



HOKKAIDO UNIVERSITY

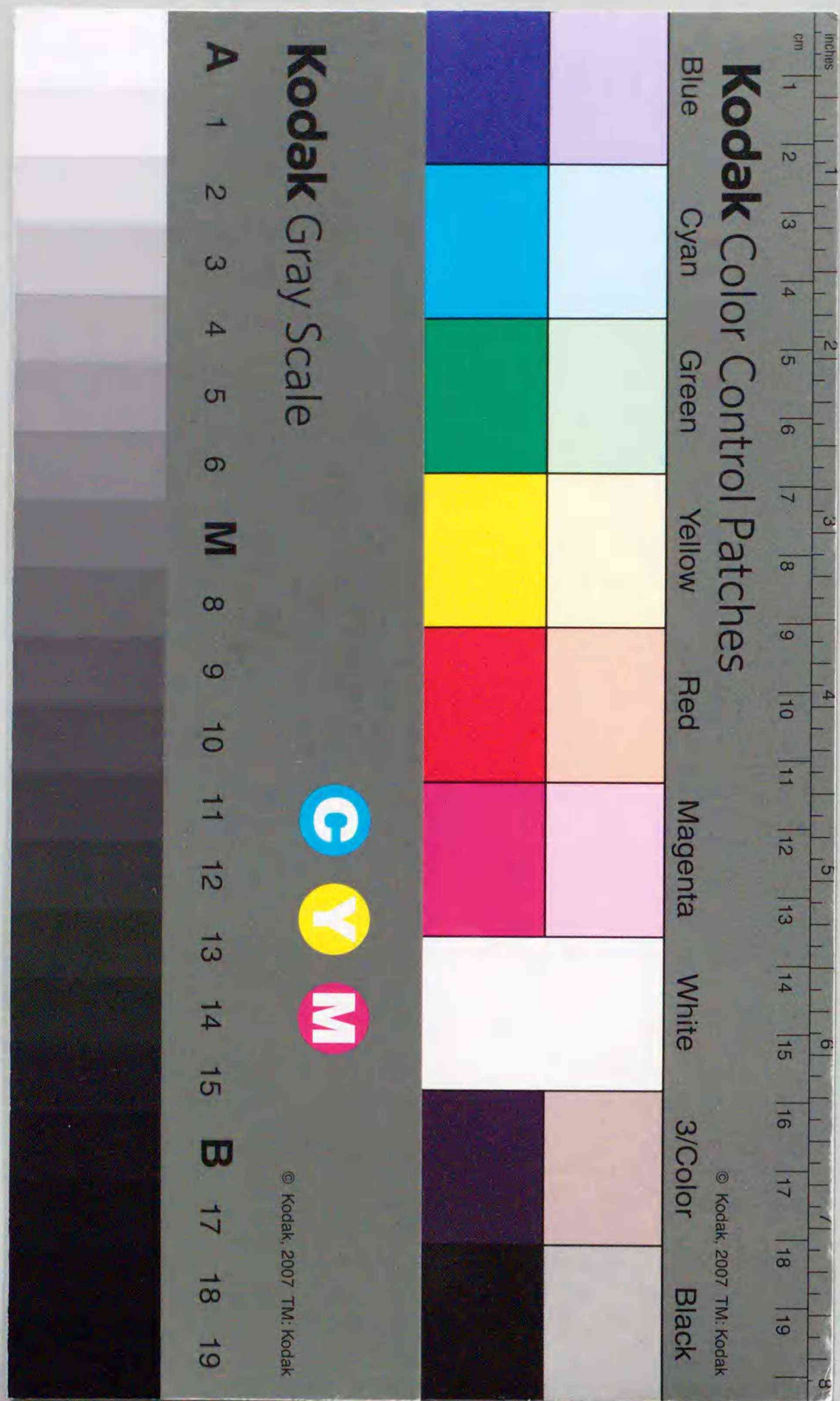
Title	ミリ波のジョセフソン電圧標準への応用に関する研究
Author(s)	吉田, 春雄
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(工学)
Dissertation Number	乙第4423号
Issue Date	1993-12-24
DOI	https://doi.org/10.11501/3076743
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/50069
Type	doctoral thesis
File Information	000000272821.pdf



ミリ波のジョセフソン電圧標準への
応用に関する研究

平成5年12月

吉田 春雄



①

ミリ波のジョセフソン電圧標準への
応用に関する研究

平成 5 年 12 月

吉 田 春 雄

目 次

序論	1
1 研究の意義と目的	2
2 研究の概要と論文の構成	5
第一部 ジョセフソン電圧標準システムのミリ波系の性能向上について	14
第1章 ACジョセフソン効果	15
1.1 はじめに	15
1.2 ジョセフソン電圧の発生 (ACジョセフソン効果)	15
1.3 まとめ	27
第2章 ジョセフソン電圧標準システムのミリ波系	28
2.1 はじめに	29
2.2 ジョセフソン電圧標準システムのミリ波系の構成	30
2.3 ミリ波周波数の安定化	31
2.3.1 ミリ波発生源としてのガン発振器	31
2.3.2 ミリ波位相同期回路構成と周波数安定化	34
2.3.3 ミリ波周波数の総合的な不確かさ	42
2.4 ミリ波位相雑音のジョセフソン電圧揺らぎへの影響	47
2.4.1 ジョセフソン電圧揺らぎの検出	48
2.4.2 ミリ波源に位相雑音がある場合のジョセフソン電圧の揺らぎ	51
2.5 ミリ波の伝搬	61
2.5.1 ジョセフソン電圧標準システムのミリ波系に採用している 伝送部品の特質	62
2.6 高いジョセフソン電圧を得るためのミリ波発振源	75
2.6.1 InP ガンダイオード	75
2.6.2 高出力InP ガン発振器の試作	78
2.6.3 InP ガン発振器 によるジョセフソン電圧の発生	81
2.7 まとめ	82

第3章 ジョセフソン接合アレー	83
3.1 ジョセフソン接合アレー設計の最適条件	83
3.2 ジョセフソン接合アレーの製作プロセス	89
3.2.1 超伝導材料の選択	89
3.2.2 ジョセフソン接合アレーの製作プロセス	90
3.3 まとめ	97
第二部 産業用ジョセフソン電圧標準システムの技術基盤の確立	98
第1章 ジョセフソン電圧標準の実現	
特に直流系の技術的要点と不確かさを低減する技術について	99
1.1 はじめに	99
1.2 平衡検出器 (Null detector) としてのデジタル電圧計 (DVM)	100
1.3 低熱起電力スイッチ	107
1.4 精密校正手順	110
1.5 雑音除去フィルタ	112
1.6 絶縁抵抗と校正值への影響	119
1.7 Zener 電圧発生器の短期安定度	124
1.8 産業用ジョセフソン電圧標準システムの総合的不確かさ	125
1.9 まとめ	126
第2章 産業界におけるジョセフソン電圧標準	127
2.1 はじめに	127
2.2 産業用ジョセフソン電圧標準システム完成時の国家標準との相互比較	128
2.3 Zener 電圧発生器の長期安定度	130
2.4 産業界で15カ月稼働後の精度の確認	133
2.5 現行のトレーサビリティ体系で産業界へ供給されている電圧標準値の精度の検証	136
2.6 まとめ	138

第3章 国際度量衡標準局 (BIPM) から産業界までの一貫した量子力学的電圧標準の実現	139
3.1 はじめに--- ジョセフソン定数が新たに定義された経緯	139
3.2 国際度量衡標準局 (BIPM) による主要先進国の国家標準との相互比較および日本の直流電圧国家標準との相互比較	142
3.3 国際度量衡標準局 (BIPM) から産業界までの一貫した量子力学的電圧標準の実現	146
3.4 まとめ	146
第4章 結 言	147
謝 辞	151
参考文献	152
研究発表リスト	154

付録

国際度量衡標準局 (BIPM) 局長からの感謝状	157
--------------------------	-----

ミリ波のジョセフソン電圧標準への 応用に関する研究

序 論

本研究の第一の目的は、ジョセフソン電圧標準システムの技術的要因の一つであるミリ波系の性能を高めることにより校正精度を向上させることにある。具体的には、ジョセフソン接合アレーに照射するミリ波の周波数安定度を向上させて発生するジョセフソン電圧の正確さを高め、かつ標準電池出力相当の電圧 (1.018 V) まで直接校正できる電圧領域を拡大することにより電圧標準の精度向上に寄与することである。

第二の目的は、産業界で顕在化している電圧標準の精度限界の問題を解決するために、第一の研究成果を応用してジョセフソン電圧標準を国家標準のレベルから産業界に普及させる技術基盤を確立することにある。

本章では研究に至る歴史的背景を概観し、本論文の意義、目的および構成について述べる。

1. 研究の意義と目的

本研究の目的とするところは、ミリ波の応用という立場からジョセフソン電圧標準の精度を高め、かつ産業界で顕在化している現在のトレーサビリティ体系のもとでの電圧標準精度限界の問題を克服するためにジョセフソン電圧標準を広く普及させる技術基盤を確立することにある。

今日のジョセフソン電圧標準の背景を簡単に振り返る。

1966年にペンシルバニア大学のD. N. Langenbergらは巨視的量子力学現象の一つであるジョセフソン効果を利用して基礎物理定数 $2e/h$ の精密測定の実験を行なった。¹⁾ この精密測定を基にジョセフソン効果を応用して電圧標準を実現しようとする研究が各国の国立標準研究機関ですすめられ、1970年代中頃から一部の先進国の直流電圧の国家標準として使われはじめ、我が国に於ても1977年1月1日から第一世代のジョセフソン電圧標準を国家標準として運用を開始した²⁾という歴史的経過を持つ。

基礎物理定数 $2e/h$ の値は、種々の基礎物理定数の測定結果を総合的に評価してSI (Système International d'Unités、国際単位系)の中で最も合理的な値として導かれる。SIによる物理量の標準体系の世界的統一と普及をはかるためにCIPM (Comité International des Poids et Mesures、国際度量衡委員会)が組織されているが、CIPMのもとで電磁気量の標準に関する問題を審議する組織であるCCE (Comité Consultatif d'Electricité、電気諮問委員会)は、電気量の標準という特定目的に使う際には $2e/h$ の代わりにジョセフソン定数 K_J という表記法を採用することに決定し、近年の $2e/h$ の精密測定の精度向上をもとに1988年に、改めて

$$K_J = 483\,597.9 (1 \pm 0.4 \text{ ppm}) \text{ GHz/V} \quad (1)$$

という値を導いた。³⁾ (詳しい経過は第二部第3章にのべる。)

1988年10月に開かれた第77回CIPMは、ジョセフソン効果に基づく電圧標準と測定値とを関係づけるための定数として(1)式から不確かさを除いた値を

$$K_{J,90} \equiv 483\,597.9 \text{ GHz/V} \quad (1)'$$

として新たに定義し、1990年1月1日を期して世界各国がこの値の使用を開始すべき事を勧告した。^{4~6)} すなわち、1990年1月1日以降は各国の国家標準は、(1)'式に基づいてジョセフソン効果によって発生する量子化電圧

$$V_n = nf / K_{J,90} \quad (2)$$

をもとにしたジョセフソン電圧標準によって運用されることになった。ここに n は量子化されたジョセフソン電圧の次数(整数)であり、 f はジョセフソン接合アレーに照射するミリ波周波数(GHz)である。(本論文で扱うACジョセフソン電圧標準の原理については第一部第1章に詳述する。)

量子力学的現象の普遍性と恒常性、および(1)'で定義したジョセフソン定数により、ジョセフソン電圧標準は原理的に世界中のどこでも、いつでも、だれがおこなってもそれを実現する方式が信頼できるものである限り同一の結果を保証するものである。

(2)式からわかるように、超電導状態にあるジョセフソン接合アレーにミリ波を照射して得られるジョセフソン電圧の正確さはミリ波周波数の正確さに対応する。ジョセフソン電圧標準を実現する方式という観点からは、1989年頃まではセシウム(Cs)やルビジウム(Rb)原子周波数発振器を基準にして位相同期法により周波数安定化して得られる高いミリ波周波数(例えば、77, 85, 94 GHzなど)のガン発振器の周波数安定度は、ジョセフソン電圧標準の必要とする安定度にはやや不足である 5×10^{-8} であった。

現代の国家標準としては、少なくとも 1×10^{-8} 以上の精度で電圧校正することが求められており、電圧校正には直流系の不確かさの要因も加算されるので、周波数の正確さは 1×10^{-10} 以上であることが望ましい。この問題は当時のジョセフソン電圧標準を扱う国立標準研究所に共通する課題であり、それらの研究所の上位に位置する国際度量衡標準局(Bureau International des Poids et Mesures, BIPM)もこの問題の解決を望んでいた。

本研究の一義的な意義と目的はこの問題の解決にある。

1990年1月1日を期した $K_{J,90}$ の世界的統一実施にあたり、日本の電気量の国家標準の維持・管理を担当する通産省工業技術院電子技術総合研究所は標準電池出力電圧に相当する1.018 Vを直接校正できる第二世代のジョセフソン電圧標準(Josephson Array Voltage Standard, JJA VS)システムの研究開発をすすめていたが、筆者は(株)アドバンテストから派遣されて1989年4月から研究スタッフの一員として参加する機会を得て、主としてミリ波系を担当した。上記のミリ波周波数安定度の向上の課題の解決は日本の第二世代JJA VSシステムの完成に役立つのみならず、広く世界の標準にも寄与することになる。

次に、産業界で顕在化している現在のトレーサビリティ体系のもとでの電圧標準精度限界の問題を克服する目的のためにジョセフソン電圧標準を広く普及させる技術基盤を確立することについて述べる。

ジョセフソン電圧標準は長らく国家標準であり続けた。その理由は、国家の一次標準と言うに足る究極的な精度を持つことと、それを実現し維持する技術がマイクロ波、直流、超低温など複雑で多岐にわたり、装置の運用も深い経験を要したものであり、まさに「国家の標準」として維持するしか負担しきれなかったからである。

をもとにしたジョセフソン電圧標準によって運用されることになった。ここに n は量子化されたジョセフソン電圧の次数 (整数) であり、 f はジョセフソン接合アレーに照射するミリ波周波数 (GHz) である。(本論文で扱う AC ジョセフソン電圧標準の原理については第一部第 1 章に詳述する。)

量子力学的現象の普遍性と恒常性、および (1) で定義したジョセフソン定数により、ジョセフソン電圧標準は原理的に世界中のどこでも、いつでも、だれがおこなってもそれを実現する方式が信頼できるものである限り同一の結果を保証するものである。

(2) 式からわかるように、超電導状態にあるジョセフソン接合アレーにミリ波を照射して得られるジョセフソン電圧の正確さはミリ波周波数の正確さに対応する。ジョセフソン電圧標準を実現する方式という観点からは、1989 年頃まではセシウム (Cs) やルビジウム (Rb) 原子周波数発振器を基準にして位相同期法により周波数安定化して得られる高いミリ波周波数 (例えば、77, 85, 94 GHz など) のガン発振器の周波数安定度は、ジョセフソン電圧標準の必要とする安定度にはやや不足である 5×10^{-8} であった。

現代の国家標準としては、少なくとも 1×10^{-8} 以上の精度で電圧校正することが求められており、電圧校正には直流系の不確かさの要因も加算されるので、周波数の正確さは 1×10^{-10} 以上であることが望ましい。この問題は当時のジョセフソン電圧標準を扱う国立標準研究所に共通する課題であり、それらの研究所の上位に位置する国際度量衡標準局 (Bureau International des Poids et Mesures, BIPM) もこの問題の解決を望んでいた。

本研究の一義的な意義と目的はこの問題の解決にある。

1990 年 1 月 1 日を期した K_{J-90} の世界的統一実施にあたり、日本の電気量の国家標準の維持・管理を担当する通産省工業技術院電子技術総合研究所は標準電池出力電圧に相当する 1.018 V を直接校正できる第二世代のジョセフソン電圧標準 (Josephson Array Voltage Standard, JJA VS) システムの研究開発をすすめていたが、筆者は (株) アドバンテストから派遣されて 1989 年 4 月から研究スタッフの一員として参加する機会を得て、主としてミリ波系を担当した。上記のミリ波周波数安定度の向上の課題の解決は日本の第二世代 JJA VS システムの完成に役立つのみならず、広く世界の標準にも寄与することになる。

次に、産業界で顕在化している現在のトレーサビリティ体系のもとでの電圧標準精度限界の問題を克服する目的のためにジョセフソン電圧標準を広く普及させる技術基盤を確立することについて述べる。

ジョセフソン電圧標準は長らく国家標準であり続けた。その理由は、国家の一次標準と言うに足る究極的な精度を持つことと、それを実現し維持する技術がマイクロ波、直流、超低温など複雑で多岐にわたり、装置の運用も深い経験を要したものであり、まさに「国家の標準」として維持するしか負担しきれなかったからである。

2. 研究の概要と論文の構成

本研究は、筆者が国家標準としての第二世代ジョセフソン電圧標準システムの研究に参加する機会を得て主としてミリ波系の技術開発を担当した内容をまとめた第一部と、産業界の直面している電圧標準の精度の限界を打破する目的で国家標準を基礎に産業用ジョセフソン電圧標準システムの技術基盤を確立した第二部から構成される。それぞれの概要を以下に述べる。

第一部 ジョセフソン電圧標準システムのミリ波系の性能向上

ミリ波系の性能向上については、まず今日のジョセフソン電圧標準の基本となる AC ジョセフソン効果⁸⁾について振り返り、超電導状態にあるジョセフソン接合に照射するミリ波の周波数の正確さとジョセフソン電圧の正確さの対応関係と照射するミリ波の電力レベルと発生する定電圧ステップ群の関係を整理する。それをもとに標準電池出力に等しい 1.018 V を直接校正するために技術的に実現すべきミリ波周波数の正確さとジョセフソン接合に照射すべきミリ波電力レベルを見積る。必要とするミリ波周波数の正確さは少なくとも 1×10^{-10} 以上であり、接合数 3,000 個のジョセフソン接合アレーに照射すべき平均ミリ波電力レベルは 1.5 mW 程度と試算できた。1989 年当時までは、各国の標準研究機関とも JJA VS システムのミリ波周波数安定系の周波数基準源にルビジウム (Rb) もしくはセシウム (Cs) 原子周波数発振器を使用しているにもかかわらず、85 GHz または 94 GHz の周波数安定化ガン発振器の周波数の正確さが 5×10^{-8} 程度であったのは、ミリ波の位相制御周波数安定回路の応答特性が適切でなく安定度が 5×10^{-8} 程度しか達成出来なかったためであった。本論文ではこの点を解析した上で、Cs 原子周波数発振器を基準とした位相同期法により 94 GHz のガン発振器周波数安定度を 3×10^{-11} (peak to peak) に向上させる周波数安定化回路を実現し⁹⁾、具体的な回路動作およびボード線図による応答特性を示している。周波数の正確さは安定度のみでは決まらないので、ソースロックカウンタの内部の計数誤差要因および原子周波数基準源安定度についても分析し、その総合的不確かさを厳密に評価している。

さらに本方式による周波数安定化ガン発振器の位相雑音を測定し、それが実際に観測されるジョセフソン電圧揺らぎにどの程度寄与しているかを検討した。独立した二台の JJA VS システム間でジョセフソン電圧を平衡検出した揺らぎに比較すると、スペクトル分析法および周波数計数揺らぎから見積もったジョセフソン電圧揺らぎは 1 桁小さい。

本方式は、日本の国家標準としての第二世代 JJA VS システムに採用され、その後、同様の問題に直面していた NRC (カナダ)、NIST (米国)、DFM (デンマーク)、KISRI (韓国)、LCIE (フランス) および BIPM へ供給している。更に特筆すべきは、

BIPM は本方式を搭載した自らの JJAVS システムにより、1991 年から 1992 年にかけてドイツ、イギリス、フランス、デンマーク、カナダ、米国および日本の国家標準との巡回比較を実施していることである。¹⁰⁾

周波数安定化のほかにジョセフソン電圧標準システムの実用性を高めるために行なったミリ波系の技術開発は以下の通りである。

1977 年から運用した第一世代のジョセフソン電圧標準システムでは、超電導状態にある 2 個の Pb/PbO/Pb ジョセフソン接合素子に 10 GHz のマイクロ波を照射して 10 mV のジョセフソン電圧を得ており、二重ヘイモン抵抗昇圧器という補助手段で標準電池出力電圧に等しい 1.018 V まで昇圧して標準電池を校正する方式であった。²⁾ 二重ヘイモン抵抗昇圧器をはじめ光学式平衡検出器などすべての操作は手動で行なわれた。また、装置は地下二階にある厳重な電磁シールドルームの中に設置されたものであった。

不確かさを増大する要因となる二重ヘイモン抵抗昇圧器を排して、補助手段なしに 1.018 V の電圧を直接校正しようとする、それに対応するジョセフソン電圧を発生させなければならない。ジョセフソン電圧を高める手段としては、1977 年にレビンセン (M. T. Levinsen) らによって提案された多数個のジョセフソン接合を直列に接続したアレーにミリ波を照射して高いジョセフソン電圧を得る方法⁸⁾がある。この提案を受けて米国国立標準研究所 (NIST)¹¹⁾、ドイツ連邦国立物理工学研究所 (PTB)¹²⁾、電子技術総合研究所 (ETL)¹³⁾ が研究を続けた結果、現在では数千個以上のジョセフソン接合の集積化が可能になり、超電導材質も一回の液体ヘリウム温度と室温間の温度サイクルによって破損する鉛系から丈夫なニオブ系に進歩し¹³⁾、数十回の温度サイクルに耐えられる程になった。そして、多数の接合を集積したジョセフソン接合アレーに高いレベルのミリ波電力を照射することが高いジョセフソン電圧をもたらす。

今回の第二世代ジョセフソン電圧標準システムの研究にあたっては、ニオブ系ジョセフソン接合アレーに関して電子技術総合研究所には長い研究実績がある。IBM が鉛系ジョセフソン素子を使ったジョセフソンコンピュータの研究から撤退した後も、電子技術総合研究所は超伝導素材としてニオブ系を選択し独自の研究を継続した。電圧標準用ニオブ系ジョセフソン接合アレーはその研究からの派生技術である。

ジョセフソン電圧を高める観点からは、筆者は主としてミリ波源からジョセフソン接合アレーに至る伝送線路の伝送損失の低減およびジョセフソン接合アレーの構造をミリ波的見地から検討した。ここでも、将来はジョセフソン電圧標準システムを広く普及させることを前提にした技術開発を優先した。すなわち、ミリ波出力電力は大きいが大掛かりな高圧電源を必要とするクライストロン (真空管の一種) に代わり、出力は小さい (94 GHz で 60 mW) が小型で低電圧駆動が可能なソリッドステートのガン発振器の採用である。ガン発振器の採用なくしては装置の小型化はありえない。

しかし、ガン発振器の採用のためには比較的小さなミリ波電力を出来る限り減衰させずにジョセフソン接合アレーまで導く技術が必要であった。ガン発振器からジョセフソン接合アレーまでの経路のうち最も伝送損失の大きいものは金属導波管であり、2.0 m の経路長での電力伝送損失は 9.0 dB に達し 0.6 V 程度のジョセフソン電圧しか発生できず、1.018 V の直接校正には不足であった。この問題点を解決したのが、低損失のミリ波用誘電体導波管である。誘電体導波管は (株) 潤工社の開発品であるが、1989 年当時はまだ試作段階であり室温での特性確認状態であった。我々はこれを液体ヘリウム温度まで使用可能にすべく改善し、電力伝送損失も 2.5 m の長さで 3.0 dB と大幅に低減した。金属導波管を用いて単にガン発振器からジョセフソン接合アレーまでの経路長を短くするのも一つの解ではあるが、装置の取扱の安全性や長時間の連続運転といった実用性を重視すれば低損失のミリ波用誘電体導波管は最適解である。

導波管を伝搬してきたミリ波を効率良くストリップラインモードに変換し、ジョセフソン接合アレーにより高いレベルのミリ波電力を照射するために、実際にクライオプローブ装着状態におけるジョセフソン接合アレー先端部のフィンラインアンテナの反射係数を測定し、また効率変換の良いフィンラインアンテナ形状を 10 GHz で置換実験により検討をすすめている。

次世代のジョセフソン電圧標準システムのためのミリ波源についての検討も進め、より高いジョセフソン電圧とより高い精度の校正を可能にするために、ミリ波発振源として従来の GaAs ガン発振器より 1.5 倍高出力の InP ガン発振器を試作している。¹⁴⁾

ジョセフソン接合アレーについては、カウツ (R. L. Kautz) の論文^{15,16)}をもとに、カオス領域に陥らずかつ形状的に照射ミリ波周波数で自己共振しないジョセフソン接合単体の形状を求め、ストリップライン上部電極上に直列に 3,000 個の接合を接続したジョセフソン接合アレーを設計している。論文構成上、ジョセフソン接合アレーの製作プロセスについても述べているが、ここはほとんど電子技術総合研究所の蓄積した技術である。

上記の成果は、1990 年 1 月 1 日から運用を開始した日本の国家標準としての第二世代ジョセフソン電圧標準システム¹⁷⁾に生かされている。

第二部 産業用ジョセフソン電圧標準システムの技術基盤の確立

第二部は、産業界で顕在化している電圧標準の精度限界を打破するために、国家標準としての第二世代ジョセフソン電圧標準システムをベースに産業用ジョセフソン電圧標準システムを実現し、長期にわたって試験運用した結果により国家標準と同等の精度を保証できる技術基盤を確立した研究である。

前節でもふれたように、1980 年代中頃から日本の標準供給体系 (トレーサビリティ

体系)によって産業界に供給される標準電圧値の公称確度保証値は2 ppm (2×10^{-6})である。供給媒体は標準電池(化学電池)であり、温度や振動に敏感であることからこれ以上の精度保証には限界がある。しかし、産業界や学界の研究機関などには8桁デジタル電圧計、高精度ツエナー電圧標準器、高精度校正器が普及しており、さらに高精度の機器の研究開発をおこなうためにも2 ppmの確度保証値では不足になりつつあり、少なくとも0.1 ppm (1×10^{-7})あるいはそれ以上の校正精度が要望されている。この精度限界を別の原理によって打破するために、産業界でも使用できる実用的なジョセフソン電圧標準システムを実現する必要があった。

標準供給体系の改変は法的措置をとまなうために、ここでは実現した産業用ジョセフソン電圧標準(JJAVS)システムの校正できる精度を明らかにし、2年間におよぶ試験運用の結果により国家標準と同等の精度を保証できる技術基盤を確立したことを示すにとどまる。

産業用JJAVSの設計方針は次のようなものである。¹⁸⁾

- 1) 産業用JJAVSとしての校正精度は 1×10^{-8} を目標とする。
被校正対象としては生産ライン用として取り扱いが容易なZener精密電圧発生器に限定している。
- 2) 熟練者でなくても使用出来るよう校正手順を自動化する。
- 3) 広く普及させることを前提にして装置全体はコンパクトで、通常的环境下で使用可能であること。

(特別な電磁シールドルームや高圧電源、冷却用の水道施設は不要とする。)
校正精度として 1×10^{-8} を目標としたのは、現状のトレーサビリティ体系のもとでの産業界へ供給される精度保証値2 ppm (2×10^{-6})より100倍以上向上するので、少なくともここ十年程度は産業界の最先端の要求に応えられると考えたからである。被校正対象として標準電池に代わりZener電圧発生器をあげているのは、温度や振動に敏感に反応して出力値がかわる標準電池よりも耐環境性に優れ保守が容易で生産現場に容易に二次標準電圧を供給できるからである。JJAVSシステムとしては被校正対象であるZener電圧発生器もふくめて閉じた系とみなし、系全体の総合的な校正精度として 1×10^{-8} を目標としている。

第一世代のJJAVSシステムでは10 mVのジョセフソン電圧しか発生できなかったため1.018 Vの標準電池の校正には分圧器を介在させる必要があり、またシステムを構成する測定機器は殆ど手動操作のためそれらを熟知したオペレータが慎重に手順をふみ 2×10^{-8} の精度の校正データを2日がかかりで得ていた。産業界で使用するためには校正手順に関する特別な知識がなくても得られた校正値の精度が一定であること、即ち人に依存する誤差要因を排除する必要がある。JJAVSシステムを自動化した最大の目的はここにあり、測定時間の短縮は付随的なものである。

生産工場環境は電圧国家標準を設置している国立標準研究所(日本では電総研)の環境と大いに異なり、組立・調整途中の電子機器から放射される電磁波雑音が飛び交っている。これらを有効に除去できる低域通過型フィルタを製作し特別なシールドルーム無しに稼働しなければならない。また、特別な付帯設備は不要としないと産業界での日常的な校正業務への使用は困難である。

第二部ではこれらの設計方針を具現化する技術を「不確かさを低減する」という観点から述べている。平衡検出器、低熱起電力スイッチ、電磁波雑音フィルタおよび絶縁抵抗などの個別技術について述べた後、製作した産業用JJAVSシステムの総合的不確かさを可能なかぎり厳密に評価している。

産業用JJAVSを製作した直後の1990年12月は電総研において1カ月間動作チェックと国家標準との相互比較を実施し、予定の性能で校正出来ていることを確認後¹⁹⁾、精密電子測定装置の生産をしている(株)アドバンテスト群馬工場(群馬県邑楽郡邑楽町)に移設し、1991年1月から産業界での使用に耐えるか、また長期使用後に校正精度が劣化するかどうかを確認する運用試験に入った。

企業の生産現場ではほぼ2年間にわたる運用試験の結果、長期間2台のZener精密電圧発生器が順調に校正できていること¹⁹⁾、および稼働しはじめてから15カ月後に電総研に産業用JJAVSシステムを運び再度国家標準との相互比較を実施したところ国家標準と同等の校正精度の0.01 ppm (1×10^{-8})であることが確認できた。^{20, 21)}

さらに、Zener精密電圧発生器の1.018 V出力電圧を校正するにあたり、従来のトレーサビリティ体系により標準電池を媒体にして産業界に供給されてきた標準電圧値を基準にて校正した場合と、産業用JJAVSシステムで校正した場合との相互比較を試みた。その結果、もはや限界に達したとは言え、従来のトレーサビリティ体系での校正精度は産業界へ供給される時点に於いては公称値の範囲(2 ppm)内にあったことも確認した。

これらのデータの意味する所は、産業界で国家標準と同等精度での校正が可能であること、産業用JJAVSは企業の生産現場のような環境下でも十分に所期の性能を長期にわたって持続して運用できることを実証した点である。

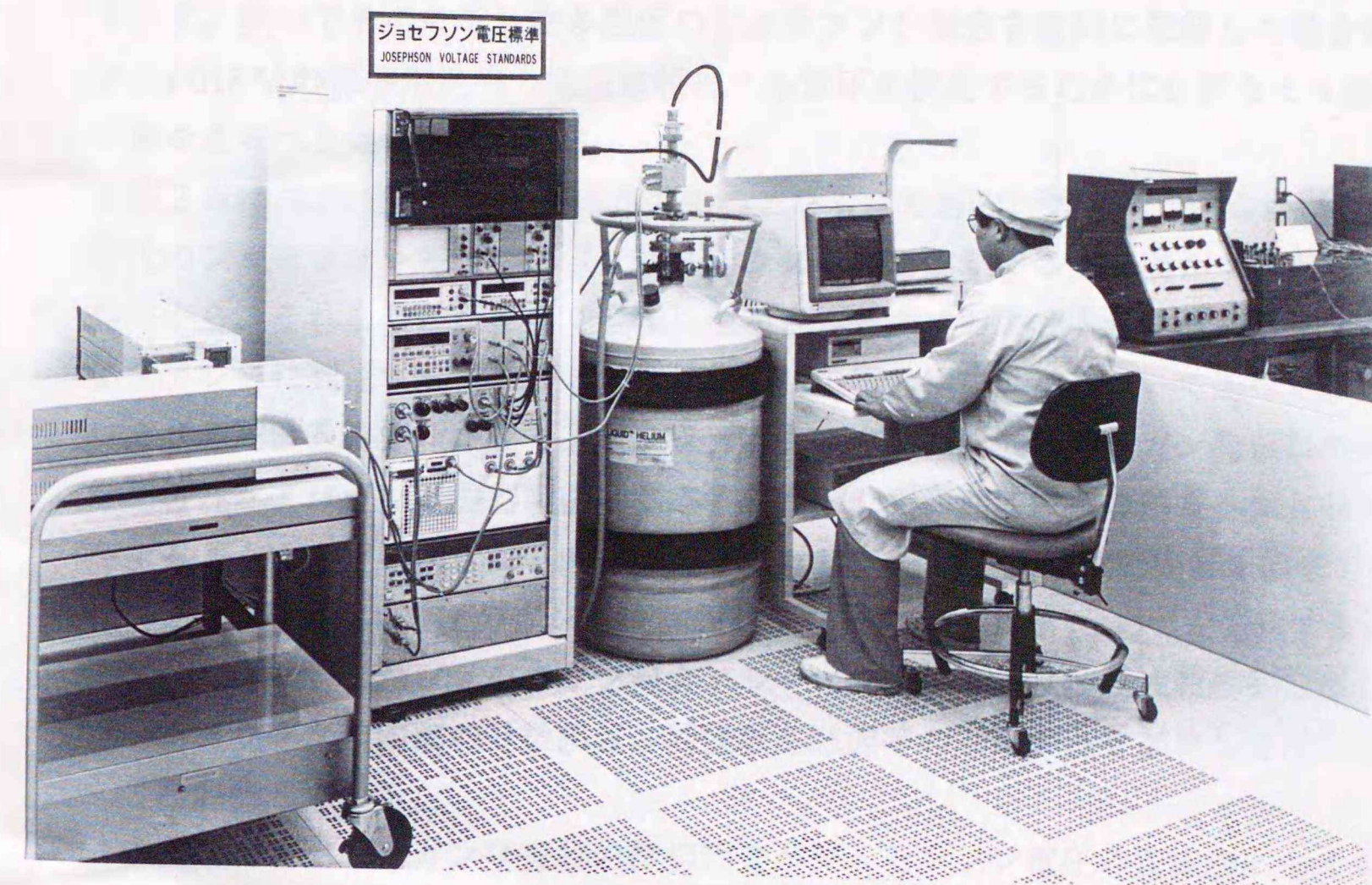


図1 産業界で1991年1月から稼働しているジョセフソン電圧標準システム

2年間におよぶ試験運用により、産業界においても国家標準と同等の校正精度 0.01 ppm (1×10^{-8}) を実現できることを実証した。

以下に各部各章の概要を述べる。

[第一部]

第1章では、まず超伝導状態にあるジョセフソン接合単体にミリ波を照射した場合に発生する定電圧ステップの発生原理 (ACジョセフソン効果) をふりかえり、定電圧ステップ (ジョセフソン電圧) の正確さは照射するミリ波周波数の正確さに比例し、照射するミリ波電力に応じて発生するステップ次数が決まることをシュミレーションにより示す。次いでそのモデルを多数個のジョセフソン接合を直列に接続した場合に拡張して、1.018 V の標準電池出力電圧に相当する電圧を校正するために必要なミリ波系としてそなえるべき条件を見積もる。

第2章は本論文の第一の主張点の中心となる章である。第1章で明らかにした第二世代のジョセフソン電圧標準 (JJAVS) システムを実現する上で満たすべきミリ波系の条件から、それを具体化するミリ波周波数安定化方式およびミリ波源からジョセフソン接合アレーに到達するまでのミリ波伝搬経路の電力損失低減について述べる。

ミリ波周波数安定化はソースロックカウンタの位相検波特性、ガン発振器の周波数対電圧特性およびガン発振器駆動回路応答特性が位相同期のための閉ループとして最適動作するようボード線図による応答特性を検討し、Cs 原子周波数発振器を基準とした位相同期法により 94 GHz のガン発振器周波数を 3×10^{-11} (peak to peak) で安定化することを実現している。またジョセフソン接合アレーに照射するミリ波周波数の安定度、ソースロックカウンタの内部の計数誤差、周波数基準源等の不確かさを加算して総合的な不確かさを評価している。

周波数安定化したガン発振器の位相雑音がジョセフソン電圧の安定度に与える影響については、周波数安定化ガン発振器の位相雑音と周波数揺らぎを詳細に測定し、同一の周波数安定化方式を採用する電総研と国際度量衡標準局の二台のJJAVSシステム間でジョセフソン電圧を平衡検出して観測した揺らぎへの寄与を算出した。

ミリ波源からジョセフソン接合アレーに到達するまでのミリ波伝搬経路の電力損失を低減する改善については、まず、1.018 V のジョセフソン電圧発生に要するジョセフソン接合アレーに到達すべきミリ波電力を試算し、経路の中で最も損失の大きい金属導波管を誘電体導波管に置き換える研究を行ない、電力損失 9 dB から 3 dB に低減している。

次に、電磁波の導波管 (特性インピーダンス 484 Ω) 伝搬モードからジョセフソン接合アレー (JJA) を形成しているストリップライン (特性インピーダンス 8 Ω) モードへの変換は JJA と同一基板上のフィンラインアンテナにより行なっているが、大幅にインピーダンスが違うので反射が大きくミリ波電力の伝送効率が悪い。これに関しては実装状態で液体ヘリウム中での反射係数を測定し変換効率 (約 40 %) を推定出来た。10

GHz のフィンラインアンテナ形状に変換して等価置換実験により変換効率向上を試みている段階である。またクライオプローブと称する液体ヘリウム中のジョセフソン接合アレーにミリ波を照射し発生したジョセフソン電圧を取り出す機構を図説し、ミリ波とジョセフソン接合アレーの結合について述べる。

次世代のジョセフソン電圧標準システムのために、より高いジョセフソン電圧発生を目的とするより高い出力レベルのガン発振器については、(株)日鉱共石の協力で新しい設計理念のInP ガンダイオードを使用したガン発振器を試作し従来より1.5 倍の出力を得ている。新しい設計理念のInP ガンダイオードは、活性領域の不純物濃度がカソードからアノードにかけて線型に増加するもので、カソード付近の電界強度が増しガン領域の不活性領域が少なくなり、3% 以上の効率を達成している。

第3章は、ジョセフソン接合アレーの最適設計と製作プロセスについて述べている。カウツ(R. L. Kautz) の論文^{15,16)}をもとに、ジョセフソン接合の動作が無秩序状態(カオス)領域に陥らない周波数条件と臨界電流密度を求め、かつ照射ミリ波周波数で自己共振しない形状的条件を求めている。接合単体の条件を決定した後、ストリップラインの上部電極にジョセフソン接合を直列に接続したジョセフソン接合アレーを形成した構造を取り、ミリ波を接合アレー全体に照射する仕組みになっている。またフィンラインアンテナを含めたジョセフソン接合アレーをシリコンウエハ上に形成する一連の製作プロセス(電子技術総合研究所のプロセス)について詳述している。

[第二部]

第二部は第二の主張点である産業用ジョセフソン電圧標準システムの技術基盤の確立に関する研究である。

第1章では産業用JJAVS システムを実現する上での不確かさを低減する技術的内容について詳述する。電総研の国家標準としてのJJAVS システムを技術的基盤とし、ミリ波系については第一部第2章を、ジョセフソン接合アレーについては第一部第3章の成果を応用するので、ここでは主として直流系の技術的要点と不確かさを評価する。実際の産業用JJAVS システムの直流系の主要要素として平衡検出器としてのDVM、低熱起電力スイッチ、バイアス回路、雑音除去フィルタ、および校正対象としての精密電圧発生器についての性能と評価結果を詳述する。また、ここでは産業用JJAVS システムの総合的な不確かさ評価し、このシステムでの校正精度を明確にする。

第2章では産業用JJAVS システムが2年間にわたり企業の生産工場で稼働した実績データを示す。主たるデータは、産業用JJAVS システム完成時と15カ月稼働後の国家標準との相互比較データ、約2年間にわたる2台のZener 電圧発生器の長期変動データ、産業用JJAVS システムの校正限界の一因になっているZener 電圧発生器の短期変動デー

GHz のフィンラインアンテナ形状に変換して等価置換実験により変換効率向上を試みている段階である。またクライオプローブと称する液体ヘリウム中のジョセフソン接合アレーにミリ波を照射し発生したジョセフソン電圧を取り出す機構を図説し、ミリ波とジョセフソン接合アレーの結合について述べる。

次世代のジョセフソン電圧標準システムのために、より高いジョセフソン電圧発生を目的とするより高い出力レベルのガン発振器については、(株)日鉱共石の協力で新しい設計理念のInP ガンダイオードを使用したガン発振器を試作し従来より1.5 倍の出力を得ている。新しい設計理念のInP ガンダイオードは、活性領域の不純物濃度がカソードからアノードにかけて線型に増加するもので、カソード付近の電界強度が増しガン領域の不活性領域が少なくなり、3% 以上の効率を達成している。

第3章は、ジョセフソン接合アレーの最適設計と製作プロセスについて述べている。カウツ(R. L. Kautz) の論文^{15,16)}をもとに、ジョセフソン接合の動作が無秩序状態(カオス)領域に陥らない周波数条件と臨界電流密度を求め、かつ照射ミリ波周波数で自己共振しない形状的条件を求めている。接合単体の条件を決定した後、ストリップラインの上部電極にジョセフソン接合を直列に接続したジョセフソン接合アレーを形成した構造を取り、ミリ波を接合アレー全体に照射する仕組みになっている。またフィンラインアンテナを含めたジョセフソン接合アレーをシリコンウエハ上に形成する一連の製作プロセス(電子技術総合研究所のプロセス)について詳述している。

[第二部]

第二部は第二の主張点である産業用ジョセフソン電圧標準システムの技術基盤の確立に関する研究である。

第1章では産業用JJAVS システムを実現する上での不確かさを低減する技術的内容について詳述する。電総研の国家標準としてのJJAVS システムを技術的基盤とし、ミリ波系については第一部第2章を、ジョセフソン接合アレーについては第一部第3章の成果を応用するので、ここでは主として直流系の技術的要点と不確かさを評価する。実際の産業用JJAVS システムの直流系の主要要素として平衡検出器としてのDVM、低熱起電力スイッチ、バイアス回路、雑音除去フィルタ、および校正対象としての精密電圧発生器についての性能と評価結果を詳述する。また、ここでは産業用JJAVS システムの総合的な不確かさ評価し、このシステムでの校正精度を明確にする。

第2章では産業用JJAVS システムが2年間にわたり企業の生産工場で稼働した実績データを示す。主たるデータは、産業用JJAVS システム完成時と15カ月稼働後の国家標準との相互比較データ、約2年間にわたる2台のZener 電圧発生器の長期変動データ、産業用JJAVS システムの校正限界の一因になっているZener 電圧発生器の短期変動デー

[第一部 ジョセフソン電圧標準のミリ波系の性能向上について]

はじめに

ジョセフソン電圧標準システムを構成する技術的要素を大別すると、周波数安定化ミリ波源と伝送線路、ジョセフソン接合アレーおよび校正のための直流系である。ここでは、ジョセフソン接合アレーについてのミリ波的観点からの考察も含めて主としてミリ波系の性能向上について述べる。

研究の内容は、

- 1) ジョセフソン接合アレーに照射する94 GHzのガン発振器の周波数安定度の向上
- 2) ミリ波電力を有効にジョセフソン接合アレーに照射するために伝送損失の低減
- 3) より広い範囲の電圧をより高い精度で校正するために必要なミリ波源の検討
- 4) ミリ波的観点から接合数3,000個のジョセフソン接合アレーの設計検討と実現についてである。以降の章にその内容を詳述する。

第1章 ACジョセフソン効果

1.1 はじめに

本章では、ジョセフソン接合単体に外部から弱い電磁波（ミリ波）を照射した場合に発生する定電圧ステップの発生原理から、ジョセフソン電圧の正確さは照射するミリ波周波数の正確さに比例し、発生する定電圧ステップの次数は照射するミリ波電力に対応することを示す。

次いで、そのモデルを多数個のジョセフソン接合を直列に接続した場合に拡張し、具体的にストリップラインの上部電極の上に3,000個のジョセフソン接合を集積したジョセフソン接合にミリ波を照射してジョセフソン電圧を発生させ、1.018 Vの電圧を 1×10^{-8} の精度で校正するために必要なミリ波系の条件を見積る。

1.2 ジョセフソン電圧の発生(ACジョセフソン効果)

超電導状態にあり、ヒステリシスの大きい電流-電圧特性のトンネル接合形ジョセフソン素子に外部から弱い電磁波を照射すると、電流-電圧特性の原点付近の準粒子トンネル電流に定電圧ステップが重畳される。その定電圧ステップの電流幅が準粒子トンネル電流の電流幅より大きければ、ステップ上の電流は電圧軸を横切って負の状態にも流れる。このことは、バイアス電流をゼロにしても $V_n = (h/2e)nf$ の関係をみたした電圧をジョセフソン素子から取り出せることを意味する。この効果をACジョセフソン効果またはインバースジョセフソン効果とよんでいる。この効果は定性的に図1-1のように示される。^{8,22)}

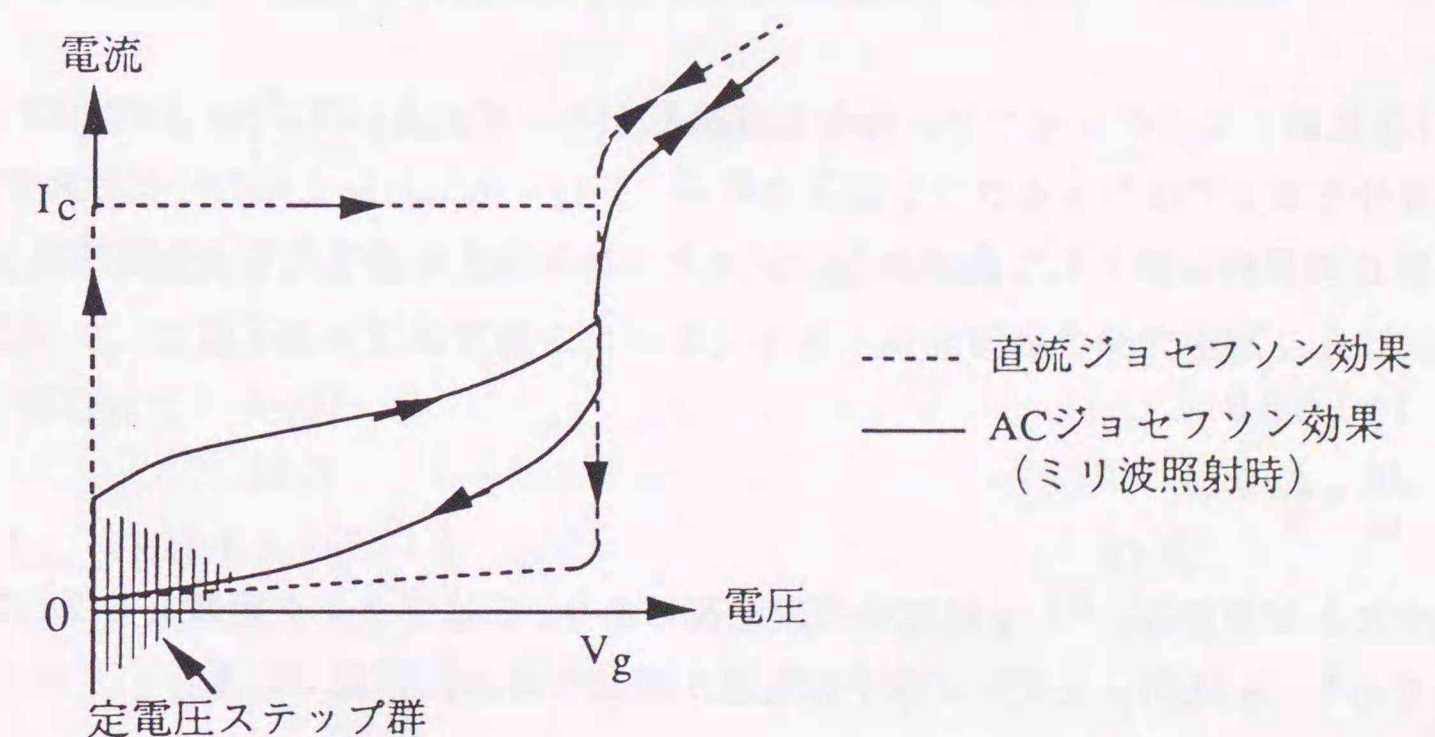


図1-1 ACジョセフソン効果（ミリ波照射時）

この効果を具体的に考察するために、もっとも簡単な1個のジョセフソン接合の場合について図1-2のようにモデル化する。超電導体はニオブ(Nb)であり、超電導接合部はアルミ酸化膜(AlOx)で、厚みdは超電導電子がトンネリング出来る程度(数nm以下)に薄い。ミリ波を照射するためにストリップラインの上部電極の上に接合部が形成されている。ジョセフソン接合単体の等価回路はRSJ(Resistively Shunted Junction)モデルで図1-3のように示される¹⁵⁾。

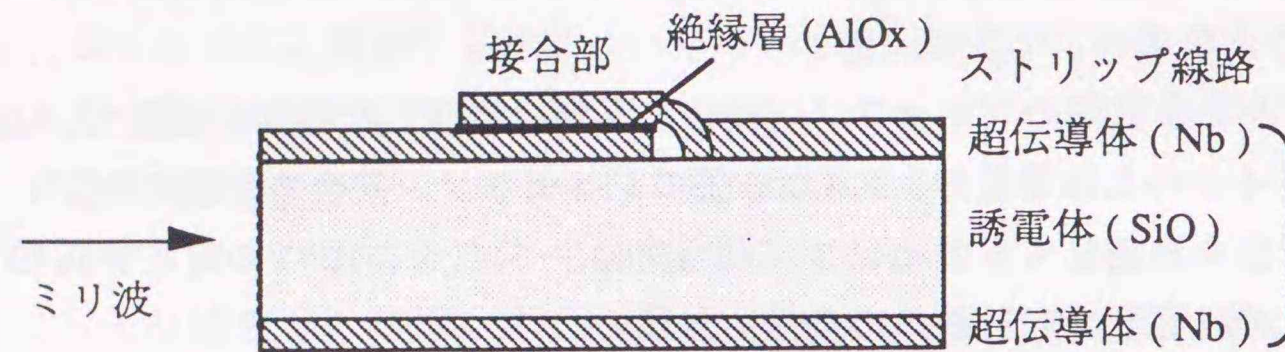
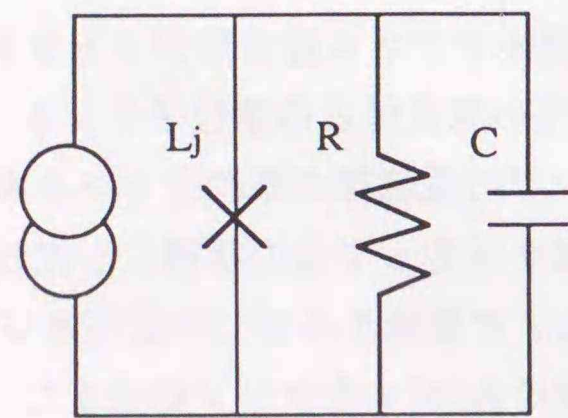


図1-2 ジョセフソン接合単体のモデル



ジョセフソン素子は等価的に

$$L_j = (\hbar/2e) / I_c$$

で表されるインダクタンスとして働く。
ここで I_c は臨界電流である。

図1-3 ジョセフソン接合単体の等価回路(RSJモデル)

図1-3において、ジョセフソン接合は非線形なインダクタンス(×印で示す。以後この部分を本文ではジョセフソン素子と呼ぶ。) $L_j = (\hbar/2e) / I_c$ と準粒子抵抗Rおよび接合容量Cの並列回路として表される。ジョセフソン素子の基本的なI-V特性は

$$I = I_c \sin \theta \quad (1-1)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{2e}{\hbar} V \quad (1-2)$$

と表わすことができる。²³⁾ eは電子の素電荷であり、 $\hbar$ はプランク定数hを2 π でわったものであり、 θ はジョセフソン素子に電流が流れた時の位相差である。

ジョセフソン接合に直流電圧 V_0 を印加すると、接合部を流れる電流は(1-1), (1-2)より

$$I = I_c \sin \left(\frac{2eV_0}{\hbar} t + \text{const.} \right) \quad (1-3)$$

となる。即ち、Iは角周波数 $\omega_0 = 2eV_0/\hbar$ で振動する高周波電流である。

ここでジョセフソン接合に印加する電圧Vを直流電圧 V_0 と交流電圧 $v_1 \cos \omega_1 t$ との和 $V = V_0 + v_1 \cos \omega_1 t$ として与えるとき、(1-2)式より

$$\theta = \int \frac{2e}{\hbar} V dt = \frac{2e}{\hbar} V_0 t + \frac{2e}{\hbar} \frac{v_1}{\omega_1} \sin \omega_1 t + \theta_0 \quad (1-4)$$

となる。これを(1-1)式に代入すると、

$$I = I_c \sin \left(\frac{2e}{\hbar} V_0 t + \frac{2e}{\hbar} \frac{v_1}{\omega_1} t + \theta_0 \right) \quad (1-5)$$

を得る。ここで $2eV_0/\hbar = \omega_0 = 2\pi f_0$ とおき、(1-5)式をFourier-Bessel級数展開すると

$$I = I_c \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (-1)^n J_n \left(\frac{2e}{\hbar} \frac{v_1}{\omega_1} \right) \sin \{ (\omega_0 - n\omega_1) t + \theta_0 \} \quad (1-6)$$

となる。ここで J_n はBessel関数である。(1-6)式より、 $\omega_0 - n\omega_1 = 0$ すなわち、直流電圧を印加したときに(1-3)式で表されるジョセフソン接合電流の角周波数と照射するミリ波の交流電圧の角周波数が等しくなる条件(同期条件)のとき

$$I = (-1)^n I_c J_n \left(\frac{2e}{\hbar} \frac{v_1}{\omega_1} \right) \sin \theta_0 \quad (\omega_0 = n\omega_1) \quad (1-7)$$

の直流電流が流れる。これがACジョセフソン効果である。

初期位相 θ_0 は素子を流れる電流によって決まり、直流電流の最大振幅 $I_{\max}$ は $\sin \theta_0 = 1$ の時に得られて

$$I_{\max} = (-1)^n I_c J_n \left(\frac{2e}{\hbar} \frac{v_1}{\omega_1} \right) \quad (1-8)$$

$$= 2 I_c \left| J_n \left(\frac{2e}{\hbar} \frac{v_1}{\omega_1} \right) \right| \quad (1-8)'$$

となる。

(1-7) 式の成り立つ $\omega_0 = n\omega_1$ の同期条件を満たす時の電圧 V_n ($=n$ 番目の次数のジョセフソン電圧) は、

$$V_n = n \left(\frac{1}{2e/h} \right) \omega_1 = n \left(\frac{1}{2e/h} \right) f_1 \quad (1-9)$$

のところに、図 1-1 に示すように準粒子トンネル電流に重畳した定電圧ステップとして n の値 (整数) に応じて現われる。ジョセフソン電圧標準システムにおいては、(1-9) 式の必要な次数 n を選択して校正のための基準電圧とする。

ここで、(1-9) 式の $2e/h$ は(1) 式に示したジョセフソン定数 K_J であるから、(1-9) 式は

$$V_n = n f_1 / K_{J-90} \quad (1-9)'$$

と書き換えられ、(2) 式が導かれる。

(1-9) 式、または(1-9)' 式より、発生するジョセフソン電圧 V_n の精度 (あるいは不確かさ) は照射するミリ波周波数の精度 (あるいは不確かさ) に対応している。

これより、標準電池出力に等しい 1.018 V を直接 1×10^{-8} の精度で校正するためには、ミリ波の周波数の精度として 1×10^{-9} は必要であり、ジョセフソン電圧標準システムとしては他にも不確かさを大きくする要因は多くあるので、周波数精度としてはさらにもう一桁向上させた 1×10^{-10} 以上を目標とする。

ACジョセフソン効果の出現には、照射するミリ波電力および接合パラメータに制約条件がある。 n 番目のステップの電流幅は (1-8)' 式で与えられるので、定電圧ステップがゼロ電流軸を横切るためには

$$I_{\max} = 2 I_c \left| J_n \left(\frac{2e}{h} \frac{V_1}{\omega_1} \right) \right| > \frac{V_n}{R} \quad (1-10)$$

を満たさなければならない。上式の V_n/R は準粒子電流である。ミリ波を照射すると準粒子電流はミリ波電力と共に増大し、電圧がギャップ電圧 (図 1-1 では V_g でしめす) の $1/2$ を越えると急激に増大する。したがって、ACジョセフソン効果は準粒子電流が定電圧ステップの電流幅を越えない程度に弱いミリ波電力を照射した時、ギャップ電圧の $1/2$ より低い電圧領域で発生する。²²⁾

ジョセフソン素子のインピーダンスは電磁波の回路インピーダンスより数桁低く、照射するミリ波に対しては定電流駆動される。しかし、定電流駆動の時は定電圧駆動の時よりステップ電流幅が小さくなるので、ジョセフソン素子から見た外部回路のインピーダンスを低くして定電圧駆動をするのが望ましい。図 1-3 のRSJ モデルにおいて、外部

から照射するミリ波周波数を f_1 とするとき、ジョセフソン素子のインピーダンス Z_J は

$$Z_J = 2\pi f_1 L_J = \left(\frac{h}{2e} \right) \frac{f_1}{I_c} \quad (1-11)$$

となる。それ故、外部回路としての接合容量 C または準粒子抵抗 R の周波数 f におけるインピーダンスが Z_J より低いこと、すなわち

$$\left(\frac{h}{2e} \right) \frac{f}{I_c} > \frac{1}{2\pi f C} \quad (1-12)$$

または

$$\left(\frac{h}{2e} \right) \frac{f}{I_c} > R \quad (1-13)$$

のいずれかが成り立つ時、ジョセフソン素子は定電圧駆動される。準粒子電流が定電圧ステップの電流幅を越えない程度に弱いミリ波電力を照射した時は、 $(1/2\pi f_1 C) < R$ および $(hf_1/2eI_c) < R$ であるから、ジョセフソン接合容量 C が十分大きく (1-12) 式を満たすことが必要である。

以後、照射するミリ波電力と発生するステップ電圧の関係をみる。

超電導状態にあるジョセフソン接合に 94 GHz 、すなわち $\omega_1 = 2\pi \times (94 \times 10^9) \text{ rad/sec}$ のミリ波を照射する場合ステップ間電圧は約 $194.4 \mu\text{V}$ である。ジョセフソン接合に到達するミリ波電力が小さい場合はベッセル関数の引き数は低次となる。

ベッセル関数 $J_n(x)$ の性質から n が低次の場合、引数 x がほぼ n に等しいとき $J_n(x)$ は最初の極大値をとる。(1-10) 式のベッセル関数の引き数は $(2e/h) \cdot (v_1/\omega_1)$ であるから

$$v_1 = \left(\frac{h}{2e} \right) n \omega_1 \quad (1-14)$$

の時に極大値を持つ。図 1-4 (a) ~ (d) には $x = (2e/h) \cdot (v_1/\omega_1)$ をパラメータとしてジョセフソン接合単体の $I_{\max}/I_c$ を示している。(照射するミリ波周波数 ω_1 は固定であり、ジョセフソン接合はストリップ線路上に形成されミリ波を照射する線路インピーダンスが一定であるので、ミリ波電圧振幅 V_1 はミリ波電力に比例する。即ち、 x はミリ波電力の関数である。)

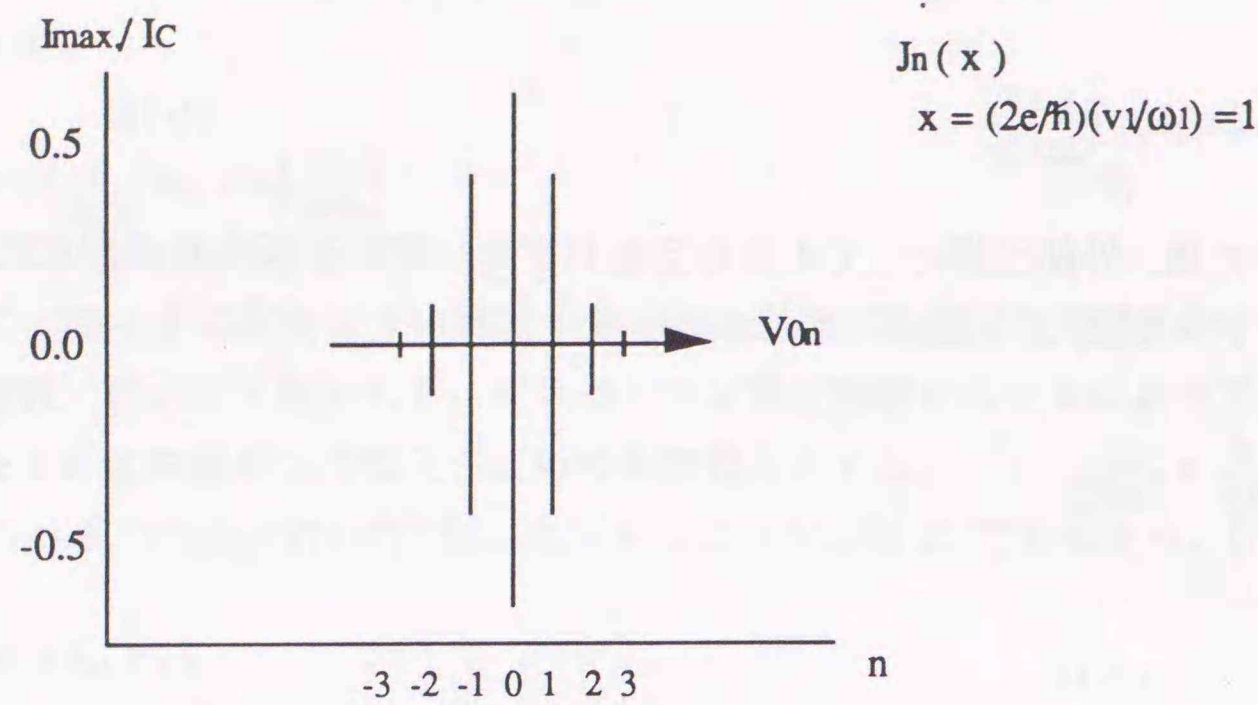


図 1-4(a)

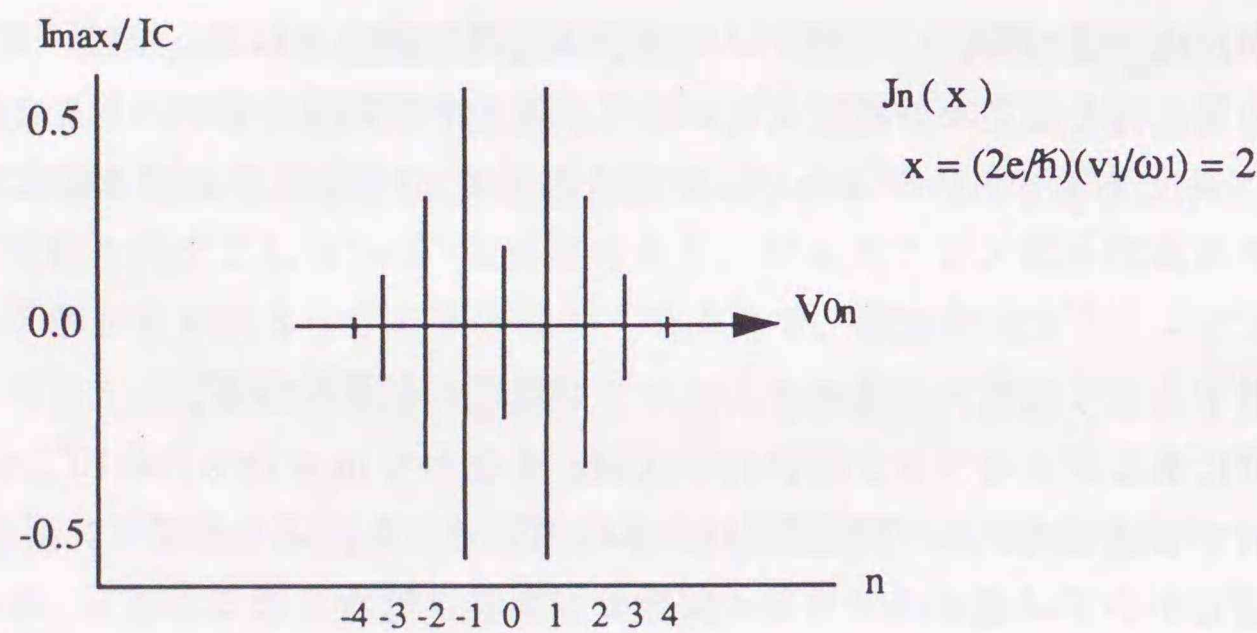


図 1-4(b)

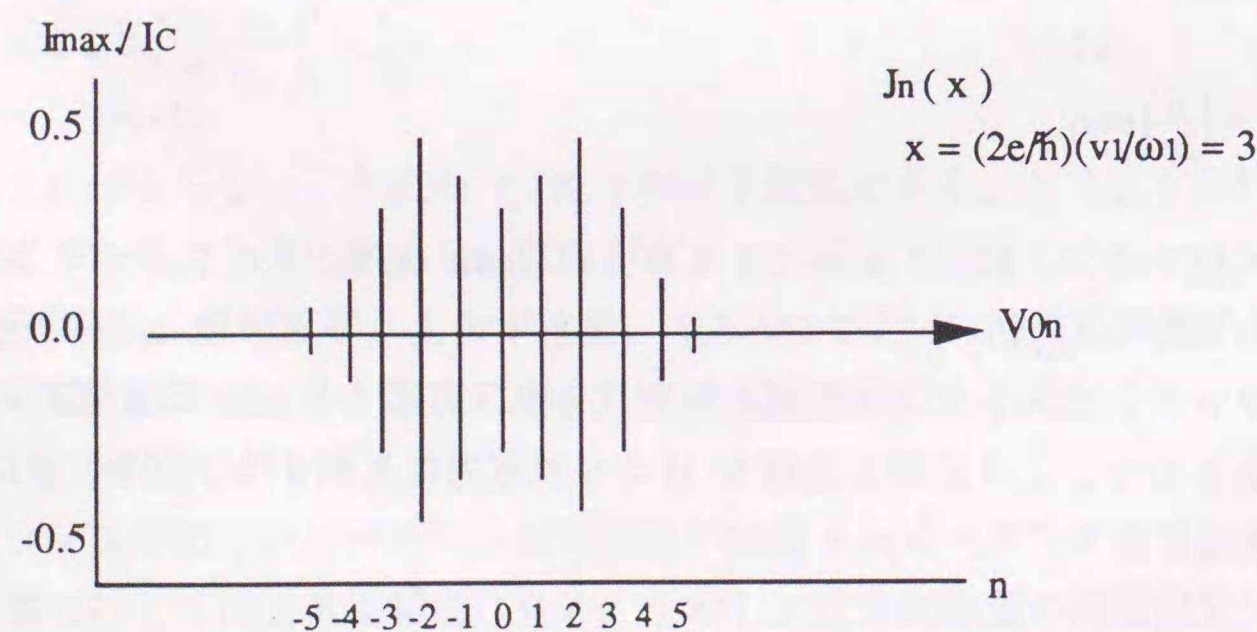


図 1-4(c)

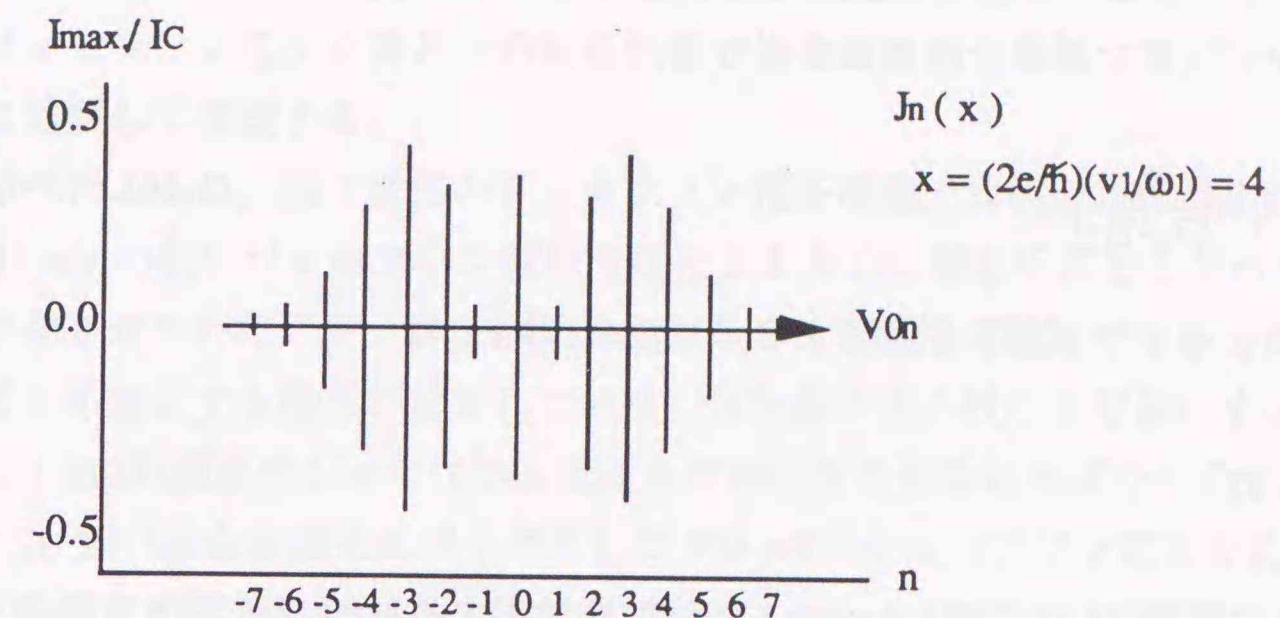


図 1-4(d)

図 1-4 ジョセフソン接合単体のACジョセフソン効果による定電圧ステップ模式図

図 1-4 (a) ~ (d) において、 x はミリ波電力の関数であると述べたが、その電力を具体的に見積る。ジョセフソン接合の具体的な設計条件は第一部 3 章で詳述するので、ここでは出来ているジョセフソン接合の具体的なパラメータを代入する。

図 1-3 に示したジョセフソン接合単体の RSJ モデルにおいて、 I_c は超電導の起こる限界である臨界電流であり、

$I_c = j_c$ (臨界電流密度) $\times S$ (接合面積) $= (76.8 \text{ A/cm}^2) \times (40 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}) = 76.8 \times 10^{-5} \text{ A}$ である。接合容量 C は

$C = C_s$ (接合の特性容量) $\times S$ (接合面積) $= (6 \mu\text{F/cm}^2) \times (40 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}) = 6 \times 10^{-11} \text{ F}$ である。非線形なインダクタンスのインピーダンスを Z_j , 接合容量 C のインピーダンスを Z_c とすると、94 GHz におけるそれぞれ値は

$$Z_j = 2\pi f L_j = (h/2e)f / I_c = 2.53 \times 10^{-1} \Omega$$

$$Z_c = 1/2\pi f C = 2.82 \times 10^{-2} \Omega$$

となる。超電導トンネリング現象のおこる領域では R の値は大きいので駆動回路から見たジョセフソン接合のインピーダンスはほぼ Z_j と Z_c の並列合成の $2.54 \times 10^{-2} \Omega$ で

ある。この場合の駆動回路はミリ波のストリップラインであり、設計条件から

$$Z_0 = 8 \Omega$$

の特性インピーダンスを持つ。ストリップラインを伝搬してきたミリ波の電力を P とすれば、ストリップラインを流れる高周波電流 i_{rf} は

$$i_{rf} = \sqrt{\frac{P}{Z_0}} \quad (1-15)$$

で表され、ジョセフソン接合を駆動する。ジョセフソン素子そのものを駆動する電流 i_j は並列インピーダンスで分流されるので

$$i_j = \left(\frac{Z_c}{Z_j + Z_c} \right) i_{rf} \quad (1-16)$$

となる。ジョセフソン素子を照射するミリ波の振幅 v_1 は

$$v_1 = i_j \times Z_j \quad (1-17)$$

である。ここで具体的に図 1-4 (a) の I-V 特性に対応する $J_n(x)$ の引数 $x = (2e/\hbar)(v_1/\omega_1)$ が 1 になるための 94 GHz のミリ波電力を試算すると、 $e, \hbar, \omega_1$ にそれぞれの定数および数字をあてはめて $v_1 = 1.94376 \times 10^{-4}$ V であり、非線形インダクタンス L_j のインピーダンス $Z_j = 2.53 \times 10^{-1} \Omega$ と (1-17) 式から i_j を求め、この値と (1-16) 式および Z_c, Z_j から i_{rf} を求める。 $W = (i_{rf})^2 Z_0$ より、照射すべきミリ波電力は $W = 0.46953$ mW となる。

同様の試算により、 $x=2, 3, 4, \dots$ に対応するミリ波電力を計算すると

$x=2$ の時 $W = 1.8781$ mW、 $x=3$ の時 $W = 4.2258$ mW、 $x=4$ の時 $W = 7.5125$ mW であり、この関係を図 1-5 に示す。

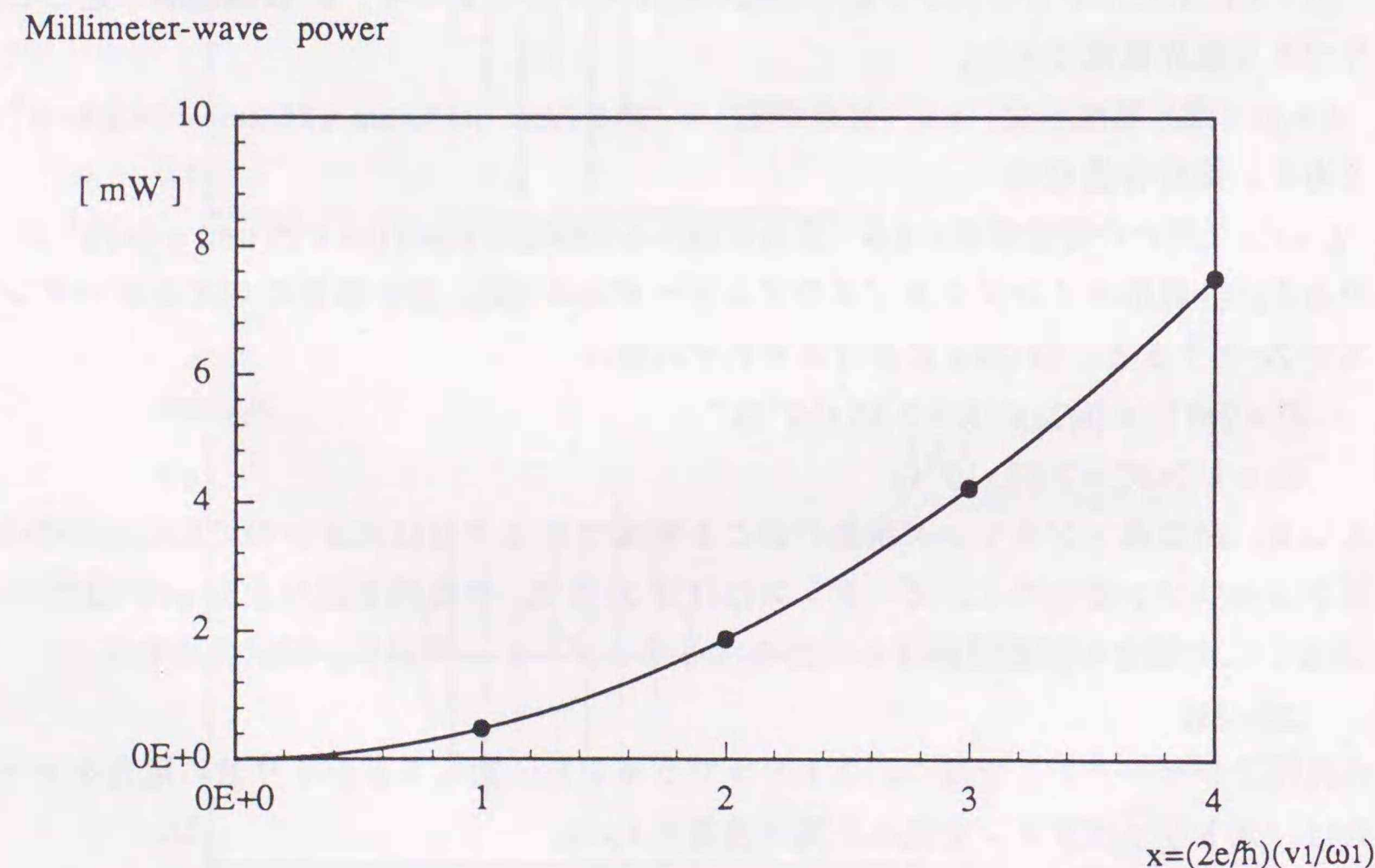


図 1-5 $J_n(x)$ の引き数 $x = (2e/\hbar)(v_1/\omega_1) = 1, 2, 3, 4$ に対応するストリップライン伝搬ミリ波電力

いままではジョセフソン接合単体にミリ波を照射する場合について考察したが、以後、高いジョセフソン電圧を得るために多数個の接合を直列に接続したジョセフソン接合アレーに拡張して考察する。

序論に述べたように、第 1 世代のジョセフソン電圧標準では標準電池の出力電圧 1.018V を 10 mV の低いジョセフソン電圧で校正するために補助手段としてヘイモン抵抗分圧器を介在させていた⁵⁾が、誤差の要因になることや操作が複雑であるなどの理由により分圧器を不要とする校正が望まれていた。分圧器不要の校正を可能にするためには少なくとも 1.018V 以上のジョセフソン電圧を直接発生させなければならない。

その後、20 個の接合を独立にバイアスして 100 mV のジョセフソン電圧を発生させる試み¹⁶⁾などの歴史的経過をたどり、1977 年に M.T. Levinsen らによって提案された AC ジョセフソン効果を利用して、多数個のジョセフソン接合を直列に接続してそれらに一括して電流バイアスして（あるいはバイアス無しで）高いジョセフソン電圧を発生させる方法により 1 V 以上のジョセフソン電圧を直接発生させる方法が開発された。⁸⁾ 以後、1V 以上のジョセフソン電圧を発生させるために、NIST（米国国立標準研究所）、PTB（ドイツ物理工学研究所）および ETL（通産省電子技術総合研究所）など総てこの方法によっている。

具体的なジョセフソン接合アレーの構造と製法については第 1 部第 3 章に詳述するが、AC ジョセフソン効果を生ずるためにミリ波を照射するための構造としてフィンラインアンテナにより電磁波の伝搬モードを導波管モードからストリップラインモードに変換し、ストリップラインの上部電極の上にジョセフソン接合を直列に接続したジョセフソン接合アレーを形成する。バイアス電流はすべての接合に一括して印加する。ミリ波は、ストリップラインを減衰しながら伝搬しつつそれぞれの接合を励起し最後に終端抵抗に吸収されるので、ストリップラインの先頭部の接合に照射されるミリ波電力は大きく後部は小さいので個々の接合にかかる電力は一様でない。

図 1-6(a) にジョセフソン接合アレーのパターン図を、図 1-6(b) にストリップライン上の接合の電氣的等価回路を示す。ストリップライン上の 1 個の接合形状は $25\mu\text{m} \times 40\mu\text{m}$ である。

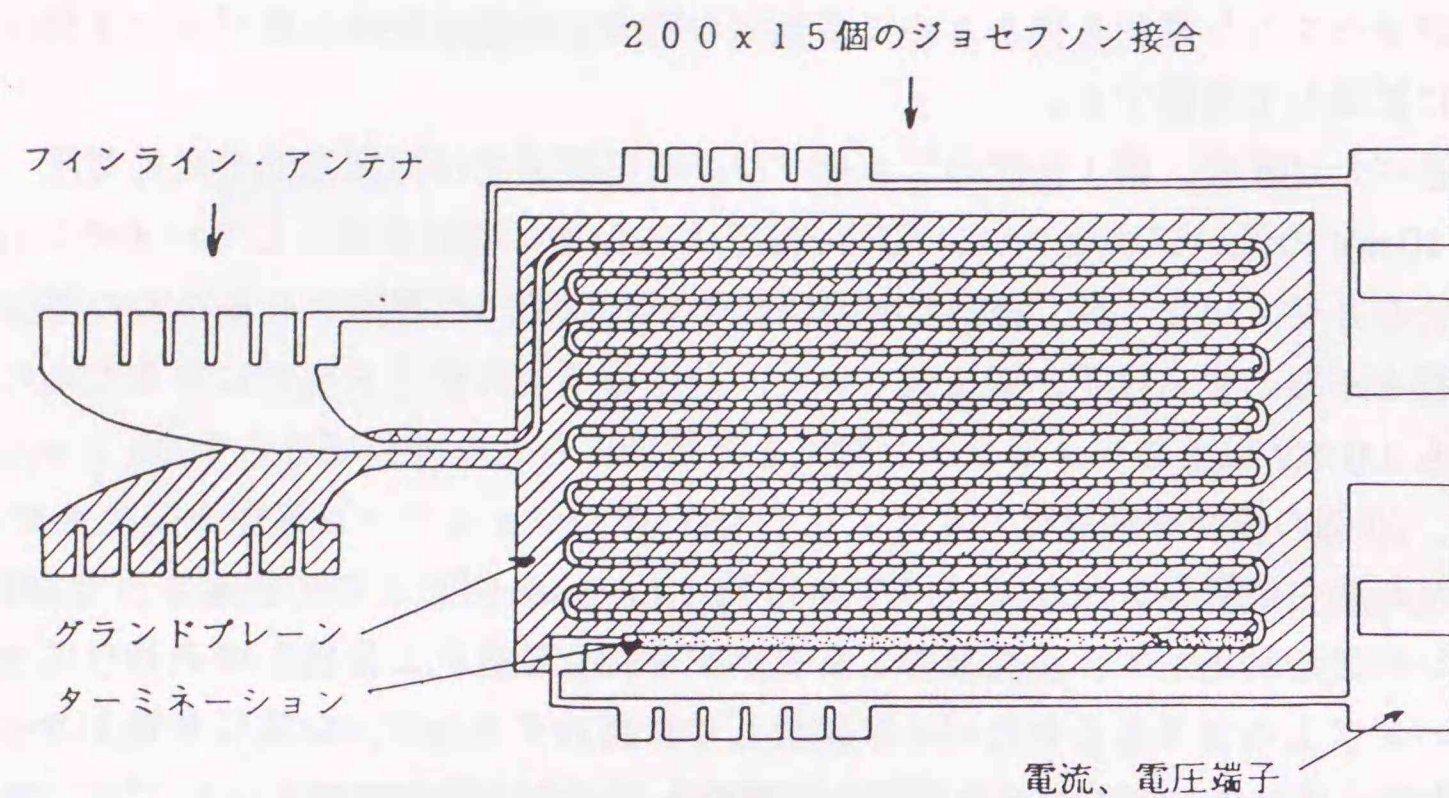


図 1-6(a) ジョセフソン接合アレーのパターン図

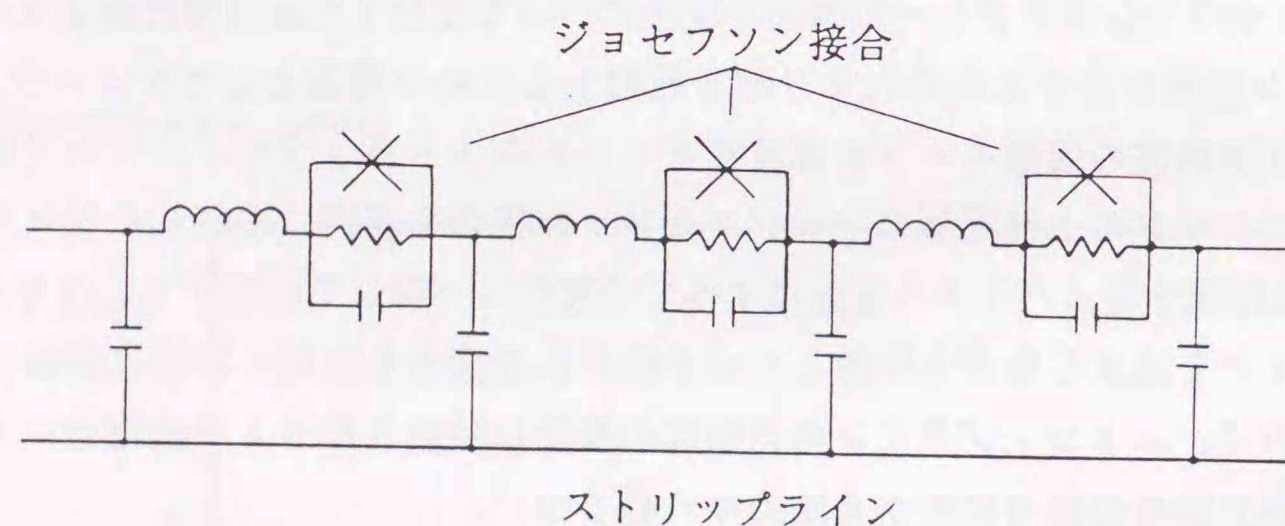


図 1-6(b) ストリップライン上にジョセフソン接合を直列に接続した等価回路

いま、多数個のジョセフソン接合を直列に接続した場合のジョセフソン電圧加算の簡単な例として、3個のジョセフソン接合を直列に接続し94GHz、約2mWのミリ波を照射した場合を考える。約2mWのミリ波を照射した場合、図1-5からベッセル関数 $J_n(x)$ の引き数 $x = (2e\hbar)(v_f/\omega_p) = 2$ となるので1個の接合のI-V特性は図1-4(b)に対応する。3個のジョセフソン接合を直列に接続した場合のI-V特性を図1-7に示す。

図1-4(b)の場合で見ると、最大電流振幅を与える $n = \pm 1$ の近傍の $n = 0, \pm 2, \pm 3$ にも比較的電流振幅の大きなステップが存在するのでジョセフソン接合を直列に接続して加算すると図1-7に示すI-V特性の定電圧ステップ群が発生することになる。

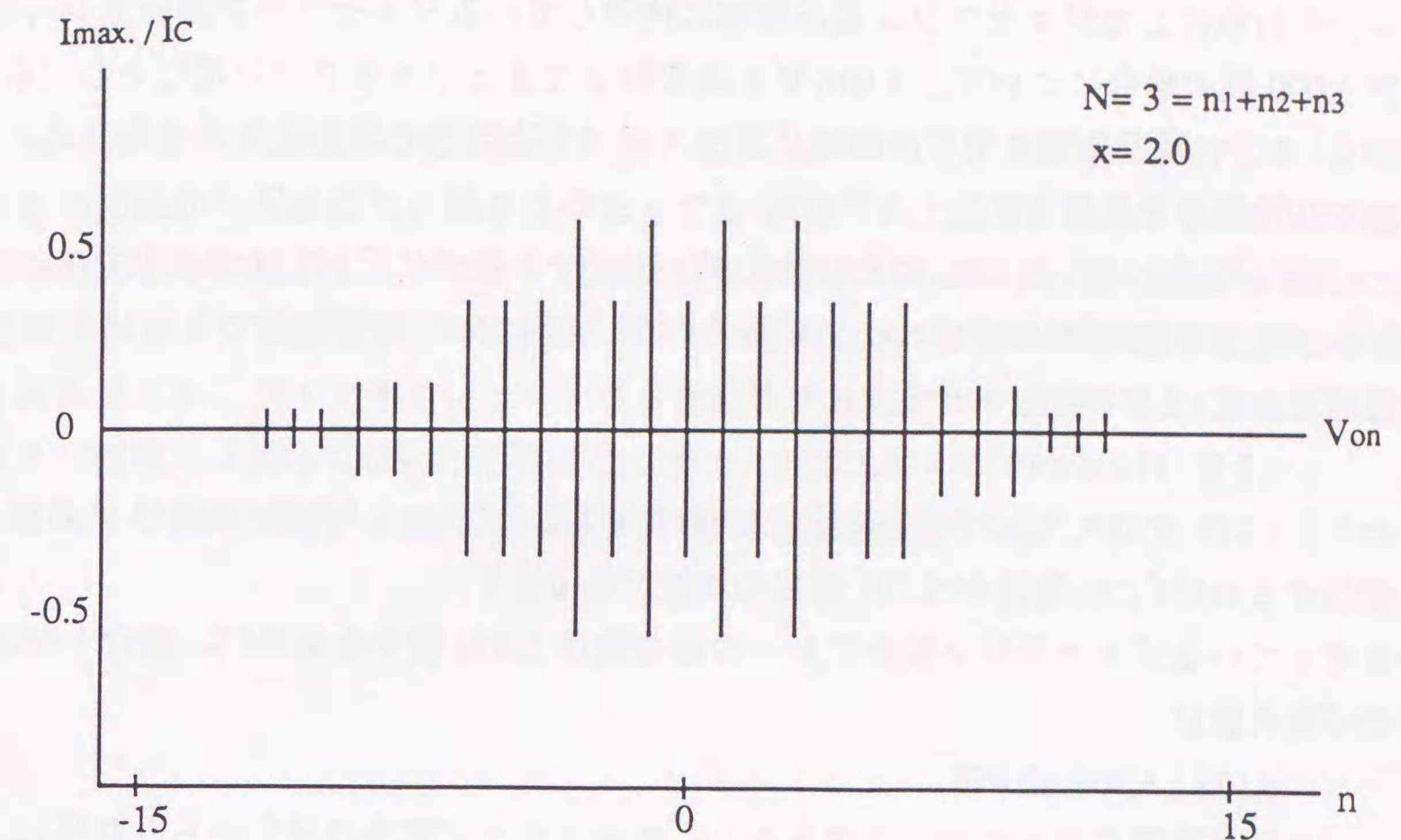


図 1-7 高いジョセフソン電圧を得るためにジョセフソン接合を3個直列に接続しミリ波を照射した場合の定電圧ステップ群の模式図。各ステップが理論的に取りうる最大電流振幅を示した。

いままでは高々3個のジョセフソン接合の直列接続の場合についてのI-V特性を調べたが、これを多数個のジョセフソン接合を直列に接続したアレーについて拡張する。この場合の合計のステップ次数 N_{array} は、 n_i を個別のジョセフソン接合単体のステップ次数、 N をアレーの接合総数とすると

$$N_{array} = \sum_{i=1}^N n_i \quad (1-18)$$

と表わすことができる。したがって、ジョセフソン接合アレーにミリ波を照射して得られるジョセフソン電圧は(1-9)'式を拡張して

$$V_n = N_{array} \left(\frac{f_1}{K_{J-90}} \right) \quad (1-19)$$

となる。ここに、 f_1 、 K_{J-90} はジョセフソン接合単体の場合と同じ記号である。

つぎに、今回製作したジョセフソン電圧標準に使用しているジョセフソン接合アレーの接合数 3,000 個の場合について、1.018 V を直接校正できるジョセフソン電圧とし（余裕をみて）1.2 V 程度を発生するために必要なステップ次数とそれを発生させるために必要なミリ波電力を見積る。

すでに述べたように、94 GHz のミリ波をジョセフソン接合に照射した場合に得られるステップ電圧間の間隔は約 194.4 μ V であるので、1.018 V を直接校正できるジョセフソン電圧として 1.2 V を発生させるためには

$$1.2 \text{ V} / 194.4 \times 10^{-6} \text{ V} = 6,173$$

すなわち、6,173 次のステップまで発生させなければならない。（実際に 1.018 V の校正に使用するのは 5,236 番目か 5,237 番目の次数である。）

いま考えているジョセフソン接合アレーの接合数は 3,000 個であるので、接合 1 個あたりの平均次数は

$$6,173 / 3,000 = 2.058$$

より、（次数は整数であるので）2 である。これはステップ電圧の発生からみれば、図 1-4(a) または図 1-4(b) に対応する。すなわち、図 1-5 を参照して接合 1 個あたりの平均照射ミリ波電力は約 1.5 mW 必要である。

ところで、別途に測定した液体ヘリウム中における 3,000 個の接合を上部電極に形成したストリップラインを伝搬する 94 GHz のミリ波電力の減衰は屈曲による反射などで 3.8 dB であったので、平均値で（ストリップライン中央部で）1.5 mW の電力を要することはストリップライン先頭部に照射すべき電力を x (mW) とすると、

$$\frac{3.8 \text{ dB}}{2} = 10 \log \frac{x \text{ (mW)}}{1.5 \text{ (mW)}}$$

より、 $x = 2.323$ すなわち 2.323 mW であると試算できる。

この電力を先頭部に入力したとき、ストリップラインの最後部でのミリ波電力は 0.9684 mW になるので、電力変化に応じてストリップライン上の接合の発生するステップ電圧の発生する様子も図 1-4 のように変わり、それらのステップ電圧が加算されることになる。

第一部第 2 章でフィンラインアンテナの変換損失について詳しく述べるが、ここでは結果のみを引用すれば、94 GHz における液体ヘリウム中での実装状態での電力変換損失は 4.33 dB (36.9%) である。

したがって、図 1-6(a) に示すようなフィンラインアンテナとジョセフソン接合アレーが同一面上に形成された基板（ウエハ）に照射すべき電力は 6.296 mW と試算できる。

1.3 まとめ

ACジョセフソン効果の発生原理を振り返り、ジョセフソン電圧と照射するミリ波周波数の関係から周波数の正確さは少なくとも 1×10^{-10} 以上必要であり、1.018 V の電圧を直接校正するに足るジョセフソン電圧を発生させるために 3,000 個の接合を直列に接続したジョセフソン接合アレーに照射すべき 94 GHz のミリ波の平均電力は 1.5 mW 程度と試算できる。フィンラインアンテナも含めたジョセフソン接合アレー基盤に照射すべきミリ波電力は約 6.3 mW と見積ることができた。

このミリ波系の条件を満たすことが次章の技術的課題である。

第2章 ジョセフソン電圧標準システムのミリ波系

本章では、第1章で試算したジョセフソン電圧標準システムのミリ波系としての要件である高い周波数精度の実現と照射ミリ波電力レベルを実現する伝送損失の大幅な低減について述べる。

さらに、より高い校正精度の実現にはガン発振器の周波数安定度の向上のみでなく位相雑音の低減も一つの要因となること、およびより広い電圧領域の直接校正のために高い出力レベルのガン発振器の研究についても言及する。

2.1 はじめに

国家標準として、あるいは産業用標準として実用に供しているジョセフソン電圧標準システムの全体ブロック図を図2-1に示す。基本的な動作は被校正対象であるツェナー精密電圧発生器（以後 ZDRS; Zener diode-based reference standard と略）の発生電圧にほぼ等しいジョセフソン電圧を発生させて平衡させ、測定機器や線路間の熱起電力等を取り除いて ZDRS の電圧を校正するものである。校正手順はすべて自動化されている。

システム構成および不確かさ (Uncertainty) の低減に関しては第二部第一章で述べるので、この章では特にジョセフソン電圧標準システムのミリ波系（図2-1の左側破線囲み部のミリ波源、誘電体導波管およびミリ波とジョセフソン接合アレーの結合部まで）の性能向上について述べる。

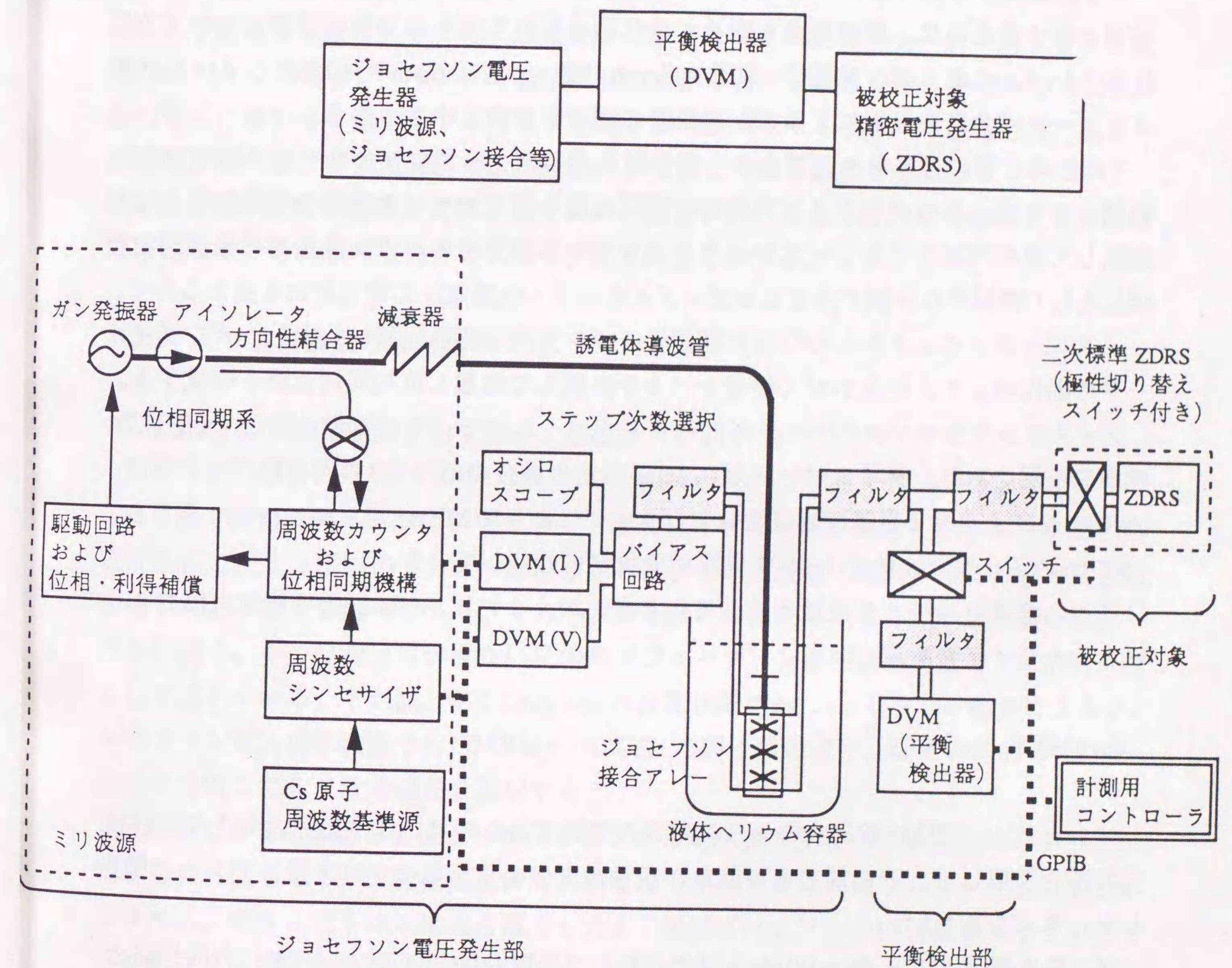


図2-1 ジョセフソン電圧標準システムの全体ブロック図

2.2 ジョセフソン電圧標準システムのミリ波系の構成

前章で、精度の高いジョセフソン電圧を得るためにはミリ波周波数精度の向上が必要であること、また、分圧器の介在を不要にするためには被校正対象電圧（標準電池出力に相当する ZDRS の 1.018 V 出力電圧）に等しいジョセフソン電圧を直接発生させる必要があることを論じた。このように、ジョセフソン電圧標準システム全体の中でミリ波系の果たす役割は大きい。

ここでは、図 3-1 のミリ波系の全体ブロック図に従いミリ波系の構成を説明する。

(a) 周波数安定化系

ミリ波発振器としてはクライストロンなど数種類の候補があるが、産業界においても実用に供するために、駆動電源も含めて全体の小型化を図りかつ位相雑音について妥協出来るレベルにあるガン発振器（米国 Millitech 社製 94 GHz, 60 mW）を選択している。アイソレータは負荷の反射によるガン発振器の周波数変動を小さくする。

方向性結合器によりミリ波電力の一部を取りだし、ソースロックカウンタ EIP578B の外部ミキサによりヘテロダイン方式の中間周波数を作りカウンタ内部の基準信号と位相比較して位相同期信号をソースロックカウンタから出力する。ガン発振器の発振周波数は主として機械的な同調で決まるがガンダイオードの駆動電圧で電氣的にも変わるので、ソースロックカウンタからの位相同期信号をガン発振器駆動回路に入力し、ガンダイオードの動作バイアスに合わせて信号レベルを変換して帰還し位相同期回路を構成する。

ソースロックカウンタのゲート時間のタイムベースになっているのは原子(Cs)周波数標準発振器であり、タイムベースが 10 MHz 固定の場合の EIP578B の周波数設定分解能 (1×10^{-7}) を向上させる目的で周波数シンセサイザにより 10 MHz 近辺を高分解能で設定し、100 GHz のミリ波周波数を 1×10^{-11} 分解能で設定可能にしている。

これらをまとめてミリ波源と称しているが、いふなれば GPIB 制御可能な大出力ミリ波シンセサイザである。

(b) 伝送系

ジョセフソン電圧は照射するミリ波電力の関数であるので、まず出力の大きなミリ波発振器を採用して、その電力を可能なかぎり損失少なくジョセフソン接合アレーに伝送しなければならない。

ガン発振器 (94 GHz, 60 mW) から出力したミリ波電力は、アイソレータ、方向性結合器、減衰器（透過状態）と経由するだけで 4.4 dB 減衰するので 21.6 mW になる。この電

力をジョセフソン接合アレーに可能な限り少ない損失で伝送するために金属導波管に替わり誘電体導波管を採用している。誘電体導波管は中心部の誘電率が大きく外縁部の誘電率が小さい光ファイバに似た構造を持ち、柔軟性に富み金属導波管に比較して伝送損失が 1/2 以下である。誘電体導波管はモード変換部の改良により液体ヘリウム温度でも使用可能になった。低損失の誘電体導波管の採用は比較的小さなミリ波電力のガン発振器の採用を可能にし、システムの小型化ひいては産業界への普及を可能にした。

クライオプローブは液体ヘリウムで冷却したジョセフソン接合アレーにミリ波を照射してジョセフソン電圧を発生させる機能をもっている。誘電体導波管を伝搬してきたミリ波は金属導波管に変換され、液体ヘリウム中で導波管モードからフィンラインアンテナを介してシリコン基板上に形成した超電導ストリップラインに導かれ、ストリップライン上部電極のジョセフソン接合アレーを励振して AC ジョセフソン効果によりジョセフソン電圧を発生する。

校正可能領域を拡大するために可能な限りジョセフソン接合アレーに照射するミリ波電力は大きくて高いジョセフソン電圧を発生することが望ましいが、その一方で校正対象の電圧に合わせて適切なジョセフソン電圧が発生出来るようにミリ波源の電力調節も必要となるので、可変減衰器も伝送経路内に設置しておく必要がある。

伝送線路の損失の低減およびジョセフソン接合アレーとミリ波の結合効率が重要課題であるので、これらの点については 2.5 節で詳しくのべる。

2.3 ミリ波周波数の安定化

2.3.1 ミリ波発生源としてのガン発振器

第 3 章で詳しく述べるが、ジョセフソン接合には材質やプロセス・パラメータなどの設計条件で決まる固有のプラズマ周波数があり、その周波数と照射するミリ波の周波数が近づく不安定な動作をする。その不安定を避けて出来るかぎり高い周波数で出力レベルが高く、かつ位相雑音が少ない発振器がジョセフソン電圧標準装置のミリ波発生源として適している。それ故、M.T. Levinsen の提案以降の AC ジョセフソン効果によるジョセフソン電圧標準装置では 77 GHz ~ 100 GHz の周波数帯域で、装置の目的と供給安定性を考慮してミリ波発振器を選択する。

産業界での実用稼働を前提としたジョセフソン電圧標準装置には装置全体の小型化が望ましく、従ってミリ波発振器自体も駆動電源も小型でなければならない。表 2-1 に見るように、クライストロンは出力電力も大きく発振スペクトルの位相雑音も小さいのでジョセフソン電圧発生だけのためには適しているが、しかし大掛かりな高圧電源や水冷設備が必要で実用を目的としたジョセフソン電圧標準装置には適しない。（勿論、純粹

に研究用の目的であれば、PTB（ドイツ物理工学研究所）のようにクライストロン発振器を選択するのも一つの行き方である²⁶⁾。）

照射するミリ波発振器の発振スペクトルの位相雑音が発生するジョセフソン電圧にどのように影響を与えるかという問題については2.4節で述べる。

また、インパット発振器は半導体発振器であるが位相雑音がガン発振器より20 dB大きいので、安定度の良いジョセフソン電圧発生用のミリ波発振器としては適しない。

以上の比較から、出力電力がやや少ないながらも位相雑音が許容レベルにあり、駆動電源が小型・小電力で済むガン発振器を選択した。具体的には米国 Millitech 社製の GDM-10-4-18HM (94 GHz, 60 mW) を採用した。

表 2-1 ミリ波発振器の性能比較

	94GHzでの 出力電力	位相雑音 * (dBc/Hz)	駆動電源	その他
ガン発振器	60mW	- 60	10V以下 (小型)	
インパット発振器	300mW	- 40	10V以下 (小型)	
クライストロン 発振器	100mW	- 80	3KV (大型)	水冷要。

* 位相雑音はキャリアスペクトルから 100KHz 離れた時の値。

これ以降、ジョセフソン電圧標準システムのミリ波発振源としてのガン発振器 GDM-10-4-18HM のフリーランニング時の周波数変動、機械的同調時のピストン位置に対する発振周波数、中心周波数設定を変えた場合のバイアス電圧に対する周波数変化および発振開始後の出力電力変化のデータを図 2-2 (a)~(d) に示し、それをどのようにして高精度周波数制御するかについて述べる。

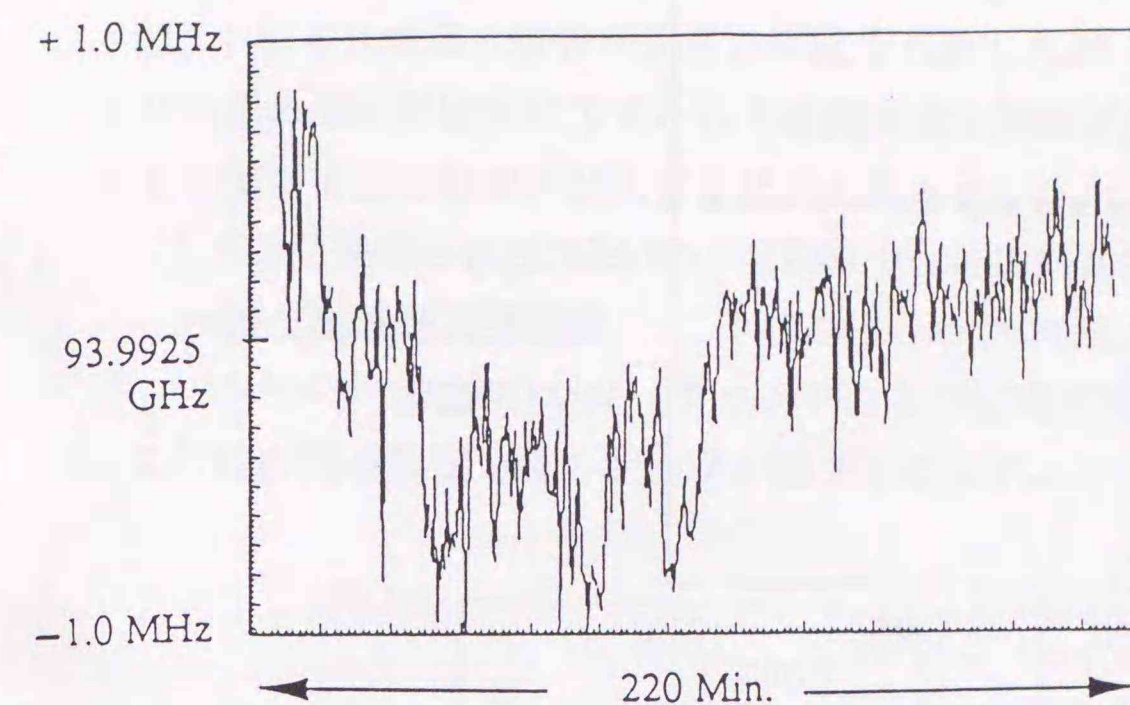


図 2-2(a)
ガン発振器のフリーランニング
周波数ドリフト

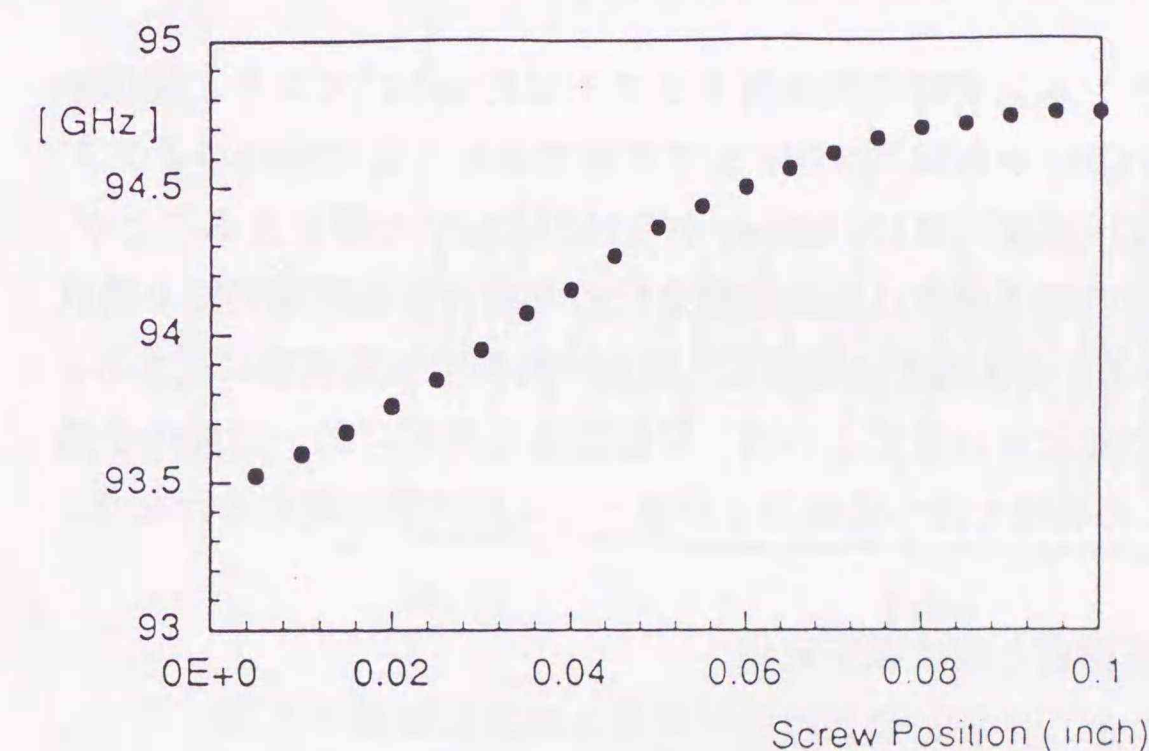


図 2-2(b)
機械的同調（マイクロメータの位置）に対する発振周波数変化

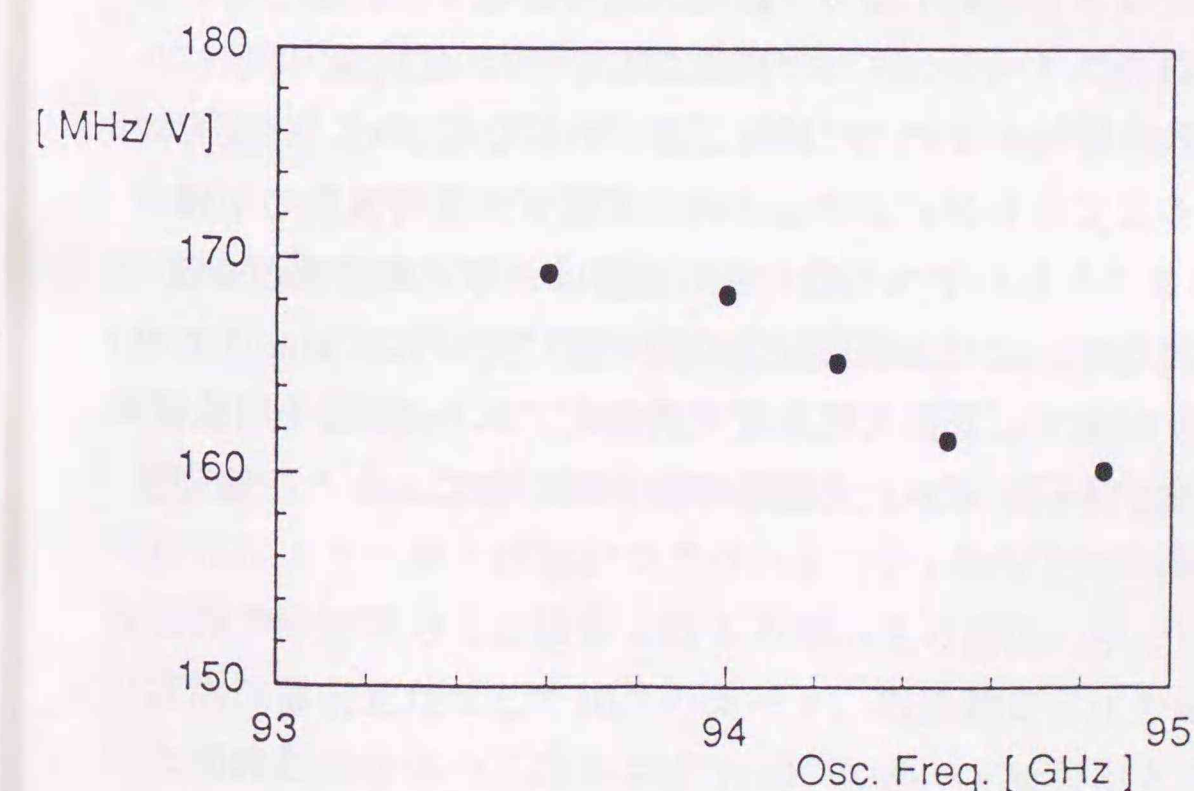


図 2-2 (c)
発振周波数の電圧感度特性
(発振周波数 / V)

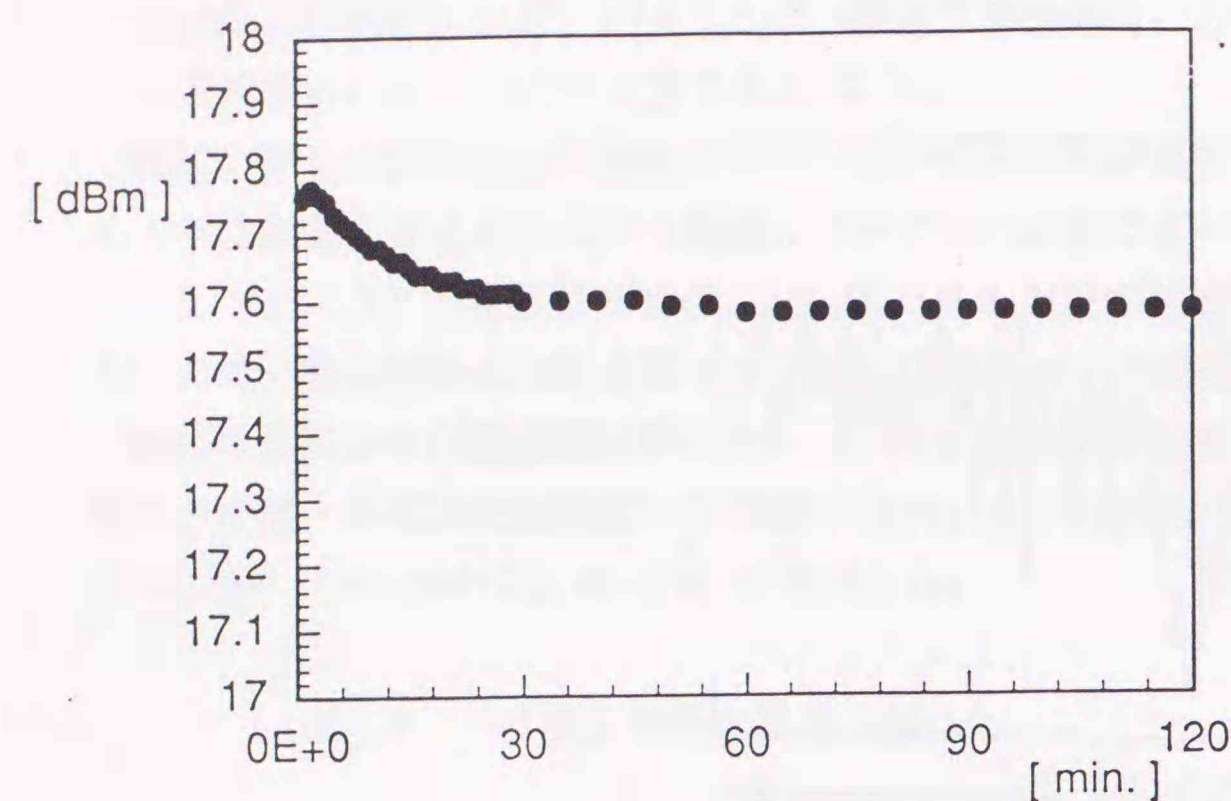


図 2-2(d)
電源投入後の出力電力
レベル変化

これらのデータからフリーランニング時の周波数ドリフトは約 2×10^{-5} であり、発振中心周波数は機械的同調で 93.50 GHz から 94.75 GHz まで可変であり、その時のバイアス電圧に対する周波数変化率（電圧感度）は 170 MHz/V から 160 MHz/V の間にあることがわかる。電圧可変周波数発振器の電圧感度は周波数安定化のための位相同期回路を構成する時の重要なパラメータである。出力電力は電源投入後約一時間で安定状態に達する。周波数ドリフトおよび出力電力変化から見てこのガン発振器は使用前に約一時間の予熱時間を要することがわかる。この特性を持つ発振器を対象として周波数安定化を行なう。

2.3.2 ミリ波位相同期回路構成と周波数安定化

すでに、ジョセフソン電圧の正確さと照射するミリ波周波数の正確さ是对応していることは述べているが、ガン発振器のフリーランニング周波数安定度は図 2-2(a) に示したように 2×10^{-5} であり正確な周波数を発振するように制御しなければならない。一義的には発振周波数の安定度を高めることであるが、より定量的に表現すれば周波数の不確かさ (Uncertainty) を小さくすることであり、その不確かさの内容はさらに周波数の安定度、周波数の計数誤差および周波数安定化の基準周波数の安定度に分けられる。ここでは計数誤差の少ない周波数カウンタおよび長期周波数安定度のすぐれた Cs 原子周波数基準源については注意深い選択をするにとどめ、主題は位相同期制御によるミリ波周波数安定度の大幅な向上を実現することである。

一般にミリ波帯域のガン発振器はフリーランニングでは 2×10^{-5} 程度の周波数安定度しか期待できないので位相同期法 (Phaselocking) により安定化する。

図 2-1 にミリ波源の位相同期系の構成をしめしたが、当初はジョセフソン電圧標準のミリ波源の周波数安定化方式として各国の国立標準研究所で広く採用されていた方法である下記の市販の位相同期系での組立を試みた。

ガン発振器 (94GHz, 60mW) : GDM-10-4-18HM (Millitech社)

ガン発振器駆動回路 : GMR Driver (Millitech社)

ソースロックカウンタ (カウンタおよび位相同期機能) : EIP-578B (EIP社)

この時の周波数安定度のデータを図 2-3 に示す。

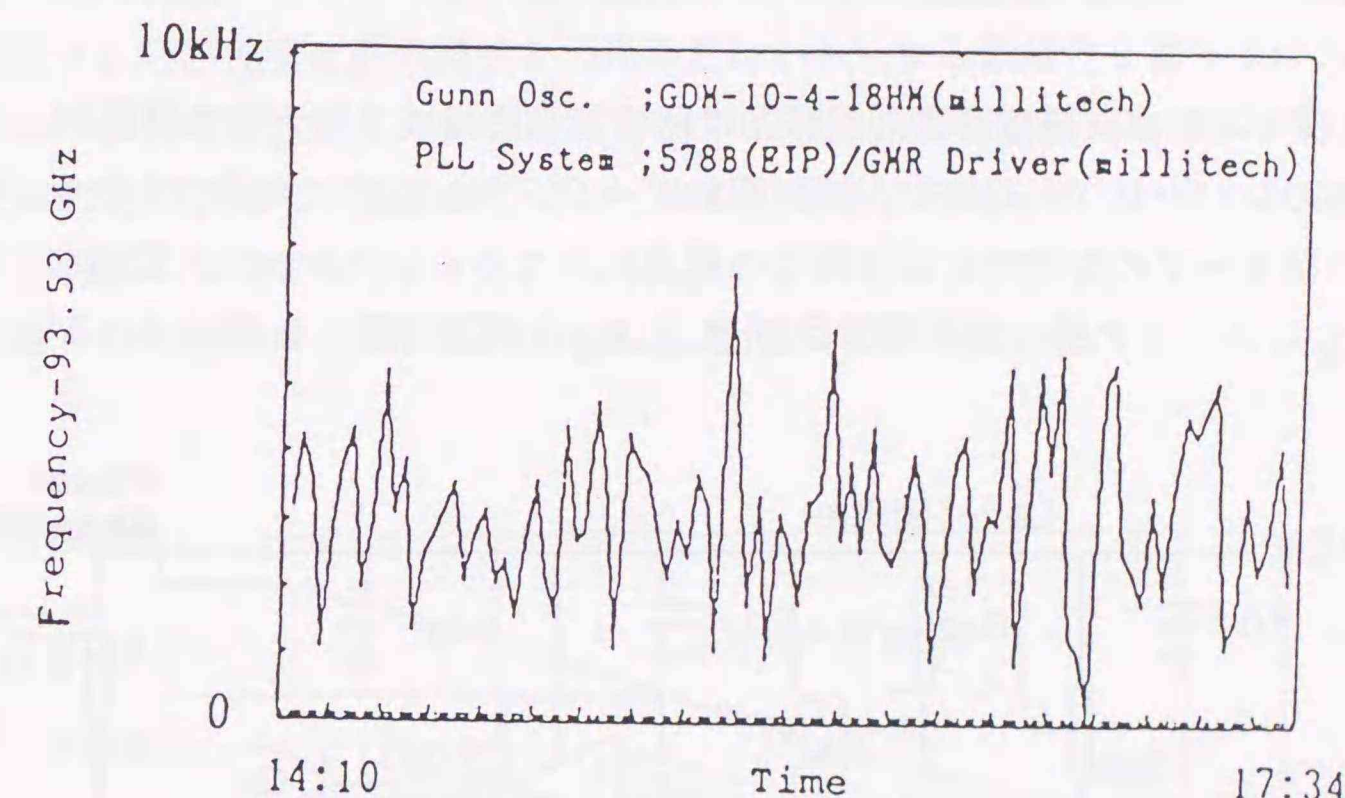


図 2-3 従来方式によるミリ波周波数安定化 安定度 5×10^{-8}

このデータにみるように第二世代のジョセフソン電圧標準装置の研究開発に着手した 1989 年時点では市販の位相同期回路による 94GHz のガン発振器の周波数安定度は 5×10^{-8} であり、ジョセフソン電圧標準の精度を 1×10^{-8} 以上に上げようとしていた各国の国立標準研究所の悩みでもあった。周波数安定度がわるくてもデータ数を多く取り平均化 (Averaging) により精度を上げることも出来るが、測定時間が長くなりその間に校正対象の ZDRS が揺らぐので少なくとももう一桁以上の周波数安定度が必要だからである。

実用的なジョセフソン電圧標準装置としての校正精度の目標は 1×10^{-8} であるが、研究用にはより一層の精度が要求されること、およびシステムの平衡検出器の分解能や信号経路の熱起電力など数多くある不確かさの要因の中で比較的克服しやすいことからミリ波周波数安定化として 10^{-11} のオーダー、周波数安定化や周波数基準源および計数誤差を含めた周波数系全体の不確かさは 1×10^{-10} のオーダーを目標とする。

この従来の位相同期回路系を解析すると、どのような発振器を対象としても安定化できるようにソースロックカウンタEIP578Bの位相同期用2次フィルタのダンピングファクタを約4に設定して応答性を犠牲にしていることと、ガン発振器駆動回路GMRの高域応答性が悪くガン発振器の発振周波数変化に追従しきれないことが原因であることが判明した。より周波数安定度を向上させる為には、ガン発振器の周波数の揺らぎを補償できるように位相同期回路系全体の周波数特性を高め、かつ過渡応答特性を最適化しなければならない。

図2-2(c)に示したガン発振器の周波数感度はその発振器に固有のものであり、ソースロックカウンタEIP578Bの位相同期用2次フィルタは機器内に組み込まれて特性は変えられないので、ガン発振器駆動回路にこれらの補償要素をすべて負担させるように新たに設計した。

すなわち、図2-4のガン発振器駆動回路図に示すように高域でも十分な利得があるように駆動回路のレベルシフト回路や大電流駆動ダーリントン回路に高周波トランジスタを用い、系の閉ループの安定性と応答特性の最適化のためにレベルシフト回路のトランジスタ Q_1 と Q_2 のエミッタ部に位相補償回路(C_{62} , R_{36} の直列回路)を設けている⁹⁾。

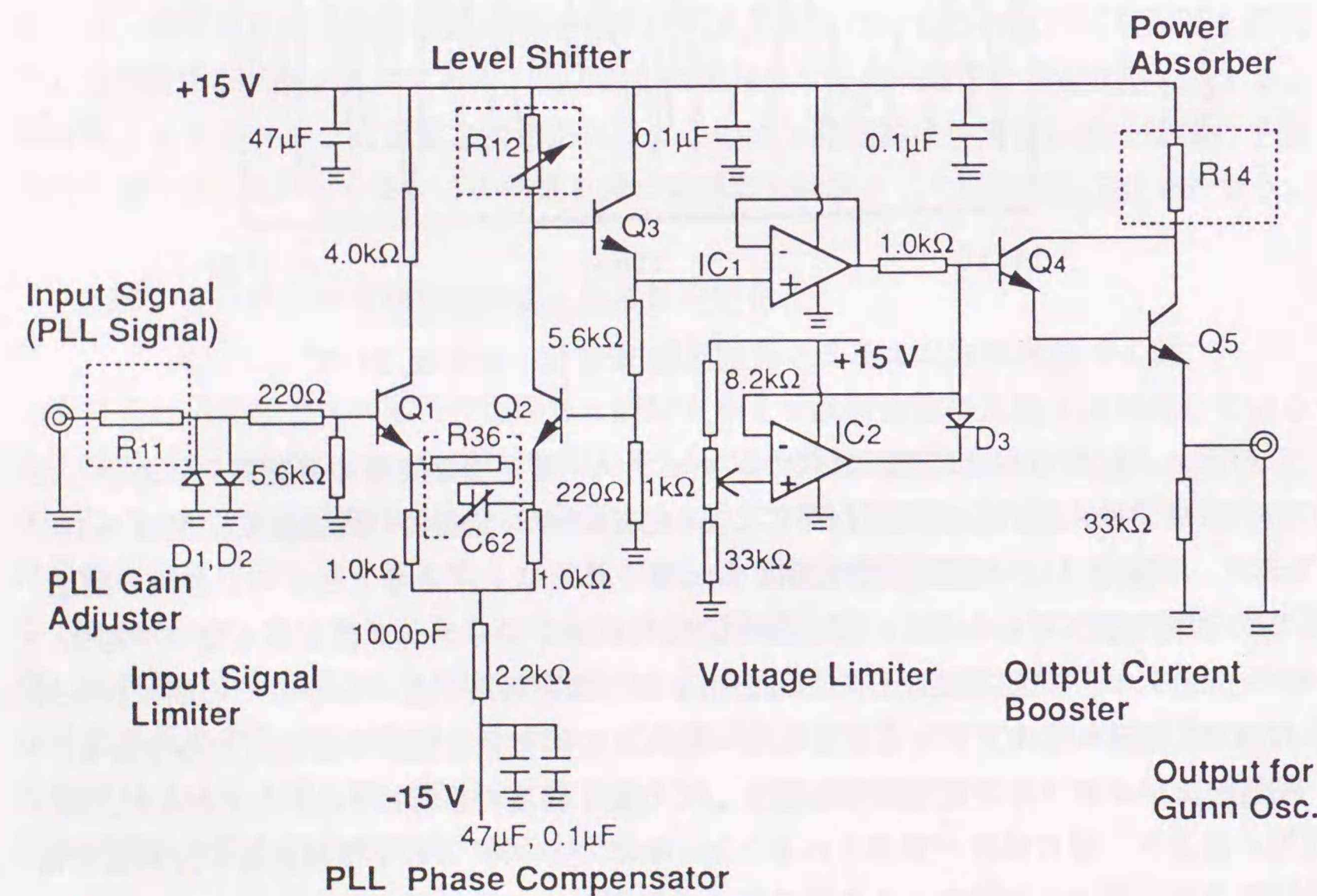


図2-4 新設計ガン発振器駆動回路

ガン発振器、ソースロックカウンタに内蔵されている位相同期回路およびガン発振器の駆動回路を含む位相同期系 (Phase-lock Loop) 全体の応答特性を表すボード線図を図3-5に示す。破線は従来の駆動回路、実線は図2-4の駆動回路を組み込んだ場合の系全体の合成ボード線図である。このボード線図からわかるように、従来の駆動回路(破線)では10kHz以上の周波数領域においても利得が直線的に低下し位相も-90度以上遅れてあたかも一次フィルタのように動作する。その結果、従来の位相同期系ではガン発振器の揺らぐ速さを補償すべき帰還回路の利得が不足し、安定度が低下する。これが94GHzのガン発振器を周波数安定化した時の安定度が 5×10^{-8} であった最大の理由である。

しかし、帰還回路の単純に高域の利得を上げれば応答速度は速くなるが、回路内の雑音が増加し発振スペクトラムの位相雑音が増加する悪影響が出るので、原発振の揺らぎを吸収する応答速度と系の雑音を出来るだけ小さくする最適化を図らなければならない。図2-4に示した新設計ガン発振器駆動回路は利得補償と位相進み補償を施し、位相同期系全体の高周波域での応答特性高め、かつ位相余裕をもたせていることを図2-5の合成ボード線図の実線で示す。

以後、位相同期系全体の応答特性の最適化について述べる。

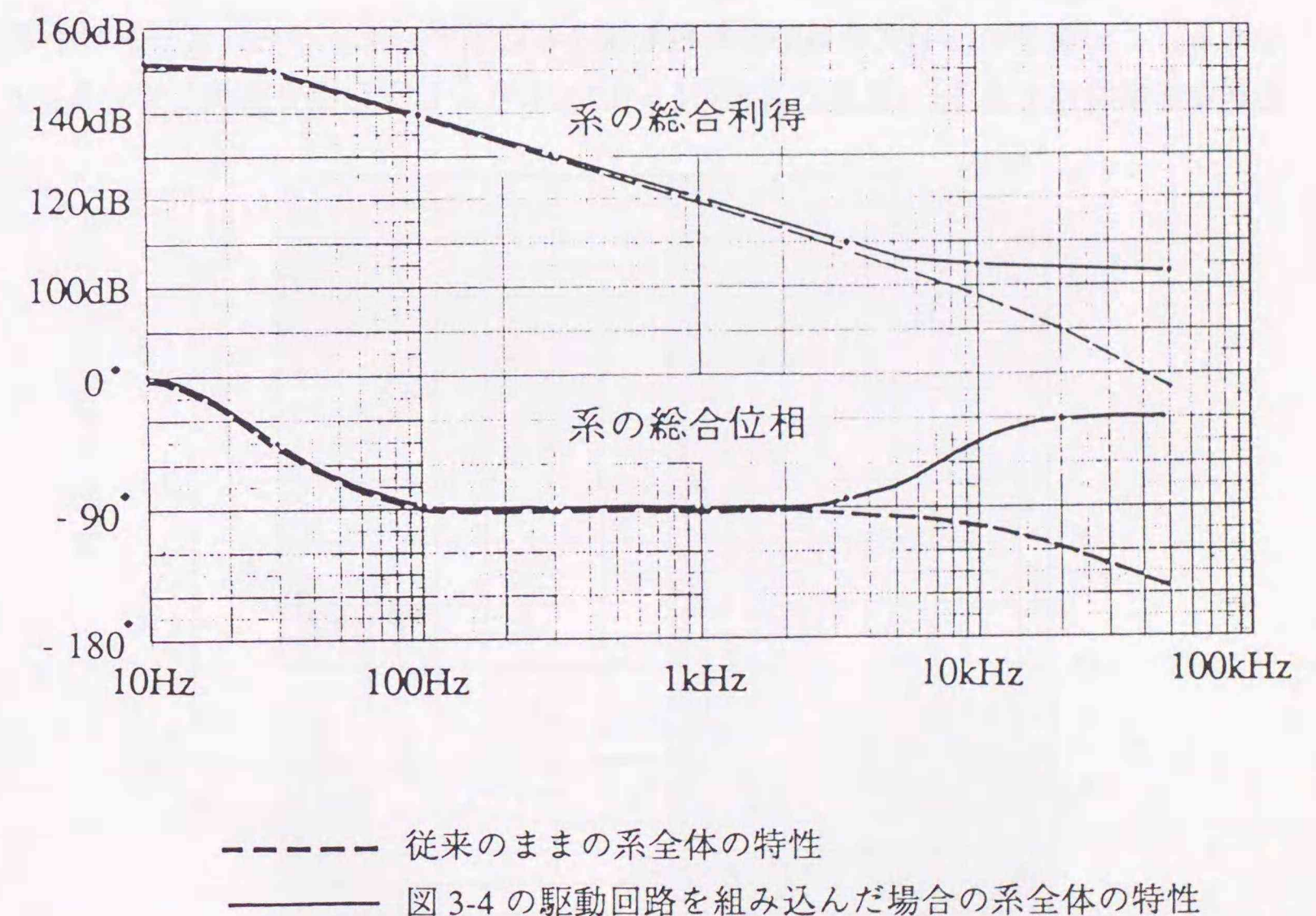


図2-5 ガン発振器の周波数を安定化するための位相同期系全体の合成ボード線図

位相同期回路の基本的な応答特性は VCO (電圧制御発振器) の感度 K_0 、位相検出器の感度 K_d および系の応答特性をきめるループフィルタの特性で決まる。

Floyd M. Gardner の "Phaselock Techniques"²⁷⁾ によればループフィルタとして 2 次のパッシブフィルタ (第一屈曲点の時定数 τ_1 、第二屈曲点の時定数 τ_2 とする。) を用いて系を構成した場合の系の伝達関数はラプラス変換により以下のように表される。

$$H_1(s) = \frac{K_0 K_d (s\tau_2 + 1) / (\tau_1 + \tau_2)}{s^2 + s(1 + K_0 K_d \tau_2) / (\tau_1 + \tau_2) + K_0 K_d / (\tau_1 + \tau_2)} \quad (2-1)$$

この時、系の応答特性を示す "本来の共振周波数 (natural frequency)" ω_n と "制動要素 (damping factor)" ζ は次のようになる。

$$\omega_n = \left(\frac{K_0 K_d}{\tau_1 + \tau_2} \right)^{1/2}, \quad \zeta = \frac{1}{2} \left(\frac{K_0 K_d}{\tau_1 + \tau_2} \right)^{1/2} \left(\tau_2 + \frac{1}{K_0 K_d} \right) \quad (2-2)$$

実際の設計上の回路定数として、図 2-2(c) より VCO 感度 $K_0 = 1.055 \times 10^9$ (rad./sec) / V, 位相検出器感度 $K_d = 1V / 0.201 \times 10^9$ (rad./sec), およびループフィルタ定数 $\tau_1 = 1/30$, $\tau_2 = 1/(5 \times 10^3)$ を代入すると

$$\omega_n = 12.5 \text{ (rad./sec)}, \quad \zeta = 1.188$$

である。この値での (2-1) 式の系応答特性を図 2-6 に示す。オーバーシュートの小さい安定な応答特性である。(最適応答解の $\zeta = 0.707$ より少し安定性を重視している。)

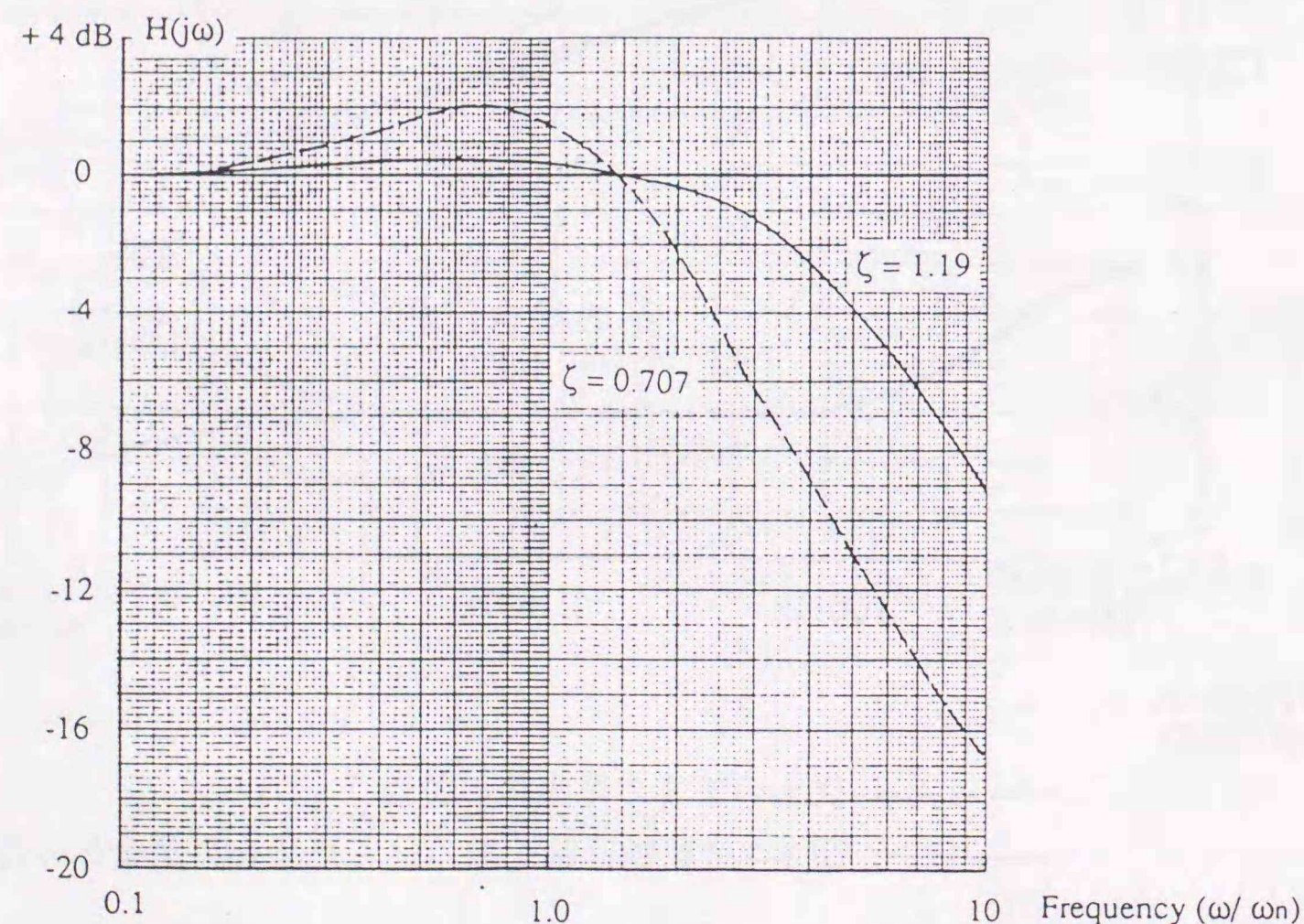


図 2-6 位相同期回路の周波数応答特性

位相同期した発振器の発振スペクトルの位相雑音は、位相同期系の応答特性の影響を受ける。位相同期系の基準信号 (Reference Signal) の位相のパワースペクトル密度を

Φ (rad.)²/Hz とすると、位相同期した発振器の発振スペクトルの位相揺らぎの二乗平均は、2 次ループフィルタの場合次のように表される。

$$\overline{\theta_{no}^2} = \int_0^\infty |H(j\omega)|^2 df = \frac{\Phi}{2\pi} \int_0^\infty \frac{\omega_n^2 (4\zeta^2 \omega^2 + \omega_n^2) d\omega}{\omega_n^4 + 2\omega_n^2 \omega^2 (2\zeta^2 - 1) + \omega^4} \quad (2-3)$$

ループノイズバンド幅 B_L は ω_n と ζ の関数として以下のようにになる。

$$B_L = \int_0^\infty |H(j\omega)|^2 df = \frac{\omega_n}{2} \left(\zeta + \frac{1}{4\zeta} \right) \text{ Hz} \quad (2-4)$$

図 2-7 にこの関係を示す。 ζ が 0.5 より小さくなると過剰応答により系内の雑音が増加し、 ζ が大きければ系の応答は安定するが大きすぎれば補償すべき対象の揺らぎの速度に応答できない。応答特性も良く、系内の雑音も少ないのは

$$0.5 < \zeta < 1.5 \quad (2-5)$$

の領域である。 $\zeta = 1.19$ はそれらの特性を勘案してほぼ妥当といえる。

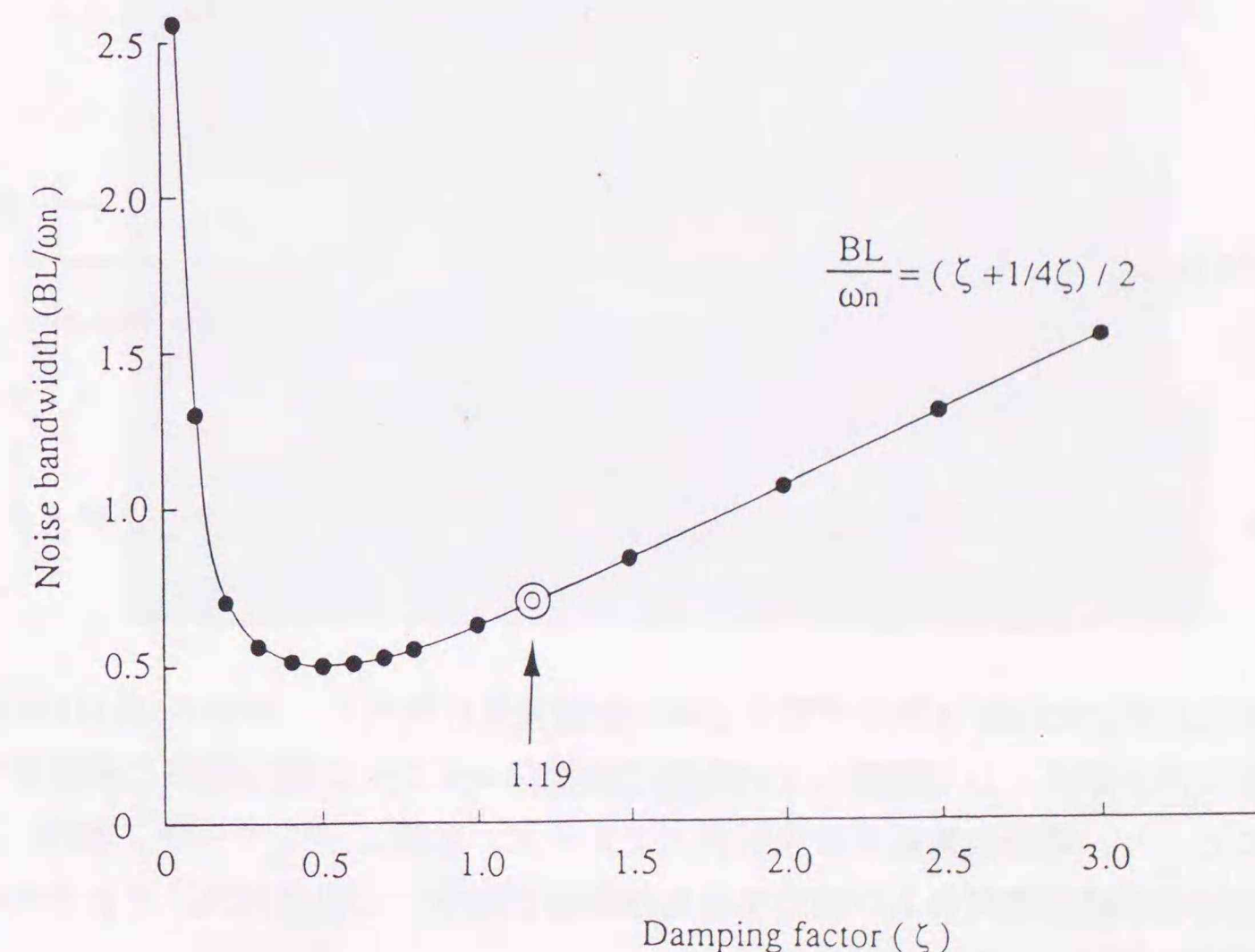


図 2-7 位相同期系のダンピングファクタ ζ と系の雑音帯域幅の関係

この位相同期系の最適化の結果として得られた 94 GHz のガン発振器の周波数安定化データを図 2-8 に示す。データから読み取れる様に、設定周波数 94×10^9 Hz に対しての周波数差は 3 Hz 以内であり、周波数安定度としては約 3×10^{-11} に向上している⁹⁾。従来の周波数安定度 5×10^{-8} に較べれば 3 桁の向上である。

ジョセフソン電圧の安定度は、(1-9) 式からわかるように照射するミリ波周波数精度（周波数安定度+位相同期基準源精度+周波数計数誤差）に対応していることから、ジョセフソン電圧標準の高精度化にとってこの周波数安定度向上のもたらす寄与は極めて大きい。

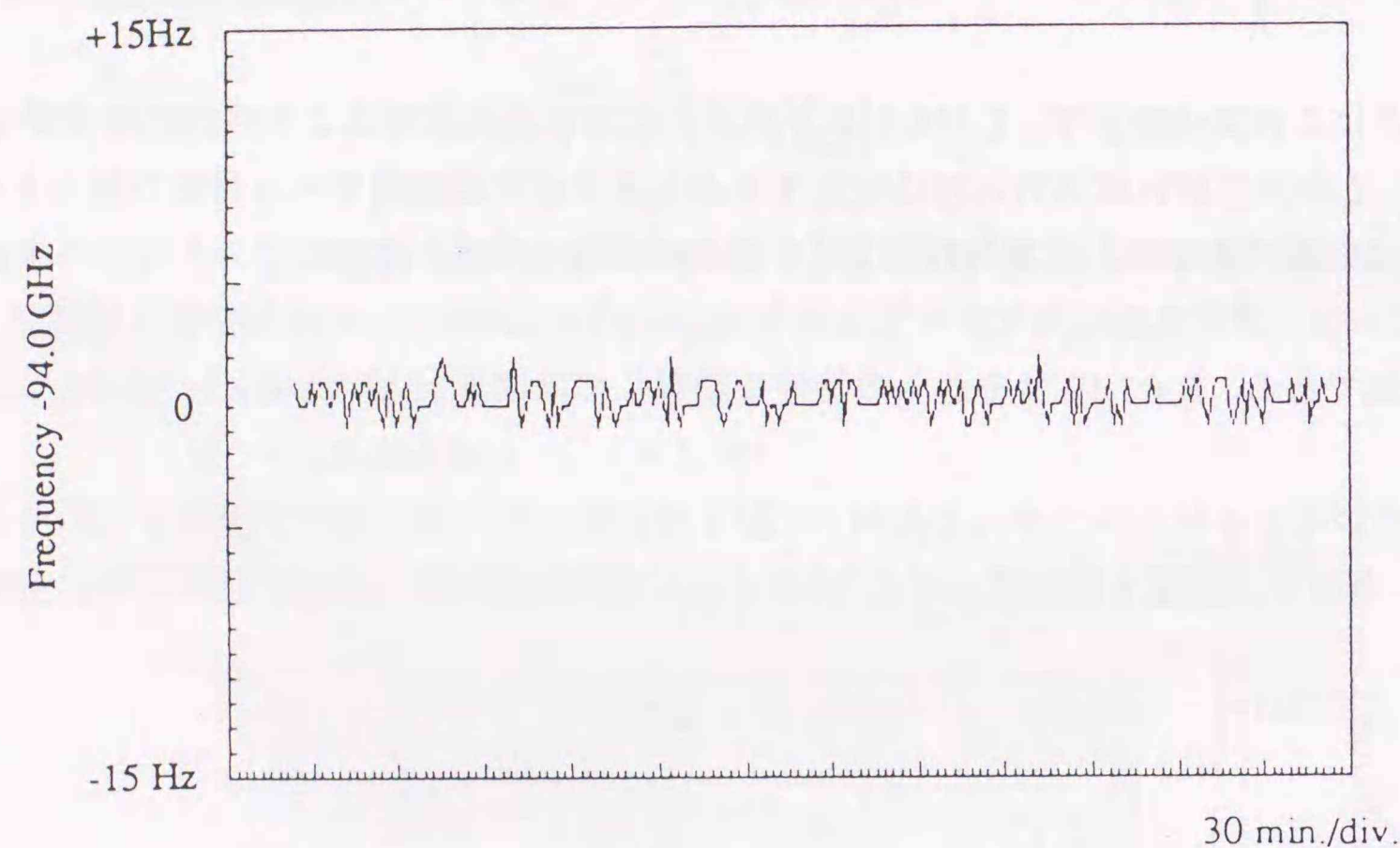


図 2-8 位相同期系の応答特性最適化によるガン発振器の周波数安定化データ
94 GHz の周波数を 3×10^{-11} で安定化している。

この周波数安定化技術は筆者が電子技術総合研究所に出向し、1990年1月1日から日本の直流電圧国家標準として稼働している第二世代ジョセフソン電圧標準の研究中の成果であることより、電子技術総合研究所経由でカナダ、米国、デンマーク、韓国、フランスの国立標準研究機関および国際度量衡標準局 (BIPM) に提供され、それぞれの国の国家標準に寄与している。

特に、1991年から1992年にかけて国際度量衡標準局は所有するジョセフソン電圧標準システムを持ち回りイギリス、フランス、ドイツ、カナダ、米国および日本の国家標準

としてのジョセフソン標準との相互比較を実施したが¹⁰⁾、その時の国際度量衡標準局のミリ波源周波数安定化にはこの方式が採用されていて国際比較にも貢献した。この時の国際比較結果については第二部第4章に詳述する。

図 2-9 にジョセフソン電圧標準システムのミリ波源部の写真を示す。

(Cs原子周波数基準源はこの写真には見えていない。)

クライストロンを使えばその電源部と制御部で架台 1 本分になり、装置全体が大型化する。産業界にまでジョセフソン電圧標準システムの普及が可能になったのは、この写真にみるように、比較的小さな出力のガン発振器の採用と、その採用を可能ならしめた伝送系の伝送損失低減（本章 2.5 節）によりコンパクトにまとまったミリ波源部に負うところが多い。

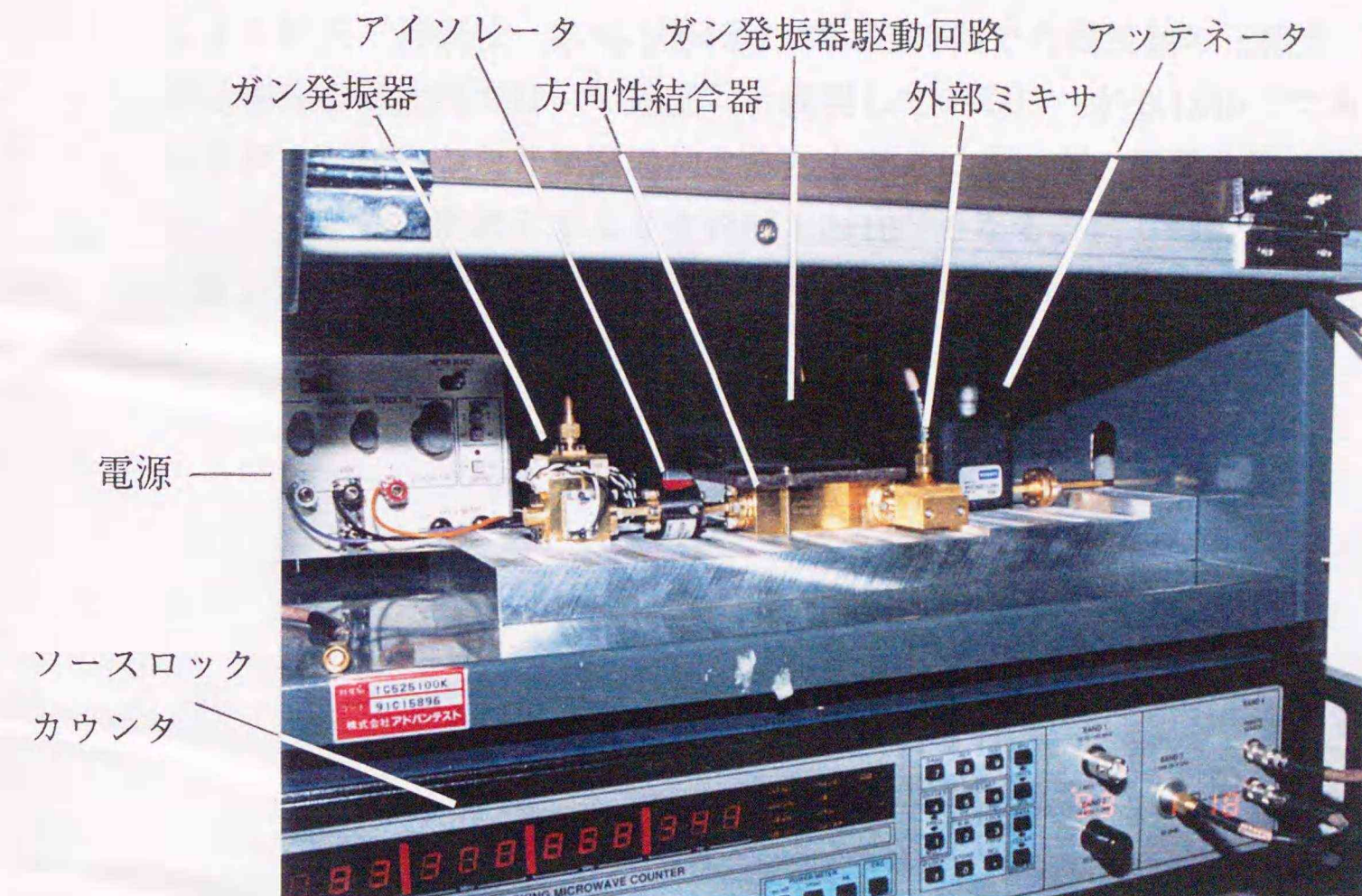


図 2-9 ジョセフソン電圧標準装置のミリ波部

2.3.3 ミリ波周波数の総合的な不確かさ

ミリ波周波数の精度を構成するミリ波周波数の安定度、ミリ波周波数を安定化するための位相制御系の周波数基準源の正確さ、周波数計数器（カウンタ）の計数誤差を定量的に評価し、不確かさ（Uncertainty）で表わす。それらを合計してミリ波周波数の総合的な不確かさを求める。

(A) ミリ波周波数の安定度

前節 2.3.2 に述べたように 3×10^{-11} である。

(B) Cs原子周波数基準源

産業界では、校正周期を長く取りたいことから長期安定性に優れたCs原子周波数基準源を使用している。この度製作したジョセフソン電圧標準の周波数基準源としてのCs原子周波数基準源 FC6001A（富士通製）は郵政省通信技術総合研究所による校正（通研校 第90-3004号）では72時間での周波数の正確さ（郵政省通信技術総合研究所では“確度”と表現している）が 0.1×10^{-12} である。この揺らぎが1年間にわたり単調増加するとも考えにくいですが、最悪条件で単調増加したとして1年に1度校正するとすれば 1.2×10^{-11} となる。

図 2-10 は、FC6001Aについて毎年一回行なっている郵政省通信技術総合研究所による校正記録の例である。

周波数精度

周囲温度 23℃

周囲湿度 40%

校正日時

平成 2年 6月22日 ~ 平成 2年 6月25日

校正値

$+ 0.1 \times 10^{-12}$

注 記

1 本成績は、標準測定部周波数標準課で維持する周波数標準により校正した値である。

2 本成績は、上記の日時及び環境条件における72時間の平均値である。

通研較 第 90-3044 号 総数 2 枚の 2

図 2-10 郵政省通信技術総合研究所による
Cs原子周波数基準源 FC6001A（富士通製）の校正記録

(C) ソースロックカウンタEIP578Bの内部誤差要因

ソースロックカウンタEIP578Bを製造しているEIP Microwave, Inc. の Field Note 5 (Rev. 02/90) : Count Accuracy Specification Revision によれば EIP578Bの26.5 GHz から110 GHz の間の最大計数誤差は

$$\pm n^2 \text{ counts} \pm \text{time base error}$$

(ここで n は測定周波数を20GHz で割った値である。)

であることが規定されている。すなわち、周波数帯域で区切れば

周波数帯域 (GHz)	最大計数誤差 (Hz)
26.5 - 40.0	± 4
40.0 - 60.0	± 9
60.0 - 90.0	± 20
90.0 - 110.0	± 30

と示されている。例えば位相同期法を改良して周波数安定度 3×10^{-11} を得ても最大計数誤差がこのように大きい場合があり得るということである。

この最大計数誤差はソースロックカウンタの方式によるものか個体差によるものかを識別するために、以下の実験を試みた。

- 1) ガン発振器の位相同期系のソースロックカウンタとしてEIP578B(A)を使用し、その発振周波数を別のEIP578B(B)で計数する。同時にその発振周波数をヘテロダインして全く別のカウンタで計数して、それらの間の計数誤差および標準偏差を求める。夫々のタイムベースは総て共通とする。
- 2) EIP578B(A) とEIP578B(B) を交換し 1) と同様のデータをもとめる。

もし計数誤差が方式によるものであればどの個体にも一様な誤差を生ずるが、方式が十分に精度を保証できるにもかかわらず製造品質上の問題であれば個体により誤差が異なる。個体により周波数誤差が異なる場合には、より周波数誤差の少ない個体を選別して使うしか良い方法はない。

図 2-11 に確認実験のブロック図を示し、表 2-2 にその結果を示す。

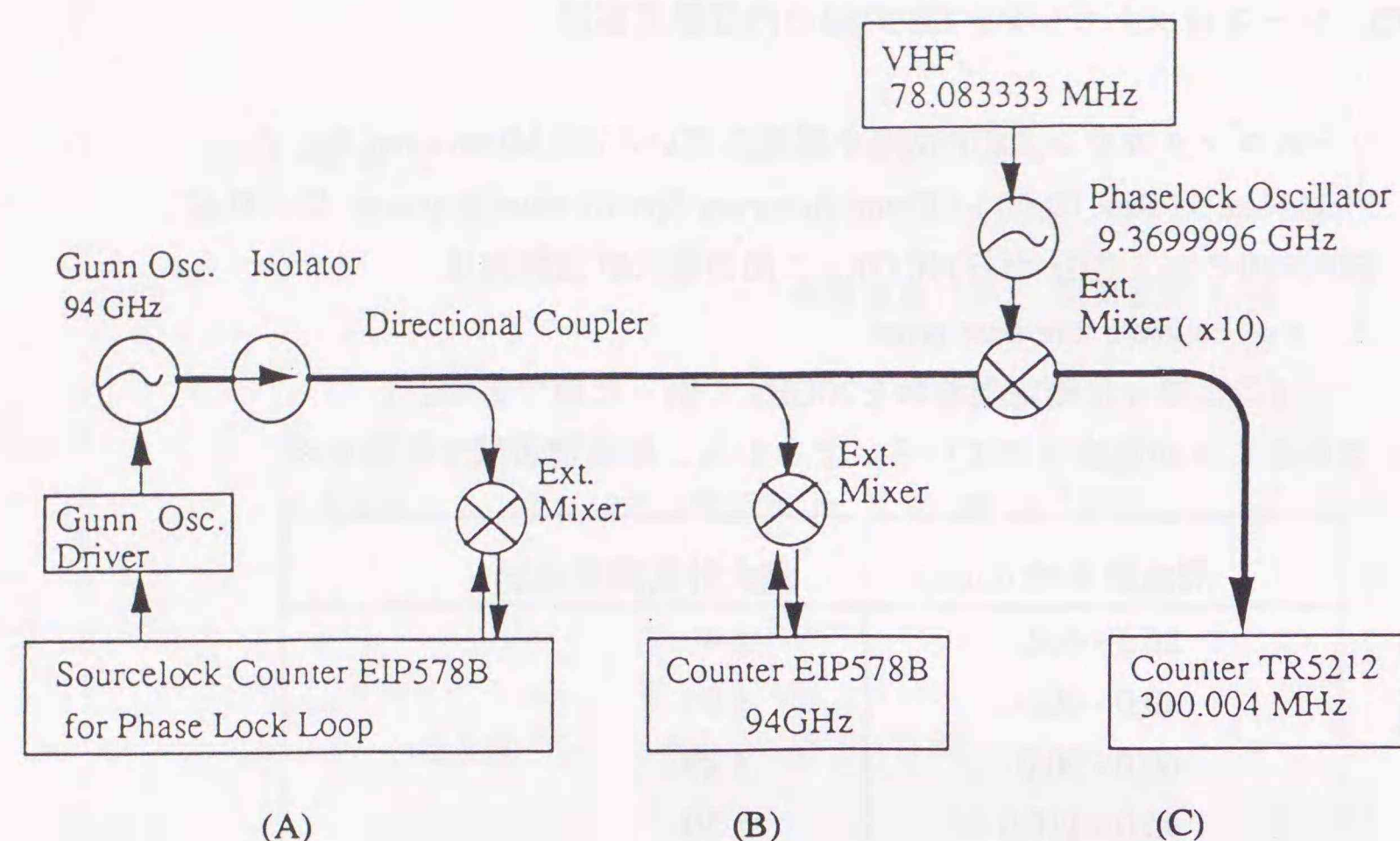


図 2-11 EIP578Bの計数誤差確認実験ブロック図

(A) で位相同期法により周波数安定化する。

(B)では外部ミキサ(Ext. Mixer)によりヘテロダインして計数し、

(C)ではVHFシンセサイザを基に位相同期発振器を安定化し、信号と外部ミキシングした中間周波数を計数する。(モニタとして用いている。)

表 2-2 EIP578Bの計数誤差評価

		94 GHz Phaselock	94 GHz Counter	300.004 MHz Counter
Case-1		578B(S/N00324)	578B(S/N00398)	TR5212
	Δf	0.2 Hz	2.9 Hz	0.3 Hz
	1σ	0.7 "	2.8 "	1.5 "
Case-2		578B(S/N00398)	578B(S/N00324)	TR5212
	Δf	0.3 Hz	15.8 Hz	2.5 Hz
	1σ	0.8 "	3.1 "	2.2 "

表 2-2 の Δf は設定周波数と実際の計数値との差周波数 (Hz) を表し、 1σ は計数値の標準偏差 (1σ) を表す。この表からわかるように夫々の場合の計数誤差は一様でない。

Case-1 では、EIP578B(S/N 00324) をソースロックカウンタに設定し、EIP578B(S/N 00398) で計数している。この場合はモニタも含めて計数誤差は 3 Hz 以内である。

Case-2 では、EIP578Bを入れ替えて同様の評価を行ない、EIP578B(S/N 00324) は約 16 Hz の計数誤差を持つことが確認できた。

このことからカウンタEIP578Bの計数誤差に限って言えば、の計数方式上の問題ではなく製造品質上の問題であり個体差があることがわかる。つまり、EIP Microwave, Inc. の規定している最大計数誤差はすべてのEIP578Bに適用するものではなく、細心の注意を払って評価すれば計数誤差の少ないEIP578Bを選択できる。必ずしもEIP Microwave, Inc. の規定している最大計数誤差がそのまま不確かさになる訳ではない。

EIP578B(S/N00398)を選択すれば 3×10^{-11} , EIP578B(S/N00324)を選択すれば約 16 Hz のオフセットがあるので 1.6×10^{-10} の不確かさがある。

以上をまとめて、ミリ波周波数の総合的な不確かさを表 2-3 に掲げる。

表 2-3 ミリ波周波数の総合的な不確かさ

(A)	ミリ波周波数の安定度	0.3×10^{-10}
(B)	Cs原子周波数基準源の安定度	0.12×10^{-10}
(C)	ソースロックカウンタEIP578B の内部誤差 (S/N 00324 の場合)	1.6×10^{-10}
合計		2.02×10^{-10}

注) ソースロックカウンタEIP578Bの計数誤差には個体差があるので、表 2-2 からわかるようにS/N 00398 を選択した場合のミリ波周波数の総合的な不確かさは 0.72×10^{-10} となる。

(産業用JJAVS 用に購入したEIP578BはS/N 00324 であった。)

2.4 ミリ波位相雑音のジョセフソン電圧揺らぎへの影響

第一部第1章では超伝導状態にあるジョセフソン接合アレーにミリ波を照射した場合に得られるジョセフソン電圧について述べ、前節ではそのミリ波源のガン発振器周波数を位相同期法により安定化する方法について述べたが、いままでは照射するミリ波の中心周波数にすべてのミリ波電力が集中していることを仮定していた。しかし、発振器の周波数安定化発振スペクトルも、微視的に見れば中心周波数近傍に位相雑音が存在している。

ここでは、ジョセフソン電圧標準システムで発生させるジョセフソン電圧揺らぎを測定したうえで、その電圧揺らぎに対して前節で実現した周波数安定化ガン発振器の位相雑音がどの程度寄与しているかを

(A) スペクトラムアナライザによるパワースペクトル測定

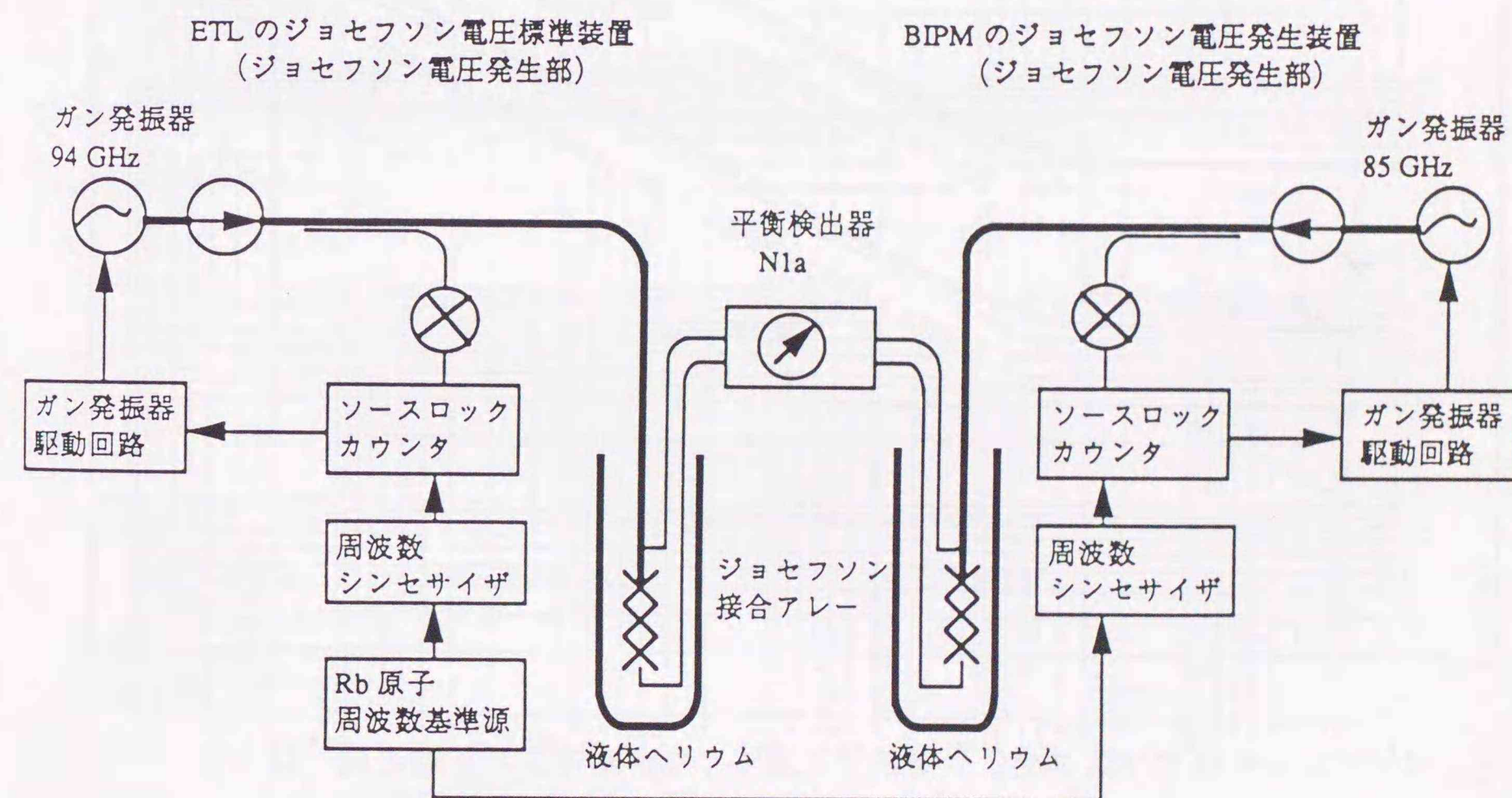
(B) 周波数計数器で測定した周波数揺らぎ

から見積もり、ミリ波位相雑音がジョセフソン電圧揺らぎの主因かどうかを評価する。

2.4.1 ジョセフソン電圧揺らぎの検出

最も直接的にジョセフソン電圧の揺らぎを検出する方法は、同一のミリ波周波数安定化方式⁹⁾をとる独立した二台のジョセフソン電圧標準システム間で発生させたジョセフソン電圧を平衡検出器で検出して、その揺らぎの振幅を測定する事である。具体的には双方のシステムで互いに1.018 Vのジョセフソン電圧を発生させ、平衡検出(平衡検出器はDC.ナノボルトメータ N1a (EM Electronics 社製)により双方のジョセフソン電圧の揺らぎの合成和としての電圧揺らぎを測定する。その測定値には平衡検出器の内部雑音が加算されていること、および平衡検出器の応答特性を考慮して、一台当たりのジョセフソン電圧揺らぎを計算により求める。

独立した二台のジョセフソン電圧標準システム間で発生させたジョセフソン電圧を平衡検出器で検出する方式のブロック図を図2-12に示す。実際の測定は1992年3月31日にETL(電子技術総合研究所)とBIPM(国際度量衡標準局)のジョセフソン電圧標準装置間の相互校正時に行なった。



- 1) 周波数安定化方式は両装置とも同一方式。
- 2) 周波数基準源は両装置に共通。

図2-12 二台のジョセフソン電圧標準装置による平衡電圧の揺らぎの測定概略ブロック図

この測定では、平衡検出器の応答時定数、検出感度（平衡検出器自体の持つ雑音を含む）が問題になる。測定時の平衡検出器 N1a の設定条件は電圧レンジ $1\mu\text{V}$ 、時定数 0.25 秒である。N1a の検出感度を決定する雑音を入力抵抗と応答時定数の関数として図 2-13 に示す。（N1a の取り扱い説明書からの引用。）

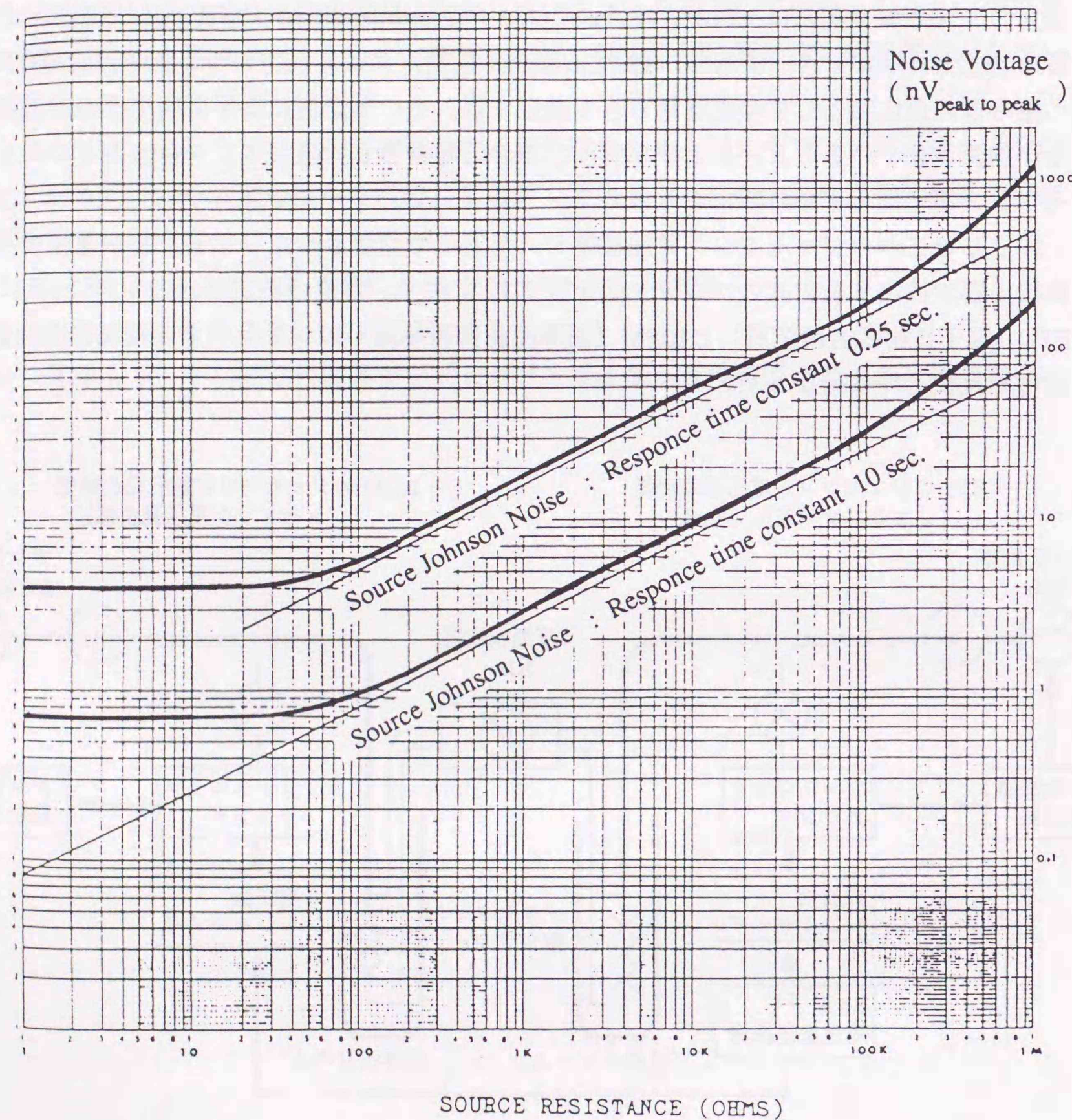


図 2-13 平衡検出器 N1a の雑音特性
設定条件の時定数 0.25 sec. の場合の最大感度（雑音限界）は $4\text{ nV}_{\text{peak to peak}}$ である。

図 2-12 によるジョセフソン電圧揺らぎの測定データを以下に示す。

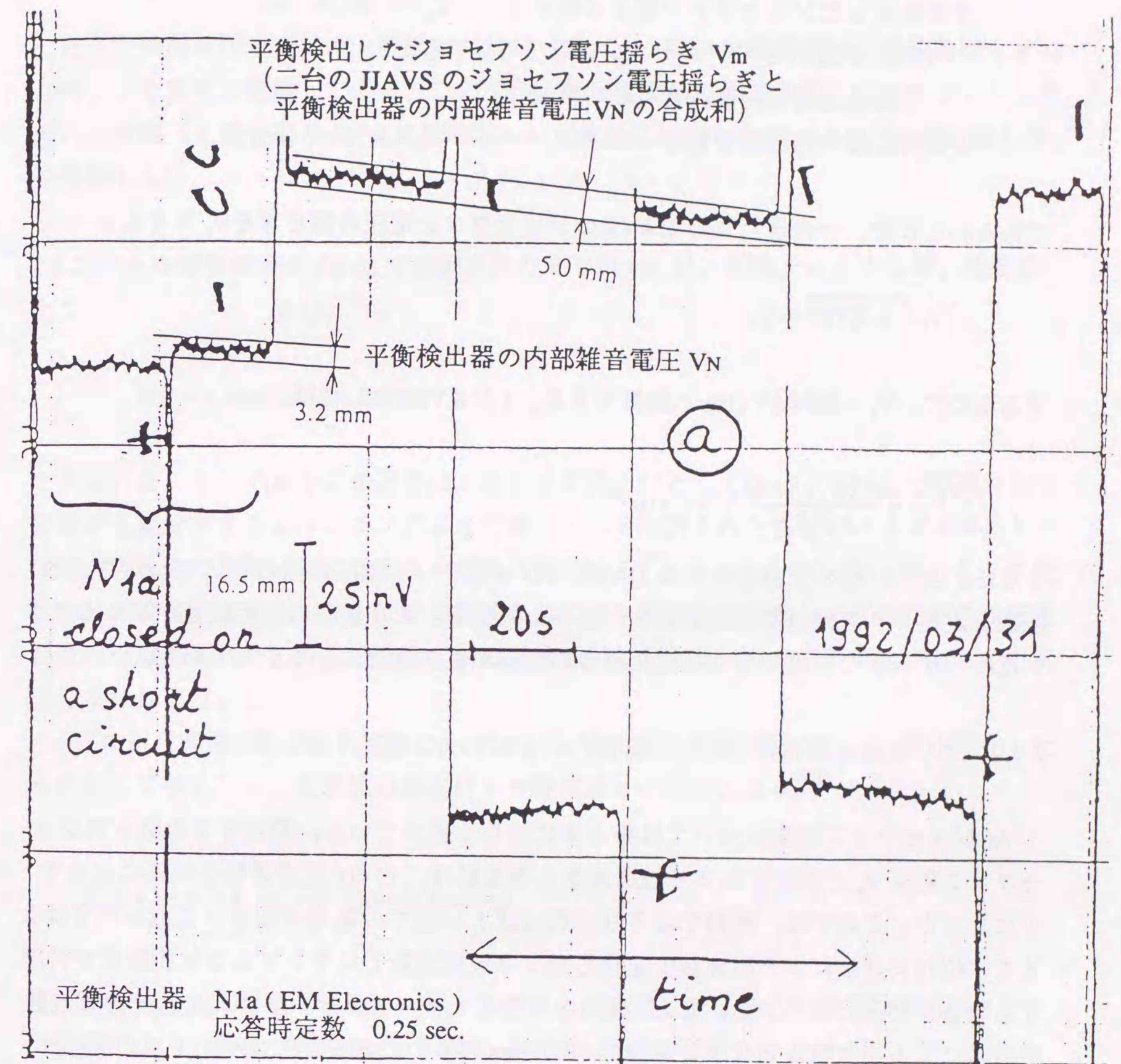


図 2-14 図 2-12 によるジョセフソン電圧揺らぎ（二台の JJAJS のジョセフソン電圧揺らぎと平衡検出器の内部雑音電圧の合成和）測定および 平衡検出器の内部雑音電圧測定
（測定はBIPM の Dominique Reymann による。）

図 2-14 の測定データから

平衡検出したジョセフソン電圧の揺らぎ ---- $V_m = 1.59 \text{ nV} (1\sigma)$

(二台の JJA VS のジョセフソン電圧の揺らぎと

平衡検出器の内部雑音電圧の合成和)

平衡検出器の内部雑音電圧 ----- $V_N = 1.35 \text{ nV} (1\sigma)$

である。ここで、一台当たりの JJA VS のジョセフソン電圧の揺らぎを V_J とすると

$$\sqrt{(V_N)^2 + 2(V_J)^2} = V_m \quad (2-6)$$

であるので、 $V_J = 0.59 \text{ nV} (1\sigma)$ と計算できる。1.018 V に対しては

$$\frac{\sqrt{(V_J)^2}}{1.018 \text{ V}} = \frac{0.59 \times 10^{-9} \text{ V}}{1.018 \text{ V}} = 5.8 \times 10^{-10} \quad (2-7)$$

となる。次に、この一台当たりの JJA VS のジョセフソン電圧の揺らぎ V_J についての周波数安定化ミリ波源の位相雑音からの寄与を見積る。ミリ波源の位相雑音がジョセフソン電圧の揺らぎの主因であれば位相雑音の低減が重要課題になるからである。

2.4.2 ミリ波源に位相雑音がある場合のジョセフソン電圧の揺らぎ

ACジョセフソン効果については第 1 章に詳しく述べている。発生する次数 n のジョセフソン電圧 V_n と照射するミリ波周波数 f_l の関係は、(1-9)' 式で表わされることをすでに示した。ここでは、照射するミリ波周波数 f_l に総ての電力が集中しているのではなくて、位相同期法により周波数安定化したミリ波周波数 f_l にランダムな位相雑音が付随する場合を問題にしている。また、図 2-8 に示したデータはゲート時間 1 秒での周波数計数器による周波数安定化ガン発振器 (94 GHz) のものであるが、スペクトルのデータにみるようにある程度の周波数分布の広がりがあってもゲート時間での平均化操作が行われていると見なければならない。

このことから、ミリ波源に位相雑音がある場合のジョセフソン電圧の揺らぎは、周波数領域のパワースペクトラムと時間領域の周波数計数器による周波数揺らぎの二面からの見積もりを行う。

(A) 周波数安定化ガン発振器のパワースペクトラムからジョセフソン電圧の揺らぎの見積もり

ここでは周波数安定化ガン発振器のパワースペクトラムを直接測定し周波数揺らぎのスペクトル密度に変換してから、ひとつの評価尺度として周波数揺らぎのスペクトル密度の半値幅 (正規分布の 1σ に比較的近い) 周波数に対応したジョセフソン電圧揺らぎを見積もる。

ランダムな位相雑音を $\Delta\phi(t)$ で変調されたミリ波 $v(t)$ は、振幅を v_1 とする時、時間軸上で

$$v(t) = v_1 \cos\{2\pi f_l t + \Delta\phi(t)\} \quad (2-8)$$

と表される。ランダムな位相雑音による信号変調の例としては、時間軸上での確率密度分布が正規分布するようなランダムな位相によって変調された信号のパワースペクトルは周波数軸上で正規分布になることが知られている²⁹⁾。しかし、ガン発振器のように比較的位相雑音が大きく、かつ位相同期法などにより周波数安定化して位相同期系の伝達関数形が重畳されたような場合は変調の関数形がわからないのでパワースペクトルを実測しなければならない。

$v(t)$ の自己相関関数は、時刻 t と $t+\tau$ における値の積を観測時間 $T \rightarrow \infty$ で平均化したものとして与えられ、定常性の仮定により時刻差 τ の関数となる。³⁰⁾

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T v(t) v(t+\tau) dt = \langle v(t) v(t+\tau) \rangle \quad (2-9)$$

$\langle \rangle$ は無限時間平均である。パワースペクトル密度 $L(f)$ と自己相関関数 $R(\tau)$ はフーリエ変換によって関係づけられる。(Wiener-Khintchine の公式)

$$L(f) = 4 \int_0^\infty R(\tau) \cos(2\pi f \tau) d\tau \quad (2-10)$$

ただし、 $L(f)$ は $0 \leq f \leq +\infty$ の範囲で定義される片側スペクトル密度である。($L(f)$ は偶関数である。)

(2-8) のように中心周波数 f_l のまわりの位相雑音が存在する場合は、 f は中心周波数 f_l からの離調周波数 (フーリエ周波数) f_m の意味になり、 $L(f)$ は $L(f_m)$ と表記する。

$L(f_m)$ は実際の測定に対応して次式のように表わされる。

$$L(f_m) = \left(\frac{v_{SSB}}{V_1} \right)^2_{1\text{Hz}} \quad (2-11)$$

ここに、 v_{SSB} は片側側波帯雑音電圧であり v_1 は中心周波数の最大振幅電圧である。添え字の1 Hz は単位帯域幅 (1 Hz) 当たりの測定値を意味する。

パワースペクトルは、定常的なランダム信号 $v(t)$ を周波数帯域 $f \sim f+\Delta f$ の狭帯域フィルタを通過させて得た $V(t, f, \Delta f)$ を二乗検波して平均したものであり、さらにパワースペクトル密度はそれを単位帯域幅 (1 Hz) 当たりに変換したものと定義される。

図 2-15(a) に、このパワースペクトルを直接測定する原理図を示す。

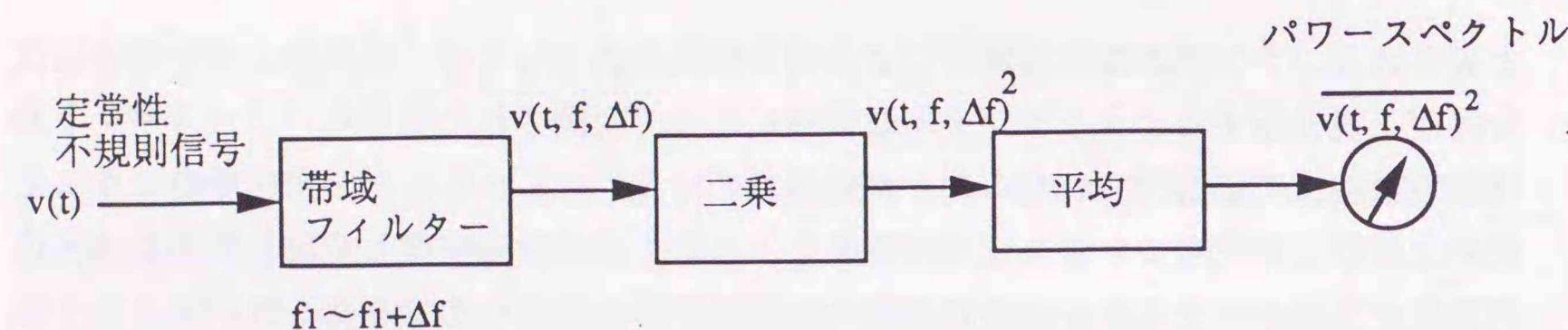


図 2-15(a) パワースペクトル直接測定原理図 (Ref. 30 より)

図 2-15(b) は図 2-15(a) に示した測定をヘテロダイン型スペクトラムアナライザにより行う方法である。この方法はヘテロダイン方式であることより、雑音で変調された高周波信号のスペクトラム解析を容易に行うことができる。

測定原理は信号が雑音で変調されている様子を容易に測定出来るように被測定信号と局部発振信号をミキシングして中間信号をつくり出し、帯域フィルタを通過させる。その後、パワースペクトルの表示領域を拡大する目的で対数表示化するために対数圧縮してから二乗検波し、ビデオフィルタにより平均化する。測定周波数領域および表示領域を拡大するための機構を別にすれば、基本的な測定原理は図 2-15(a) と同じである。測定に使用したヘテロダイン型スペクトラムアナライザの掃引局部発振器 (4 ~ 8 GHz) の位相雑音は中心周波数から 10 kHz 離れて -110dBc/Hz と低く、ガン発振器のパワースペクトル測定に影響を与えるものではない。得られたパワースペクトルを単位当たり帯域幅 (1 Hz) に変換すればパワースペクトル密度になる。

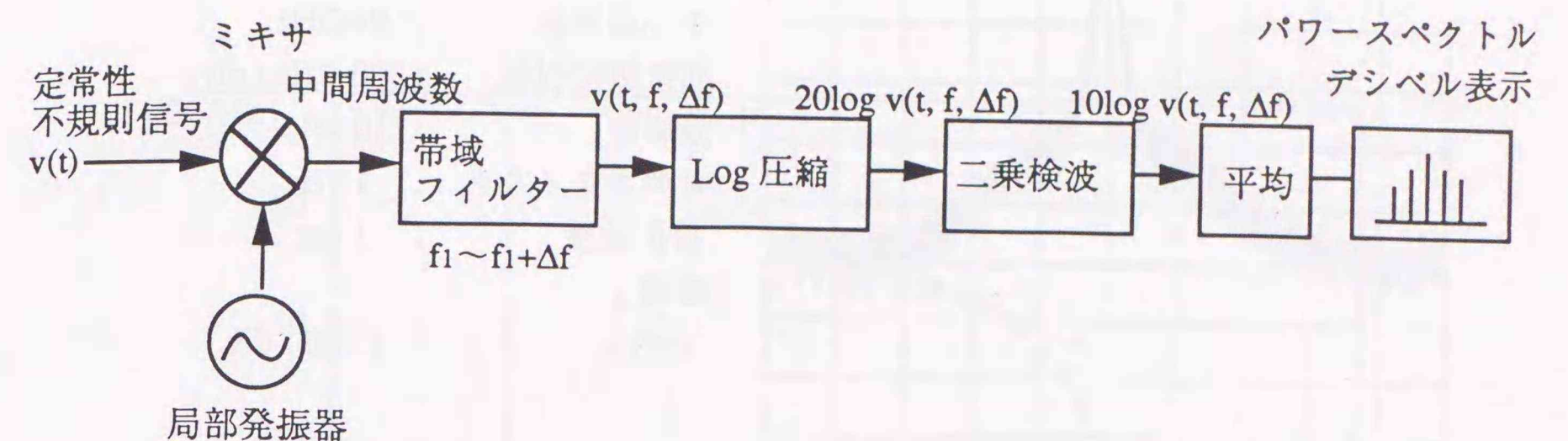


図 2-15(b) ヘテロダイン型スペクトラムアナライザによるパワースペクトラム測定原理

既に図 2-8 に位相同期法で周波数安定化した 94 GHz のガン発振器の時間軸上での周波数データを示したが、同一の発振器の図 2-15(b) に示したヘテロダイン型スペクトラムアナライザにより測定した周波数軸上での両側波帯パワースペクトルデータを図 2-16 (a), (b), (c) に示す。(図 2-16 (b), (c) は図 2-13 (a) の中心周波数近傍を順に拡大したものである。分解能とはヘテロダイン方式の中間周波数の帯域通過型フィルタ帯域幅 (-3dB) を意味する。)

測定に使用したヘテロダイン型スペクトラムアナライザ R3265 は入力信号周波数帯域が 8 GHz であり、直接 94 GHz を測定出来ないので 9.37 GHz の位相同期発振器を 10 通倍して 94 GHz と周波数ミキシングして 300 MHz の中間周波数をスペクトラムアナライザ R3265 に入力して測定している。

これらのデータから、中心周波数 $f_1 = 94$ GHz 近傍の片側側波帯パワースペクトル密度 $L(f_m)$ を求める。

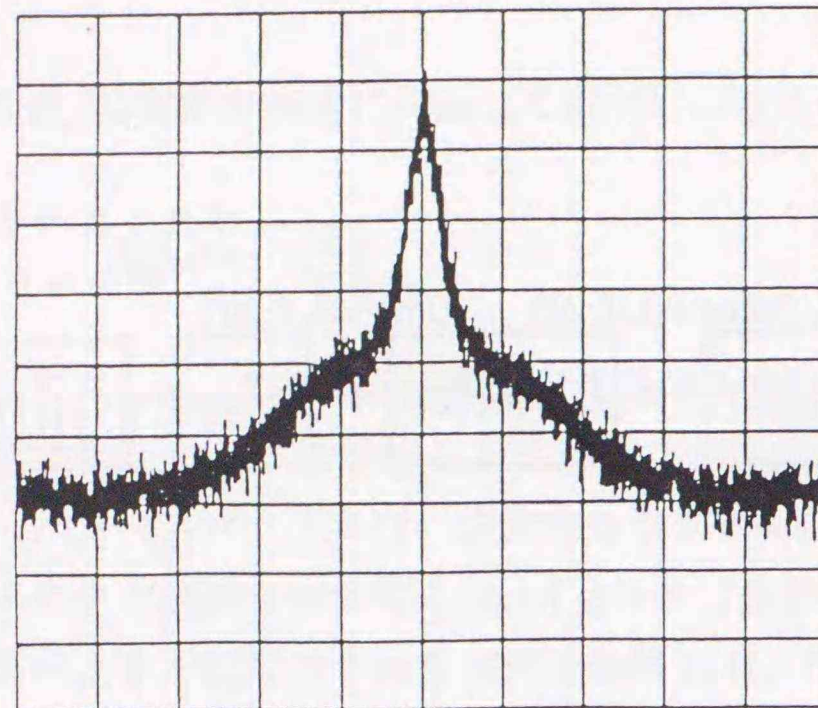


図 2-16 (a)

[横軸]
 中心周波数 : 94 GHz
 周波数掃引幅 : 500 KHz / div.
 分解能 : 10 kHz
 ビデオフィルタ : 1 kHz
 掃引速度 : 1 sec.
 [縦軸]
 レベル : 10 dB / div.

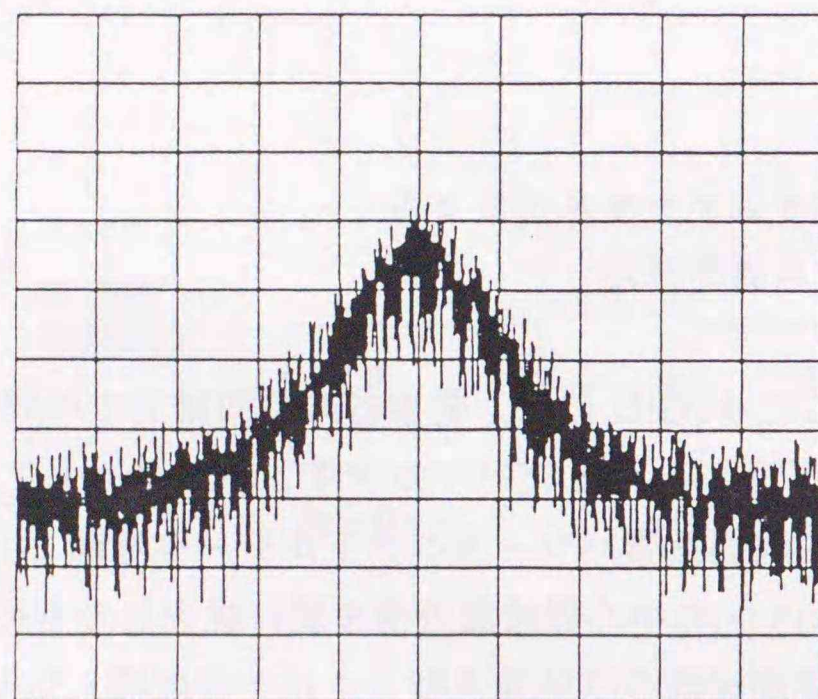


図 2-16 (b)

[横軸]
 中心周波数 : 94 GHz
 周波数掃引幅 : 100 KHz / div.
 分解能 : 3 kHz
 ビデオフィルタ : 3 kHz
 掃引速度 : 0.5 sec.
 [縦軸]
 レベル : 10 dB / div.

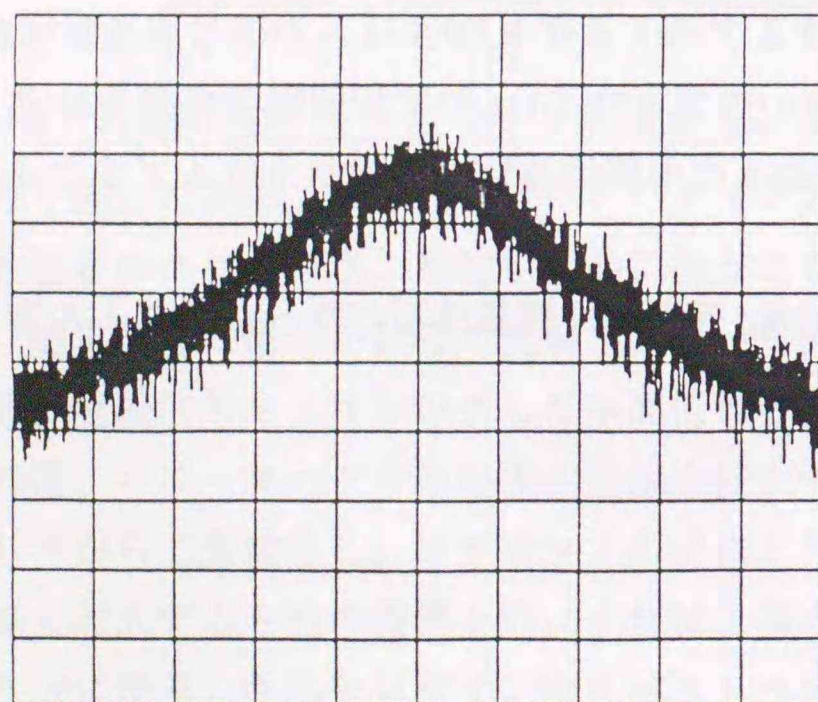


図 2-16 (c)

[横軸]
 中心周波数 : 94 GHz
 周波数掃引幅 : 50 KHz / div.
 分解能 : 1 kHz
 ビデオフィルタ : 0.3 kHz
 掃引速度 : 5 sec.
 [縦軸]
 レベル : 10 dB / div.

図 2-16 周波数安定化ガン発振器 (94 GHz) の両側波帯パワースペクトラム
 ガン発振器は GDM-10-4-18HM (Millitech 社) ; 94 GHz, 60 mW
 (中心周波数の近傍を拡大している)

図 2-16 の両側波帯パワースペクトラムデータから得た片側側波帯 (Single sideband) パワースペクトル密度 $L(f_m)$ を図 2-17 に示す。

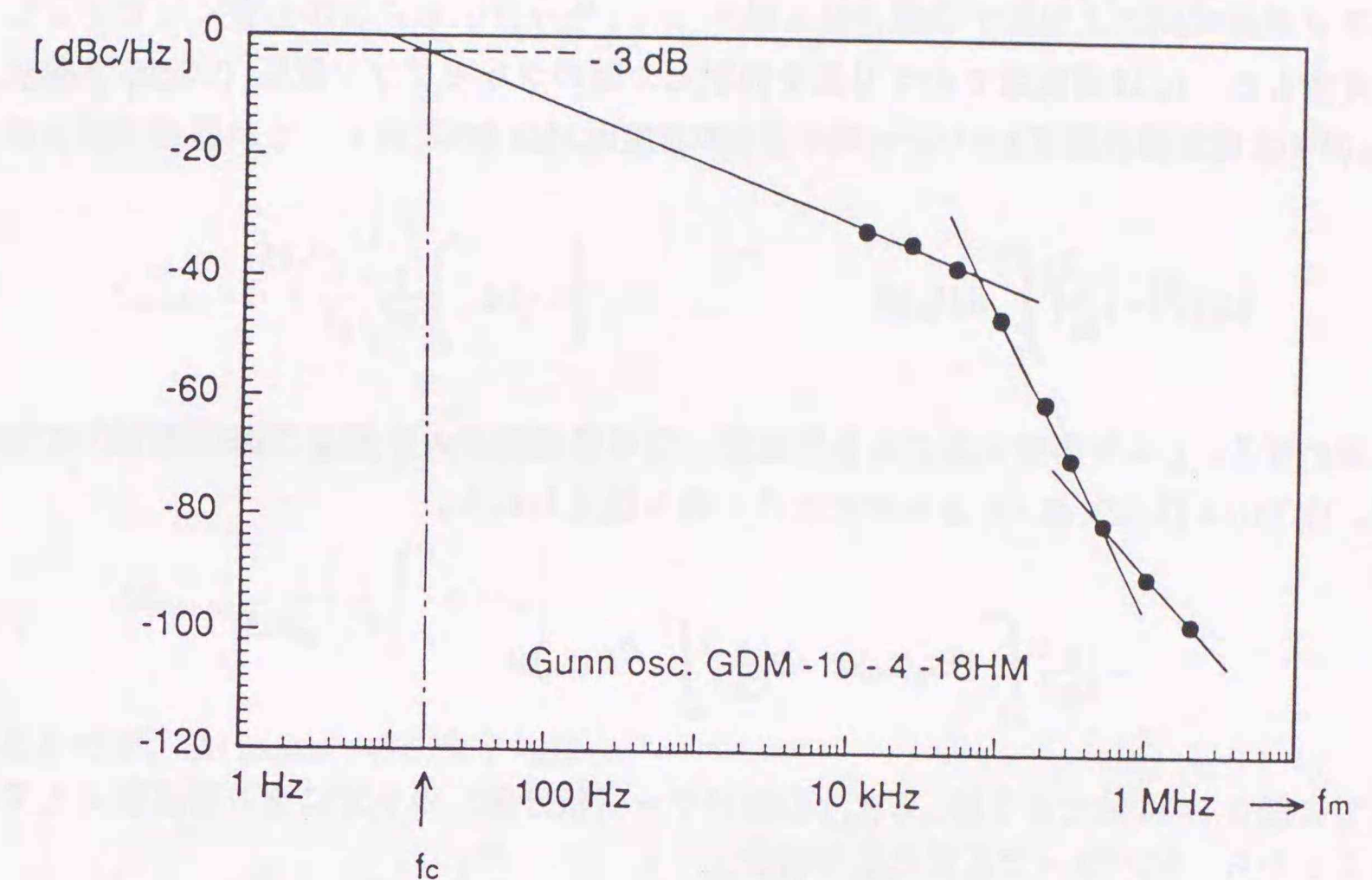


図 2-17 周波数安定化ガン発振器 (94 GHz) の片側側波帯パワースペクトル密度 $L(f_m)$ 。パワースペクトル密度の周波数特性が階段状になっているのは、位相同期ループの二次フィルタの特性が反映されている。パワーの半値幅周波数 f_c ($L(f_m)$ の低周波側への延長線と -3dB との交点周波数) は 17 Hz である。

文献 31) を参考にすれば、位相揺らぎ (雑音) のパワースペクトル密度 $S_\phi(f_m)$ と $L(f_m)$ の関係は、 ϕ が小さい時には

$$S_\phi(f_m) \approx 2 L(f_m) \quad (2-12)$$

また、周波数揺らぎのパワースペクトル密度 $S_f(f_m)$ と $S_\phi(f_m)$ との関係は

$$S_f(f_m) = f^2 S_\phi(f_m) \quad (2-13)$$

であることが知られている。

ここで、測定した $L(f_m)$ をもとにジョセフソン電圧の揺らぎ

$$\sqrt{\langle(\Delta V)^2\rangle}/V_1 \quad (2-14)$$

を見積もる。 V_1 は周波数 f_1 のミリ波を照射した時のジョセフソン電圧 $(h/2e)f_1$ であり、 $\langle(\Delta V)^2\rangle$ は周波数揺らぎのパワースペクトル密度 $S_\phi(f_m)$ から

$$\langle(\Delta V)^2\rangle = \left(\frac{h}{2e}\right)^2 \int_0^{f_d} S_\phi(f_m) df \quad (2-15)$$

と表わせる。 f_d は平衡検出器の応答周波数（低域通過型フィルタの -3 dB 周波数）である。(2-15) は (2-12), (2-13) より次のように書き換えられる。

$$= \left(\frac{h}{2e}\right)^2 \int_0^{f_d} f^2 S_\phi(f_m) df = 2 \left(\frac{h}{2e}\right)^2 \int_0^{f_d} f^2 L(f_m) df \quad (2-15)'$$

すでに図 2-17 に見たように、 $L(f_m)$ の全パワー（積分値）の半分になる周波数は f_c であることから、全パワーで正規化した場合

$$\int_0^{f_c} L(f_m) df = \frac{1}{2} f_c \quad (1/2 \text{ のパワーと } f_c \text{ で囲まれた面積})$$

とみなせるので、(2-15)' 式はさらに次のように書き換えられる。

$$= 2 \left(\frac{h}{2e}\right)^2 \left(\frac{1}{2} f_c\right) \int_0^{f_d} f^2 df = \left(\frac{h}{2e}\right)^2 f_c \frac{f_d^3}{3} \quad (2-15)''$$

これより (2-14) 式は

$$\frac{\sqrt{\langle(\Delta V)^2\rangle}}{V_1} = \frac{\left(\frac{h}{2e}\right) f_d \sqrt{\frac{f_c f_d}{3}}}{\left(\frac{h}{2e}\right) f_1} \quad (2-14)'$$

となる。これに $f_c = 17 \text{ Hz}$, $f_d = 1.27 \text{ Hz}$, $f_1 = 94 \times 10^9 \text{ Hz}$ を当てはめると

$$\sqrt{\langle(\Delta V)^2\rangle}/V_1 = 3.62 \times 10^{-11} \quad (2-14)''$$

となる。これがパワースペクトラムから見積もったジョセフソン電圧の揺らぎである。

(B) 周波数安定化ガン発振器の発振周波数揺らぎからジョセフソン電圧の揺らぎの見積もり

ジョセフソン電圧の揺らぎ $\sqrt{\langle(\Delta V)^2\rangle}/V_1$ を周波数計数器で測定した周波数揺らぎから見積もる。

周波数計数器はゲート時間 T_g の位相 $\phi(t)$ の変化を積分し、 T_g で割った値を表わす。

$$f_{\text{counter}} = f_1 + \frac{1}{T_g} \left(\frac{1}{2\pi} \int_0^{T_g} \phi(t) dt \right) \quad (2-16)$$

周波数計数器の出力変動分 $\Delta f_{\text{counter}}$ は

$$\Delta f_{\text{counter}} = \frac{1}{T_g} \left(\frac{1}{2\pi} \int_0^{T_g} \phi(t) dt \right)$$

であるので、 $\Delta f_{\text{counter}}$ の二乗平均は

$$\langle(\Delta f_{\text{counter}})^2\rangle = \frac{1}{(2\pi T_g)^2} \int_0^{1/T_g} S_\phi(f_m) df_m = \left(\frac{f_g}{2\pi}\right)^2 \int_0^{f_g} S_\phi(f_m) df_m \quad (2-17)$$

となる。ここで $f_g = 1/T_g$ である。

$0 < f_m < f_d$, $0 < f_m < f_g$ の低周波領域では $S_\phi(f_m) \approx S_\phi(0)$ が成り立つので、(2-15) 式および (2-17) 式より

$$\langle(\Delta V)^2\rangle = \left(\frac{h}{2e}\right)^2 S_\phi(0) \frac{f_d^3}{3} \quad (2-15)'$$

$$\langle(\Delta f_{\text{counter}})^2\rangle = \left(\frac{f_g}{2\pi}\right)^2 S_\phi(0) f_g \quad (2-17)'$$

(2-15)' 式と (2-17)' 式から $S_\phi(0)$ を消去して次式を得る。

$$\langle(\Delta V)^2\rangle = \left(\frac{h}{2e}\right)^2 \frac{(2\pi)^2}{3} \left(\frac{f_d}{f_g}\right)^3 \langle(\Delta f_{\text{counter}})^2\rangle \quad (2-18)$$

これよりジョセフソン電圧の揺らぎ $\sqrt{\langle(\Delta V)^2\rangle}/V_1$ を計算する。

$$\frac{\sqrt{\langle(\Delta V)^2\rangle}}{V_1} = \frac{\left(\frac{h}{2e}\right)\left(\frac{2\pi}{\sqrt{3}}\right)\sqrt{\frac{f_d^3}{f_g^3}}\sqrt{\langle\Delta f_{\text{counter}}^2\rangle}}{\left(\frac{h}{2e}\right)f_1}$$

$$= \frac{2\pi\sqrt{\frac{f_d^3}{f_g^3}}\sqrt{\langle\Delta f_{\text{counter}}^2\rangle}}{\sqrt{3}f_1} \quad (2-19)$$

ここで $\sqrt{\langle\Delta f_{\text{counter}}^2\rangle}$ を計算する基になる周波数安定化ガン発振器 (94 GHz) の計数データを図 2-18 に示す。

1	16:58:01	9.4000000001E+10 Hz
2	16:58:30	9.4E+10 Hz
3	16:59:00	9.4E+10 Hz
4	16:59:30	9.4E+10 Hz
5	17:00:00	9.4000000001E+10 Hz
6	17:00:31	9.4E+10 Hz
7	17:01:00	9.4000000001E+10 Hz
8	17:01:30	9.4000000001E+10 Hz
9	17:02:00	9.4E+10 Hz
10	17:02:30	9.4E+10 Hz
11	17:03:01	9.4000000001E+10 Hz
12	17:03:30	9.4000000001E+10 Hz
13	17:04:00	9.3999999999E+10 Hz
14	17:04:30	9.4E+10 Hz
15	17:05:00	9.4000000001E+10 Hz
)		
227	18:52:00	9.4E+10 Hz
228	18:53:00	9.4E+10 Hz
229	18:53:31	9.4000000001E+10 Hz
230	18:54:00	9.4E+10 Hz
231	18:54:30	9.4E+10 Hz
232	18:55:01	9.4000000001E+10 Hz
233	18:55:30	9.3999999999E+10 Hz
234	18:56:00	9.4E+10 Hz
235	18:56:30	9.4E+10 Hz
236	18:57:00	9.4000000001E+10 Hz
237	18:57:31	9.4E+10 Hz
238	18:58:00	9.4E+10 Hz
239	18:58:30	9.4E+10 Hz
240	18:59:00	9.4000000001E+10 Hz
241	18:59:30	9.4000000001E+10 Hz

図 2-18 周波数安定化ガン発振器 (94 GHz) の計数データ (241回)

これより $\sqrt{\langle\Delta f_{\text{counter}}^2\rangle} = 0.674 \text{ Hz}$ と計算でき、 $f_d = 1.27 \text{ Hz}$, $f_g = 1/T_g = 1 \text{ Hz}$, $f_1 = 94 \times 10^9 \text{ Hz}$ を (2-19) 式に当てはめて

$$\sqrt{\langle(\Delta V)^2\rangle} / V_1 = 3.72 \times 10^{-11} \quad (2-19)'$$

これが周波数揺らぎから見積もったジョセフソン電圧揺らぎである。

以下に、ジョセフソン電圧揺らぎの実測値とミリ波源の揺らぎからの寄与を表にまとめる。

測定および見積もり		ジョセフソン電圧揺らぎ量	備考
測定	二台のJJAVS の出力電圧を平衡検出	5.8×10^{-10}	(2-7) 式
見積もり	(A) パワースペクトル	3.62×10^{-11}	(2-14)" 式
	(B) 周波数揺らぎ	3.72×10^{-11}	(2-19)' 式

表 2-4 ジョセフソン電圧揺らぎ量

(測定値とパワースペクトルおよび周波数揺らぎからの見積もり)

この表に見るように、ミリ波源のパワースペクトルおよび周波数揺らぎから見積もったジョセフソン電圧揺らぎ量はほぼ一致しており、実測値に比較すると一桁小さい。すなわち、現状の周波数安定化ミリ波源の位相雑音は観測したジョセフソン電圧揺らぎ量の原因の主因ではないと言える。

2.5 ミリ波の伝搬

第1章において、1.018 Vを直接校正できるジョセフソン電圧として（余裕をみて）1.2 Vを発生するために接合数 3,000 個を直列に接続したジョセフソン接合アレーに照射すべきミリ波電力は、ジョセフソン接合アレーを構成しているストリップラインの先端部（図 1-6(a) ジョセフソン接合アレーのパターン図参照）で約 2.32 mW、3,000個の接合に平均で 1.5 mW 必要であることを既に述べた。

ここでは主としてジョセフソン電圧標準システムのミリ波系の電力関係について扱い、実用性を重視して採用した比較的小電力の94 GHzのガン発振器出力 60 mW を、途中の伝送系の伝送損失を低減して必要とするミリ波電力をジョセフソン接合アレーに照射するまでを述べる。改良を施した結果としての現在のジョセフソン電圧標準システムのガン発振器からジョセフソン接合アレーに至るミリ波系の伝搬経路を図 2-19 に、またミリ波系を構成する各部品の伝送損失と各部品の出力端でのミリ波電力を表 2-5 に示す。

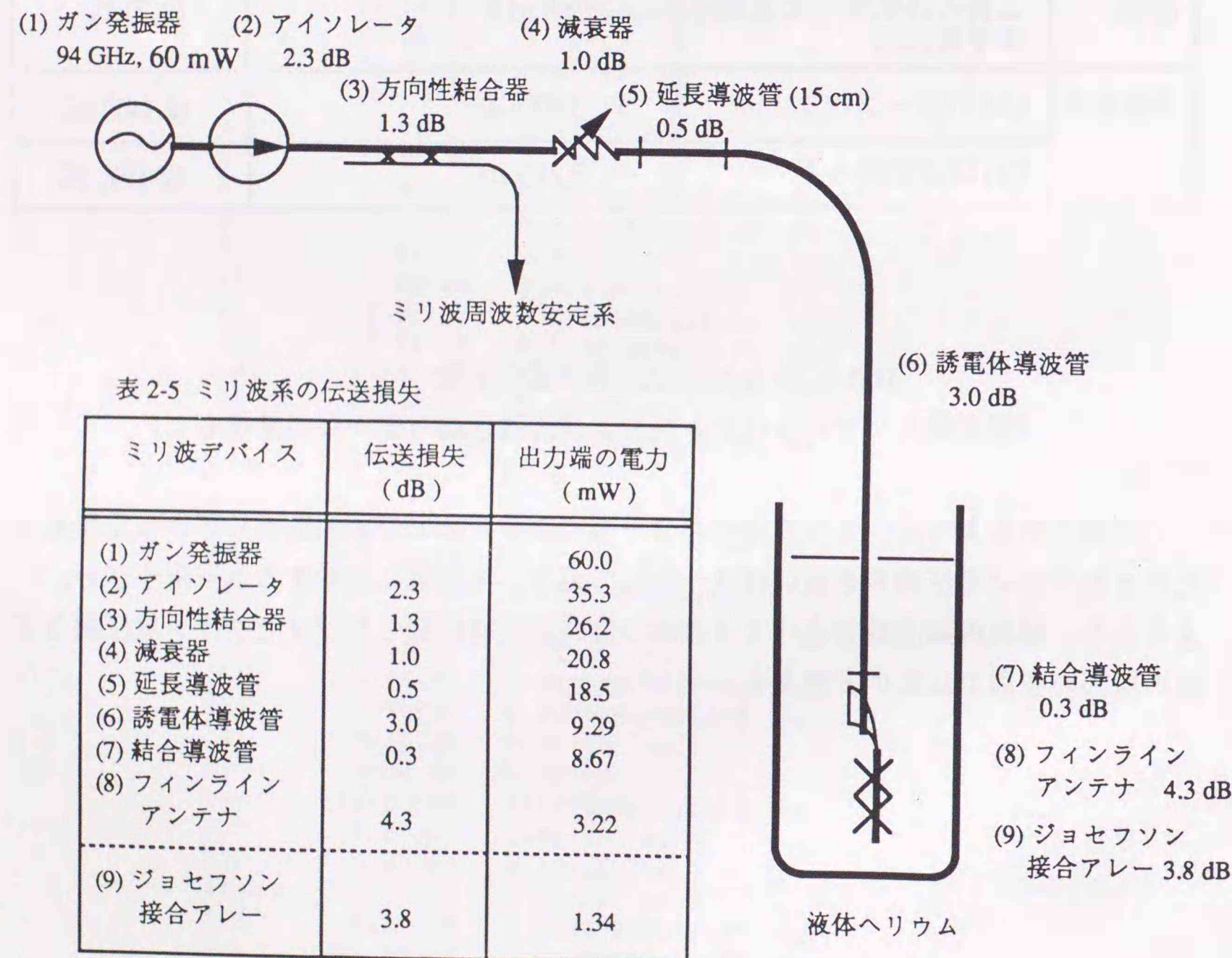


図 2-19 ジョセフソン電圧標準システムのミリ波伝送系の各部品の伝送損失とその部品の出力端におけるミリ波電力

2.5.1 ジョセフソン電圧標準システムのミリ波系に採用している伝送部品の特質

(1) ガン発振器

先ずガン発振器の発振周波数として 94 GHz を選択した理由を述べなければならない。

第3章のジョセフソン接合アレーの最適設計の項に後述するが、ジョセフソン接合自体のプラズマ周波数 f_p は（製作条件によっても異なるが）大体 20~30 GHz の範囲にあり、ジョセフソン接合アレーの安定動作のためには照射すべきミリ波周波数 f は $f > 3.3 f_p$ の範囲でなければならないことが R.L.Kautz によって指摘されている³²⁾ので、ガン発振器の周波数は 66 GHz 以上でなければならない。また、一般に発振周波数が高くなるにつれて発振出力電力が低下する傾向にある。

一方で、伝送経路には一部金属導波管があり、また部品として金属導波管で構成されているものもある。導波管中の空気により伝送損失も影響をうける。気体分子の双極子の固有周波数と電波の周波数が一致すると共鳴吸収されるので、大気中（気圧 1013hPa、水蒸気密度 7.5g/m³）では図 2-20 の吸収特性に見るように 66 GHz 以上の周波数領域では 80 ~ 100 GHz 帯域が酸素および水蒸気による吸収が比較的少ない。

これらの事を考慮してガン発振器の周波数 94 GHz を選択している。（ジョセフソン接合アレー設計条件によって 77 GHz から 100 GHz の範囲での使用例が多い。）

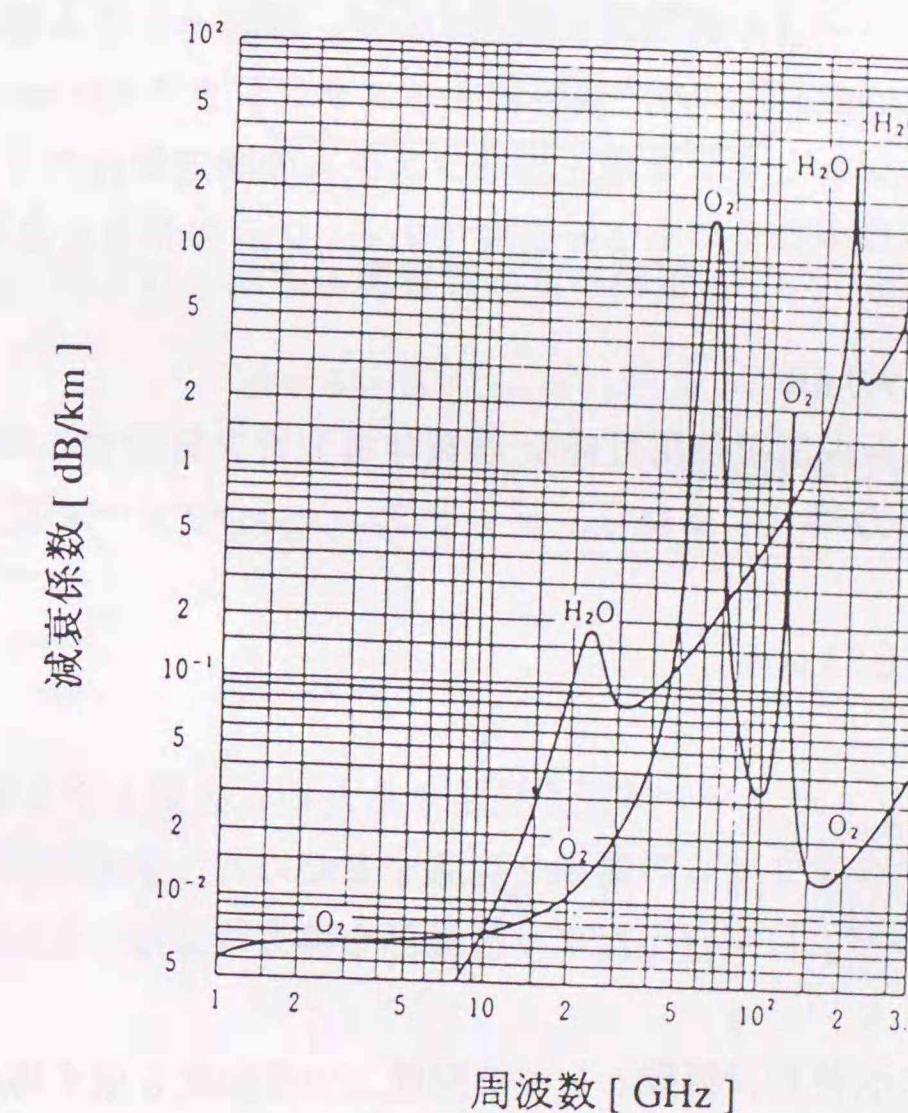


図 2-20 大気による電磁波の吸収（電波技術ハンドブック（日刊工業新聞社）より）³³⁾

(2) アイソレータ等の市販部品

ミリ波部品は市販品で入手可能で性能的にも妥当なものはそのまま採用している。次ぎのような部品は購入品である。それぞれ伝送損失が小さくはないが、当面このまま使用する。将来はこれらをNRD (Nonradiative dielectric) 線路³⁴⁾で集積化することも検討中である。

品名	型名	メーカー	伝送損失
1) アイソレータ	45116H-1000	Hughes 社	2.3 dB
2) 方向性結合器	45326H-1320	"	1.3 "
3) アッテネータ	45736H-1200	"	1.0 " (通過時)

(3) 導波管

通常、ミリ波の伝送には金属導波管が使われる。

94 GHz における金属導波管 (WR-10) の伝送損失の大気中・室温での実測値は
4.5 dB/m

であった。クライオプローブの構造図を後述するが、液体ヘリウム容器 (内容量 65 リットル、RS65 : L'Air Liquide 製) の内側容器からフランジまで 925 mm あり、フランジから上の構造物を通りジョセフソン電圧標準システムの測定架台のミリ波源部に到達するまでの導波管の長さは少なくとも 2 m 必要である。2 m の長さの金属導波管の場合、その伝送損失は

9.0 dB

となる。液体ヘリウム温度で使用可能な誘電体導波管を開発する以前の段階では、フィンラインアンテナ出力端 (すなわち、ジョセフソン接合アレーの先端部) に於てミリ波電力は

0.83 mW

となり、1.2 V 以上のジョセフソン電圧を発生するために必要とする電力には全く不足であった。金属導波管のままでこの難点を克服するために、金属導波管を 80 cm 程度に短縮し液体ヘリウム容器上に突き出たミリ波源部を導波管上部に直結した例もあるが、本質的な改善とは言えない。

伝送損失を本質的に改善し、装置としての配置上の自由度を増す導波管として1989年当時試作・評価段階であった誘電体導波管を候補にあげ、室温と液体ヘリウム温度間の

往復の温度差によりモード変換器 (ランチャ) 保持器の破損する現象を材質の変更で改善し、また電磁波の漏洩を防ぎ伝送損失を少なくする金属箔外囲部を設けるなど (株) 潤工社の協力により液体ヘリウム温度まで使用可能にした。

基本的な構造は図 2-21 に示すように誘電率の大きい内部誘電体 (コア) と誘電率の小さい外部誘電体 (クラッド) からなり、誘電率の大きい内部誘電体にエネルギーを集中させて単一モード伝送を行なう光ファイバに似た構造である。具体的な構造は図 2-22 に示すように中心 (コア) 部に誘電率の大きな ($\epsilon_{r1}=1.70$) 多孔質 Polytetrafluoroethylene (PTFE) を、周辺 (クラッド) 部に誘電率の小さな ($\epsilon_{r2}=1.26$) 多孔質 PTFE を配置して導波路を構成し、その外部を線路の曲がりによる電磁波の漏れを遮蔽する目的で金属箔で覆いかつ保護被覆を設けている。伝送モードは HE_{11} である。線路の両端には金属導波管との接続のために導波管の TE_{10} モードに変換する変換器 (ランチャ) を設けている。

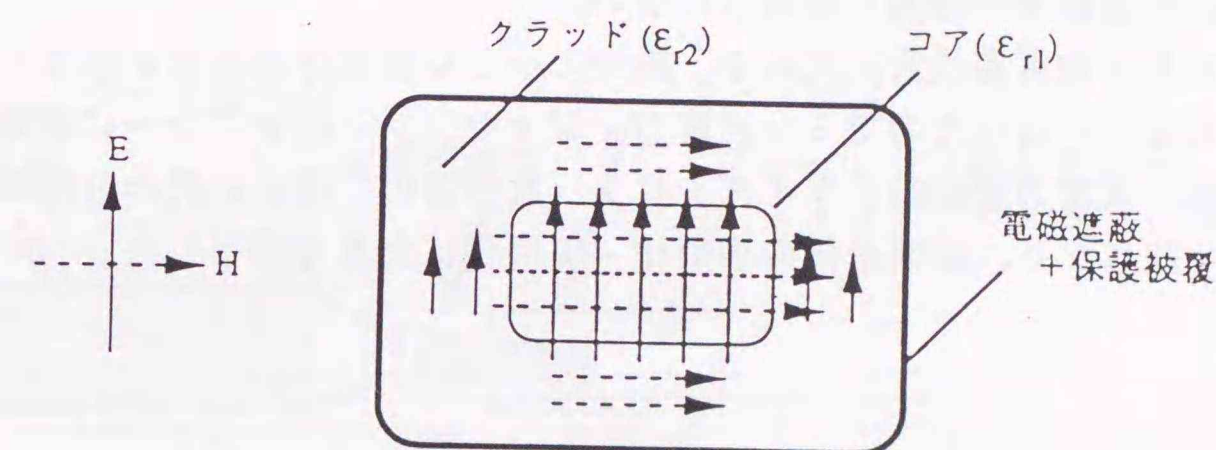


図 2-21 誘電体導波管の基本構造

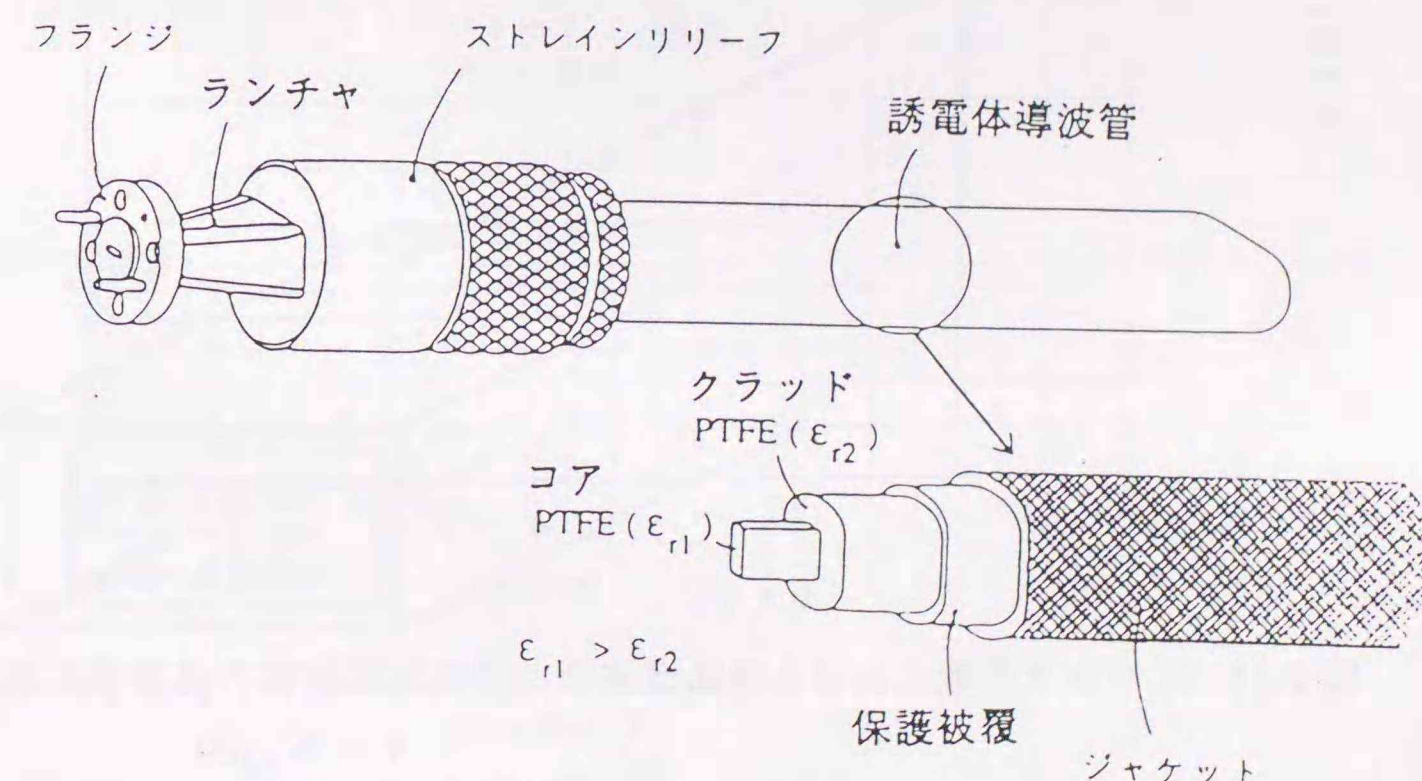


図 2-22 誘電体導波管の概観と構造

誘電体導波路のコアの中心にエネルギーを集中させるために必要なコア径の計算および伝送損失の算出の仕方は文献³⁵⁾に示されている。

一方、電磁波が金属導波管内を伝搬する場合の減衰量は金属の電気抵抗に比例する。単一モード伝送のためには導波管寸法が小さくなければならないが、周波数が高くなると表皮効果により電気抵抗が増大するので、電磁波が伝搬していく空間部に対する金属壁面の割合が増加して減衰量が大きくなる。潤工社から提供していただいたWバンド帯域(75~110 GHz)での金属導波管 WR-10 と誘電体導波管 DWG-110 との単位長さ当たりの減衰量を図 2-23 に示す。実際に 2.5 m の長さで両端にモード変換器を取付けた使用状態での減衰量は、変換部の損失が加わり

1.18 dB/m

であった。金属導波管の減衰量に比較すると約 1/3 である。曲げ、振れに対しては最大 1 dB 程度の減衰量変化があり、完全とは言えない面もある。

誘電体導波管を液体ヘリウム温度と室温間で往復したところ、当初プラスチック製ストレーンリリーフの破損があったが、金属製に換えて以来 50 回以上におよぶ往復で問題はない。伝送損失の増加も認められない。伝送損失の大きな金属導波管に代わり、損失の小さな誘電体導波管が液体ヘリウム温度で使えるようになったのでミリ波電力をジョセフソン接合アレーに有効に伝えられる。その結果、大電力発振のクライストロン(真空管の一種)に代わり固体化ガン発振器の採用が可能になり、装置全体の小型化・実用化に大きく寄与した。

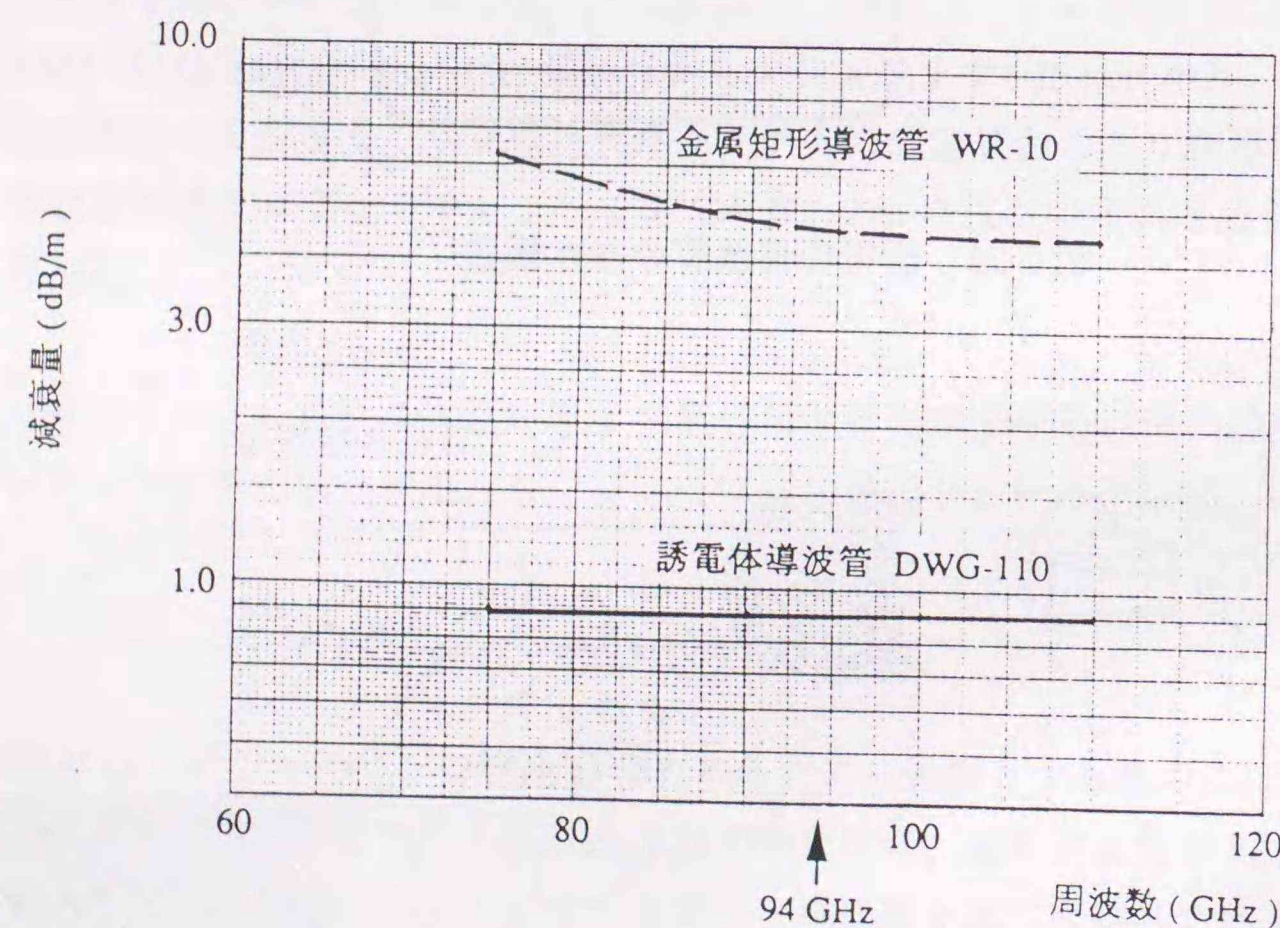


図 2-23 W バンド帯域における金属導波管と誘電体導波管の減衰量比較

(4) フィンラインアンテナ

誘電体導波管からストリップライン上に形成したジョセフソン接合アレーにミリ波電力を直接供給するのは構造的に困難であるので、図 2-24 に示す変換過程をとる。誘電体導波管の HE_{11} 伝送モード から結合用金属導波管の TE_{10} 伝送モード への変換は誘電体導波管側のモード変換器(ランチャ)で行なわれ、94 GHz 帯域での変換損失は約 0.5 dB である。金属導波管の TE_{10} 伝送モード からストリップ線路の準 TEM 伝送モード への変換はフィンラインアンテナで行なわれるが変換損失が 3~4 dB と大きいので、実際に液体ヘリウム中での伝送路への実装状態におけるこの部分の変換損失の低減はジョセフソン接合アレーへのミリ波電力供給面で重要な意味をもつ。導波管伝送モード からストリップ線路上に形成されたジョセフソン接合アレーへミリ波電力を効率的に供給する目的でフィンラインアンテナを使用することは 1983 年 J.K.Hinken によって始められた³⁶⁾。図 2-25 には結合用金属導波管の電界(E)と磁界(H)およびジョセフソン接合アレー基板の装着状態を示している。

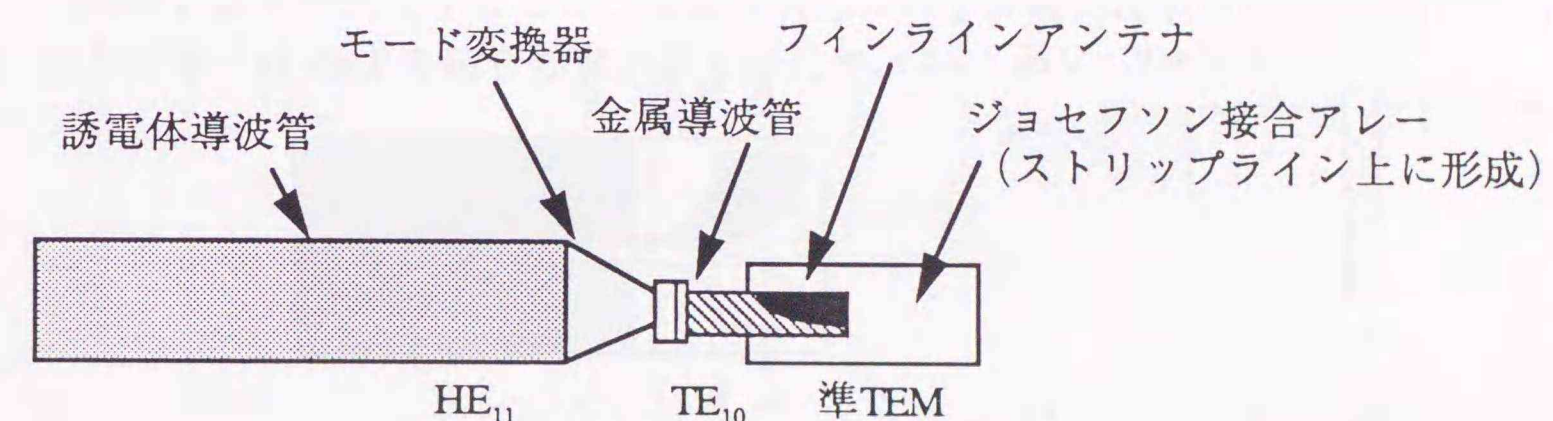


図 2-24 誘電体導波管からジョセフソン接合アレーにいたる伝送モード変換

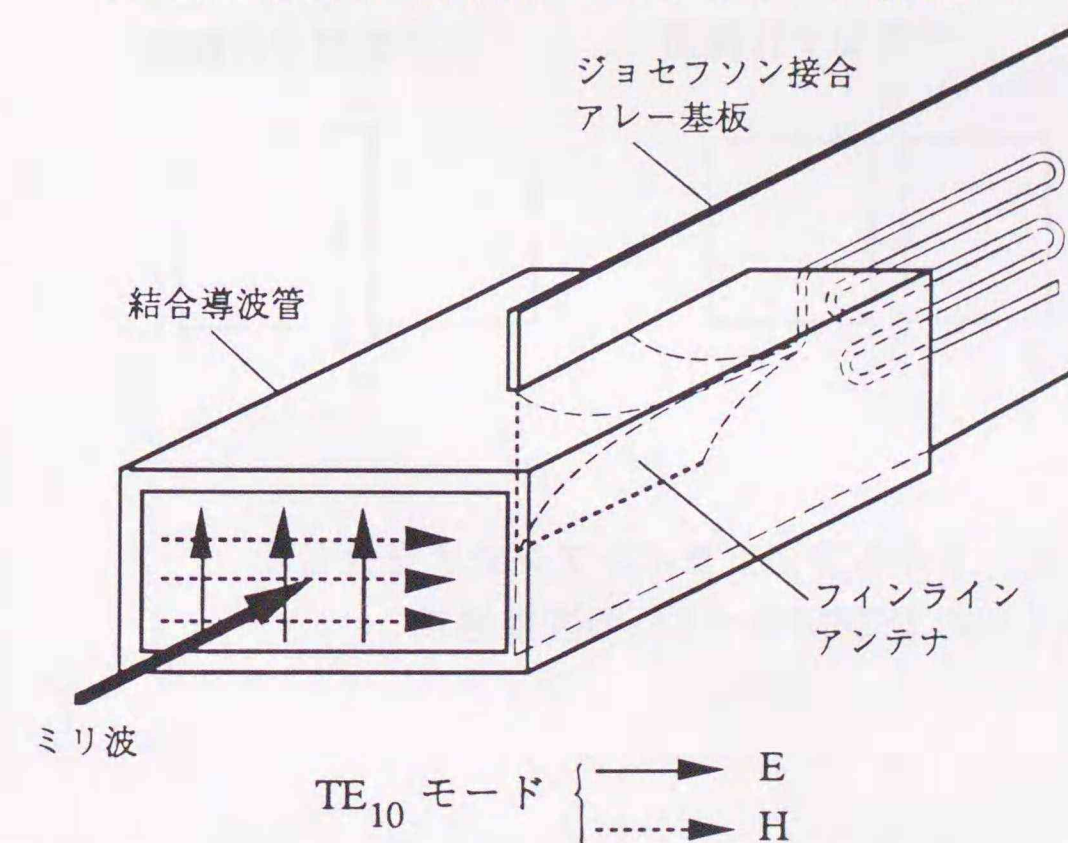


図 2-25 結合用導波管へのジョセフソン接合アレー装着状態

図 2-25 に示すようにジョセフソン接合アレー基板は導波管の TE_{10} モードの磁界にフィンラインアンテナ面が直交（電界方向に平行）し、かつポインティングベクトルから計算して電力密度が最大になる長手方向中央に装着される。図 2-26 には導波管の TE_{10} モードからフィンラインアンテナを介したストリップラインの準TEMモードへの変換過程を模式的に示す。A-A および B-B は誘電体基板（ここではシリコン基板）の表裏にあって指数関数的に形状が変化するダブルリッジ部であり、C-C は表裏の伝送線路が同じ幅で向かい合う平衡型平行線路を形成し、D-D 部は裏面がグランドプレーンになり表が線路の不平衡型平行線路（いわゆるストリップ線路）である。導波管の TE_{10} モードの約 $450\ \Omega$ の高いインピーダンスからジョセフソン接合アレーので構成した $8\ \Omega$ の低いインピーダンスへの変換は容易ではなく、この変換過程での反射が大きくミリ波電力伝送上の一つのネックと言える。この点については (5) 液体ヘリウム中でのフィンラインアンテナの反射測定に詳しく述べる。

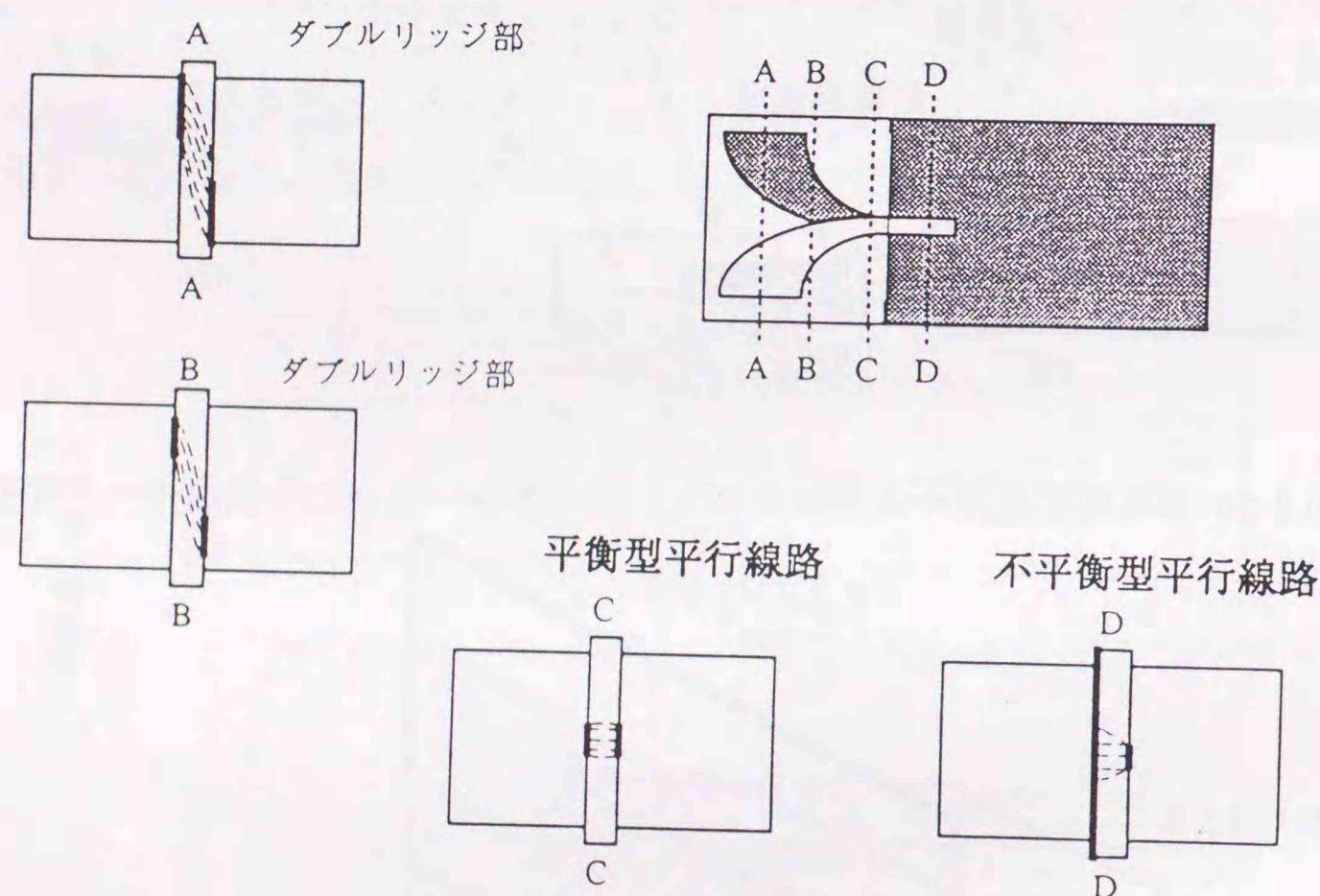


図 2-26 導波管の TE_{10} モードからフィンラインアンテナを介したストリップラインの準TEMモードへの変換過程

フィンラインアンテナの変換効率向上を検討する基礎実験として、94 GHz 用のフィンラインアンテナでは全体のパターンが小型になり形状の加工精度が出しにくいので約 $1/10$ の周波数の 10 GHz 用パターンを作成して等価置換実験を行なった。ストリップラインインピーダンスは測定器の入力インピーダンスに合わせて $50\ \Omega$ に設計している。シミュレーション計算では結果の出しにくいパターン形状による変換効率の差異の確認のための実験で、図 2-27 に検討した形状と測定した変換効率（結合度として挿入損失 (dB) で表している）を示している。形状としては以下の点に注目した。

- NO.1: 基準とした形状（フィンラインアンテナのフィン長 $= 2\lambda$ ）
- NO.2: NO.1と同じ形状であるがグランドプレーンにバルーンを形成している。
- NO.3: 裏パターンからグランドプレーンへ指数関数的形状変化でつながっている。
- NO.4: NO.3と同じ考えであるが、電磁波入力に対する迎角が大きい。

図 2-27 に見るように、グランドプレーンの形状対数的変化により 0.5 dB 程度は変換（結合）効率が向上すること、電磁波入力に対する迎角は小さい方が良いことから、これらの中では NO.3 の結合効率が最も優れている。

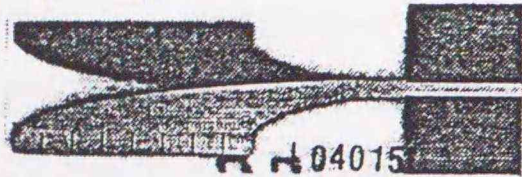
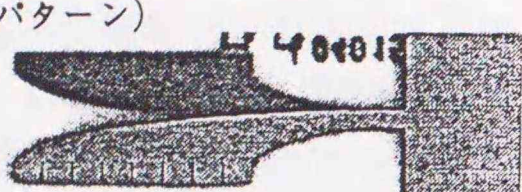
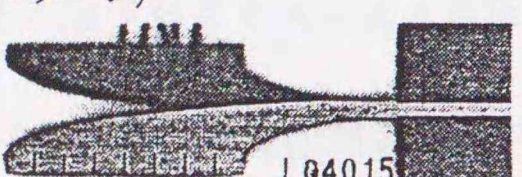
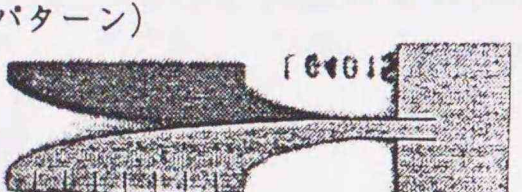
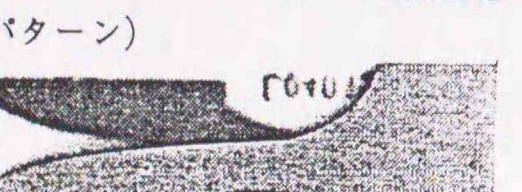
	フィンラインアンテナ パターン図 (フィン長=2λ)	結合度 (挿入損失で示す)		
		9.8 GHz	10.0 GHz	10.2 GHz
NO.1	(表パターン) 	-2.9 dB	-2.8 dB	-2.8 dB
	(裏パターン) 			
NO.2	(表パターン) 	-3.0	-2.9	-2.9
	(裏パターン) 			
NO.3	(表パターン) 	-2.3	-2.3	-2.2
	(裏パターン) 			
NO.4	(表パターン) 	-5.8	-5.5	-6.1
	(裏パターン) 			

図 2-27 フィンラインアンテナ形状と変換 (結合) 効率の基礎検討

(5) 液体ヘリウム中でのフィンラインアンテナの反射測定

図 2-27 は室温・空気中における 10 GHz での置換実験によるフィンラインアンテナの変換 (結合) 効率評価であったが、ジョセフソン接合アレーと同一基板上に形成したフィンラインアンテナの液体ヘリウム中で 94 GHz における実際の変換効率を把握しておく必要がある。通常、変換効率は透過損失を測定する事により求められるが、ジョセフソン接合アレーと一体に形成した場合はアレーを抵抗線路で終端するので透過損失 (S パラメータ測定では S_{21}) を直接測定する事は出来ない。測定できるのは、誘電体導波管を介して液体ヘリウム中のフィンラインアンテナの反射係数 S_{11} のみである。フィンラインアンテナは回路が可逆的であり、抵抗分を含まないので S マトリックスの性質から

$$|S_{21}| = \frac{|S_{11}| |S_{22}| - 1}{|S_{12}|} \quad (2-28)$$

と表せるので、 $S_{21}=S_{12}$, $S_{11}=S_{22}$ として S_{21} を求めることができる。

液体ヘリウム中のフィンラインアンテナの反射係数 S_{11} をウイルトロン社のベクトル・ネットワークアナライザ 360 型 (75 - 110 GHz) により測定した。導波管は周波数帯域が区切られており時間軸上では通常の TDR (Time Domain Reflectometry) 法による測定は出来ないが、この装置は使用する導波管の透過周波数領域での反射データを逆フーリエ変換して時間軸上の反射係数 S_{11} を求めている。時間軸上の反射係数によりパターンの位置との対応関係が明確になる。測定系を図 2-28 に、測定結果を図 2-29 に示す。

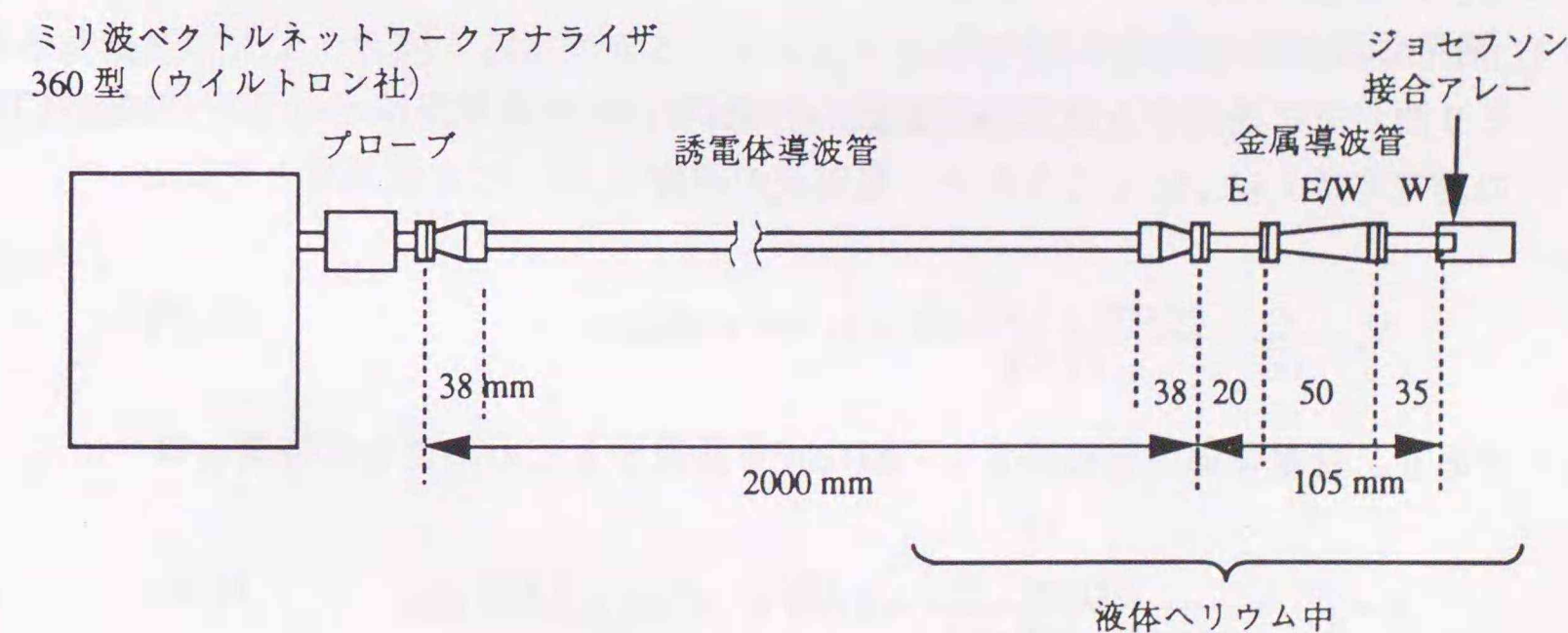


図 2-28 液体ヘリウム中でのフィンラインアンテナの反射係数 (S_{11}) 測定系
(誘電体導波管は 2000 mm の長さのものを使用)

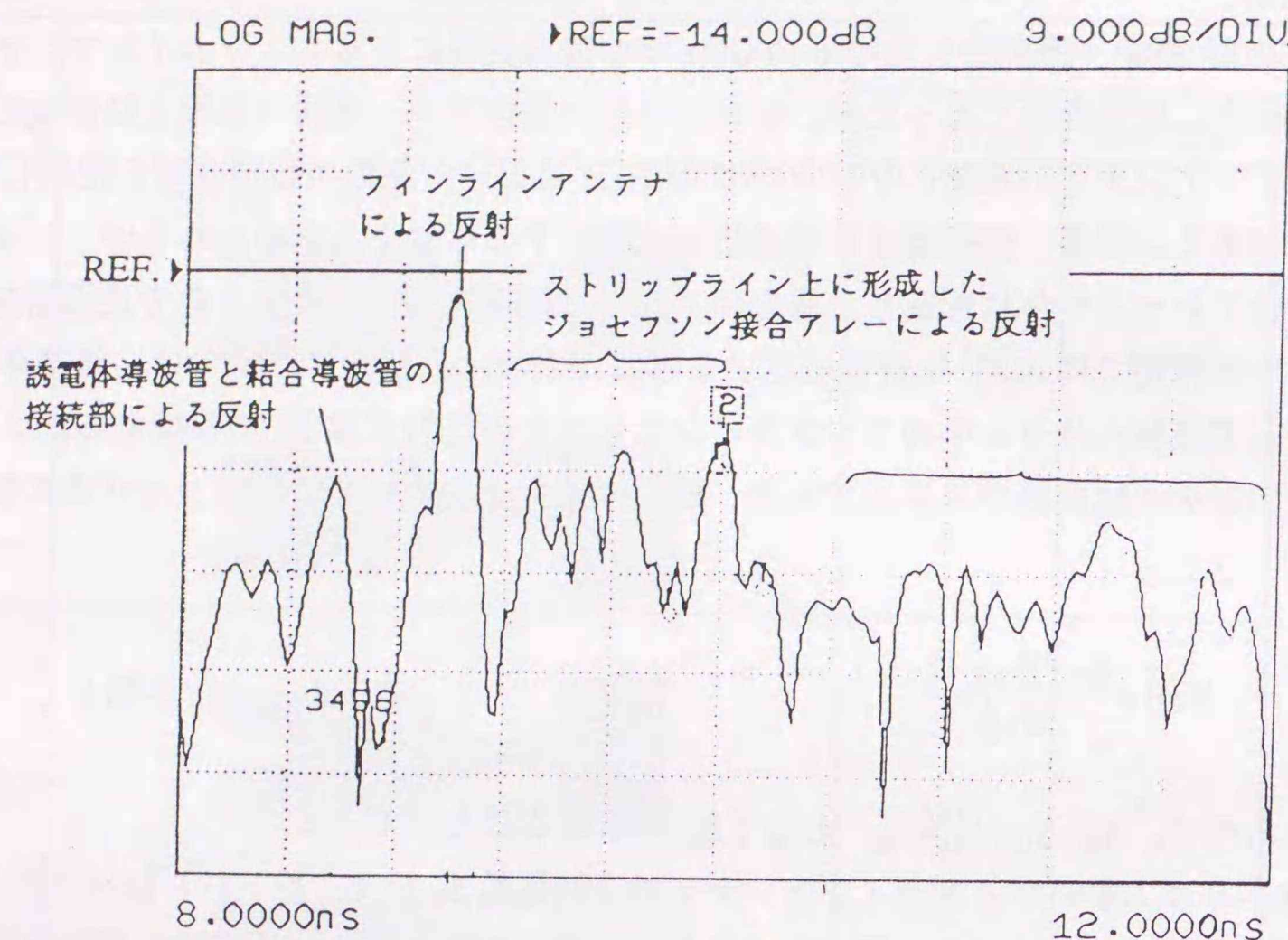


図 2-29 液体ヘリウム中でのフィンラインアンテナおよびジョセフソン接合アレーの反射係数 (S_{11}) 測定データ (94 GHz)

ここで求めようとしているのは時間軸上の反射係数であるから、図 2-28 をもとにジョセフソン接合アレーと同一基板に形成されているフィンラインアンテナの時間軸上の位置を計算する。

1) 誘電体導波管を通過する時間 t_1

ミリ波が主に通過する誘電体導波管の内側の PTFE の誘電率は $\epsilon_r=1.70$ (外側の PTFE の誘電率は $\epsilon_r=1.26$) であるので、電磁波の速度 V_c は、 C を光速度とすると

$$V_c = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{29.979 \times 10^9 \text{ cm/s}}{\sqrt{1.70}} = 22.993 \times 10^9 \text{ cm/s} \quad (2-29)$$

であり、誘電体導波管の長さ $l_1 = 200 \text{ cm}$ を通過するために要する時間 t_1 は

$$t_1 = \frac{l_1}{V_c} = \frac{200 \text{ cm}}{22.993 \times 10^9 \text{ cm/s}} = 8.689 \times 10^{-9} \text{ sec} = 8.689 \text{ nsec} \quad (2-30)$$

である。

2) 誘電体導波管以後の金属導波管を通過する時間 t_2

金属導波管の長さ l_2 は図 2-28 より $l_2 = 20 \text{ mm} + 50 \text{ mm} + 35 \text{ mm} = 105 \text{ mm}$ であるので、

$$t_2 = \frac{l_2}{C} = \frac{10.5 \text{ cm}}{29.979 \times 10^9 \text{ cm/s}} = 0.350 \times 10^{-9} \text{ sec} = 0.350 \text{ nsec} \quad (2-31)$$

図 2-28 のネットワークアナライザの測定端子からフィンラインアンテナに到達するまでの時間 $t = t_1 + t_2$ は、(2-30)と(2-31)より

$$t = 8.698 \text{ nsec} + 0.350 \text{ nsec} = 9.048 \text{ nsec} \quad (2-32)$$

である。図 2-29 の横軸は左端が 8.0 nsec、右端が 12.0 nsec であるので、0.40 nsec/div. であり、(2-32) の 9.048 nsec の位置は

$$(9.048 - 8.0) / 0.4 = 2.62$$

即ち、図 2-29 で左端より 2.62 目盛の位置である。ここをフィンラインアンテナの位置と同定した。ここに採用しているジョセフソン接合アレーのパターンは図 1-6(a)である。

図 2-29 の測定からフィンラインアンテナ部の反射係数 S_{11} は 2.0 dB であることがわかる。この測定結果と(2-28)式からフィンラインアンテナの透過係数 S_{21} は -4.33 dB、したがって電力透過率は 36.9% である。図 2-27 の 10 GHz に於ける置換実験とは差があるが、94 GHz の周波数において液体ヘリウム中での実装状態の測定値の方が実際に即したデータと言える。図 2-19 の(8)はこのデータに基づくものである。

フィンラインアンテナは導波管 TE_{10} モードの 377Ω の高いインピーダンスからストリップライン準 TEM モードの 8Ω の低いインピーダンスへの変換器であるが、この電力透過率は改善の余地が大きい事を示唆している。

フィンラインアンテナを通過した後、ストリップライン上に形成したジョセフソン接合アレーによる反射があるが、ストリップラインの屈曲点ごとに反射係数が悪化する状態や終端抵抗による反射も測定できる。それらの反射係数は本評価パターンでは 13 dB 以上あり、フィンラインアンテナ部に較べれば反射は少ない。

(6) クライオプローブ

ジョセフソン接合アレーに液体ヘリウム中でミリ波を照射して交流ジョセフソン効果によりジョセフソン電圧を得る機構部分をクライオプローブと称している。従ってミリ波源からジョセフソン接合アレーへミリ波電力を導く誘電体導波管、ジョセフソン接合アレーとその保持器、ジョセフソン接合アレーへバイアスを与えジョセフソン電圧を取り出すための配線と雑音対策フィルタ、磁気的外乱によりフラックストラップ現象がおこることを防止する目的の磁気シールドパーマロイおよび冷却のための液体ヘリウム容器から構成されている。クライオプローブ概観とプローブ先端部分の拡大図を図 2-30 に示す。さらに、液体ヘリウム容器頭部と プローブ先端部分の写真を図 2-31 に示す。

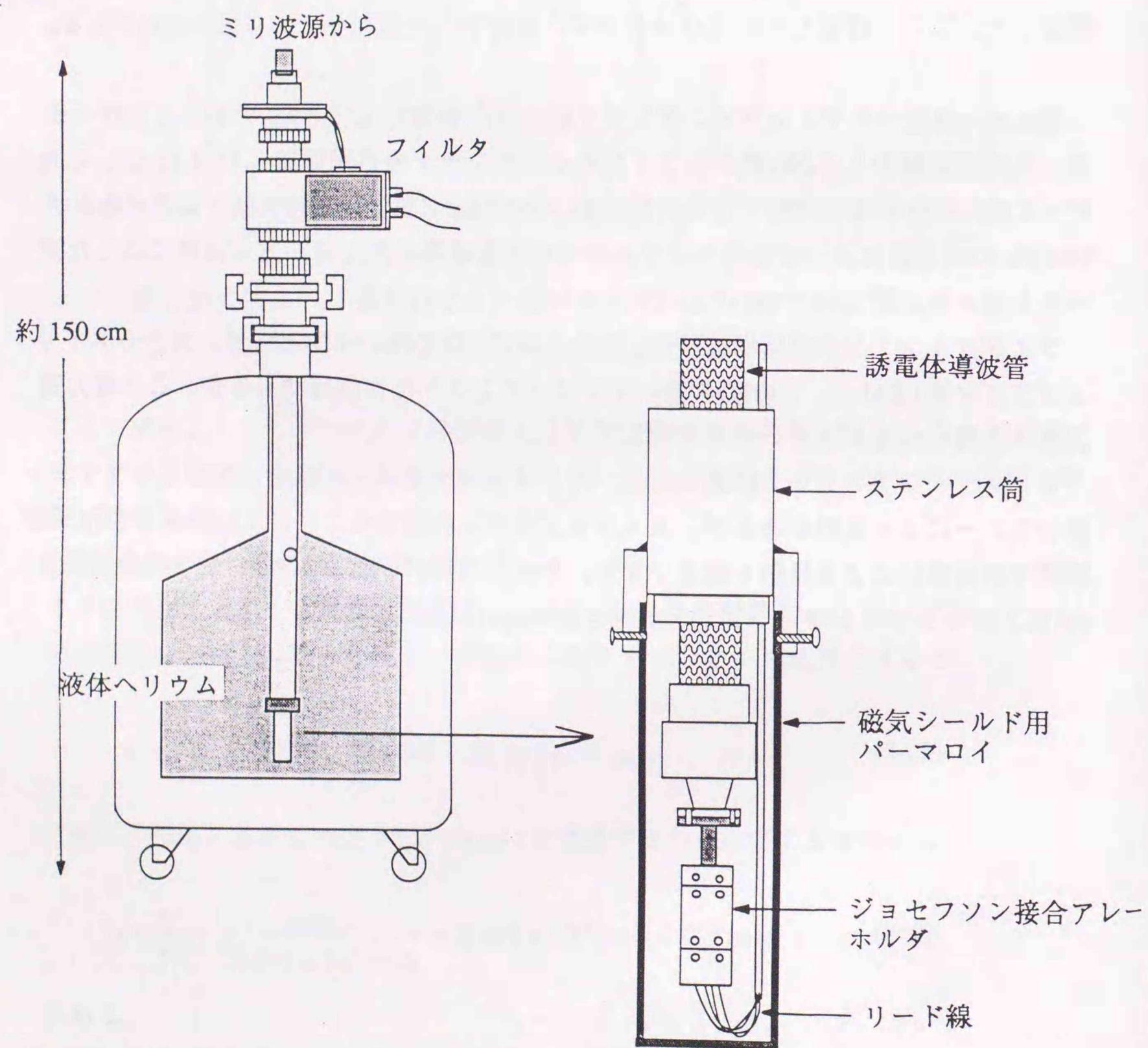


図 2-30 クライオプローブ概観と先端部の拡大図

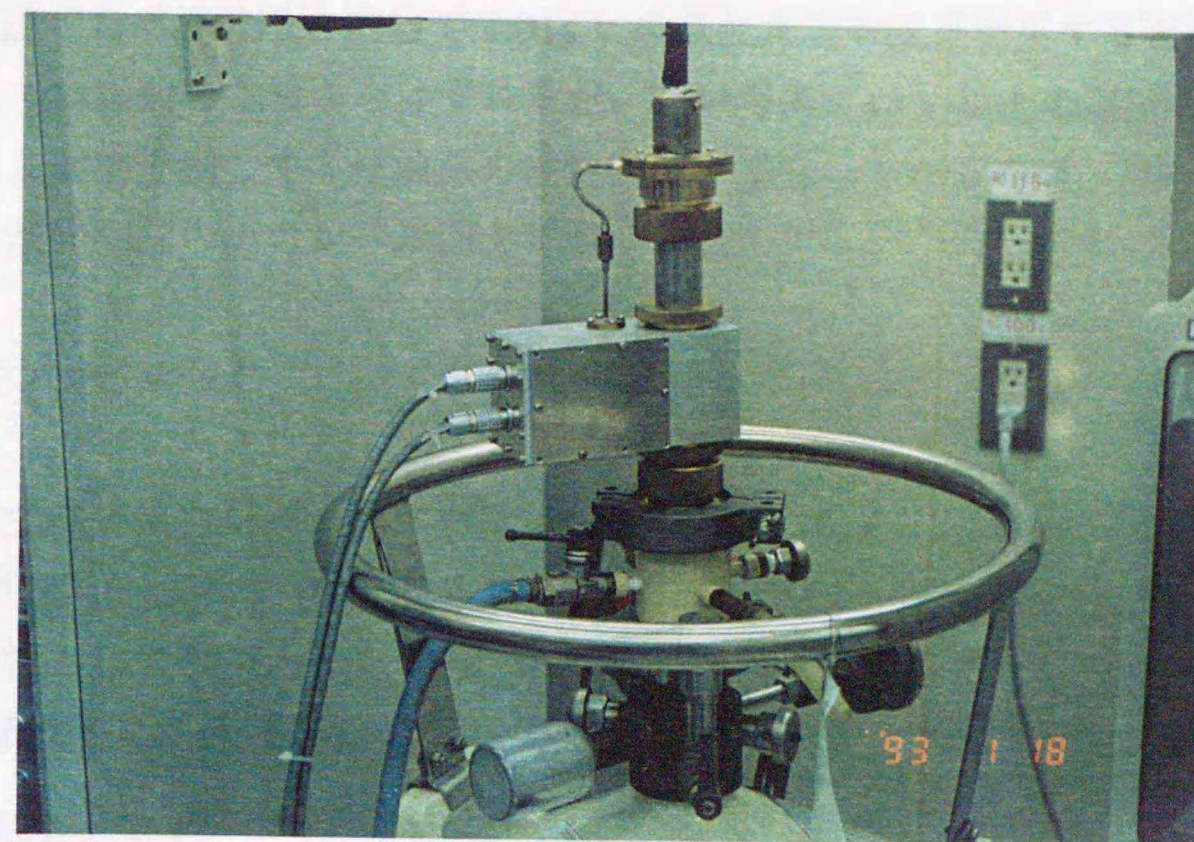


図 2-31 クライオプローブを装着した液体ヘリウムコンテナ頭部

ミリ波源から誘電体導波管で液体ヘリウム中のジョセフソン接合アレーへミリ波が導かれている。ジョセフソン接合アレーへの直流バイアス経路にはフィルタ（箱の部分）が装着されている。

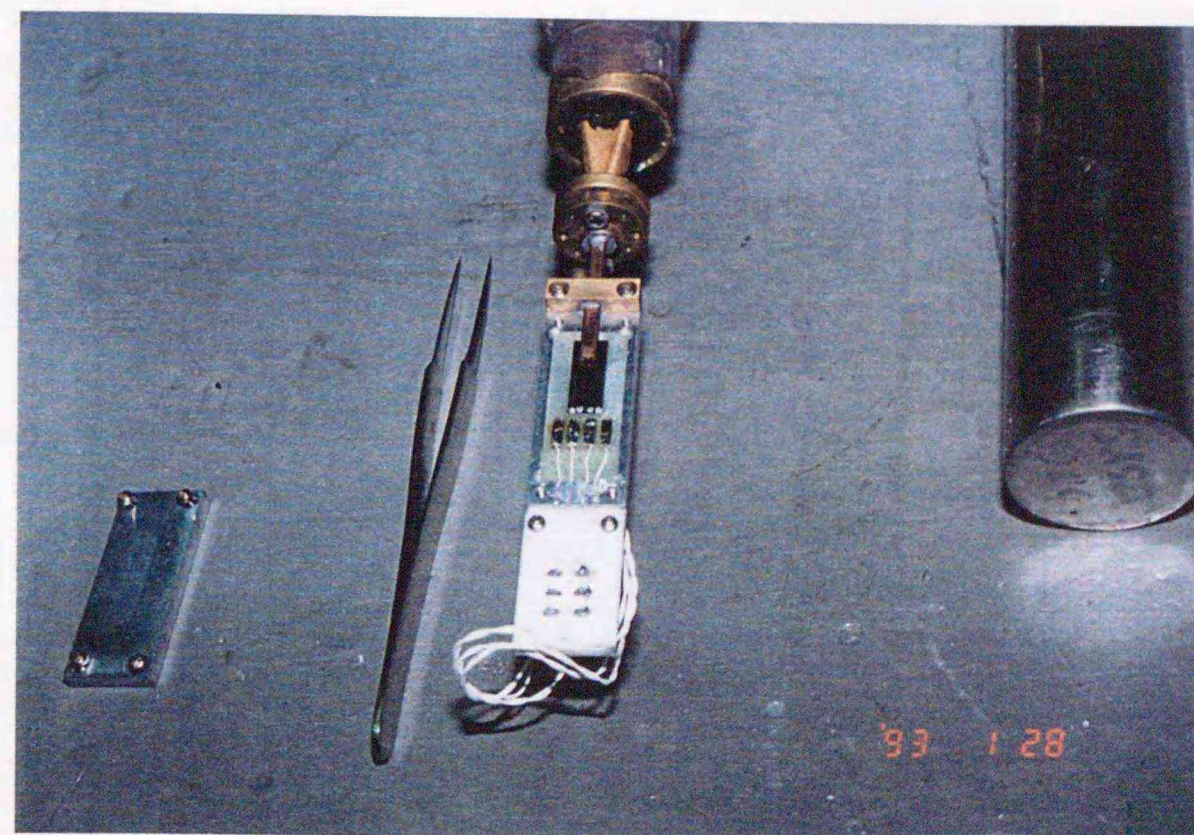


図 2-32 クライオプローブ先端部

右側にみえるのが液体ヘリウム温度で有効な磁気パーマロイ。中央部は誘電体導波管の先のホルダにジョセフソン接合アレーを装着した状態を示す。導波管の先端部にスリットを設け、接合アレーのフィンラインアンテナ部を挿入している。

2.6 高いジョセフソン電圧を得るためのミリ波発振源

前節までに述べたミリ波系の内容で 1.018 V の直流電圧を直接校正するためには十分である。ここでは当面の主旨からはずれるが、近い将来に 10 V 以上の電圧を直接校正する必要があることを予測してミリ波系の性能向上を追及しているので、現時点で成果の得られたミリ波発振源の出力レベル向上について報告する。

2.6.1 InP ガンダイオード

ミリ波領域で高い出力レベルのガン発振器を実現するために半導体材料として従来の GaAs に代わり InP を用いた（株）日本鉱業製ガンダイオードを採用している。ここではまず半導体物性としての GaAs と InP を比較するために、図 2-33 に GaAs と InP のバンド構造を示し³⁷⁾、表 2-6 に GaAs と InP の重要な物性パラメータを示す³⁸⁾。

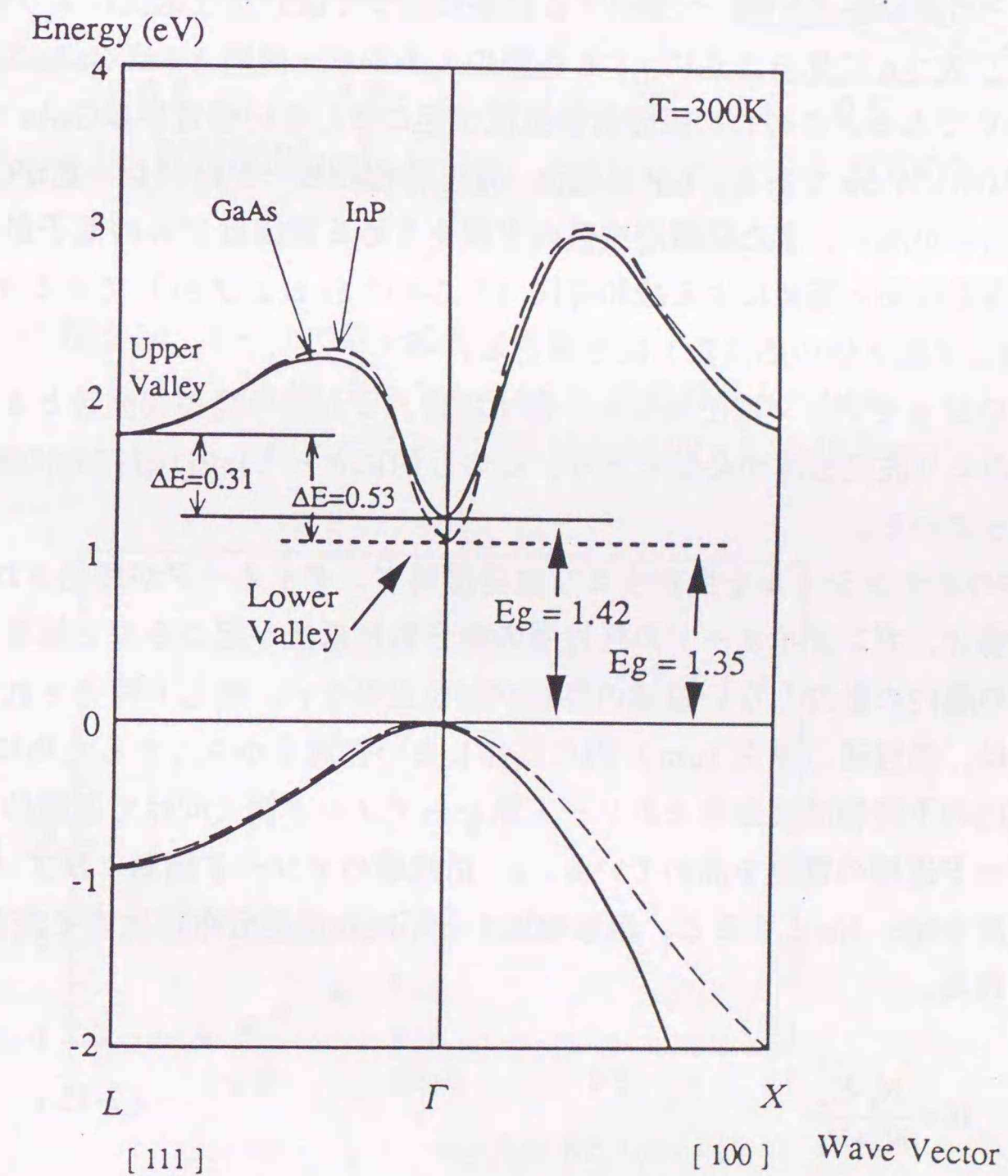


図 2-33 GaAs と InP のバンド構造

表 2-6 GaAsとInPの半導体物性パラメータ

電子の特性	材 料	
	GaAs	InP
1) 電流 - 電圧のピーク対バレー比	2.2	3.5
2) しきい値電界 (kV/cm)	3.2	10.0
3) 実効的遷移速度 (cm/sec)	0.7×10^7	1.2×10^7
4) 電子速度の温度依存性	-0.15%/°C	-0.1%/°C
5) Γ -L間エネルギー ΔE の加速時定数 (ps)	1.5	0.75
6) 衝突による緩和時間 (ps)	0.4	0.2
7) エネルギーギャップ (eV at 300K)	1.42	1.35
8) 熱伝導性 (W/cm°C at 300K)	0.54	0.68
9) 降伏電界 (kV/cm at $N_D = 10^{16}$)	400	500

ガン発振は伝導帯の電子が高い移動度のエネルギーの低い谷 (Γ 点) から低い移動度のエネルギーの高い谷 (L点) へ遷移する効果に基づく微分負性抵抗により発生する。図 2-33 および表 2-6 に見るように、 Γ -L 谷間のエネルギー間隔 ΔE は GaAs で 0.31 eV、InP で 0.53 eV である。このため微分負性抵抗が起こるしきい値電界は GaAs で 3.2 kV/cm、InP で 10.0 kV/cm である。InP は電流 - 電圧特性のピーク対バレー比が GaAs の 1.6 倍あり発振効率が高い。また発振周波数の上限をさめる要因は Γ 谷の電子が ΔE のエネルギーを得る時間と衝突による緩和時間 (表 2-6 の 5) および 6)) であるが、InP は GaAs に比較して約 2 倍の周波数上限と言える。

10 V 以上のジョセフソン電圧発生を目指す場合、より高い発振周波数とより高い発振出力レベルのミリ波発振源が必要であり、この目的にとって InP は潜在的に高いポテンシャルを持っている。

最近、InP のポテンシャルを生かすミリ波発振用ガンダイオードが開発された³⁹⁾。ミリ波発振用の場合、ガンダイオードの活性層の微分負性抵抗が起こるガン領域は極めて薄くなり、その層内の動作しない領域の存在が無視出来ない。新しく開発された InP ガンダイオードは、活性層 (厚さ $1\mu\text{m}$) 内の動作しない領域を小さくするために従来平坦であった層内の不純物濃度分布をカソード側からアノード側に向けて直線的に増加する方法でカソード近傍の電界を高めている。n - 活性層のカソード側およびアノード側ドーピング濃度を N_c 、 N_a とすると、線形増加する不純物濃度分布は次式で表される α で特徴づけられる。

$$\alpha = \frac{N_a - N_c}{N_a + N_c} \quad (2-33)$$

$\alpha=0$ すなわち平坦な不純物濃度分布の場合に比較して、 $\alpha=1/2$ の線形増加する不純物濃

度分布の方がキャリア電子濃度が高くなり非動作領域が小さくなる。また活性層内の非動作領域の縮小はガン発振器の効率向上にもつながる。

図 2-34 に α をパラメータにとったキャリア電子濃度の計算値³⁹⁾を引用する。文献 39) によれば発振効率を高めるための α の最適な範囲は 0.25 から 0.375 の範囲にある。

InP $n^+n^+n^+$ 構造は低圧 MOCVD エピタキシャル法で成長させたものである。

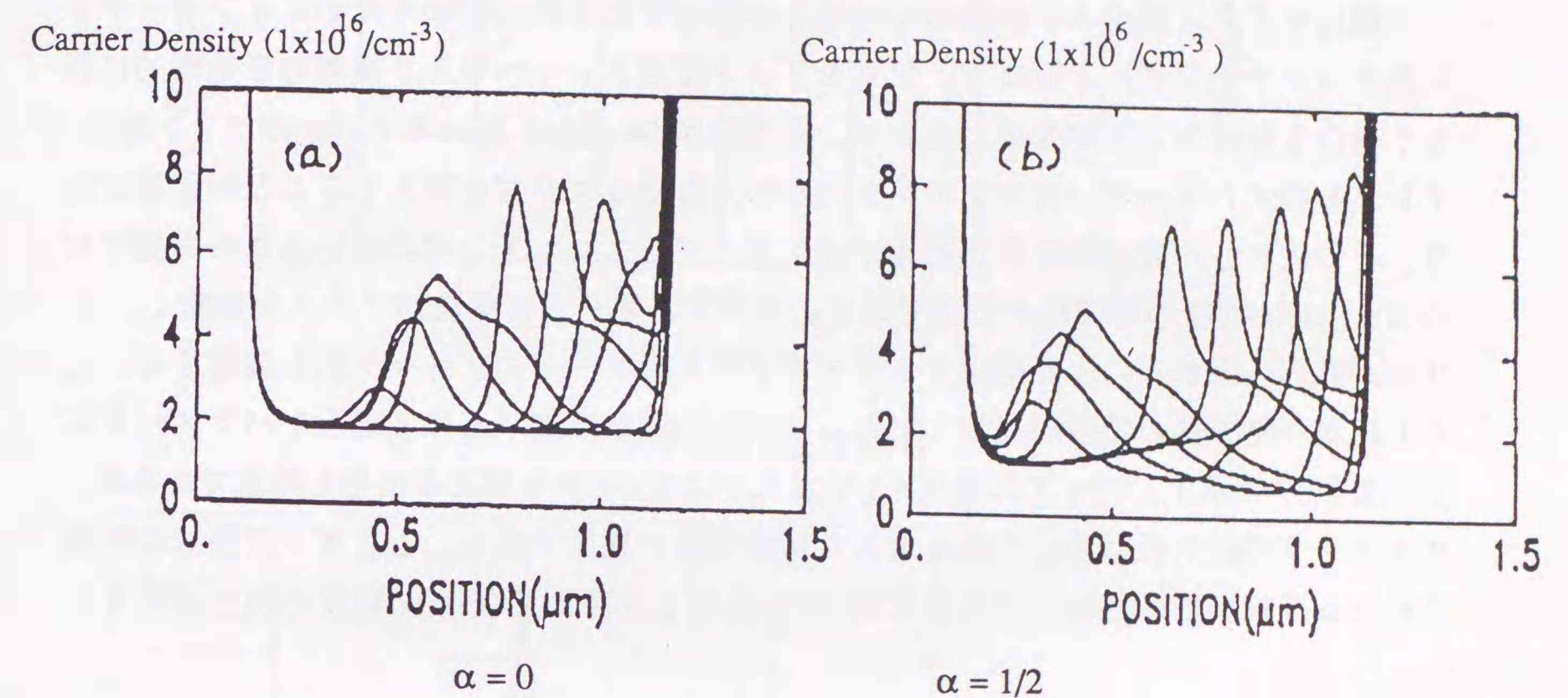


図 2-34 キャリア電子濃度の計算値

$f = 94 \text{ GHz}$, $V_{dc} = 4.8 \text{ V}$, 活性層厚み $= 1\mu\text{m}$

平均ドーピング濃度 $(N_a + N_c)/2 = 1.8 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$

Efficiency

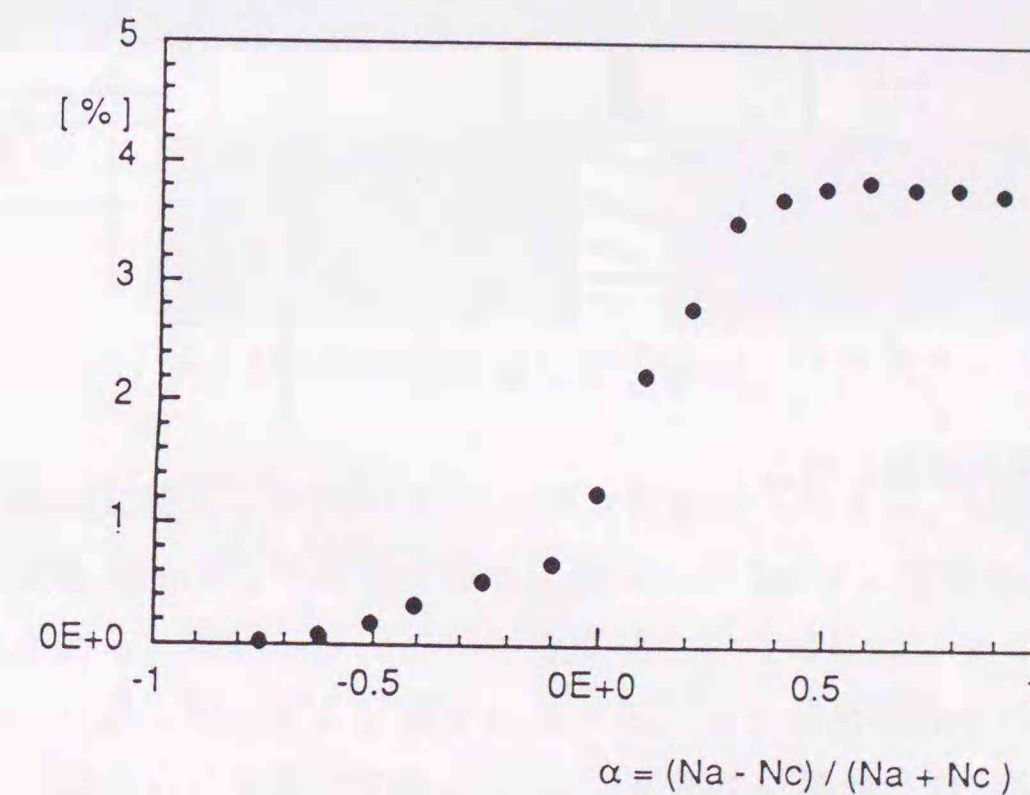


図 2-35 α をパラメータとした発振効率

2.6.2 高出力 InP ガン発振器の試作

前節に述べたInP ガンダイオードを用いてジョセフソン電圧標準システム用の 94 GHz ミリ波発振源を試作した。発振器の構造は図 2-36 に示すように単純である。94 GHz を中心とした発振周波数はチューナブルショートにより空洞共振器長を変え ± 1 GHz 程度変化できるように設計されている。

一般にマイクロ波やミリ波領域では電力の伝送を効率的に行なうためにインピーダンス整合 (マッチング) を行なう。ジョセフソン接合アレーへのミリ波電力を効率的に行なう場合も同様な方法が必要であるが、周波数が 94 GHz と高いのでジョセフソン接合アレーとのインピーダンスマッチングのために有効なスタブを挿入することが困難であり、その代わりに発振周波数を変えてインピーダンスマッチングの良いところを探すために ± 1 GHz 程度の可変幅が必要である。ガンダイオードに直流バイアスを供給し、ミリ波が外部へ漏れることを阻止するフィルタをダイオードのアノード側に装着する。この InP ガン発振器の発振周波数と出力レベルの特性を直流バイアス電圧をパラメータにして図 2-37 に示す。バイアス電圧 4.5 V 以上では 100 mW を越える出力も可能であるが、ダイオードの耐久性は自己発熱も含めた環境温度の関数であり、InP ガン発振器の長期にわたる運転の信頼性確保のためには、少し出力をおさえて 90 mW 程度の出力が望ましい。

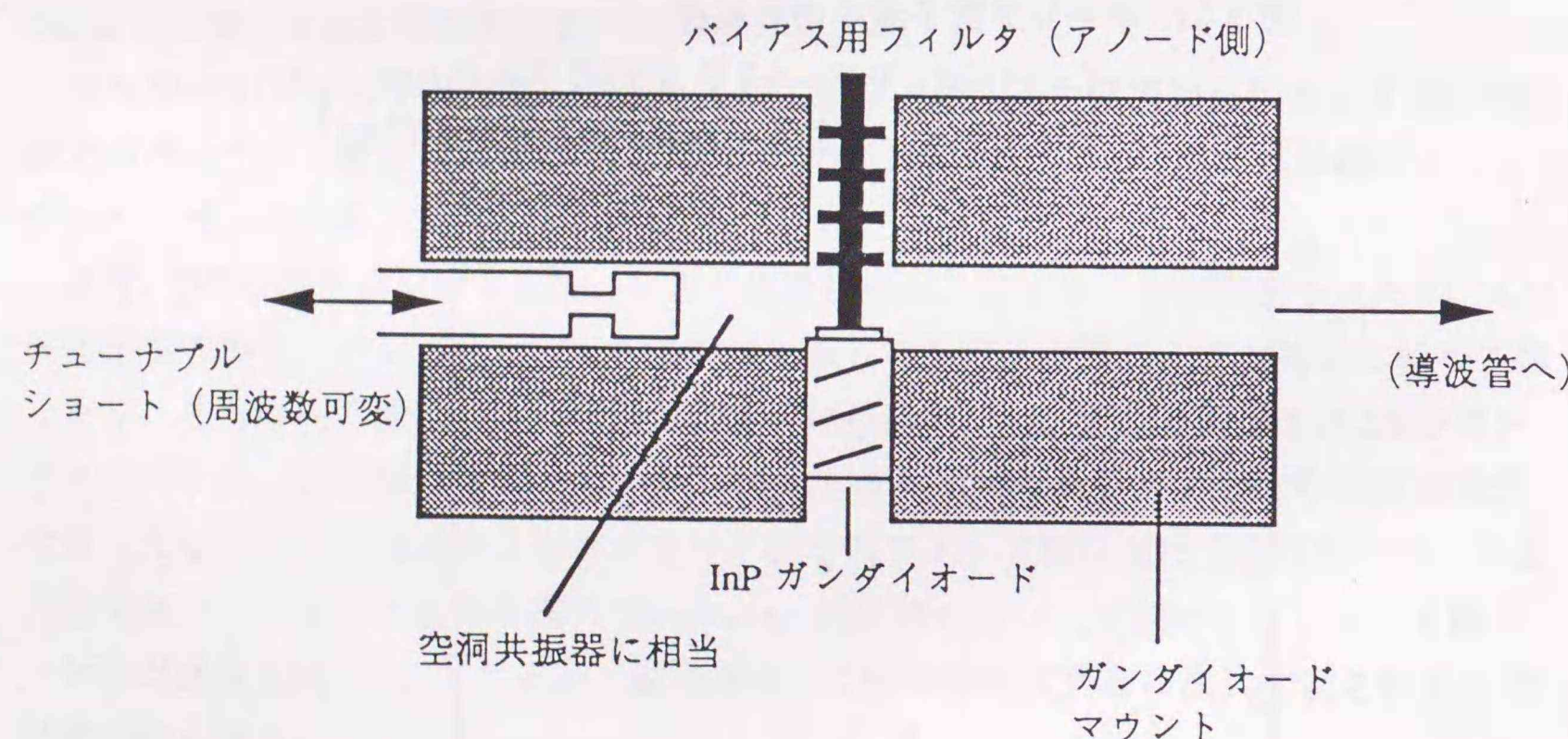


図 2-36 ガン発振器の構造

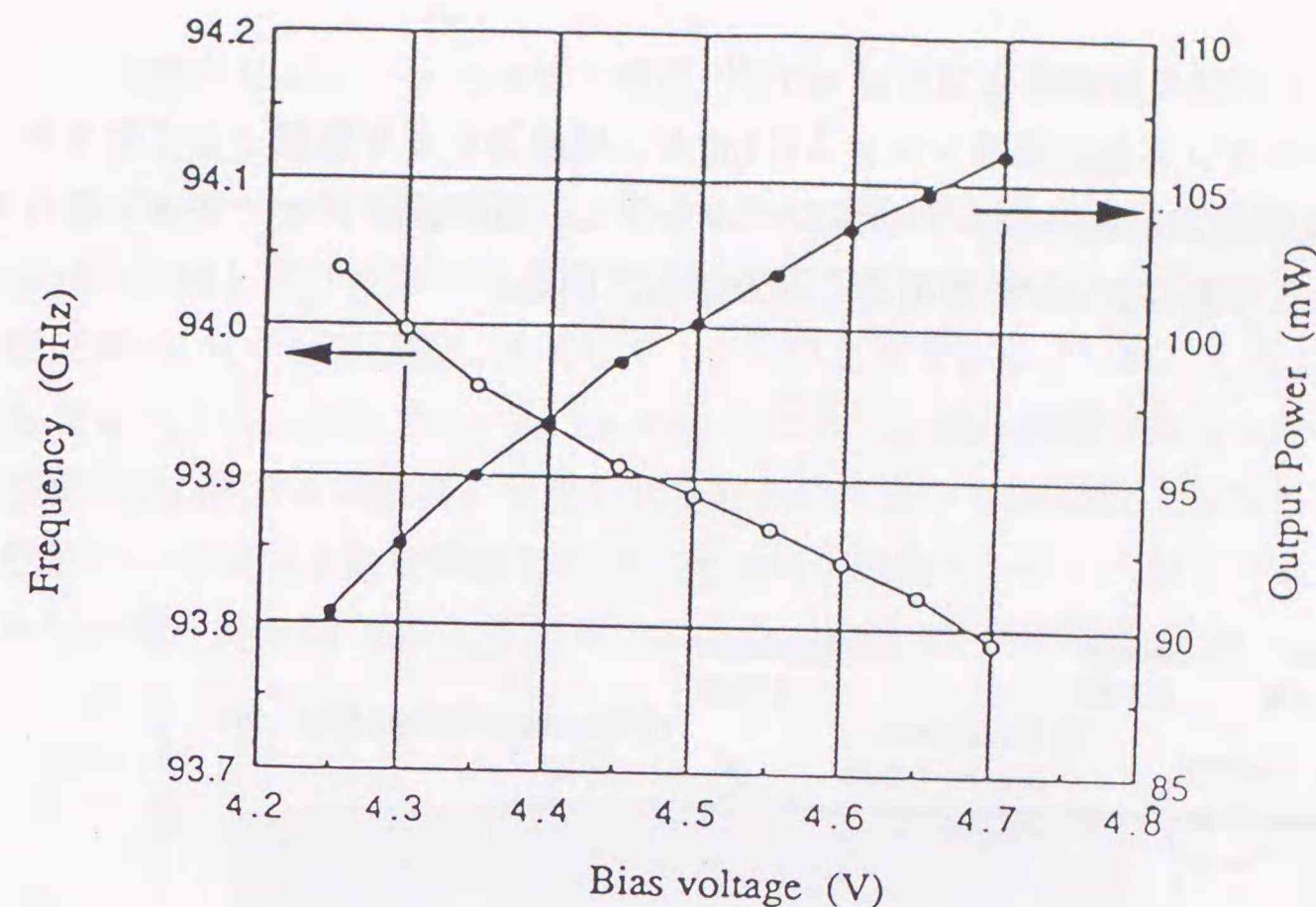


図 2-37 InPガン発振器の出力特性

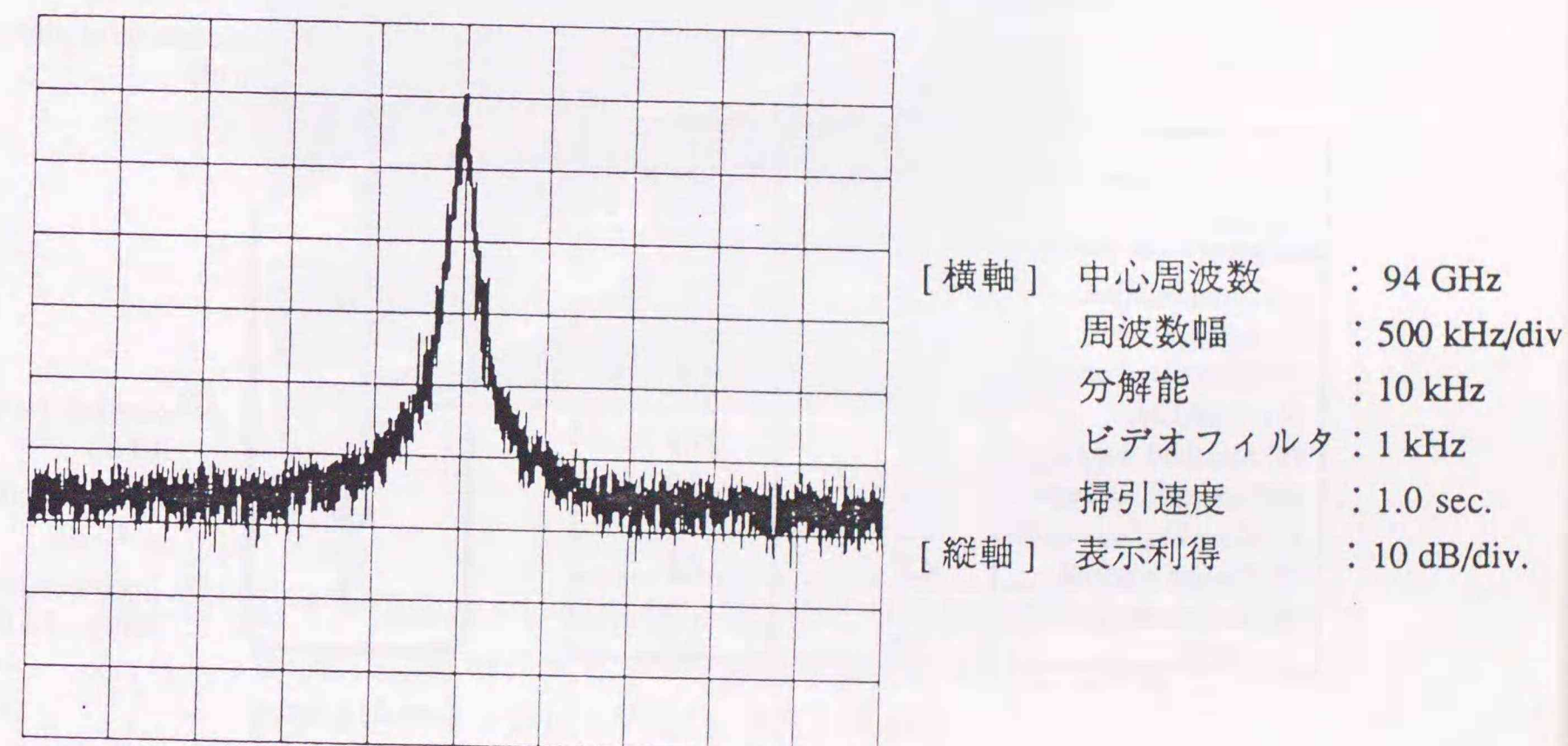


図 2-38 周波数安定化時の発振スペクトラム

従来一般的に使用されているGaAsガン発振器 (例えば、Millitech 社GDM-10-4-18HM, 94 $\pm$ 0.5 GHz, 60 mW) に比較すると、試作した InPガン発振器は同じ周波数帯域で 1.5 倍の出力がある。高いジョセフソン電圧発生のためにはジョセフソン接合アレーに高いレベルのミリ波を照射する必要があるから、ミリ波発振源そのものの出力レベルがあがることは大いに有望である。また、図 2-38 には周波数安定化時の発振スペクトラムを示す。この時の周波数安定度は 5×10^{-11} であった。

ムを示す。この時の周波数安定度は 4×10^{-11} であった。

現状のジョセフソン電圧標準システムに InP ガン発振器をミリ波源として置き換えた場合、図 2-39 に伝送経路各部のミリ波レベルを示し、最終的にジョセフソン接合アレーに到達するミリ波は約 5mW であることを示している。

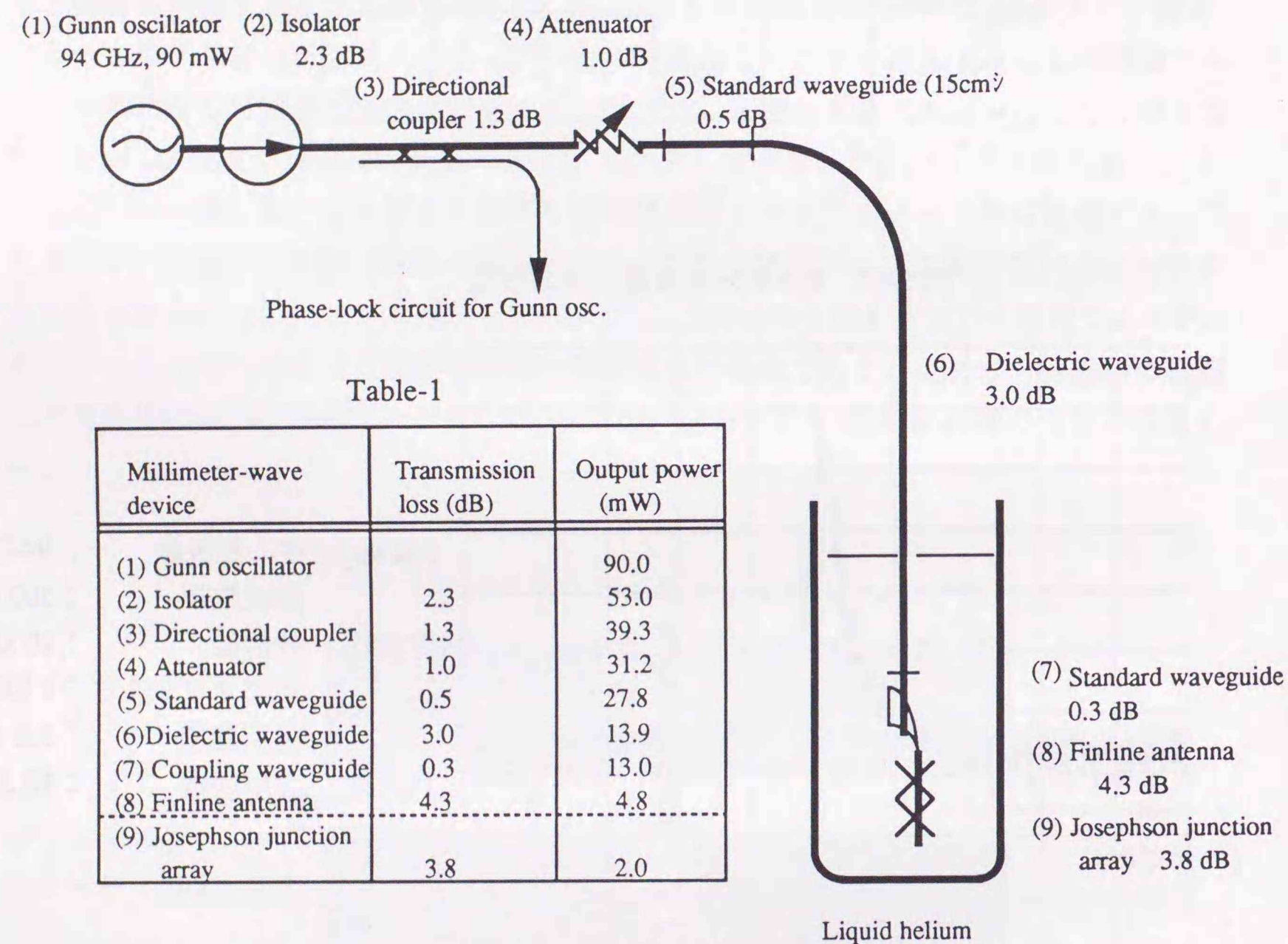


図 2-39 InP ガン発振器を装着した時の伝送経路各部のミリ波電力レベル

2.6.3 InP ガン発振器によるジョセフソン電圧の発生

10 V 以上のジョセフソン電圧の発生にとって鍵になる技術は、20,000 個以上のジョセフソン接合の集積とミリ波系の性能向上であるが、ミリ波系についてはミリ波発振源の出力を従来の GaAs ガン発振器に比較して 1.5 倍向上させることに成功した。

伝送系もジョセフソン接合アレーも 1 V のジョセフソン電圧標準システムのままでミリ波発振源のみ InP ガン発振器に変更した場合のミリ波レベルは既に図 2-39 に示したが、この状態でミリ波周波数を調節してジョセフソン接合アレーとの結合が最大の時に生ずるステップ電圧群を図 2-40 に示している。最大値は 2.7 V に達する。

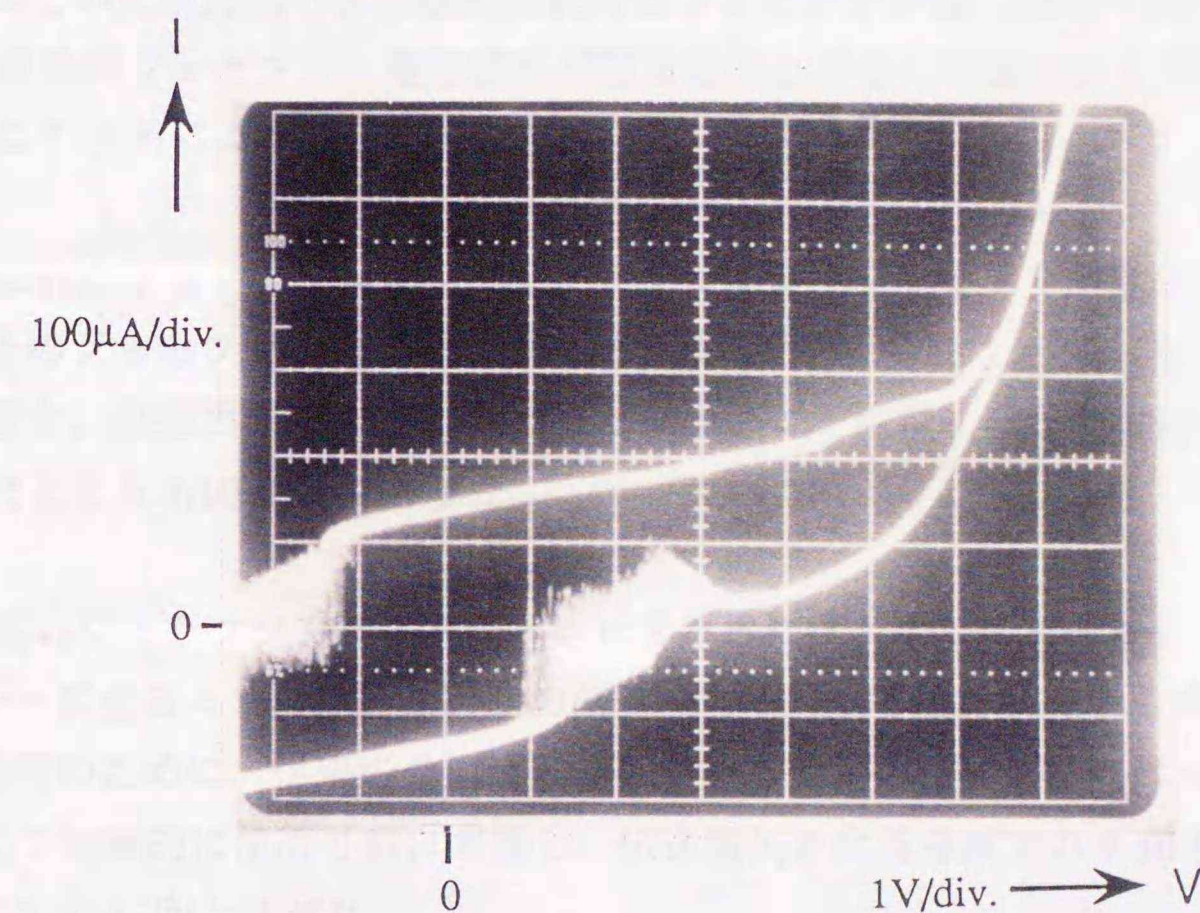


図 2-40 InP ガン発振器 (94 GHz, 90 mW) をミリ波発振源として接合数 3,000 のジョセフソン接合アレーに照射した場合のジョセフソン電圧 I-V 特性 (図 2-39 参照)

以上のデータから、10 V のジョセフソン電圧を直接発生する上での技術的難点の一つであるミリ波源の出力向上が解決する見通しがついた。

2.3 節で問題にした周波数安定化についても、InP ガン発振器のバイアス電圧に合わせた駆動回路により GaAs ガン発振器の場合と同等の周波数安定度が得られている。また、図 2-16 (a) と同一の測定条件での発振スペクトルを図 2-38 に示すように、GaAs ガン発振器の位相雑音より低い (発振スペクトル純度が良い) ので、ジョセフソン電圧の揺らぎについても小さくなる方向である。

2.7 まとめ

本章は第一部の中核をなす部分であるジョセフソン電圧標準システムのミリ波系についての研究について述べている。その主要な成果は次の通りである。

- (1) ジョセフソン電圧標準システムのミリ波源としてのガン発振器 (94 GHz) の発振周波数安定度を、従来技術で達成していた 5×10^{-8} から 3×10^{-11} (peak to peak) まで向上させ、ジョセフソン電圧の正確さを向上させた。

この成果は、まず日本の国家標準に採用され、それから国際度量衡標準局 (BIPM) はじめ先進諸国の国立標準研究所のジョセフソン電圧標準に採用されている。

産業用ジョセフソン電圧標準が国家標準と同等の不確かさを実現できているのもこの技術によるところが大きい。

- (2) 二台のジョセフソン電圧標準システムによりジョセフソン電圧揺らぎを実測し、そのジョセフソン電圧揺らぎに対する周波数安定化ミリ波源の位相雑音による影響を、発振周波数パワースペクトラムおよび計数した周波数揺らぎから見積もったところ 1/10 以下であった。

- (3) 高いジョセフソン電圧を発生させるためには、ミリ波源からジョセフソン接合アレーに至るミリ波系伝送経路の伝送損失を出来る限り低減する必要がある。この目的のために、従来の金属導波管に替わる誘電体導波管を液体ヘリウム温度 (4.2 K) で定常的に使用可能に改善し、伝送損失を金属導波管の 9 dB (2m) から 3 dB (2.5 m) に向上させた。

また、導波管伝搬モードからジョセフソン接合アレーのストリップラインモードへ変換するフィンラインアンテナの変換効率の向上も同様の意味があるので、より変換効率の向上を求めている。

- (4) 10 V 以上のジョセフソン電圧標準システムの実現を前提に、より高出力のガン発振器の研究を行い、従来の GaAs ガン発振器 (94 GHz, 60 mW) より 1.5 倍高出力の InP ガン発振器 (94 GHz, 90 mW) を試作し、かつ(1)と同様の位相同期による周波数安定化も達成している。

以上、(1) ~ (3) の成果は 1 V 系の国家標準および産業用標準としてのジョセフソン電圧標準システムの実現に大きく寄与している。

第3章 ジョセフソン接合アレー

ジョセフソン接合単独の動作およびストリップライン上に形成したジョセフソン接合アレーとしての動作については既に第1章で述べたので、ここではジョセフソン接合の設計の最適条件とジョセフソン接合アレーの製作方法について述べる。

3.1. ジョセフソン接合アレー設計の最適条件

ジョセフソン接合アレー設計の最適条件を、接合の動作として無秩序状態（カオス）の起こらない条件および自己共振の起こらない条件を満たすものとして製作プロセスと接合の形状から検討する。最適化設計条件はすでにR.L.Kautzの一連の論文^{15,16,32)}により発表されているので、ここではその要旨を引用しシリコン基板上のストリップライン上に3,000個のジョセフソン接合を直列接続するアレーの製作にあてはめて検討をすすめる。

(a) 無秩序状態（カオス）の起こる条件からの制約

ジョセフソン接合に固有の共振周波数（プラズマ周波数） f_p は次式で表される。

$$\sqrt{\frac{e j_c}{\pi h C_s}} = f_p \quad (3-1)$$

ここで、 j_c はジョセフソン接合の単位面積当たりの臨界電流（臨界電流密度）、 C_s は接合の単位面積当たりの容量（特性キャパシタンス）であり、通常 f_p は20~30 GHz以下にすることは困難である。ジョセフソン接合を製作する際に臨界電流密度 j_c 、接合の長さ l 、接合の幅 w を決めれば接合の他のパラメータ{臨界電流 $I_c = j_c \times$ (接合面積)、常抵抗 R 、接合容量 $C = C_s \times$ (接合面積)}はそれに応じて決まる。

ジョセフソン接合のプラズマ振動数が印加するミリ波周波数の近くなるとプラズマ振動が励起され、高周波ジョセフソン電流とミリ波電流との干渉が不安定になる。この状態がカオス"Chaos"である。R.L.Kautzの計算によれば、カオスを避けて安定なジョセフソン電圧ステップを生じさせるためには、照射するミリ波の周波数 f_1 をプラズマ周波数 f_p よりも3.3倍大きくしなければならない。つまり

$$f_1 > 3.3 f_p = 3.3 \sqrt{\frac{e j_c}{\pi h C_s}} = 3.3 \sqrt{\frac{e I_c}{\pi h C}} \quad (3-2)$$

となる条件を満たさなければならない。

一方で図1-3に示したRSJモデルの抵抗 R の熱雑音によりジョセフソン電圧ステップにはある確率で電圧遷移が発生する。その時、ある定電圧ステップ上にバイアス点が存在できる時間 τ は次のように表される。

$$\tau = \tau_0 e^{E/k_B T} \quad (3-3)$$

ここで、 k_B はボルツマン定数である。 E と τ_0 は次のように与えられる。

$$E = \frac{h}{2\pi e} \Delta I_{dc} \quad (3-4)$$

$$\tau_0 = \frac{1}{2f_p} \sqrt{\frac{2I_c}{\Delta I_{dc}}} \quad (3-5)$$

(3-2), (3-4), (3-5)式から(3-3)式の τ を最大にするのは、R.L.Kautzによれば

$$f_1 \sim 3.3 f_p \quad (3-6)$$

の場合である。この時にジョセフソン接合の無秩序状態と熱雑音によって生ずる不安定性を最も小さく出来る。(3-1)式からプラズマ周波数 f_p のパラメータは j_c と C_s であるが、それらはジョセフソン接合部の絶縁層の厚みの関数である。絶縁層の厚みの変化に対して j_c の変化は大きく、 C_s の変化は少ない。

ジョセフソン接合の材質がNb-AlOx-Nbの場合、 C_s はほぼ $6 \mu\text{F}/\text{cm}^2$ である。

いま、ジョセフソン接合アレーに照射する周波数 f_1 を94 GHzとする時、(3-1)式と(3-5)式から j_c が $63.25 \text{ A}/\text{cm}^2$ 以下であればプラズマ周波数に起因するカオス現象を避けられる。この観点から $j_c = 60 \text{ A}/\text{cm}^2$ を設定目標にしている。すなわち、接合部の絶縁膜AlOxを熱酸化法で作るとすれば $j_c = 60 \text{ A}/\text{cm}^2$ になるようにプロセスの条件[酸素濃度、圧力、温度、時間]をきめる。

(b) 自己共振の起こる条件からの形状の制約

ジョセフソン接合単体の形状は模式的には図1-2に示した。

ジョセフソン接合にミリ波を照射すると進行方向（長さ方向）に沿って高周波電流が流れる。この電流により接合内に磁場が生じ電流密度分布が一様でなくて定電圧ステップが不安定になる。再びKautzのシュミレーションを参考にすると、

$$l_1 < \sqrt{\frac{6j_c}{2\pi f C_S V_n}} \lambda_J \quad (3-7)$$

を満たさなければならない。

ここで、 λ_J はジョセフソン侵入長⁴⁰⁾であり次式で与えられる。

$$\lambda_J = \sqrt{\frac{h}{4\pi e \mu_0 j_c (s + \lambda_1 + \lambda_2)}} \quad (3-8)$$

ここで μ_0 : 真空透磁率、 h : プランク定数、 e : 電子の素電荷

$\lambda_1 = \lambda_2 = 50 \text{ nm}$: 超伝導体 (Nb) のロンドン侵入長

$s = 10 \text{ nm}$: ジョセフソン接合の絶縁層の厚み

$j_c = 60 \text{ A/cm}^2$

とすると、 $\lambda_J = 63.0 \times 10^{-6} \text{ m} = 63.0 \mu\text{m}$ となる。

(3-7) 式に、(3-8) 式から得られた結果の $\lambda_J = 630 \times 10^{-6} \text{ m}$ と、 $\omega_1 = 2\pi \times 94 \times 10^9 \text{ rad/sec.}$, $j_c = 60 \text{ A/cm}^2$, $C_S = 6 \mu\text{F/cm}^2$ および第1章、第2章で検討したようにジョセフソン接合に十分なミリ波電力が照射されて図1-4(c)の状態のステップ電圧が励起されているとして ($n=3$ として) $V_n = (h/2e) \times 3 \times (94 \times 10^9) = 5.82 \times 10^{-4} \text{ V}$ を代入すると、

$$l_1 < 26.3 \mu\text{m} \quad (3-9)$$

となる。一方、接合の長さあるいは幅 (l_1, l_2) が接合を伝搬するミリ波の半波長に近づくと接合は共振器になり、電流密度に不均一を生じ定電圧ステップが不安定になる。接合内を伝搬する電磁波の速度 v は

$$v = C \sqrt{\frac{s}{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r (s + \lambda_1 + \lambda_2)}} \quad (3-10)$$

で表わされる。²²⁾ ここで C : 真空中の光速、 ϵ_0 : 真空中の誘電率、 ϵ_r : 接合の絶縁膜の誘電率である。

外部から照射するミリ波（周波数 f_1 ）の接合内での波長 λ は $\lambda = v/f_1$ であるので、接合が共振状態に陥らないための条件は、 l_1 および l_2 に対して

$$l_1, l_2 < \frac{1}{2} \lambda \quad (3-11)$$

でなければならない。 l_1 については(3-7)を満たすことで(3-11)も満たす。従って、

$$l_2 < \frac{v}{2f_1} = \frac{1}{2f_1} \sqrt{\frac{s}{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r (s + \lambda_1 + \lambda_2)}} = \frac{1}{2f_1} \sqrt{\frac{1}{\mu_0 C_S (s + \lambda_1 + \lambda_2)}} \quad (3-12)$$

を満たさなければならない。

(3-12) 式の各パラメータに l_1 の制約条件を検討したときと同じ定数を代入すると

$$l_2 < 58.4 \times 10^{-6} \text{ m} = 58.4 \mu\text{m}$$

となる。

定電圧ステップの電流幅が大きいほど、外部雑音によって定電圧ステップからバイアス点がはずれにくい。臨界電流は臨界電流密度と接合の面積の積で与えられるので、安定動作のためには、接合面積は大きい方が望ましい。

この条件およびカオスと自己共振を避けるための条件から、ジョセフソン接合単体の形状としては

$$l_1 = 25 \mu\text{m}, l_2 = 40 \mu\text{m}$$

を採用している。このジョセフソン接合単体の面積と、超伝導体に挟まれた絶縁膜の成膜条件から得られた臨界電流密度 $j_c = 60 \text{ A/cm}^2$ からきまる臨界電流 I_c は約 $600 \mu\text{A}$ である。

導波管を伝搬してくるミリ波を効率的に照射する目的で、ジョセフソン接合単体をストリップラインの上部電極上に直列に接続してジョセフソン接合アレーを形成する。ここではそのストリップラインの特性インピーダンスを求める。

先に求めたようにジョセフソン接合単体の幅 l_2 は $40\text{ }\mu\text{m}$ であるが、ストリップラインの幅 w は接合の縁部も含めると $50\text{ }\mu\text{m}$ に設計しているので、ストリップラインの電極間の誘電体 SiO の厚み H を $3\text{ }\mu\text{m}$ にとると $w/H = 16.7$ となる。 SiO の誘電率 ϵ_r は理科年表などによれば周波数 10 MHz において 5.8 であるが、実際に照射するミリ波周波数 94 GHz における値は正確には知られていない。いま、仮に 94 GHz における SiO の誘電率は 10 MHz におけるよりも 20% 小さくなるとすれば、 $\epsilon_r = 4.64$ となる。これらの条件のもとで図 3-1 に示す Wheeler のインピーダンスチャート⁴¹⁾ から、そのストリップラインの特性インピーダンス Z_0 は約 $8\text{ }\Omega$ である。

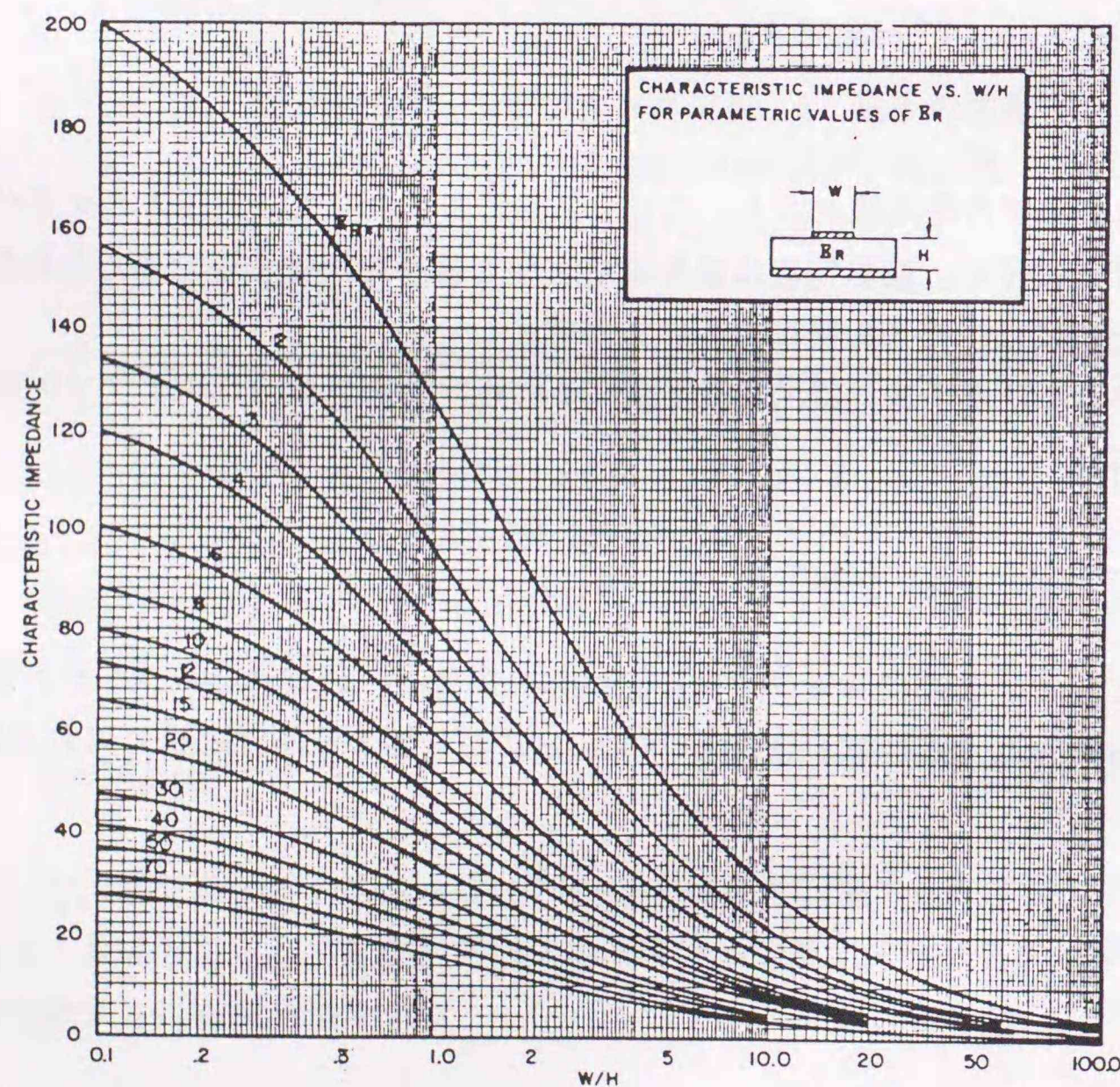


図 3-1 Wheeler のマイクロストリップラインのインピーダンスチャート

図 1-2 に示したジョセフソン接合単体の形状は以上の設計条件でできた。図 3-2 (a) にはシリコン基板上にフィンラインアンテナを形成し、ジョセフソン接合単体の形状からストリップライン幅を決め、そのストリップライン上にジョセフソン接合単体を $3,000$ 個直列接続して形成したジョセフソン接合アレーの写真を示す。図 3-2 (b) にはストリップライン上部電極の上に接合を直列に接続した様子のわかる断面図を示す。この断面図は図 1-6(b) に示した電氣的等価回路に対応している。基板寸法は $17\text{ mm} \times 6.5\text{ mm}$ である。

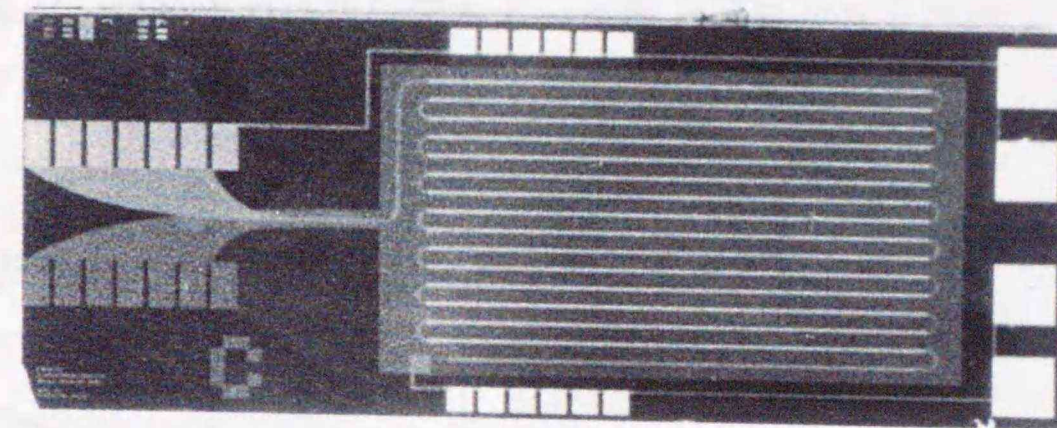


図 3-2 (a) ジョセフソン接合アレーの写真

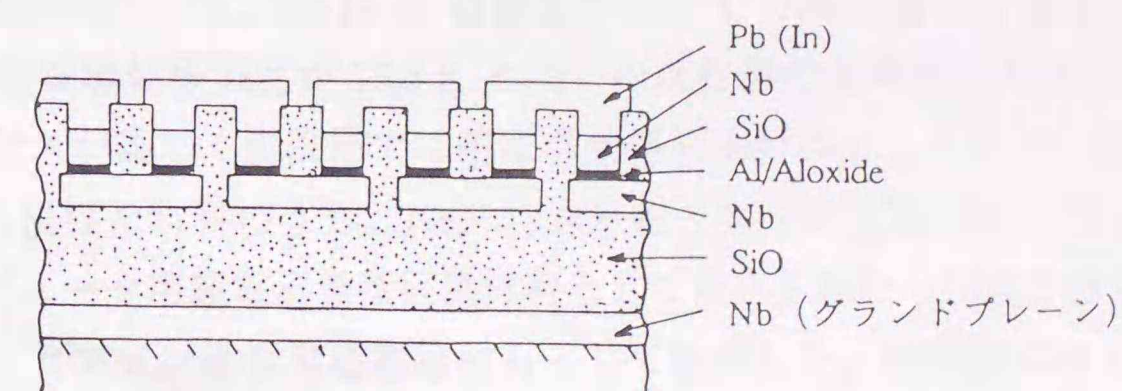


図 3-2(b) ジョセフソン接合アレー断面図

3.2. ジョセフソン接合アレーの製作プロセス

図 3-2 (a), (b) に示したジョセフソン接合アレーの製作プロセスについて述べる。

3.2.1. 超電導材料の選択

ジョセフソン接合の超電導材料は、超電導転移温度、磁場侵入距離、極低温と室温間往復に対する性能の安定性などを考慮しなければならない。工業的実用化に耐える安定なジョセフソン接合を製作するためには Nb 系に代表される硬質の材料が望ましい。

表 3-1 にジョセフソン接合用超電導材料の例を示す。(高温超電導材料の研究は盛んに行われているが、現時点では数千個あるいは数万個の接合を集積する電圧標準用ジョセフソン接合アレーの集積回路材料としての信頼性が確立していないので候補に上げていない。)

表 3-1 ジョセフソン接合用超電導集積回路材料

項目 材料	組成	転移温度 Tc [K]	磁場侵入長 [nm]	融点 [°C]
鉛合金	Pb-In-Au	7.2	140	250
ニオブ	Nb	9.2	85	2467
ニオブ化合物	NbN	15.3	600	2040

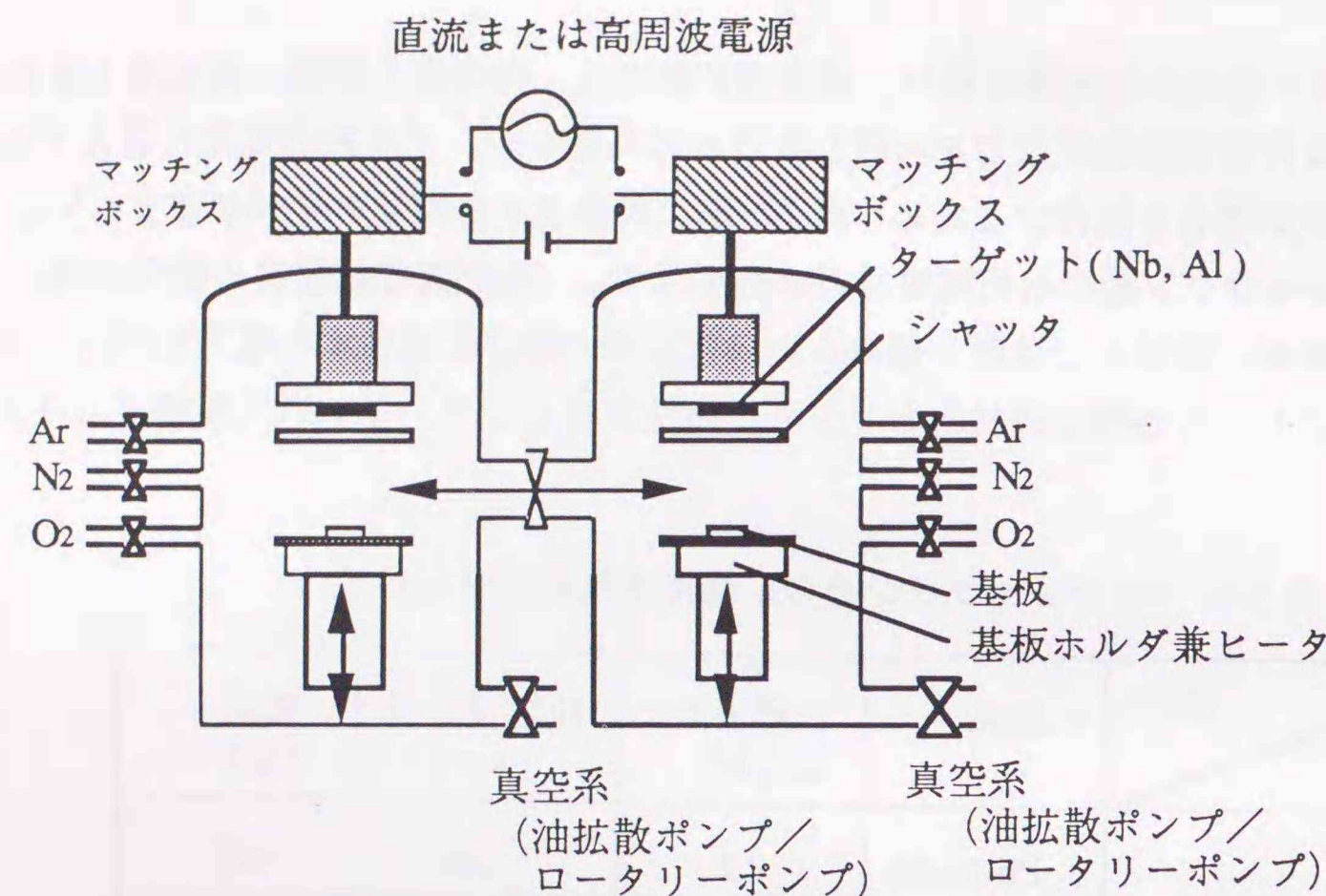
これらの材料のうち、Pb-In-Au は融点が 250 °C で極低温と室温間の熱サイクルに弱く、NbN は超電導転移温度が 15.3 K と高いのは将来の実用性に大きな期待を抱かせるが製作プロセスが難しく現段階では超電導集積回路材料としてまだ一般化していない。

表 3-1 に掲げた材料のうち、NbN は通産省工業技術院電子技術総合研究所でジョセフソンコンピュータ用超電導集積回路材料として長年にわたり研究を重ね実績があるので、当面のジョセフソン接合用超電導材料として選択した。絶縁膜には Al を熱酸化した Al₂O₃ を採用し、超電導配線には PbIn、ストリップラインを伝搬してくるミリ波を最後に吸収する終端抵抗の材料としては InAu 多層膜を採用している。Nb/Al/Al₂O₃/Nb 接合は熱サイクルや大気中における保存に対して安定であることが Gates らによって報告されている。⁴³⁾

現在 (1993年8月) 稼働中の産業用ジョセフソン電圧標準システムに使用しているジョセフソン接合アレーは 1991年11月から継続的に使用しており、2カ月に3回程度の割合で液体ヘリウム温度と室温の間を往復しているが、特性に劣化は見られない。

3.2.2. ジョセフソン接合アレーの作成プロセス

ジョセフソン接合アレーの作成プロセスにおいて決定的に重要な役割を果たすスパッタリングと超電導物質間の絶縁膜形成を兼ねた装置の概要を図 3-3 に示す。



このスパッタ装置はジョセフソン接合アレーのグランドプレーン部 (Nb) および接合部 (超電導電極 Nb と絶縁膜 Al_2O_3) の作成プロセスに使用する。これは基本的には DC スパッタ装置であり、超電導膜に不純物を混入させない目的でスパッタ室が二つに分かれている。接合部の絶縁膜 Al_2O_3 の形成については、Nb の上に Al をスパッタした後に酸素を導入して基板ホルダに組み込んであるヒータにより加熱して熱酸化法により行なう。すでに 3.1 節に述べたように絶縁膜 Al_2O_3 の厚みは直接に臨界電流密度に影響を与えるので、膜厚形成は厳しく制御されなければならない。Nb 表面が空気中の酸素により酸化されることを恐れて、各工程は高真空を破らずに二室間を基板を移動しながらすすめる。高周波スパッタの機能はシリコン基板の表面クリーニングに用いられる。

ガス供給系は Ar, O_2 , N_2 の 3 系統の供給ラインからなり、各々のガス配管にガス流量制御器 (Mass Flow Controller; MFC) を取付けることにより、一定量のガスをスパッタ室に供給できるようになっている。スパッタ室のガス圧はダイヤフラム式真空計 (バロトロン) によって測定し、バリアブルオリフィスバルブによってガス圧調整を行なう。

排気系は粗引き用のロータリーポンプと高真空用の油拡散ポンプからなる。排気系からスパッタ室に油粒子が逆流することを防止するために、油拡散ポンプの前に液体窒素トラップを設けている。

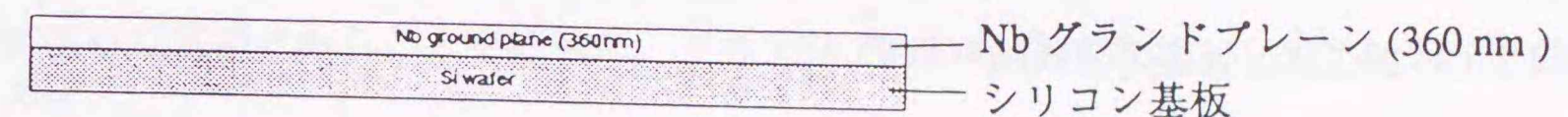
以後、ジョセフソン接合アレーの作成手順を示す。

(1) マスクパターンの設計/作成および基板への転写

ジョセフソン接合単体について 3.1 節の検討を行なった後、フィンラインアンテナも含めてジョセフソン接合アレー全体のレイアウトを決定する (図 1-6(a) 参照)。その後、各プロセス毎に分けてマスクパターンを CAD (Computer Aided Design) により作り原板 (ガラスマスク) を製作する。フォトリソを塗布したシリコン基板への転写は 1:1 露光で行なっており通常の半導体製作プロセスと変わらないので詳細は省略する。

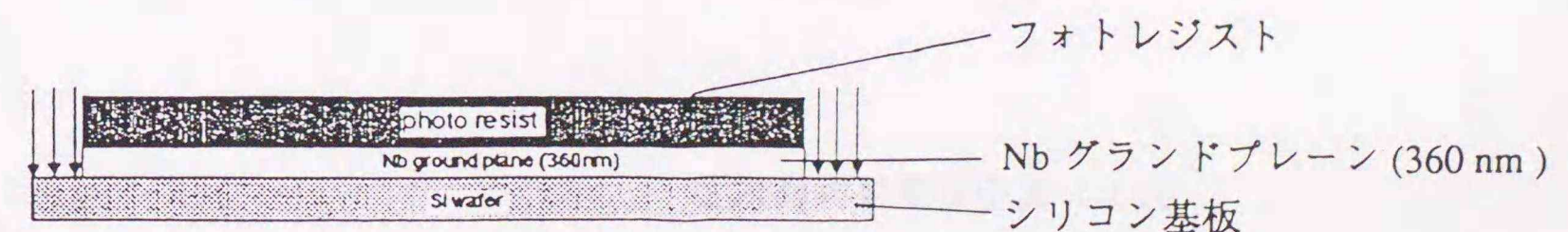
(2) シリコン基板上への Nb 膜 (ストリップラインのグランドプレーン) 作成

フィンラインアンテナおよびグランドプレーンとしてシリコン基板上へ厚さ 360 nm の Nb 膜を形成する。膜を形成する装置は図 3-3 に示したものである。シリコン基板表面をクリーニングした後、成膜工程に入る。膜の均一度をよくするためにシリコン基板直径の 3 倍の直径 15 cm の Nb ターゲット電極を使用している。この時の真空度は 1×10^{-6} Torr で、成膜速度は 120 nm/min. である。



(3) Nb 膜のパターン形成 (フィンラインアンテナおよびストリップラインのグランドプレーン)

(2) で作成した Nb 膜上にフォトリソを塗布しグランドプレーン形状を転写し硬化した後、パターンの不要部分を RIE (Reactive Ion Etching) 装置により除去する。Nb の不要部分は CF_4 ガスプラズマ中で選択的反応性エッチングにより除かれる。 CF_4 ガスのガス圧は 180 mTorr, エッチングレートは 230 Å/min. である。エッチング終了後アセトンに浸しフォトリソを除去する。RIE 装置については接合電極形成工程で述べる。



(4) ストリップライン用誘電体と接合電極形成工程のエッチングストップとしてのMgO薄膜の蒸着

(2), (3)で形成したNbグラウンドプレーンを酸素プラズマでクリーニングした後、その上に多層膜蒸着放電酸化装置（一種の真空蒸着装置、図3-4に示す。）により厚さ3 μ mのストリップライン用誘電体SiO薄膜を形成し、その上に接合形成時工程のRIEのエッチングストップとしての厚さ10 nmのMgO薄膜を蒸着する。この時の真空度は 1×10^{-6} Torrであり成膜速度はSiOが約100 nm/min.、MgOが約20 nm/min.である。

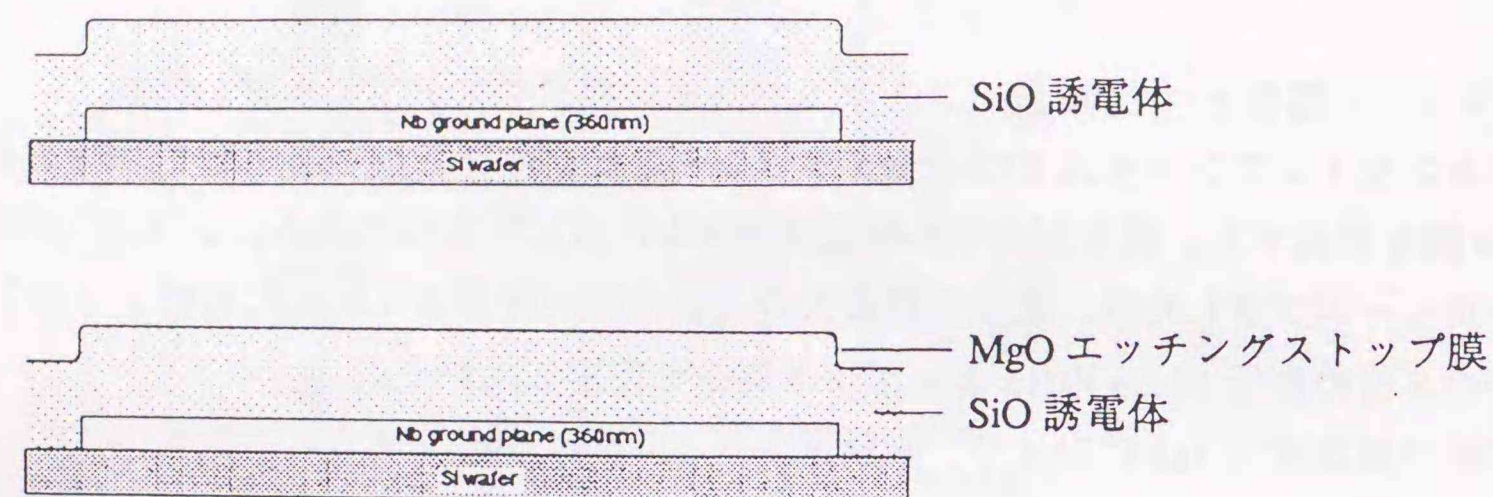


図3-4に真空蒸着装置の模式図を示す。

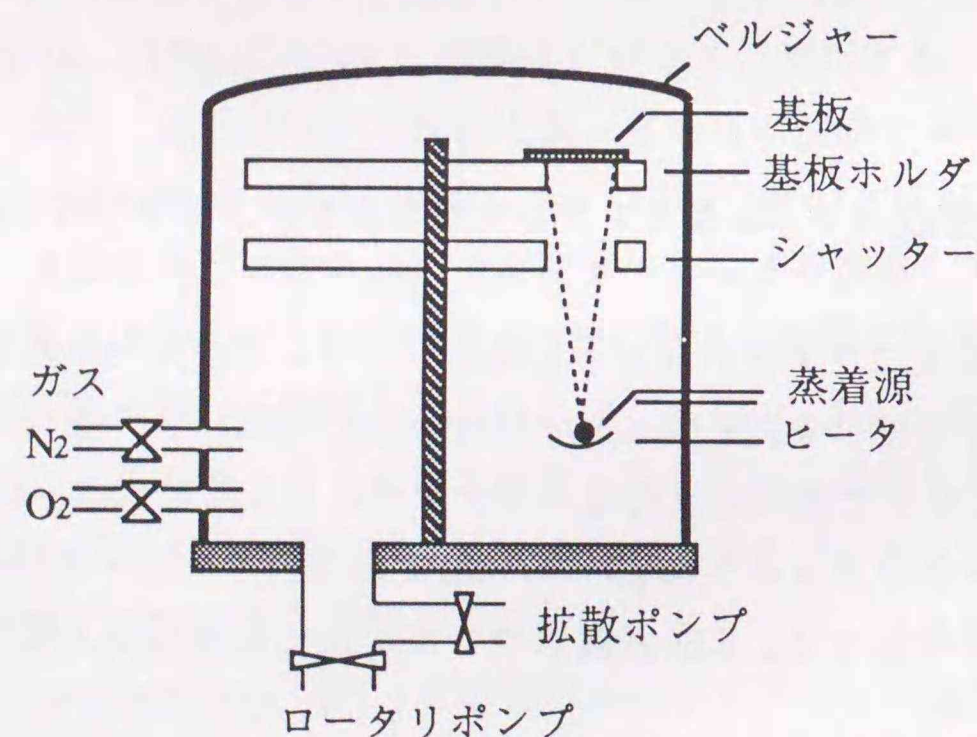


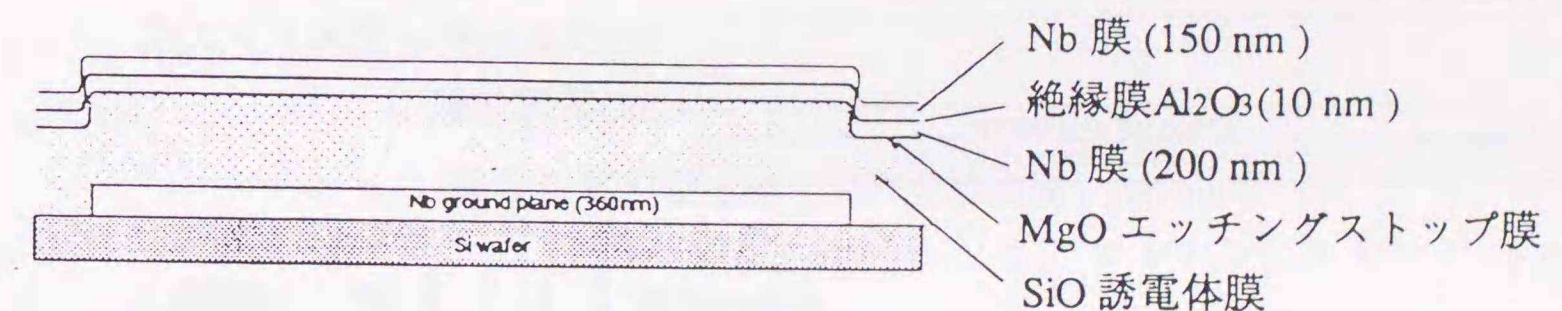
図3-4 真空蒸着装置模式図

(5) Nb / Al₂O₃ / Nb 膜形成

(4)で形成したSiO/MgO膜の上に図3-3に示したスパッタ装置を用いてジョセフソン接合用のNb (200nm)/ Al₂O₃ (10nm)/ Nb(150nm)膜を同一の装置内で真空を破らずに形成する。これらの工程を真空を破らずに連続して行なうのは、Nbの表面が酸化されることを防ぐためである。特に重要な工程であるので一連の手順を示す。

- 1) スパッタ室および移送路の真空度を 8×10^{-6} Pa 以上にする。
- 2) rf スパッタにより基板クリーニング。
- 3) 最初の Nb 膜 (200 nm) スパッタを行なう。成膜速度 144 nm/分。
- 4) 真空を破らずに基板を別室に移送する。
- 5) Al 膜 (10 nm) スパッタを行なった後、Al 酸化膜形成を行なう。
Al 酸化膜形成条件は、酸素圧 10 Torr, 基板ホルダ温度 122 °C, 30 分保持。
- 6) 真空を破らずに基板を元のスパッタ室に移送する。
- 7) プリスパッタの後、再び Nb 膜 (150 nm) スパッタを行なう。

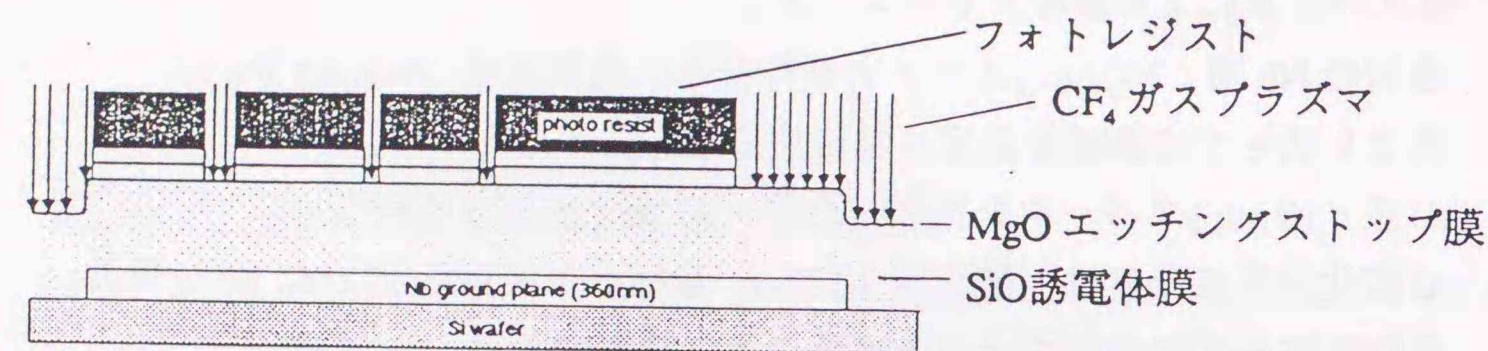
3.1 節 においてジョセフソン接合の動作としてカオスの現象を避けるためには臨界電流密度に制約条件があり、その条件を達成するためには接合の絶縁膜 Al₂O₃ の膜厚制御が極めて重要であることを述べた。その意味で、5) は特に重要な工程である。



(6) ジョセフソン接合のベース電極と上部フィンラインアンテナの形成

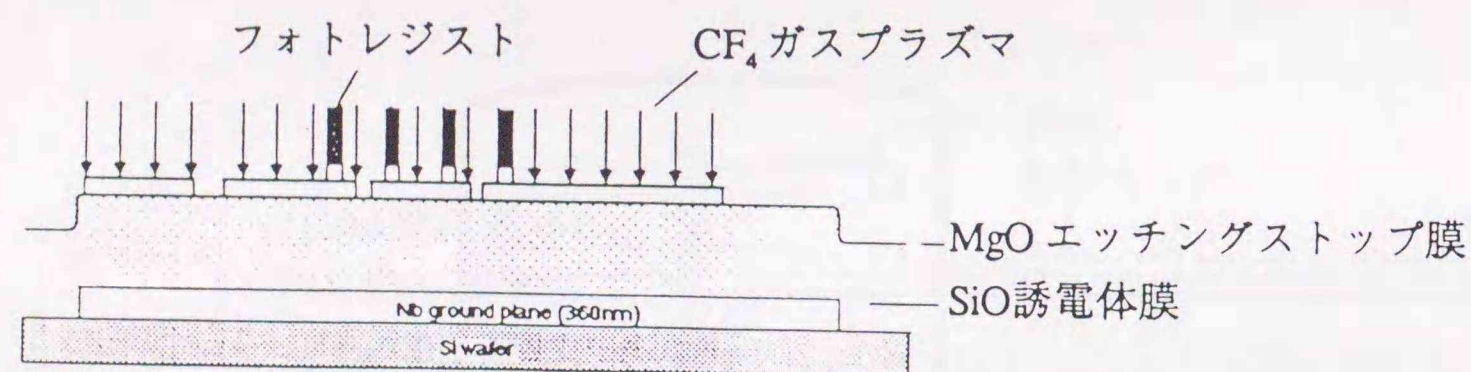
(5) で形成したNb膜上にフォトレジストを塗布し、ジョセフソン接合のベース電極と上部フィンラインアンテナのパターンを転写した後、RIE装置で CF_4 ガス中で選択性反応エッチングを行なう。膜の材質により CF_4 ガス圧とエッチング時間を制御する。

ここでは CF_4 ガス圧180 mTorr, エッチングレート230 Å/分, エッチング時間8分である。この時、 SiO_2 誘電体膜までエッチングしないように MgO 膜がストップとなる。



(7) ジョセフソン接合の接合領域のパターン形成

(6) と同様にジョセフソン接合の接合領域のパターン形成をRIE装置で行なう。



(3), (6) および (7) の工程で用いたRIE装置を図3-5に示す。 CF_4 などの反応性ガスは、エッチング性を高めるために基板の周囲に設けたガスリングにあけた多数の穴から反応室内に導入している。

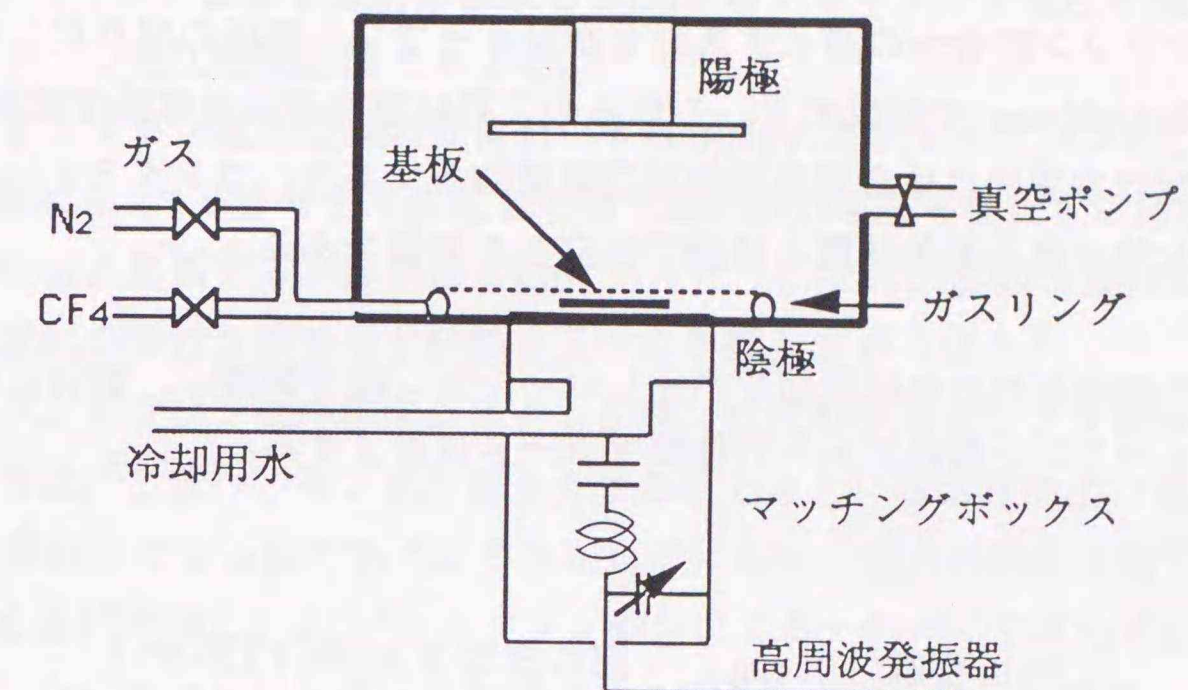
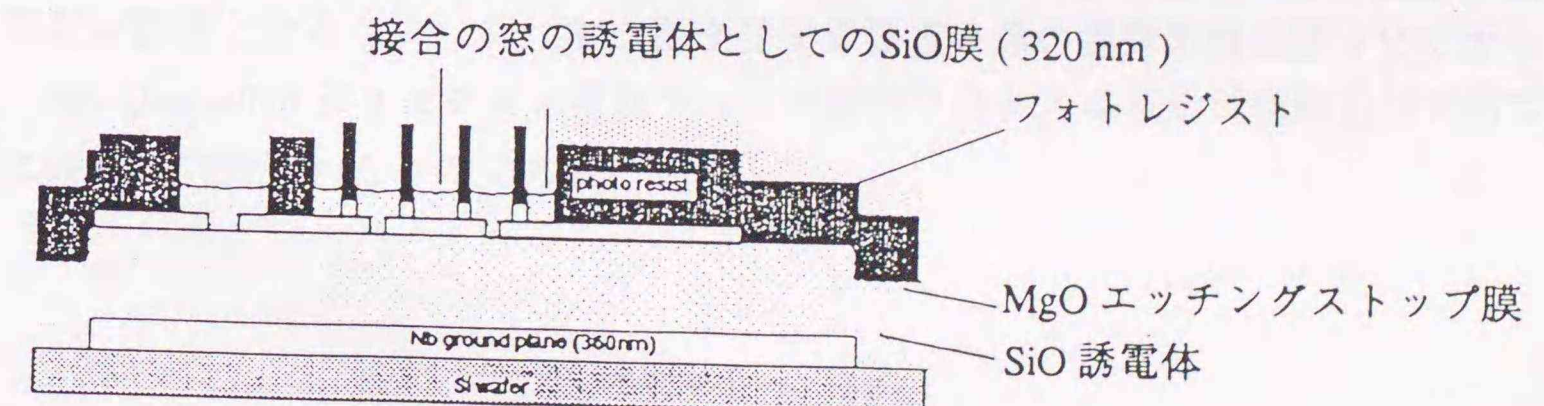


図3-5 RIE (Reactive Ion Etching) 装置

(8) 接合の窓の誘電体としての SiO_2 膜の蒸着

(7) の工程後フォトレジストを塗布し、ジョセフソン接合の接合領域の窓のパターンを転写して窓の部分のみをレジスト除去後、多層膜蒸着放電酸化装置で接合の窓の誘電体としての SiO_2 膜を320nmの厚みに形成する。装置は基本的には図3-4の真空蒸着装置と同じである。真空度は 1×10^{-6} Torr以上で、膜厚は水晶膜厚計で管理する。

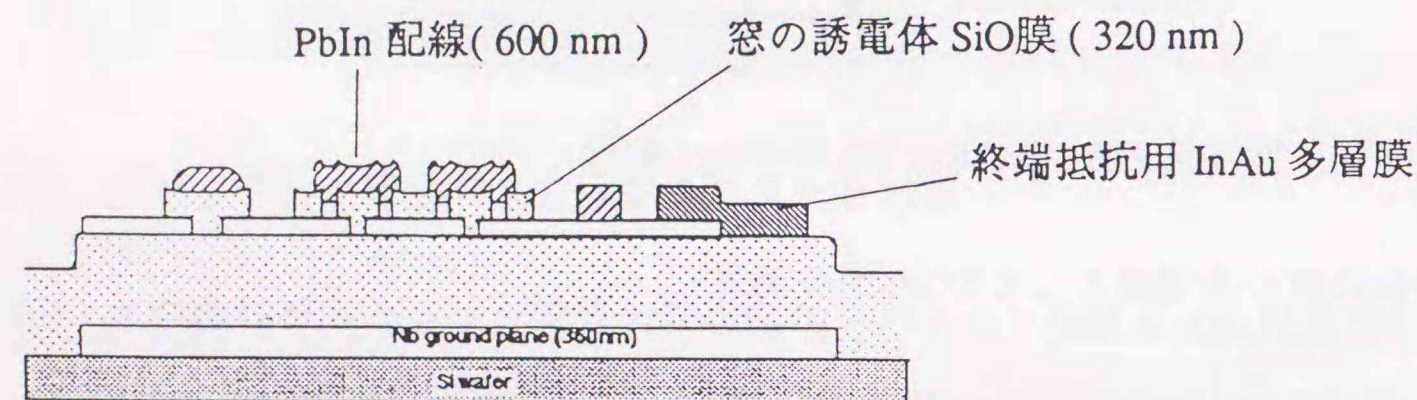


(9) ストリップラインの終端抵抗としての InAu 抵抗膜および超電導配線膜の蒸着

ストリップラインの終端に高周波的反射を少なくするための抵抗線路を InAu 多層膜 (In (67 nm), Au (25 nm), In (67 nm), Au (25 nm), In (67 nm)) を蒸着して形成する。

またジョセフソン接合へのバイアスおよびジョセフソン電圧の取りだしのための超電導配線を PbIn (600 nm) で形成する。これらの工程は超電導多層薄膜作成装置で行なうが、この装置は本質的には金属専用の真空蒸着装置であり、コンタミネーションを避けるために酸化物の真空蒸着装置とは別に独立した装置である。

この後、長期保存のために表面をパッシベーション膜で保護し、個別に切断して一連のジョセフソン接合アレーの作製プロセスは終了する。



一連の工程を経て作られ、個別に切断されたジョセフソン接合アレーの写真は図 3-2(a) に示した。

出来上がったジョセフソン接合アレーは液体ヘリウム温度での I-V 特性のチェック後、臨界電流などの特性が良好であれば図 2-30 に示したクライオプローブに装着されてジョセフソン電圧標準装置の最も重要な機能を果たす。

3.3 まとめ

1977 年 1 月 1 日から 1989 年 12 月 31 日まで日本の国家標準を運用してきたのは、二個の Pb/PbO/Pb ジョセフソン接合を直列に接続し 10 mV のジョセフソン電圧を発生する第一世代のジョセフソン電圧標準装置であった。

第一世代のジョセフソン電圧標準装置においては 10 mV のジョセフソン電圧を基に二重ヘイモン昇圧器により 1.018 V まで昇圧して標準電池出力電圧を校正する過程が必要であり、この昇圧器に起因する不確かさは 4×10^{-9} あった²⁾。また、実際の操作においても昇圧器の駆動電流の微妙な調整など経験を要する手順が求められた。

第二世代のジョセフソン電圧標準システムが第一世代のジョセフソン電圧標準装置と明確に異なるのは、二重ヘイモン昇圧器を介することなしに標準電池出力電圧に相当する 1.018 V を直接校正できる点である。それが可能になった最大の理由は数千個のジョセフソン接合を直列接続し、AC ジョセフソン効果による一括バイアス方式により個々の接合で発生したジョセフソン電圧が加算され 1 V 以上の電圧発生が容易になったからである。ここでは、第一章の AC ジョセフソン効果および第二章のミリ波系と関連させてジョセフソン接合アレーの設計方針について詳述した。

また、かつての Pb/PbO/Pb ジョセフソン接合は液体ヘリウム温度と室温の間を一往復するだけで応力歪破壊したが、ジョセフソンコンピュータの研究課程で開発された Nb 系超電導材料を応用することによりこの問題も解決された。産業用ジョセフソン電圧標準システムの試験運用例では、図 3-2(a) に示した Nb/Al oxide/Nb ジョセフソン接合アレーは二年半で 45 回以上も液体ヘリウム温度と室温間の往復に耐え、実用上十分な実績がある。

世の中により広く普及させる観点から言えば冷凍冷却器による運転が前提になり、超電導状態になる臨界温度 (T_c) の高い NbN 材料 ($T_c = 17$ K) によるジョセフソン接合アレーの開発が課題となろう。

なお、Nb/Al oxide/Nb ジョセフソン接合アレーの製作プロセスは電子技術総合研究所で全面的に研究し開発されたものである。

[第二部 産業用ジョセフソン電圧標準システムの技術基盤の確立]

はじめに

産業用ジョセフソン電圧標準システムの実現と、国家標準との相互比較および産業界で二年間にわたり試験運用した実績データについて述べ、量子力学的標準により現状のトレーサビリティ体系による電圧標準に比較して100倍以上の高精度化を実現していることを述べる。

内容は

1) ジョセフソン電圧標準の実現

(特に直流系の技術的要点と不確かさを低減する技術について)

2) 国家標準と産業用ジョセフソン電圧標準との相互比較

3) 産業界において2年間にわたる試験運用の実績データ

4) 国際単位系(SI)に整合のとれたジョセフソン電圧標準について以降の章に詳述する。

第1章 ジョセフソン電圧標準の実現

特に直流系の技術的要点と不確かさを低減する技術について

1.1 はじめに

第1章では産業用JJAVSシステムを実現する上での不確かさを低減する技術的内容について詳述する。電総研の国家標準としてのJJAVSシステムを技術的基盤とし、ミリ波系については第一部第2章を、ジョセフソン接合アレーについては第一部第3章の成果を応用するので、ここでは主として直流系の技術的要点と不確かさを評価する。具体的には図1-1に示す直流系において平衡検出器(Null detector)としてのデジタル電圧計

(DVM)、Zener電圧発生器(Zener)、DVMとZenerの絶縁抵抗、極性切り替え用低熱起電力スイッチ、精密構成手順および外来雑音除去用フィルタについて述べる。また、ここでは産業用JJAVSシステムの総合的な不確かさ評価し、このシステムでの校正精度を明確にする。

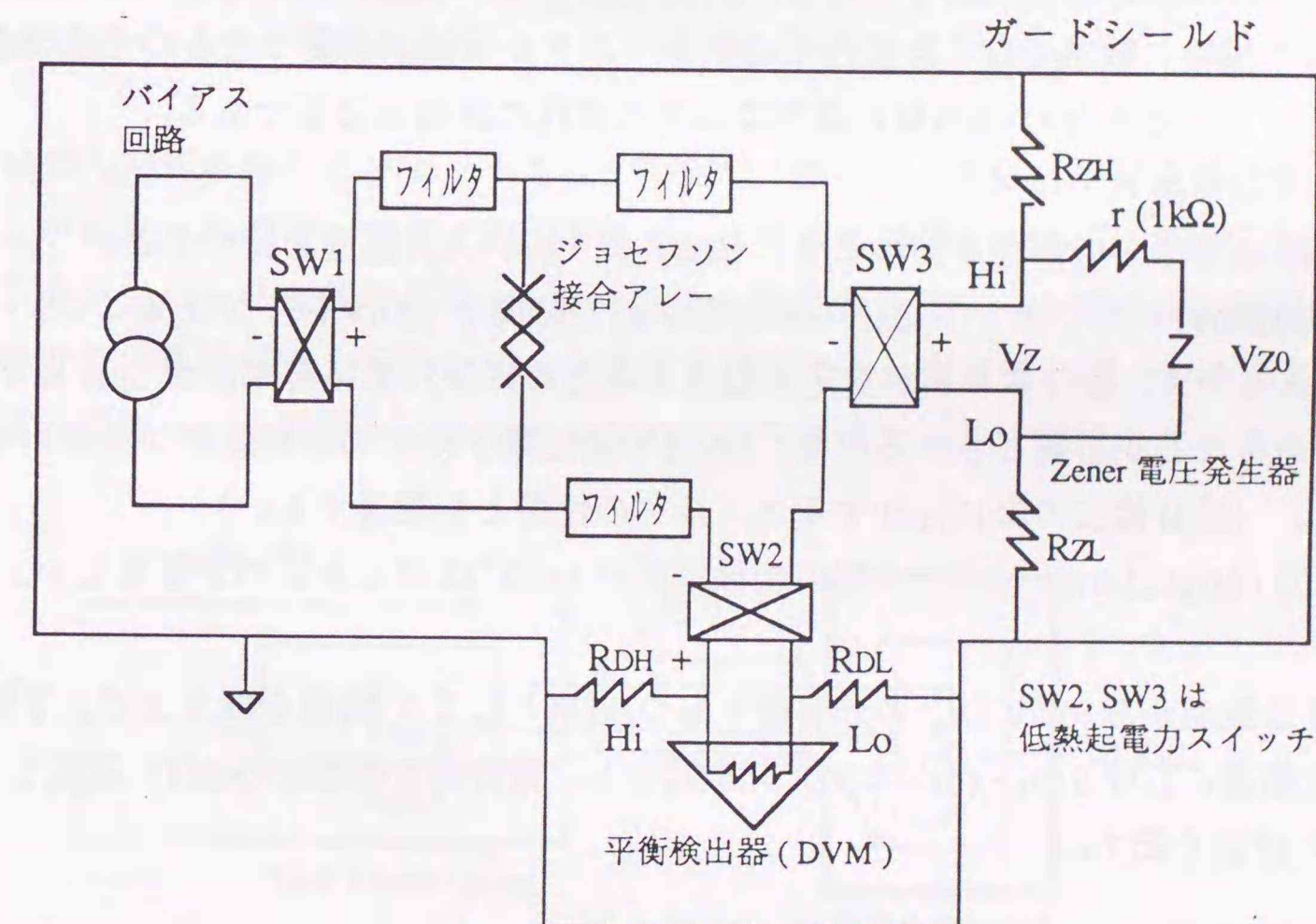


図1-1 ジョセフソン電圧標準システムの直流系

1.2 平衡検出器 (Null detector) としてのデジタル電圧計(DVM)

平衡検出器として何を選択するかにより、電圧標準装置としてより高精度を追及するか、道具としての実用性を追及するかその装置の目的とする性格が大きく変わる。ここでは産業界の電圧標準精度を現状のトレーサビリティ体系より2桁向上させる実用的な装置の開発を目指しており後者の立場である。

すなわち、光学的ガルバノメータやSQUIDはDVMより高感度であり高精度化に適しているが、振動や磁場に敏感でありその取り扱いに専門的な知識や技能が必要なことやアナログ出力のデータ処理をしなければならないので研究用に適している。しかし、産業界の生産現場は電磁波雑音や微振動は常にありまた装置の操作に熟練した人が常にいるとは限らないので、このような状況のもとで産業界で必要とする電圧標準装置の電圧標準精度を 1×10^{-8} まで高めることにして割り切り、実用機としての要件である比較的悪い環境下での稼働と操作者の技量に依存しないデータの再現性の確保のための自動化を設計方針としている。

この設計方針のもとでの平衡検出器としては、DVMは分解能（現状では10nV）に制約があるが1Vに対して 1×10^{-8} の精度が得られること、デジタル化データが得られるので精密な校正の統計的処理に適すること、GPIB制御により自動計測が可能であること、および振動や磁場に敏感でなく除振台や磁気シールドルームが不要であるので適切な機能を備えている。そのためのDVMの選択には次の項目の評価が必要である。

- (a) 10 nV よりよい分解能を持つこと。10 nV よりよい入力感度を持つこと。
- (b) 入力短絡時のオフセット電圧の安定性が測定時間中 10 nV 以下であること。
- (c) ジョセフソン接合アレーが安定に動作するためには外来雑音電流が5 μ A 以下であることが必要とされるので、DVM の測定端子からの放射雑音が小さいこと。（雑音除去の為に付加するフィルタの性能とも関連する。）
- (d) 入力 (High, Low) とガード間の絶縁抵抗が $1 \times 10^{12} \Omega$ 以上あるのが望ましい。

このような観点から10 nV 以上の分解能をもつDVMとして6機種を取り上げ、予備的な評価で2機種に絞り(b)～(d)について比較調査し、最終的な機種はR6561に選定した。以下にその評価を記す。

1) DVMの入力短絡時のオフセット電圧の安定性

測定時間内に平衡検出器に起因する電圧ゆらぎが被測定対象の電圧ゆらぎより十分に小さくなければならない。平衡検出器としてのDVMに起因する電圧ゆらぎを評価するた

めに、DVMの入力を短絡してオフセット電圧の安定性を測定する。測定法はDVMの測定用入力端子を直径2mmの銅線で短絡し、断熱処理を施した上で最高感度のレンジに設定して出力のドリフトを記録する。図1-2(a)に3457A(HP)、図1-2(b)に3458A(HP)、図1-2(c)R6561(Advantest)の測定データを示す。

これらの測定データをもとに各モデルのオフセット電圧とドリフト電圧の分散値を表1-1にまとめている。後述するように線形に変化するオフセット電圧は極性切り替えによりキャンセル出来るので、短時間ドリフト電圧の分散値の小さい方が良い。この結果が示すようにR6561はオフセット電圧の安定性に優れている。

表1-1 DVMの測定入力端子 短絡時のゼロ点ドリフト

モデル名	3457A	3458A	R6561
オフセット電圧	700 nV	180 nV	20 nV
ドリフト電圧の分散値	330 nV _{p-p} (1 σ で55 nV)	150 nV _{p-p} (1 σ で25 nV)	30 nV _{p-p} (1 σ で5 nV)

積分時間 2秒 (IT=100PLC)

2) R6561 のリーク電流の測定

DVMの入力短絡時のオフセット電圧の安定性の評価からR6561が安定性にすぐれていることがわかったので、つぎにR6561のリーク電流の評価を行なう。測定法は、測定入力端子をショートする代わりに10k Ω の抵抗を接続するとリーク電流による電圧を発生するのでその電圧測定を行ないリーク電流を評価する。測定法を図1-3に示す。10k Ω の抵抗の温度による影響を小さくするために発泡スチロールで断熱している。

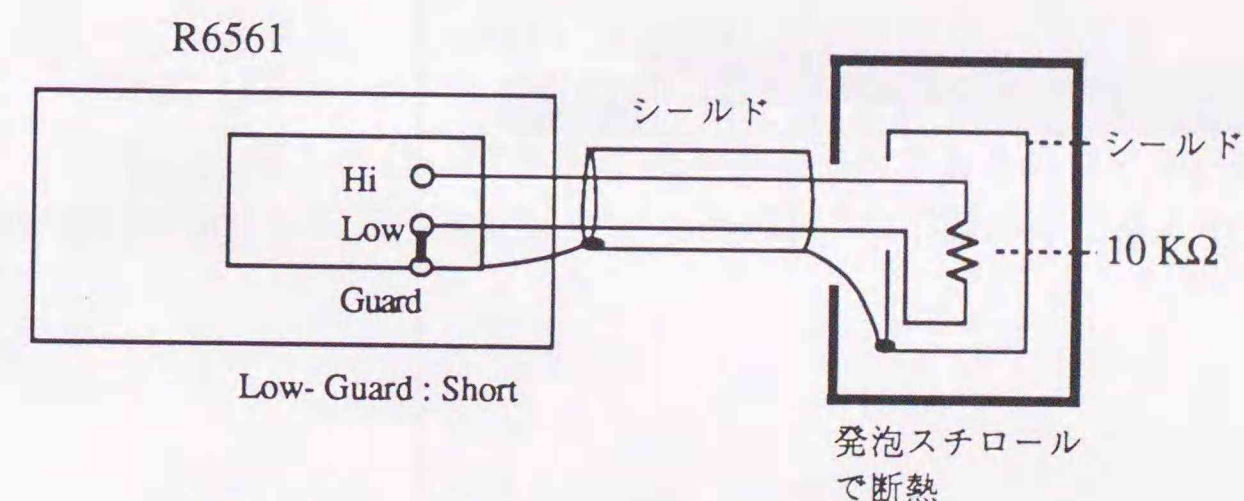


図1-3 リーク電流測定法

DVMの積分時間0.2秒および2秒の時のリーク電流測定データを図1-4に示す。

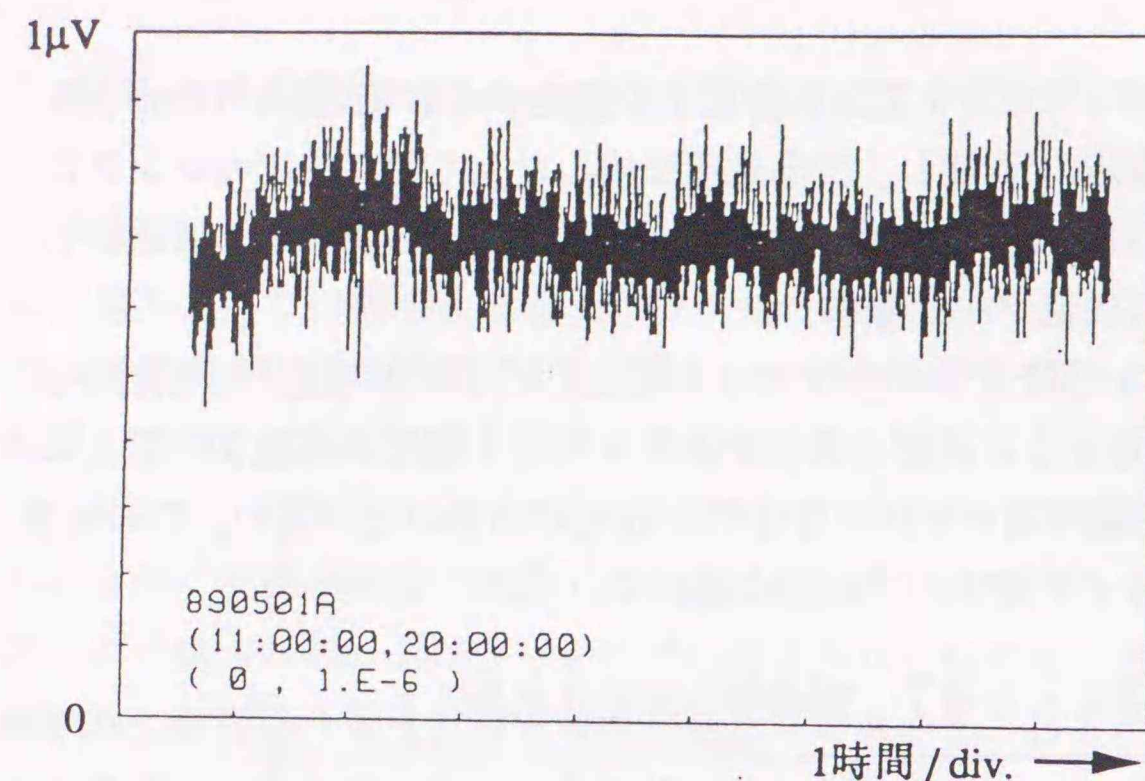


図 1-2(a)

3457A :
積分時間 2秒

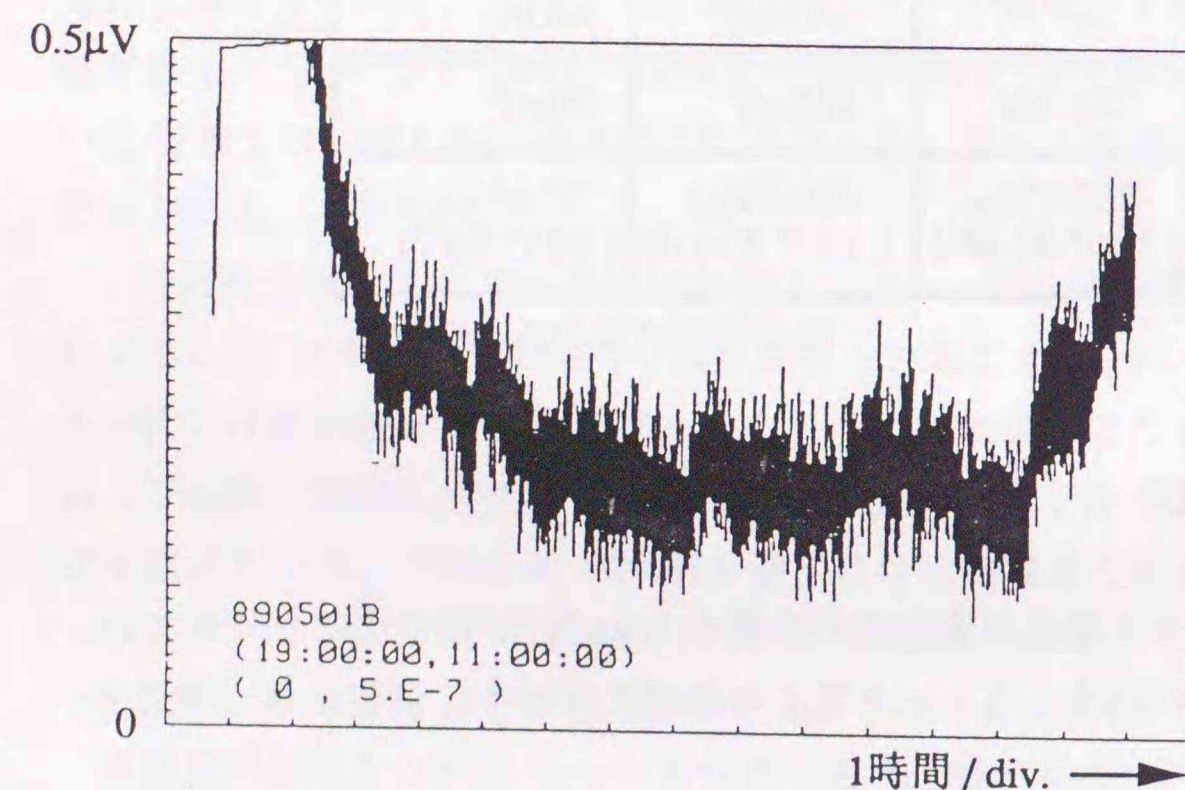


図 1-2(b)

3458A :
積分時間 2秒

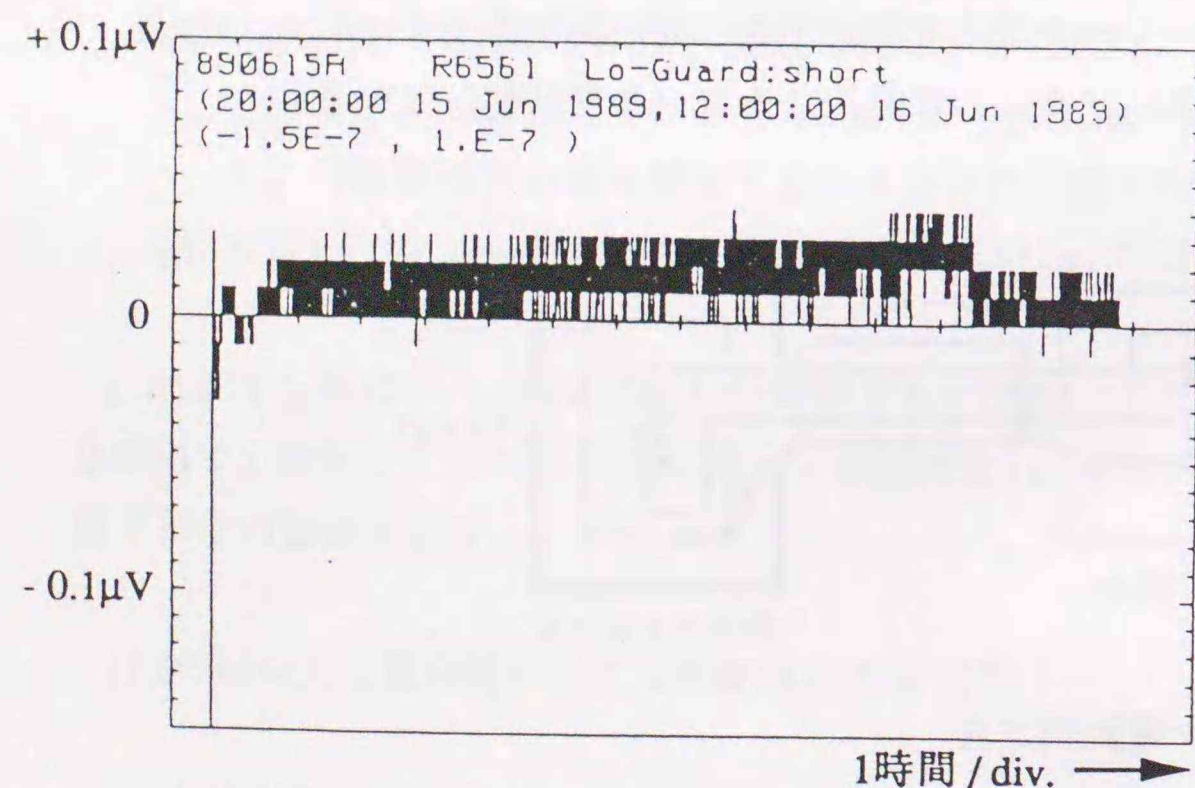


図 1-2(c)

R6561 :
積分時間 2秒

図 1-2 DVMの入力端子短絡時のゼロ点ドリフト

(縦軸尺度が各図ごとに異なっていることに注意)

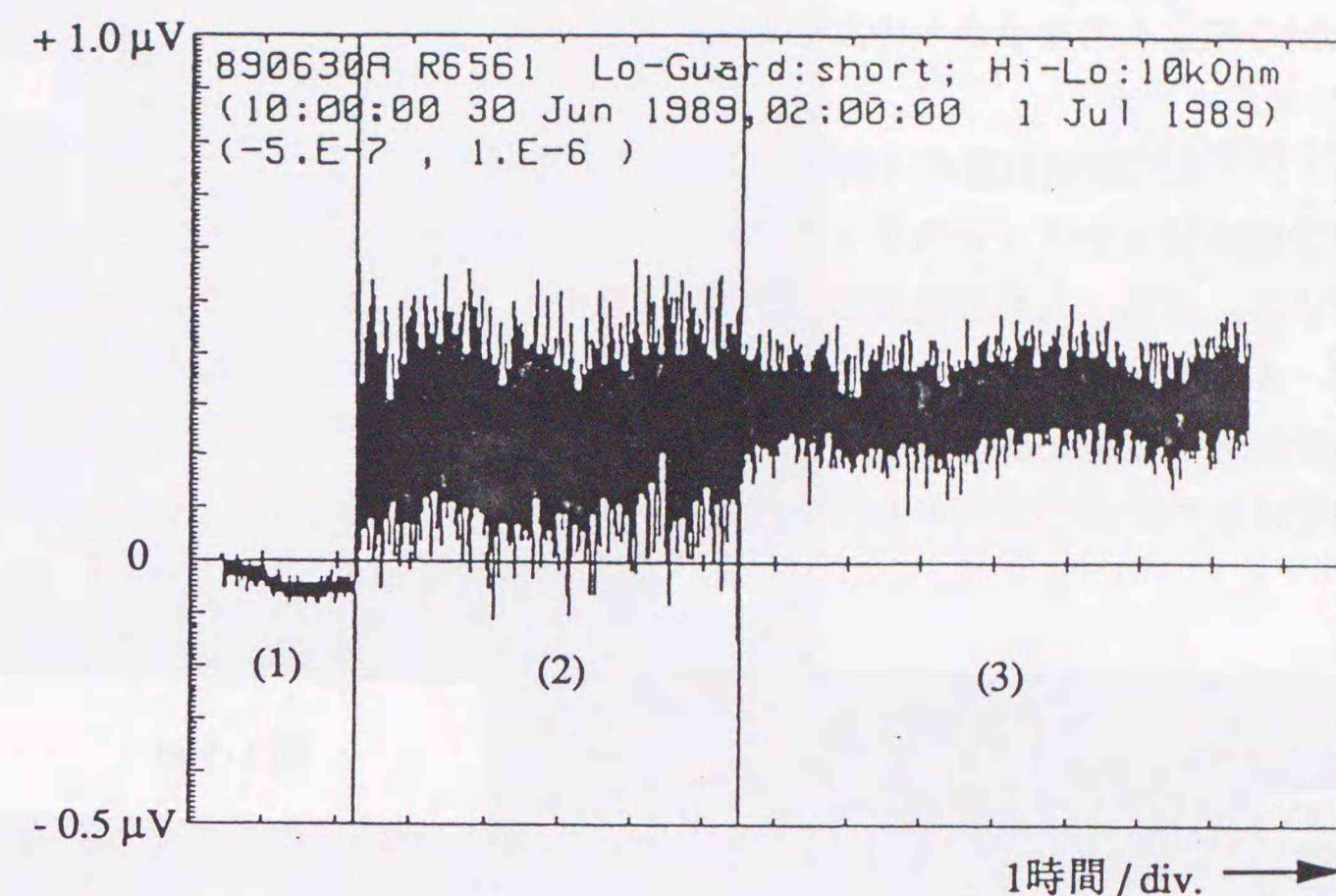


図 1-4 リーク電流の測定

(1) Hi-low 短絡, 積分時間 0.2 秒

(2) Hi-low間 10kΩ, 積分時間 0.2 秒 --- リーク電流 50 pAp-p

(3) Hi-low間 10kΩ, 積分時間 2 秒 --- リーク電流 25 pAp-p

図 1-4 の測定結果より、DVMの積分時間が 2 秒の時のリーク電流 I_L の大きさは 25 pAp-p であり、標準偏差 1σ で 4.2 pA である。

DVMの測定端子からのリーク電流と被校正対象の電圧発生器の内部抵抗 R_i (例えば、Zener 電圧発生器の場合 1kΩ) および雑音除去フィルタの抵抗 R_f (仮に 10 Ω とする) の存在により、被校正対象の電圧の極性反転操作によっても除去できない非線形な電圧成分が残る。この非線形な電圧成分の大きさ V_R は、DVMの積分時間が 2 秒の時、

$$V_R = I_L \times (R_i + R_f) = (4.2 \times 10^{-12} \text{ A}) \times (1 \times 10^3 \Omega + 10 \Omega) = 4.2 \text{ nV} \quad (1-1)$$

となる。実際の測定上は DVMの 5 回の読み値の平均をとるので、 V_R は見かけ上は 1.9 nV になる。これは 1 V の電圧測定に対して 1.9×10^{-9} の不確かさであるので、許容範囲である。

3) DVMの測定入力端子からの放射雑音測定

ジョセフソン電圧標準装置の平衡検出器としてDVMを使用したときに、放射雑音が大きければ予定のジョセフソンステップに乗っても隣のステップに遷移するなどの不安定な動作をする。当面 入手可能なDVMの測定入力端子からの放射雑音（多くの場合、チョッパからの雑音）をFFTアナライザTR9404で測定したデータを図1-5に示す。測定周波数範囲は雑音が多く存在する0-5 kHzに設定し、入力形式は差動入力とし、かつ被測定対象のDVMのガードとFFTアナライザのガードは共通 (Common) 化している。

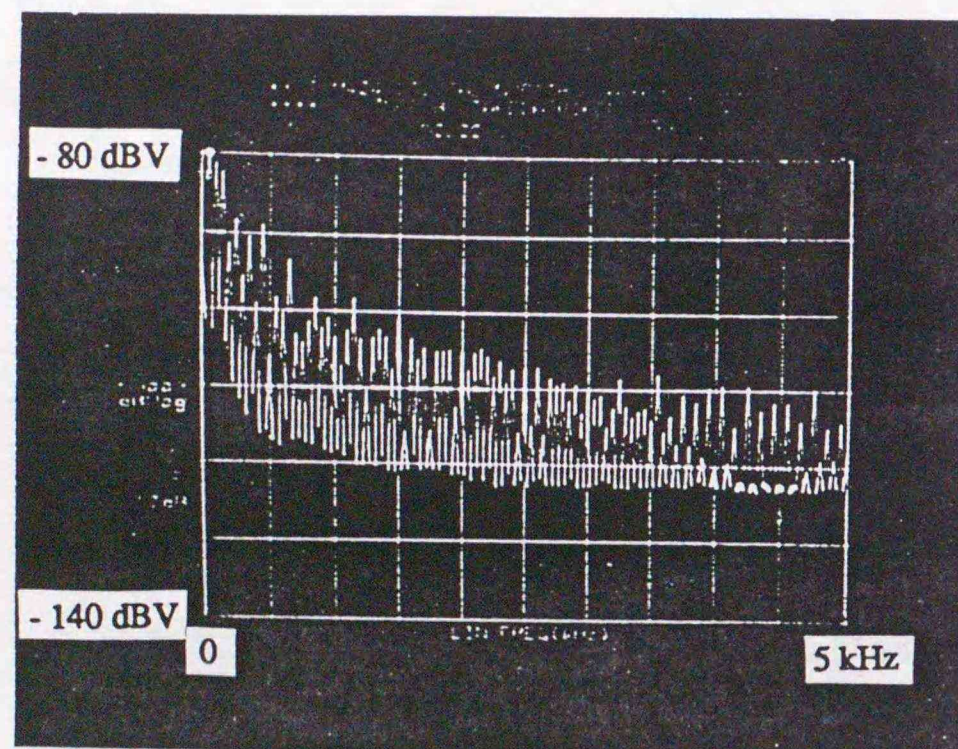


図1-5(a)

モデル 3458A
(YHP)

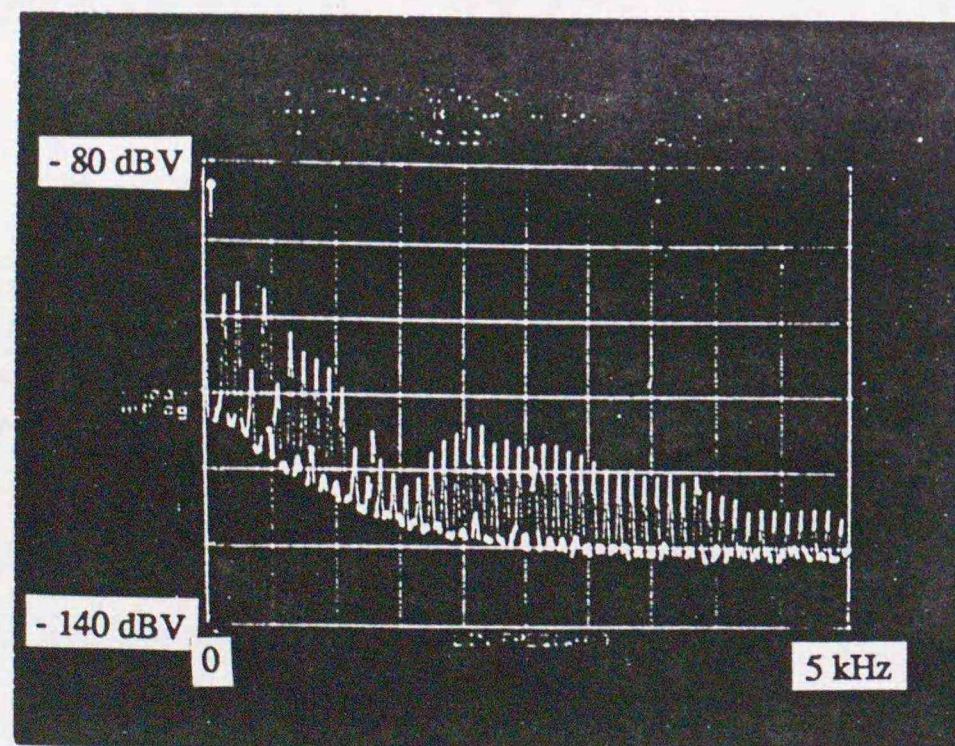


図1-5(b)

モデル 3457A
(YHP)

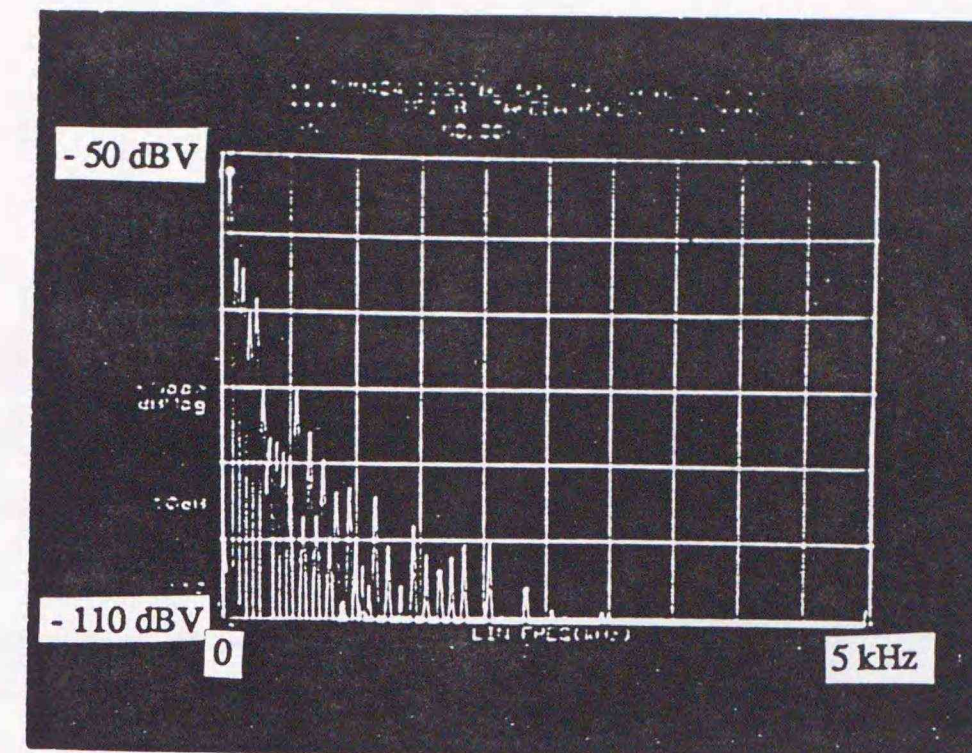


図1-5(c)

モデル R6871
(Advantest)

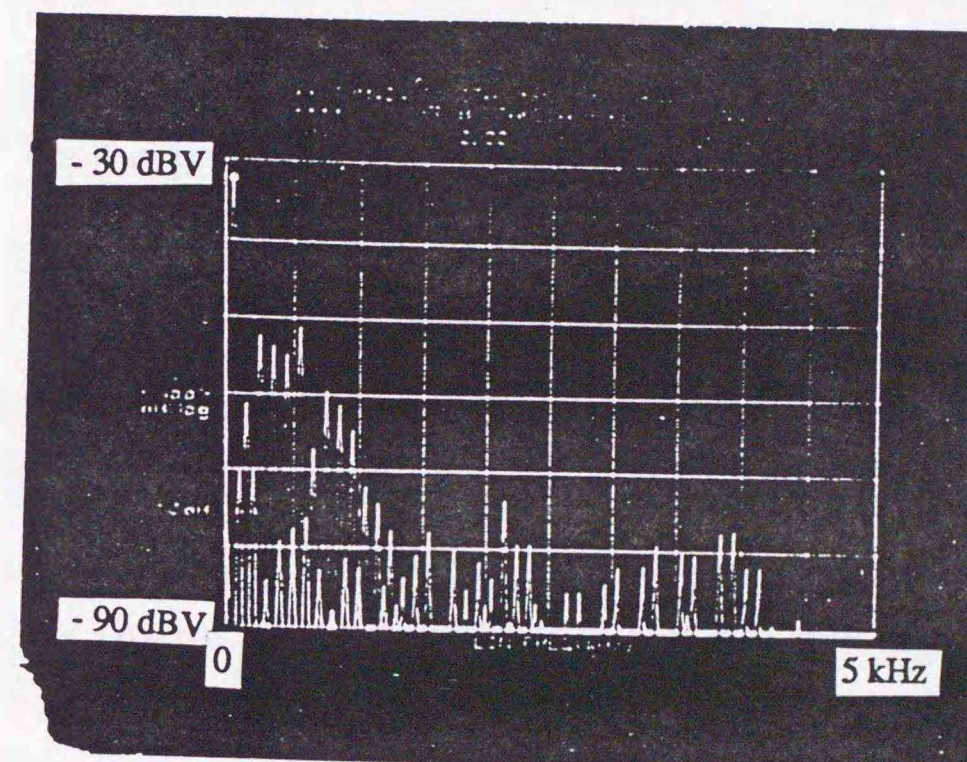


図1-5(d)

モデル181
(Keithly)

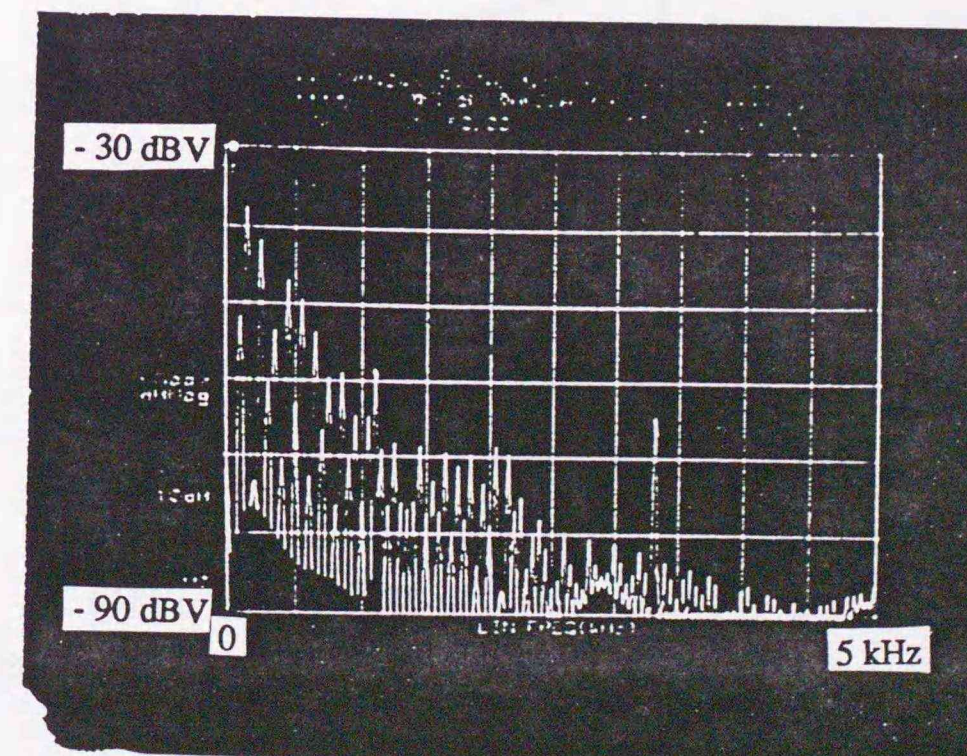


図1-5(e)

モデル1072
(Datron)

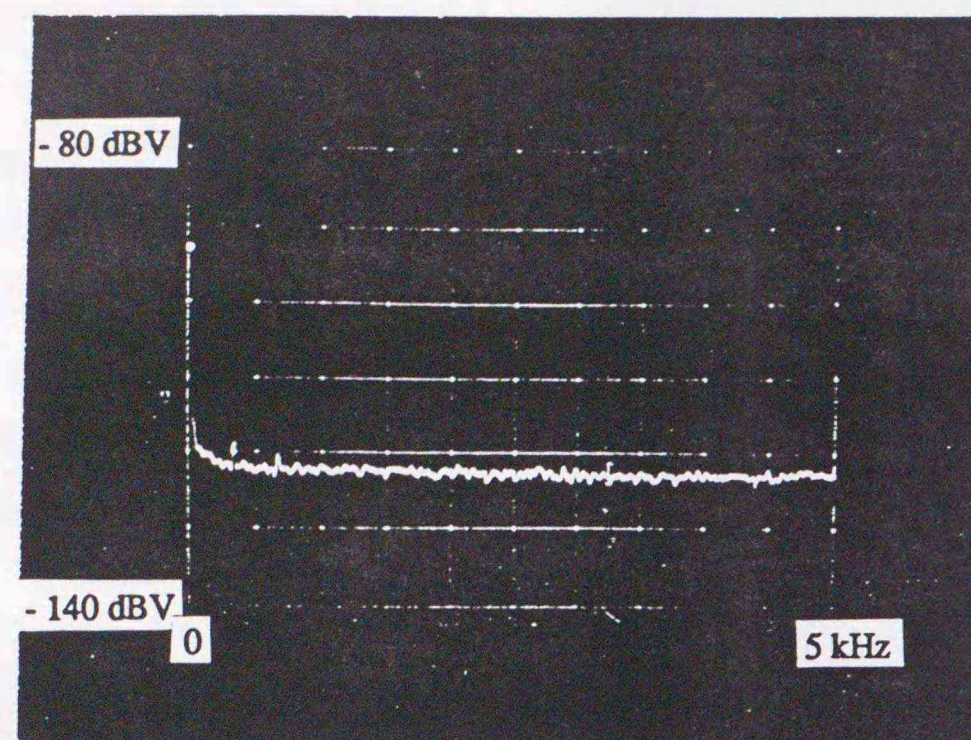


図 5-5(f)

モデル R6561
(Advantest)

図 1-5(a) ~ 1-5(f) に示すように、5kHz までの帯域では比較した 6 機種 of DVM のうち R6561 (Low-V 入力端子) が他の機種より雑音が 20dB 以上低いので平衡検出器としての DVM に適する。実際にシステムに組み込んだ状態でも、放射雑音の低い DVM を平衡検出器に使用した場合の方が必要とするステップ電圧の捕獲が容易であり、また捕獲後そのステップに留まる時間が長いことが確認されている。

すなわち、オフセット電圧の安定性、リーク電流の大きさ、測定端子からの放射雑音から評価して、全自動化ジョセフソン電圧標準システムの平衡検出器としての DVM としては R6561 が適している。

1.3 低熱起電力スイッチ

平衡検出器としての DVM の入力リーク電流や被測定対象の電圧発生器のリーク電流 (出力電圧/絶縁抵抗) の存在による電圧変動分を除去して真の値を求めるために、国家標準としての ETL-1 および本システムでは低熱起電力スイッチによる極性切り替え一次近似の方法を採用している。(ただし、この方法では変動の非線形成分は除去出来ない。)

今、DVM の入力リーク電流を I_L とし、雑音除去フィルタの抵抗を R_F 、被測定対象の電圧発生器の内部抵抗を R_I 、測定しようとする電圧を E とすると

$$\text{極性}(+) \text{ の時の DVM の電圧読み値 } V_+ = I_L(R_F + R_I) + E \quad (1-2)$$

$$\text{極性}(-) \text{ の時の DVM の電圧読み値 } V_- = I_L(R_F + R_I) - E \quad (1-3)$$

(1-2), (1-3) 式より、もとめる E の値は次式で表される。

$$E = (V_+ - V_-) / 2 \quad (1-4)$$

経時的に変化する電圧についても時間軸上の値を内挿すれば同じ方法が適用できる。

図 1-6 には極性を +, -, -, + と切り替えて t_3 における電圧値 E を求める手順を示している。

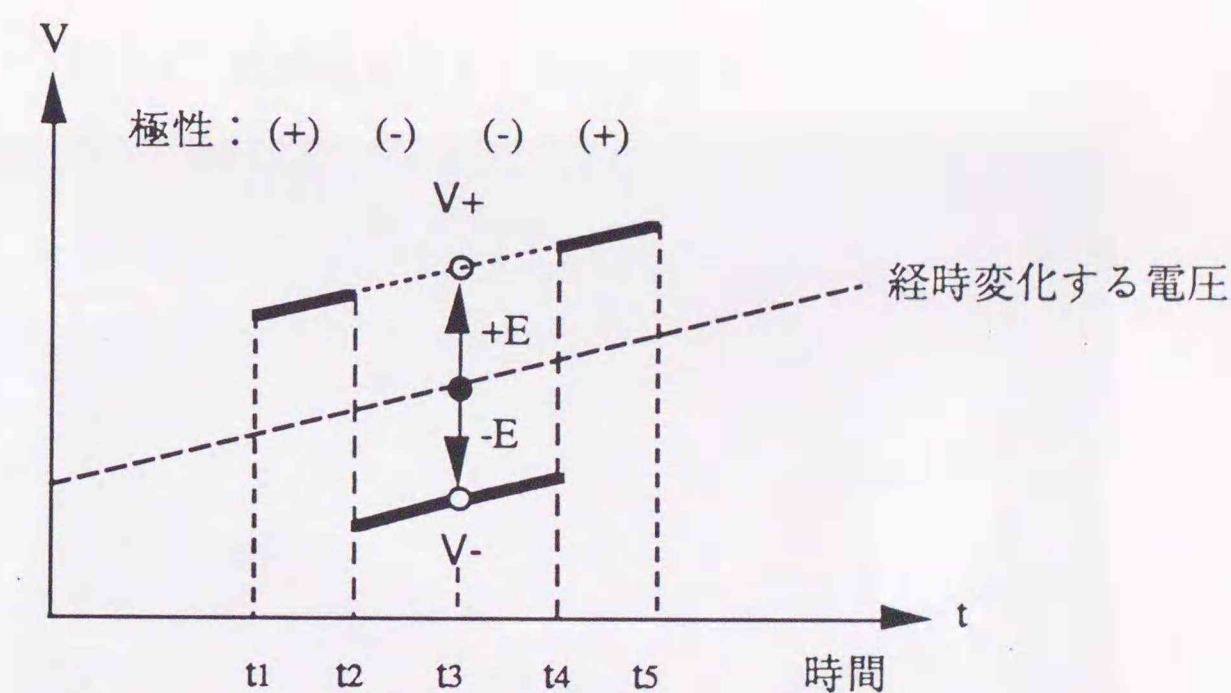


図 1-6 経時変化する電圧の測定

この時、極性切り替えスイッチの特性としては熱起電力 5 nV 以下、低熱起電力の再現性があること、システムコンポーネントとして使用するために外部制御 (GPIB) 可能であることが要求される。

ジョセフソン電圧標準として必要とされる精度を満たすに十分な 5 nV 以下の熱起電力、 10^{14} 以上の絶縁抵抗を持ちしかも GPIB 制御可能なスイッチは市販品には無い。

この要求に対処するために、東京光音電波製の特に熱起電力の少ない接点材料を用いたロータリースwitchをステッピングモータで回転し、それを GPIB 制御する機構が電総研で開発された⁴⁾本システムにもそれをそのまま使用している。図 1-7 にこの低熱起電力スイッチの上面図を、図 1-8 の写真はロータリースwitch部を発泡スチロールで断熱した二重構造アルミ箱に格納した様子を示すものである。

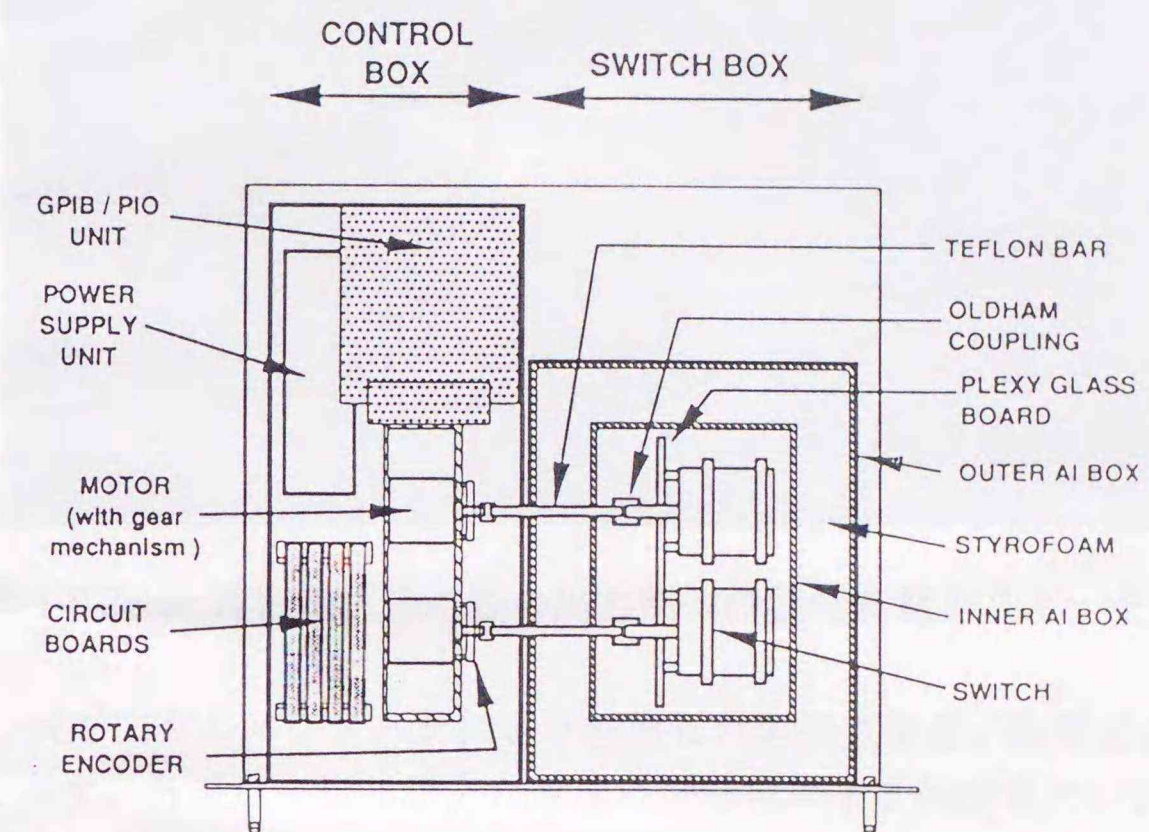


図 1-7 低熱起電力スイッチ上面図

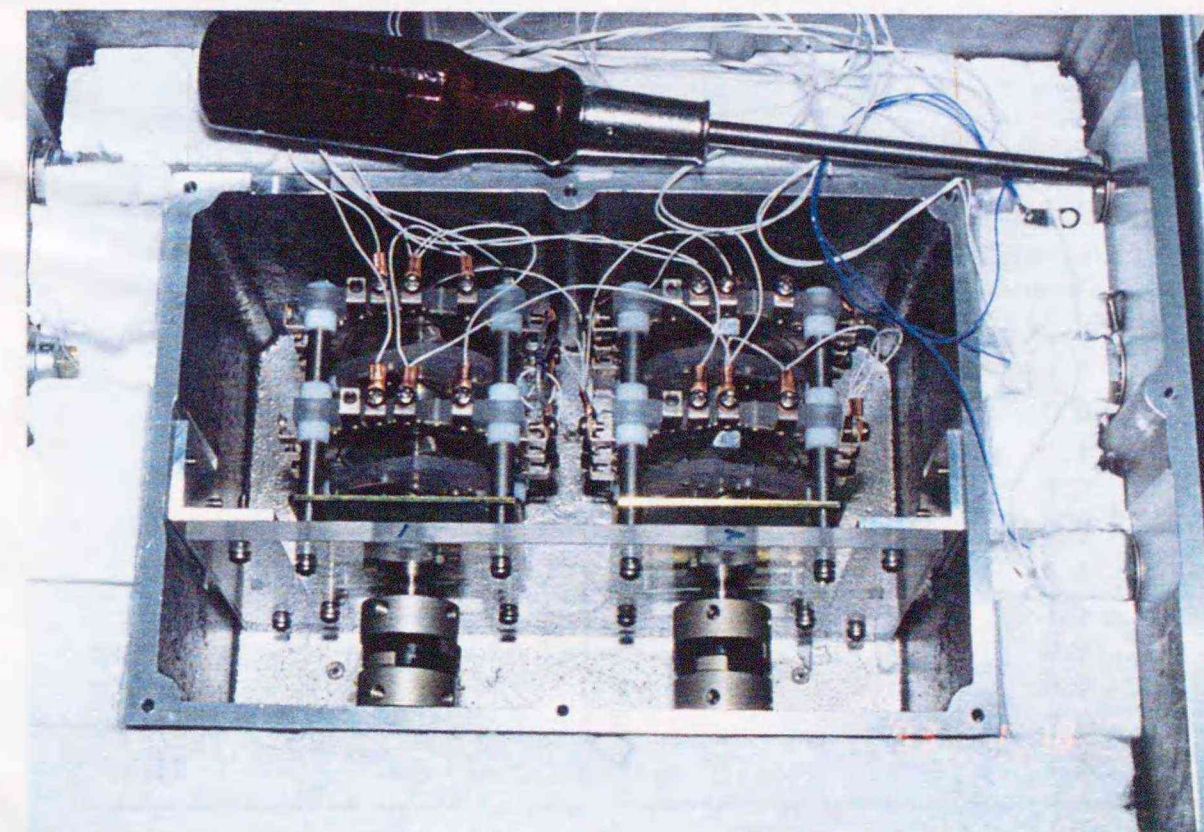


図 1-8 ロータリスイッチ部の格納

図 1-9 には Zener 精密電圧発生器の出力部へ極性切り替えのために低熱起電力スイッチを取り付ける様子を示している。

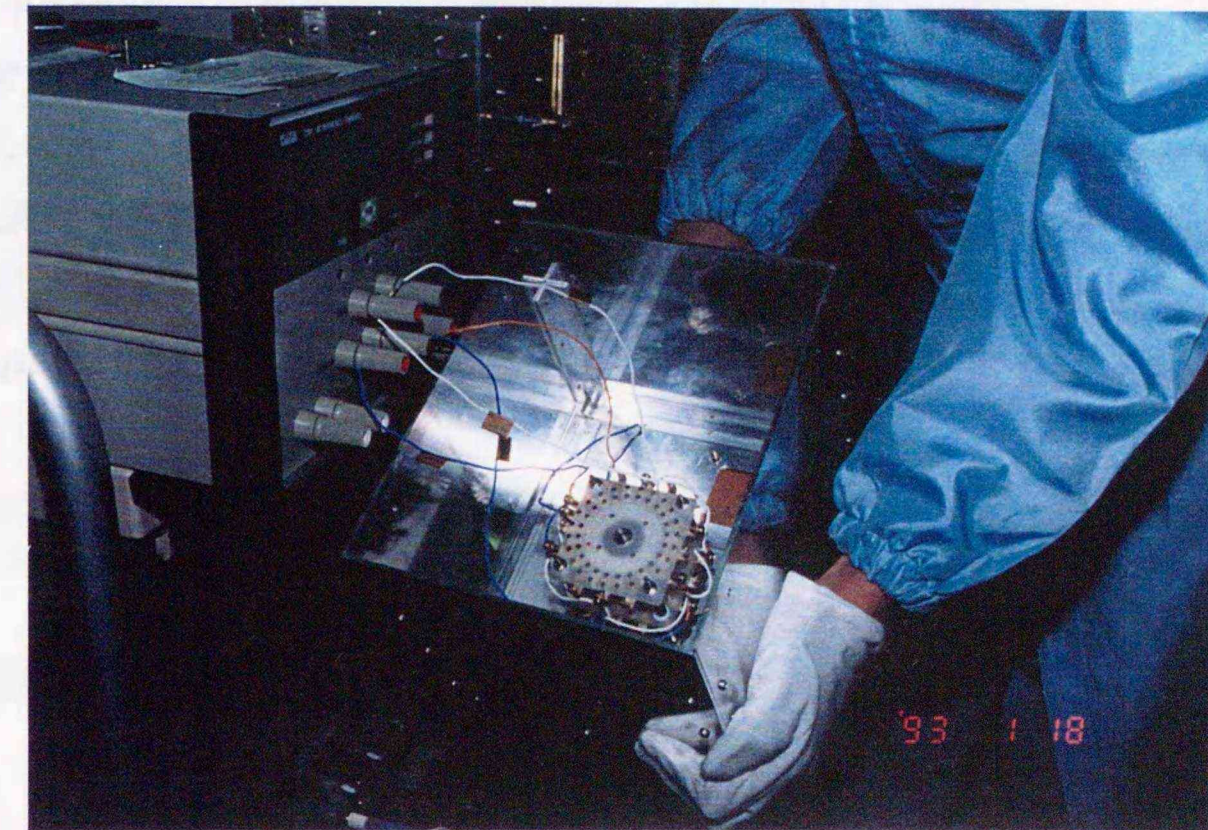


図 1-9 Zener 精密電圧発生器の出力部への低熱起電力スイッチ取り付け

表 1-2 に SQUID ガルバノメータにより検出した各接点位置の熱起電力の平均値と分散値 (1σ) を示す。各接点を切り替えた直後は摩擦熱による熱起電力があるが、2 秒経過後はこの表から各接点の熱起電力の絶対値は 0.6 nV 以下であり、標準偏差 (1σ) は 1.4 nV である。(標準電池スキャナとして市販されている低熱起電力スイッチ Data Proof 社モデル 320A の熱起電力保証値は 100 nV 以下である。)

Switch Position	Means of Thermal EMF's (nV)	Standard Deviation (nV)
1	-0.2	1.4
2	0.3	1.0
3	-0.4	0.9
4	0.1	1.1
5	0.0	1.2
6	-0.3	1.0
7	0.5	1.1
8	0.6	1.1
9	-0.1	0.9
10	0.1	0.9
11	0.6	0.8
12	0.3	1.5

表 1-2 低熱起電力スイッチの各スイッチ位置の熱起電力

1.4 精密校正手順

本システムで採用している精密電圧校正手順は、方向性のあるドリフトを取り除くために平衡検出器の極性を切り替え、かつ被校正対象の極性を+--+の順序で切り替える二重の手続きを1回分の校正データとして、最低でも3回分で統計的1校正データとしている。この手順の自動化とデータの再現性に本章1.3節で述べた低熱起電力スイッチの果たす役割は大きい。(なお、一方向性のない突発的変化や非線形的ドリフトについては極性反転平均化によって取り除くことが出来ないので誤差要因になる。)

図1-10に精密校正手順を示し、図1-11に具体的な校正例を掲げる。

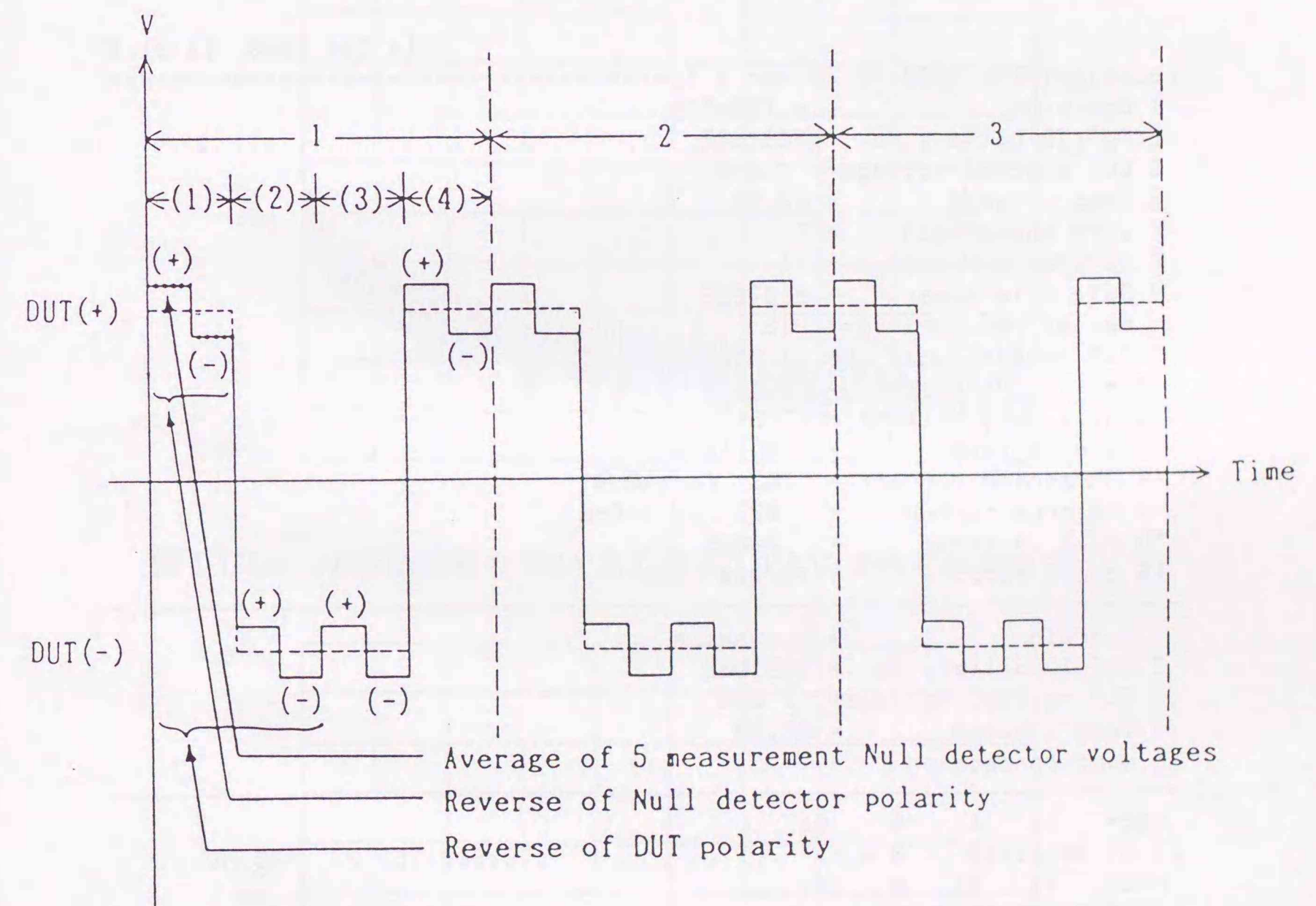


図1-10 精密校正手順


```

00:23:14 DVM : +0.007 uV ( 0.026 ) JJA +/- ThermalEmf = +1.018001439 V ( 2 )
00:23:56 DVM : +0.007 uV ( 0.028 ) JJA +/- ThermalEmf = +1.018001439 V ( 3 )
00:34:19 DVM : +0.011 uV ( 0.025 ) JJA +/- ThermalEmf = -1.018001260 V ( 4 )
00:49:00 DVM : +0.007 uV ( 0.022 ) JJA +/- ThermalEmf = -1.018001274 V ( 5 )
00:51:29 DVM : -0.011 uV ( 0.025 ) JJA +/- ThermalEmf = +1.018001435 V ( 6 )
00:54:37 DVM : -0.011 uV ( 0.023 ) JJA +/- ThermalEmf = +1.018001439 V ( 7 )
00:58:19 DVM : +0.008 uV ( 0.027 ) JJA +/- ThermalEmf = -1.018001267 V ( 8 )
01:02:52 DVM : +0.012 uV ( 0.025 ) JJA +/- ThermalEmf = -1.018001266 V ( 9 )
01:07:03 DVM : -0.002 uV ( 0.022 ) JJA +/- ThermalEmf = +1.018001437 V ( 10 )
01:07:46 DVM : -0.000 uV ( 0.029 ) JJA +/- ThermalEmf = +1.018001439 V ( 11 )
01:10:10 DVM : +0.004 uV ( 0.030 ) JJA +/- ThermalEmf = -1.018001267 V ( 12 )
01:10:52 DVM : -0.008 uV ( 0.025 ) JJA +/- ThermalEmf = -1.018001279 V ( 13 )
01:13:25 DVM : -0.007 uV ( 0.027 ) JJA +/- ThermalEmf = +1.018001459 V ( 14 )
01:17:55 DVM : +0.004 uV ( 0.020 ) JJA +/- ThermalEmf = +1.018001434 V ( 15 )

```

Data file = 910722B (/JJAUS/LOG/910722B:,700,0)

copyright ETL 1990.12.20 ver 4.13===== 14 Dec 1990 01:21:07

```

1 Operator          = H.YOSHIDA
2 DUT-ID battery no. = 5091002
3 DUT nominal voltage= 1.018
4 Temp., Humid.     = 23,50
5 wire connection   = T
6 divider's N volt   = 1
7 Data file name     = 910722B
  no. of rec. written= 15
9 JJA nominal volt   = 1.018000
10 null JJA balance  = 2.5E-8 [V]
11 null 10 V balance = 2.E-7 [V]
12 bias R_load       = 20 [Ohm]
13 Threshold current = .03 [V/1kOhm]
14 balance current    = .023 [V/1kOhm]
15 pull in range     = .00025 [V]
16 drift factor      = +0.000 [ppm]

```

```

-----p1-
1 Operator          = H.YOSHIDA
2 DUT-ID battery no. = 5091002
3 DUT nominal voltage= 1.018
4 Temp., Humid.     = 23,50
5 wire connection   = T

```

```

rec= 3; 4; 5; 6;
[ 1] 00:41:40 0 min.          +1.018001352 V +85 nV
rec= 7; 8; 9; 10;
[ 2] 01:00:36 19 min.         +1.018001353 V +86 nV
rec= 11; 12; 13; 14;
[ 3] 01:10:31 29 min.         +1.018001361 V +88 nV
-----
[ 3]
      mean = +1.018001355 V +86 nV
      stdev= +0.000000005 V  2 nV
=====

```

図1-11 具体的な校正例

1.5 雑音除去フィルタ

ジョセフソン接合アレーにミリ波を照射して生ずるステップ電圧を選択した場合、雑音に対する安定性を確保するためにジョセフソン電圧標準システムの平衡検出器として測定入力端子からの放射雑音の少ないものを選択することは既に1.2節で述べた。同様な配慮は被校正対象のZener電圧発生器に対しても行なう。図1-12(a), (b)に示すようにZener電圧発生器732A(Fluke)の場合は電源駆動方式としてAC駆動とバッテリー(DC)駆動では電圧出力(1.018 V)端子からの放射雑音が大きく異なる。雑音による不安定動作をさけるために、AC通電でバッテリーに充電し、DC駆動で校正作業を実施する。

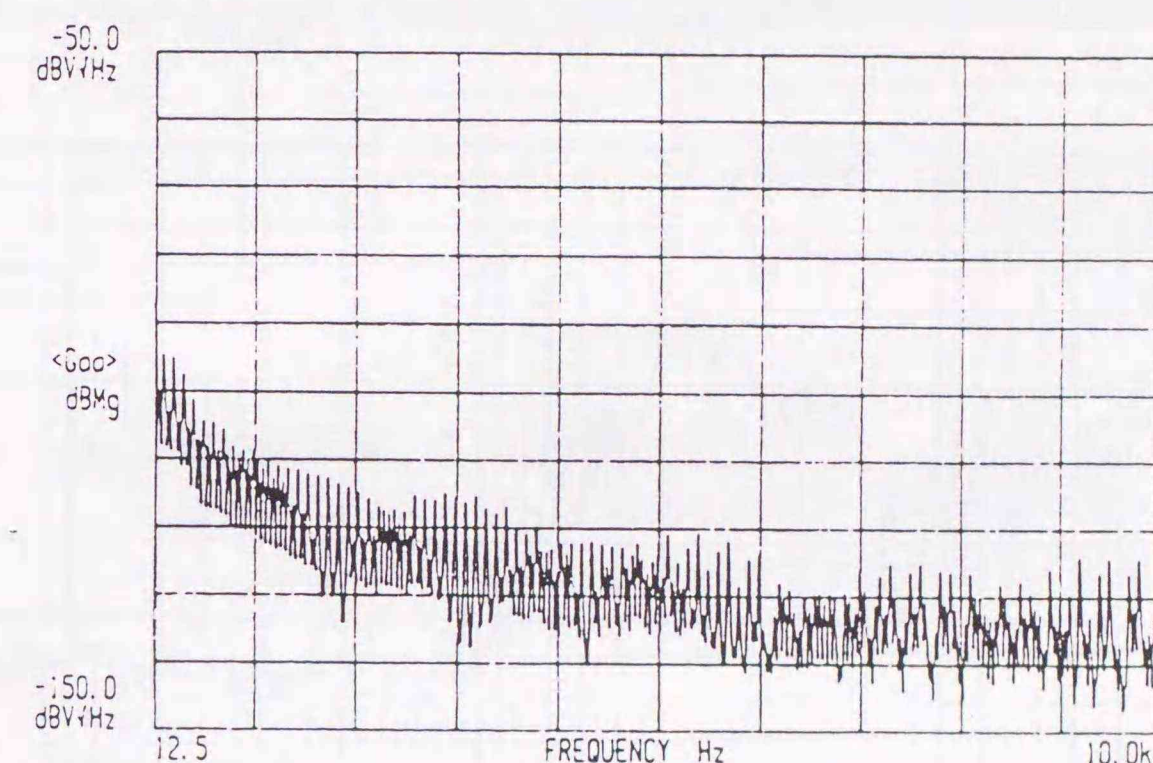


図1-12(a) AC駆動状態の732A出力端子(1.018 V)からの放射雑音

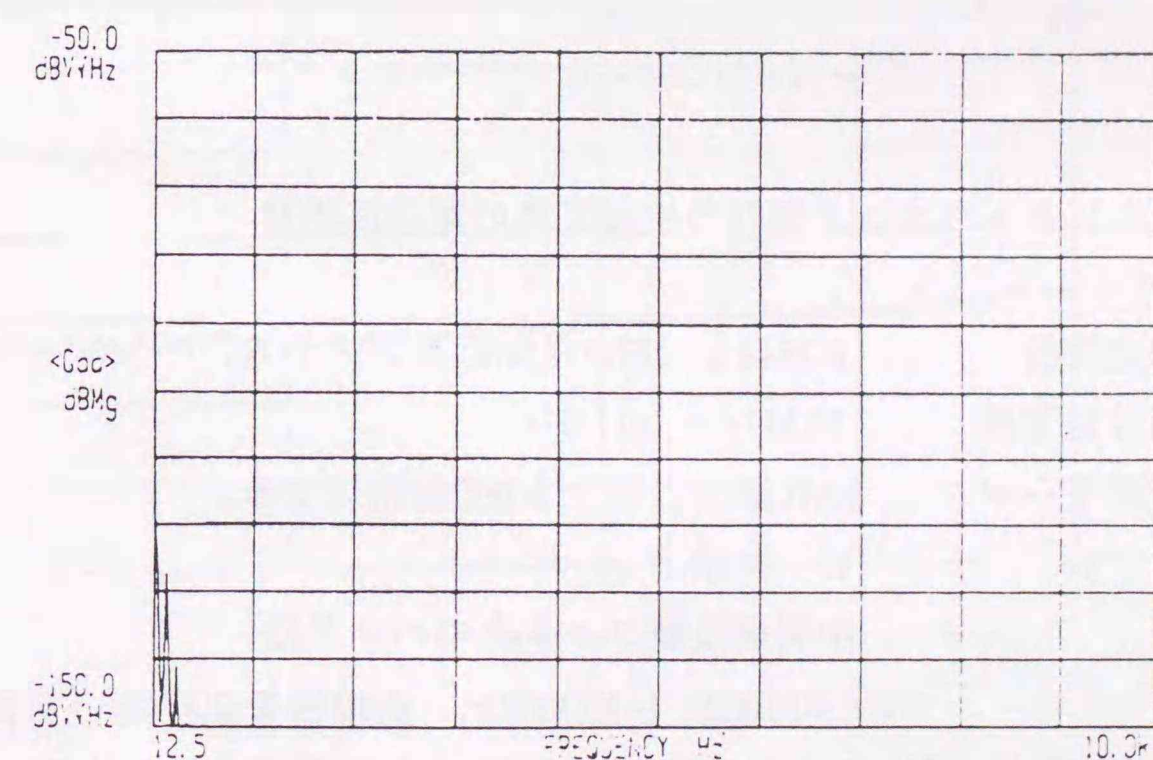


図1-12(b) AC駆動状態の732A出力端子(1.018 V)からの放射雑音

ジョセフソン電圧標準システムの信号経路内で雑音発生源となる平衡検出器とZener電圧発生器については前述したが、外部から来る空間伝搬電磁波雑音もある。国家標準としてのジョセフソン電圧標準システムの設置されている電子技術総合研究所地下二階の環境と異なり、産業界のエレクトロニクス機器の生産工場の場合は組立および調整途中の機器からの定常的に発生する大きな電磁波雑音がある。具体的な例として、図1-13(a)～(c)には(株)アドバンテスト群馬工場(LSIテストおよびスペクトラムアナライザ、デジタル電圧計などの測定機器の生産工場)の生産現場の10 kHz から1,000 MHz にわたる周波数領域の電磁波雑音を示す。このような悪い環境条件を特別な電磁シールドルームに格納すること無しに克服し、定常的に校正作業を遂行できてはじめて産業用ジョセフソン電圧標準システムと言える。

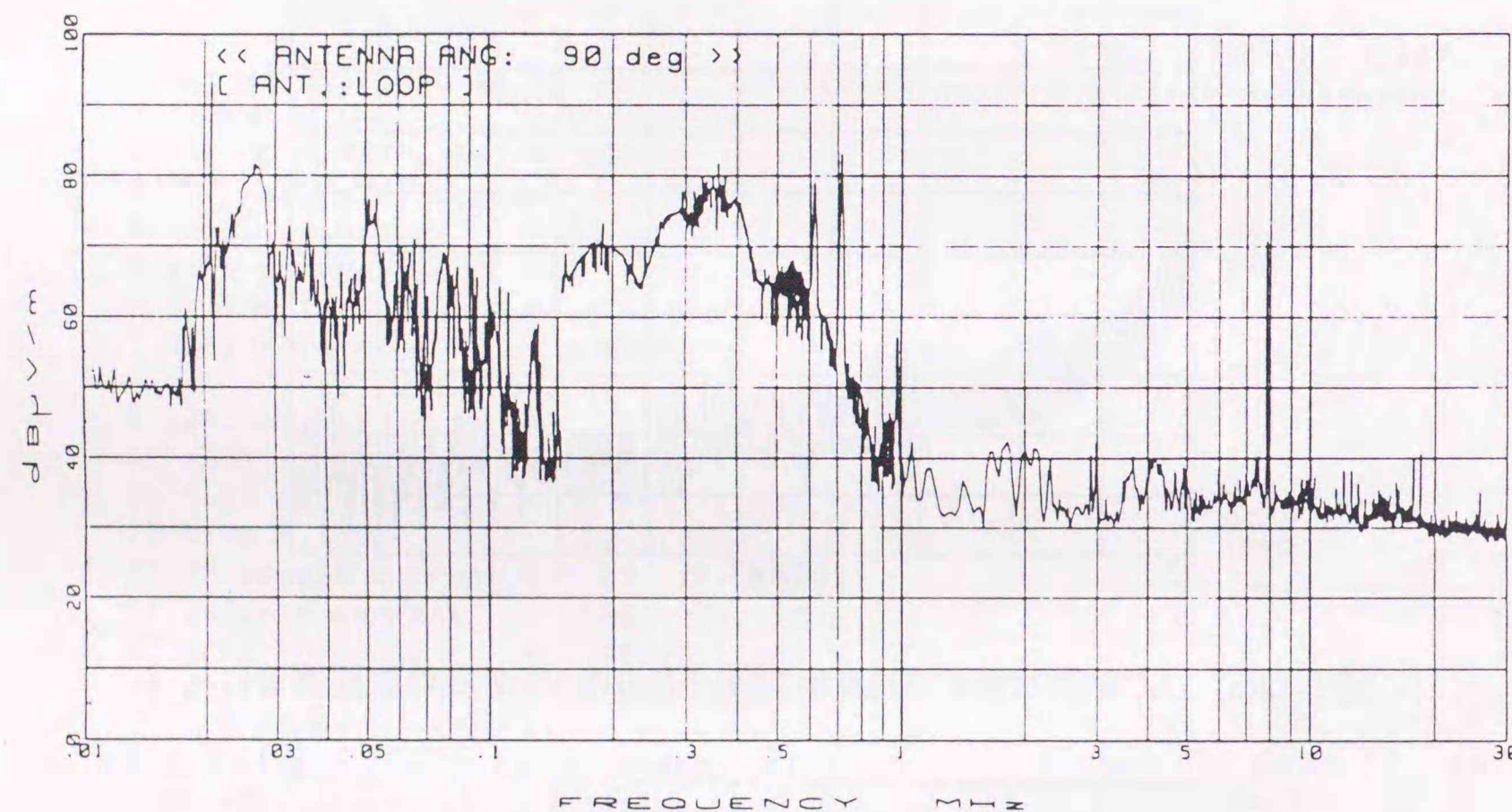


図1-13(a) エレクトロニクス機器の生産工場の電磁波雑音

測定装置 : R2541A (EMI自動計測システム)
 周波数帯域 : 10 kHz ~ 30 MHz
 検出モード : EMI 測定に関するIEC規格による。
 ピーク検出
 中間周波数フィルタのバンド幅
 10 kHz ~ 150 kHz; -6 dB幅で 200 Hz (規定による)
 150 kHz ~ 30 MHz; -6 dB幅で 9 kHz (" ")
 アンテナ : ループアンテナ (アンテナモードは垂直、90°)

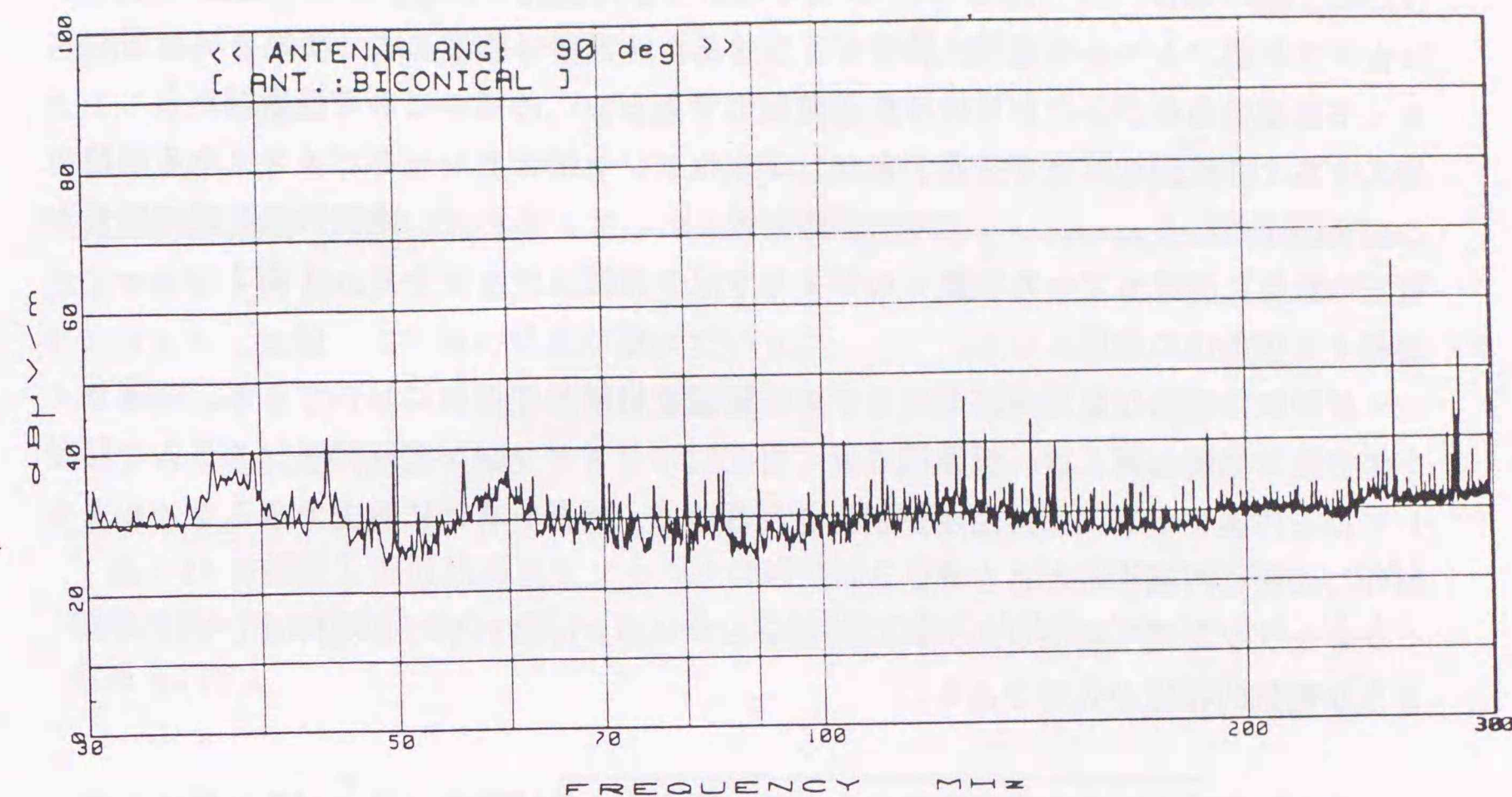


図1-13(b) 周波数帯域 : 30 MHz ~ 300 MHz
 検出モード : ピーク検出 (IFバンド幅; 120 kHz)
 アンテナ : バイコニカル (アンテナモードは垂直、90度)

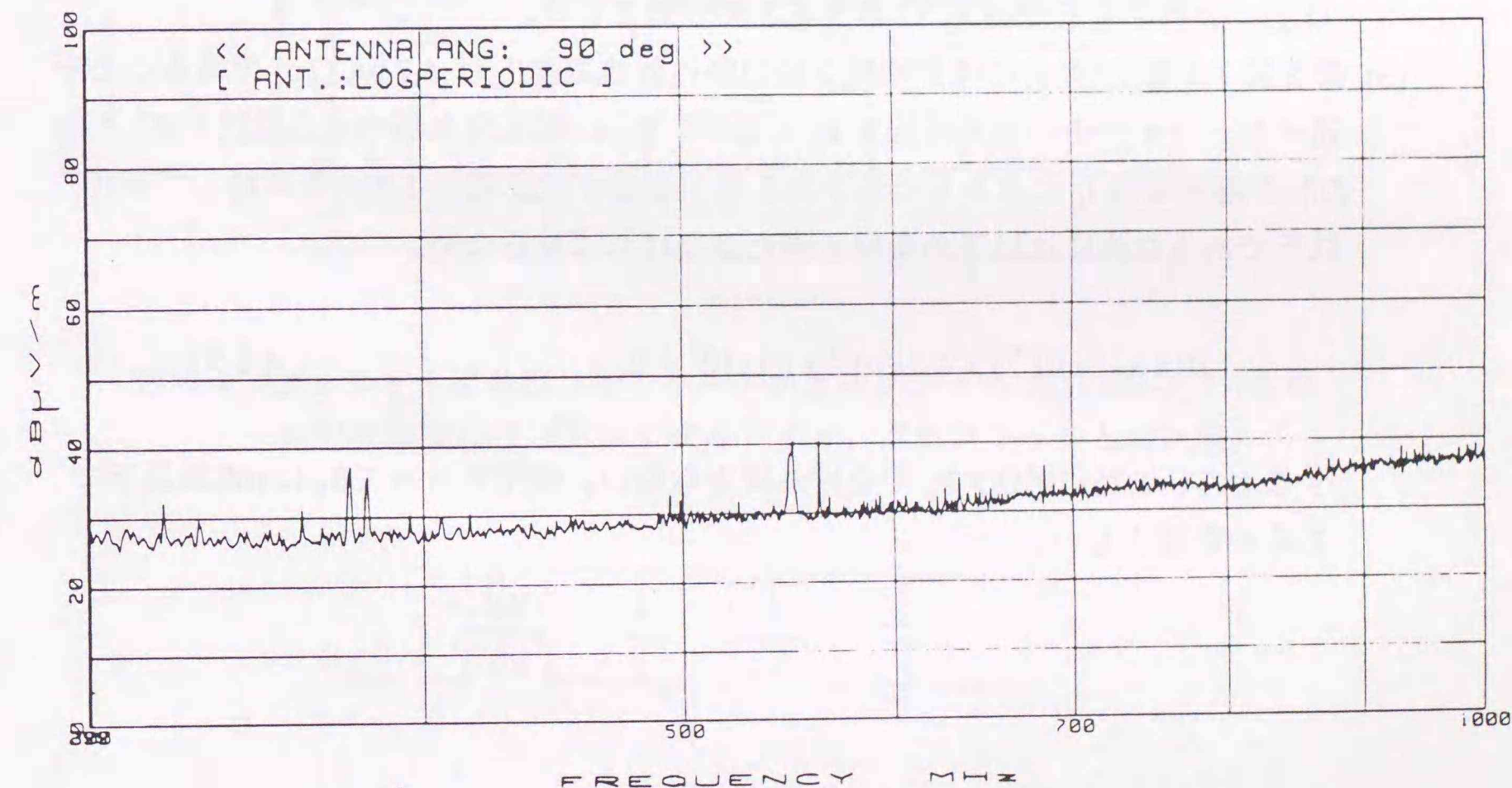


図1-13(c) 周波数帯域 : 300 MHz ~ 1,000 MHz
 検出モード : ピーク検出 (IFバンド幅; 120 kHz)
 アンテナ : ログペリオディック (アンテナモードは垂直、90度)

この工場の場合、図 1-13(a) ~ (c) に見られるように空間を伝搬する 10 kHz から 1 MHz にかけての高いレベルの電磁波雑音が存在する。生産する機器によってあるいは日時によって変動はあるが、これはほぼ典型的な例である。このほかにも電源系統から侵入するより低周波雑音が存在するが、ジョセフソン接合アレーをバイアスする回路はこの問題を避けるためにバッテリー駆動方式をとっているため、空間飛来電磁波雑音が校正のために留まっていた次数 n のジョセフソン電圧ステップから $n+1$ あるいは $n-1$ へ遷移する誤動作の原因となる。

一般的には厳重な電磁シールドルームに装置を格納してこれに対処するが、生産ラインの必要な場所（例えば、恒温槽の近くなど）にジョセフソン電圧標準システムを移動して校正作業をするには自由度が制約されるので、雑音を有効に除去できるフィルタを製作し装置に内蔵することを考える。

ジョセフソン電圧標準システムに内蔵するフィルタの満たすべき条件として、次のような電気的特性が必要である。

- (1) 直流信号を通過させ高周波雑音を有効に除去する低域通過（ローパス）型フィルタであること。
- (2) 信号線間および信号線とガード間の絶縁抵抗は、Zener 電圧発生器の出力抵抗が $1\text{ k}\Omega$ であるので漏洩電流による不確かさが 1×10^{-8} 以下であるためには $1 \times 10^{11}\Omega$ 以上、余裕をもって $1 \times 10^{12}\Omega$ 以上あるのが望ましい。
- (3) 第 2 部 1.2 節で DVM の積分時間 2 秒の時の漏洩電流 I_L は 4.2 pA (1σ) であることを述べた。フィルタの直流抵抗を R_F として、Zener 電圧発生器の出力抵抗 $1\text{ k}\Omega$ と R_F の和が漏洩電流 I_L によりもたらされる電圧変動が校正電圧 1.018 V に対して 1×10^{-8} 以下であるためには以下の条件を満たさなければならない。

$$1.018 \times (1 \times 10^{-8}) > 4.2 \times 10^{-12} \times (1 \times 10^3 + R_F) \quad (1-5)$$

すなわち、 $1.26 \times 10^3 \Omega > R_F$ でなければならない。余裕をもって R_F は 100Ω 以下であるのが望ましい。

抵抗 (R) とコンデンサ (C) で構成する RC 型ローパスフィルタも考えられるが、上記(1)と(3)の条件を同時に満たす事は困難である。このため、ここではコイル (L) と C でローパスフィルタを構成することにし、高周波での減衰効果を大きくするためにフェライト装荷型のコモンモードチョークコイル (PLH20H-2523R0: 村田製作所) を採用している。PLH20H-2523R0 の定格はインダクタンス 2.5 mH 、定格電流 3.0 Arms 、直流抵抗 0.1Ω 以下である。図 1-14 に高周波減衰特性を示す。トロイダルコイルに比較して低域が、ボビンコイルに比較して高域の減衰が優れている。

コンデンサとしては、比較的大きな容量が実現でき絶縁抵抗が高いポリプロピレンコンデンサ $0.22\text{ }\mu\text{F}$ (MKP-1845: ドイツ ERO 社) を採用している。絶縁抵抗は $2 \times 10^{14}\Omega$ 以上である。

図 1-15 に構成した低域通過型フィルタの回路図を示し、図 1-16 にこのフィルタの低域通過特性を示す⁹⁾。また、図 1-17 (a), (b) には実際の装着状態の (カバーをはずした) 写真を示す。

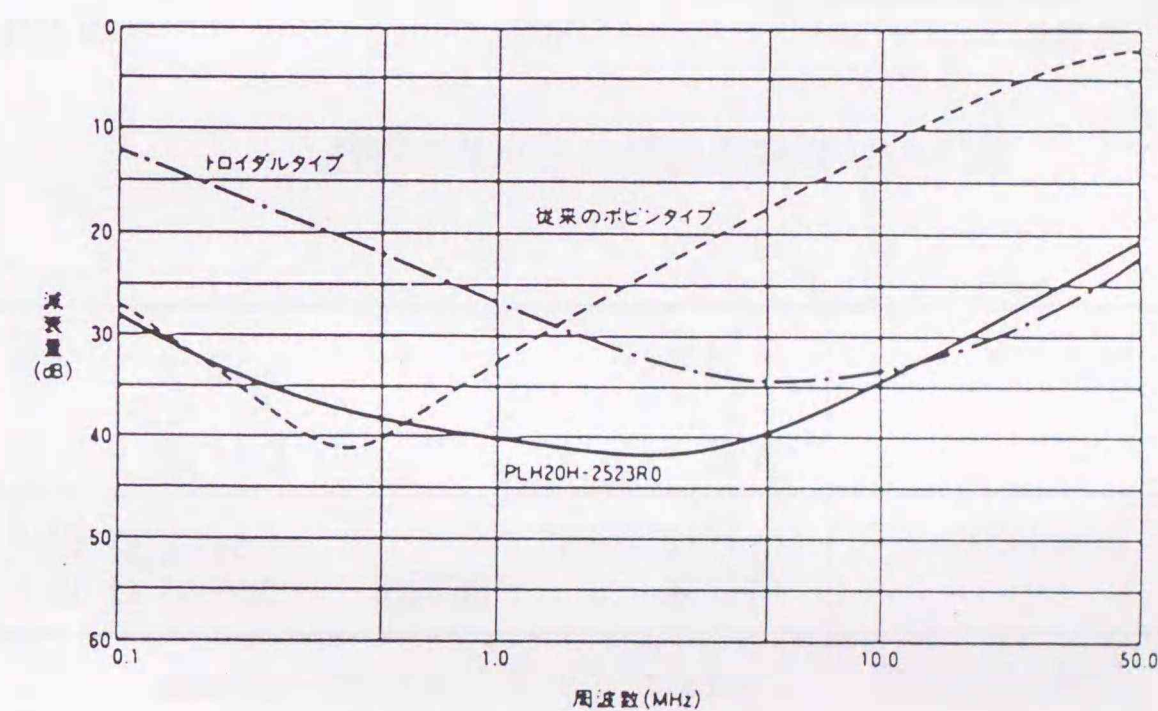
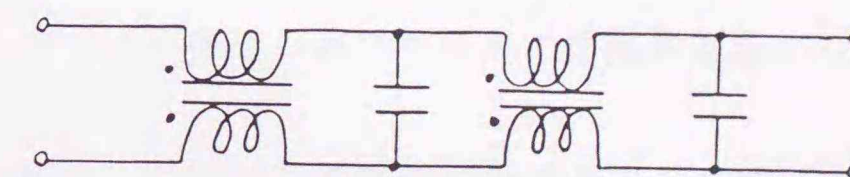


図 1-14 フェライト装荷型コモンモードチョークコイル PLH20H-2523R0 の高周波減衰特性 (トロイダルコイル、ボビンコイルとの比較)



L : PLH20H-2523R0 2.5 mH
C : MKP-1845 $0.22\text{ }\mu\text{F}$

図 1-15 LC 低域通過型フィルタ回路

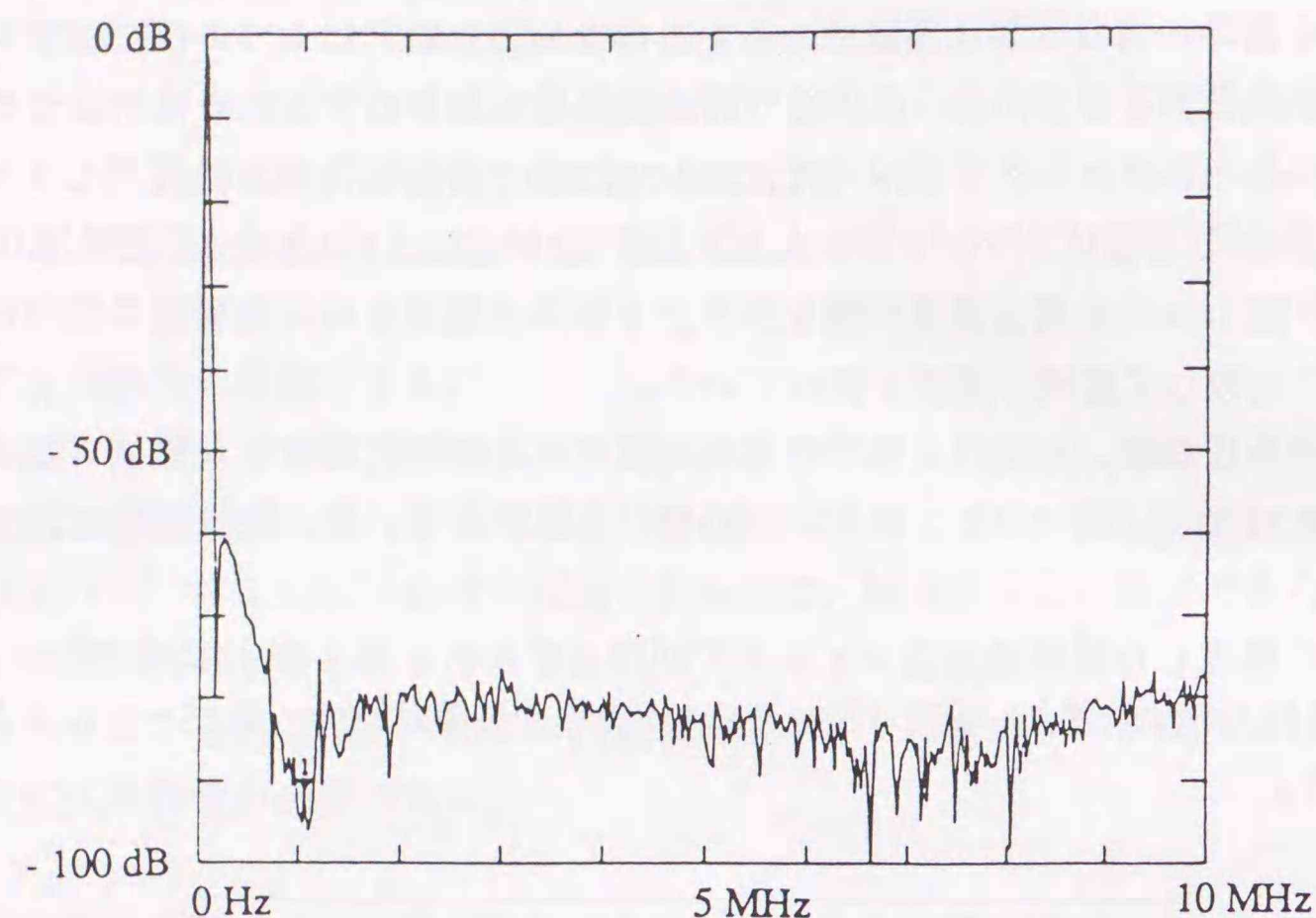


図 1-16 低域通過型フィルタの特性

1. 直流特性	直流抵抗 インダクタンス 容量	0.12 Ω 5 mH 0.44 μ F
2. 絶縁抵抗	信号線間抵抗 信号線 - ガード間抵抗	$1.5 \times 10^{12} \Omega$ 以上 $2.0 \times 10^{14} \Omega$ 以上
3. 低域通過特性	- 3 dB カットオフ周波数 減衰特性 : 150 kHzにて 1 MHz " 10 MHz "	53 kHz - 60 dB - 80 dB - 80 dB

表 1-3 低域通過型フィルタの総合特性

表 1-3 に開発した低域通過型フィルタの総合的特性を掲げる。直流抵抗 R_F は 0.12 Ω と制約条件よりはるかに小さく、信号線とガード間の絶縁抵抗も $2 \times 10^{14} \Omega$ と満足すべき値が実現できている。高周波的にも図 1-16 に示すように 53 kHz 以上の周波数帯域では減衰量が急激に増加し雑音を有効に除去する。

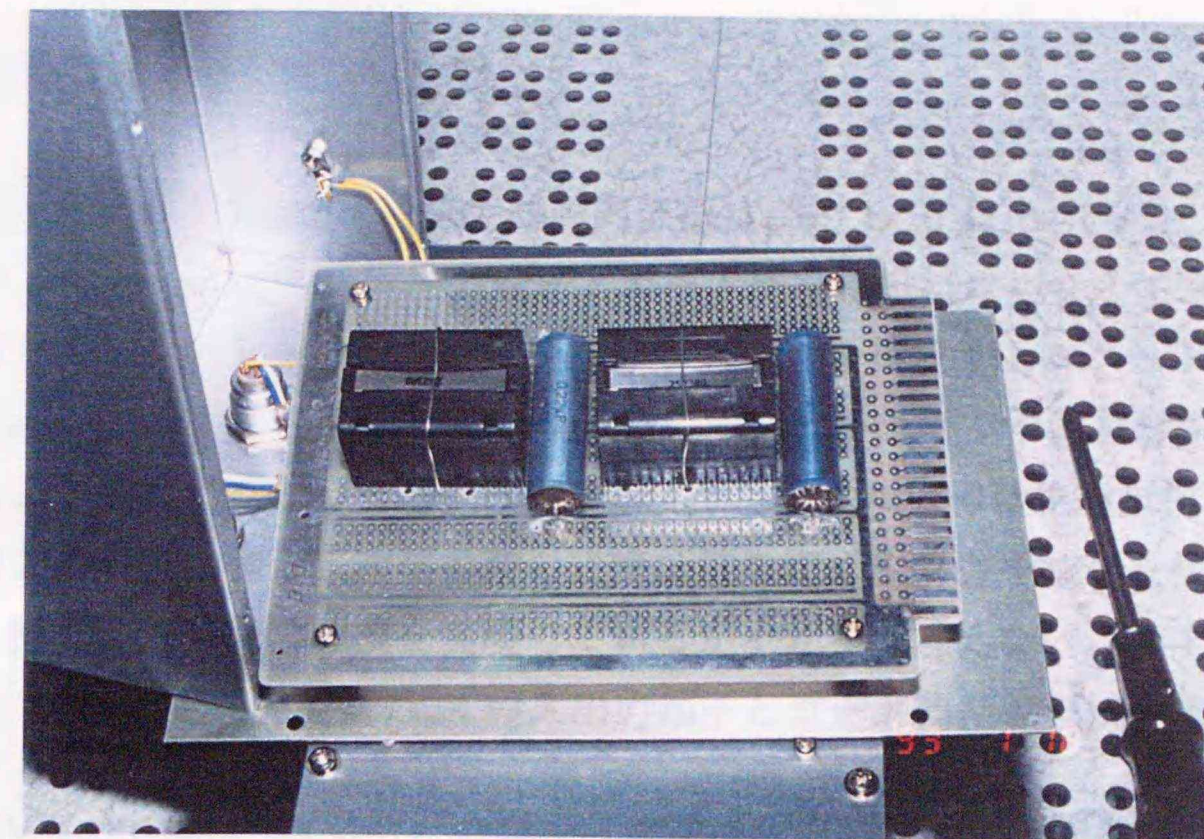


図 1-17(a) 雑音除去フィルタの装着例 (Zener とバイアス回路の間)

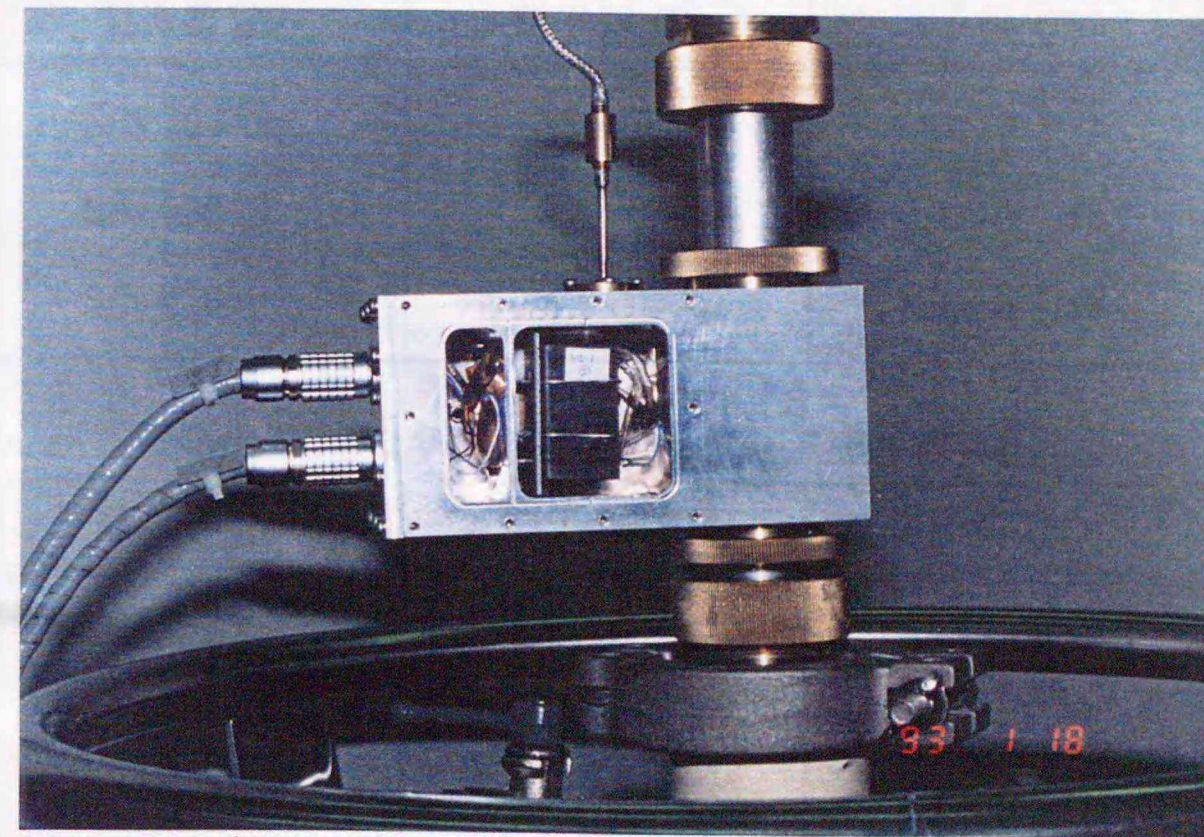


図 1-17(b) 雑音除去フィルタの装着例
(ジョセフソン接合アレーと平衡検出器の間。クライオプローブの上)

第一部 第 2 章の図 2-1 にジョセフソン電圧標準システム全体ブロック図を示しているが、ジョセフソン接合アレーにいたる信号線路の主要経路の " フィルタ " の箇所はこの低域通過型フィルタを設置している。その結果として、図 1-13(a) ~ (c) に示したような電磁波雑音環境の生産工場の現場においても本システムが電磁シールドルームなしで十分稼働することが可能になった。このことは、動作環境の制約条件が少なくなりジョセフソン電圧標準システムの実用性が増したことを意味する。

第二部 第 2 章 図 2-3 には生産工場において 2 年間にわたって本システムが順調に稼働してきたことを実証する Zener 電圧発生器 (ZDRS) の長期変動データを示している。

1.6 絶縁抵抗と校正値への影響

被校正対象であるZener 電圧発生器の内部抵抗が約 $1 \times 10^3 \Omega$ とすると、校正の不確かさが 1×10^{-8} より小さいためには出力端子とガード間絶縁抵抗は少なくとも $1 \times 10^{11} \Omega$ 以上でなければならない。ジョセフソン電圧標準システムを構成するユニットの内で相対的に絶縁抵抗の小さい平衡検出器としてのDVMの測定端子とガード間絶縁抵抗についても同様である。平衡検出器として選択したDVMのR6561については絶縁抵抗を高めるために電源トランスの一次側と二次側の間の絶縁抵抗を高める改造を施した結果、標準出荷品より約1桁高い入力絶縁抵抗を実現しているが十分とは言えない。表1-4に改造DVM(R6561S)とZener 電圧発生器732Aの入出力端子とガード間絶縁抵抗の測定値を示す。

DVM: R6561S (改造版) の微小直流電圧測定端子とガード間絶縁抵抗

製造番号	Lo 端子側 (RDL)	Hi 端子側 (RDH)	備考
S/N 90245	$5 \times 10^{10} \Omega$	$5 \times 10^{10} \Omega$	ETL-1
S/N 92048	$2.2 \times 10^{11} \Omega$	$2.4 \times 10^{11} \Omega$	ETL-1
S/N 92039	$5.0 \times 10^{11} \Omega$	$5.0 \times 10^{11} \Omega$	ADV

Zener 電圧発生器: 732A の出力端子とガード間絶縁抵抗

製造番号	Lo 端子側 (RZL)	Hi 端子側 (RZH)	備考
S/N 487002	$1 \times 10^{11} \Omega$	$5 \times 10^{10} \Omega$	ETL
S/N 4850013	$3.5 \times 10^{10} \Omega$	$6.1 \times 10^{10} \Omega$	ADV
S/N 5091002	$1.8 \times 10^{10} \Omega$	$8.0 \times 10^{10} \Omega$	ADV

表 1-4 DVM および Zener 電圧発生器の絶縁抵抗

この表にみるように、DVM および Zener 電圧発生器とも絶縁抵抗が十分に高くなく、かつユニット毎に個体差が見られるので校正時にはこの影響を極力小さくしなければならない。これらの影響を全面的に排除できない場合には、被校正対象を除いたシステム側では影響の出ない回路構成である必要がある。すでに図 1-1 にはジョセフソン電圧標準システムのバイアス回路を含む直流系の間略化等価回路を示している、その等価回路に基づいて接地点の取り方によるDVMおよびZener 電圧発生器の絶縁抵抗の校正電圧への影響を検討する。接地点の取り方としてはDVMおよびZener とともに接地しない場合、Zener のみ接地する場合、DVMのみ接地する場合に分けて考察する²⁰⁾

1.) Zener(floating), DVM(floating)

組み合わせ	回路図	Zener 電圧 V_Z の表式
(1) Zener(floating) ⁺ DVM(floating) ⁺		$V_Z^{++} = \left(1 - \frac{r}{\frac{R_{DL}R_{ZL}}{R_{DL}+R_{ZL}} + R_{ZH} + r} \right) V_{Z0}$
(2) Zener(floating) ⁺ DVM(floating) ⁻		$V_Z^{+-} = \left(1 - \frac{r}{\frac{R_{DL}R_{ZL}}{R_{DL}+R_{ZL}} + R_{ZH} + r} \right) V_{Z0}$
(3) Zener(floating) ⁻ DVM(floating) ⁺		$V_Z^{-+} = \left(1 - \frac{r}{\frac{R_{DL}R_{ZH}}{R_{DL}+R_{ZH}} + R_{ZL} + r} \right) V_{Z0}$
(4) Zener(floating) ⁻ DVM(floating) ⁻		$V_Z^{--} = \left(1 - \frac{r}{\frac{R_{DL}R_{ZH}}{R_{DL}+R_{ZH}} + R_{ZL} + r} \right) V_{Z0}$

2.) Zener (grounded), DVM(floating)

組み合わせ	回路図	Zener 電圧の表式
(1) Zener (grounded) ⁺ DVM (floating) ⁻		$V_Z^{+-} = \left(1 - \frac{r}{R_{ZH} + r} \right) V_{Z0}$
(2) Zener (grounded) ⁺ DVM (floating) ⁻		$V_Z^{--} = \left(1 - \frac{r}{R_{ZH} + r} \right) V_{Z0}$
(3) Zener (grounded) ⁻ DVM (floating) ⁺		$V_Z^{-+} = \left(1 - \frac{r}{\frac{R_{DL}R_{ZH}}{R_{DL}+R_{ZH}} + r} \right) V_{Z0}$
(4) Zener (grounded) ⁻ DVM (floating) ⁻		$V_Z^{--} = \left(1 - \frac{r}{\frac{R_{DL}R_{ZH}}{R_{DL}+R_{ZH}} + r} \right) V_{Z0}$

3.) Zener (floating), DVM (grounded)

組み合わせ	回路図	Zener 電圧表式
(1) Zener (floating) ⁺ DVM (grounded) ⁺		$V_Z^{++} = \left(1 - \frac{r}{R_{ZH} + r}\right) V_{Z0}$
(2) Zener (floating) ⁺ DVM (grounded) ⁻		$V_Z^{+-} = \left(1 - \frac{r}{\frac{R_{DH}R_{ZL}}{R_{DH} + R_{ZL}} + R_{ZH} + r}\right) V_{Z0}$
(3) Zener (floating) ⁻ DVM (grounded) ⁺		$V_Z^{+-} = \left(1 - \frac{r}{R_{ZL} + r}\right) V_{Z0}$
(4) Zener (floating) ⁻ DVM (grounded) ⁻		$V_Z^{--} = \left(1 - \frac{r}{\frac{R_{DH}R_{ZL}}{R_{DH} + R_{ZL}} + R_{ZH} + r}\right) V_{Z0}$

以上の場合分けによる考察の結果、校正すべき電圧に被校正対象であるZener 電圧発生器のみの絶縁抵抗が含まれシステム側の絶縁抵抗が含まれない組み合わせは、図 1-1 の SW2 を + に固定しDVMの極性切り替えを行なわない状態で DVM の Lo端子をガードシールドに接地した場合 (3-(1) および3-(3)) に実現出来る。SW2 を固定し、SW1 と SW3 を同期して切り替えることにより、図 1-6 に示した測定が可能になる。

この時得られる校正電圧は、Zener 電圧発生器の発生する真の電圧を V_{Z0} とすると

$$V_Z = \frac{1}{2} \left(2 - \frac{r}{R_{ZH} + r} - \frac{r}{R_{ZL} + r} \right) V_{Z0} \quad (1-6)$$

となる。Zener 電圧発生器の絶縁抵抗に比べれば、ジョセフソン接合アレーから電圧測定端子に至る信号線の抵抗は 1Ω 以下であり、無視できる。

この最も確かな校正の条件と他の組み合わせの条件の時の校正値との実際上の比較のために、SW2 を + に固定しDVMの極性切り替えを行なわない状態で、Zener 電圧発生器 732A (S/N 4870012) の出力電圧 1.018 V を ETL-1 システムで下記条件において校正した時のデータを図 1-18 に示す。

- 1) Zener 電圧発生器もDVMも接地しない場合 (1-(1)と1-(3))
 - 2) Zener 電圧発生器は接地し、DVMは接地しない場合 (2-(1)と2-(3))
 - 3) Zener 電圧発生器は接地せず、DVMは接地した場合 (3-(1)と3-(3))
- これらのデータからも 3) の組み合わせの時に電圧変化分が少ないことがわかる。

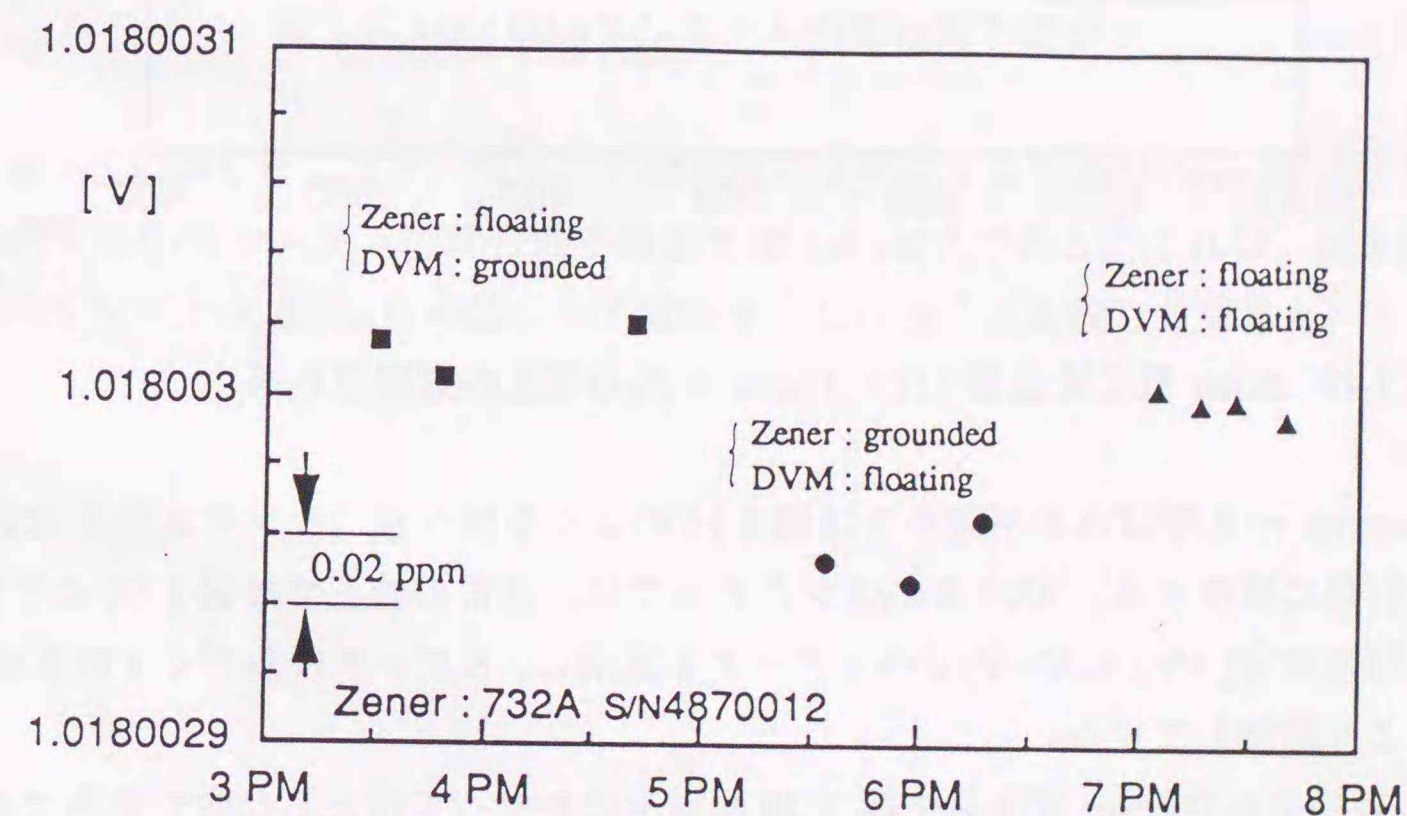


図 1-18 Zener 電圧発生器とDVMの接地条件の違いによる校正値

1.7 Zener 電圧発生器の短期安定度

Zener 電圧発生器は、取り扱いや保守が容易なことから生産工場用の標準電圧発生器としては優れた特質を持つけれども、一方で Zener 電圧発生器特有の性質を持つことも認識しなければならない。いわゆる”なだれ効果”を定電圧発生原理としているので短期安定度が必ずしも良くないこともその特徴の一つである。図 1-19 は Zener 電圧発生器 732A (Fluke : S/N4850013) の出力電圧を 10 時間にわたり ADV システムで測定した結果である。ジョセフソン電圧標準システムは、標準電圧を供給する媒体として Zener 電圧発生器を含めてシステムとして構成しているのでその短期安定度がジョセフソン電圧標準システム全体の精度を制約する大きな要因の一つになっている。

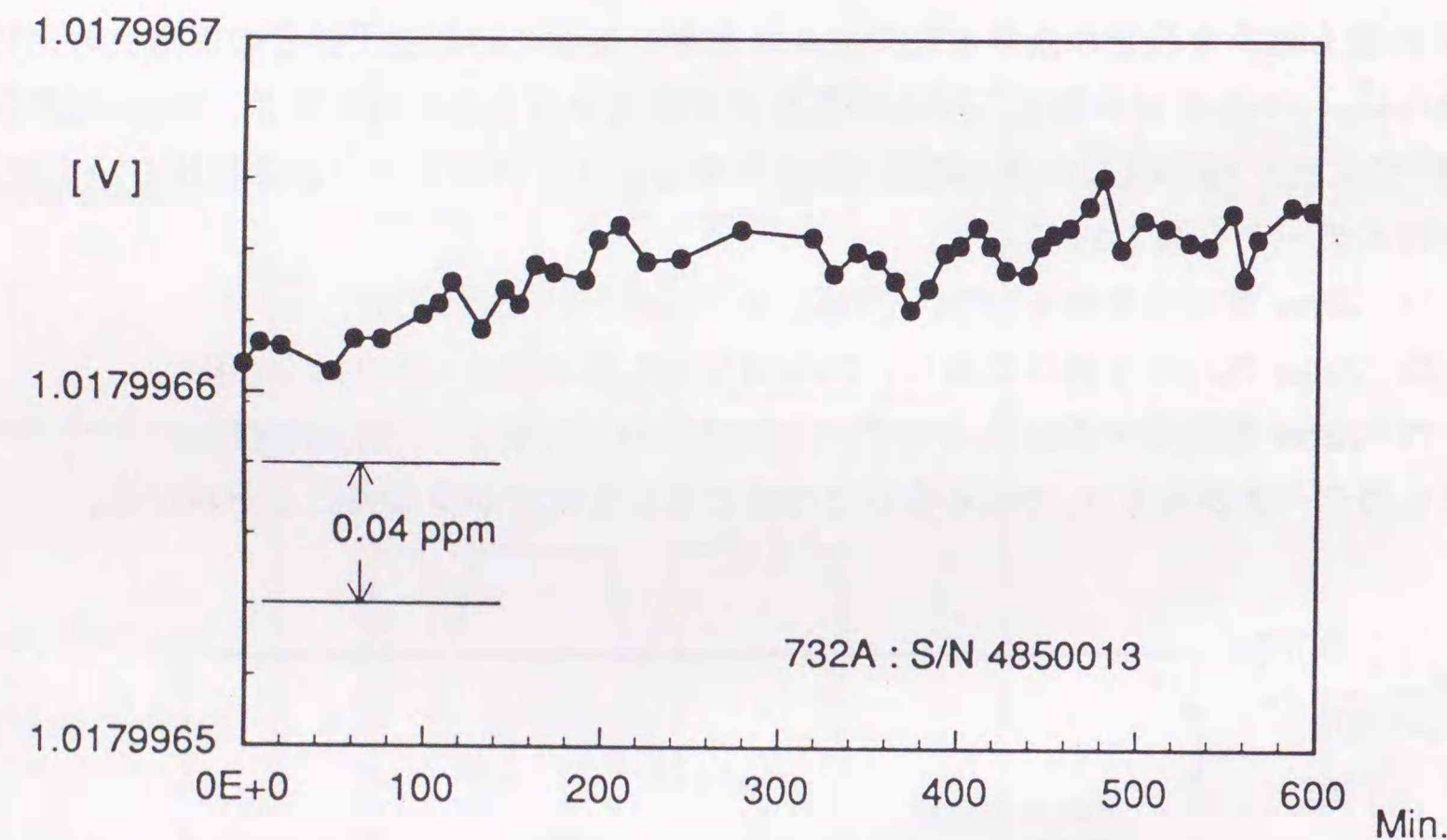


図 1-19 Zener 電圧発生器 732A (Fluke) の出力電圧の短期揺らぎ

Type-A uncertainty と呼ばれる不確かさは図 1-19 のような揺らぎ（ランダム量）に起因し、測定回数に依存する。ADV JJAVS システムでは、通常の校正では図 1-10 に示したように 1 回の測定 [+V, -V, -V, +V] から 1 データを算出し、3 データに基づく 1 校正値の標準偏差により評価している。

図 1-19 の特性をもつ Zener 電圧発生器を 20 回以上にわたって校正した内で最悪であった 8.7×10^{-9} (1σ) を ADV JJAVS システムの Type A uncertainty とみなしている。

1.8 産業用ジョセフソン電圧標準システムの総合的不確かさ

第一部第二章では周波数系統の不確かさについて述べ、本章では直流系統の不確かさについてのべたので、ここではそれらをまとめて産業用ジョセフソン電圧標準システム (ADV JJAVS システム) の総合的不確かさについて表 1-5 に掲げる。

ここでいう Type-A uncertainty は前節でもふれたように測定回数に依存するランダムな量（被校正対象電圧の測定平均値の不確かさ）であり、Type-B uncertainty はシステムのメカニズムに起因する系統的 不確かさである。

Type-A uncertainty

(1) 被校正電圧の測定平均値の不確かさ (3 データに基づく 1 校正値の標準偏差)	0.87×10^{-8}
--	-----------------------

Type-B uncertainty

(1) 周波数系統の不確かさ	0.02
(2) 平衡検出器としての DVM の分解能	0.50
(3) 絶縁抵抗による不確かさ	0.085

+)

総合的不確かさ (RSS : 二乗和の平方根)	1.0×10^{-8}
-------------------------	----------------------

表 1-5 ADV JJAVS システムの総合的不確かさ

表 1-5 に示したように、校正した標準電圧を供給するための Zener 電圧発生器を含めた ADV JJAVS システムの総合的不確かさは 1.0×10^{-8} である¹⁸⁾。これは、国家標準の JJAVS システム (ETL-1) の総合的不確かさ²⁾ 1.3×10^{-8} に比較して同等といえる。

1.9 まとめ

ジョセフソン電圧の正確さは、第一部第1章の(1-19)式から一義的にはジョセフソン接合アレーに照射するミリ波の周波数の正確さに対応するので 1×10^{-10} より高い精度が実現できている。しかし、ここで目指しているのは「校正した電圧を次の段階に伝達する仲介器を含めた一貫したシステム」である。そして産業用ジョセフソン電圧標準システムへの課題は究極の校正精度の追及ではなく、産業界の今日の要求へ余裕をもって応え得る精度である 1×10^{-8} 程度と設定し、操作の容易性（測定の自動化）や悪い電磁波雑音環境での運転を実現することであった。

その課題を実現するために、測定の自動化を前提として研究開発した直流系の不確かさを低減する主要な技術について本章で詳述し、ミリ波系および直流系をあわせた産業用ジョセフソン電圧標準システムとしての総合的不確かさを 1.0×10^{-8} と評価している。この不確かさは日本および米国の国家標準と同等である。

従来は空間を飛来する電磁波雑音に対処するためには、ジョセフソン電圧標準システムを電磁シールドルーム内に設置することが「常識」であったが、新たに開発した電磁フィルタが有効に作用し環境上の制約条件が大幅に少なくなったことも産業界での実用に供する要因であった。

第2章 産業界におけるジョセフソン電圧標準

2.1 はじめに

すでに序論でふれたように、第一世代のジョセフソン電圧標準は1970年代後半から各国の国立標準研究機関で研究されてきたが、1990年1月1日のジョセフソン定数の改定を機に主要先進国は1.018 Vの電圧を直接校正できる第二世代のジョセフソン電圧標準の運用を開始した。我が国もその一つである¹⁷⁾

この第二世代ジョセフソン電圧標準を産業界に導入することには現状の電圧標準トレーサビリティ体系を見直す契機となる極めて大きな意味がある。

日本の電圧標準トレーサビリティ体系は 通産省工業技術院電子技術総合研究所にある直流電圧国家標準を頂点として、二次校正機関である日本電気計器検定所に電圧標準が1 ppmの確度で供給され、日本電気計器検定所から産業界や必要とする研究所等には公称精度保証値2 ppm (2×10^{-6}) で供給されている。電圧標準の供給媒体は標準電池 (Weston Cell) で、この電池の出力電圧が温度に対して敏感 ($40 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$) であることや、振動によっても容易に変化する特性からみて種々の安定化対策を実施しても現状の公称確度保証値は限界であると思われる。図2-1に過去17年間にわたり日本電気計器検定所から産業界に供給された従来のトレーサビリティ体系による電圧標準値の一例を示す。(1990年1月1日のジョセフソン定数改定にともない電圧値が約8 ppm下がっている。)

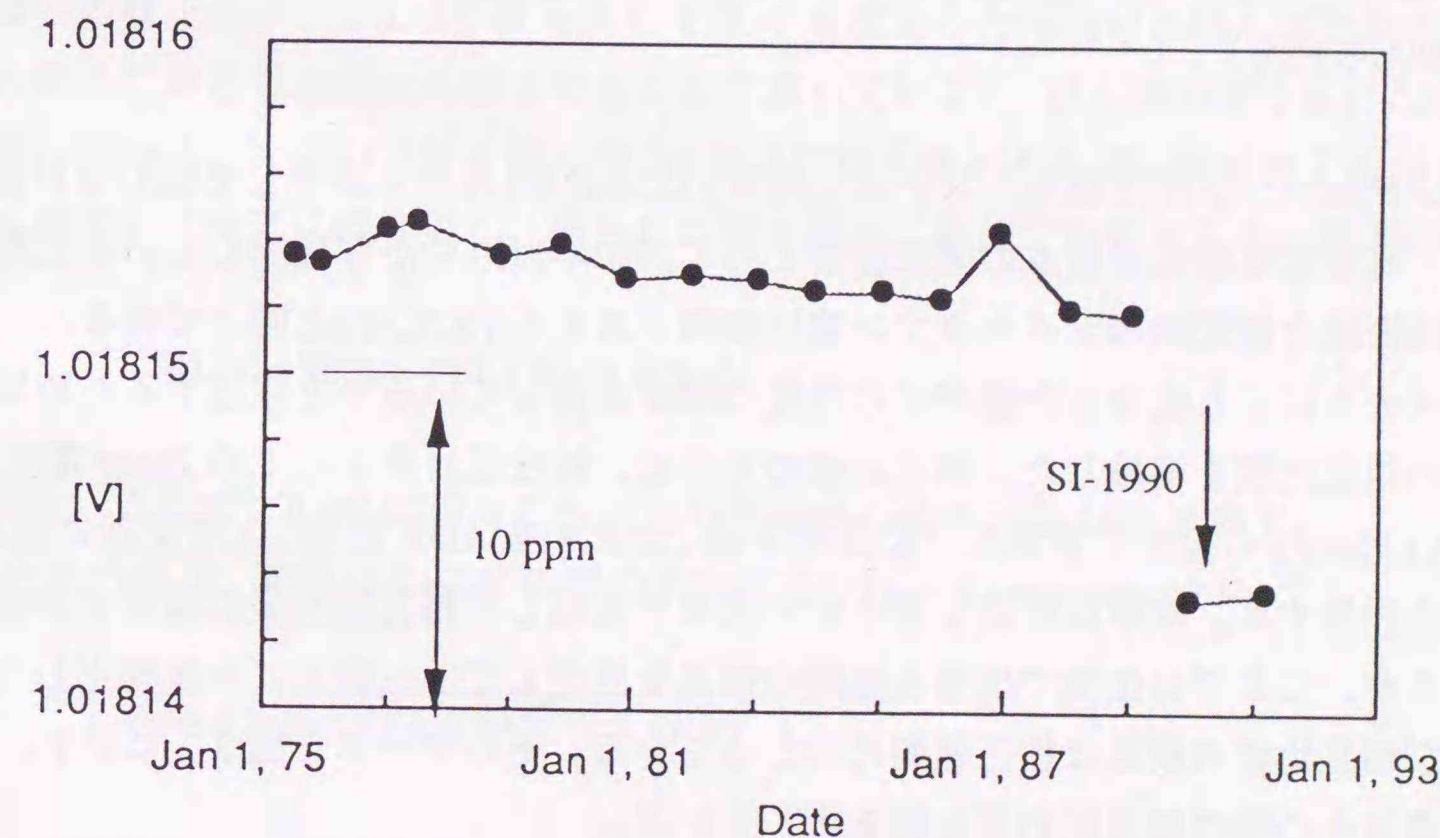


図2-1 日本電気計器検定所から（株）アドバンテストに供給された標準電圧値

しかし、近年従来より著しく精度の向上したデジタル電圧計、標準電圧発生器や電圧校正器等が市販され利用範囲も広がっているため、いまや産業界としては電圧標準として公称精度 保証値 2 ppm では不足な場合も発生しており、0.1 ppm 以上の高精度電圧標準が必要になりつつある。現在のままの標準電池に立脚したトレーサビリティ体系では技術的に産業界の要求に対応できないという深刻な事態が発生する。

もし、どこでも稼働できる普遍性のある高精度電圧標準装置が出来ればこの問題は解決できる。いままではこのような高精度電圧標準装置を実現するための個別技術について述べたが、この章では製作した高精度ジョセフソン電圧標準システムを実際に産業界の生産現場で2年間にわたり稼働して、産業界においても国家標準と同等の精度を実現し長期間にわたり維持できることを実証するデータを示す。

主なデータは、

- ・産業用ジョセフソン電圧標準システム 完成時（産業界へ設置直前）の国家標準との相互比較データ
- ・Zener 電圧発生器の長期安定度データ
- ・産業界で15カ月稼働後の国家標準との相互比較データ
- ・従来のトレーサビリティ経路で産業界へ供給されてきた電圧標準と産業用ジョセフソン電圧標準との相互比較データ

である。

2.2 産業用ジョセフソン電圧標準システム完成時の国家標準との相互比較 (1990年12月)

産業用ジョセフソン電圧標準システム (ADV) は1990年7月から着手して10月末に出来上がった。基本的な構成は日本の国家標準として1990年1月1日から稼働している工業技術院電子技術総合研究所のジョセフソン電圧標準システム (ETL-1) と同一である。

そのシステムにより校正した値がどの程度の精度を持っているかを確認するために国家標準との相互比較を実施した。相互比較の方法は、被校正対象としての Zener 電圧発生器 732A (Fluke) の発生する電圧 (公称電圧値 1.018 V) を ADV と ETL-1 で交互に校正しその差を評価する。本来は可能な限り短い期間で実施して相互比較差の限界を評価すべきであるが、ここでは企業で出来る実際の校正を想定して1～数日に一度校正しており総合的な相互比較の期間は約三週間にわたっている。そのデータを図 2-2 に示す。各データの点はその時の校正值の平均値を表している。

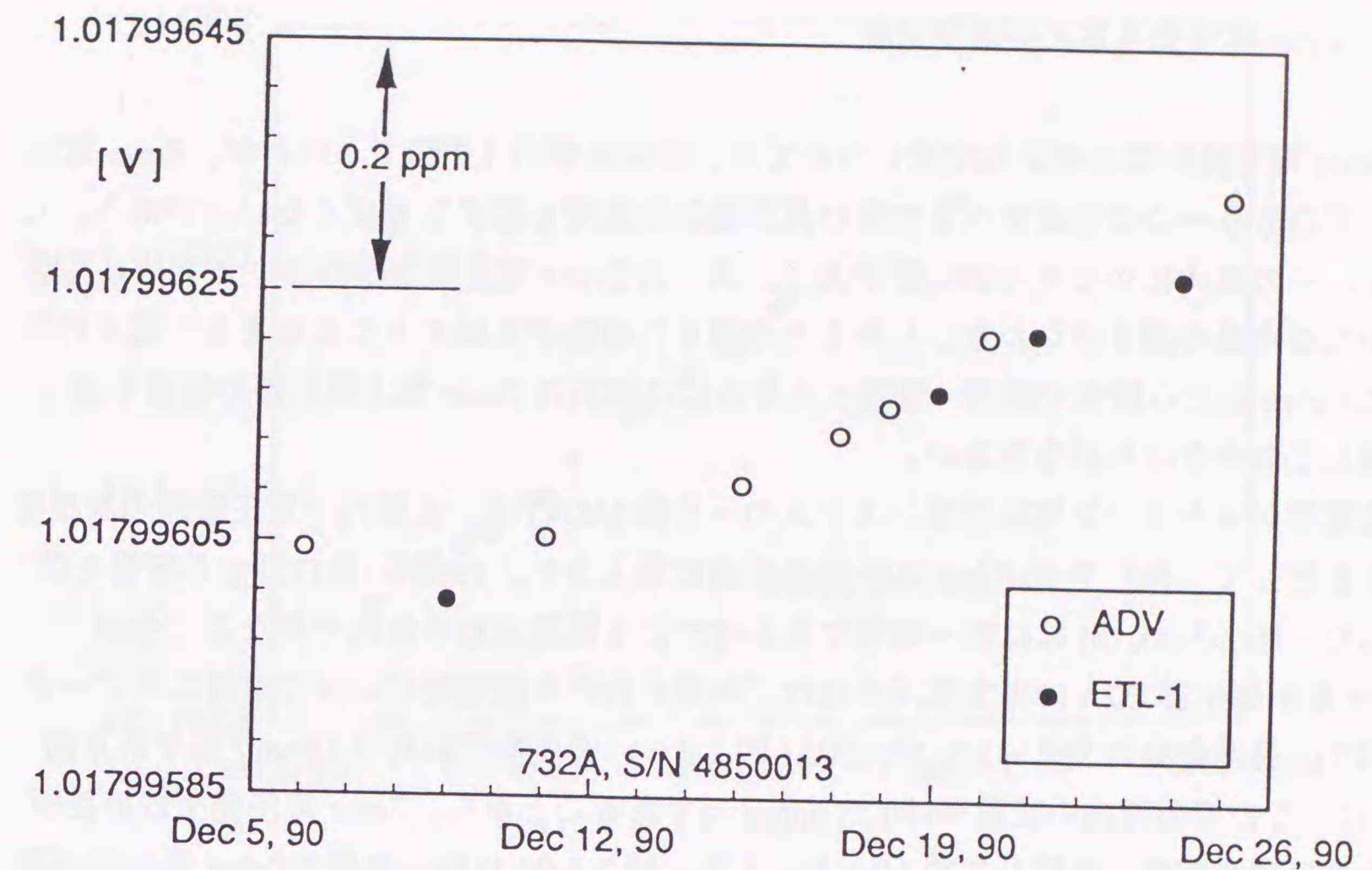


図 2-2 国家標準と産業用ジョセフソン電圧標準との相互比較 (完成時)

図 2-2 のデータより両者の校正差を求める。Zener 電圧発生器の出力電圧そのものに + 方向への長時間変動 (ドリフト) があるので、それを除去して両者の校正差を求めなければならない。そのために、隣り合う ADV の校正值とその間に挟まれる ETL-1 の校正值との校正差は、ETL-1 の校正值と ETL-1 を校正した時間における仮想的 ADV の校正值の最小二乗近似直線上の値との差として求めている。(2.4 節の図 2-6 にこの方法を図解している。) この方法を隣り合う ETL-1 の校正值とその間に挟まれる ADV の校正值にも適用して交互に繰り返し、得られた値を最小二乗法で計算すると、両者の校正差は

$$V_{ADV} - V_{ETL-1} = 8.1 \text{ nV} \pm 2.6 \text{ nV} \quad (2-1)$$

である。ここで 2.6 nV は両者の校正差の平均値の標準偏差 (1σ) を表す。
(2-1) 式の値は、ETL-1 と ADV の間の系統誤差 (Type B uncertainty) V_B ²⁰⁾

$$V_B = \pm \sqrt{(8 \text{ nV})^2 + (8 \text{ nV})^2} = \pm 11 \text{ nV} \quad (2-2)$$

の範囲内にあり、産業用ジョセフソン電圧標準システムはスタート時において予定した精度 (総合的な不確かさとして 1×10^{-8}) 内で動作していることが確認された。

2.3 Zener 電圧発生器の長期安定度

Zener 電圧発生器の短期安定度については、既に前章の 1.7 節でふれたが、Zener 電圧発生器のもう一つの注意すべき性質は長期電圧安定度も必ずしも良くない点である。しかも、その傾向にかなりの個体差があり、同一の Zener 電圧発生器においてすらも長期にわたる変動の傾きが変わり、しかもその傾きの極性が反転することもある。電圧標準を 0.1 ppm 以上の精度で維持・管理する場合には個別の Zener 電圧発生器の特質を良く把握しておかなければならない。

産業用ジョセフソン電圧標準システムの一号機 (ADV) は、企業内の電圧管理の高精度化を目指して (株) アドバンテスト群馬工場に導入され、1991 年 1 月 17 日から稼働を開始した。図 2-3 (a), (b) には同一機種であるけれども長期変動の傾向の異なる二台の Zener 電圧発生器 732A の出力電圧をほぼ二年間にわたり継続的に ADV で取得したデータを示す。長期変動の大きい S/N 5091002 (図 2-3 (a)) の変動率は約 2.5 ppm/年であり図 2-1 に示した標準電池の変動率は 0.21 ppm/年であることから、Zener 電圧発生器の長期安定度は標準電池に比較して約 1/10 といえる。図 2-3 (b) は同一機種の Zener 電圧発生器でありながら、個体が違えばその経時特性もかなり異なる振る舞いを示すことを表わしている。

このように長期安定度の劣る Zener 電圧発生器を二次標準器として産業界の生産ラインに使用する時には、ジョセフソン電圧標準システムと一セットにして比較的短い周期で校正して運用するのが適切である。

一般に校正直後が最も精度が高く、時間の経過とともに低下するのでどの程度の周期で校正すべきかが問題になる。Zener 電圧発生器と組み合わせた産業用ジョセフソン電圧標準システムは 0.01 ppm の精度 (不確かさ) で校正値を保証出来るのは校正直後であり、その後は時間の経過とともに Zener 電圧発生器の長期安定度により精度が悪くなる。

今、仮に 0.1 ppm の精度を維持するためにはどの程度の周期で校正すべきかを考える。そのために図 2-4 には図 2-3 (a), (b) の一部を拡大して二台の Zener 電圧発生器の過去三カ月のデータをもとに最小二乗法による直線近似で一カ月先の電圧値を予測した値と実測値をプロットしている。図 2-4 (a) の場合は変動が直線的であり直線近似で外挿した値と実測値との差は ± 70 nV 以内であるので毎月一度の校正で 0.1 ppm 以内の精度を維持できる。しかし、図 2-4 (b) の場合は非線形な変動をしており、特定のフィッティング曲線によっても予測しがたく二週間に一度程度の校正周期をとらないと 0.1 ppm の精度の確保は難しい。

このように、それぞれの Zener 電圧発生器の個体に特有な特性を把握するためにも長期におよぶデータの蓄積が重要である。

図 2-3 は、また産業用ジョセフソン電圧標準システムが、国家標準の設置されている

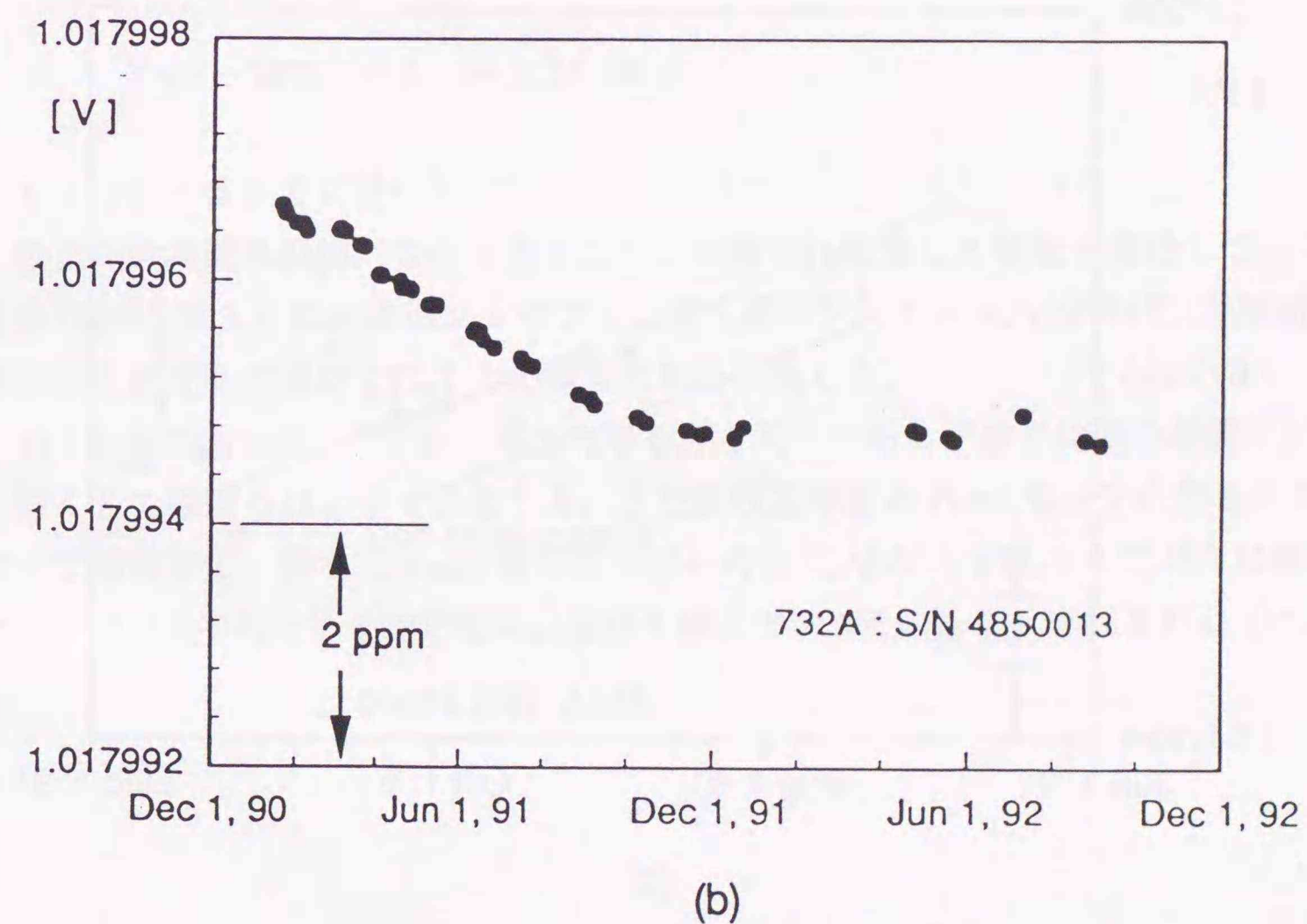
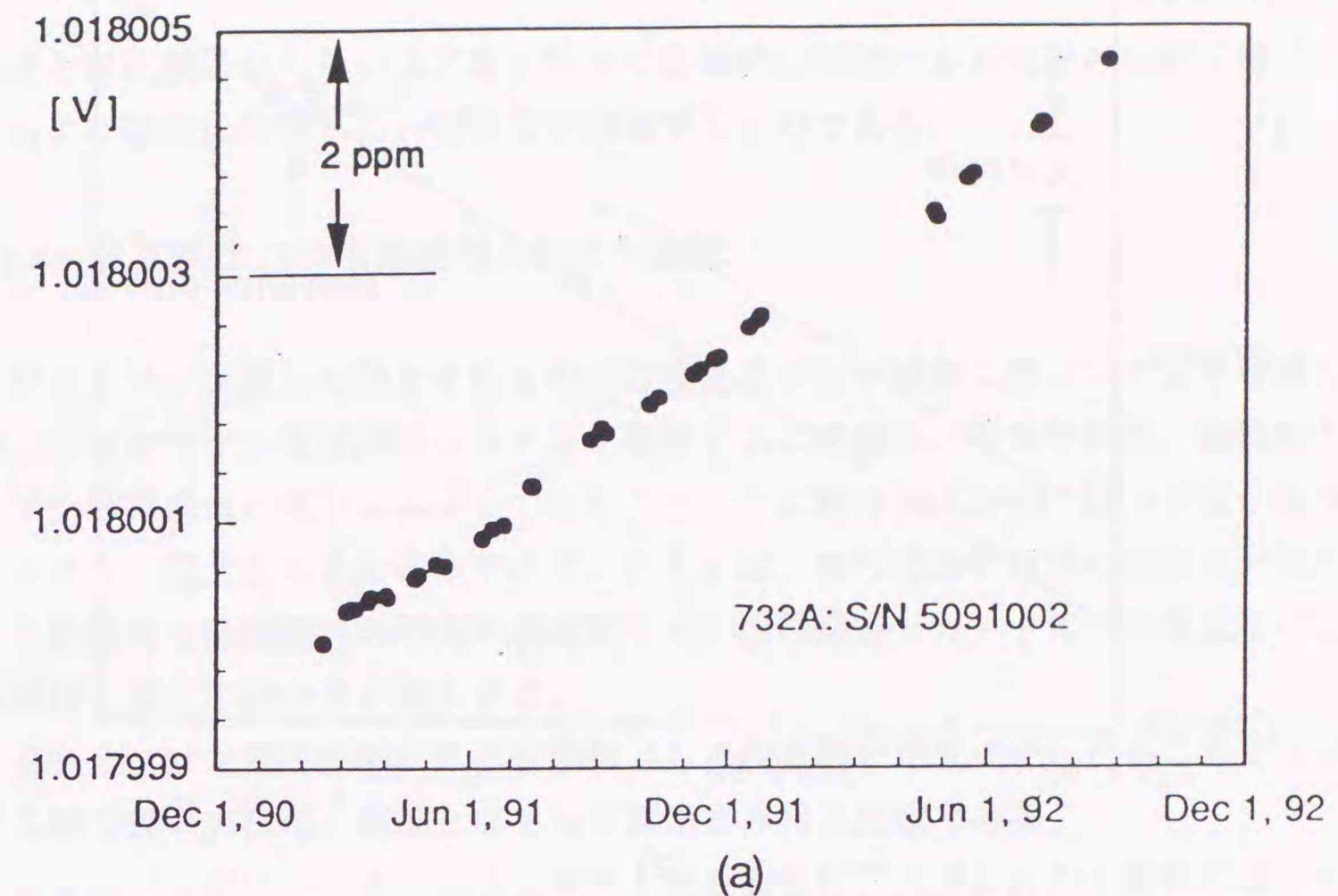
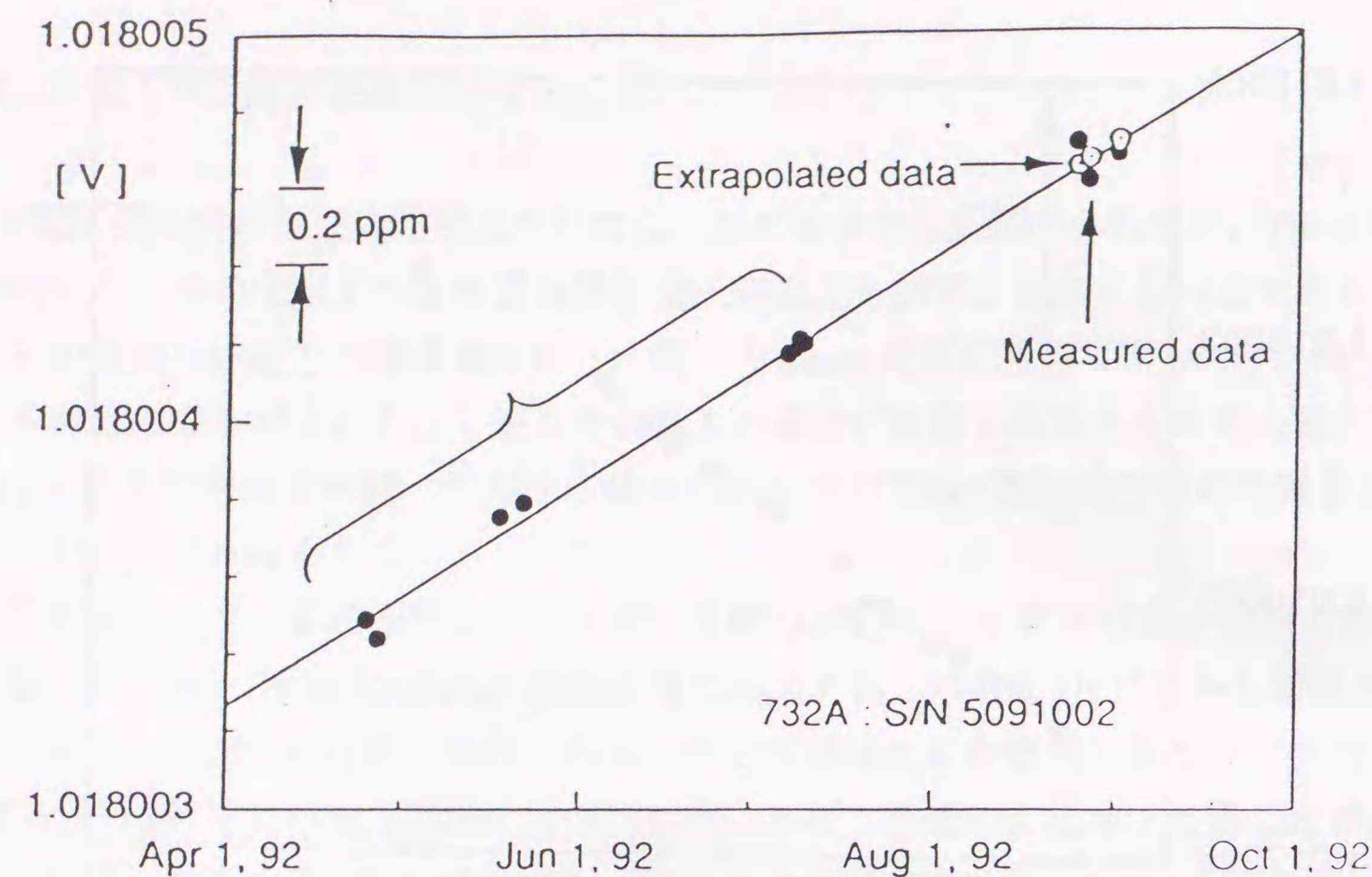
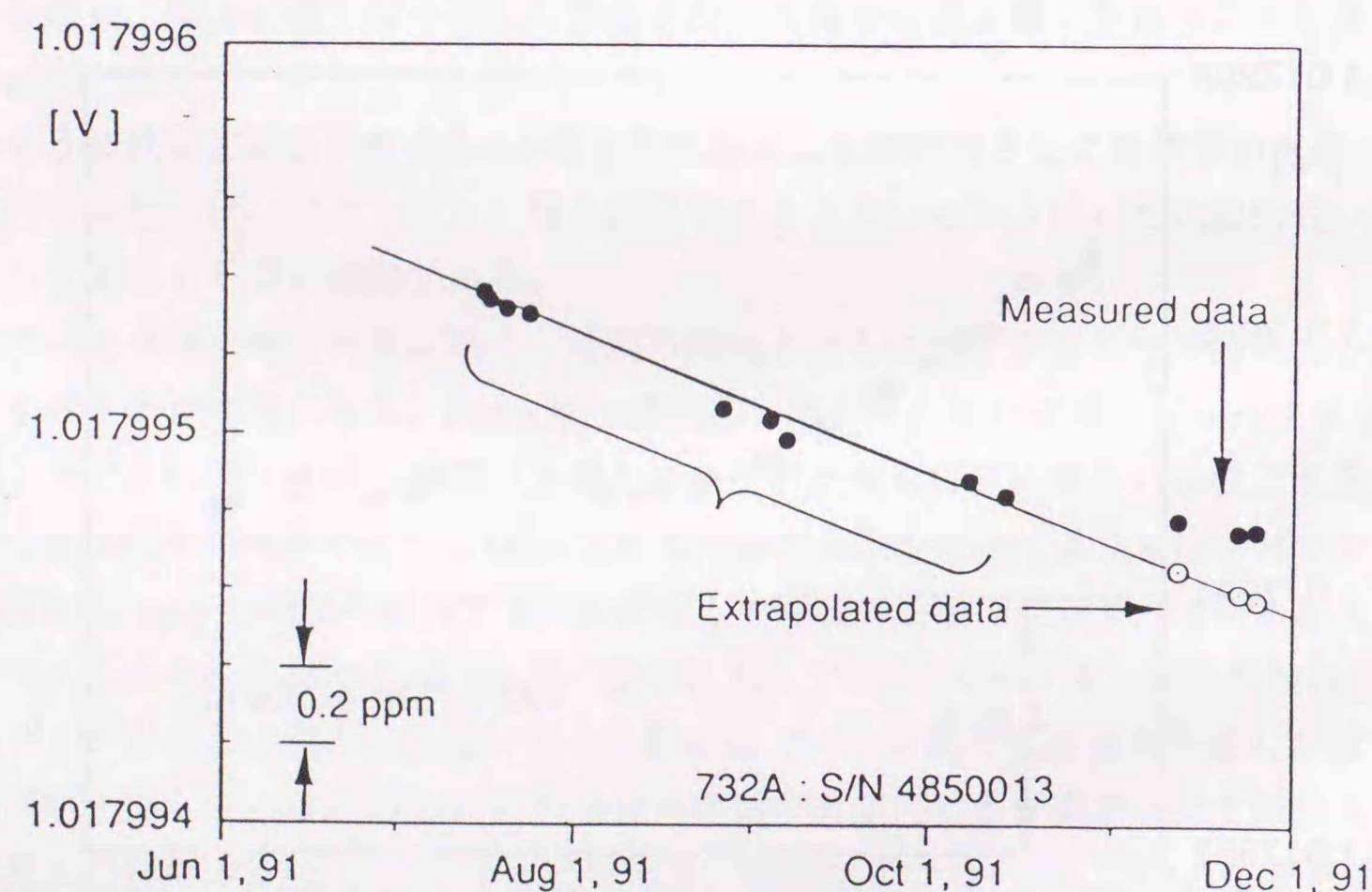


図 2-3 Zener 電圧発生器 732A の出力電圧の長期変動
同一機種でも個体毎に特性に違いがある。



(a)



(b)

図 2-4 Zener 電圧発生器の 1 カ月先の予測値と実測値

非線形な変動を示す (b) の場合は予測が困難で、短周期の校正を必要とする。

環境とは比較にならないほど電波雑音や機械的微振動のある実際の生産工場では約 2 年間に
および順調に稼働していることを証明するものである。

2.4 産業界で 15 カ月稼働後の精度の確認

ジョセフソン電圧の発生そのものは巨視的量子力学現象に基づいており普遍性がある
が、ジョセフソン電圧標準システムを構成するミリ波系、平衡検出器、極性切り替えス
イッチ等は通常の電子ユニットであり、それらに経時変化が生じ誤差要因が増大してい
るかどうか懸念されるところである。たとえば、信号経路の線材の接触点の経時変化に
よる非線形な熱起電力の増大や各ユニットの信号線路とガード間の絶縁抵抗の低下があ
れば校正値の不確かさが増大する。

ジョセフソン電圧標準システム全体として校正値の精度に変化があるかどうかを確認
する最も良い方法は、基準となる国家標準との相互比較である。

産業用ジョセフソン電圧標準システム完成直後の三週間にわたる国家標準との相互比
較では、同一の Zener 電圧発生器の出力電圧 1.018 V に対する両者の校正差は

$$V_{ADV} - V_{ETL-1} = 8.1 \text{ nV} \pm 2.6 \text{ nV}$$

であったことはすでに述べた。

校正値の精度の経時的変化を懸念して、産業界に設置して稼働を開始してから 15 カ
月後の 1992 年 3 月に産業用ジョセフソン電圧標準システム ADV を再び工業技術院電子
技術総合研究所に運び ETL-1 との相互比較を実施した。

相互比較の方法は、2.2 節に述べたやり方と同一であるが相互比較の時間を可能な限
り短くして極限の校正差を追及する。また被校正対象の Zener 電圧発生器もユニットを
変えて確認する。異なる Zener 電圧発生器に対して ADV と ETL-1 とで相互に校正した
データ（三点平均データではなく、毎回の校正データそのもの）を図 2-5 (a), (b) に示す。

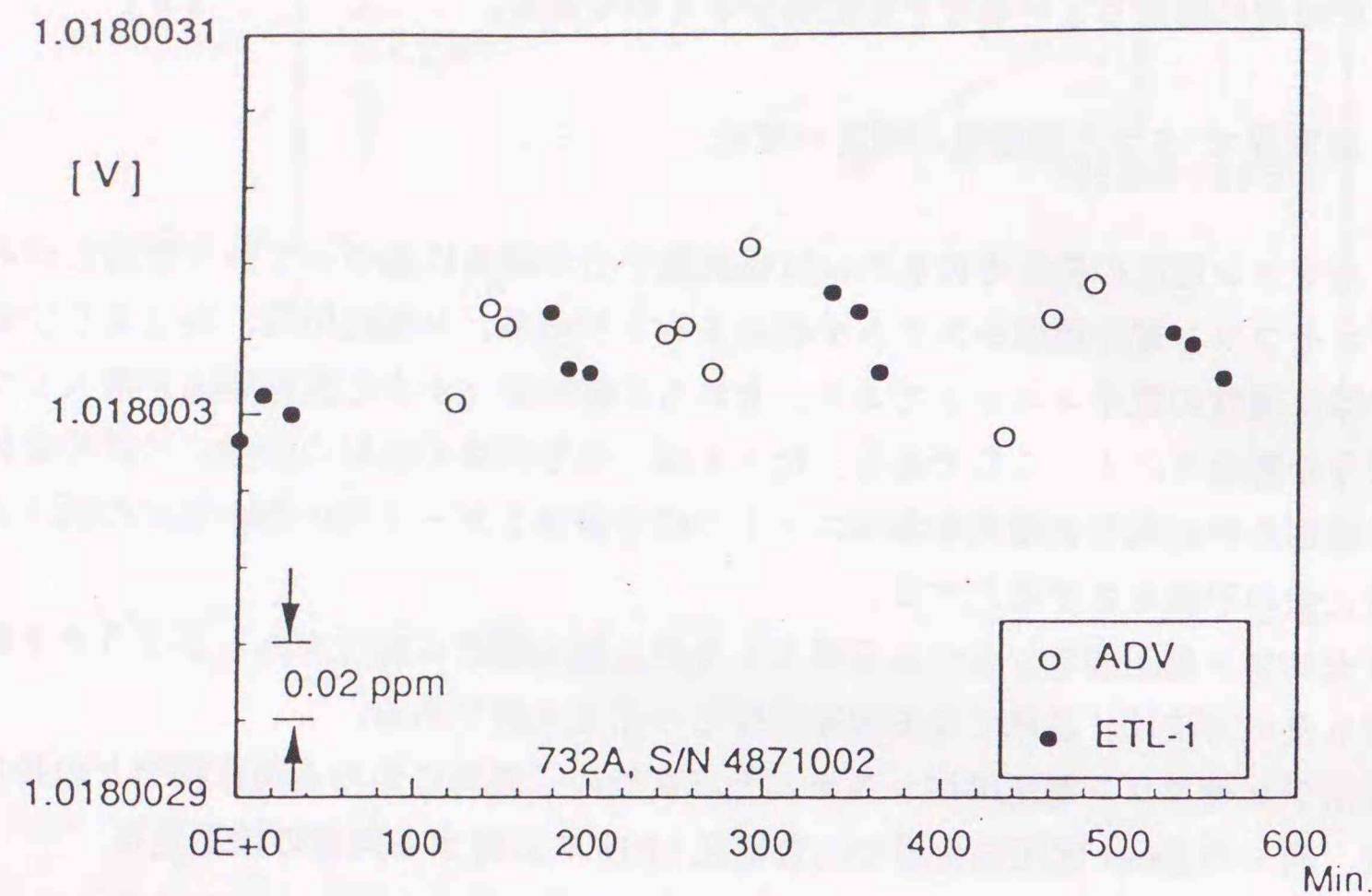


図 2-5(a)

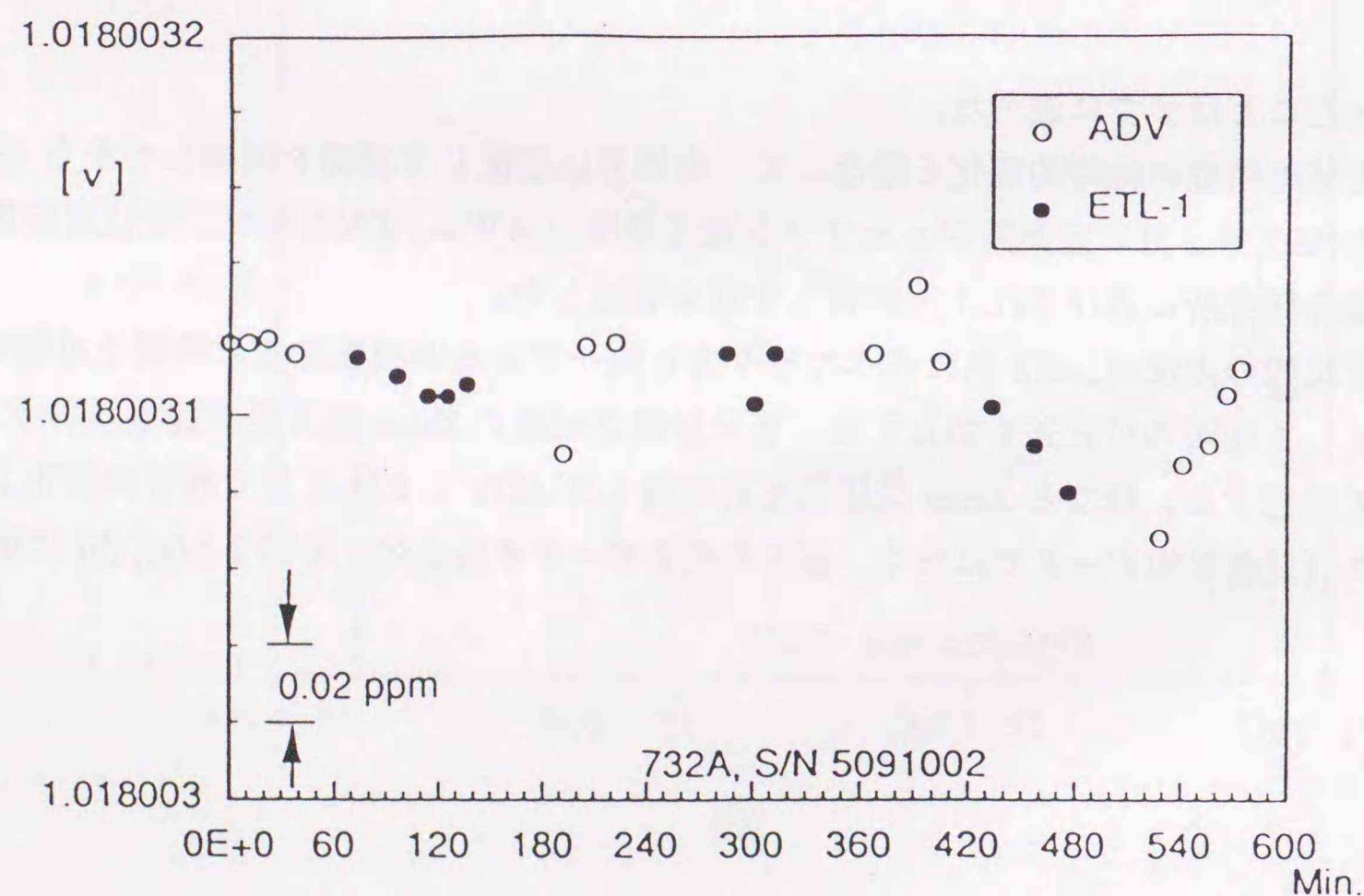


図 2-5(b)

図 2-5 産業界で15 カ月稼働後のADV 国家標準との相互比較データ

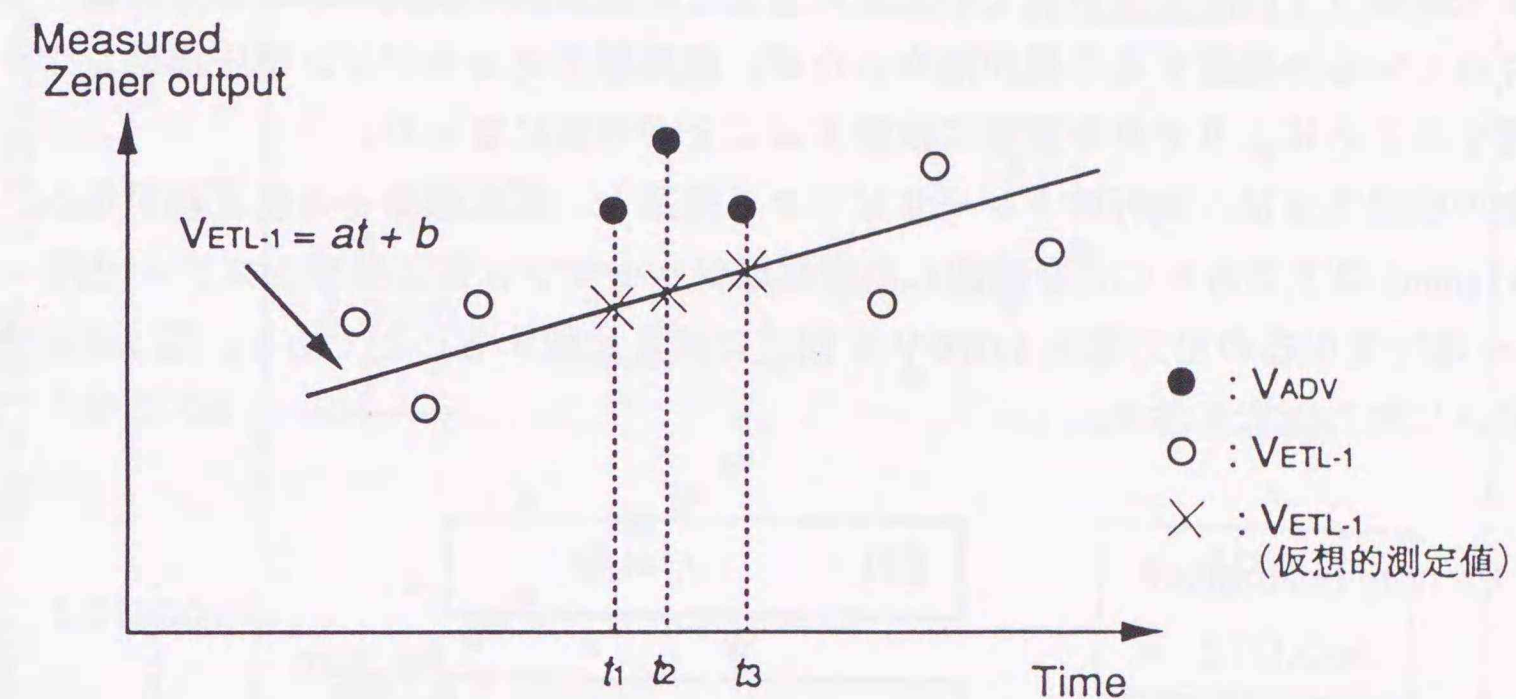


図 2-6 全体的に変動のある Zener 電圧の校正差の算出 (図解)

傾きをもって変動する Zener 電圧発生器の出力電圧の校正差の評価法を図 2-6 に図解する。即ち、隣り合う VETL-1 のデータ群から求めた最小二乗近似直線上で VADV の測定と同時刻の仮想的測定値を計算し、VADV との差を求める²⁰⁾。これを VETL-1 と VADV とで交互に繰り返し、33 データをもとに全体的な校正差を求めると

$$V_{ETL-1} - V_{ADV} = 5.6 \text{ nV} \pm 2.2 \text{ nV} (1\sigma) \quad (2-4)$$

である。これより(2-1)と比較しても15 カ月稼働後でも完成直後の精度より劣化していないことが証明できる。

また、これは ETL-1 JJAVS システムと ADV JJAVS システムのそれぞれの Type-B uncertainty の Root mean square 以内にあることから同様の結論が引き出せる。

2.5 現行のトレーサビリティ体系で産業界へ供給されている 電圧標準値の精度の検証

現行のトレーサビリティ体系により標準電池を供給媒体として産業界へ供給された電圧標準値の一例を図 2-1 に示した。二次校正機関から産業界へ供給される公称電圧精度保証値は 2 ppm と言われていてもいままでは産業界に現実にはどのような電圧値が供給されているか確認する手段が無かったが、産業界でジョセフソン電圧標準システムが稼働することによりそれを実際に検証することが可能になった。

その検証方法は、現行のトレーサビリティ体系と 国家標準との校正差が 1×10^{-8} (0.01 ppm) 以下であることを確認した産業用ジョセフソン電圧標準システムで同一の Zener 電圧発生器の出力電圧 1.018 V を相互に校正比較することである。図 2-7 にその相互校正比較の概念を示す。

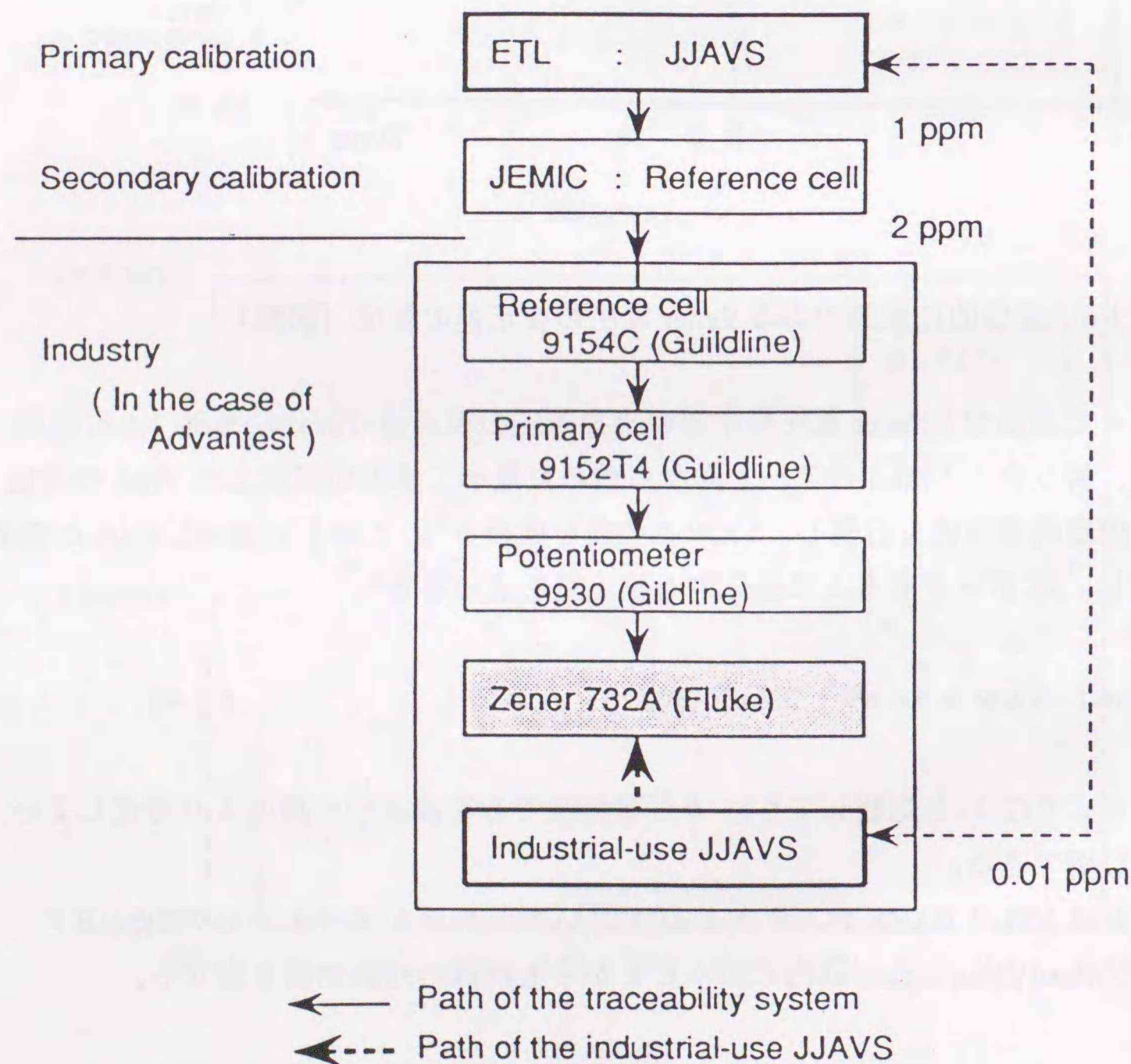


図 2-7 現行トレーサビリティ体系と産業用ジョセフソン電圧標準システムによる校正比較の系統図

図 2-7 の方式により、二次校正機関から産業界へ供給された標準電圧と産業用ジョセフソン電圧標準システムによる同一の Zener 電圧発生器に対する校正比較のデータを図 2-8 に示す。●印が産業用ジョセフソン電圧標準システム、×印が標準電池を媒体とした現行のトレーサビリティ体系（企業内の電圧標準管理体系も含むによる校正である）。

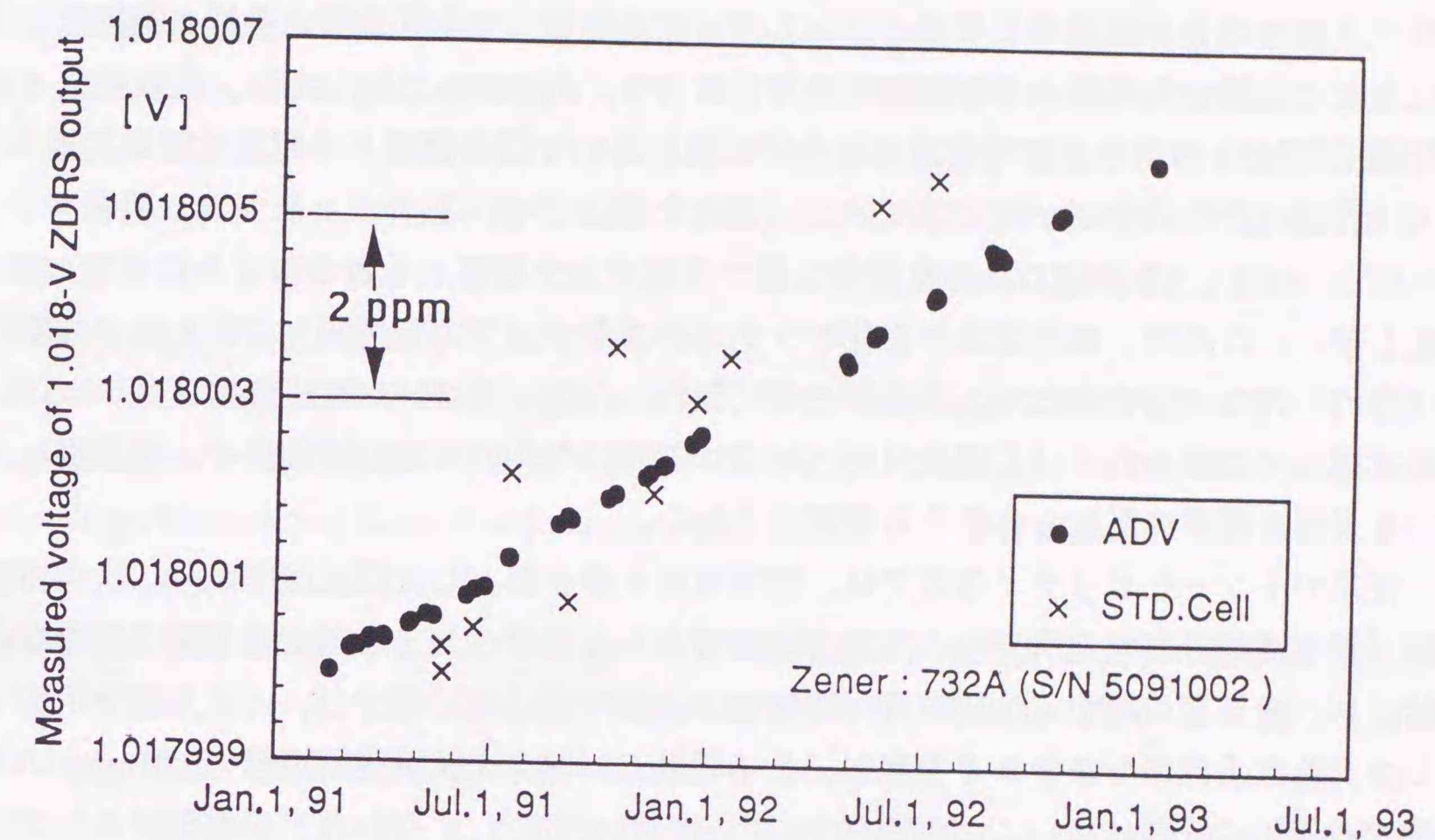


図 2-8 現行トレーサビリティ体系と産業用ジョセフソン電圧標準システムによる校正比較データ

図 2-8 から、同一の Zener 電圧発生器の出力電圧 1.018 V に対する両者の校正差は（企業内の誤差要因も含めて）最大でも 2 ppm 以下であり、この値は二次校正機関の公称精度保証値 2 ppm 以内にあり、従来供給されてきた標準電圧値は信頼すべきものであったことをうかがわせるに足るものである。

しかし、産業界に供給する標準電圧値が従来の公称精度の範囲内にあることが確認できたとはいえ、いまやその精度では十分ではなくなったのであり、新たな原理に基づく量子標準が必要とされる時代になった。⁴⁵⁾

2.6 まとめ

前章までに述べた内容で実現した産業用ジョセフソン電圧標準システムを実際に二年間以上にわたり産業界で試験運用した報告である。

この間、最も心配したのはジョセフソン接合アレーが液体ヘリウム温度と室温間の熱サイクルにより破損することと、システムに使用している電子測定機器の絶縁抵抗劣化などに起因する不確かさの経時的増大であった。不確かさに関しては、完成直後と試験運用開始後15ヵ月目に電子技術総合研究所において国家標準との相互比較を実施して、設計時の不確かさが増大していないことを確認している。ジョセフソン接合アレーについても、図2-3のZener電圧発生器の長期データ取得からわかるように正常に機能し続け、この間、臨界電流の変化やフラックストラップの発生頻度の増大などの変化は認められない。すなわち、産業用として製作したジョセフソン電圧標準システムは、国家標準の設置されている環境に比べればはるかに条件のわるい産業界の生産現場において長期の運用に耐えられることが実証された。

従来のトレーサビリティ体系では、標準電池を仲介器として国家標準から二次供給機関（日本電気計器検定所）へ、二次供給機関から産業界へと二段階を経て電圧標準が供給され、産業界に対する公称精度保証値は2 ppmであった。しかし、いまや産業用ジョセフソン電圧標準システムを実現し、2年間以上におよぶ試験運用を経て0.01 ppmの精度での運用に問題はないことが明らかになったのである。すなわち、工業製品の生産現場における電圧標準の精度を一挙に100倍以上向上させることが出来た。

同時に従来のトレーサビリティ体系はその保証精度において限界があるとはいえ、産業界に供給してきた公称精度保証値は守られていたことも検証出来た。

第3章 国際度量衡標準局 (BIPM) から産業界までの 一貫した量子力学的電圧標準の実現

3.1 はじめに、--- ジョセフソン定数が新たに定義された経緯

SI（国際単位系）では、電磁気量の測定に限ることを条件に基本的な標準を電圧（V）、抵抗（ Ω ）、長さ（m）、時間（s）とする実用上の電気標準の体系が作られている。既に電圧標準を実現する手段として化学電池の一種である標準電池に代わり、巨視的量子力学効果であるジョセフソン効果に基づき電圧標準が実現されるに至った経緯と原理については述べているので、ここではジョセフソン定数が新たに定義された経緯について文献3)および6)を参照して要点を述べる。

新しい原理の発見や測定技術の進歩によって種々の物理定数の測定精度が著しく向上するごとに、データの見直しと定数の調整がCODATA（Committee on Data for Science and Technology, International Council of Scientific Unions, 国際科学連合会議、科学技術データ委員会）によっておこなわれる。

1986年の中期までに、それまでジョセフソン電圧標準に使用されてきた基礎物理定数 $2e/h$ の値は、3～4カ国の国立標準機関の間で異なり、それらの値がSIに基づく値とは8 ppm程度の差があることが明らかになりつつあった⁶⁾ 背景があり、その後、SIに整合し、かつ世界的に統一した電気の標準体系の要望が強くなったのでCIPM（国際度量衡委員会）は下部機関であるCCE（電気諮問委員会）のなかにこの問題を検討する作業部会を設け、1986年以降に発表された基礎物理定数 $2e/h$ の測定結果を多数採用して1988年9月までにジョセフソン定数 K_J を新たに導き出す検討を始めた。

CCE作業部会が $2e/h$ のかわりに K_J という表記を用いたのは、電気の標準の実現という特定目的のためにはCIPMが勧告する値を使用することを明確にしている。CCE作業部会の結論として、

$$K_J = 483\,597.9 (1 \pm 0.4 \text{ ppm}) \text{ GHz/V}$$

が導き出された³⁾。ここに、0.4 ppmはSI基本標準に基づいて導出される K_J の標準偏差 (1σ) と等価の不確かさである。

このCCE作業部会の結論がCCEさらにはCIPMに諮問され、1988年10月に開かれた第77回CIPMはジョセフソン効果電圧標準と測定値を関係づけるための定数を

$$K_{J-90} \equiv 483\,597.9 \text{ GHz/V}$$

と新たに定義し、1990年1月1日を期して世界各国が統一的にこの値の使用を開始するよう勧告した。世界の主要国の標準研究所はこの勧告を実施し、世界的に統一のとれた電圧標準体系が実現した。

新たな K_J を導出するために使用したデータは以下の通りである。図3-1には、CCEの要請に基づき K_J を導出するために各国の国立標準研究所あるいは大学で得られた精度の向上を計った基礎物理定数と他の高精度基礎物理定数の組み合わせから求められた K_J の中心値と標準偏差(1σ)のデータ([1]~[10])を示している。

各研究機関で直接 K_J を測定([1]~[4])、あるいは別途に測定した基礎物理定数の組み合わせから間接的に導いた K_J 値([5]~[10])を図示した。それぞれの中心値を黒丸で示し、標準偏差(1σ)をエラーバーで示す。中央の点線はこれらのデータから導かれた K_J の主値、グレーの範囲は不確かさである。

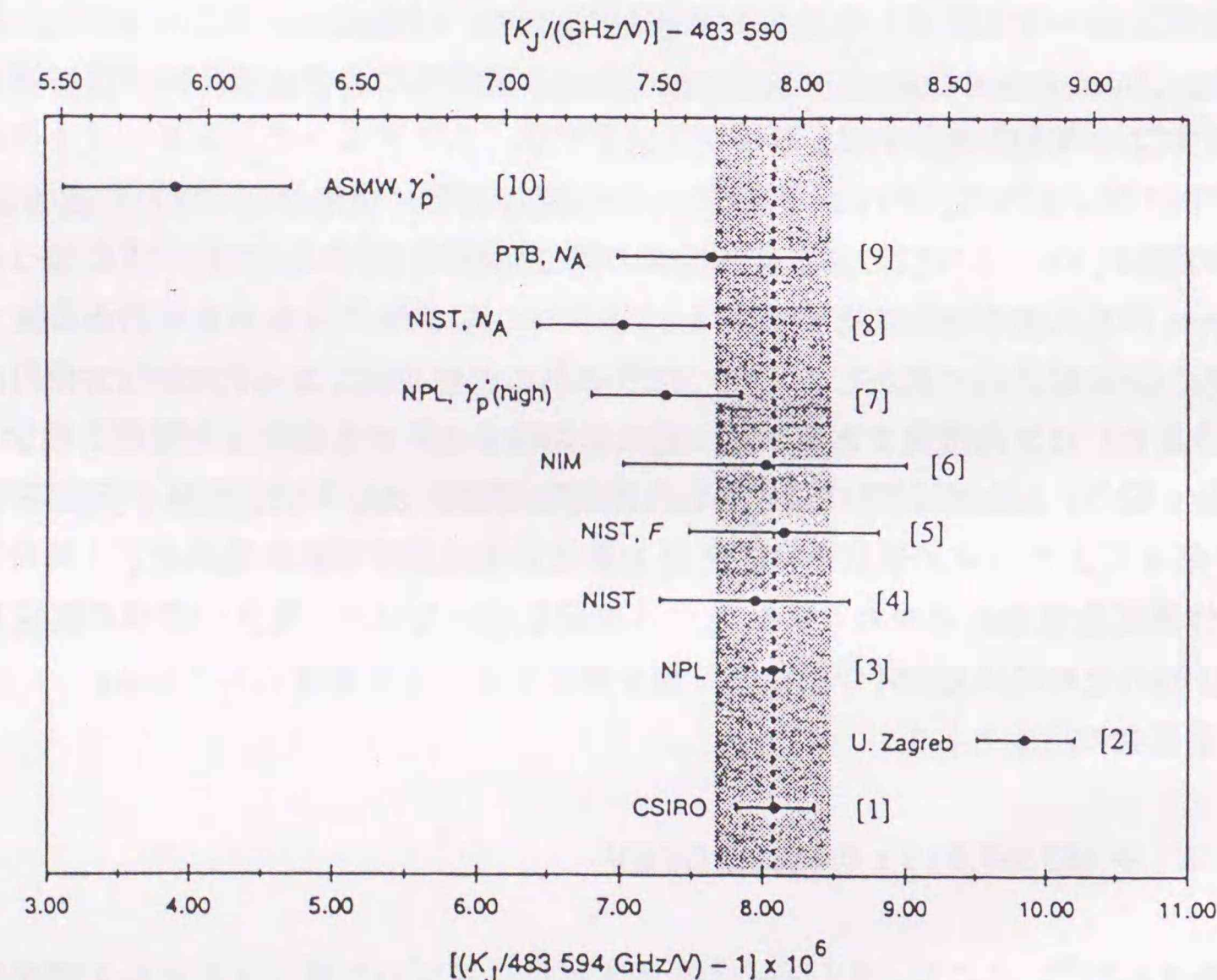


図3-1 K_J を導くために使用されたデータ

これらのデータから K_J 値を決定するにあたり、他のデータと一致度の悪い[2]と[10]を除いた8個のデータの荷重平均をとり $K_J = 483\,597.9\text{ GHz/V}$ とした。不確かさについては、今後相当の期間にわたり変更しないためにやや過大に評価するというCCE作業部会の方針により 0.4 ppm とするのが適当とされた。

図3-1のもとになったデータと評価方法、および研究機関を表3-1に示す。

	研究機関	測定、または導出した K_J の値	方法	備考
[1]	CSIRO	483 597.91 ($1 \pm 0.27\text{ ppm}$) GHz/V	水銀エレクトロメータ法	(直接法)
[2]	Univ. Zagreb	483 598.77 ($1 \pm 0.35\text{ ppm}$) "	電圧天秤法	(直接法)
[3]	NPL	483 597.903 ($1 \pm 0.077\text{ ppm}$) "	電流天秤法	(直接法)
[4]	NIST	483 597.84 ($1 \pm 0.67\text{ ppm}$) "	電流天秤法	(直接法)
[5]	NIST	483 597.94 ($1 \pm 0.67\text{ ppm}$) "	水中プロトン磁気回転比 ファラデー定数、実用標準と クロスキャパシタによる抵抗比	(間接法)
[6]	NIM	483 597.88 ($1 \pm 0.99\text{ ppm}$) "	"	(間接法)
[7]	NPL, NIST CSIRO	483 597.54 ($1 \pm 0.52\text{ ppm}$) "	"	(間接法)
[8]	NIST	483 597.40 ($1 \pm 0.60\text{ ppm}$) "	アボガドロ定数、 リドベリー定数 電子に対するプロトンの質量比	(間接法)
[9]	PTB	483 597.70 ($1 \pm 0.66\text{ ppm}$) "	"	(間接法)
[10]	ASMW	483 595.90 ($1 \pm 0.66\text{ ppm}$) "	水中プロトン磁気回転比 リドベリー定数 ボーア磁子に対するプロトンの 磁気モーメント比	(間接法)

表3-1 各研究機関の測定した、または基礎物理定数の組み合わせから導いた K_J 値 (図3-1に対応する)

各研究機関は略称で記してあるが、正式名は以下の通りである。

ASMW : Amt für Standardisierung, Meßwesen und Warenprüfung, Berlin, (GDR)

BIPM : Bureau International des Poids et Mesures, Sevres, France

CSIRO : Commonwealth Scientific and Industrial Research Organization, Linfield, Australia

NIM : National Institute of Metrology, Beijing, PRC

NPL : National Physical Laboratory, Teddington, UK
 NIST : National Institute of Standards and Technology (formerly National Bureau of Standards), Gaithersburg, USA
 PTB : Physikalisch-Technische Bundesanstalt, Braunschweig, FRG
 U.Zagreb : Faculty of Electrical Engineering, University of Zagreb, Yugoslavia

理念としての世界的に統一したジョセフソン電圧標準の実現は以上のような経緯があった。

3.2 国際度量衡標準局 (BIPM) による主要先進国の国家標準との相互比較および日本の直流電圧国家標準との相互比較

量子力学的現象に基づく標準の本来の優れた点は、原理的に、いつでも、どこでも、誰が行なっても同一の校正結果が得られる普遍性にある。この普遍性が、理念としてのみではなく技術的にどの程度の精度で実現しているかを、国際度量衡標準局 (BIPM =Bureau International des Poids et Mesures) が日本をふくめた主要国の国家標準と相互比較を行なった結果および日本の国家標準と産業界の電圧標準との相互比較の結果から確かめる¹⁰⁾

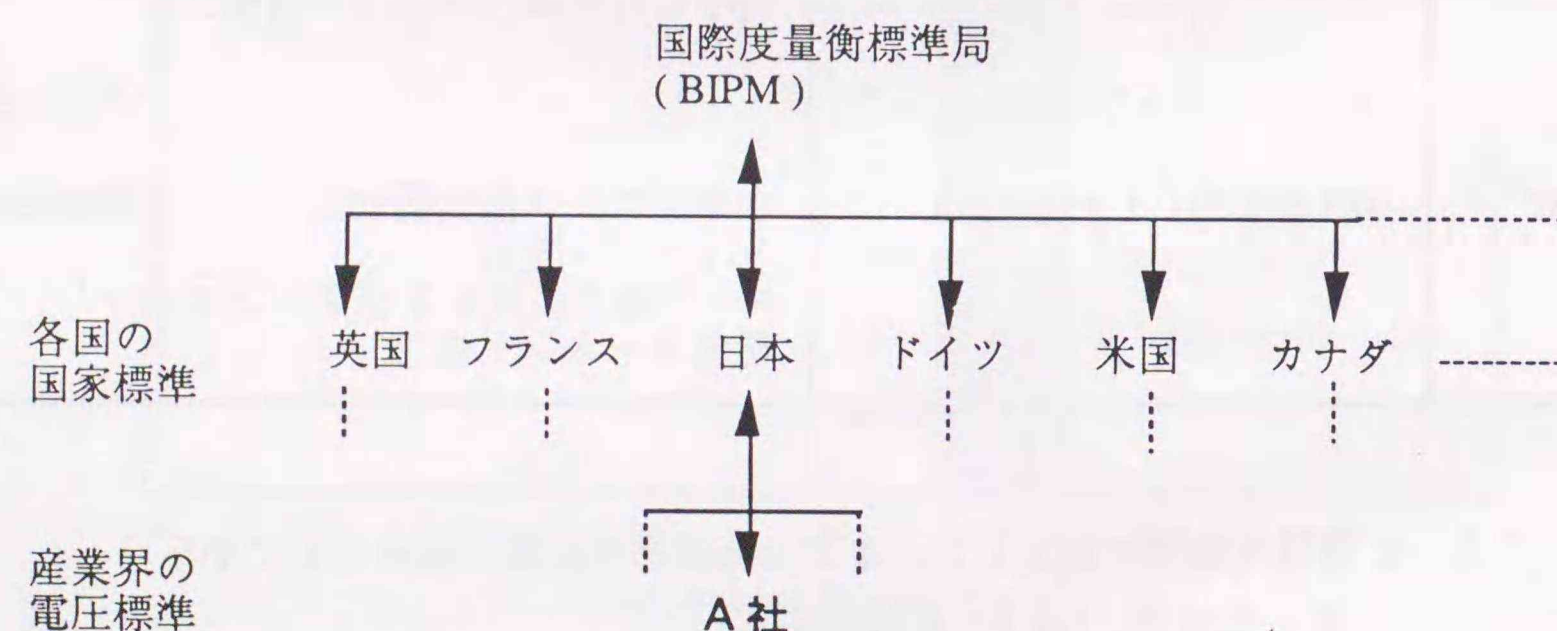


図 3-2 国際度量衡標準局 (BIPM) から産業界までの量子力学的電圧標準の相互比較による確認

A) 国際度量衡標準局 (BIPM) のジョセフソン電圧標準システム

国際的な巡回比較に使用したBIPM のジョセフソン電圧標準システムは、産業界への普及を前提とした自動制御のジョセフソン電圧標準システムである日本の国家標準とは設計方針が異なり、より高精度校正を目標としている。最も異なる点は、平衡検出器としてDVMではなく高感度アナログ式ナノボルトメータ N1a (EM 社製) を使用していること (従ってシステムとしては自動化していない) 、および相互比較のためにZener 精密電圧発生器とは別に被校正対象としての精密電圧発生器を用意している点である。

BIPM の精密電圧発生器は水銀電池を電圧基準源として温度係数を補償しあうFET緩衝回路を経て出力する方式になっており、その特性は出力電圧 1.018 V、出力抵抗 125 Ω 、出力端子とグランド間の絶縁抵抗は $5 \times 10^{12} \Omega$ 以上である。出力端子は低熱起電力の材質として銅をえらび、かつ線形性の変動分を除去するために極性切り替えスイッチを備えている。

ジョセフソン接合アレーは米国国立標準研究所 (NIST) 製の Nb/Al/Nb 素子を2,400個集積した 1V 用接合アレーであり、ミリ波源は 84 GHz のガン発振器を第一部第2章で述べた方式で周波数安定化している。(筆者の研究成果である周波数安定化回路を電子技術総合研究所経由で提供している。)

B) BIPM による主要先進国の国家標準との相互比較の結果

国際度量衡標準局 (BIPM) は新たに定義しなおしたジョセフソン定数に基づく電圧標準の国際的統一性を確認するために、1991年から1992年にかけて自らのジョセフソン電圧標準システムを持ち回り、先進諸国のデンマーク、ドイツ、フランス、アメリカ、カナダ、イギリスおよび日本の直流電圧国家標準との相互比較 (巡回比較) を実施し、その結果を報告している。¹⁰⁾ その中で、独自のジョセフソン接合アレーを製作し、自動制御のジョセフソン電圧標準システムを構築した日本の国家標準とは特に詳しく相互比較を行ない、その結果を別に報告している。⁴⁶⁾ ここでは、それらの結果を引用して、現状の各国の国家標準のレベルを概観する。

相互比較は、市販の Zener 精密電圧発生器 (Fluke社732A) および BIPM の精密電圧発生器を二台のジョセフソン電圧標準システムで交互に校正する間接法と、一方のシステムで発生したジョセフソン電圧を BIPM のシステムで校正する直接法の二通りの方法で行ない、重み付け平均によりそれぞれの国家標準との校正差を算出している。標準電池電圧に等しい 1.018 V を相互に校正した校正差を表 3-2 に掲げているが、この表にみるように先進諸国間の直流電圧の国家標準は重み付け平均で 10^{-10} のオーダーで合致している。別の表現をすれば重み付け平均の校正差は 1×10^{-9} 以内である。

表 3-2 国際度量衡標準局 (BIPM) による各国の国家標準との相互比較の結果 (1.018 V)

国立標準研究所 校正した時期	Zener 電圧標準を 校正した場合 (電圧差 $\pm \sigma_A$)	BIPMの電圧発生器 を校正した場合 (電圧差 $\pm \sigma_A$)	直接比較 (電圧差 $\pm \sigma_A$)	重み付け平均 (電圧差 $\pm \sigma_{A+B}$)
BIPM (1991年1月)	N.A	-0.4 $\pm$ 0.2 (nV)	0.1 $\pm$ 0.1 (nV)	0.0 $\pm$ 0.4 (nV)
DFM(オランダ) (1991年1月) 於BIPM	3 $\pm$ 5 (nV)	-0.1 $\pm$ 0.2	-1.1 $\pm$ 0.2	-0.7 $\pm$ 0.8
PTB(ドイツ) (1991年5月)	23 $\pm$ 3	-0.3 $\pm$ 0.3	-0.1 $\pm$ 0.1	-0.1 $\pm$ 0.3
DFM(オランダ) (1991年5月) 於PTB	N.A	N.A	0.2 $\pm$ 0.3	0.2 $\pm$ 0.3
LCIE(フランス) (1991年7月) 於BIPM	N.A	7.1(?) $\pm$ 5.2	-0.1 $\pm$ 0.1	-0.1 $\pm$ 0.3
NIST(アメリカ) (1991年10月)	1 $\pm$ 4	0.0 $\pm$ 0.3	0.1 $\pm$ 0.2	0.1 $\pm$ 0.3
NRC(カナダ) (1991年10月)	N.A	0.0 $\pm$ 0.3	-0.2 $\pm$ 0.1	-0.2 $\pm$ 0.3
NPL(イギリス) (1992年2月)	3 $\pm$ 6	-0.1 $\pm$ 0.2	0.0 $\pm$ 0.2	-0.1 $\pm$ 0.5
LCIE(フランス) (1992年2月)	-3 $\pm$ 8	0.1 $\pm$ 0.3	-0.1 $\pm$ 0.1	-0.1 $\pm$ 0.2
ETL (日本) (1992年3月)	2 (G) $\pm$ 7 -16 (F) $\pm$ 2	-0.2 $\pm$ 0.2	0.1 $\pm$ 0.1	0.0 $\pm$ 0.2
BIPM	N.A	0.2 $\pm$ 0.3	0.0 $\pm$ 0.03	0.0 $\pm$ 0.2

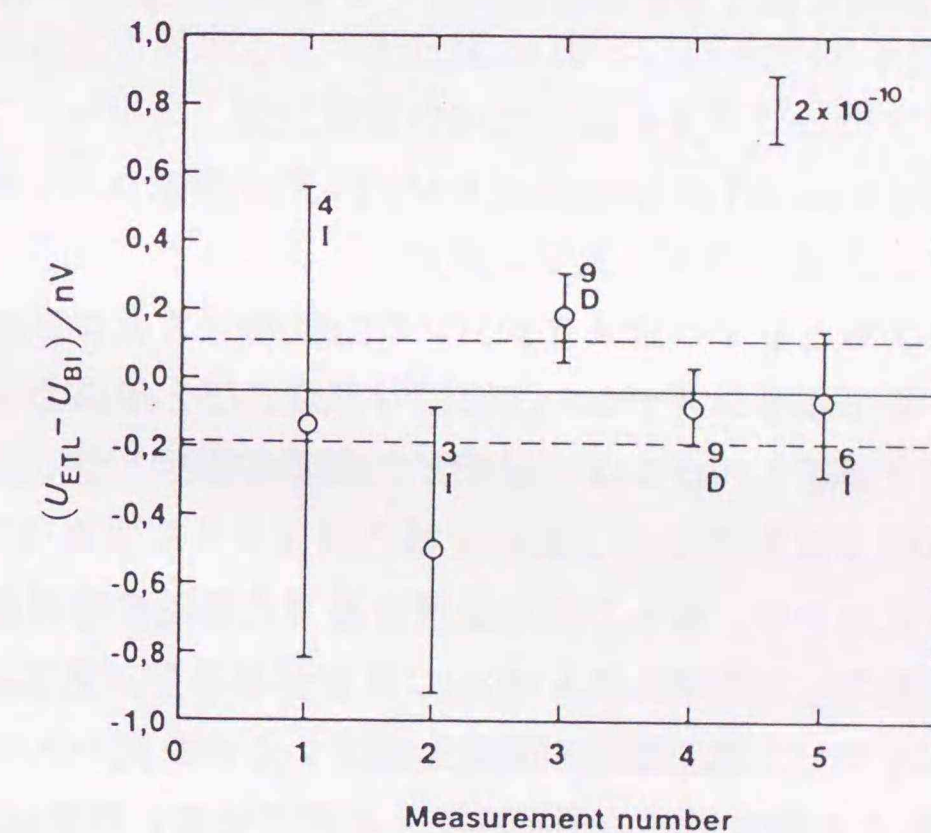
この表における偏差は1 σ で示しており、 σ_A はタイプAの不確かさ、 σ_{A+B} はタイプAとタイプBの不確かさの和である。(G)と(F)はZener精密電圧発生器の校正における接地条件がGround(大地への接地)であるか、Floating(接地しない)かを意味する。(?)は校正結果に説明できない分散があること、N.Aは校正していないことを示す。

C) BIPM と日本の国家標準 (ETL) との相互比較の結果

BIPM と日本の国家標準との相互比較の結果は表 3-2 に掲げた通りであるが、それをあえて詳しく別途報告⁴⁶⁾している理由は次のようなものである。

- (1) 殆どの国立標準研究機関では米国国立標準研究所 (NIST) 製のジョセフソン接合アレーを使用しているが、日本のETLとドイツのPTBは独自のアレーを製作し使用している。
- (2) 日本の国家標準は、産業界への普及を前提とした自動化ジョセフソン電圧標準システムであり独自性がある。また、同一のシステム構成で産業界に於ても試験運用中であり、国際度量衡標準局、国家標準、産業界の階層構造における量子標準の実現の具体的な例である。

すなわち、明確な独自性のあるシステムとの相互比較を重視するからである。そして、その重み付け平均校正差は表 3-2 に見るように相互比較を実施した各国間のうちで最も小さい。図 3-3 には 1.018 V についてBIPMの電圧標準を基準とした場合の日本の電圧標準との差を直接法、および間接法による相互比較の結果として示す。



Results of the five sets of array comparisons carried out by the indirect (I) and direct (D) methods. The uncertainty bars represent the type A uncertainty only. The number of individual measurements in each set is indicated beside each bar. The solid and dashed lines indicate the weighted mean and type A uncertainty, respectively, for the ensemble of five array measurements.

図 3-3 BIPM と ETL の相互比較の結果 (直接校正=D、間接校正=I)
(参照文献 46) より引用)

3.3 国際度量衡標準局 (BIPM) から産業界までの一貫した量子力学的電圧標準の実現

表 3-2 に見るように、BIPM は自らのジョセフソン電圧標準システムにより先進諸国 (オランダ、ドイツ、フランス、アメリカ、カナダ、イギリスおよび日本) の国家標準としてのジョセフソン電圧標準システムとの巡回比較を実施し、それらとの校正差は 10^{-10} のオーダーであることを表明した。

一方で、第 2 部第 2 章に述べたように日本の国家標準と産業用ジョセフソン電圧標準システムとの相互比較による校正差は、Zener 電圧標準器を仲介した相互比較の場合には $(5.6 \pm 2.2) \times 10^{-9}$ であることを確認した。産業用ジョセフソン電圧標準システムの系統的不確かさを考慮しても 1×10^{-8} 以内である。(BIPM と ETL 間で行った方法での直接、間接比較は実施していない。)

すなわち、量子標準により国家標準間のレベルでは 1×10^{-9} 以内 (10^{-10} のオーダー) で、国家標準と産業界間のレベルでは 1×10^{-8} 以内で世界的に統一のとれた直流電圧標準体系が実現できることを実証した。国家の標準がこのような精度で実現しているのは当然といってもよいが、産業界の生産現場にまで量子標準が及ぶのは画期的である。

何故ならば、生産現場で実際に使える高精度標準こそが真に工業製品の高精度化に寄与するからである。

3.4 まとめ

前章までは、日本の国家標準としてのジョセフソン電圧標準システムを基礎にして製作した産業用ジョセフソン電圧標準システムの技術的内容および 2 年以上におよぶ試験運用の結果を述べた。そこで実証されたのは普遍性と高精度を特徴とする量子標準の普及の可能性である。

本章ではさらに大局的な見地から、量子力学的原理に基づく電圧標準の普遍性をもたらしているジョセフソン定数 $K_{J,90}$ を定義したいきさつにさかのぼり、更には技術的にはどの程度の不確かさでジョセフソン電圧標準が実現されているかを見た。

国際度量衡標準局 (BIPM) と主要先進国の国家標準との相互比較の結果は 1×10^{-9} 以内 (10^{-10} のオーダー) で一致している。また、日本の国家標準と産業用ジョセフソン電圧標準との間は第 2 部第 2 章に述べたように 1×10^{-8} 以内で一致している。このことから国際度量衡標準局から産業界に至るまで少なくとも 1×10^{-8} の精度で世界的に統一のとれた直流電圧標準体系が実現できる技術的根拠を明確にした。

折しも、国際的にも品質管理システムを相互に認証しあって品質保証水準を維持しようという動きが活発化しており、産業界の生産現場にまでジョセフソン電圧標準システムが普及する可能性を実証したことは意義のあることである。

第 4 章 結言

本章では、第一部および第二部をあわせて本研究で見いだされた結果のまとめと今後の展望について述べる。

本研究の目的は

- (1) 第二世代ジョセフソン電圧標準システムのミリ波系の性能向上を通じて校正精度の向上に寄与すること。
- (2) (1) の結果を応用して、産業界で今日必要とされる高精度工業製品を生産するための隘路になっている現行トレーサビリティ体系による電圧標準精度を大幅に向上させること。

の二点にあり、それぞれ第一部、第二部に対応している。

本研究は 1990 年 1 月 1 日から運用を開始した日本の国家標準としての第二世代ジョセフソン電圧標準システムの研究スタッフの一員として 1989 年 4 月から筆者も参加する機会を得、主としてミリ波系を担当したことに端を発する。

幸いなことに、ジョセフソン電圧標準システムのミリ波源としての 94 GHz ガン発振器の周波数安定度を従来方式の安定度 5×10^{-8} より 3 桁向上させる 3×10^{-11} (peak to peak) を実現させることが出来、校正精度の向上に寄与することができた。1990 年 6 月にカナダのオタワで開かれた国際会議 CPEM (Conference on Precision Electromagnetic Measurement) でこの成果を発表したところ、周波数安定度の問題に直面していた国際度量衡標準局 (BIPM) やその他の国立標準研究所の賛同する所となり、以来 8 箇所の国立研究所にこの方式を提供している。この成果をもとに、1991 年から 1992 年にかけて BIPM は本方式のミリ波周波数安定化回路を搭載した自らのジョセフソン電圧標準システムを持ち回り、先進 8 カ国の国家標準との巡回比較を実施し、その成果を 1992 年パリで開かれた国際会議 CPEM および学術誌に公表している。

標準電池の出力電圧に相当する 1.018 V を直接校正するためのジョセフソン電圧の発生は、3,000 個のジョセフソン接合を直列に接続したアレーに周波数安定化ミリ波を照射して AC ジョセフソン効果により得ている。ジョセフソン接合アレーに関しては、電総研は米国国立標準局 (NIST) や PTB (ドイツ連邦物理工学研究所) とは独立に Nb 系プロセスを開発している。このジョセフソン接合アレーと、アレーにできる限り高いレベルのミリ波電力を照射するためにミリ波系伝送経路を金属導波管から誘電体導波管にかえて伝送損失を低減した効果が相俟って 1 V 以上のジョセフソン電圧の発生に成功して、標準電池の出力電圧に相当する 1.018 V を直接校正することが可能になった。この成功は日本の国家標準としての第二世代ジョセフソン電圧標準システムの研究を担当した電子技術総合研究所と筆者の共同研究成果である。

一方で、日本の標準供給体系（トレーサビリティ体系）は今日の産業界の要望する精度で標準を供給しているとは言いがたい面もある。すなわち、直流電圧に例をとれば、現行トレーサビリティ体系では産業界に供給される電圧標準の公称保証精度は2 ppmであり、今日産業界で必要とされる高精度工業製品を生産する（または新製品を研究開発する）ための0.1 ppm オーダの電圧標準の要望を満たすことが出来ない。標準電池の特性からみて、それをを仲介媒体とする限り現行トレーサビリティ体系の精度向上は望めないのが実状である。ここで、普遍性のあるジョセフソン電圧標準システムを国家標準としてのみならず産業界でも使用可能になれば、標準電池を電圧標準供給媒体としている現行のトレーサビリティ体系の精度限界を克服できることになる。

本論文の後半は、日本の国家標準としての第二世代ジョセフソン電圧標準システムをもとにして産業用ジョセフソン電圧標準システムを製作し、産業界での実用に耐えられるかを調べるために2年間にわたり試験運用した結果を示している。試験運用結果は、懸念していたジョセフソン接合アレーの破損もなく、システムとしての不確かさの経時的増大も認められず、環境条件のわるい産業界の生産現場において長期の運用に耐えられ、国家標準と同等の校正精度を実現出来ることが実証出来た。この2年間におよび試験運用の実績はトレーサビリティ体系を変革する技術的根拠には十分成り得るものである。現行のトレーサビリティ体系の精度2 ppmに比較すれば、実現した産業用ジョセフソン電圧標準システムの精度は0.01 ppmであり100倍以上向上しており、高精度工業製品の研究開発に当面必要とされている精度0.1 ppmに対しても10倍の余裕がある。産業界の生産現場や製品開発の現場においてこのような高精度標準を日常的に使用することが真に工業製品の高精度化に役にたつ事を考えれば、現代的な意味で今後の産業の礎になるものである。

国際単位系(SI)の普及という観点からみれば、国際度量衡標準局(BIPM)と主要先進国の国家標準との間には 1×10^{-9} 以内(10^{-10} のオーダ)で一致し、日本の国家標準と産業用ジョセフソン電圧標準の間は 1×10^{-8} 以内で一致しているので、国際度量衡標準局から産業界に至るまで 1×10^{-8} の精度で世界的に統一のとれた直流電圧標準体系が実現できる技術的根拠を示した。

世界的に統一のとれた標準は工業製品の通商のためにも重要である。欧州共同体(EC)市場統合を機会に国際的に工業製品の品質を保証する国際規格が産業界に浸透しはじめているが、品質を保証するシステムの根底にあるのがハードウェアとしての標準である。このような時代の潮流に対して、従来のトレーサビリティ体系のように上(国家標準)から下(産業界)へ階層構造でつながる標準ではなく、国家標準と同等精度の産業用量子標準を多数の生産現場で持てるようにしたことが本論文の社会的意義である。

ここで、今後の問題についてふれる。

本論文で述べたジョセフソン電圧標準システムは、電圧標準であると同時に、Zener電圧発生器の代わりに被測定対象を置けば精密直流電圧測定システムでもある。標準電池の出力電圧相当の1.018 Vを直接校正する装置としては完成したが、次の世代の電圧標準および精密直流電圧測定システムとしては次の二つの課題がある。

- (1) 直接校正(測定)できる電圧範囲の拡大および精度の向上
- (2) 普及

このうち、(1)の電圧範囲の拡大については当面10 Vまでを目標として電子技術総合研究所との共同研究を継続中である。鍵となるのはミリ波系の性能向上(ミリ波源の出力向上およびミリ波とジョセフソン接合アレーの結合効率の向上)と約2万個のジョセフソン接合の集積化である。このうち、ミリ波源の出力向上については第一部第2章2.6節にすでに述べたように見通しがついていて、大規模集積化ジョセフソン接合アレーは20,144個の接合の直流動作を確認した段階である。ジョセフソン接合アレーそのもののミリ波回路設計も含めて、ミリ波とジョセフソン接合アレーの結合効率の向上は現在進行中である。電圧標準を10 Vにする意味は、校正対象の電圧が1桁上がれば精度は自動的に1桁上がることによる。

システム側からの精度の向上に関しては、第一部で述べたように 3×10^{-11} のミリ波周波数安定度の実現によりジョセフソン電圧も同じ安定度が実現しているはずであり、精度の決定要因は平衡検出器に何を選ぶかにより決まるといっても過言ではない。事実、第二部第3章に示したように国際度量衡標準局(BIPM)ではアナログ式の高感度ナノボルトメータを平衡検出器に採用しており、デジタル電圧計を平衡検出器に採用した時に比較して1桁以上の高精度を実現している。システムとしての取扱易さ(自動化)を追及する場合はデジタル電圧計を平衡検出器に採用せざるを得ないので、分解能を向上させることが必要になる。

また、第二部第1章でも絶縁問題についてふれているが、平衡検出器と校正対象のZener電圧発生器の信号ラインとグランド間の絶縁抵抗がそれぞれ $1 \times 10^{11} \Omega$ 以上保証されなければならない。一般的な精密測定の場合でも測定対象の絶縁抵抗が十分に高くなければならない事情は同じである。

電圧範囲の拡大と精度の向上は電圧標準のみならず、精密電圧測定を必要とする物理実験や電子機器の研究開発に重要である。例えば、最近の携帯型パソコンや電話器の普及にともない3.6 Vの出力電圧と高いエネルギー蓄積密度をもつリチウムイオン電池が注目されている。この新世代電池のより高性能化のために長い時間をかけなければ電圧経時特性が把握できないものをジョセフソン効果に基づく精密直流電圧測定システムにより高精度で短時間に評価し、研究開発時間を短縮することが出来る。

次に(2)の普及についてふれる。

本論文で述べた産業用ジョセフソン電圧標準システムは、産業界への量子電圧標準の普及を前提に設計したもので、システム全体の自動運転や工場での日常的稼働、生産ラインへ持ち込めるZener電圧発生器の校正など、従来の国家標準レベルのジョセフソン電圧標準の概念を破るものである。しかし、2年間におよぶ試験運用を通じて、社会一般への普及のためにはさらに次のような改良の必要性を感じる。

(a) 冷凍冷却器による長期運転

現在のシステムは液体ヘリウム容器にクライオプローブを挿入してジョセフソン接合アレーを冷却しており、液体ヘリウム蒸発速度は3リットル/日であるので65リットル容器の場合は三週間弱の連続運転が可能である。液体ヘリウムがなくなった後は液体ヘリウム容器からクライオプローブを引き抜き、液体ヘリウムを充填後ふたたびクライオプローブを挿入する作業が必要である。この作業は液体ヘリウムを扱うので低温火傷の危険性を含んでおり、普及の妨げになる。この問題の解決のためには冷凍冷却器による連続運転が望ましい。

現在の技術レベルで液体ヘリウム温度(4.2 K)の冷凍冷却器が無いわけではないが、冷却容量が小さくまだ発展途上にある。8 Kであれば事情は異なり、冷凍冷却器も価格を別にすれば実用レベルに達しつつある。この間の事情をみれば、Nbより硬く丈夫でキューリー温度 T_c の高い材質である窒化ニオブNbN($T_c=15.3$ K)によるジョセフソン接合アレーの開発が冷凍冷却器による連続運転を実現するための課題になる。

(b) システムの価格の低減

社会一般への普及のための一方のネックは装置の価格である。製作した産業用ジョセフソン電圧標準システムは、(ジョセフソン接合アレーは別として)費用構成の多くをミリ波系が占める。ガン発振器、アイソレータ、方向性結合器、ダウンコンバータ用ミキサなどを誘電体線路で集積化すれば、コスト低減とミリ波伝送損失低減に役立つ。東北大学通信研究所の米山教授の提案するNRD線路(Non Radiative Dielectric Line)はこの目的に適合する可能性が高い。また、ソースロックカウンタも汎用器でなく必要な周波数帯域と機能に限定すればコストは低減する。

以上のように、社会に広く普及させようとすれば解決すべき周辺技術の課題は多く残されている。そして、これらの課題のひとつひとつの解決が量子力学に基礎を置く新しい時代の精密電圧計測が実用化する過程である。

謝 辞

本論文をまとめるにあたり、懇切なる御指導、御鞭撻を賜った北海道大学工学部 中山 恒義教授に深く謝意を表します。また、数々の御教示をいただいた阿部 寛教授 および大場 良次教授に深く感謝致します。

本研究は、株式会社アドバンテストから通産省工業技術院電子技術総合研究所へ筆者が派遣され研究する形で遂行したものであり、その遂行に当たり通産省工業技術院電子技術総合研究所基礎計測部部長 遠藤 忠博士、同部電子計測研究室主任研究官 坂本

泰彦博士にはこれまで多大の御指導、御教示、御鞭撻を賜りました。ここに深く感謝いたします。第二世代のジョセフソン電圧標準システムの基本概念は両氏の構想になるもので、産業用ジョセフソン電圧標準システムも基本的にその考え方を踏襲しています。同部電子計測研究室長 木下 攘止博士、同研究室主任研究官 桜庭 俊昭氏、同研究室主任研究官 村山 泰氏、電子基礎部電子物性研究室主任研究官 吉広 和夫氏には極低温実験をはじめ、超伝導物理全般について御指導を頂きました。電子計測研究室主任研究官 中西 正和博士にはミリ波スペクトルの位相雑音とジョセフソン電圧揺らぎについて有益な議論を頂き、また同研究室技官 岩佐 章夫氏には国家標準と産業用ジョセフソン電圧標準システムの相互比較の実施と電圧校正値の統計処理について有益な議論をいただきました。ここに、心から感謝いたします。

国際度量衡標準局(BIPM)のThomas J. Witt博士とDominique Reymann博士には電総研とBIPMのジョセフソン電圧標準システムの相互比較データおよびジョセフソン電圧揺らぎデータを頂き、解析の御指導いただきましたことを感謝いたします。

東北大学電気通信研究所 米山 努教授にはNRD線路について御指導頂き、山下 努教授ならびに中島 康治助教授にはジョセフソン接合についての貴重な示唆を頂きましたことを感謝いたします。

このように有意義な研究の機会を与えていただき、御指導、御鞭撻を賜りました(株)アドバンテスト社長 大浦 溥氏、同専務 小島 敬基氏、同品質保証部長 渡部善伸氏、(株)アドバンテスト仙台研究所専務 八鍬 和夫博士に深く感謝いたします。(株)アドバンテスト前社長 佐々木 甫博士、前常務 木村 正信氏ならびに前技術顧問 喜安 善市博士には研究の方向性につき多大な御指導をいただきました。また、品質保証部担当課長 湯田 文雄氏、主任技師 池 道孝氏には試験運用時の長期データの取得につき協力を頂きました。誘電体線路の改善には(株)潤工社前開発部長 鈴木 洋介氏、同前開発部員 氏家 健氏の協力を頂き、InP ガン発振器の開発には(株)日鉱共石研究開発本部特別研究室長 横畑 彰人博士の協力を頂きました。協力を感謝します。最後に、私のわがママを許してくれた家族に感謝しています。

本研究は多くの人々の御指導と御協力の賜であると改めて感謝する次第です。

参考文献

- 1) D. N. Langenburg, W. H. Paker and B. N. Taylar : Phys. Rev. , 150 (1966) 186.
- 2) 遠藤 忠 : 博士論文「ジョセフソン効果電圧標準方式に関する研究」, 昭和 56 年.
- 3) B. N. Taylar and T. J. Witt : Metrologia, 26 (1989) 47.
- 4) T. J. Quinn : Metrologia, 26 (1989) 69.
- 5) 岡村絵吾 : 計測と制御, 28 (1989) 72.
- 6) 遠藤 忠 : 応用物理, 59 (1990) 712.
- 7) 日経エレクトロニクス, No.555 (1992.5.25) 125.
- 8) M. T. Levinsen, R. Y. Chiao, M. J. Feldmann and B. A. Tucker : Applied Physical letters, 31 (1977) 776.
- 9) H. Yoshida, Y. Sakamoto and T. Endo : IEEE Trans. Instrum. Meas., IM-40 (1991) 305.
- 10) D. Reymann and T. J. Witt : Conf. on Precision Electromagnetic Measurements, Paris (1992). および IEEE Trans. Instrum. Meas., IM-42 (1993) 596.
- 11) Clark A. Hamilton, Richard L. Kautz, Frances L. Lloyd, Richard I. Steiner and Bruce F. Field : IEEE Trans. Instrum. Meas., IM-36 (1987) 258.
- 12) J. Niemeyer and L. Grimm : Metrologia, 25 (1988) 135.
- 13) Y. Sakamoto, T. Endo, Y. Murayama, T. Sakuraba, M. Nakanishi, M. Koyanagi, M. Aoyagi, F. Shinoki, H. Nakagawa and S. Takada : ISEC '87.
- 14) H. Yoshida, Y. Sakamoto and T. Endo : 1993 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1(1993) 389.
および IEEE Special Symposium Issue of the MTT Trans., Dec. (1993) 掲載決定.
- 15) R. L. Kautz : J. Appl. Phys., 52 (5) (1981) 3528.
- 16) R. L. Kautz : J. Appl. Phys., 57 (3) (1985) 875.
- 17) Y. Sakamoto, H. Yoshida, T. Sakuraba, Y. Murayama and T. Endo : IEEE Trans. Instrum. Meas., IM-40 (1991) 312.
- 18) 吉田春雄 : 電気学会論文誌 C, 112 (1992) 340.
- 19) H. Yoshida, F. Katada, Y. Sakamoto, A. Iwasa and T. Endo : Jpn J. Appl. Phys., 32 (1993) 3643.
- 20) A. Iwasa, Y. Sakamoto, H. Yoshida and T. Endo : IEEE Trans. Instrum. Meas., IM-42 (1993) 368.
- 21) 岩佐章夫、坂本泰彦、吉田春雄、遠藤 忠 : 電総研彙報, 57 (1993) 97.
- 22) 原 宏 編著 : 量子電磁気計測, 第 3 章、電子情報通信学会 (平成 3 年)
- 23) 電気学会クライオエレクトロニクス常置専門委員会編 :
ジョセフソン効果 <<基礎と応用>> 第 1、2 章、電気学会 (昭和 53 年) など.

- 24) T. Endo, M. Koyanagi and A. Nakamura : IEEE Trans. Instrum. Meas., IM-32 (1983) 267.
- 25) Millitech 社カタログ.
- 26) R. Popel : Metrologia, 29 (1992) 153.
- 27) Floyd M. Gardner : Phaselock Techniques, John Wiley & Sons, Inc. (1967).
- 28) D. Reymann, J. U. Holtoug and H. D. Jensen : Metrologia, 28 (1991) 99.
- 29) John L. Stewart : Proceedings of the IRE, (1954) 1539.
- 30) 磯部 孝 編 : 相関関数およびスペクトル, 第 I 編、東京大学出版会 (昭和 42 年) .
- 31) NBS TECHNICAL NOTE, 632 (1973).
- 32) R. L. Kautz, C. A. Hamilton and Frances L. Lloyd :
IEEE Trans. Magn., MAG-23 (1987) 883.
- 33) 松尾 優 編 : 電波技術ハンドブック, 第 3 章、日刊工業新聞社 (昭和 63 年) .
- 34) T. Yoneyama, M. Yamaguchi and S. Nishida :
IEEE Trans. Microwave Theory and Techniq., MTT-30 (1982) 2146.
- 35) 進藤秀一 : 電電公社研究実用化報告, 23 (1977).
- 36) J. H. Hinken : AEC., Band 37 (1983) 375.
- 37) S. M. Sze : Physics of Semiconductor Devices, John Wiley & Sons, Inc. (1981) 637.
- 38) マイクロ波・ミリ波デバイスとその応用調査専門委員会編 :
電気学会技術報告 (II 部), 第 432 号、電気学会 (1992).
- 39) A. Yokohata, K. Suga, A. Kodama, H. Kurita and M. Ohmori :
The 3rd Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, Tokyo (1990).
- 40) P. G. De Genns : Superconductivity of Metals and Alloys, W. A. Benjamin, Inc. (1966).
- 41) H. A. Wheeler : IEEE Trans. Microwave Theory and Techniq., MTT-13 (1965) 172.
- 42) 東海林 彰 : 電子技術総合研究所報告, 第 885 号 (昭和 62 年)
- 43) J. V. Gates, M. A. Washington and M. Gurvitch : J. Appl. Phys. Lett., 42 (1984) 1419.
- 44) Y. Sakamoto, A. Odawara and T. Endo : IEEE Trans. Instrum. Meas., IM-40 (1991) 337.
- 45) 吉田春雄 : 第 4 回計測連合シンポジウム 先端計測 '93 資料集 93, (1993) 93.
- 46) D. Reymann, A. Iwasa, H. Yoshida, T. Endo and T. J. Witt : Metrologia, 29 (1992) 389.

研究発表リスト

1. 論文 (学位論文関係)

- [1] " Josephson Junction Array Voltage Standard at the ETL",
Y. Sakamoto, H. Yoshida, T. Sakuraba, A. Odawara, Y. Murayama, and T. Endo,
CPEM(Conference on Precision Electromagnetic Measurements) '90 Digest, (1990),
pp. 42-43.
- [2] " Circuit Precautions for Stable Operation of Josephson Array Voltage Standard",
H. Yoshida, Y. Sakamoto, and T. Endo,
CPEM(Conference on Precision Electromagnetic Measurements) '90 Digest, (1990),
pp. 104-105.
- [3] " Automated Voltage Divider to Calibrate a 10-V Output of Zener Voltage Standard",
T. Endo, Y. Sakamoto, T. Sakuraba, Y. Murayama, H. Yoshida, and A. Odawara,
CPEM(Conference on Precision Electromagnetic Measurements) '90 Digest, (1990),
pp. 120-121.
- [4] " Josephson Junction Array Voltage Standard at the ETL",
Y. Sakamoto, H. Yoshida, T. Sakuraba, A. Odawara, Y. Murayama, and T. Endo,
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 40, No. 2, (1991),
pp. 312-316.
- [5] " Circuit Precautions for Stable Operation of Josephson Array Voltage Standard",
H. Yoshida, Y. Sakamoto, and T. Endo,
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 40, No. 2, (1991),
pp. 305-308.
- [6] " Automated Voltage Divider to Calibrate a 10-V Output of Zener Voltage Standard",
T. Endo, Y. Sakamoto, T. Sakuraba, Y. Murayama, H. Yoshida, and A. Odawara,
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 40, No. 2, (1991),
pp. 333-336.
- [7] " 実用的ジョセフソン電圧標準装置 ", 吉田春雄,
電気学会論文誌 C、Vol. 112-C, No.6, (1992), pp. 340-346.
- [8] " Comparison of Josephson Voltage Standards of the Electrotechnical Laboratory and
the Bureau International des Poids et Mesures",
D. Reymann, A. Iwasa, H. Yoshida, T. Endo, and T. J. Witt,
Metrologia, Vol. 29, (1992), pp. 389-395.
- [9] " Mutual Comparisons of Fully Automated Josephson-Junction Array Voltage-Standard
Systems", A. Iwasa, Y. Sakamoto, H. Yoshida, and T. Endo,
CPEM(Conference on Precision Electromagnetic Measurements) '92 Digest, (1992),
pp. 369-370.

- [10] " ジョセフソン接合アレー電圧標準システムの相互比較 ",
岩佐章夫、坂本泰彦、吉田春雄、遠藤 忠、
電子技術総合研究所彙報 Vol. 57, No. 1, (1993), pp. 98-104.
- [11] " Mutual Comparisons of Fully Automated Josephson-Junction Array Voltage-Standard
Systems", A. Iwasa, Y. Sakamoto, H. Yoshida, and T. Endo,
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 42, No. 2, (1993),
pp.368-371.
- [12] " On Use of the Josephson Junction Array Voltage Standard in Industry ",
H. Yoshida, F. Katada, Y. Sakamoto, A. Iwasa, and T. Endo,
Jpn. J. Appl. Phys., Vol. 32, Part 1, No. 8, (1993) , pp.3643-3648.
- [13] " Improvements in the Millimeter-wave Subsystem for Josephson Junction Array Voltage
Standard Systems", H. Yoshida, Y. Sakamoto, Udo Klein, and T. Endo,
1993 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Symposium Digest,
(1993), pp. 389-392.
- [14] " Improvements in the Millimeter-wave Subsystem for Josephson Junction Array Voltage
Standard Systems", H. Yoshida, Y. Sakamoto, Udo Klein, and T. Endo,
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Dec. (1993) 掲載決定.

2. 論文 (その他)

- [1] " 周波数解析装置のための YIG 同調発振器の設計と特性について"
吉田春雄、布施 忠、
電気学会電気測定研究会資料 EM-73-14 (1973), pp. 1-10 .
- [2] " 2-4 GHz YIG 同調発振器", 吉田春雄、塚田宣伸,
タケダ理研技術レポート Vol. 1, No. 5 (1973), pp. 37-49.
- [3] " ガーネット型単結晶磁気共鳴素子"
木村茂行、後藤博仁、吉田春雄,
無機材研ニュース第 71 号 (1981), pp.4-5.
- [4] " 実用的ジョセフソン電圧標準装置の開発 ", 吉田春雄,
電気学会計測研究会資料 IM-91-35 (1991), pp. 37-49.
- [5] " 実用的ジョセフソン電圧標準装置 ", 吉田春雄,
Probo (アドバンテスト技術レポート) No. 2 (1991), pp. 12-19.
- [6] " ミリ波からジョセフソン電圧への変換 "
吉田春雄、坂本康彦、遠藤 忠、
電気学会ミリ波デバイス・材料・システム調査専門委員会資料 MD 10-1 (1992),
pp. 1-17.
- [7] " ジョセフソン電圧標準 ", 吉田春雄,
第 4 回計測連合シンポジウム先端計測 '93 資料集 pp.93-104, (1993).

3. 講演 (学位論文関係)

国際会議

- [1] "Josephson Junction Array Voltage Standard at the ETL",
Y. Sakamoto, H. Yoshida, T. Sakuraba, A. Odawara, Y. Murayama, and T. Endo,
Conference on Precision Electromagnetic Measurements, 1990 年 6 月、於オタワ.
- [2] "Circuit Precautions for Stable Operation of Josephson Array Voltage Standard",
H. Yoshida, Y. Sakamoto, and T. Endo,
Conference on Precision Electromagnetic Measurements, 1990 年 6 月、於オタワ.
- [3] "Automated Voltage Divider to calibrate a 10-V Output of Zener Voltage Standard",
T. Endo, Y. Sakamoto, T. Sakuraba, Y. Murayama, H. Yoshida, and A. Odawara,
Conference on Precision Electromagnetic Measurements, 1990 年 6 月、於オタワ.
- [4] "Mutual Comparisons of Fully Automated Josephson-Junction-Array-Voltage-Standard
systems", A. Iwasa, Y. Sakamoto, H. Yoshida, and T. Endo,
Conference on Precision Electromagnetic Measurements, 1992 年 6 月、於パリ.
- [5] "Improvements in the Millimeter-wave System for Josephson Junction Array Voltage
Standard Systems", H. Yoshida, Y. Sakamoto, and T. Endo,
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 1993 年 6 月、於アトランタ.

講演会 (国内)

- [1] "ジョセフソン電圧標準のためのミリ波安定化"
吉田春雄、坂本康彦、遠藤 忠,
応用物理学学会学術講演会, 1990 年 (春季).
- [2] "従来トレーサビリティ経路とジョセフソン電圧標準による直流電圧の校正比較"
吉田春雄、湯田文雄、池 道孝,
応用物理学関係連合講演会, 1991 年 (秋季).
- [3] "導波管からジョセフソン接合アレーへのミリ波伝搬特性", 吉田春雄,
応用物理学関係連合講演会, 1992 年 (春季).
- [4] "ジョセフソン接合アレー電圧標準システムの相互比較",
岩佐彰夫、坂本康彦、吉田春雄、桜庭俊昭、遠藤 忠,
応用物理学関係連合講演会, 1992 年 (春季).
- [5] "ミリ波位相雑音がジョセフソン電圧揺らぎにおよぼす影響"
吉田春雄、岩佐彰夫、中西正一、Udo Klein,
応用物理学関係連合講演会, 1993 年 (春季).
- [6] "ジョセフソン電圧標準装置", 吉田春雄,
第 4 回計測連合シンポジウム 先端計測 '93,
(日本学術会議 計測工学研究連絡委員会主催), 1993 年 3 月, 以上。

BIPM

BUREAU INTERNATIONAL DES POIDS ET MESURES

Le Directeur



20 September 1993

Mr Hiroshi OHURA
President
Advantest Corporation
Shinjuku NS Building
(Mail Box No. 6069)
Nishi-Shinjuku 2-4-1, Shinjuku-ku
TOKYO, Japan 163-38

Dear Mr Ohura,

I am writing to thank you for the gift to the BIPM of a phase lock loop driver circuit designed by your engineer Mr Haruo YOSHIDA. The circuit will be an important part of the new BIPM 10 V Josephson array voltage standard. The two similar circuits that Advantest has already given to BIPM have proven to be extremely effective. They have played a key role in our program of comparisons of one-volt Josephson standards at uncertainties of a few parts in 10^{10} .

You can be justly proud of the role that the Advantest Corporation has played in promoting international uniformity of voltage standards.

Yours sincerely

T.J. QUINN

PAVILLON DE BRETEUIL F - 92312 SÈVRES CEDEX

TÉL. (CENTRAL) : + 33 1 45 07 70 70

TELEX : BIPM 631361 F

TÉLÉCOPIÉ : + 33 1 45 34 20 21

