

液体ヘリウム冷却パラメトリック増幅装置

Liquid Helium-cooled Parametric Amplifier

村 主 行 康*
Yukiyasu Suguri

尾 島 武 之*
Takeyuki Ojima

岡 崎 彰 夫**
Akio Okazaki

吉 田 竜 彦**
Tatsuhiko Yoshida

松 本 嘉 雄***
Yoshio Matsumoto

高 原 邦 明***
Kuniaki Takahara

要 旨

全国産化されたクローストサイクル形式のヘリウム冷凍機により 4.5°K に冷却した単一ダイオード反射形パラメトリック増幅器を開発した。本装置は郵政省電波研究所鹿島支所に納入され、人工衛星による通信実験に使用されているので、実用運転の結果をも考察しつつ、装置の構成、主要特性について述べ、将来の問題なども検討した。

1. 緒 言

宇宙通信用の受信機には、衛星からの微弱な信号を受信するため特に低雑音の前置増幅器が必要となる。バラクタ・ダイオードを極低温に冷却したパラメトリック増幅器は、メーザ増幅器とともにこの目的に適している。

日立製作所では 4.5°K に冷却した 4 GHz 帯のパラメトリック増幅器とこれに使用するヘリウム冷凍機とを開発し郵政省電波研究所鹿島支所に納入した。本装置は同所の 30 mφ アンテナに取り付けら

れ、ATS-1 衛星を経由した通信実験ならびに電波天文などに使用されている。ここでは本装置の概要ならびに諸特性に関して述べることにする。

2. 装 置 構 成

本装置の系統図は図 1 に示すとおりで、冷却容器に収納された増幅器(図 2)はアンテナに直結され任意の姿勢で動作する。またその操作あるいは状態の監視は局舎よりすべて遠隔操作によって行なうことができる。

2.1 増 幅 器

パラメトリック増幅器の 1 段当たりの利得は、所要帯域幅との関係で定まるが、本装置では所要帯域幅約 150 MHz に対し、2 段で 30 dB の利得を有し、この後に利得約 30 dB、雑音指数約 5.5 dB の進行波管増幅器を接続し、ミキサ以前の高周波利得 60 dB を得ている。増幅器の系統図は図 3 に示すとおりで、初段の利得を 15 dB とすると次段以降の等価雑音温度はその 1/32 しか全体の温度に寄与しないので、冷却負荷を軽減するため、初段は 4.5°K、次段は 80°K に冷却している。

信号入力回路にそう入した帯域フィルタは送信電力阻止用で、送信波 (6 GHz) に対し約 60 dB の抑圧を行なっている。信号入出力回路の同軸管、ポンプ入力導波管は肉の薄いステンレス製で、冷却器

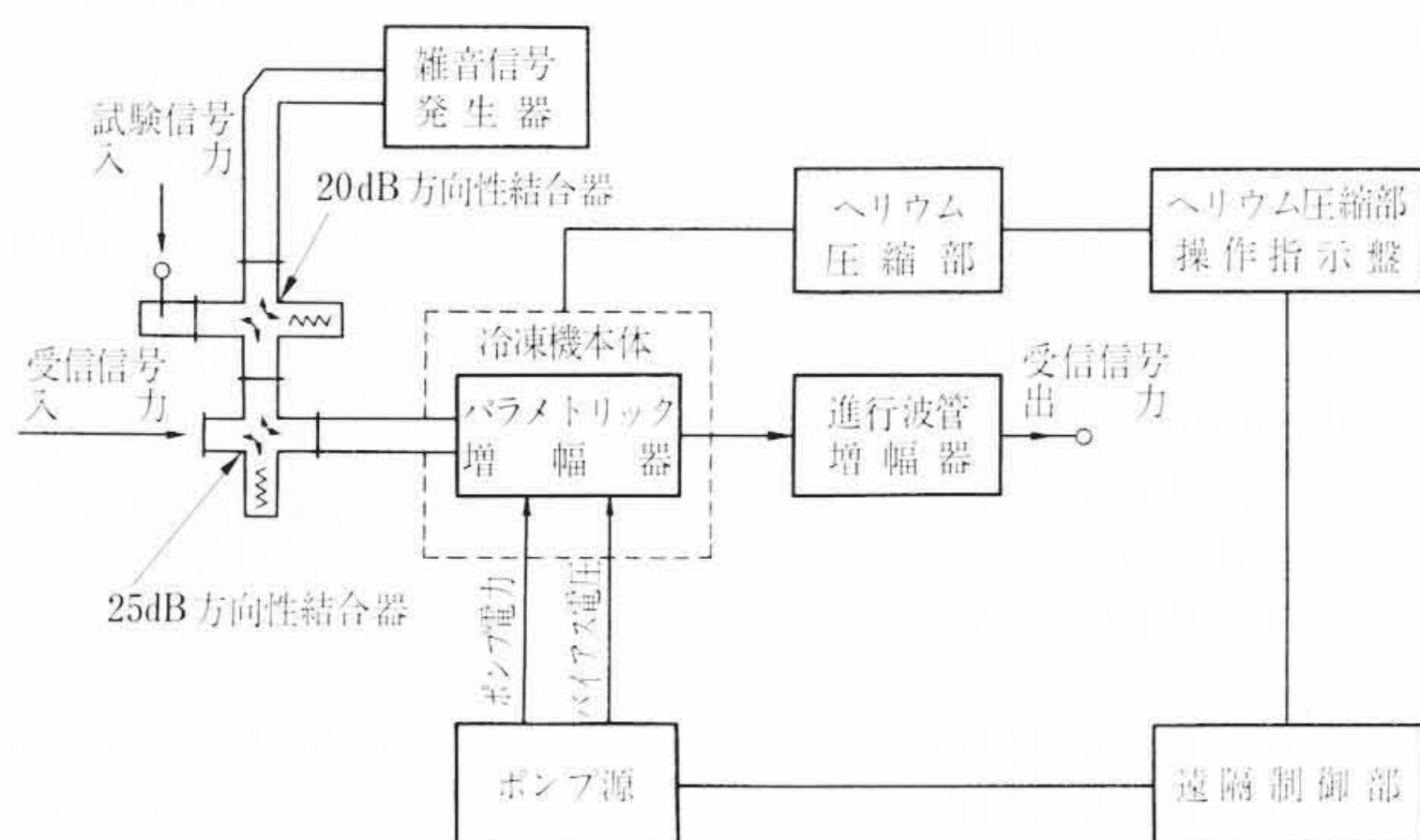


図 1 ヘリウム冷却パラメトリック増幅装置系統図

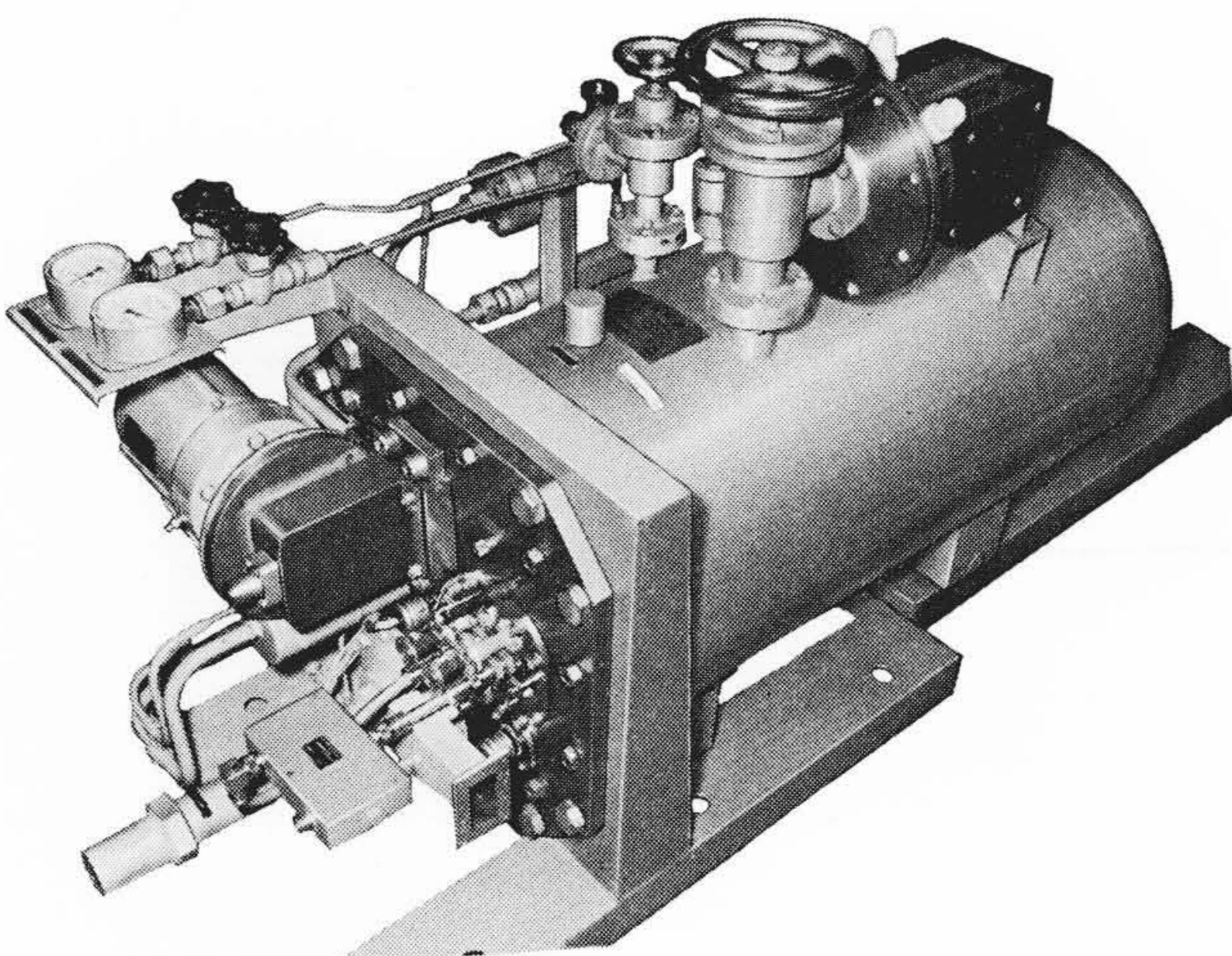


図 2 液体ヘリウム冷却パラメトリック増幅装置本体

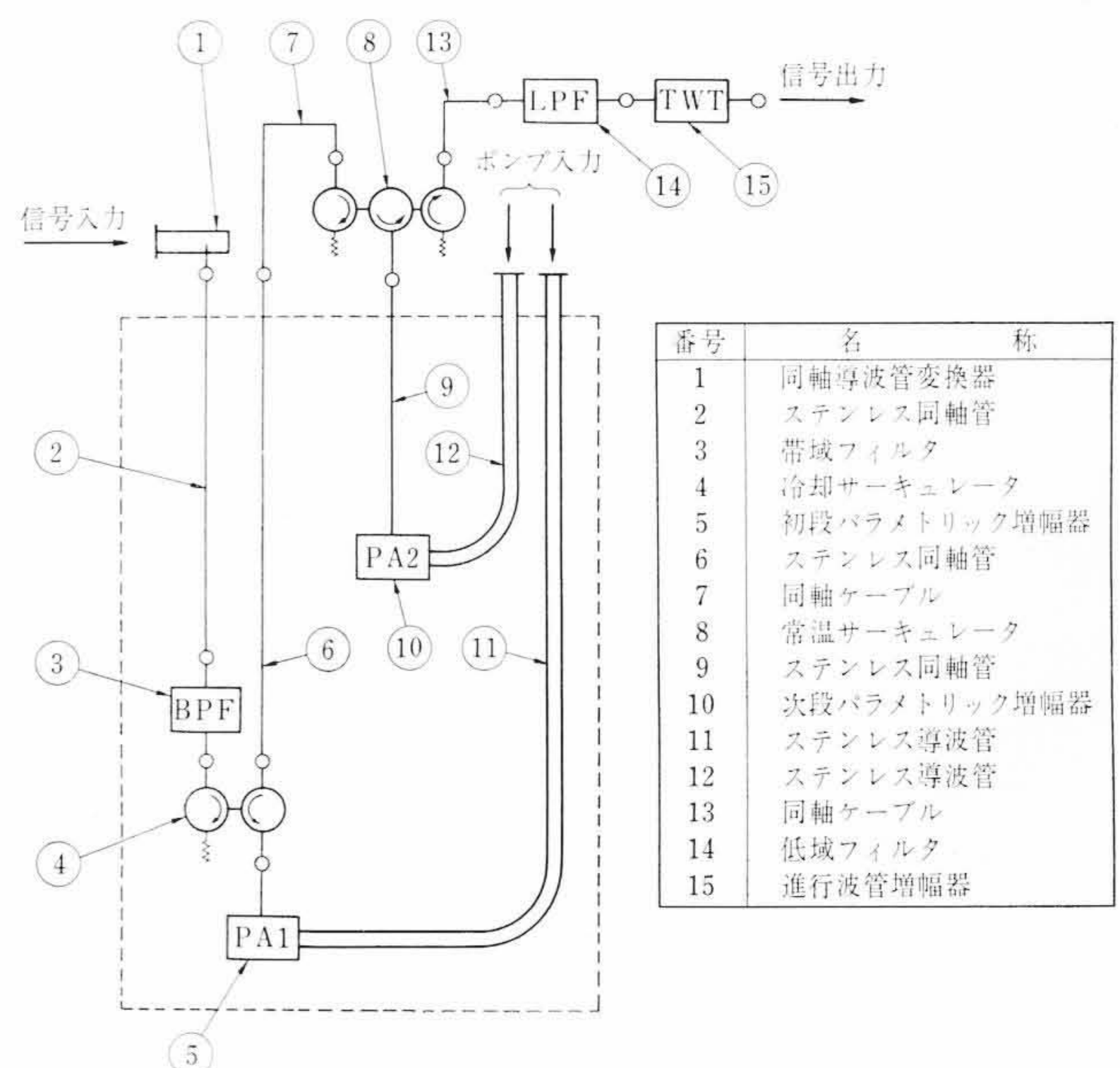


図 3 パラメトリック増幅器

* 郵政省電波研究所
** 日立製作所戸塚工場
*** 日立製作所日立工場

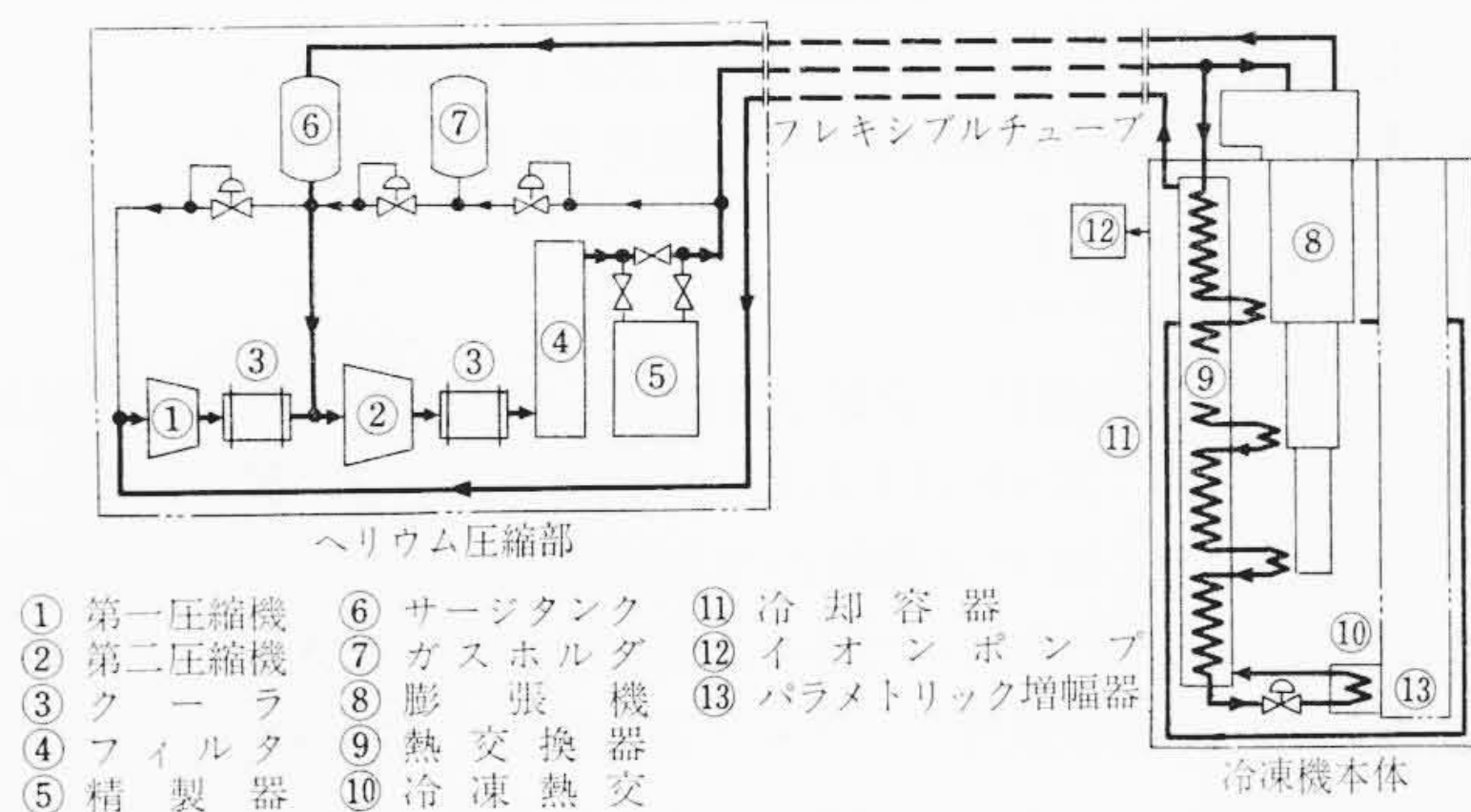


図4 冷凍機系統図

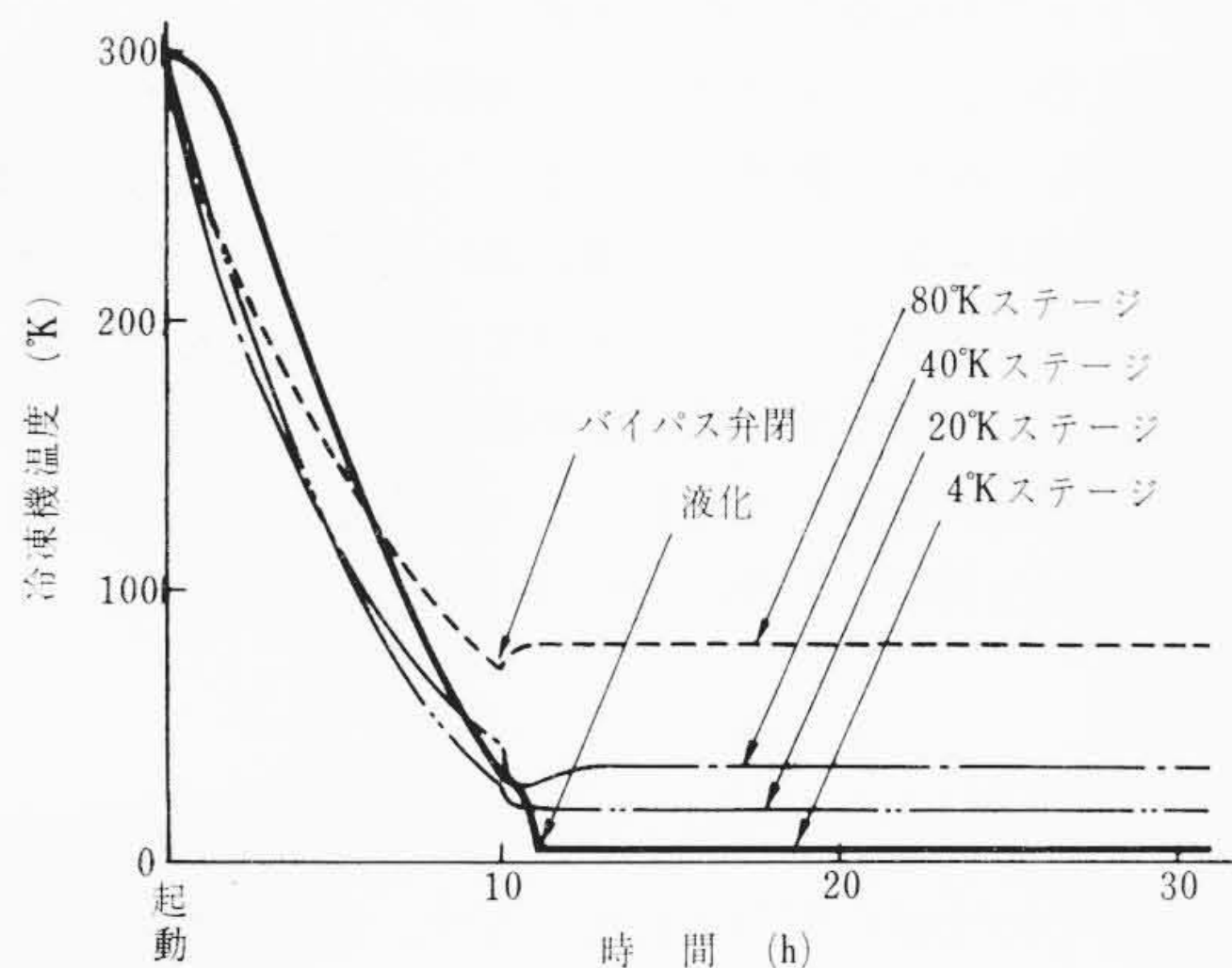


図5 冷凍機温度図

外部との断熱効果をよくしている。広帯域化に関しては、信号共振系に L, C の並列共振回路を1段そう入し、2重同調形パラメトリック増幅器⁽¹⁾を構成している。並列共振回路には長さ $\lambda_0/2$ 、特性抵抗 R_c なる伝送線路を使用して構造を単純化している。すなわち、この線路を抵抗 R で終端したとき、入力アドミタンス Y は角周波数 $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ ($\Delta\omega/\omega_0 \ll 1$) において(1)式で表わせる。

$$Y_1 \div \frac{1}{R} + j \frac{R^2 - R_c^2}{R_c R^2} \times \pi \times \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \dots\dots\dots (1)$$

一方、 L, C, R の並列回路のアドミタンス Y_2 は $\omega_0^2 LC = 1$ のとき(2)式で与えられる。

$$Y_2 \div \frac{1}{R} + j2C\Delta\omega \dots\dots\dots (2)$$

したがって $|R| > R_c$ ならば長さ $\lambda_0/2$ なる伝送線路は近似的に L, C の並列共振回路と等価になる。

2.2 ポンプ電力源

ポンプ電力源はバラクタ・ダイオードを励振するための 25 GHz 波と、バイアス電圧とを供給している。25 GHz 波は安定化電源によって動作するクライストロン (VA-282) の発振電力をフェライトによる APC (自動電力制御)、温度制御された標準空洞共振器による AFC (自動周波数制御) によって電力および周波数を安定化し、初段および次段のバラクタ・ダイオードを励振する。ポンプ周波数は初段、次段共通になるので 25.20 GHz から 25.30 GHz まで可変とし、周波数安定度を 4×10^{-5} /日、出力安定度を ± 0.1 dB/日以下に押えている。

クライストロン、立体回路部と電源部などは次項で述べる雑音信号源とともに架に収納することも、ユニットとして個別に設置することも可能で、アンテナ背面に装着する場合のスペース・ファクタの向上に配慮してある。

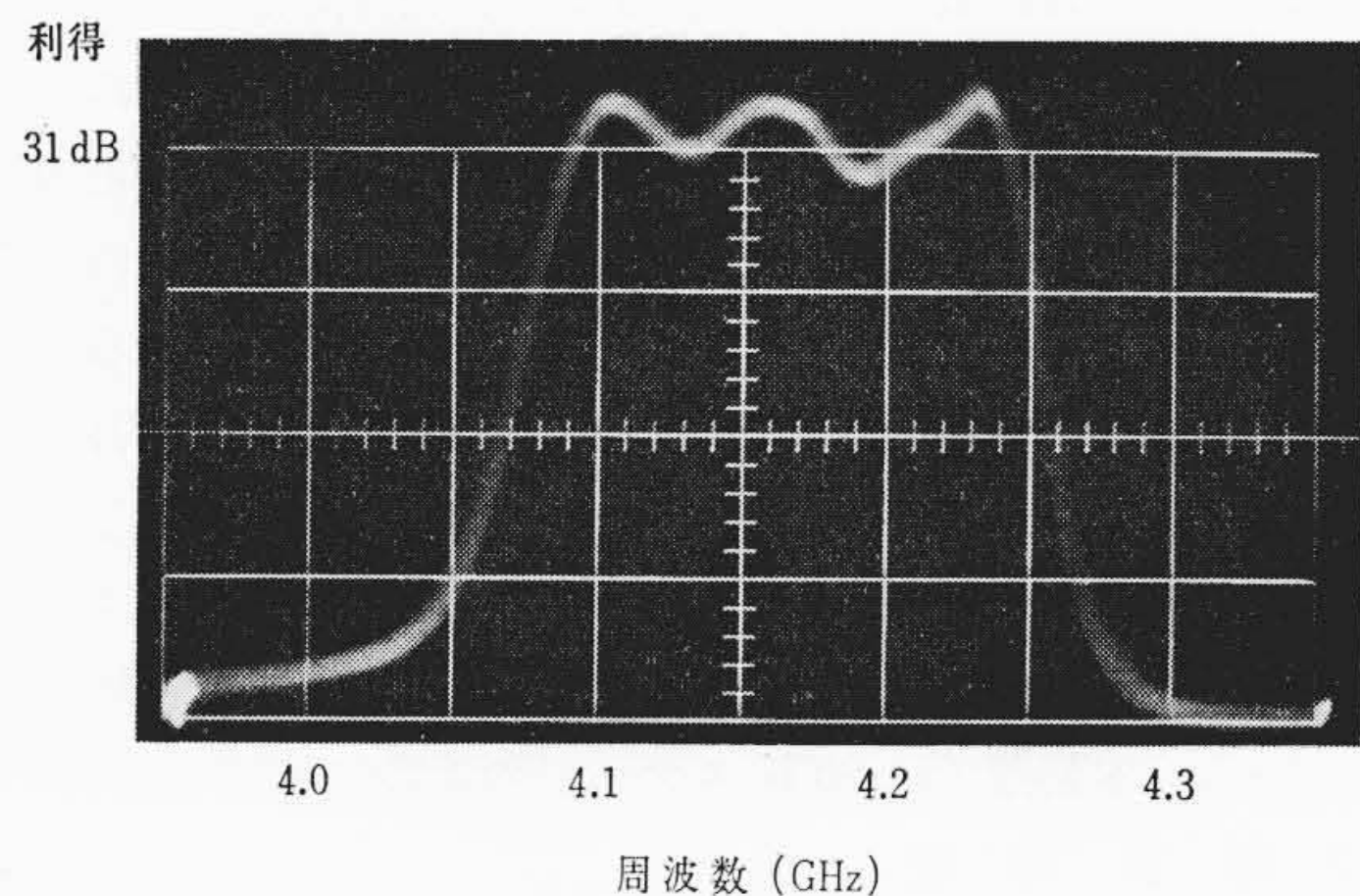


図6 パラメトリック増幅器総合帯域特性

2.3 雑音信号発生器

等価雑音温度の概要測定を行なうための雑音信号発生器は、雑音放電灯マウント、ダイオード・スイッチ、変調電源および装置電源より構成され、連続波および方形波いずれでも使用することができる。雑音レベルは常温の抵抗雑音電力に対し 15.2 dB で 25 dB の方向性結合器を経てパラメトリック増幅器に雑音信号を供給する。なお標準雑音源としては液体窒素で冷却した擬似負荷を備えている。また雑音放電灯の起動、連続方形波の切換などは遠隔操作で行なうことができる。

2.4 冷凍機⁽²⁾

冷凍機は冷凍機本体、ヘリウム圧縮部、操作指示盤から構成されている。冷凍方式はヘリウムを唯一の作動流体とし極低温小容量の冷凍に適した蓄冷器形膨張機サイクルとジュール・トムソン膨張サイクルを併用したもので、クローズドサイクルになっている (図4参照)。したがって最初に必要量のヘリウムガスを系内に入れておけば無人連続運転ができ、また冷凍機本体は任意の姿勢で動作させることが可能である。さらに低回転数、無仕事サイクルの膨張機を使用し振動を極力少なくすることと、長期間の連続運転に配慮している。

ヘリウム冷凍機のおもな仕様の実測値は次のとおりである。

(1) 冷凍能力	4°K ステージ	2 W (4.5°K)
	20°K ステージ	1 W
	40°K ステージ	2 W
	80°K ステージ	5 W
(2) 4°K 温度安定度	0.03 deg 以内	
(3) 起動時間	12 時間以内 (図5)	
(4) 冷却容器真空度	1×10^{-6} mmHg より良	

2.5 遠隔制御器

パラメトリック増幅器は給電導波管長を短縮し損失を減らすためアンテナに直結することが望ましい。そのため通常保守を行なうには局舎から遠隔操作することが必要となる。本装置の場合、冷凍機、ポンプ電力源、雑音信号発生器などの起動・停止、主要部の制御、重要特性の監視記録、警報の発生などを行なっている。たとえば冷凍機の温度、ポンプ電力レベル、周波数、バイアス電流などは打点式記録計によって常時記録するとともに異常発生の際には警報を発し、装置保護の必要ある場合には保護回路を動作させている。

3. 特性測定

3.1 帯域特性

図6はパラメトリック増幅器の初段入力部より次段出力部までの総合帯域特性の実測結果を示したものである。帯域内リップル約 0.5 dB において 1 dB 降下帯域幅は約 155 MHz、利得は初段、次段ともほぼ等しく合計 31 dB である。パラメトリック増幅器はバイア

ス電圧，ポンプ周波数，ポンプ電力により利得，帯域特性が変化する。図 7 はその測定結果の一例を示したものである。これは次段の帯域特性が，バイアス電圧，ポンプ周波数一定でポンプ電力が変化した場合に受ける影響を示すもので，図中曲線 ② が正常の場合，① はポンプ電力を 0.13 dB 増した場合，③ は 0.17 dB 減らした場合である。これはダイオードによっても異なるが，同図は日本電信電話公社電気通信研究所と日立製作所の共同研究で開発した ECL-2172 形 GaAs 拡散形ダイオードによるものである。本ダイオードは遮断周波数 300 GHz 以上で回路特性は安定で特に帯域特性にすぐれている。本装置では 80°K ステージの次段に使用されている。

3.2 雑音特性

等価雑音温度の測定は液体窒素冷却の負荷とパラメトリック増幅

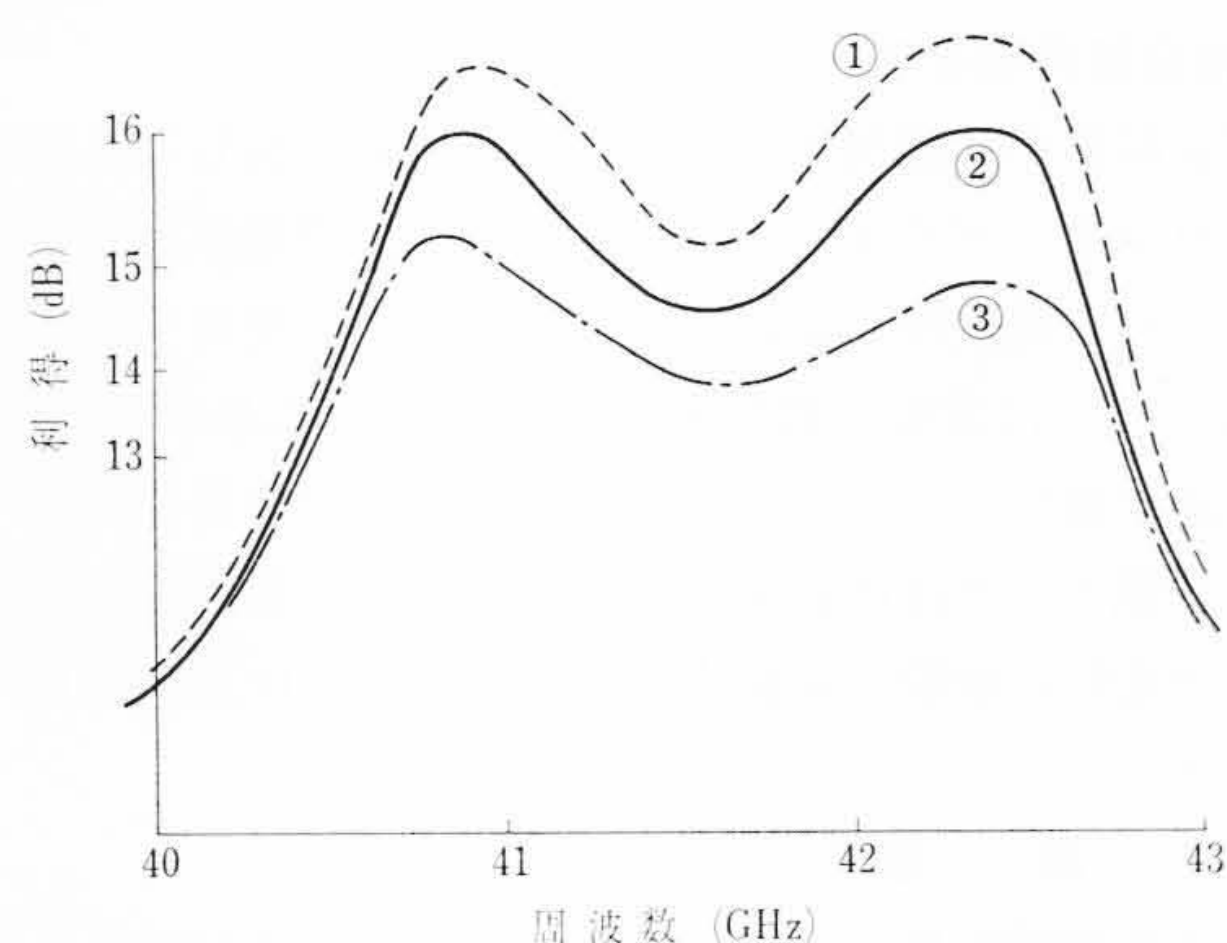
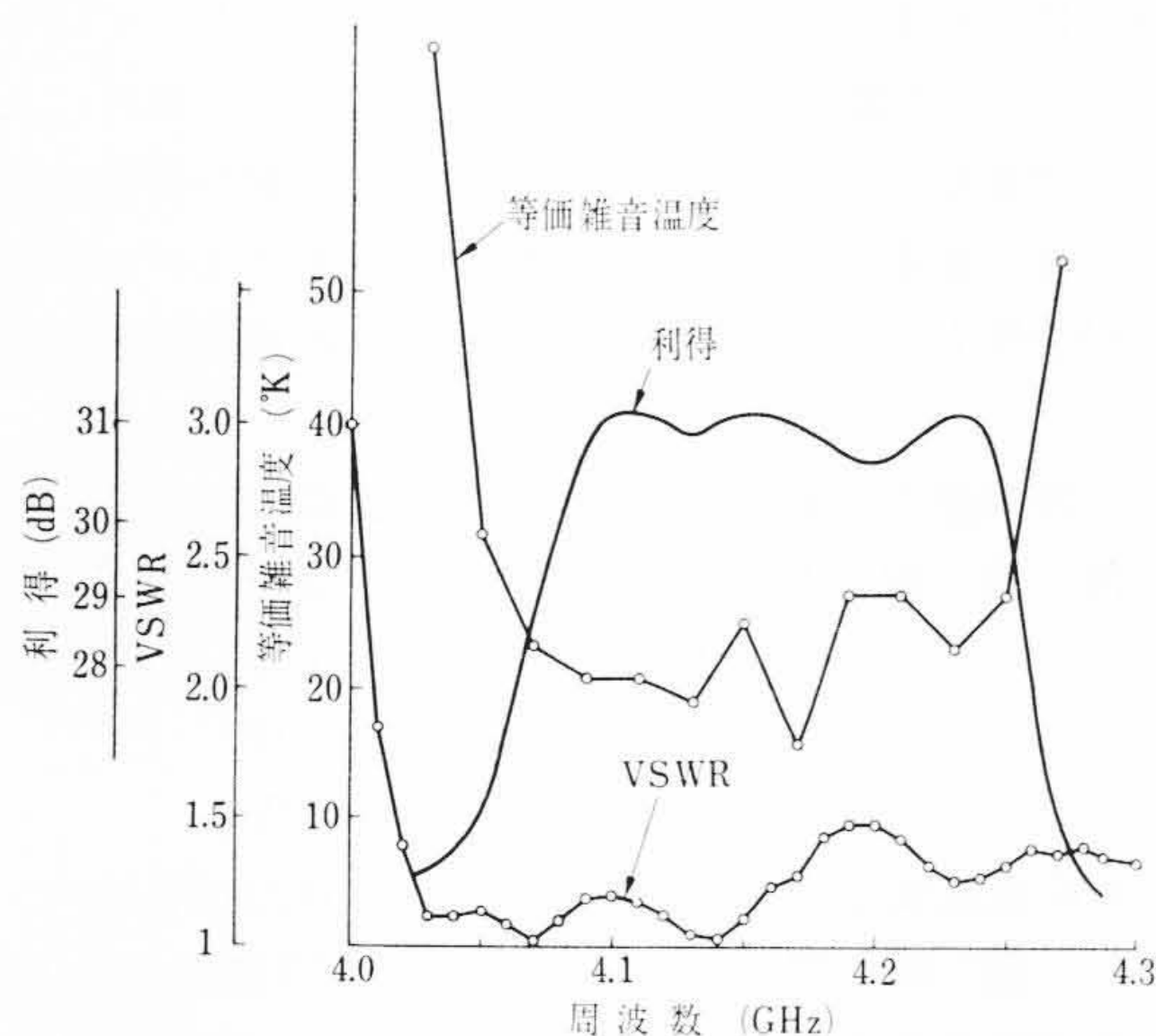


図 7 ポンプ電力変動による利得変化



	バイアス電圧	ポンプ電力	ポンプ周波数
初 段	-0.025 V	13 mW	25.2413 GHz
次 段	-0.031 V	48 mW	25.2413 GHz

図 8 パラメトリック増幅器特性

器入力間にそう入された可変抵抗減衰器の減衰量を最大から最小まで変化させ，マイクロ波受信機の出力差 Y を測定することにより (3) 式によって装置全体の等価雑音温度 T_e を求めることができる。

$$T_e = \frac{T_0 - T_c Y}{Y - 1} \quad (3)$$

ここで T_0 は可変抵抗減衰器の減衰量が最大時の負荷側の等価雑音温度で減衰量が 30 dB 以上あるとほぼ減衰器自身の温度になる。 T_c は減衰量が最小時の負荷側の等価雑音温度である。室温 293°K においてこの方法で測定した系の等価雑音温度は図 8 に示すとおりである。定在波の帯域内リップルは送信波阻止用の帯域フィルタによるものが主で，フィルタの雑音温度への寄与は約 2.9°K である。なお常温における等価雑音温度の実測値は約 200°K である。

3.3 長時間利得安定度

パラメトリック増幅器の利得はさきに述べたように，ポンプ周波数，ポンプ電力によって変化するが，実際の運用においては電源電圧，周囲温度も二次的に影響を与える。したがって長時間の利得安定度を調べるには，アンテナを天頂に向け天頂からの雑音を受信してそのレベルを記録する方法が，すべての要因を含んだ利得変動を測定することになるので測定系自体の誤差も少ないと考えられる。図 9 はこの方法で天頂雑音の受信レベルを記録したもので，12 時間における変動 p-p 値は 0.8 dB 以内である。

4. 検 討

単一ダイオードの反射形パラメトリック増幅器の利得・帯域幅積については多くの文献に報告されている⁽³⁾。さきに掲げた図 7 はダイオード ECL-2172 を用い利得 15 dB をとった場合の帯域特性であるが，これを利得約 8 dB で若干の回路パラメータを変更すると図 10 のように帯域を約 400 MHz に広くすることも可能である。

等価雑音温度はアイドラ外部負荷のない場合 (4) 式で与えられる。

$$T = \frac{\tilde{Q}_1^2 \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 + 1}{\tilde{Q}_1^2 \frac{\omega_1}{\omega_2} - 1} T_d \quad (4)$$

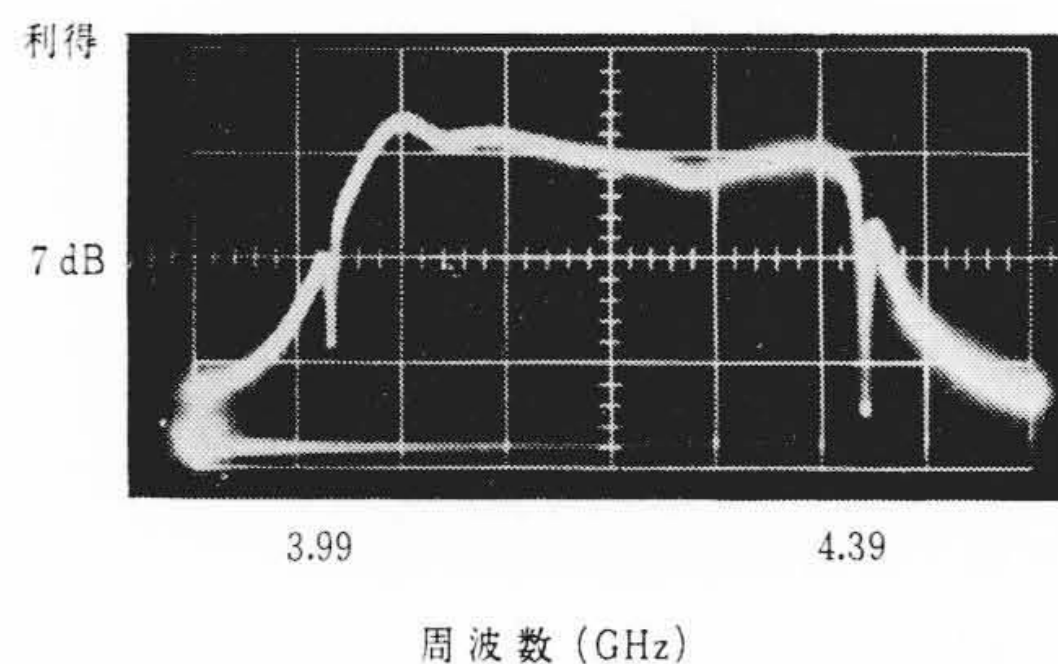


図 10 帯 域 特 性

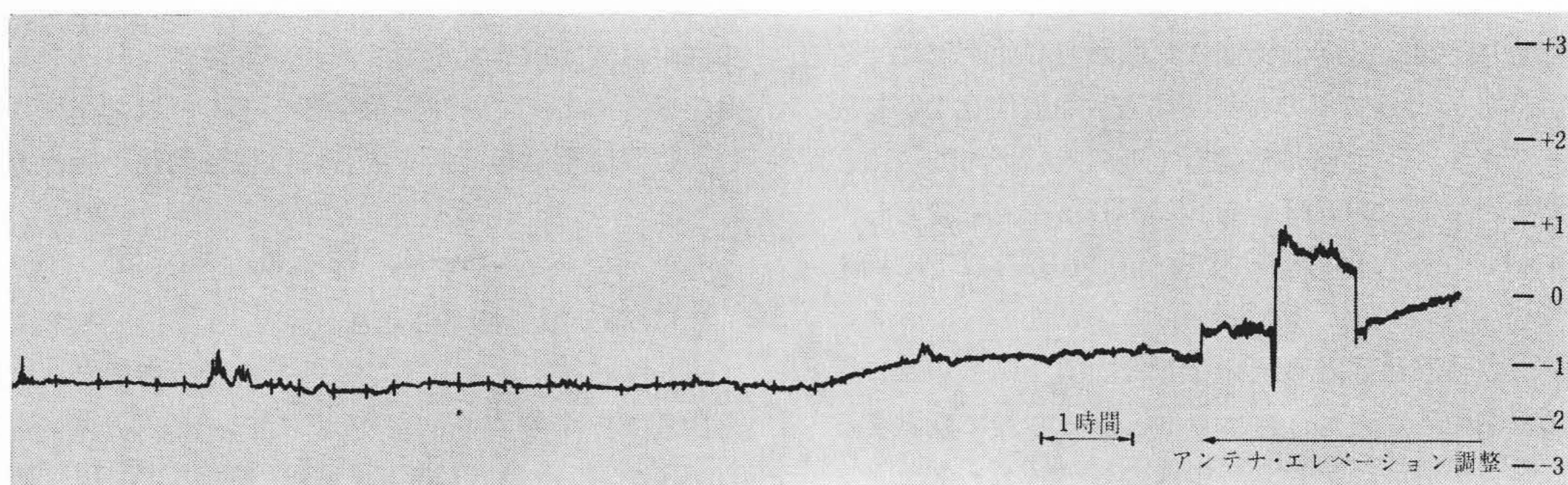


図 9 利 得 安 定 度 記 録

ここに, T : パラメトリック増幅器の等価雑音温度

T_d : ダイオードのジャンクション温度

$\tilde{Q}_1$: 信号周波数におけるダイオードのダイナミック Q

ω_1 : 信号角周波数

ω_2 : アイドラ角周波数

本装置において, ダイオードに消費されているポンプ電力は初段は約 10 mW, 次段は約 40 mW で, $\omega_1/\omega_2=1/5$, $\tilde{Q}_1=8$ である。ダイオードの熱抵抗を 200°C/W とし(4)式によって計算すると初段, 次段単体の等価雑音温度はそれぞれ 2.0°K, 26°K となる。また, 回路素子の損失および各部の冷却温度の実測値から, 各素子の雑音温度への寄与を求め, 装置としての等価雑音温度を計算すると約 22°K となり実測値とほぼ一致する。このうち帯域フィルタが 2.9°K, 入力同軸導波管変換器が 3.4°K 同軸管部が 7.5°K を占めている。実際の運用に際しては, 特殊な場合を除き帯域フィルタは不要であり, 冷凍機の冷却能力にも余裕があるので同軸管は導波管に換えることが

でき, 雑音温度はさらに数度改善される予定である。

5. 結 言

全国産化ヘリウム冷凍機によって 4.5°K に冷却されたパラメトリック増幅器は, わが国で初めて実際の衛星通信実験または電波天文に使用された。ここでは運用の実際面から装置を顧みてその概要を述べた。

終わりに GaAs ダイオードに関し特別のご指導を賜った日本電信電話公社電気通信研究所半導体部品研究室今井室長に厚くお礼申し上げる次第である。

参 考 文 献

- (1) W. P. Connors: IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques (March 1965)
- (2) 日立評論 50, 768 (昭 43-8)
- (3) J. T. De Jager: IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques (July 1964)



特 許 の 紹 介



特許第469981号(特公昭40-22778号)

高 木 武・上 田 浩・木 村 博 一

感 光 性 耐 薬 品 性 有 機 被 膜 処 理 方 法

この発明は KPR・KMER と呼ばれてるホトレジスト膜の電子線露光方法に関するものである。

プレーナトランジスタ, 集積回路などの製造には Si 基板表面に設けられた SiO₂ 膜に局部的に開孔部を作り, SiO₂ 膜のマスク作用を利用して Si 基板内に p 形, n 形不純物を拡散する技術が用いられている。この際 SiO₂ 膜の局部的穴あけには, 従来 SiO₂ 膜上にホトレジスト膜を塗布し, このホトレジスト膜を精密に作られたマスクを通して紫外線によって選択的に露光し SiO₂ 膜上にホトレジスト膜を焼き付け化学処理する方法が用いられていた。

しかしこの方法は光を用いるため SiO₂ 膜の穴の精度がホトレジスト膜の露光精度によって制限される。このため, 高速度プレーナトランジスタや高密度集積回路 (LSI) のように半導体基板内に極少の pn 接合を作らねばならない装置においては, 精度の点で満足

すべきものが得られなかった。

この発明はこれらの難点を除去するもので紫外線の代わりに電子線を利用してホトレジストを露光するもので, SiO₂ 膜上にホトレジスト膜を塗布後電子線露光装置(走査形電子顕微鏡とほぼ同様な構成)内に載置し, 電子線を所定のマスタパターン(制御電極に信号を加える)につれてホトレジスト膜上を走査し, 露光することによって行なわれる。これによって, 露光精度を高め高密度集積回路に使用される 1~2 μφ 程度の SiO₂ 膜の穴あけを容易にするとともに, 従来露光の際使用されていたマスクを必要としない新規な露光方法を提供するもので, 現在線幅 1μ, 間隔 1μ の露光が容易に得られているが, 理論的には 100 Å 程度の分解能が得られることが期待できる。(志村)

特許第437493号(特公昭39-9524号)

片 桐 信 二 郎・清 水 考 亮

高 電 圧 発 生 回 路 装 置

従来の高電圧発生回路装置においては長さ 1 m 以上の高電圧分割用抵抗体が使用されており, ほかの電気部品との高電圧絶縁のために直径 30 cm 以上のスペースが必要であった。このためほかの電気部品の配置が制限されるとともに装置全体の容積が大きくなり, 装置の小形化が困難であった。

この発明はこのような欠点を解決するためになされたもので, 高電圧分割用抵抗体を, 高電圧発生用回路本体を包囲し, その外周囲に対し電位傾度をととのえるような導電性中空管体の内部に形成したものである。導電性中空管体にはたとえばフープリングあるいはらせん状の中空管体などが使われる。

この発明によれば従来の装置に比べて小形化が非常に容易となり, 分圧用抵抗体は導電性中空管体でとりまかれているので, 入力電源などからの誘導に対し完全に静電シールドすることができ, そのため, 特に新たな手段を設ける必要がない。(永田)

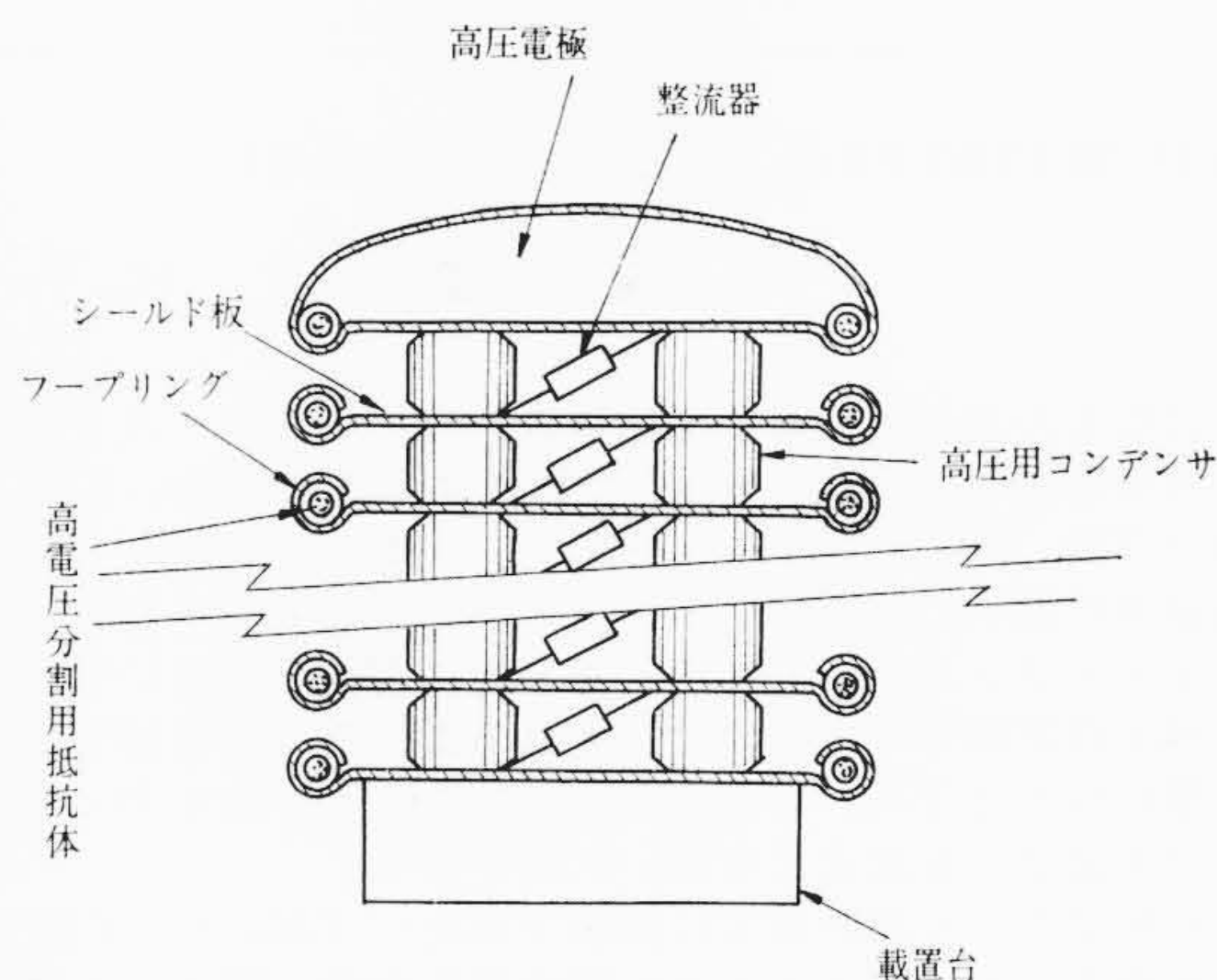


図 1

特 許 の 紹 介

特 許 第 452922 号 (特 公 昭 40-1216 号)

西 垣 正 之

直 流 高 圧 発 生 装 置

従来のコッククロフト・ウオルトン形のような直流高圧発生装置は出力のリップルが問題となっている。このため種々なリップル防止手段が用いられているが、一般にこまかい調整が必要であるうえ、この調整は、出力電圧または負荷を変えたときにいっそう困難となり、また出力トランスの製造、そう入電圧源の製造に際しても非常に不利な欠点がある。

この発明はこのような欠点を改良するため、各段ごとの平滑コンデンサ群上の交流電位がゼロになるように、電荷順次移動用コンデンサ群（押上げコラム）、整流器、遮へい板および上記平滑コンデンサ群を配置したものである。たとえば図に示すように押上げコンデンサ A および B を遮へい板 S および平滑コンデンサ C に対して対称な位置に設けるようにする。

この発明によれば従来のようにインピーダンスドロップによるリップルを取り除くために、出力トランスの接地点を変えたり、打消し用の電圧源をそう入する必要なく、またそのため出力電圧および負荷を可変にした場合でも前記リップル防止手段のめんどろな調整

を全く必要としない。

(永田)

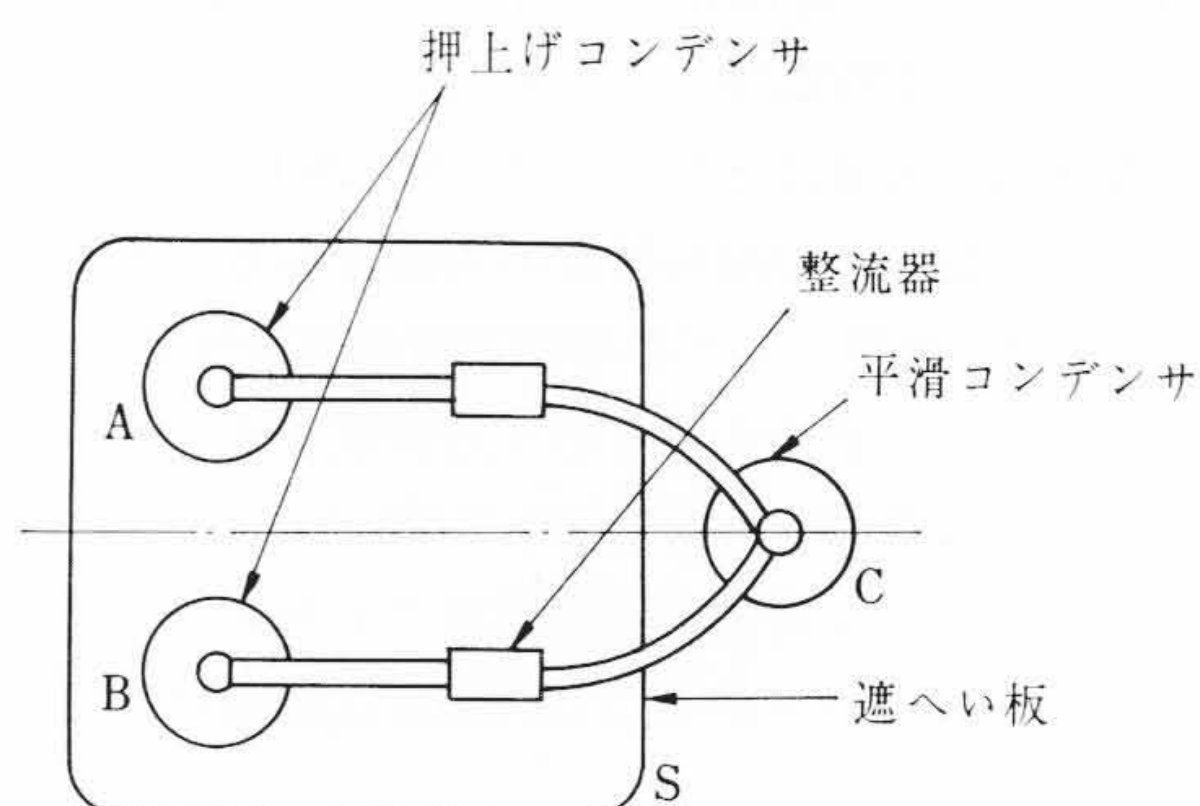


図 1

特 許 第 473882 号 (特 公 昭 40-2603 号)

阿 部 善 右 門 ・ 鈴 木 考 治

電 気 体 温 計

電気体温計を用いて腋下で体温を測定する場合には、感温部の熱的時定数、空気の介在により熱伝導がきわめて低いため、図 2 に示すように体温 θ_b に達するまでにかなりの時間を必要とした。

本発明はこれらの欠点を除くためになされたもので感温部の温度をあらかじめ被測定体の温度に近い温度に設定可能としたものである。すなわち感温部をあらかじめ被測定体の温度に近い温度、たとえば 37°C に保つには、図 1 に示すように 37°C のときのサーミスタが有する抵抗値でブリッジを調整しておく。これには可変抵抗 R_1 でブリッジに加わる電圧をブリッジが平衡するよう調整することによ

って行なわれる。このように調整後、スイッチを 2 側接点に切り換えると同時に、感温部を被測定体温部に当てれば感温部の温度が変化してサーミスタの抵抗値が変わり、ブリッジの平衡が破れて抵抗変化分に比例した大きさの電流が、電流計に流れる。電流計に温度目盛を付けておけば被測定体の温度を知ることができる。このようにして測定する場合には図 2 に示すように、体温 θ_b に達するまでの時間をきわめて短縮でき、迅速な測定ができる。なお可変抵抗 R_2 は測定時における不平衡電流が、ブリッジに加わる電圧によって変化するのを防ぎ電圧を一定に保つために設けたものである。(玉沢)

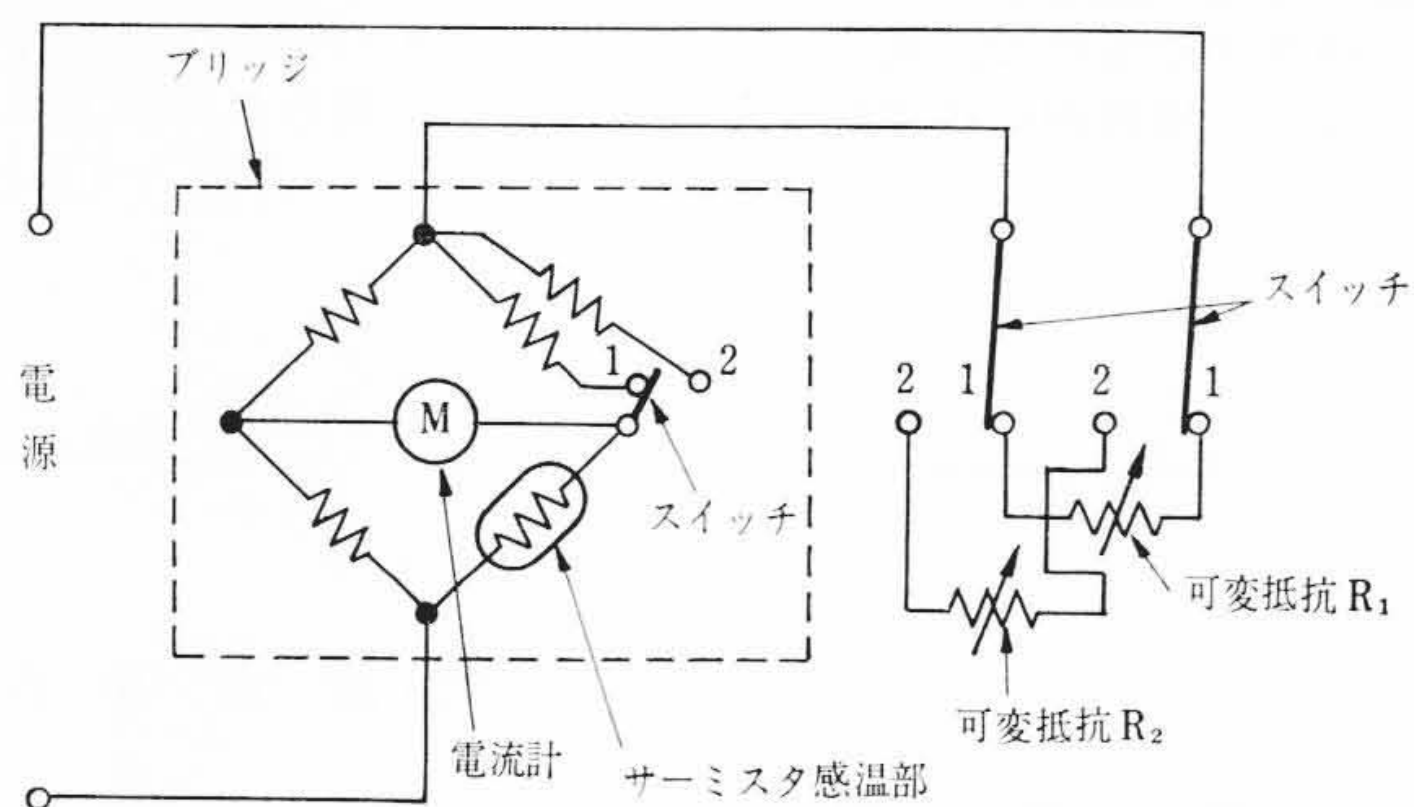


図 1

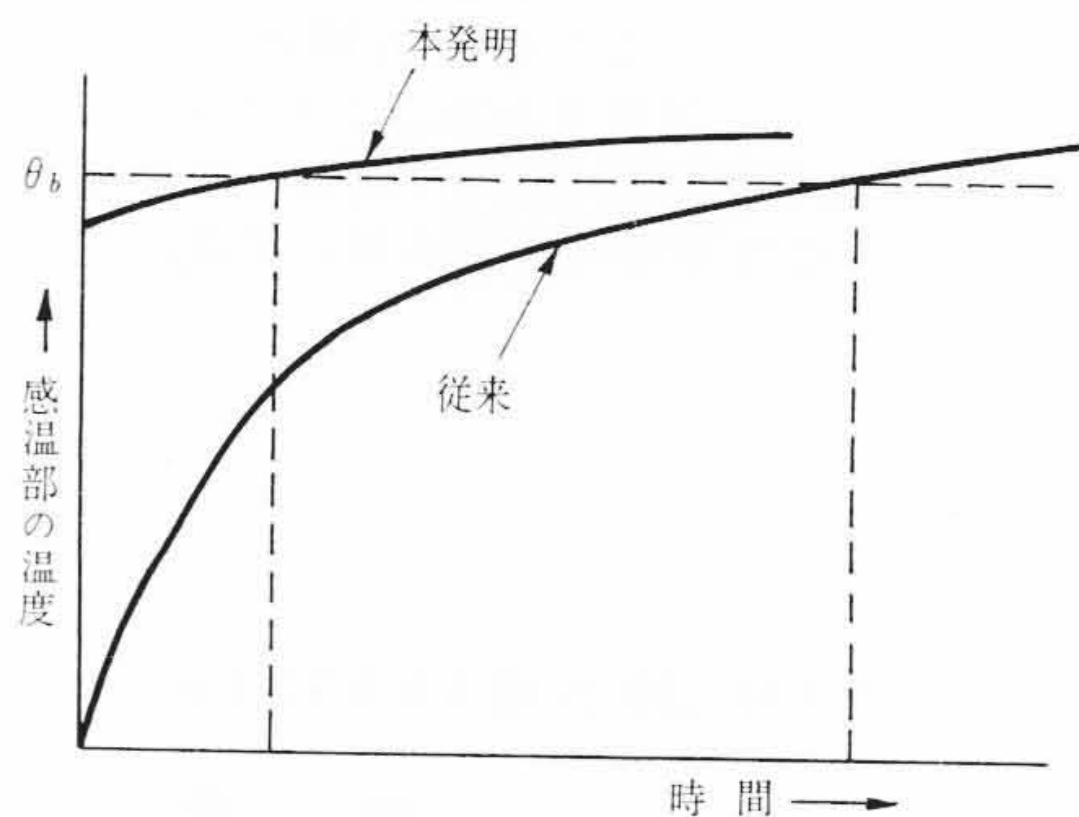


図 2

特 許 第 478788 号 (特 公 昭 39-4655 号)

島 田 禎 晉

電 磁 波 TE_{0n} モード フィルタ

ミリ波などの高周波信号の伝送には、周波数が高いほど損失が減少する円形導波管の TE_{01} モードで伝送する方法が用いられるが、この場合 TE_{01} モード波以外の不要モード波が発生しやすく、これが伝送損失の増大、遅延ひずみ発生の原因となる。不要モードを除去するモードフィルタとしては通常らせん導波管が用いられ、ほとんどすべての不要モード波は除去されるが、らせん導波管には信号伝送に用いられる TE_{01} モードと類似の電磁界分布を持つ TE_{0n} モード波 ($n \geq 2$) を除去できない欠点がある。

この発明はらせん導波管では除去できない TE_{0n} モード波 ($n \geq 2$) を除去するモードフィルタに関するもので、図のように平面部と円弧部からなる分割円管を組み合わせた構造となっており、その平面部には管軸に沿って細孔または細長い切目が設けられている。この細孔列は不要モード波の軸方向磁界成分が大きく、 TE_{01} モード波の軸方向磁界成分が小さくなる位置に設けられているので、不

要モード波のみが細孔列を通して導波管外に漏れ、電波減衰部に吸収されることとなる。

(岸原)

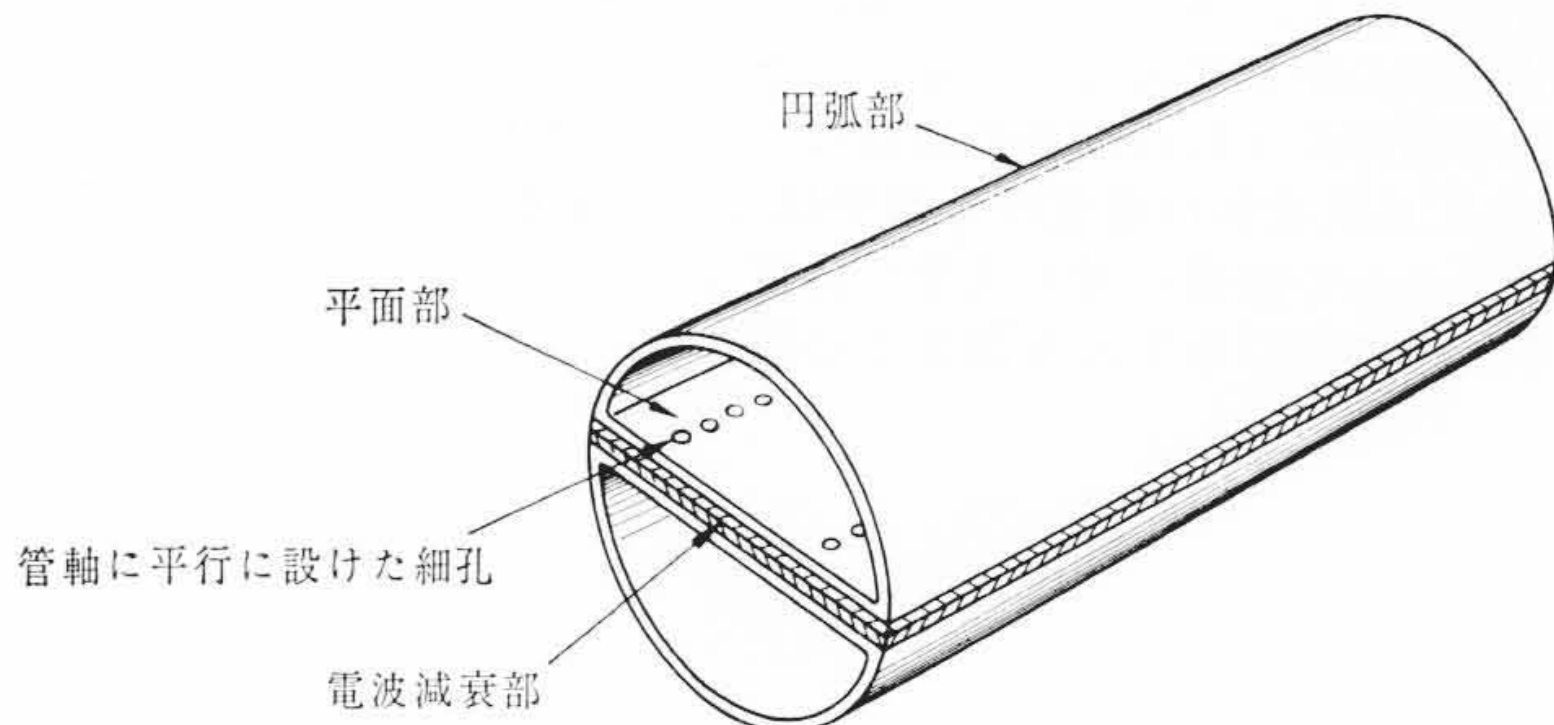


図 1