# 高周波・マイクロ波減衰量標準用の電圧比装置 ー中間周波減衰量校正装置の管理用標準器-

川上 友暉\*, ウィダルタ アントン\*, 飯田 仁志\*, 小見山 耕司\* (平成18年5月31日受理)

## Voltage Ratio System Constructed for RF Attenuation Standard -Working Standard for Control of Attenuation Calibrator-

Tomoteru KAWAKAMI, Anton WIDARTA, Hitoshi IIDA, Koji KOMIYAMA

#### Abstract

Intermediate frequency substitution method is employed in the RF attenuation standard in NMIJ. RF attenuation are converted into the intermediate frequency of 1 kHz by heterodyne detection, and the converted attenuation are measured by attenuation calibrator (ATTCAL) operating at 1 kHz. Voltage ratio system (VRS), reported in this paper, is able to confirm the performance of the ATTCAL as a working standard for control. The VRS generates 1 kHz signals of which ratio of amplitude change are set accurately by inductive voltage divider. The ATTCAL is verified by comparing measurement values with settings of the VRS. Principle, performance, and uncertainties of the VRS are described.

#### 1. はじめに

高周波・マイクロ波(RF)は近年いろいろな分野で使われるようになってきているが、その技術開発にはRFの計測技術が必要である.RF標準はその計測の基準となるものであり、RF減衰量標準もその基本量の一つである.減衰量の標準は産業技術総合研究所が担い標準の開発・供給を行なっている.

産業技術総合研究所のRF減衰量標準に利用される高周 波減衰量測定装置では、中間周波置換法を採用している<sup>1)</sup>. この方法は、ヘテロダイン検波の直線性を利用して、RF 減衰量を中間周波信号(IF信号)の減衰量に変換し、そ の変換された減衰量を中間周波減衰量校正装置

(ATTCAL: Attenuation Calibrator) で測定する方法であ る.ATTCALは,誘導分圧器(IVD: Inductive Voltage Divider)を,その標準減衰器として利用しており,その IVDは低周波標準の校正を受けることで,トレーサビリ テイを保っている.ここで述べる電圧比装置(VRS: Voltage Ratio System)<sup>2)</sup>は、電圧比が既知のIF信号を発生できる 装置で、このATTCALの精度などの動作を検証・管理す るための管理用標準器(Working Standard for Control)で ある.

中間周波数としては、現在IVDのトレーサビリテイで 最も高精度が得られる周波数である、1kHzを採用してい る.ここでは、その1kHz用VRSの原理と構成、RF減衰 量測定装置との関係や不確かさの評価などについて述べ る.

#### 2. VRSの原理およびRF減衰量測定装置との関係

図1にVRSの原理図を示す.発振器(1 kHz)の出力電 圧を2つの分圧器で分圧し,出力する単純な回路である. 一段目の分圧器は,分圧比が可変で,その変化比を正確 に設定できるIVDである<sup>3)</sup>. 二段目の分圧器は,分圧比は 固定で,必要な電圧に下げると共に,必要な出力抵抗 (:50 Ω)に変換する. IVDの設定を変えることにより, レベルの変化の比を正確に設定したレベルを出力できる. 原理的に,IVDの設定をS = aからS = bに変化したとき, それぞれの設定に対するVRSの出力電圧V<sub>2</sub>を,V<sub>2a</sub>,V<sub>2b</sub> と表せば,次式が成立する.

<sup>\*</sup> 計測標準研究部門 電磁波計測科 本論文は当所における校正証明書等の不確かさ算出に おける一般的な考え方を記述したものであり,個別の校 正証明書等に記載される不確かさ評価とは必ずしも一致 しているわけではありません.



$$\frac{V_{2b}}{V_{2a}} = \frac{b}{a}$$
(1)

減衰量測定では、dBを用いるので、出力電圧の電圧比、 A dBは、常用対数を利用して、次式になる. なお、負号 はAを正にするためである. また、記述の便宜上、以下  $a \ge b$  とする.

A = -20 log 
$$\frac{V_{2b}}{V_{2a}}$$
 = -20 log  $\frac{b}{a}$  [dB] (2)

#### 川上友暉、ウィダルタ アントン、飯田仁志、小見山耕司

つぎに、VRSのRF減衰量測定装置における役割につい て述べる.図2にRF減衰量標準装置におけるVRSの役割 の概念を示す. 図2(a)は、RF減衰器(DUT)を測定す るときの接続を示す. DUTの設定を $M_1$  dBから $M_2$  dBに 変化したときの減衰量を測定するとき、RF回路のミキ サからそれぞれの設定時のRF信号に比例したIF信号が 出力される. ATTCALでは, M<sub>1</sub> dBの時のIF信号レベル とM2 dBの時のIF信号レベルの比を測定する.この比か らRF減衰量を求める. 図2(b)は、VRSでATTCALの動作 確認を行なうときの接続を示す. VRSでは, IVDの設定 (S)を調整して、RF測定時のミキサ出力と同じレベルの IF信号を発生し,それをATTCALで受信し測定値を出し, それをIVDの設定から決まる値と比較し,動作の確認を 行なう. 例えば、VRSのIVDをS = 1.000 000 0に設定し たときとS = 0.100 000 0に設定したときの減衰量(電圧 変化の比)をATTCALで測定する.ATTCALの動作が正 常ならば, ATTCALの性能に見合った不確かさで 20.0000dBの測定値が得られる.



(a) Connection for measuring RF attenuation by ATTCAL.



(b) Connection for verifying ATTCAL by VRS.

図2 RF減衰量標準装置におけるVRSの役割

## 3. 設計·製作

## 3.1 仕様

ATTCALの動作を確認するためのVRSとして、その仕様を次のように設定する.

①出力周波数:1kHz

- ②出力波形:正弦波
- ③最大出力信号レベル:-20dBm以上
- ④参照信号出力:-20dBm以上
- ⑤出力抵抗:50Ω(不平衡)

 ⑥設定減衰量:S = 1.0000000~0.0010000 (0~60 dB)
 ⑦設定の不確かさ:≦0.001 dB (0-60 dB)

⑧IVD駆動電圧Vg: 150 V, 15 V

⑨利用するIVD:DT72A (esi社製)

各項目の説明

①~⑤は, RF減衰量測定装置のミキサ出力条件に準じて 規定した.

①は中間周波数で、1kHz.

②について,測定する中間周波信号は,単一周波数,正 弦波である.

③について、ミキサの直線性の良いレベルを利用するが、 RF入力レベルの高いところで飽和特性が出てくるので、 通常利用するRF信号のミキサ入力レベルは最大-20 dBm 程度である.ミキサの変換損失10 dB程度を考慮すると、 ミキサの中間周波出力は最大-30 dBm程度である.飽和 特性を調べるときもあるので、これより10 dB程度高い、 最大レベルを-20 dBmとする.出力電圧(オープン電圧: 電源抵抗50Ω)で、0.045 V以上が必要.

④図1には、原理の理解を容易にするため示してないが、
 実際の測定回路では参照信号が別途必要である<sup>1)</sup>.(図3
 参照) RF測定装置の参照信号の端子出力に準じた値.
 ⑤ミキサには、通常Double Balanced Mixerを利用するが、
 IFの出力抵抗は50Ω(公称値)で、片側がアースである.
 ⑥受信器の通常チェックでは、10 dB若しくは20 dBステップで測定し、60 dB程度が必要である.

⑦減衰量の大きさによるが、10000分の数dBから1000分の1dBの不確かさが必要である.

 $&V_g = 150 V & V_g = 15 V の2 つのモードを設けた.$   $V_g = 150 V は、低周波標準の1 kHzにおけるIVDの校正電$ 圧に合わせたケースである.因みに、利用するIVDでは、<math>1 kHzにおける最大許容電圧は、350 Vである. ⑨この機種の使用を前提に設計する.

## 3.2 設計

管理用標準器として、上記の仕様に基づいて設計した VRSの配線図を図3に示す.

#### 3.2.1 基本的な考え方:

\*不確かさを正確に評価できる回路・部品で構成する. 不確かさを正確に評価でき,経時変化の小さい部品 を使うため,発振器を除いて,受動素子を使う.本 装置で調べる受信器の重要な特性の一つに増幅器の 直線性があり,本装置の直線性が必要な部分に増幅 器を使うと,その評価が出来ない.

\*独立したラックに収める.維持・管理の利便性の他, 浮遊容量, ground loop current (GLC) などの影響は, 配置・配線によって変わるので,それらの影響の変 化がないようにするため.

## 3.2.2 VRSの配線図(図3)に関する事項:

- \*発振器:発振周波数は,1 kHzで,出力は15 Vである. (発振器の詳細は,付録参照)
- \*V<sub>g</sub>(150 V, 15 V)の選択: V<sub>g</sub>=150 Vの場合は、巻線比1:10のトランスT1で昇圧して供給する. V<sub>g</sub>=15 Vの場合は、発振器の出力、15 Vを直接供給する.T1からの漏れ防止のため、2重シールドトランスを用い、更にアルミの鋳物製ポットの中に入れた.
- \*R<sub>1</sub>の値の選択:IVDの負荷抵抗はおおよそ R<sub>1</sub>である. (R<sub>1</sub> $\gg$ R<sub>2</sub>). IVDの出力インピーダンスは無視できな いので,負荷抵抗の影響による不確かさを生じる. 5.1で詳述するが,R<sub>1</sub>を大きく取れば,その不確かさ は小さくなるが,最大出力電圧も小さくなる.最大 出力電圧を大きく取るために,R<sub>1</sub>を小さくすれば, その不確かさが大きくなる.この兼ね合いがあるた め,R<sub>1</sub>=50 kΩと R<sub>1</sub>=500 kΩの2種類を用意し,必 要に応じて切り替えて使えるようにした.
- \*R<sub>1</sub>の分散化:VRSにおいては、この抵抗分圧器の分 圧比自身は正確に知られる必要はないが、入力電圧 に関らず常に一定であることが、必要である.電圧 によって分圧比が変化すると、不確かさの原因とな る.R<sub>1</sub>に掛かる電圧は、IVDの設定により、大きく 変化する.従って、その消費電力も大きく変化し、 この発熱・温度変化による抵抗値の変化は、分圧比 の変化となり、不確かさの要因となる.特に、電力 が大きいところが問題である.この影響を抑えるた め、温度係数の小さい抵抗器を採用すると共に、R<sub>1</sub> には、消費電力を分散させ温度上昇を小さくするた め、複数の抵抗器(r<sub>1</sub>, r<sub>2</sub>...r<sub>30</sub>)を直並列に接続し



図3 VRSの回路

て必要な抵抗値を得た.参照信号回路の500 kΩと 50 Ωは,掛かる電圧は測定中一定なので,この問題 はない.

\*GLCの影響: GLCや浮遊容量の影響を抑えるため, 装置間の信号の接続には、シールド付き3線ケーブ ルやアースライン付き同軸ケーブルなどを使用した.

#### 4. 実験・検討

#### 4.1 IVDの入力電圧

IVDとして、動作を検討するための実験を行なった. IVDの設定を変えたとき、発振器の負荷インピーダン スが変化する.そのため、IVDの入力電圧(150 V、15 V) は、IVDの設定の変化に伴なって、変化する.その変化 分を測定した.IVDの0.1の桁を変えたときが大きく、 S=0.0~1.0に対して、変化の幅はV<sub>g</sub>=150 Vの場合は、最 大の変化が、0.35 Vで、2.8×10<sup>2</sup> dBに相当する.V<sub>g</sub>=15 V の場合は、最大の変化は、2.8×10<sup>4</sup> dB(R<sub>1</sub> = 50 kΩ), 1.2×10<sup>4</sup> dB(R<sub>1</sub> = 500 kΩ)変化であった.

ATTCALがDual Channel Method<sup>1)</sup>を採用していて、参照信号、測定信号の平衡状態を検出して、DUTと標準減 衰器を比較する方法なので、 $V_g$ の変動は適当な範囲に入っていれば、測定に影響しない.この電圧を一定にする 必要がある実験のために、出力を調整できるようにした. 発振器の出力調整範囲を $\pm 0.25$ %になるように、帰還回 路の可変抵抗器を決めた.可変範囲をこの程度にしたときは,0.001 dBの精度で電圧設定が可能である.

## 4.2 VRSの残留出力

原理的には、IVDを、S = 0.000 000 0に設定すれば、 VRSの出力電圧 $V_2$ は、 $V_2$ =0になるはずだが、実際の装 置では、いくらかの出力がある.この残留出力はVRSの 不確かさに影響するので、その大きさの観測と対策を行 なった.

- \*IVDについて、単体で測定を行った.S = 0.000 000 0 の場合、入力が単位電圧V(V=1)のときの出力の 同相成分 $V_{00}$ と直交成分 $V_{90}$ を求めた.1 kHzでは、  $V_{00} < 2 \times 10^{-8}$ ,  $V_{90} < 10^{-7}$ を得た.
- \* VRSの出力端子に、ロックインアンプを接続し、 S=0.000 000 0のときの出力を観測した.前項のIVD 残留に相当する以上の出力が観測された.原因のひ とつとしてGLCが考えられるので、図4に示すShort Circuitを挿入し、接続ケーブルの抵抗R<sub>c</sub>とGLC、I<sub>g</sub>に 依る電圧R<sub>c</sub>・I<sub>g</sub>を観測し、IVDの残留に相当する電圧 の1/3以下になるように、トランス(図3のT2)を設 けた.T2は、トロイダルコアに同軸ケーブルを適当 なターンだけ巻いたもの.R<sub>c</sub>やI<sub>g</sub>はVRSの外部に接続 する装置によって変わるので、使用時には、直線性 などでチェックは必要である.R<sub>g</sub>も装置に依る.



図4 ショート回路

#### 4.3 受信器の動作確認の実験例

ATTCAL@1 kHzを図2(b)のように接続し,VRSの設定 値とATTCALの測定値を比較し,設定減衰量: S = 1.000 000 0~0.001 000 0 (60 dB)で,両者の差が 0.001 dB以下であることを確認した.

この実験では、必要な安定度を得るには24時間以上の 予熱時間が必要なことも分かった.

## 5. 不確かさ

## 5.1 不確かさの要因の検討

VRS は、必要な電圧の範囲に対して、原理的に(1),(2) 式が成立するが、ここでは、実際の装置での不確かさの 要因について検討する.VRSの各位置の電圧を図1のよう にとる.V<sub>g</sub>は、電源電圧(IVDから見た電源)、V<sub>0</sub>は、IVD の無負荷時の出力電圧、V<sub>1</sub>は、IVDに接続された負荷に かかる電圧、V<sub>2</sub>は、VRSの出力電圧である。各電圧につ いて、IVDの設定をS = aとしたとき、S = bにしたとき、 それぞれの設定に対する電圧を、(V<sub>ga</sub>, V<sub>gb</sub>)、(V<sub>0a</sub>, V<sub>0b</sub>)、

 $(V_{1a}, V_{1b},), (V_{2a}, V_{2b})$ のように、aまたはbを添えて表 す. また、ここでは、S = a は、IVDのダイヤル値がaで あることを表し、s(a) は、ダイヤル値がaのときの実際の 分圧比を示す.

これらの電圧には, (3)~(8)式の関係がある. (3)式: S = a のとき,  $V_{0a}$  は, s(a) と  $V_{ga}$ で決まる. (4)式:  $V_{1a}$  は, IVDの出力と負荷のインピーダンスの影響で $V_{0a}$  と若 干異なる. その係数を  $\alpha_a$  で表した. (5)式:  $V_{2a}$  は,  $V_{1a}$  が 抵抗分圧器で分圧されて出力される. その分圧比を $\beta_a$  で 示す。(6) ~(8)式: S = b のときも、同様に扱うことが できる. なお、これらの文字は、電圧は実効値を、 $\alpha$ 、  $\beta$ は絶対値を表す.

 $\mathbf{V}_{0a} = \mathbf{s}(\mathbf{a}) \cdot \mathbf{V}_{ra} \tag{3}$ 

$$\mathbf{V}_{1a} = \boldsymbol{\alpha}_{a} \cdot \mathbf{V}_{0a} \tag{4}$$

$$\mathbf{V}_{\alpha} = \boldsymbol{\beta} \cdot \mathbf{V}_{\alpha} \tag{5}$$

$$\mathbf{V}_{_{0b}} = \mathbf{s}(\mathbf{b}) \cdot \mathbf{V}_{_{gb}} \tag{6}$$

$$\mathbf{V}_{_{1a}} = \boldsymbol{\alpha}_{_{b}} \cdot \mathbf{V}_{_{0b}} \tag{7}$$

$$\mathbf{V}_{_{2a}} = \boldsymbol{\beta}_{_{b}} \cdot \mathbf{V}_{_{1b}} \tag{8}$$

(3)~(8)式を使って, (9)式のA が求まる.

$$A = -20 \log \frac{V_{2b}}{V_{2a}} = 20 \log \frac{V_{2a}}{V_{2b}}$$
$$= 20 \log \left\{ \frac{s(a)}{s(b)} \cdot \frac{\alpha_a}{\alpha_b} \cdot \frac{\beta_a}{\beta_b} \cdot \frac{V_{ga}}{V_{gb}} \right\}$$
(9)

ところで、不確かさの要因によって、 $a \ge s(a)$  は差は小さ いが等しくない. 同様に、 $b \ge s(b)$ 、 $a_a \ge a_b$ 、 $\beta_a \ge \beta_b$ 等 の関係も同様である. それら関係を以下のように表す.

$$s(a) = a + \varepsilon_a = a \cdot \left(1 + \frac{\varepsilon_a}{a}\right)$$
(10)

$$s(b) = b + \varepsilon_b = b \cdot \left(1 + \frac{\varepsilon_b}{b}\right)$$
(11)

$$\alpha_{\rm b} = \alpha_{\rm a} + \delta \alpha = \alpha_{\rm a} \left( 1 + \frac{\delta \alpha}{\alpha_{\rm a}} \right) \tag{12}$$

$$\beta_{b} = \beta_{a} + \delta\beta = \beta_{a} \left(1 + \frac{\delta\beta}{\beta_{a}}\right)$$
(13)

$$\mathbf{V}_{gb} = \mathbf{V}_{ga} + \delta \mathbf{V}_{g} = \mathbf{V}_{ga} \cdot \left(1 + \frac{\delta \mathbf{V}_{g}}{\mathbf{V}_{ga}}\right)$$
(14)

ここでは、次式を満たすものと仮定する.

$$\left|\frac{\varepsilon_{a}}{a}\right|, \left|\frac{\varepsilon_{b}}{b}\right|, \left|\frac{\delta\alpha}{\alpha_{a}}\right|, \left|\frac{\delta\beta}{\beta_{a}}\right|, \left|\frac{\delta V_{g}}{V_{g}}\right| \ll 1$$
(15)

(10)~(14)式を(9)式に代入して,整理し, |x|<<1のときの近似式 log<sub>e</sub>(1+x) ≒ x を利用し, 20/log<sub>e</sub>10 ≒ 8.7 を考慮すると,次式が得られる.

$$A = 20 \log \frac{V_{2a}}{V_{2b}} = 20 \log \frac{a}{b} + 20 \log(1 + \frac{\varepsilon_a}{a})$$
$$- 20 \log(1 + \frac{\varepsilon_b}{b}) + 20 \log(1 + \frac{\delta\alpha}{\alpha_a})$$
$$+ 20 \log(1 + \frac{\delta\beta}{\beta_a}) + 20 \log(1 + \frac{\delta V_g}{V_{ga}})$$
$$\approx 20 \log \frac{a}{b} + 8.7 (\frac{\varepsilon_a}{a} - \frac{\varepsilon_b}{b}) + 8.7 \frac{\delta\alpha}{\alpha_a} + 8.7 \frac{\delta\beta}{\beta_a}$$
$$+ 8.7 \frac{\delta V_g}{V_{ga}} \quad [dB]$$
(16)

(16)式と(2)式を比較すると、上式の第2項~第5項が各々 の不確かさの要因による影響の大きさを、dB単位で表わ している.第2項はIVDの直線性、第3項はIVDの負荷効果、 第4項は抵抗分圧器の分圧比の変化、第5項電源の電圧変 化に起因する項である.以下に、これらの各項について、 検討する.

## 5.1.1 IVDの直線性:

**DT72A**の仕様<sup>4)</sup>では、1 kHzにおける直線性について、 次のように記載されている.

$$\pm 0.5 \,\mathrm{ppm}$$
 (S = 0.1~1.0) (17)

$$\pm (0.5\sqrt{10S} + 0.01) \text{ ppm} \quad (S = 0 \sim 0.1)$$
 (18)

これらの値は、本報告の ε кに対応する.

・例1. a = 1.0 b = 0.1 A = 20 dB:  $\varepsilon_{a}$ ,  $\varepsilon_{b}$ による影響の 大きさの範囲は,

$$\left|\frac{\varepsilon_{a}}{a} - \frac{\varepsilon_{b}}{b}\right| \leq \left|\frac{\varepsilon_{a}}{a}\right| + \left|\frac{\varepsilon_{b}}{b}\right| = \frac{0.5 \times 10^{-6}}{1.0} + \frac{0.5 \times 10^{-6}}{0.1} = 0.55 \times 10^{-5}$$

(19)

となる. *ε*<sub>a</sub>, *ε*<sub>b</sub>の両者を矩形分布と仮定すると2つの矩形 分布の合成になるが,この場合は一方が支配的なので合 成した分布も矩形分布とみなせる.このIVDの直線性に よる標準不確かさ, u(S) dBは,

$$u(S) = 8.7 \cdot \frac{0.55 \times 10^{-5}}{\sqrt{3}} = 2.8 \times 10^{-5}$$
 [dB] (20)

・例2. a = 1.0 b = 0.01 A = 40 dB: 同様に、その範囲と、標準不確かさ、u(S) dBは、

$$\left| \frac{\mathcal{E}_{a}}{a} - \frac{\mathcal{E}_{b}}{b} \right| \leq \left| \frac{\mathcal{E}_{a}}{a} \right| + \left| \frac{\mathcal{E}_{b}}{b} \right| \\
= \frac{0.5 \times 10^{-6}}{1.0} + \frac{(0.5\sqrt{10 \times 0.01} + 0.01) \times 10^{-6}}{0.01} = 0.17 \times 10^{-4} \tag{21}$$

$$u(S) = 8.7 \cdot \frac{0.17 \times 10^{-5}}{\sqrt{3}} = 8.5 \times 10^{-5}$$
 [dB] (22)

である.

・例3. a = 1.0 b = 0.001 A = 60 dB:同様に,この場合の標準不確かさとして,  $u(S) = 3.0 \times 10^4$  dB が得られる.

 $u(S) = 8.7 \cdot \frac{6.0 \times 10^{-5}}{\sqrt{3}} = 3.0 \times 10^{-4}$  [dB] (23)

## 5.1.2 IVDの負荷効果:

IVDの出力インピーダンスと負荷の関係は、図5の等価 回路で示される.  $V_0$ は、IVDの無負荷時の出力電圧、Sは 設定値、仕様によれば、 $R_0(S) \leq 5 \Omega$ 、 $L_0(S) \leq 30 \mu$ H で ある.  $R_L$ は負荷抵抗で、上記より、 $R_L = 50 k\Omega$ , 500 kΩ、  $C_s$ は配線に関る浮遊容量で、実測で $C_s = 107 \text{ pF}$ である.  $Z_g$ は電源インピーダンスだが、VRSを使用する場合は、 基本的に、参照信号を用いたDual Channel Method<sup>1)</sup>を用



いるので、等価的に $Z_g = 0$ とみなせる.この場合、 $V_1$ を 計算すると、

$$V_{1} = \alpha V_{0} = \left| \frac{Z_{L}}{R_{0} + j\omega L_{0} + Z_{L}} \right| V_{0}$$
(24)

ただし,

$$Z_{L} = \frac{R_{L} \cdot \frac{1}{j\omega C_{S}}}{R_{L} + \frac{1}{j\omega C_{S}}}$$
(25)

上記の値より,(26)式の条件が成立するので,(27)式の近 似式が成立する.

$$1 \gg \left(\frac{R_0}{R_L}\right) > \omega^2 L_0 C_s, \ \omega C_s R_0, \left(\frac{\omega L_0}{R_L}\right) > 0$$
(26)

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{\left\{1 + \left(\frac{R_0}{R_L}\right) + \omega^2 L_0 C_s\right\}^2 + \left\{\omega C_s R_0 + \left(\frac{\omega L_0}{R_L}\right)\right\}^2}} \approx 1 - \left(\frac{R_0}{R_L}\right) - \omega^2 L_0 C_s$$
(27)

IVDの設定をS=a からS=b に変化したとき、変わるの は、 $R_0(S)$ 、 $L_0(S)$ で、それぞれの設定に対して、 $R_0(a)$ 、  $L_0(a)$ 、 $R_0(b)$ 、 $L_0(b)と表す.$ 

$$\frac{\delta \alpha}{\alpha_{\rm a}} = \frac{\alpha_{\rm b} - \alpha_{\rm a}}{\alpha_{\rm a}} = \left(\frac{\Delta R_0}{R_{\rm L}}\right) + \omega^2 C_{\rm s} \cdot \Delta L_0 \tag{28}$$

$$\Delta R_0 = R_0(a) - R_0(b) \quad , \ \Delta L_0 = L_0(a) - L_0(b)$$
(29)

IVDの仕様より,  $|\Delta R_0| \leq 5 \Omega$ ,  $|\Delta L_0| \leq 30 \mu H$ の範囲が示されているので,  $\Delta R_0 / R$ ,  $\omega^2 C_s \cdot \Delta L_0 \sigma \infty \ell$ の範囲は, 次のようになる.

$$\begin{split} \mathbf{R}_{\mathrm{L}} &= 50 \ \mathrm{k\Omega} \mathcal{O} \succeq \grave{\stackrel{*}{\Rightarrow}}, \quad \mid \Delta \mathbf{R}_0 \diagup \mathbf{R} \mid \leq \ 1.0 \times 10^4 \\ \mid \ \omega^2 \mathbf{C}_{\mathrm{s}} \cdot \Delta \mathbf{L}_0 \mid \leq \ 1.2 \times 10^7 \end{split}$$

 $| \omega^2 C_s \cdot \Delta L_0 | は, | \Delta R_0 / R |$ に比べて桁違いに小さい ので無視する.  $R_0(S)$ は, Sの関数なので,  $\Delta R_0 / R$ の分布

AIST Bulletin of Metrology Vol. 5, No.2

関数は設定Sの仕方に依存する.

u(α)dBは, 次のようになる.

・設定が(a = 1.0, b = 1.0~0.0)のとき: b = 1.0~0.0に対して、 $\Delta R_0$ は、矩形分布と仮定する.このとき、IVDの負荷効果による影響の標準不確かさ、

同様に、R<sub>L</sub>=500 kΩにおける負荷効果負荷による標準不 確かさ、u(α)dBは、次のようになる.

$$u(\alpha) = 8.7 \cdot \frac{1.0 \times 10^{-5}}{\sqrt{3}} \approx 5.0 \times 10^{-5} \quad [dB]$$
(31)  
(R<sub>1</sub> = 500 kΩ : a = 1.0, b = 1.0~ 0.0)

・設定を(a = 1.0, b = 0.1), (a = 1.0, b = 0.01), (a = 1.0, b = 0.001)に特定したとき:

$$\begin{split} &R_0(1.0) {=} 0.18 \ \Omega, \ R_0(0.1) {=} 0.60 \ \Omega, \ R_0(0.01) {=} 0.58 \ \Omega, \\ &R_0(0.001) {=} 0.69 \ \Omega, \ L_0(1.0) {=} 1.7 \ \mu \, H, \ L_0(0.1) {=} 3.5 \ \mu \, H, \\ &L_0(0.01) {=} 3.2 \ \mu H, \ L_0(0.001) {=} 3.80 \ \mu H \ \Columbus \delta. \end{split}$$

従って、 $|\Delta R_0| \leq 0.51 \Omega$ ,  $|\Delta L_0| \leq 2 \mu H$ が得られる.  $|\Delta L_0| \sigma$ 項は、同様に無視できる. 従って、この特定の場合は、各々の標準不確かさはほぼ上記の10分の1に小さくなり、(32)、(33)式のようになる.

$$u(\alpha) = 5.1 \times 10^{-5} \text{ [dB]}$$
  
(R<sub>1</sub> = 50 kΩ : a = 1.0, b = 0.1, 0.01, 0.001) (32)

$$u(\alpha) = 5.1 \times 10^{-6} \quad [dB]$$
(R<sub>1</sub> = 500 kΩ: a = 1.0, b = 0.1, 0.01, 0.001) (33)

#### 5.1.3 抵抗分圧器の電圧依存

本装置には、信号出力用と参照信号用の抵抗分圧器が あり、入力電圧が変わっても、分圧比が常に一定である ことが動作条件である.入力電圧によって分圧比が変化 する要因として、(1)消費電力の影響、(2)電圧係数の影 響が考えられる.以下、それぞれについて考察する.な お、参照信号用の抵抗分圧器については、入力電圧が一 定なのでその影響は無視する.

(1) 消費電力の影響: IVDの設定によって,抵抗分圧器に 掛かる電圧が大幅に変化する.電圧が高くなり消費電力 が大きくなったとき,抵抗器の温度上昇で,その値が変 化する事が考えられる.ここでは,この温度上昇による 影響について検討する. 最初に,(a):各抵抗器の温度上昇による抵抗値の変化 率を求め,続いて,(b):抵抗の変化率が抵抗分圧器の分 圧比に与える影響の大きさを求める.

(a):抵抗値の変化率:

抵抗分圧器の抵抗器 (図1のR<sub>1</sub>とR<sub>2</sub>) には温度係数の小さ い箔抵抗器を採用したが,抵抗器の仕様から,その特性 を(34),(35)式に示す. \*抵抗の温度係数

$$\alpha = 0 \pm 2.5 \,(\text{ppm/°C}) \tag{34}$$

消費電力P(mW)と抵抗表面の温度上昇 *る*Tの関係(グ ラフから推定)

$$\delta \mathbf{T} = \mathbf{0} \pm \mathbf{0.12} \, \mathbf{P}(^{\circ}\mathbf{C}) \tag{35}$$

(34)式と(35)式から,消費電力Pのとき,抵抗Rの変化率 δR/Rは,

$$\delta R/R = \alpha \cdot \delta T = \pm 0.3 \times 10^6 P \tag{36}$$

 $V_g = 150 V と V_g = 15 V$ の場合があるが,最初に,  $V_g = 150 V$ の場合について議論を進める.

(1)  $R_1 = 50 \text{ k}\Omega \& V_g = 150 \text{ V} O \text{ b}$ 

 $R_1$ ,  $R_2$ に掛かる電圧は, S=1.0で最大になり, その時 それぞれの電圧は150 V, 0.15 Vで, 消費電力が最大にな る.  $R_1$ の最大消費電力は, P=150<sup>2</sup>/(5×10<sup>4</sup>) =450 mW である. この50 kΩは, 図3に示したように, 20個の 10 kΩの直並列接続で構成されていて, 電力は均等に分 けられる. 従って, 各10 kΩの消費電力は, 22.5 mWにな る. 各抵抗器の変化率は(36)式より,

$$\delta \mathbf{r}_{i} / \mathbf{r}_{i} = \pm 6.75 \times 10^{6} \,\mathrm{P} \quad (i=1 \sim 20)$$
 (37)

R<sub>2</sub>の最大消費電力は, P=0.15<sup>2</sup>∕50=0.45 mWである. 同様に,

$$\delta R_2 / R_2 = \pm 0.135 \times 10^{-6} \tag{38}$$

②  $R_1 = 500 \text{ k}\Omega \& V_g = 150 \text{ V} のとき,$ 

 $R_1$ の最大消費電力は、 $P=150^2/(5\times 10^5) = 45 \text{ mW}$ である. この500 k $\Omega$ は、図3に示したように、10個の50 k $\Omega$ の直列接続で構成されていて、電力は均等に分けられる. 従って、各50 k $\Omega$ の消費電力は、4.5 mWになる. 上記と同様に、(36)式より、

$$\delta \mathbf{r}_i / \mathbf{r}_i = \pm 1.35 \times 10^9 \quad (i = 21 \sim 30)$$
 (39)

R<sub>2</sub>(50Ω)に掛かる最大電圧は,0.015 Vである.R<sub>2</sub>の最 大消費電力P=0.015<sup>2</sup>/50=4.5×10<sup>-3</sup> mW. この抵抗器の 変化率は,(36)式より,

産総研計量標準報告 Vol. 5, No. 2



 $r_1 = r_2 = \cdots = r_{20} = 10 k \Omega$ R<sub>2</sub> = 50 Ω

(a) 
$$R_1 = 50 \ k \Omega$$

 $V_{1}$   $R_{2}$   $R_{2}$   $V_{2}$  $V_{2}$ 

 $r_{21} = r_{22} = \cdots = r_{30} = 50 k \Omega$ R<sub>2</sub> = 50 Ω

(b) 
$$R_1 = 500 \, k \Omega$$

 $\delta R_2 / R_2 = \pm 1.35 \times 10^9 \tag{40}$ 

(b):分圧比に与える影響:

抵抗分圧器の $R_1 = 50 k\Omega$ の場合と、 $R_1 = 500 k\Omega$ の場合の 回路を図6(a), (b)に示す.

①  $R_1$ =50 k $\Omega$  &  $V_g$ = 150 V のとき、分圧比 $\beta$ は次式で表される.

$$\beta = \frac{V_2}{V_1} = \frac{R_2}{\frac{(r_1 + r_2 + \dots + r_{10})(r_{11} + r_{12} + \dots + r_{20})}{r_1 + r_2 + \dots + r_{20}}} + R_2$$
(41)

S = aからS = bに変更に伴なって,  $r_1$ , ・・,  $r_{20}$ ,  $R_2$ が, それぞれ $r_1+\delta r_1$ , ・・,  $r_{20}+\delta r_{20}$ ,  $R_2+\delta R_2$ に, 微小変化し たとき,  $\beta$ が,  $\beta_a$ から $\beta_b$ に変化したとすると, 次の関係が 成立する.

$$\beta_{\rm b} = \beta_{\rm a} + \delta\beta \tag{42}$$

$$\delta\beta = \frac{\partial\beta}{\partial r_1} \delta r_1 + \frac{\partial\beta}{\partial r_2} \delta r_2 + \dots + \frac{\partial\beta}{\partial r_{20}} \delta r_{20} + \frac{\partial\beta}{\partial R_2} \delta R_2$$
(43)

$$\frac{\delta\beta}{\beta_{a}} = \frac{\mathbf{r}_{1}}{\beta_{a}} \frac{\partial\beta}{\partial \mathbf{r}_{1}} \left(\frac{\delta \mathbf{r}_{1}}{\mathbf{r}_{1}}\right) + \frac{\mathbf{r}_{2}}{\beta_{a}} \frac{\partial\beta}{\partial \mathbf{r}_{2}} \left(\frac{\delta \mathbf{r}_{2}}{\mathbf{r}_{2}}\right) + \cdots + \frac{\mathbf{r}_{20}}{\beta_{a}} \frac{\partial\beta}{\partial \mathbf{r}_{20}} \left(\frac{\delta \mathbf{r}_{20}}{\mathbf{r}_{20}}\right) + \frac{\mathbf{R}_{2}}{\beta_{a}} \frac{\partial\beta}{\partial \mathbf{R}_{2}} \left(\frac{\delta \mathbf{R}_{2}}{\mathbf{R}_{2}}\right)$$
(44)

(44)式は、①で求めた抵抗器の変化率( $\delta r_i / r_i$ )などを 用いて表現した式である. (41)式の $\beta \delta r_1$ , ・・,  $r_{20}$ ,  $R_2$ で偏微分し,  $r_1 = \cdot \cdot = r_{20} = 10 \times 10^3$ ,  $R_2 = 50$  を代入 して, 次式が得られる.

$$\frac{\mathbf{r}_{1}}{\beta_{a}}\frac{\partial\beta}{\partial\mathbf{r}_{1}} \approx \frac{\mathbf{r}_{2}}{\beta_{a}}\frac{\partial\beta}{\partial\mathbf{r}_{2}} \approx \cdots \approx \frac{\mathbf{r}_{20}}{\beta_{a}}\frac{\partial\beta}{\partial\mathbf{r}_{20}} \approx -5 \times 10^{-2}$$
(45)

$$\frac{\mathbf{R}_2}{\beta_a} \frac{\partial \beta}{\partial \mathbf{R}_2} \approx 1 \tag{46}$$

(37), (38), (45), (46)式を(44)式に代入して,

$$\frac{\delta\beta}{\beta_a} = \pm 3.4 \times 10^{-7} \pm \dots \pm 3.4 \times 10^{-7} \pm 1.4 \times 10^{-7}$$
(47)

なお、 $\pm 3.4 \times 10^{-7}$ は20項ある.  $\pm$ の記号は数値の範囲を 示すので、各々の項が矩形分布と仮定すると、 $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$ の場合の抵抗分圧器の分圧比の変化による標準不確かさ、 $u(\beta) dB$ は、各々の項の標準不確かさの合成になる.

$$\beta = \frac{V_2}{V_1} = \frac{R_2}{r_{21} + r_{22} + \dots + r_{30} + R_2}$$
(49)

同様な手順で,  $r_{21} \Rightarrow r_{22} \Rightarrow \cdot \cdot \Rightarrow r_{30} \Rightarrow 50 \times 10^3$ ,  $R_2 \Rightarrow 50$ を考慮して,  $R_1 = 500 \text{ k}\Omega$ の場合の抵抗分圧器の分圧比の 変化による標準不確かさ,  $u(\beta)$ は, 次式で得られる.

$$u(\beta) = 8.7 \sqrt{\left(\frac{(1.35 \times 10^{-7})}{\sqrt{3}}\right)^2 + \dots + \left(\frac{(1.35 \times 10^{-7})}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{1.35 \times 10^{-9}}{\sqrt{3}}\right)^2}$$
  
= 2.1×10<sup>-6</sup> [dB] (R<sub>1</sub> = 500 kΩ : V<sub>g</sub> = 150 V) (50)

なお, √の中の1.35×10<sup>-7</sup>の項は10個ある.

③  $V_g = 15$  Vのとき,  $u(\beta)$ は, 消費電力に比例するので, これらの値は100分の1になる.

 $u(\beta) = 7.6 \times 10^{-8} [dB] (R_1 = 50 k\Omega : V_g = 15 V)$  (51)

$$u(\beta) = 2.1 \times 10^{-8} [dB] (R_1 = 500 \text{ k}\Omega : V_{\circ} = 15 \text{ V})$$
 (52)

(2) 電圧係数の影響: IVDの設定によって,抵抗分圧器の 各抵抗器に掛かる電圧によって抵抗値が若干変化する.採 用した抵抗器は,電圧係数の代表値として,0.00003%/V が示されている.代表値なので,ここでは電圧係数を, 0.00003±0.00003%/V=3×10<sup>-7</sup>±3×10<sup>-7</sup>/Vと仮定して 検討する.抵抗器に掛かる電圧が大きいのは,  $r_i$ (i=1~30)で, $R_1$ =500 kΩか $R_1$ =50 kΩの場合に関係 なく, $V_g$ =150 Vのとき,その電圧は,最大15 Vである. 影響が最大になるS=1.0から,S=b(≦0.1)に設定する 場合を想定すると,

$$\delta \mathbf{r}_{i} / \mathbf{r}_{i} = -4.5 \times 10^{-6} \pm 4.5 \times 10^{-6} \quad (i = 1 \sim 30)$$
 (53)

(44)式に代入して,

$$\frac{\delta\beta}{\beta_{\rm a}} = -4.5 \times 10^{-6} \pm 4.5 \times 10^{-6} \tag{54}$$

右辺の第一項は, 偏りで補正できる. 補正値は, -8.7×4.5×10<sup>6</sup> = -3.9×10<sup>5</sup> dBであるが, 最終的には拡張 不確かさに比べて充分小さいので無視できる. 第二項は 上記の仮定により矩形分布で, 電圧係数による標準不確 かさは,

 $u(\beta) = 8.7 \times \frac{4.5 \times 10^{-6}}{\sqrt{3}} = 2.3 \times 10^{-5}$  [dB] ( $V_g = 150 V$ ) (55) である.これは、電圧に比例するので、 $V_g = 15 V$ のとき の不確かさは、この値の10分の1になる.

(3) 電圧依存のまとめ:(1)と(2)をまとめると,抵抗分圧 器の電圧依存性による標準不確かさは,次のようになる.

$$u(\beta) = \sqrt{(7.6 \times 10^{-6})^2 + (2.3 \times 10^{-5})^2}$$
  
= 2.4 × 10<sup>-5</sup> [dB] (R<sub>1</sub> = 50 kΩ : V<sub>g</sub> = 150 V)  
(56)

同様に,

$$u(\beta) = 2.3 \times 10^{-5} [dB] (R_1 = 500 k\Omega : V_g = 150 V)$$
 (57)

 $u(\beta) = 2.3 \times 10^{-6} [dB] (R_1 = 50 \text{ k}\Omega : V_g = 15 \text{ V})$  (58)

 $u(\beta) = 2.3 \times 10^{-6} [dB] (R_1 = 500 \text{ k}\Omega : V_g = 15 \text{ V})$  (59)

## である.

#### 5.1.4 周囲温度の影響

測定環境は、23±1 ℃である.VRSを使用した測定で は、その時間内での温度変化が影響する.測定が想定さ れる時刻について温度変化を記録し、7.5分当りの温度変 化の分布を調べた結果、±0.2 ℃の範囲でほぼ三角分布 であった.(34)式を用いると、7.5分当りの抵抗の変化率 は、±0.5×10<sup>6</sup>となる.この抵抗変化は、抵抗分圧器の 分圧比、βと参照信号の分圧器に影響する. $\beta$ への周囲温 度の影響の標準不確かさ、 $u(\beta_{\Gamma})$  dBを求めるには、(44) 式に $\delta_{i}$ / $r_{i} = \delta R_{2}$ / $R_{2} = ±0.5 \times 10^{6}$ を代入すると、±の項 が21個できる.各々がその影響の大きさの範囲を示し、 三角分布とすると、次式から、 $\beta$ への周囲温度の影響の 標準不確かさ、 $u(\beta_{\Gamma})$  dBが求まる.なお、 $R_{2} = 50 \Omega$ の項 の影響が支配的なので、 $R_{1} = 500$  k $\Omega$ の場合の標準不確か さも、 $R_{1} = 50$  k $\Omega$ の場合と同じになる.

$$u(\beta_{T}) = 8.7 \sqrt{\left(\frac{2.5 \times 10^{-9}}{\sqrt{6}}\right)^{2} + \dots + \left(\frac{2.5 \times 10^{-9}}{\sqrt{6}}\right)^{2} + \left(\frac{0.5 \times 10^{-6}}{\sqrt{6}}\right)^{2}} \approx 1.8 \times 10^{-6} \quad [dB] \qquad (R_{T} = 50 \text{ k}\Omega \& 500 \text{ k}\Omega)$$
(60)

参照信号の分圧器への影響については,次項で述べる.

## 5.1.5 参照電圧の変化

Dual Channel Method型の測定では、 $\delta V_g$ の影響はない. しかし、参照電圧 $V_R$ が変化すると、測定に影響する.温 度変化で、参照信号側の抵抗分圧器の分圧比が変わると 参照電圧が変化する.参照電圧、 $V_R$ は、分圧抵抗を、  $R_{R1}$ 、 $R_{R2}$ とすると、(61)式になる.本装置では、 $R_{R1} \gg R_{R2}$ であり、この条件下では(62)式が得られる.

$$V_{\rm R} = \frac{R_{\rm R2}}{R_{\rm R1} + R_{\rm R2}} V_{\rm g} \tag{61}$$

$$\frac{\delta V_{R}}{V_{R}} = -\frac{\delta R_{R1}}{R_{R1}} + \frac{\delta R_{R2}}{R_{R2}}$$
(62)

前項の5.1.4で述べた、 $\delta R_{R1} / R_{R1} = \pm 0.5 \times 10^6$ ,  $\delta R_{R2} / R_{R2} = \pm 0.5 \times 10^6$ , 三角分布の仮定を踏襲すると、 参照信号の分圧器変化による影響の標準不確かさ、 $u(V_R)$ は、次式である.

$$u(V_{R}) = 8.7 \sqrt{\left(\frac{0.5 \times 10^{-6}}{\sqrt{6}}\right)^{2} + \left(\frac{0.5 \times 10^{-6}}{\sqrt{6}}\right)^{2}} \approx 2.5 \times 10^{-6} \text{ [dB]}$$
(63)

#### 5.2 不確かさの見積もり

VRSには負荷抵抗の種類や電源電圧, IVDの設定の仕 方などにより,種々の使用条件がある.ここでは,使用

## 川上友暉, ウィダルタ アントン, 飯田仁志, 小見山耕司

頻度の高い場合について、不確かさの見積もりを表1~ 表3に示す.表1は $R_1 = 50 k\Omega$ でIVDの特定の設定を使う 場合で、高精度の20 dBステップで、ATTCALの広いダイ ナミックレンジの検証などに利用する.表2は $R_1 = 50 k\Omega$ で連続的に減衰量を校正できる.不確かさが若干大きい が、信号レベルの高いところまで使えるので、飽和特性 などの検査に使う.表3は $R_1 = 500 k\Omega$ で、使える信号レ ベルは限定的だが,不確かさが小さく且つ連続的に減衰 量を校正できる.これらの拡張不確かさは,減衰量標準 装置<sup>1)</sup>の不確かさに較べて,表2の場合でも同等若しくは それ以下,表1と表3では桁違いに小さいので,管理用標 準器として有効である.

			IVDの設定			
	不確かさの要因	標準不確かさ	S=1.0 →0.1	S=1.0 →0.01	S=1.0 →0.001	使用条件
		144.75	dB 表示			
			20 dB	40 dB	60 dB	
標準不確かさ [dB]	IVDの直線性	u(S)	2.8E-05	8.5E-05	3.0E-04	IVD : DT72A Freq.: 1 kHz Vg = 15 V <u>R<sub>1</sub>= 50 kΩ</u>
	IVDの負荷効果	u(α)	5.1E-05	5.1E-05	5.1E-05	
	抵抗分圧器の電圧依存	u(β)	2.3E-06	2.3E-06	2.3E-06	
	周囲温度の変化	u(β <sub>T</sub> )	1.8E-06	1.8E-06	1.8E-06	
	参照電圧の変化	u(V <sub>R</sub> )	2.5E-06	2.5E-06	2.5E-06	
合成不確かさ [dB]	u <sub>c</sub>		5.8E-05	9.9E-05	3.0E-04	
拡張不確かさ [dB]	$U = k u_c$ ( k = 2 )		1.2E-04	2.0E-04	6.1E-04	

表1 不確かさの見積もり表 (ステップ減衰量: R<sub>1</sub>=50 kΩ)

表2	不確かさの	見積もり表	(連続減衰量:	$R_1 = 50 \text{ k}\Omega$
----	-------	-------	---------	----------------------------

			IVDの設定			
	不確かさの要因	標準不確かさ	S = 1.0 $\rightarrow (0.0 \sim 0.1)$	$\begin{array}{c} \mathrm{S}=1.0\\ \rightarrow(0.0{\sim}0.01) \end{array}$	S = 1.0 →(0.0~0.001)	使用条件
		1,2,7,7	dB 表示			
			0∼20 dB	$0{\sim}40~\mathrm{dB}$	0∼60 dB	
標準不確かさ [dB]	IVDの直線性	u(S)	2.8E-05	8.5E-05	3.0E-04	IVD:DT72A
	IVDの負荷効果	u(α)	5.0E-04	5.0E-04	5.0E-04	Freq.: 1 kHz Vg = 15 V <u>R<sub>1</sub>= 50 kΩ</u>
	抵抗分圧器の電圧依存	u(β)	2.3E-06	2.3E-06	2.3E-06	
	周囲温度の変化	$u(\beta_T)$	1.8E-06	1.8E-06	1.8E-06	
	参照電圧の変化	u(V <sub>R</sub> )	2.5E-06	2.5E-06	2.5E-06	
合成不確かさ [dB]	u <sub>c</sub>		5.0E-04	5.1E-04	5.8E-04	
拡張不確かさ [dB]	U = k u <sub>c</sub> ( k = 2 )		1.0E-03	1.0E-03	1.2E-03	

			IVDの設定			
	不確かさの要因	標準不確かさ	$ \begin{array}{c} S = 1.0 \\ \rightarrow (0.0 \sim 0.1) \end{array} $	$\begin{array}{c} \mathrm{S}=1.0\\ \rightarrow(0.0{\sim}0.01) \end{array}$	S = 1.0 →(0.0~0.001)	使用条件
			dB 表示			
			0∼20 dB	$0\sim 40 \text{ dB}$	0∼60 dB	
標準不確かさ [dB]	IVDの直線性	u(S)	2.8E-05	8.5E-05	3.0E-04	IVD : DT72A Freq.: 1 kHz Vg = 15 V <u>R<sub>1</sub>= 500 kΩ</u>
	IVDの負荷効果	u(α)	5.0E-05	5.0E-05	5.0E-05	
	抵抗分圧器の電圧依存	u(β)	2.3E-06	2.3E-06	2.3E-06	
	周囲温度の変化	$u(\beta_T)$	1.8E-06	1.8E-06	1.8E-06	
	参照電圧の変化	u(V <sub>R</sub> )	2.5E-06	2.5E-06	2.5E-06	
合成不確かさ [dB]	u <sub>c</sub>		5.7E-05	9.9E-05	3.0E-04	
拡張不確かさ [dB]	U = k u <sub>c</sub> ( k = 2 )		1.1E-04	2.0E-04	6.1E-04	

**表3** 不確かさの見積もり表(連続減衰量: R<sub>1</sub>=500 kΩ)

#### 6. おわりに

産業技術総合研究所の高周波・マイクロ波(RF)減衰 量標準において、ATTCALの精度などの動作を確認・管 理するための管理標準器として、VRSを構成し、VRSの 原理,設計,特性などについて述べた.RF減衰量校正業 務では、ATTCALの維持・管理も重要で、VRSはその管 理に、有効な働きをしている.また、新しい標準・校正 方式の研究開発を行っており、VRSはこの推進にも大き な役割を果たしている.

#### 参考文献

- 1) A.Widarta and T.Kawakami.: Attenuation Measurement System in the Frequency Range of 10 to 100MHz,IEEE Trans. On IM,Vol.52,No.2,(2003),302-305.
- T.Kawakami,A.Nagatuka,M.Masaaki and S.Igarashi.:RF Attenuation Measurement System With 1 kHz Voltage Ratio Standard, IEEE Trans.on IM, Vol.42, No.6, (1993), 1014-1019.
- 3) 電気試験所編;電気計測器試験技術心得 第2編 122頁 昭和40年3月
- Model DT 72A Decade Transformer Instruction Manual : Electro Scientific Industries, Sept. 1975

## 付 録

発振器の配線図を図A-1(発振部分)および図A-2(出力 部分)に示す.

- \*CR発振器(図A-1):発振源には、にはCG-102R1(エ ヌエフ回路設計ブロック社製)を利用し、周波数は、 将来の利用を考えて、1 kHzの他に、10 kHzも用意し た.周波数の切り替えは抵抗を切り替える.CG-102R1 の出力は2.5 Vで、次段アンプで7.5 Vに増幅する.終 段アンプで15 Vに増幅する.
- \*周波数の切り替えのときは、負荷を外してから行な う方が安全である.
- \*負荷インピーダンス (図A-2):使用するIVD, DT72A, は、共振周波数が、400 Hzなので、10 kHzにおける 入力インピーダンスは、インダクティブではなく、 コンダクティブである. 終段アンプの負荷インピー ダンスは、IVDの設定値や周波数 (1または10 kHz)、 電源電圧 (150 Vモードか15 Vモード) によって変わ るが、その絶対値が最小になるのは、設定値がS=1.0 で周波数が10 kHz、150 Vモード (1:10のトランス使 用時)のときで、負荷インピーダンスは、3-j30 (Ω) である. 10 kHzに対しては負荷が0.5 μ F程度のコン デンサと等価と考えてよく、ピーク電流は1 A弱であ る. 高周波などの寄生発振防止のため、終段の利得 は2倍程度に小さく設定し、必要な利得は前段のア ンプ (図A-1) で得る設計とした.
- \*出力の微調整(図A-2): VRSを利用した実験では, 出力電圧を若干調整出来た方が便利なこともあるの で,0.001 dB程度の精度で電圧を微調整できるよう, 帰還回路に可変抵抗器を挿入した.
- \* 放熱(図A-2): 終段のオペアンプOPA544T(バーブラ ウン社製)の発熱による温度上昇を抑えるために, 放 熱と熱容量を大きくするため, アルミブロックを

産総研計量標準報告 Vol. 5, No. 2



図A-2 発振器(出力部分)

熱的に接触させた. OPA544Tは, 放熱用の金属接触 面が電気的にはマイナス電源である. アルミブロッ クをこの面に直接接触させ, アルミブロックのシャ シへの取り付けは, 熱伝導性絶縁シートを挟んで取 り付けた.

- \*コンデンサ(図A-2):出力部分60 µFは、トランス T1への直流電流阻止用の無極性のコンデンサで、実 際の回路は15 µF (AC 200 V)のコンデンサ4個を並 列接続してある.高周波(MHz)に対する接地のた め、OPA544Tの±電源端子から、500 pFで、シャシ への最短距離の位置に短いリード線で接続し、高周 波の寄生発振を防止する.
- \*ダイオード(図A-1 及び図A-2):回路内には大きな インダクタンスがあり,電源線の逆電圧による発信 器,アンプ,電源の破損を防止するため,備えた.
- \*電源フィルタ (図A-1 及び図A-2):電源線 (±15 V, ±30 V) に重畳している1 kHz・10 kHzが外部の電源 への漏れ防止のため、L (50 mH)、C (42 µF, 10 µF など)を2段使ったLPFを挿入した.
- \*±30 Vの直流電源の動作時の電流は0.2 Aで,電源の 電流容量は, 0.35 Aである.