の違いを基に効率決定における誤差を評価している。しかし 100 GHz 帯では，アダプタを構成するモード変換器の変換損失自体が大きく，かつ個別のばらつきが大きいので，効率を等しいと仮定した場合は非常に大きな誤差要因となると考えられる。ここでは，モード変換型の比較測定で基本的なパラメータであるアダプタの透過係数 S_{12} の大きさの二乗即ち $|S_{12}|^2$ を，2個のアダプタを用いて，個々に求めることとする。これは，まず2個のアダプタの出力比を測定し，ついで，Back-to-Back method によって，アダプタペアの挿入損失を測定することにより求められる。

ここで，アダプタは，可逆的 ($S_{12}=S_{21}$)，挿入損失測定は，方形導波管系で行なうことにする。使用するアダプタを A，B とし，S マトリクスをそれぞれ (S^a)，(S^b) とする。$|S_{12}{}^a|^2$ または $|S_{12}{}^b|^2$ を決定するには，図 6.8 に示す4回の電力測定が必要である。ここで，Γ_G は，電源の反射係数，$\hat{a}_G$ は，$\Gamma_G=0$ のときの出力振幅である。a，b は，それぞれ，図 6.8(a) の開口1における反射波，進行波を示す。$a_2{}^a$，$a_2{}^b$ は，同図(b)(c)の開口2における反射波を，$b_2{}^a$，$b_2{}^b$ は，同じく進行波を示す。$a_2{}^p$，$b_2{}^p$ は，同様に，(d)の開口2における反射波，進行波である。Γ_R および Γ_D は，それぞれ，方形または，円形導波管型の電力計の反射係数である。

(S^p) は，同図(d) のアダプタペアの S マトリクスであり，A，B の S マトリクスを縦続接続に

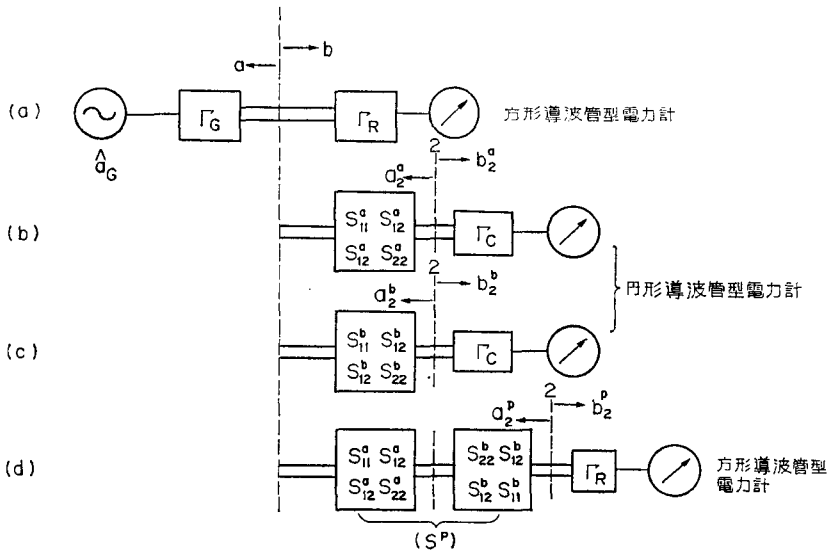


図 6.8 アダプタの $|S_{12}|^2$ の測定

適したTマトリクス[76]に一度変換した後，B，Aの順で積をとり，逆変換することにより容易に求められ，つぎのようになる。

$$(S^p)=\frac{S_{12}{}^a S_{12}{}^b}{1-S_{22}{}^a S_{22}{}^b}\begin{pmatrix}\dfrac{S_{11}{}^a}{S_{12}{}^a}\left(S_{12}{}^b-\dfrac{S_{11}{}^b S_{22}{}^b}{S_{12}{}^b}\right)+\dfrac{S_{11}{}^a}{S_{12}{}^a S_{12}{}^b} & 1 \\ 1 & \dfrac{S_{11}{}^b}{S_{12}{}^b}\left(S_{12}{}^a-\dfrac{S_{11}{}^a S_{22}{}^a}{S_{12}{}^a}\right)+\dfrac{S_{22}{}^a}{S_{12}{}^a S_{12}{}^b}\end{pmatrix} \tag{6.22}$$

従って，同図(d)の場合も，(b)，(c)と同様に取り扱うことができる。さらに，これらの回路は，等価電源の考え方[77]により，同図(a)の最も簡単な回路に変換することができる。まず，図6.8の(a)の開口1における進行波bは，次式で示される。

$$b=\frac{\hat{a}_G}{1-\Gamma_G\Gamma_R} \tag{6.23}$$

同図(b)，(c)，(d)の回路は，等価電源の考え方[77]により，開口2の左側は，パラメータ（振幅，反射係数）が，それぞれ，$(\hat{b}_2{}^a,\ \hat{\Gamma}_2{}^a)$，$(\hat{b}_2{}^b,\ \hat{\Gamma}_2{}^b)$および$(\hat{b}_2{}^p,\ \hat{\Gamma}_2{}^p)$を持つ電源に置き換えられる。その結果開口2の進行波$b_2{}^a$，$b_2{}^b$および$b_2{}^p$は，式(6.23)と同じ形で表わされる。

$$b_2{}^a=\frac{\hat{b}_2{}^a}{1-\hat{\Gamma}_2{}^a\Gamma_D}\ \text{ただし，}\ \hat{b}_2{}^a=\frac{S_{12}{}^a\hat{a}_G}{1-S_{11}{}^a\Gamma_G},\ \hat{\Gamma}_2{}^a=S_{22}{}^a+\frac{(S_{12}{}^a)^2\Gamma_G}{1-S_{11}{}^a\Gamma_G} \tag{6.24}$$

$$b_2{}^b=\frac{\hat{b}_2{}^b}{1-\hat{\Gamma}_2{}^b\Gamma_C}\ \text{ただし，}\ \hat{b}_2{}^b=\frac{S_{12}{}^b\hat{a}_G}{1-S_{11}{}^b\Gamma_G},\ \hat{\Gamma}_2{}^b=S_{22}{}^b+\frac{(S_{12}{}^b)^2\Gamma_G}{1-S_{11}{}^b\Gamma_G} \tag{6.25}$$

$$b_2{}^p=\frac{\hat{b}_2{}^p}{1-\hat{\Gamma}_2{}^p\Gamma_R}\ \text{ただし，}\ \hat{b}_2{}^p=\frac{S_{12}{}^p\hat{a}_G}{1-S_{11}{}^p\Gamma_G},\ \hat{\Gamma}_2{}^p=S_{22}{}^p+\frac{(S_{12}{}^p)^2\Gamma_G}{1-S_{11}{}^p\Gamma_G} \tag{6.26}$$

(b) と (c) の測定からアダプタ A, Bに対する出力の比K_rが，(a) と (d) の測定からアダプタペアの挿入損失 K_p が求められる。電力の測定は，(a) (d) および (b) (c) では同一の電力計で行なうことに注意（Γ_R または Γ_C 一定）して，式 (6.23)～(6.26) から，K_r, K_p は，次式で表わされる。

$$K_r=\left|\frac{b_2{}^a}{b_2{}^b}\right|^2=\left|\frac{S_{12}{}^a}{S_{12}{}^b}\right|^2\cdot\left|\frac{1-S_{11}{}^b\,\Gamma_G}{1-S_{11}{}^a\,\Gamma_G}\right|^2\cdot\left|\frac{1-\hat{\Gamma}_2{}^b\,\Gamma_C}{1-\hat{\Gamma}_2{}^a\,\Gamma_C}\right|^2 \tag{6.27}$$

$$K_p=\left|\frac{b_2{}^p}{b_2}\right|^2=\frac{|S_{12}{}^a\,S_{12}{}^b|^2}{|1-S_{22}{}^a\,S_{22}{}^b|^2\cdot|1-S_{11}{}^p\,\Gamma_G|^2}\cdot\left|\frac{1-\Gamma_G\,\Gamma_R}{1-\hat{\Gamma}_2{}^p\,\Gamma_R}\right|^2 \tag{6.28}$$

上の二式から，$|S_{12}{}^a|^2$ は，つぎのように表わせる。

$$|S_{12}{}^a|^2=\sqrt{K_rK_p}\cdot|(1-S_{22}{}^a\,S_{22}{}^b)(1-S_{11}{}^p\,\Gamma_G)|$$
$$\cdot\left|\frac{1-S_{11}{}^a\,\Gamma_G}{1-S_{11}{}^b\,\Gamma_G}\cdot\frac{1-\hat{\Gamma}_2{}^p\,\Gamma_R}{1-\Gamma_G\,\Gamma_R}\cdot\frac{1-\hat{\Gamma}_2{}^a\,\Gamma_C}{1-\hat{\Gamma}_2{}^b\,\Gamma_C}\right| \tag{6.29}$$

$\lambda_g/4$ technique により電力測定を行なえば，電力計による多重反射たとえば，$\hat{\Gamma}_2{}^p\,\Gamma_R$ の影響は，$|\hat{\Gamma}_2\,\Gamma_R|^2$ となり 10^{-6} 程度である。そこで，Γ_R, Γ_C を含む項は無視できて，式 (6.29) は，次のようになる。

$$|S_{12}{}^a|^2=\sqrt{K_rK_p}\cdot|(1-S_{22}{}^a\,S_{22}{}^b)(1-S_{11}{}^p\,\Gamma_G)|\cdot\left|\frac{1-S_{11}{}^a\,\Gamma_G}{1-S_{11}{}^b\,\Gamma_G}\right| \tag{6.30}$$

上式の第2項以降は，アダプタの反射特性および電源反射係数等の関数であるが，1に非常に近い。そこでこれを誤差項とすれば，$|S_{12}{}^a|^2$ は，$\sqrt{K_rK_p}$ により求められる。

つぎに，$|S_{12}{}^a|^2$ の分ったアダプタを用いて，比較測定式を導く。以下簡単のために，肩記号 a を省略する。また標準円形マウントの反射係数を Γ_S, 未知方形マウントの反射係数を Γ_U とする。

アダプタに標準円形マウントを接続した時の進行波は，式 (6.24) から次式で与えられる。

$$b_2=\frac{S_{12}\,\hat{a}_G}{(1-S_{11}\,\Gamma_G)(1-S_{22}\,\Gamma_S)-S_{12}{}^2\,\Gamma_G\,\Gamma_S} \tag{6.31}$$

測定される電力 P_{MS} は，ボロメータマウントの実効能率を η_{es} とすれば，$\eta_{es}(1-|\Gamma_S|^2)|b_2|^2$ で求められる。従って，上式を用いて，P_{MS} は次式で与えられる。

$$P_{MS}=\eta_{es}\left|\frac{S_{12}}{(1-\Gamma_{Ga}\,\Gamma_S)(1-S_{11}\,\Gamma_G)}\right|^2(1-|\Gamma_S|^2)|\hat{a}_G|^2 \tag{6.32}$$

ただし，$\Gamma_{Ga}=\dfrac{S_{22}(1-S_{11}\,\Gamma_G)+S_{12}{}^2\,\Gamma_G}{1-S_{11}\,\Gamma_G}$

$\lambda_g/4$ technique により，スペーサを挿入した場合の測定値を P'_{MS} とすれば，P'_{MS} は，上式で $\Gamma_S\to-\Gamma_S$ とおいて得られる。

$$P'_{MS}=\eta_{es}\left|\frac{S_{12}}{(1+\Gamma_{Ga}\,\Gamma_S)(1-S_{11}\,\Gamma_G)}\right|^2(1-|\Gamma_S|^2)|\hat{a}_G|^2 \tag{6.33}$$

式 (6.9) を用いれば，上式は，つぎのようになる。

$$|\hat{a}_G|^2=\frac{2|1-S_{11}\Gamma_G|^2(1+|\Gamma_{Ga}\Gamma_S|^2)}{\eta_{es}|S_{12}|^2(1-|\Gamma_S|^2)}\cdot\frac{P_{MS}P'_{MS}}{P_{MS}+P'_{MS}} \tag{6.34}$$

未知方形マウントについても同様に，スペーサを入れない時の測定値を P_{MU}，入れた時の測定値を P'_{MU} とすれば，式 (6.23) から，それぞれつぎのように表わされる。

$$P_{MU}=\frac{\eta_{eU}(1-|\Gamma_U|^2)}{|1-\Gamma_G\Gamma_U|^2}|\hat{a}_G|^2 \tag{6.35}$$

$$P'_{MU}=\frac{\eta_{eU}(1-\Gamma_U|^2)}{|1+\Gamma_G\Gamma_U|^2}|\hat{a}_G|^2 \tag{6.36}$$

式 (6.9) を用いて，$|\hat{a}_G|^2$ は次式で与えられる。

$$|\hat{a}_G|^2=\frac{2(1+|\Gamma_G\Gamma_U|^2)}{\eta_{eU}(1-|\Gamma_U|^2)}\cdot\frac{P_{MU}P'_{MU}}{P_{MU}+P'_{MU}} \tag{6.37}$$

式 (6.34) と式 (6.37) から，η_{eU} は，次式となる。

$$\eta_{eU}=\eta_{eS}|S_{12}|^2\frac{P_{MU}P'_{MU}}{P_{MU}+P'_{MU}}\cdot\frac{P_{MS}+P'_{MS}}{P_{MS}P'_{MS}}\cdot\frac{1-|\Gamma_S|^2}{1-|\Gamma_U|^2}\cdot\frac{1}{|1-S_{11}\Gamma_G|^2}\cdot\frac{1+|\Gamma_G\Gamma_U|^2}{1+|\Gamma_{Ga}\Gamma_S|^2} \tag{6.38}$$

ここで，最後の二項を誤差項として，6.5 節で評価することとすれば，η_{eU} は次式から求められる。

$$\eta_{eU}=\eta_{eS}|S_{12}|^2\frac{P_{MU}P'_{MU}}{P_{MU}+P'_{MU}}\cdot\frac{P_{MS}+P'_{MS}}{P_{MS}P_{MS}}\cdot\frac{1-|\Gamma_S|^2}{1-|\Gamma_U|^2} \tag{6.39}$$

以上，比較測定方式を，30 GHz 帯と 100 GHz 帯の場合について考察した。

30 GHz 帯では，取替同時比較と $\lambda_g/4$ technique を組み合わせた測定方式，100 GHz 帯では，標準円形ボロメータマウントによって未知の方形ボロメータマウントを校正するために，アダプタを用いるモード変換型の比較測定を，取替比較と $\lambda_g/4$ technique を組み合わせて行なう方式について，原理を考察し，測定式を導いた。

6.3 30 GHz 帯用比較測定装置

30 GHz 帯で用いる比較測定装置の回路構成を，**図 6.9** に，外観を **写真 6.1** に示す。測定方式は，取替同時比較と $\lambda_g/4$ technique を組み合わせたものである。

電力比較のための三開口回路には，二次側の一端を終端した方向性結合器(HP R752A) を用いた。その結合度は，約 3 dB，方向性は，約 −31 dB である。この方向性結合器の入出力側には，整合特性を変えて測定を行なうことができるように，チューナを挿入した。これには，無損失で反射特性のみを変化することができるように，EH チューナを用いた。これは，本比較測定では不要であるが，$\lambda_g/4$ technique の効果を確認するために付加したものである。

$\lambda_g/4$ スペーサは，周波数 35 GHz に合わせており，2.68 mm の厚さの銅製で表面に金メッキしたものである。被測定電力計は，すべて薄膜ボロメータマウント[37]を用いた。**表 6.2** に示すよ

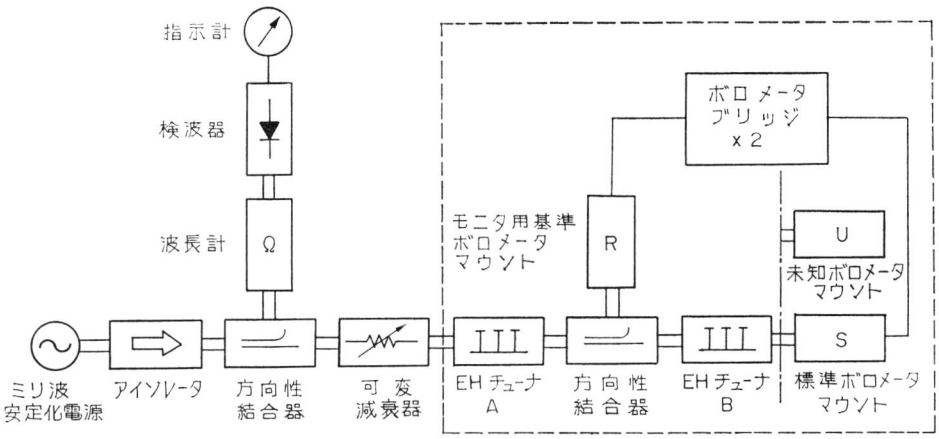


図 6.9 30 GHz 帯比較測定実験の回路構成

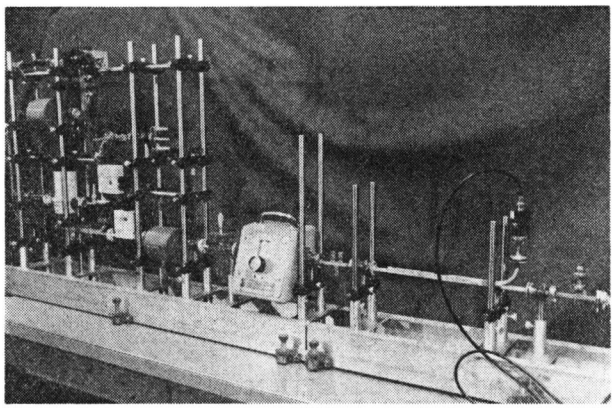


写真 6.1 30 GHz 帯用比較測定装置

表 6.2 使用したボロメータマウント（30 GHz 帯）

ボロメータ マウントの名称	用　途	電圧 定在波比	反射係数
A—4	標　準	1.026	0.0128
34—1F	基　準	1.148	0.0689
A—3	被校正	1.063	0.0305
A—6	被校正	1.161	0.0745

うに，標準および基準マウントは，各1個，未知マウントは，特性の異なるものを2個用意した。

測定実験は，周波数 35 GHz で，チューナAまたはBを調整し，電源側の等価的な反射係数 Γ_{Ge} を変えて，次の三通りの場合について行なった。

(1) 前節で述べた取替同時比較で Γ_{Ge} を零とする調整[70]を行ない，電力の測定値と式 (6.6) から，実効能率比 η_{eU}/η_{eS} を決定した。ここで，次の (2)，(3) との比較のため，スペーサ

表 6.3 電力比の測定例

標準ボロメータマウント；A4
基準ボロメータマウント；34—1F

測定時刻	標準マウント		基準マウント		電力比
	バイアス電力 (mW)	ミリ波電力 (mW)	バイアス電力 (mW)	ミリ波電力 (mW)	
15：50	33.1892		26.8652		
53	24.0278	9.1549	16.6801	10.1856	0.89878_0
56	33.1763		26.8670		
59	24.0248	9.1477	16.6889	10.1779	8.89878_2
16：02	33.1686		26.8669		
05	24.0230	9.1435	16.6926	10.1734	0.89876_8
08	33.1645		26.8661		
11	24.0176	9.1469	16.6896	10.1767	0.89881_0
14	33.1639		26.8669		
平均値	—	9.1483	—	10.1785	0.89878_5

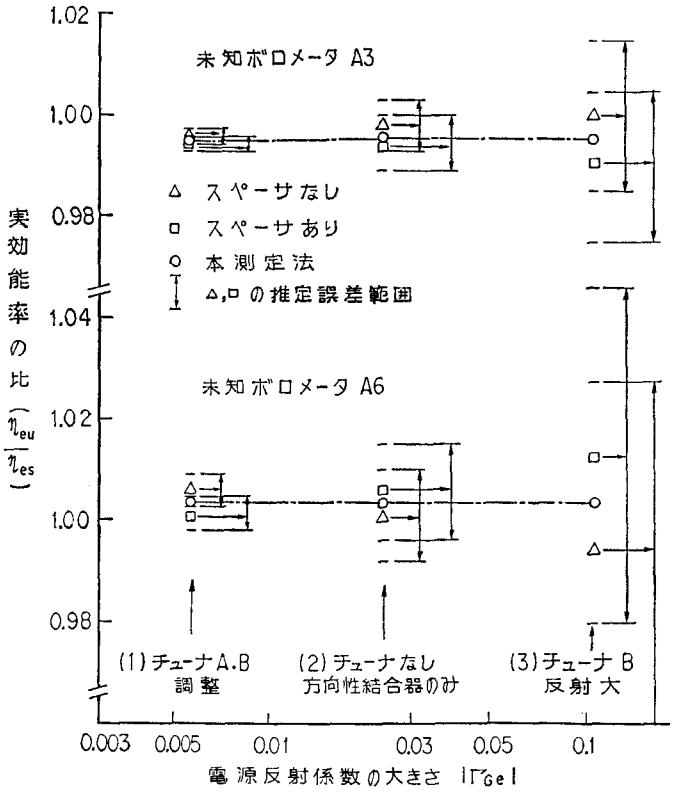


図 6.10 30 GHz 帯比較測定実験の結果

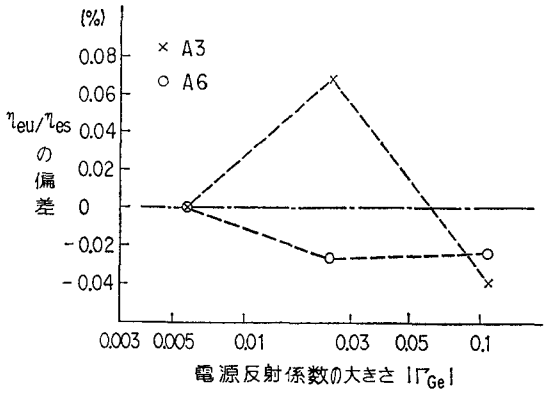


図 6.11 本測定による η_{eU}/η_{eS} の (1) の値に対する偏差

表 6.4 実効能率測定例 (30 GHz 帯)

標準ボロメータマウント 4—4	未知ボロメータマウント A—3	未知ボロメータマウント A—6
94.5_1%	94.1_4%	94.8_6

を入れない場合と入れた場合の両方について測定した。($|\Gamma_{Ge}|=0.006$)

(2) チューナA, Bを取りはずし，方向性結合器のみとし，無調整で $\lambda_g/4$ technique による測定を行なった。測定値と，式 (6.21) により η_{eU}/η_{eS} を決定した。($|\Gamma_{Ge}|=0.028$)

(3) $|\Gamma_{Ge}|$ が大きいとして，$\lambda_g/4$ technique を用いた比較測定法の有用性を調べるため，チューナBを付けて整合をずらし，電源側の反射を大きくして，(2) と同様に測定を行なった。($|\Gamma_{Ge}|=0.11$)

上記の各場合とも，表 6.1 に示すように 4 回の同時比較測定が必要である。1 回の測定毎に，周囲温度変動によるドリフトを補償し，偶発誤差を減少するため，一定時間間隔で 4 回測定を行ない平均した。この測定例として，得られたデータの一部を**表 6.3** に示す。

(1)～(3)の一連の測定を行ない，各$|\Gamma_{Ge}|$の大きさに対し，η_{eU} を η_{eS} で規格化した結果を，**図 6.10** に示す。ここで，△，□は，式 (6.6) を用い，単一の測定を行なったとした時の値である。これらの測定値に対し，次節の誤差評価から得られる誤差の範囲を同時に示した。○は，$\lambda_g/4$ technique により，式 (6.21) から求めた結果である。**図 6.11** は，η_{eU}/η_{eS} の (1) の値に対する百分率偏差を表わしている。未知ボロメータマウント A6 のように，反射が大きい場合，$|\Gamma_{Ge}|$が相当良く調整された状態 ((1)の場合) でも，単一の比較測定では，±0.3% 程度のばらつきが残ることが分る。これは，$|\Gamma_{Ge}|$が大きくなると ((3) の場合) 数% にもなる。しかし，本比較測定法により求めた η_{eU}/η_{eS} 従って η_{eU} は，図 6.11 からも明らかなように，いずれのマウントも，$|\Gamma_{Ge}|$が 0.1 まで ±0.06% 以下の偏差であり，非常によい一致を示した。

おわりに，標準マウントの実効能率 η_{eS} と図 6.10 の(2)に対する η_{eU}/η_{eS} から求めた各被校正マウントの実効能率の値を，**表 6.4** に示した。

6.4　100 GHz 帯用比較測定装置

100 GHz 帯用の比較測定装置の構成を，**図 6.12** に，その外観を**写真 6.2** に示す。円形ボロメータどおしの比較測定については，前節の 30 GHz 帯の場合と同様であるから，ここでは，標準マウントを円形とし，未知マウントを方形ボロメータマウントとする比較測定装置について述べる。

はじめに，モード変換を行なうためのアダプタについて，その反射，変換特性等を調べ，この結果に基づいて比較測定実験を行なう。

アダプタの構成を**写真 6.3** に示す。アダプタは，方形一円形モード変換器，らせん導波管および円形ボロメータマウント用フランジ変換部の三つの要素から成っている。モード変換器（H社 W6410）は，断面が方形一扇形一円形とテーパ状に変化する方形 TE_{10}一円形 TE_{01} モード変換用のものである。らせん導波管は，モード変換器によって発生する不要モードを除去するためのモードフィルタとして用いる。これらの諸特性を，**表 6.5** に示す。フランジ変換部は，標準円形

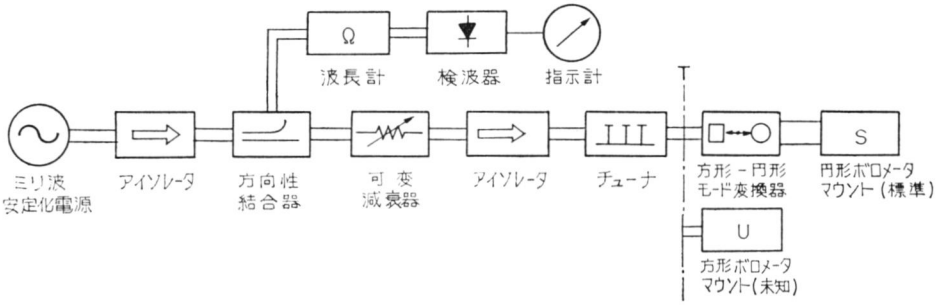


図 6.12　100 GHz 帯用比較測定装置

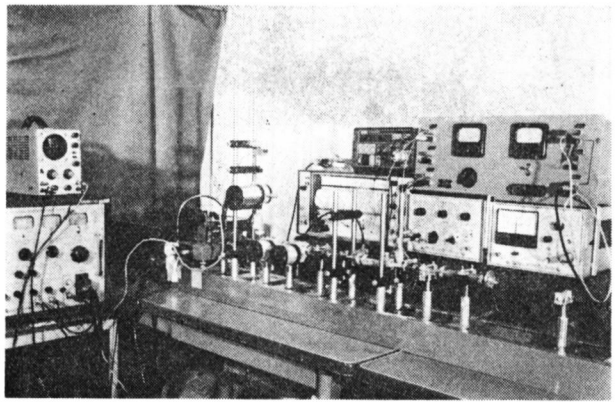


写真 6.2　100 GHz 帯用比較測定装置

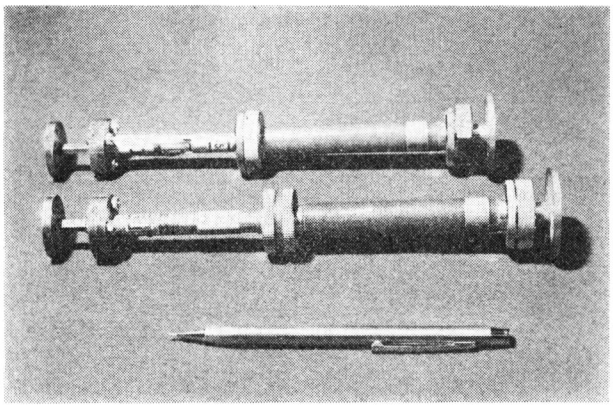


写真 6.3 方形円形変換アダプタ

表 6.5 モード変換器とらせん導波管の規格

モード変換器 (W 6410)	周 波 数 帯	75−110 GHz
	M_{in} VSWR (方形開口)	1.2
	M_{ax} 変換損失	1.5 dB
	方形導波管	WR 10
	円形導波管	5.5 mmϕ
らせん導波管 (W 9308)	周 波 数 帯	75−110 GHz
	M_{in} TE_{11} モード挿入損失	20 dB
	長さ	100 mm
	フランジ	TCM-55, TCF-55

表 6.6 アダプタの特性

	A	B
方形開口 VSWR	: 1.067	1.051
円形開口 VSWR	: 1.058	1.062
$\|S_{12}\|^2$	: 0.7846(±0.2%)	0.8000(±0.2%)

ボロメータマウントのフランジを円形導波管用に変換する長さ 17 mm の円形導波管である。

同様な構成のアダプタ 2 個を用いて，6.2 節で述べた方法により測定した各アダプタの $|S_{12}|^2$ を VSWR 特性と共に**表 6.6** に示す。

さて，標準マウントは，**写真 6.4** に示す Eight-fan-type ボロメータマウントとし，未知マウントは，市販のサーミスタマウント (W-2502) を使用した。アダプタは表 6.6 の B を用い，周波数 100 GHz で実験を行なった。比較測定の手順は，つぎのとおりである。

はじめに，図 6.12 において，測定開口 T から見た電源側反射係数 $|\Gamma_G|$ をできるだけ小さくなるようにチューナを調整する。これは，実際には，アイソレータとチューナ部を取りはずし，定在波測定器により行なう。この調整によって，測定式 (6.38) の誤差項にある $S_{11}\Gamma_G$ を小さ

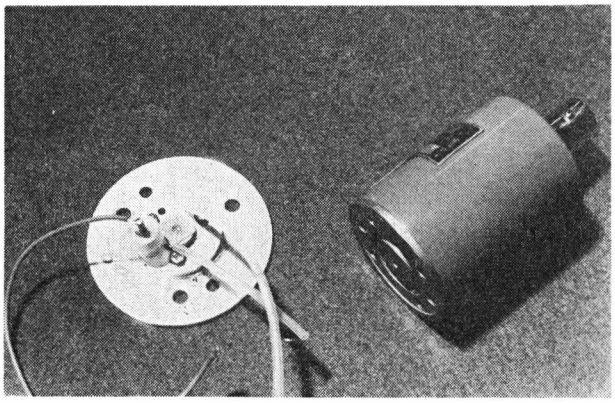


写真 6.4 比較測定に用いた円形および方形ボロメータマウント

表 6.7 100 GHz 帯比較測定結果の一例

測定項目＼マウント種類	標準円形マウント (No. 8102)	未知方形マウント (サーミスタ)
スペーサなし	P_{MS} : 9.200(mW)	P_{MU} : 5.943(mW)
スペーサあり	P'_{MS} : 9.179(mW)	P'_{MU} : 5.712(mW)
反射係数	Γ_S : 0.019	Γ_U : 0.011
η_{eU}/η_{es}	—	0.5070
η_{es}	0.973	0.493

電力測定値は，3回の測定の平均値（ばらつきは±0.05%）

くすることができる。調整の後，アダプタBと円形ボロメータマウントを測定開口に取り付け，$\lambda_g/4$ technique により，ボロメータ電力測定を行ない，P_{MS}，P'_{MS} を得る。ついで，測定開口Tで，未知のボロメータマウントに取り替えて，同様の測定を行ない，P_{MU}，P'_{MU} を得る。各電力測定は，30 GHz 帯の場合と同じく，一定時間間隔で数回繰返して行なう。この測定によって得られた電力を式（6.39）へ代入し，未知マウントの実効能率を決定する。測定結果の一例を，**表 6.7** に示す。

6.5 誤差評価

これまで述べたように，ミリ波電力の比較測定の方式は，30 GHz 帯に対してスペーサを用いた取替同時比較方式を，100 GHz 帯に対して，モード変換アダプタを用いた取替比較方式である。測定誤差の評価を行なうに当って，両方式には共通した誤差要因が多いが，ここでは，それぞれの場合について考察する。

はじめに，30 GHz 帯用の比較測定における誤差評価を行なう。

本比較測定における誤差の要因としては，(1) 不整合誤差，(2) スペーサ誤差，(3) 置換電力

測定誤差等の系統的な誤差および偶発誤差が考えられる。これらの誤差要因について考察し評価する。

(1) 不整合誤差 ε_r

これは，比較測定に用いた標準および未知のボロメータマウントの反射係数 Γ_S, Γ_U および Γ_{Ge} 等が零でないため生じるもので，式 (6.21) の第3，第4項で示される。まず，第3項 $(1-|\Gamma_S|^2)/(1-|\Gamma_U|^2)$ は，あらかじめ $|\Gamma_S|$ および $|\Gamma_U|$ を測定し，補正を行なうことができる。しかし，反射測定の不正確さは，誤差として残る。この誤差は，マウントによる一次反射によるものといえるが，特に，ミリ波のように，反射係数測定精度が低くなってくると問題になる。

さらに，式 (6.21) の第4項 $(1+|\Gamma_{Ge}\Gamma_U|^2)/(1+|\Gamma_{Ge}\Gamma_S|^2)$ は，多重反射による誤差と考えられる。これは，本測定法では著しく小さくできると予想される。

不整合誤差は，以上の二つの場合に分けて評価できる。

(1).1 一次反射による不整合誤差 ε_{ri}

これは，式 (6.21) の第3項 $(1-|\Gamma_S|^2)/(1-|\Gamma_U|^2)$ に起因するが，$|\Gamma_S|$, $|\Gamma_U|$ 自体，二つの理由によって真の値と異なる。その一つは，二個の被測定マウントの反射係数 $|\Gamma_S|$ または，$|\Gamma_U|$ の大きさを決定するのに伴う不正確さ ε_{rim} であり，もう一つは，これらのマウントを被測定端に取り付けた時のずれによって生じる不正確さ，ε_{rir} である。

用いるボロメータマウントの反射係数の大きさの測定誤差が ε_{ref} であるとすれば，未知ボロメータマウントの実効能率決定誤差は，式 (6.21) の第3項から

$$\varepsilon_{rim}=\frac{\partial\eta_{eU}}{\eta_{eU}}=2\left(\frac{|\Gamma_S|^2}{1-|\Gamma_S|^2}+\frac{|\Gamma_U|^2}{1-|\Gamma_U|^2}\right)\varepsilon_{ref} \tag{6.40}$$

で表わされる。この誤差は，マイクロ波帯では，ε_{ref} が小さくあまり問題とならない。しかし，ミリ波帯では，ε_{ref} が大きくなり，無視できなくなる。例えば，標準マウントの VSWR (電圧定在波比) を 1.05 ($\Gamma_S\approx0.024$)，未知マウントの VSWR を 1.10 ($\Gamma_U\approx0.048$)，$\varepsilon_{ref}=\pm2\times10^{-2}$ とした場合，誤差は，±0.012% となる。

つぎに，被測定マウントを取付ける際，反射係数の大きさ $|\Gamma|$ に，$|\Delta\Gamma|$ のずれがあるとすれば，これによる反射係数の大きさの不正確さは，$|\Delta\Gamma/\Gamma|$ である。従って，これによる実効能率決定誤差は，式 (6.40) の ε_{ref} の代りに $|\Delta\Gamma/\Gamma|$ を代入し，次式で求められる。

$$\varepsilon_{rir}=\pm2|\Delta\Gamma|\left(\frac{|\Gamma_S|}{1-|\Gamma_S|^2}+\frac{|\Gamma_U|}{1-|\Gamma_U|^2}\right) \tag{6.41}$$

$|\Delta\Gamma|$ は，マウントを反射係数測定器（定在波測定器を使用）に繰返し付けはずして反射の大きさを測定し，そのばらつきから，ほぼ $\pm1.7\times10^{-3}$ と推定される[12]。従って，ε_{rim} の場合と同じマウントの反射係数に対し，ε_{rir} は，±0.025% となる。

(1).2 多重反射に基づく誤差 ε_{rm}

これは，式 (6.21) の第4項から，次式により求められる。

$$\varepsilon_{rm}=\frac{1+|\Gamma_{Ge}\Gamma_U|^2}{1+|\Gamma_{Ge}\Gamma_S|^2}-1 \tag{6.42}$$

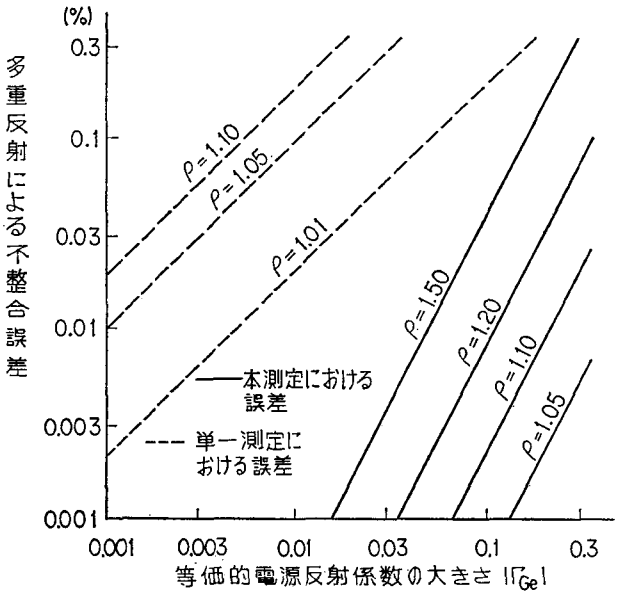


図 6.13 多重反射による不整合誤差

通常，$|\Gamma_{Ge}|$，$|\Gamma_S|$，$|\Gamma_U|<0.1$ と考えられるから，$|\Gamma_{Ge}\Gamma_U|^2$，$|\Gamma_{Ge}\Gamma_S|^2<10^{-4}\ll 1$ となり，式（6.42）は，次のように書き直せる。

$$\varepsilon_{rm}\approx|\Gamma_{Ge}|^2(|\Gamma_U|^2-|\Gamma_s|^2) \tag{6.43}$$

従って，$|\Gamma_U|\approx|\Gamma_S|$ の場合には，$\varepsilon_{rm}\approx 0$ となる。ふつう $|\Gamma_U|>|\Gamma_S|$ であるから上式から，ε_{rm} の最大値 $\varepsilon_{rm\ max}$ は，

$$\varepsilon_{rm\ max}\approx|\Gamma_{Ge}|^2|\Gamma_U|^2 \tag{6.44}$$

となる。

一方，式（6.6）で示される従来の単一測定の場合にこの誤差 ε'_{rm} は，次式で求められる。

$$\varepsilon'_{rm}=\pm 2\,|\Gamma_{Ge}|(|\Gamma_U|+|\Gamma_S|) \tag{6.45}$$

従って，ε'_{rm} の最大誤差 $\varepsilon'_{rm\ max}$ は，$|\Gamma_U|>|\Gamma_S|$ に対して，

$$\varepsilon'_{rm\ max}=\pm 4\,|\Gamma_{Ge}|\,|\Gamma_U| \tag{6.46}$$

となる。

図 6.13 に，$|\Gamma_U|$ に対応する定在波比 ρ をパラメータとし，不整合誤差の大きさ $\varepsilon_{rm\ max}$ を，単一の測定法の誤差 $\varepsilon'_{rm\ max}$ と共に示す。これから，本測定法によれば，多重反射による不整合誤差は，単一測定の場合に比して著しく小さくなることが分る。実際に使用する比較回路では，$|\Gamma_{Ge}|<0.05$ とすることは容易であるので，定在波比 1.5（$\Gamma\approx 0.024$）のボロメータマウントを校正する場合でも，この不整合誤差 ε_{rm} は，0.01% 以下である。

(2) スペーサ誤差 ε_s

本測定で使用するスペーサが無損失で，正確に $\lambda_g/4$ の幅であれば問題ないが，実際のものは，

不完全である。スペーサの減衰および幅の不正確さは，比較測定に影響する。これらの誤差要因について，式（6.21）を基に考察する。

(2).1 減衰に基づく誤差 ε_{sa}

損失のあるスペーサを用いることにより，式（6.21）の第2項の P_{SA} および P_{UA} の測定に誤差を生ずる。そこで，P_{SA} と P_{UA} を次式のように置く。

$$P_{SA}=k\ P_{UA}=P \tag{6.47}$$

ただし，k は，比例係数

式（6.21）の不整合を表わす項を K_m と置き，さらに，$a\sim d$ を次式のように置く。

$$a=\frac{P_{RNS}}{P_{SN}},\quad b=P_{RAS},\quad c=\frac{P_{RNU}}{P_{UN}},\quad d=P_{RAU} \tag{6.48}$$

η_{eU}/η_{eS} を $F(P)$ と表わせば，式（6.21）は次式となる。

$$F(P)=K_m\frac{aP+b}{cP+kd} \tag{6.49}$$

上式を P で微分して，次式が得られる。

$$\frac{\partial F(P)}{\partial P}=K_m\frac{kad-bc}{(cP+kd)^2} \tag{6.50}$$

比較測定誤差 ε_{sa} は，スペーサ損失による電力測定誤差を ε_{slp} とすると，次式で求められる。

$$\varepsilon_{sa}=\frac{\delta F(P)}{F(P)}=\frac{P}{F(P)}\cdot\frac{\partial F(P)}{\partial P}\ \frac{\delta P}{P}=\frac{P}{F(P)}\ \frac{\partial F(P)}{\partial P}\ \varepsilon_{slp} \tag{6.51}$$

従って，式（6.50）を，上式へ代入し，ε_{sa} は，次のようになる。

$$\varepsilon_{sa}=\frac{(kad-bc)P}{(ap+b)(cp+kd)}\ \varepsilon_{slp} \tag{6.52}$$

さて，スペーサの損失の影響のみを調べるため，電源安定度が良く，マウントの整合特性も十分良いと仮定することができる。この時，基準マウントの電力に関し，次のように置くことができる。

$$P_{RNS}\approx P_{RNU}\approx P_{RAS}\approx P_{RAU}\approx P_R \tag{6.53}$$

また，スペーサを付けない時の測定値 P_{SN} および P_{UN} の間に，式（6.47）と同等の関係が成り立つ。

$$P_{SN}\approx k\ P_{UN}\approx P \tag{6.54}$$

式（6.53），（6.54）を式（6.48）へ代入して，次式を得る。

$$a\approx\frac{P_R}{P},\ b\approx P_R,\ c\approx\frac{P_R}{kP},\ d\approx P_R \tag{6.55}$$

上式を式（6.52）へ代入し，ε_{sa} は，次式で表わされる。

$$\varepsilon_{sa}\approx\frac{k^2-1}{2(k^2+1)}\ \varepsilon_{alp} \tag{6.56}$$

ここで k は，式（6.54）から P_{SN}/P_{UN} にほぼ等しい。これは，式（6.1）から明らかなよう

に，入射電力 P_I が同じであれば標準マウントと未知マウントの校正係数の比に等しい。従って，ほぼ同じ校正係数を有するマウントに対しては，$k\approx1$ となり，$\varepsilon_{sa}\approx0$ となる。この比が，10% ずれているとすれば，$k=0.9$ または 1.1 となり，

$$\varepsilon_{sa}\approx\pm0.0475\ \varepsilon_{slp} \tag{6.57}$$

となる。実験では，表面を全メッキしたスペーサを用いており，導波管減衰を 1.18 dB/m（測定値）とすれば，$\varepsilon_{slp}=-7\times10^{-4}$ となる。従って，式（6.57）より ε_{sa} は，±0.003% と評価できる。

(2). 2 幅の不正確さに基づく誤差 ε_{sw}

使用するスペーサの幅が，実際の管内波長の 1/4 からずれていることにより，不整合により測定誤差を増加させるおそれがある。

スペーサの幅が，位相で表わして $\pi/2$ より $\delta\theta$ だけ大きいとし，式（6.21）の導出と同様の計算を行なえば，$\delta\theta\ll\pi/2$ の時，多重反射による不整合誤差の位相ずれによる誤差が，次式のように得られる。

$$\varepsilon_{sw}\approx\frac{1+\dfrac{2|\Gamma_{Ge}\Gamma_U|^2}{(1+|\Gamma_{Ge}\Gamma_U|^2}\delta\theta^2}{1+\dfrac{2|\Gamma_{Ge}\Gamma_S|^2}{(1+|\Gamma_{Ge}\Gamma_S|^2}\delta\theta^2}-1 \tag{6.58}$$

$|\Gamma_{Ge}\Gamma_s|^2\ll1$，$|\Gamma_{Ge}\Gamma_U|^2\ll1$ であるから，ε_{sw} は次式で近似される。

$$\varepsilon_{sw}\approx2|\Gamma_{Ge}|^2(|\Gamma_U|^2-|\Gamma_S|^2)\,\delta\theta^2 \tag{6.59}$$

$|\Gamma_{Ge}|=0.1$，$|\Gamma_U|=0.2$ とし，$\delta\theta$ が $\pi/2$ から 5% ずれているとしても，$\varepsilon_{sw\ max}$ は，0.001% 以下となり無視できる程度である。

(3) 置換電力測定誤差 ε_p

ボロメータマウントによる置換電力測定に伴う誤差は，式（6.21）の第 2 項から求められる。ここで，基準マウントと標準あるいは未知マウントによる測定値の比を 4 回計算する必要がある。電力の比を 1 回決定する時の誤差は，つぎのように求められる。

はじめに，基準マウントのバイアス電力を P_{r0}，バイアス電流を I_{r0} そして，標準（未知）マウントのそれらを P_{m0}，I_{m0} とする。つぎに，ミリ波電力を加えた場合に，基準マウントについて，(P_{r1}, I_{r1})，標準（未知）マウントについて (P_{m1}, I_{m1}) という値が得られたとすれば，ミリ波電力測定値の比は，次式で表わされる。

$$\frac{P_{r0}-P_{r1}}{P_{m0}-P_{m1}}=\left(\frac{I_{r0}}{I_{m0}}\right)^2\frac{1-\left(\dfrac{I_{r1}}{I_{r0}}\right)^2}{1-\left(\dfrac{I_{m1}}{I_{m0}}\right)^2} \tag{6.60}$$

上式より，電流比の測定誤差が ε_i としたら，電力の比の測定誤差は，$6\,\varepsilon_i$ となる。従って，本比較測定における置換電力測定誤差 ε_p は，

$$\varepsilon_p=24\,\varepsilon_i \tag{6.61}$$

表 6.8 30 GHz 帯比較測定誤差

系統誤差			
不整合誤差			
一次反射に基づく誤差			
反射係数の大きさ決定誤差	; ε_{rim}		±0.012%
マウント付替のずれによる誤差	; ε_{rir}		±0.025%
多重反射に基づく誤差	; ε_{rm}		+0.01 %
スペーサ誤差	; ε_s		±0.003%
置換電力測定誤差	; ε_p		±0.024%
	系統誤差小計	+0.074 −0.064	±0.07 %
偶発誤差	; ε_{ran}		±0.02%
	総合精度		±0.09%

となる。ε_i が 10^{-5} とすれば，ε_p は ±0.024% となる。

(4) 偶発誤差 ε_{ran}

表 6.3 の測定例から，電力比の測定値の平均二乗誤差 σ は，±0.005% である。従って，99.7 %の信頼区間で 3σ を誤差の大きさとすれば，偶発誤差 ε_{ran} は ±0.02% と推定される。

以上の誤差評価の結果を**表 6.8** に示す。これから，30 GHz 帯比較測定の総合精度は，±0.09 % と評価することができた。

つぎに，100 GHz 帯用の比較測定における誤差の評価を行なう。

円形ボロメータマウントを校正する場合は，30 GHz 帯とほぼ同様に論じられる。ここでは，6.2 節および前節に述べた標準円形ボロメータマウントによって，未知の方形導波管を校正するためのモード変換アダプタを用いた取替比較測定について考察する。この比較測定方式では，30 GHz 帯の比較測定において述べた誤差要因の外に，アダプタの決定に基づく電源変動誤差等が考えられる。特に，アダプタ誤差は，本測定において大きな要因であり，まず，これについて考察する。

(1) アダプタ誤差

これは，モード変換を行なうアダプタの $|S_{12}|^2$ を，式 (6.30) を用いて決定するときの誤差である。これには，同式の第 2 項以下で与えられる不整合によるもの，電力比の測定によるもの，アダプタおよびマウント付替によるものおよび測定時の偶発的な要因等が考えられる。

(1).1 不整合誤差 ε_{ar}

これは，式 (6.30) から，次式で表わされる。

$$\varepsilon_{ar}=|(1-S_{22}{}^aS_{22}{}^b)(1-S_{11}\Gamma_G)|\left|\frac{1-S_{11}{}^a\Gamma_G}{1-S_{11}{}^b\Gamma_G}\right|-1 \tag{6.62}$$

上式の S_{11} は，式 (6.22) から，次式で示される。

$$S_{11}=\frac{S_{11}{}^a\{1+(S_{12}{}^b)^2-S_{11}{}^bS_{22}{}^b\}}{1-S_{22}{}^aS_{22}{}^b} \tag{6.63}$$

表6.6から，$|S_{11}{}^a S_{22}{}^b|$，$|S_{22}{}^a S_{22}{}^b| \ll 1$，$|S_{12}{}^b|^2 \approx 0.8$ と考えられ $|S_{11}|$ の大きさは，ほぼ $2|S_{11}{}^a|$ とおくことができる。$|\Gamma_G| \approx 0.01$，$|S_{11}{}^a| \approx |S_{11}{}^b| \approx |S_{22}{}^a| \approx |S_{22}{}^b| \approx 0.03$ とした場合，式（6.62）の各要素の位相関係を考慮して，誤差の範囲として，±0.21% が得られる。

(2).2 電力比測定誤差 ε_{ap}

アダプタAおよびBの挿入損失の比は，円形ボロメータマウントを用いて，$\lambda_g/4$ technique により行なう。この場合4回の電力測定を行なうが，式（6.60）の電流比の測定にして，2回行なう時の誤差に等しい。従って，電流比の測定誤差を ε_i とすれば，式（6.61）の 30 GHz 帯の場合と同様にこの誤差は，$12\,\varepsilon_i$ となる。A−Bのアダプタペアの挿入損失測定についても全く同様に，誤差は，$12\,\varepsilon_i$ となる。それゆえ，ε_{ap} は，$24\,\varepsilon_i$ となり，$\varepsilon_i \approx \pm 10^{-5}$ とすれば，±0.02% となる。

(1).3 電力測定マウントおよびアダプタ付替による誤差 ε_{ar}

これは，アダプタの挿入損失の比および大きさを $\lambda_g/4$ technique を用いて測定する時に，方形，円形マウントおよびアダプタを付けはずしするのに伴って反射係数が変わることに基づく誤差である。円形または，方形フランジ面の1回の付けはずしによる誤差を ε_{arc}，ε_{arr} とおけば，式（6.41）の場合と同様の式が成り立ち，それぞれ次式で表わされる。

$$\varepsilon_{arc} = \pm \frac{2|\Delta\Gamma_c||\Gamma_c|}{1-|\Gamma_c|^2} \tag{6.64}$$

ただし，Γ_c は円形マウントの反射係数，$\Delta\Gamma_c$ は反射係数のずれ

$$\varepsilon_{arr} = \pm \frac{2|\Delta\Gamma_r||\Gamma_r|}{1-|\Gamma_r|^2} \tag{6.65}$$

ただし，Γ_r は，方形フランジ面から見た負荷の反射係数，$\Delta\Gamma_r$ は，反射係数のずれ

アダプタの挿入損失の比測定では，方形フランジ接続を2回，円形フランジ接続を4回行なう。従って，その誤差は，$2(\varepsilon_r + 2\,\varepsilon_c)$ となる。

アダプタの挿入損失測定では，方形フランジ接続を5回行なうため，誤差は $5\,\varepsilon_r$ となる。

結局，ε_{ar} は，$7\,\varepsilon_r + 4\,\varepsilon_c$ と考えられる。一方，反射係数測定の再現性について，実験を行なった結果，円形マウントで $|\Gamma_c| \approx 0.02$ に対し，$|\Delta\Gamma_c| \approx 3\times10^{-3}$ が，方形マウントで $|\Gamma_r| \approx 0.01$ に対し，$|\Delta\Gamma_r| \approx 2\times10^{-3}$ が得られた。従って，式（6.64），（6.65）から，$\varepsilon_c = \pm 1.2\times10^{-4}$，$\varepsilon_r = \pm 0.4\times10^{-4}$ となり，ε_{ar} は，±0.08% と推定される。

偶発的誤差は，アダプタの $|S_{12}|^2$ 測定を繰返して行なった結果のばらつきから ±0.2% と推定された。

結局，アダプタ誤差は，以上の要因を加えることにより，±0.5% と考えられる。

(2) 不整合誤差

これは，30 GHz 帯の比較測定における誤差の評価と同様に論じられ，一次反射によるもの ε_{ri} と多重反射によるもの ε_{ri} に分けて考察する。

(2).1 一次反射による不整合誤差 ε_{ri}

これにはマウントの反射係数の大きさ決定誤差 ε_{rim} とマウント付替のずれによる誤差 ε_{rir} が

ある。

まず，反射係数決定誤差は，式（6.39）の最後の項 $(1-|\Gamma_S|^2)/(1-|\Gamma_U|^2)$ に起因し，その大きさは，式（6.40）と全く同様に求められ，次式で表わされる。

$$\varepsilon_{rim}=\frac{2|\Gamma_S|^2}{1-|\Gamma_S|^2}\varepsilon_{rs}+\frac{2|\Gamma_U|^2}{1-|\Gamma_U|^2}\varepsilon_{ru} \tag{6.66}$$

ただし，ε_{rs} は，標準円形マウントの反射係数測定誤差，ε_{ru} は，未知方形マウントの反射係数測定誤差

標準円形マウントの反射係数は，モード変換型のレフレクトメータ[39]で測定したが，$|\Gamma_S|\approx 0.02$に対し，ε_{rs} は約 $\pm 2.5\times 10^{-2}$ と考えられ，上式の第1項は，$\pm 0.2\times 10^{-4}$ 程度で，ほとんど無視することができる。

未知方形マウントの反射係数は，定在波測定器で測定した。$|\Gamma_U|\approx 0.05$ とした場合，ε_{ru} は，± 0.2 となる。従って，式（6.66）の第2項は，$\pm 10^{-3}$ となる。

結局，ε_{rim} は，これらの値と式（6.66）から，$\pm 0.1\%$ と考えられる。

つぎに，マウント付替のずれによる誤差 ε_{rir} は，(1).3 に述べた誤差 ε_{ar} の評価と全く同様に評価することができる。

標準円形マウントの付替えは，$\lambda_g/4$ technique では2回行なう。1回の付替え誤差は，(1).3 から $\pm 1.2\times 10^{-4}$ であるから，これは，$\pm 2.4\times 10^{-4}$ となる。

未知方形マウントの付替えも同じく2回行なう。1回の付替え誤差は，$\pm 0.4\times 10^{-4}$ であるから，これは $\pm 1.6\times 10^{-4}$ となる。

ε_{rm} は結局，両者の和から，$\pm 0.04\%$ と考えられる。

(2).2 多重反射に基づく誤差 ε_{rm}

これは，式（6.38）から，次式で表わされる。

$$\varepsilon_{rm}=\frac{1}{|1-S_{11}\Gamma_G|^2}\cdot\frac{1+|\Gamma_G\Gamma_U|^2}{1+|\Gamma_{Ga}\Gamma_S|^2} \tag{6.67}$$

ここで，Γ_{Ga} は，アダプタの円形開口側から電源側の反射係数であり，式（6.24）から次式で示される。

$$\Gamma_{Ga}=S_{22}+\frac{S_{12}{}^2\Gamma_G}{1-S_{11}\Gamma_G} \tag{6.68}$$

$|\Gamma_G|\approx 0.01$，$|S_{11}|\approx|S_{22}|\approx 0.03$，$|S_{12}|^2\approx 0.8$，とおけば，$|\Gamma_{Ga}|$ の最大値は，上式の位相関係を考慮して，0.04程度となる。$|\Gamma_S|\approx|\Gamma_U|\approx 0.02$ とすれば，式（6.67）で $|\Gamma_G\Gamma_U|^2\ll 1$，$|\Gamma_{Ga}\Gamma_S|^2\ll 1$ となり，ε_{rm} は結局，$\pm 0.06\%$ となる。

(3) スペーサ誤差 ε_s

100 GHz で用いるスペーサは，厚さが 0.9 mm であるため，導波管減衰が約 3.5 dB/m（測定値）としても，3×10^{-3} dB 程度の損失である。従って，式（6.57）から，スペーサ損失による誤差は，3×10^{-5} 程度となり，ほとんど無視できる。スペーサの幅の不正確さによる誤差も，30 GHz 帯の比較測定の場合と同様に無視することができる。

表 6.9　100 GHz 帯比較測定誤差

系統誤差		
アダプタ誤差	; ε_a	±0.50%
不整合誤差		
一次反射に基づく誤差		
反射係数の大きさ決定誤差	; ε_{rim}	±0.10%
マウント付替のずれによる誤差	; ε_{rir}	±0.04%
多重反射に基づく誤差	; ε_{rm}	±0.06%
置換電力測定誤差	; ε_p	±0.02%
電源変動誤差	; ε_d	±0.07%
系統誤差小計		±0.79%
偶発誤差	; ε_{ram}	±0.2 %
総合精度		±1%

(4) 置換電力測定誤差 ε_p

この誤差は，30 GHz 帯の比較測定と全く同じであり ±0.02% となる。

(5) 電源変動誤差 ε_d

これは，取替同時比較では問題にならなかったが，100 GHz 帯の比較測定では，6.2 節で述べた取替比較方式としたため，誤差要因として考慮する必要がある。

電源出力は，測定時間中，約 6/1000 dB の安定度が得られており，これから，ε_d は，およそ ±0.07% と考えられる。

(5) 偶発誤差 ε_{ran}

偶発誤差は，30 GHz 帯の場合と同様に評価することができる。比較測定実験の結果から ε_{ran} は，±0.2% と推定される。

以上の誤差評価の結果を，表 6.9 に示す。これから 100 GHz 帯比較測定の総合精度は，±1% と評価することができる。これら誤差要因のうち，アダプタ誤差の割合が大きいが，測定法を工夫することにより，更に精度良く特性を求められる可能性がある。なお，円形マウント同士の比較測定の精度は，ほぼアダプタ誤差を除いた ±0.5% 程度と推定できる。

6.6 結　言

ミリ波帯において，電力計の校正を行なう場合の問題点を考察し，その結果に基づいて，実際にボロメータマウントを電力計として用いて，高精度の比較測定装置を開発した。

30 GHz 帯では，$\lambda_g/4$ technique と取替同時比較を組み合わせた測定方式を検討し，測定式を導き，実験および誤差の評価を行なった。この結果，総合精度として，±0.09% が得られた。

また，100 GHz 帯では，円形標準ボロメータマウントによって，一般的な方形電力計を校正することができるように，モード変換用アダプタを用いた取替同時比較測定方式について研究を行なった。誤差評価の結果，±1%の総合精度が得られた。

第7章　ミリ波電力標準の国際比較

7.1　緒　言

最近の科学技術，産業等の分野における国際化は，著しい。これに伴ない，計測の国際的なコンパチビリティが，ますます重要になってきた。それゆえ，計測の基礎としての各種の標準も，国家標準にとどまらず，国際比較によって国際的な統一を図る必要が認識され，今日，いろいろな計測量の標準について国際比較が行なわれている。

電磁気量に関する標準の国際比較は，利用周波数帯の広がりと共に，当初の直流，低周波から，高周波，マイクロ波，ミリ波等のいわゆる電磁波帯（Radio Frequency）まで対象とされるようになった。RF 帯では，各種のエネルギー量，回路量等の標準について国際比較が実施されている。

本章では，ミリ波帯においてはじめて実施された電力の国際比較に，本研究のミリ波電力標準技術を用いて参加した結果について述べる。

7.2　国際比較[78)79)]

電磁波計測の分野における国際比較は，1948年に国際電波科学連合（Union Radio Scientific International, URSI）によって，マイクロ波帯における電力について行なうことが提案されて以来，種々のエネルギー量，回路量について数多く実施されてきた。URSI によるマイクロ波帯の電力の国際比較は，当初10 GHz 帯の数mW レベルで ETL（日本），NBS（アメリカ），RRS（イギリス）の3研究所参加のもとに，1957年～1963年の間で行なわれた。これは，各研究所から提供されたボロメータマウントを仲介器として巡回し，各国の標準器により仲介器の実効能率を値付けするという方法で行なわれた。以後の小電力の国際比較は，主としてこの方法が踏襲されるようになった。URSI では，同じ頃に400 MHz 帯の同軸中電力（数10 mW）の国際比較も行なっている。

さて，URSI は，どちらかと言えば，国際的視野からの学術的レベルの向上という面に特徴があったが，高周波領域における計測技術の国際的なコンパチビリティが，いっそう重要になってきたため，1965年に国際度量衡委員会（International Committee of Weights and Measures, CIPM）の電気諮問委員会（Consultative Committee on Electricity, CCE）において，国際比較の具体的な計画が決定された。この時，10 GHz 帯および3 GHz 帯において，電力の国際比較を行なうことが決められている。10 GHz 帯については，参加希望国が多く，2回実施された[80)]。第1回は，電気試験所（現電子技術総合研究所，ETL）がパイロット研究所に任命され，7ケ国

の研究所が参加して，1966年～1971年にかけて行なわれた。その結果，仲介器の実効能率を測定した5研究所について，±0.1% 以内で一致し，各国の標準技術の水準が高いことが立証された。第2回の 10 GHz 帯電力の国際比較は，PRMI（ソ連）がパイロット研究所になり，7ケ国が参加して行なわれた。また，3 GHz 帯同軸小電力は，ETL を含む5ケ国の研究所間で実施され，1968年に完了した。これら一連の国際比較の結果，各国の測定値のばらつきは，10年前に較べて，1/10に減少したとみられ，国際的な計測技術の向上と標準の統一に国際比較が果す役割が大きいことが示された。

さて，ミリ波帯電力の国際比較は，URSI において1964年頃 30 GHz 帯で一度計画されたが，参加国研究所の準備が整わず，実現しなかった。その後，ミリ波帯の利用技術の発展に伴ない，電力標準の確立が各国で急がれ，1972年の CCE の高周波作業部会（GT-RF）において，WR-28導波管（EIA 規格）電力の国際比較を周波数 30 GHz 帯で行なうことが決定された。これを受けて，ETL も参加し，パイロット研究所として，NRC (National Research Concil, カナダ) が選ばれ，NBS (National Bureau of Standards, アメリカ)，RSRE (Royal Signals and Radar Establishment, イギリス）の計4ケ国の研究所が参加して，1974年10月から開始された。

7.3 方　式

WR-28導波管電力の国際比較は，1974年10月から始まり，1978年10月に完了した[78)79)]。仲介器の巡回順序は，比較の確実性を期するため，各研究所での測定終了後に一度パイロット研究所へ戻すというスター方式を採用し，NRC→NBS→NRC→RSRE→NRC→ETL→NRCとした。

比較するパラメータは，仲介器として用いられたサーミスタマウントの実効能率値で，各研究所では，カロリメータで直接にまたは，標準ボロメータマウントとの比較測定で間接にこれを決定した。測定周波数は，34.5および 35 GHz で行なわれた。前者は，以前 URSI で計画された国際比較における周波数として加えられたものである。測定レベルは，5 mW である。

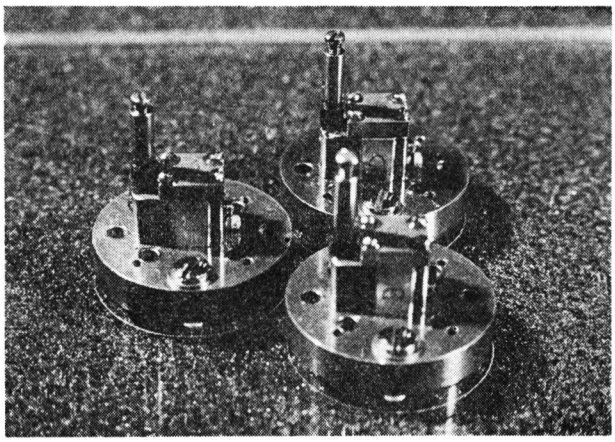


写真 7.1　サーミスタマウント仲介器

表 7.1 仲介器の特性

素子	サーミスタ
動作抵抗	200 Ω
バイアス電流	9-12 mA
重量	50 g
動作周波数	34.5 GHz
VSWR	1.1 以下 35 GHzで1.5以下

仲介器は，NRC から提供された**写真 7.1** の 3 個のサーミスタマウント（記号B，C，D）である。導波管の規格は，WR-28（EIA 規格，IEC 規格 R-320 相当）で，断面は，7.112×3.556 mm² となっている。フランジは，今日多く使用されている MIL 規格相当の UG-381/U，UG-599/U いずれにも適合する構造とした。マウント本体は，カロリメータで直接にその実効能率を測定することを前提にして，フランジとの熱コンダクタンスを十分大きく取っている。

仲介器として用いたサーミスタマウントの特性を**表 7.1** に示す。

7.4 結果と検討

ETL では，つぎのような手順で測定を行なった。まず，標準とする薄膜ボロメータマウントの実効能率を，5.2 節で述べた 30 GHz 帯カロリメータ測定システムを用いて測定し，6.3 節で

表 7.2 測定実効能率の平均値 η_e と標準偏差 σ

(date) 測定研究所 (日付)	34.5 GHz					
	マウント B		マウント C		マウント D	
	η_e	σ	η_e	σ	η_e	σ
NRC (Oct. '74)	0.9464	0.0002	0.9442	0.0002	0.9426	0.0002
NBS (Nov. '74)	0.9418	0.0003	0.9385	0.0003	0.9392	0.0003
NRC (Jan.-Feb. '75)	0.9459	0.0002	0.9426	0.0002	0.9425	0.0002
RSRE(April-May '75)	0.9439	0.0002	0.9414	0.0002	0.9406	0.0002
NRC (May-June '76)	0.9469	0.0002	0.9431	0.0002	0.9435	0.0002
NRC (Mar.-Apr. '78)	0.9456	0.0002	0.9422	0.0002	0.9431	0.0002
ETL (May-June '78)	0.9415	0.0002	0.9383	0.0002	0.9392	0.0003
NRC (Oct. '78)	0.9464	0.0003	0.9427	0.0002	0.9432	0.0003

(date) 測定研究所 (日付)	35.0 GHz					
	マウント B		マウント C		マウント D	
	η_e	σ	η_e	σ	η_e	σ
NRC (Oct. '74)						
NBS (Nov. '74)	0.9420		0.9388		0.9393	
NRC (Jan.-Feb. '75)	0.9458	0.0002	0.9426	0.0002	0.9432	0.0002
RSRE(April-May '75)	0.9441	0.0001	0.9419	0.0001	0.9414	0.0002
NRC (May-June '76)	0.9465	0.0002	0.9435	0.0002	0.9449	0.0002
NRC (Mar.-Apr. '78)	0.9458	0.0002	0.9423	0.0002	0.9439	0.0003
ETL (May-June '78)	0.9418	0.0002	0.9364	0.0002	0.9391	0.0003
NRC (Oct. '78)	0.9463	0.0002	0.9426	0.0002	0.9440	0.0002

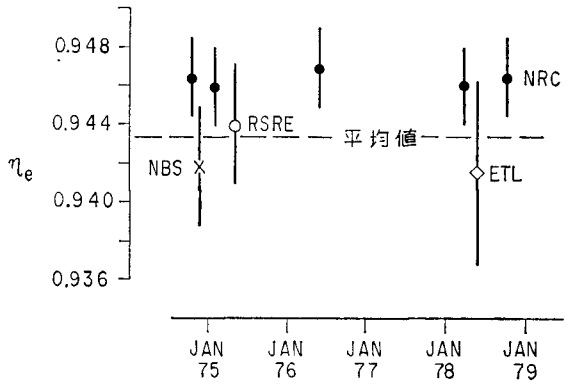


図 7.1 周波数 34.5 GHz におけるサーミスタマウント B の実効能率

述べた比較測定装置によって仲介器の値付けを行なった。その結果を，国際度量衡局 (BIPM) ならびにパイロット研究所 (NRC) へ送付した。

4 研究所における較正結果を**表 7.2** に示す。このうち，34.5 GHz の場合をグラフにして**図 7.1** に示す。ここで，各測定値を含む実線は，各研究所における系統的および偶発的誤差の推定範囲を表わしている。また，η_e の値は，数回の測定による平均値を，σ は，標準偏差を示す。

さて，国際比較では，使用する仲介器の特性の経時的変化が少ないことが必要である。期間中 (1974～1978年) に 5 回にわたって NRC で測定した実効能率値は，表 7.2 から，±0.12% 以内であり，十分安定だったものと思われる。

図 7.1 を見ると，いずれの研究所における測定値も，互に大きく隔ってはいない。それゆえ，各研究所における実効能率 η_e の測定値の平均を，最確値 (most available value) であると推定するのが合理的であると考えられる。

各研究所の標準間の比較は，3 個の仲介器の各測定値から平均値を引き，これらの平均値を基礎として行なった。これらの「平均系統差 (mean systematic difference)」$\bar{\Delta}$ とも言えるものを**図 7.2** に示す。

ところで，これらの測定結果の考察において，参加研究所のすべての測定がカロリメータを基礎としており，かつ，3 個の同じ構成のサーミスタマウントを用いた点に注意しなければならない。たとえば，すべての測定結果には，これら共通のファクタ固有の定量化されていない何らかの系統誤差の要因が含まれている可能性がある。しかしながら，各マウントの最確値を，基本的に有用な推定値と考えれば，この最確値からの系統的なずれを各研究所に与える平均系統差を導びくことができる。

これらのずれは，各研究所における測定誤差の最良の評価値にほぼ相当していると考えられる。(図 7.2 の破線) 一方，サンプル数 6 の場合，99.7% の信頼限界は，標準偏差の 5.5 倍と見積もられるから，実効能率決定の際の偶発的誤差は，図 7.2 の実線で示される大きさとなる。

以上の検討の結果，本国際比較による各研究所の測定値は，±0.5% 以内で一致したと考えら

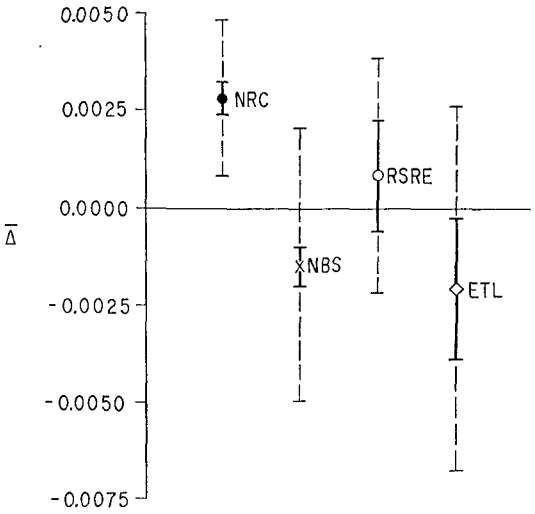


図 7.2 各研究所に対する平均系統差
(実線は，$\bar{\triangle}$の偶発的なばらつきの 99.7% 信頼限界を，
破線は推定測定誤差の範囲を示す)

れる。

7.5 結 言

前章までに確立したミリ波電力標準技術を用いて，CIPM のもとではじめて行なわれたミリ波電力の国際比較に参加した内容について述べた。参加研究所（NRC，NBS，RSRE，ETL）により測定された仲介器（サーミスタマウント）の実効能率値を比較検討した結果，測定誤差の範囲内で一致をみた。これによって，本研究におけるミリ波電力標準の技術が国際的水準にあるものと評価できると考えられる。

第8章 結　　論

本研究は，我国におけるミリ波電力標準の確立に必要な精密計測技術について行なったものである。これによって得られた結果を要約して述べる。

(1) ミリ波電力を精密に決定する目的で，現在のところ最も適していると考えられるカロリメータ測定法について基本的な検討を行ない，熱平衡制御方式のカロリメータを考案した。この原理を応用して，ボロメータマウントの実効能率を測定するためのカロリメータ方式を考案し，測定式を導き，誤差要因について検討を行なった。

(2) ミリ波電力標準用のカロリメータ測定システムを実際に構成する場合に，基本となるボロメータ測定およびカロリメータ測定方式について，従来の問題点を検討し，高精度化，省力化に適した自動化電力測定方式を，ディジタル技術を導入することにより開発した。

(3) ミリ波電力測定の基本的な要素として，電力測定マウントを構成する上での問題点を検討し，その結果に基づいて，各種の特徴ある電力測定マウントの開発を行なった。優れた置換特性を持つ円形ボロメータマウントをはじめ，二次標準（仲介用）の広帯域，高感度等の特徴を有する整合負荷型ボロメータマウント，熱電効果型マウント，焦電効果型マウント等を開発し，ミリ波電力測定において有用であることを明らかにした。

(4) 以上の技術を統合して，30 GHz 帯ならびに 100 GHz 帯におけるミリ波電力精密自動化計測システムを構成し，理論的，実験的に性能の評価を行なった。その結果，総合精度として，30 GHz 帯で ±0.37%，100 GHz 帯で ±0.49% が得られた。

(5) ミリ波電力の校正技術として，30 GHz 帯では，被校正電力測定器と電源の不整合の影響が軽減される特徴を持つ比較測定装置を開発した。また，100 GHz 帯では，標準の円形ボロメータマウントと被測定方形導波管型マウントを比較校正するために，とくにモード変換器を用いる方式を考察し，装置を開発した。これらの測定方式について，測定誤差を検討した結果，30 GHz 帯で，±0.1%，100 GHz 帯で ±1% が得られた。

(6) 本研究の成果を基に，ミリ波帯ではじめて行なわれた 30 GHz 帯電力の国際比較に参加し，測定誤差の範囲内で一致をみ，我国におけるミリ波電力標準が国際的水準にあることが明らかとなった。

今後の具体的な問題としては，測定システムの周波数帯あるいは測定レベルの拡大，より高精度で簡便な自動化カロリメータ測定および比較測定方式の開発[67] 等があげられよう。また，今日，電磁波帯利用技術の高周波化は，サブミリ波から，光の領域まで広がってきており，本研究で示された電力精密計測の手法の多くは，これらの分野に対しても有用であると考えられる。

謝　　辞

本研究を進めるにあたり，多くの方の御協力，御指導をいただいた。

本研究をまとめるにあたり，御指導ならびに御鞭達を賜わった大阪大学熊谷信昭教授に，謹んで深謝の意を表する。また，有益なる御教示，御助言を賜わった大阪大学滑川敏彦教授，手塚慶一教授，中西義郎教授に心から感謝する。

筆者が，電子技術総合研究所（当時電気試験所）入所以来，高周波研究室において，本研究を遂行するにあたり，御指導，御激励をいただいた同所桜井健二郎前電波電子部長，石毛龍之介電波電子部長，根本俊雄標準計測部長，横島一郎高周波研究室長の方々に深く感謝する。とくに，根本俊雄部長には，終始多大の御支援をいただいた。

本研究を進める上で，高周波研究室の皆様には，当初より，多くの御協力，御討論をいただき，深く感謝する。とくに，本研究の始めにおいて，藤沢和也技官に御援助いただいた。また，ミリ波電力測定実験ならびに国際比較は，山村恭平主任研究官に，ミリ波焦電効果型マウントの開発は，岩崎俊主任研究官に負うところが多い。さらに，ミリ波熱電効果型マウントの開発に関しては，安立電気株式会社，杉浦吾男部長代理，戸田博道氏に多大の御協力をいただいた。

以上，お世話になった皆様に，心より感謝の意を表する。

参 考 文 献

第1章

1) C.G. Montgomery, "The Technique of Microwave Measurements", Ed., M.I.T. Radiation Lab. Ser., vol. New York: McGraw-Hill 1947.
2) E.L. Ginzton, "Microwave Measurements", New York: McGraw-Hill, 1957.
3) M. Sucher and J. Fox, "Handbook of Microwave Measurements", New York: Wiley, Ch. 3. 1963,
4) R.A. Schrack, "Radio frequency power measurements", NBS Circular 536, March 16, 1953.
5) A.C. Macpherson and D.M. Kerns, "A microwave microcalorimeter", R.S.I. vol. 26, No. 1. pp. 27-33, Jan. 1955.
6) K. Sakurai and T. Maruyama, "A millimeter-wave microcalorimeter", IRE Trans. I vol. 3, No. 3 & 4, pp. 270-276, Dec. 1962.
7) Q.V. Davis, J.L. Clarke and R.G.T. Morris, "Measurement of power at short millimeter wavelength", R.S.I. vol. 35, No. 5, pp. 561-565, May 1964.
8) N.J. Keen, "Milliwatt calorimeter for the 90-140 GHz waveguide band", Electronics Letters. vol. 10, No. 18, pp. 384-385, Sept. 1974.
9) W.H. Steier and E. Yamashita, "A pyroelectric effect detector for submillimeter wavelength". Proc. IEEE. (Lett.), vol. 51, No. 8, p. 1144, Aug. 1963.

第2章

10) R.F. Desch and R.E. Larson, "Bolometric microwave power calibration techniques at the National Bureau of Standard", IEEE Trans. I.M. vol.12, pp. 29-33, June 1963.
11) I. Yokoshima, "Development and design of calorimeter-type microwave power meter for frequency range 60～90 GHz", NPL Report Des 22, Nov. 1973.
12) 桜井, "マイクロ波電力標準に関する研究", 電気試験所研究報告. No. 680, 昭 42-12.
13) T. Nemoto, T. Inoue, I. Sugiura and H. Toda,"A modified theramal balancng calorimeter for precise power measurement in the short millimeter-wave region", CPEM, pp. 57-59, June 1978.
14) 井上, 根本, 杉浦, 戸田, "熱平衡型ミリ波カロリメータ", 電気学会電子計測研究会, EM-78-29, 昭 53-10.
15) 井上, 山村, 根本, "100 GHz 帯ボロメータマウントの実効能率測定用カロリメータ", 計測自動制御学会論文集, vol. 13, No. 6, pp. 609-614, 昭 52-12.
16) 山村, 井上, 根本, "ボロメータマウントの実効能率測定用熱平衡型カロリメータ", SICE 学術講演会, No. 3613, 昭 51-08.
17) F.A. Benson, "Rectangular-waveguide attenuation at millimeter", Proc. IEEE., vol. 110, No. 6, p. 1008, June 1963.
18) H Gröber, S Erk and U. Grigull, "Fundamentals of Heat Transfer", McGraw-Hill, p. 174. 1961.

第3章

19) "CAM 調査報告書—第1部 CAM 概説", 電子技術総合研究所, 1976.

20) R.W. Anderson and O.T. Dennison, "An advanced new network analyzer for sweep-measuring amplitude and phase from 0.1 to 12.4 GHz", Hewlett-Packard J., vol. 18, No. 6, Feb. 1967.

21) G.N. Hounsfield, "Computerized transverse axial scanning (tomography): Part 1 Description of system", British J. Radiology, vol. 46, pp. 1016-1022, Nov. 1973.

22) S.F. Adam, "A new precision automatic-microwave-measurement system", IEEE Trans. I.M., vol. 17, pp. 308-313, Dec. 1968.

23) G.F. Engen, "A self-balancing direct current bridge for accurate bolometer power measurement", J. Res. NBS., vol. 59, No. 2, pp. 101-105, Aug. 1957.

24) N.T. Larsen and F.R. Clange, "The NBS type Ⅱ power measurement system", Adv. Instrum, vol. 25, pt. 3, No. 712-70, Proc. 25th Annu. ISA Conf, Oct. 1970.

25) T. Inoue and K. Yamamura, "Automatic bolometer bridge using an adaptive control technique for RF power measurement", IEEE Trans. IM, vol. 27, No. 2, pp. 166-169, June 1978.

26) 井上, 山村, 根本, "マイコンを用いた自動ボロメータブリッジ", 電気学会電子計測研究会, EM-76-35, 昭51-11.

27) 山村, 井上, "Adaptiveな制御による自動ボロメータブリッジ", 電気学会全国大会, No. 1035, 昭53-04.

28) 井上, 根本, "CAM 用のデータ処理装置—マイクロコンピュータと関数電卓の結合—", 電総研彙報, vol. 40, No. 1, pp. 31-45, 昭51-01.

29) 井上, 根本, "Microcomputer と関数電卓を結合した CAM 用データ処理装置", 電子通信学全国大会, No. 1932, 昭51-03.

30) R.F. Clark, "A semiautomatic calorimeter for measurement of effective efficiency of thermister mounts", IEEE Trans. IM, vol. 23, No. 4, pp. 403-408 Dec. 1974.

31) T. Inoue, H. Toda and I. Sugiura, "An automated precision power measurement and power meter calibartion system in the short millimeter wave region", CPEM, pp. 172-174, June, 1976.

32) 井上, 山村, 根本, "マイクロコンピュータを用いた自動カロリメータ測定システム". 電気学会全国大会, No. 1036, 昭53-04.

第4章

33) A.L. Cullen and L.M. Stephenson, "A torque-operated wattmeter for 3 cm microwaves." Proc. IEE (London), vol. 99, pt IV. pp. 294-301, July 1952.

34) K. Noda et al, "Research and development of guided millimeter-wave transmission systems in Japan", IEE International conference on Millimetric Waveguide Systems, p. 14, Nov. 1976.

35) W.D. Warters, "The WT 4 waveguide transmission system." IEE International Conference on Millimetric Waveguide Systems", p. 18, Nov. 1976.

36) C.A. May, "Millimetric waveguide system research and development in the U.K", IEE International Conference on Millimetric Waveguide Systems. p. 22, Nov. 1976.

37) K. Sakurai and T. Nemoto, "A thin film bolometer unit", IEEE Trans. IM, vol. 16,

No. 3, pp, 206-211, Sept. 1976.

38) T. Nemoto, K. Fujisawa and T. Inoue, "Newly developed bolometer mounts for short millimeter wave region", IEEE Trans. IM, vol. 21, No. 4, pp. 480-483, Nov. 1972.

39) 根本，井上，富田，"100 GHz 円形 TE_{01} モードレフレクトメータ"，電気学会全国大会，No. 165，昭 54-04.

40) T. Inoue and T. Nemoto, "High-efficiency millimeter-wave bolometer mount," IEEE Trans. MTT, vol. 25, No. 8, pp. 694-697, Aug. 1977.

41) "100 GHz 帯高能率円形ボロメータマウント—短ミリ波電力計測用素子—"，電総研ニュース，No. 330, pp. 7-8, 昭 52-07.

42) Y. Klinger, "The measurement of sprious modes in overmoded waveguide", Proc. IEE Conv. Long distance transmission by waveguide, vol. 106, pt. B, suppl. B. Jan. 1959.

43) 井上，岩崎，"円形導波管中の薄膜負荷から発生する不要モード"，電子通信学会全国大会，No. 668，昭 51-03.

44) 井上，根本，"ミリ波測定用整合負荷型ボロメータマウント"，電気学会電気測定研究会，EM-72-8，昭 47-05.

45) 根本，井上，"100 GHz 整合負荷型ボロメータマウント"，電気四学会連合大会，No. 1312，昭 45-03.

46) "整合負荷型ボロメータマウントを開発—ミリ波電力の広帯域測定に期待さる—"，電総研ニュース，No. 250, pp. 3-4, 昭 45-11.

47) 井上，根本，"導波管中に装荷された帯状抵抗膜の特性"，電総研彙報，vol. 39, No. 8, pp. 600-607, 昭 50-08.

48) 根本，井上，"帯状整合負荷の特性"，電子通信学会全国大会，No. 702，昭 47-04.

49) N. Marcuvitz, "Waveguide Handbook", p. 388, McGraw-Hill, 1951.

50) Y. Mushiake and T. Ishida, "Characteristics of loaded rectangular waveguides", IEEE Trans. MTT, vol. 13, pp. 451-457, July. 1965.

51) 末武，林，"マイクロ波回路"，p. 144，実用マイクロ波講座、オーム社，昭 33.

52) 吉崎，島田，"フラッシュ法による InSb 蒸着膜の製作条件"，電子通信学会電子回路部品・材料研究会，CPM 67-45，昭 42-12.

53) 根本，井上，佐々木，戸田，"準ミリ波，ミリ波帯電力測定用整合負荷型薄膜熱電素子"，電子通信学会全国大会，S 7-5，昭 48-03.

54) 菅　義夫，"熱電半導体"，槇書店，1966.

55) R. Roide and I. Tajima, "Thin film thermoelectric transducer for measurements of low-level power between 0 and 11 GHz", Proc. IEE, vol. 121, No. 1, pp. 28-32, Jan. 1974.

56) 稲毛，石井，磯谷，"広帯域，高能率，ミリ波電力測定用サーモエレクトリックカロリメータ"，電子通信学会全国大会，S 7-4，昭 48-03.

57) T. Iwasaki, T. Inoue and T. Nemoto, "A matched-load type PVF_2 pyroelectric detector for millimeter waves", IEEE Trans. IM, vol. 28, No. 1, pp. 88-89, Mar. 1979.

58) 岩崎，井上，根本，"PVF_2 の焦電効果を利用したミリ波検出器"，電総研彙報，vol. 41,

No. 7, pp. 516-523, 昭 52-07.

59) E.H. Putley, "The Pyroelectric Detector", Semiconductors and Semimetals, Vol. 5, pp. 259-285, Academic Press, New York, 1970.

60) A.L. Stanford, Jr. "Detection of electromagnetic radiation using the pyroelectric-effect", Solidstate Electoronics, Pergamon Press. Vol. 8, pp. 747-755, 1965.

61) J.R. Alday, "Millimeter wave detectors using the pyroelectric effect", IEEE Trans. ED, vol. 11, No. 6, pp. 598-601, June 1969.

62) 山香英三, "結晶の焦電現象と赤外線検知への応用", 応用物理 vol. 43, No. 2, pp. 153-158, 1974.

第5章

63) T. Inoue, K. Yamamura and T. Nemoto, "Automatic calorimeter system for the effective efficiency measurement of a bolometer mount in 35 GHz band", IEEE Trans. IM, vol. 27, No. 3, pp. 205-209, Sept. 1978.

64) 井上, 山村, 根本, "100 GHz 帯精密電力測定システム", 電総研彙報, vol. 41, No. 12, pp. 928-937, 昭 52-12.

65) 井上, 根本, 山村, "100 GHz カロリメータの基礎実験", 電気学会全国大会, No. 169, 昭 50-04.

66) 井上, 山村, 根本, "補助熱源を用いた 100 GHz 帯カロリメータ", 電子通信学会総合全国大会, No. 2037, 昭 52-03.

第6章

67) 井上, 戸田, 加藤, "ミリ波電力計自動校正装置", 電子通信学会総合全国大会, No. 607, 昭 52-03.

68) 井上, 山村, 根本, "$\lambda_g/4$ 法による 35 GHz 電力比較測定", 電気学会計測研究会, IM-80-97, 昭 55-12.

69) R.W. Beatty and A.C. Macpherson, "Mismatch errors in microwave power measurement", Proc. IRE, vol. 41, pp. 1112-1119, Sept. 1953.

70) G.F. Engen, "A transfer instrument for the intercomparison of microwave power meters", IRE Trans. I. vol. 9, pp. 202-208, Sept. 1960.

71) G.F. Engen, "Power equations: A new concept in the description and evaluation of microwave systems", IEEE Trans. IM, vol. 20, No. 1, pp. 49-57, Feb. 1971.

72) R.L. Jesch and R.M. Jickling, "Impedance measurement in coaxial waveguide system", Proc. IEEE, vol. 55, pp. 912-923, June, 1967.

73) G.F. Engen, "Coaxial power meter calibration using a waveguide standard", J. Res. NBS, vol. 70C, No. 2, pp. 127-138, April-June, 1966.

74) R.F. Clark, "Maximum limits of efficiency for low-loss reciprocal adapters", IEEE Trans. IM, vol. 25, No. 4, pp. 312-314, Dec. 1976.

75) G.F. Engen, "An evaluation of the "Back-to-Back" method of measuring adapter efficiency", IEEE Trans. IM, vol 19, No. 1, pp. 18-22, Feb. 1970.

76) 小口文一, "マイクロ波およびミリ波回路", 丸善, 通研叢書, 第3章, 昭 39-02.

77) 根本, "マイクロ波インピーダンス標準に関する研究", 電気試験所研究報告, No. 708, 第2章, 昭 45-03.

第7章

78) "35 GHz 帯導波管電力の国際比較ーミリ波ではじめて行なわれるー", 電総研ニュース, No. 354, pp. 1-2, 昭54-07.

79) R.F. Clark, E.J. Griffin, T. Inoue and M.P. Weidman "An international intercomparison of power standard in WR-28 waveguide", Metrologia, vol. 17, No. 1, pp. 27-31, Mar. 1981.

80) 石毛, 藤沢, "マイクロ波電力国際比較の報告", 電気学会計測研究会, EM-72-30, 昭47-12.

付録 3・A　式 (3.3) の導出

ボロメータマウントの感度を，$\alpha\,\Omega$/mW，動作抵抗をR，冷抵抗を R_0 とし，ブリッジによる制御は理想的とする。

バイアス電力を P_{B1}，電流を I_1 とすれば，次式が成立する。

$$R=R_0+\alpha P_{B1} \tag{A.1}$$

$$R_{B1}=I_1^2R \tag{A.2}$$

これらの式から I_1 が求まる。

$$I_1=\sqrt{\frac{R-R_0}{\alpha R}} \tag{A.3}$$

測定電力を P_M 加えて，バイアス電力および電流が，それぞれ P_{B2}，I_2 になったとすれば，次式が成立する。

$$R=R_0+\alpha(P_{B2}+P_M) \tag{A.4}$$

$$R_{B2}=I_2^2R$$

これらの式から，I_2 は次式となる。

$$I_2=\sqrt{\frac{1}{R}\left(\frac{R-R_0}{\alpha}-P_M\right)} \tag{A.5}$$

(A.3) および (A.5) から $(I_1+I_2)/(I_1-I_2)$ が求められ，本文式 (3.2) へ代入することにより (3.3) が得られる。

付録 3・B　式 (3.4) の導出

ボロメータマウントの冷抵抗を R_0，電力感度を α，バイアス電力を P_B，動作時の抵抗を R_B とすると，次式が成立する。

$$R_B=R_0+\alpha P_B \tag{B.1}$$

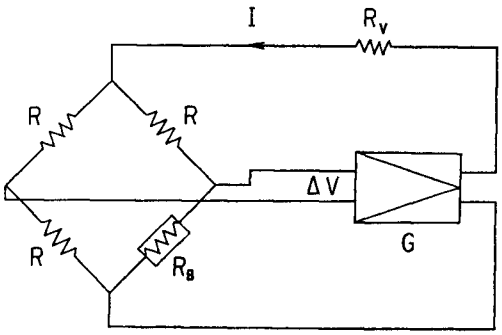
簡単のため，増幅器の入力インピーダンス無限大，出力インピーダンスを零とする。また，増幅器のゲインを G，出力電流測定用の抵抗を R_V として，式 (B.1) を用いて，**付録図 3・B・1** のブリッジ回路を解析することにより，平衡する電流 I_1 は，次式のようになる。

$$I_1=\frac{2R(G-1)}{GR-R_V-2R}\sqrt{\frac{k-R-R_0}{\alpha(k-R)}} \tag{B.2}$$

ただし，$k=\dfrac{2R(GR+R_V)}{GR-R_V-2R}$

RF 電力 P_M に対するボロメータの電力感度が等しいとすれば，P_M を加えた時の電流 I_2 は，式 (B.2) で $R\to R_0+\alpha P_M$ とおけばよい。

$$I_2=\frac{2R(G-1)}{GR-R_V-2R}\sqrt{\frac{k-R-R_0-\alpha P_M}{\alpha(k-R)}} \tag{B.3}$$



付録図 3・B・1 自動衡平ブリッジ

従って，測定電力 P_m は，次式で表わされる。

$$P_m=\frac{R}{4}(I_1{}^2-I_2{}^2)=\frac{R^2(G-1)^2}{(GR+3R_V+2R)(GR-R_V-2R)}P_M \qquad (\mathrm{B}.4)$$

測定誤差 ε_c は，

$$\varepsilon_c=1-\frac{P_m}{P_M}=1-\frac{R^2(G-1)^2}{(GR+3R_V+2R)(GR-R_V-2R)} \qquad (\mathrm{B}.5)$$

$R_V=0$ の場合には，上式は，式 (3.4) となる。

付録 4・A 式 (4.6) の導出

図 4.11 に示す導波管の H 面に平行に n 等分した部分において，入射波，反射波をそれぞれ，a_i，b_i とすれば，定義から

$$b_i=a_i\,\Gamma_0 \qquad (\mathrm{A}.1)$$

である。ただし，Γ_0 は本文式 (4.3) で与えられる。a_i は，基準面 $A-A'$ における振幅で次のように表わされる。

$$a_i=a_1\,e^{-(i-1)\gamma_0\delta} \qquad (\mathrm{A}.2)$$

ここで，$\delta=L/(n-1)$ である。基準面における反射波 b_t は，

$$b_t=a_1\,\Gamma_0\sum_{i=1}^{n-1}e^{-2(i-1)\gamma_0\delta} \qquad (\mathrm{A}.3)$$

従って，反射係数 S_{11} は，次式で表わされる。

$$S_{11}=\lim_{n\to\infty}\frac{b_t}{na_1}=\frac{\Gamma_0}{L}\cdot\frac{1-e^{-2\gamma_0 L}}{2\gamma_0} \qquad (\mathrm{A}.4)$$

付録 4.B 式 (4.8)，(4.9) の導出

図 4.13 において，多重反射を考慮して，反射波 a_i，透過波 c_i は，それぞれ次式のようにな

る。

$$b_i = \Gamma_1 a_i \tag{B.1}$$

$$c_i = T_0 a_i \tag{B.2}$$

ただし，Γ_1，T_0 は，n 分割された抵抗膜の反射，透過係数で，それぞれ本文式（4.8），（4.9）に示される。

また，a_i は付録 4. A の式（A.2）で表わされるから，全体の反射波 b_l は次式となる。

$$b_l = \Gamma_1 a_1 \sum_{i=1}^{n-1} e^{-2(i-1)\gamma_0 \delta} \tag{B.3}$$

従って，反射係数 S_{11} は，次のように得られる。

$$S_{11} = \lim_{n\to\infty} \frac{b_l}{na_1} = \frac{\Gamma_1}{L} \cdot \frac{1-e^{-2\gamma_0 L}}{2\gamma_0} \tag{B.4}$$

透過波も同様に，

$$c_l = T_0 a_1 (n-1) e^{-\gamma_0 (n-1)\delta} \tag{B.5}$$

となる。ゆえに，透過係数 S_{12} は，次式となる。

$$S_{12} = \lim_{n\to\infty} \frac{c_l}{na_1} = T_0 e^{-\gamma_0 L} \tag{B.6}$$

付録 4.C　式（4.11）の導出

S マトリクスで表わされる四端子回路において，反射係数 Γ_l の負荷を，二次側基準面 T_2 に接続した時，一次側基準面 T_1 における反射係数 Γ は，

$$\Gamma = S_{11} + \frac{S_{12}{}^2}{1/\Gamma_l - S_{22}} \tag{C.1}$$

と表わされる。ここでは，素子の対称性より $S_{11}=S_{22}$ であり，Γ_l は可動ショートを用いているから，$|\Gamma_l|=1$である。すなわち，$1/\Gamma_l - S_{11}$ は**付録図 4・C・1** の円 O_1 となる。従って，$|S_{11}|^2/(1/\Gamma_l - S_{11})$ は円 O_1 の反転したものに$|S_{12}|^2$を掛けた円 O_2 となる。このことから，同図を参照して円 O_2 の半径$\mathscr{R}$は，次式で与えられる。

$$\mathscr{R} = \frac{1}{2}(\overline{OA} + \overline{OB}) = \frac{|S_{12}|^2}{1-|S_{11}|^2} \tag{C.2}$$

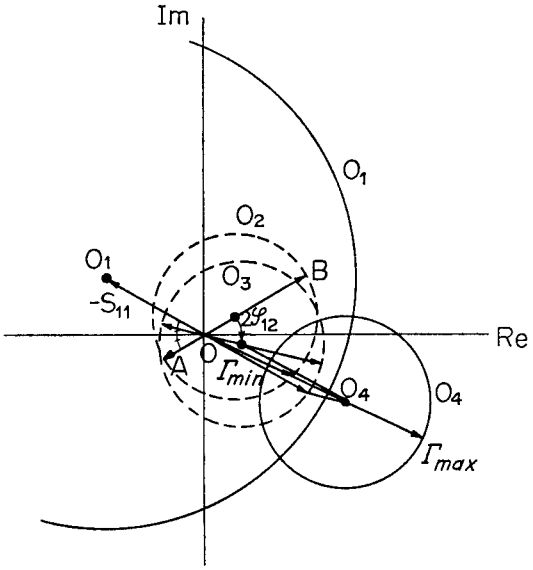
$|S_{12}|^2(1/\Gamma_l - S_{11})$ は，明らかに円 O_2 を原点に関して，$2\varphi_{12} = 2A_{rg}(S_{12})$ だけ回転した円 O_3 である。ゆえに，Γ_l は，円 O_3 を S_{11} だけ平行移動した円 O_4 となる。円 O_4 に関し，次式が成立する。

$$|\Gamma_{max}| = |O_4| + \mathscr{R}$$

$$|\Gamma_{min}| = \pm(|O_4| - \mathscr{R}) \qquad (\mathscr{R} \leqq |O_4|) \tag{C.3}$$

ここで，O_4 は円 O_4 の中心のベクトル

これから，



付録図　4・C・1

$$\mathscr{R}=\frac{1}{2}(|\Gamma_{max}|\pm|\Gamma_{min}|)\qquad(\mathscr{R}\lesseqgtr|O_4|)\tag{C.4}$$

従って，

$$\frac{|S_{12}|^2}{1-|S_{11}|^2}=\frac{1}{2}(|\Gamma_{max}|\pm|\Gamma_{min}|)\qquad(\mathscr{R}\lesseqgtr|O_4|)\tag{C.5}$$

ただし，

$$O_4=S_{11}+\mathscr{R}S_{11}^{*}\,e^{j2\varphi_{12}},\quad S_{12}=|S_{12}|e^{j\varphi_{12}}$$

* は複素共役を示す。