

高周波・マイクロ波減衰量標準用の電圧比装置 — 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¹⁾. 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, トレーサビリティを保っている. ここで述べる電圧比装置 (VRS: Voltage

Ratio System)²⁾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のトレーサビリティで最も高精度が得られる周波数である, 1 kHzを採用している. ここでは, その1 kHz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³⁾. 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_2 を, V_{2a} , V_{2b} と表せば, 次式が成立する.

* 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.

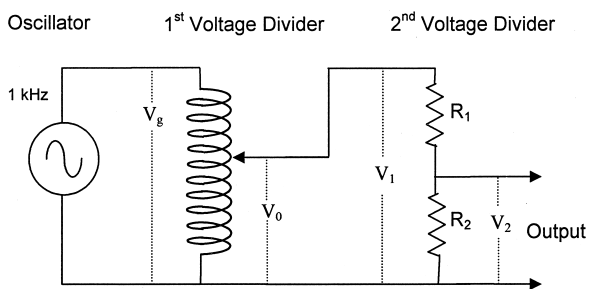


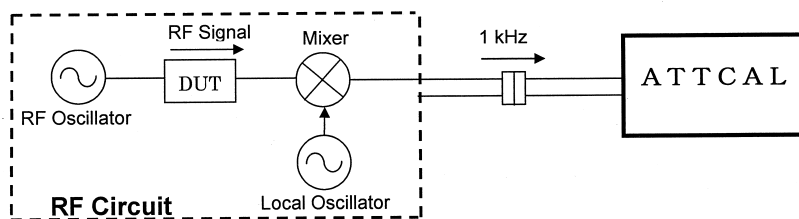
図1 VRSの原理

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

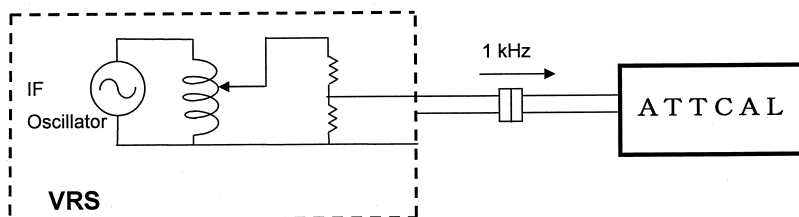
減衰量測定では、dBを用いるので、出力電圧の電圧比、 A dBは、常用対数を利用して、次式になる。なお、負号は A を正にするためである。また、記述の便宜上、以下 $a \geq b$ とする。

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

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_1 dBの時のIF信号レベルと M_2 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20.000 0 dB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：1 kHz
- ②出力波形：正弦波
- ③最大出力信号レベル：-20 dBm以上
- ④参照信号出力：-20 dBm以上
- ⑤出力抵抗：50 Ω（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 V_g ：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、1 kHz。

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いないが、実際の測定回路では参照信号が別途必要である¹⁾。（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50 Ω（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、10 000分の数dBから1 000分の1 dBの不確かさが必要である。

⑧ $V_g = 150 V$ と $V_g = 15 V$ 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、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_g (150 V, 15 V) の選択： $V_g = 150 V$ の場合は、巻線比1：10のトランスT1で昇圧して供給する。 $V_g = 15 V$ 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_1 の値の選択：IVDの負荷抵抗はおおよそ R_1 である。
($R_1 \gg R_2$)。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_1 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_1 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、 $R_1 = 50 k\Omega$ と $R_1 = 500 k\Omega$ 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_1 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_1 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_1 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_1, r_2, \dots, r_{30}) を直並列に接続し

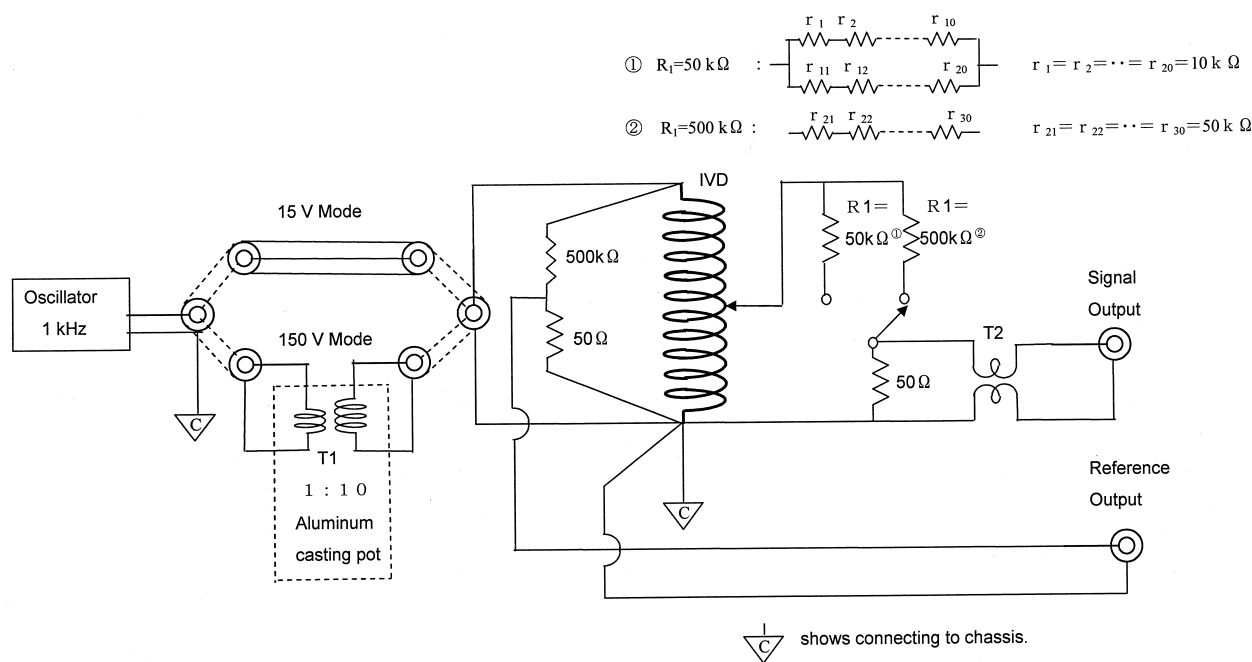


図3 VRSの回路

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、 $S=0.0\sim 1.0$ に対して、変化の幅は $V_g=150\text{ V}$ の場合は、最大の変化が、0.35 Vで、 $2.8\times 10^{-2}\text{ dB}$ に相当する。 $V_g=15\text{ V}$ の場合は、最大の変化は、 $2.8\times 10^{-4}\text{ dB}$ ($R_1=50\text{ k}\Omega$), $1.2\times 10^{-4}\text{ dB}$ ($R_1=500\text{ k}\Omega$)変化であった。

ATTCALがDual Channel Method¹⁾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_c とGLC、 I_g に依る電圧 $R_c\cdot I_g$ 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_c や I_g 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_g も装置に依る。

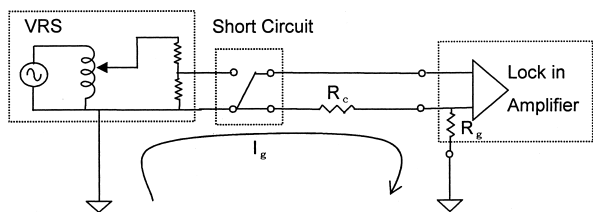


図4 ショート回路

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： $S = 1.000\ 000\ 0 \sim 0.001\ 000\ 0$ (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_g は、電源電圧 (IVDから見た電源)、 V_0 は、IVDの無負荷時の出力電圧、 V_1 は、IVDに接続された負荷にかかる電圧、 V_2 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_{ga}, V_{gb}) 、 (V_{0a}, V_{0b}) 、 (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 α_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 β_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、 α 、 β は絶対値を表す。

$$V_{0a} = s(a) \cdot V_{ga} \quad (3)$$

$$V_{1a} = \alpha_a \cdot V_{0a} \quad (4)$$

$$V_{2a} = \beta_a \cdot V_{1a} \quad (5)$$

$$V_{0b} = s(b) \cdot V_{gb} \quad (6)$$

$$V_{1b} = \alpha_b \cdot V_{0b} \quad (7)$$

$$V_{2b} = \beta_b \cdot V_{1b} \quad (8)$$

(3)～(8)式を使って、(9)式の A が求まる。

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

ところで、不確かさの要因によって、 a と $s(a)$ は差は小さいが等しくない。同様に、 b と $s(b)$ 、 α_a と α_b 、 β_a と β_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。

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

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

$$\alpha_b = \alpha_a + \delta\alpha = \alpha_a \left(1 + \frac{\delta\alpha}{\alpha_a}\right) \quad (12)$$

$$\beta_b = \beta_a + \delta\beta = \beta_a \left(1 + \frac{\delta\beta}{\beta_a}\right) \quad (13)$$

$$V_{gb} = V_{ga} + \delta V_g = V_{ga} \cdot \left(1 + \frac{\delta V_g}{V_{ga}}\right) \quad (14)$$

ここでは、次式を満たすものと仮定する。

$$\left| \frac{\varepsilon_a}{a} \right|, \left| \frac{\varepsilon_b}{b} \right|, \left| \frac{\delta\alpha}{\alpha_a} \right|, \left| \frac{\delta\beta}{\beta_a} \right|, \left| \frac{\delta V_g}{V_{ga}} \right| \ll 1 \quad (15)$$

(10)～(14)式を(9)式に代入して、整理し、 $|x| \ll 1$ のときの近似式 $\log_e(1+x) \doteq x$ を利用し、 $20/\log_e 10 \doteq 8.7$ を考慮すると、次式が得られる。

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

(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⁴⁾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.

$$\pm 0.5 \text{ ppm} \quad (S = 0.1 \sim 1.0) \quad (17)$$

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

これらの値は, 本報告の $\varepsilon_a, \varepsilon_b$ に対応する.

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

$$\left| \frac{\varepsilon_a}{a} - \frac{\varepsilon_b}{b} \right| \leq \left| \frac{\varepsilon_a}{a} \right| + \left| \frac{\varepsilon_b}{b} \right| = \frac{0.5 \times 10^{-6}}{1.0} + \frac{0.5 \times 10^{-6}}{0.1} = 0.55 \times 10^{-5} \quad (19)$$

となる. $\varepsilon_a, \varepsilon_b$ 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,

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

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

$$\left| \frac{\varepsilon_a}{a} - \frac{\varepsilon_b}{b} \right| \leq \left| \frac{\varepsilon_a}{a} \right| + \left| \frac{\varepsilon_b}{b} \right| = \frac{0.5 \times 10^{-6}}{1.0} + \frac{(0.5\sqrt{10 \times 0.01} + 0.01) \times 10^{-6}}{0.01} = 0.17 \times 10^{-4} \quad (21)$$

$$u(S) = 8.7 \cdot \frac{0.17 \times 10^{-4}}{\sqrt{3}} = 8.5 \times 10^{-5} \quad [\text{dB}] \quad (22)$$

である.

・例3. $a = 1.0$ $b = 0.001$ $A = 60 \text{ dB}$: 同様に, この場合の標準不確かさとして,

$$u(S) = 3.0 \times 10^{-4} \text{ dB} \text{ が得られる.}$$

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

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, $R_0(S) \leq 5 \Omega$, $L_0(S) \leq 30 \mu\text{H}$ である. R_L は負荷抵抗で, 上記より, $R_L = 50 \text{ k}\Omega, 500 \text{ k}\Omega$, C_s は配線に関する浮遊容量で, 実測で $C_s \approx 107 \text{ pF}$ 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 Method¹⁾を用

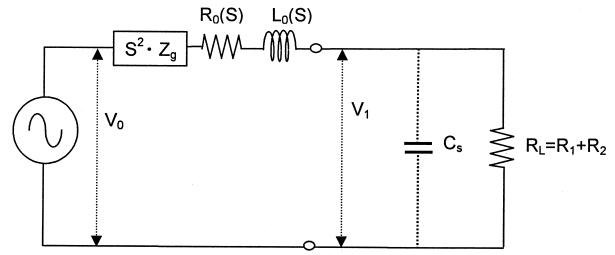


図5 等価回路

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,

$$V_1 = \alpha V_0 = \left| \frac{Z_L}{R_0 + j\omega L_0 + Z_L} \right| V_0 \quad (24)$$

ただし,

$$Z_L = \frac{R_L \cdot \frac{1}{j\omega C_s}}{R_L + \frac{1}{j\omega C_s}} \quad (25)$$

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.

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

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

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.

$$\frac{\delta\alpha}{\alpha_a} = \frac{\alpha_b - \alpha_a}{\alpha_a} = \left(\frac{\Delta R_0}{R_L} \right) + \omega^2 C_s \cdot \Delta L_0 \quad (28)$$

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

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

$$R_L = 50 \text{ k}\Omega \text{ のとき, } \left| \frac{\Delta R_0}{R} \right| \leq 1.0 \times 10^{-4} \\ \left| \omega^2 C_s \cdot \Delta L_0 \right| \leq 1.2 \times 10^{-7}$$

$|\omega^2 C_s \cdot \Delta L_0|$ 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

関数は設定Sの仕方に依存する。

・設定が(a = 1.0, b = 1.0~0.0)のとき :

b = 1.0~0.0に対して, ΔR_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, $u(\alpha)$ dBは, 次のようになる.

$$u(\alpha) = 8.7 \cdot \frac{1.0 \times 10^{-4}}{\sqrt{3}} \approx 5.0 \times 10^{-4} \quad [\text{dB}] \quad (30)$$

($R_1 = 50 \text{ k}\Omega$: a = 1.0, b = 1.0 ~ 0.0)

・ $R_L = 500 \text{ k}\Omega$ のとき, $|\Delta R_0/R| \leq 1.0 \times 10^{-5}$
 $|\omega^2 C_s \cdot \Delta L_0| \leq 1.2 \times 10^{-7}$

同様に, $R_L = 500 \text{ k}\Omega$ における負荷効果負荷による標準不確かさ, $u(\alpha)$ dBは, 次のようになる.

$$u(\alpha) = 8.7 \cdot \frac{1.0 \times 10^{-5}}{\sqrt{3}} \approx 5.0 \times 10^{-5} \quad [\text{dB}] \quad (31)$$

($R_1 = 500 \text{ k}\Omega$: 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 :

$R_0(1.0) = 0.18 \text{ }\Omega$, $R_0(0.1) = 0.60 \text{ }\Omega$, $R_0(0.01) = 0.58 \text{ }\Omega$,
 $R_0(0.001) = 0.69 \text{ }\Omega$, $L_0(1.0) = 1.7 \text{ }\mu\text{H}$, $L_0(0.1) = 3.5 \text{ }\mu\text{H}$,
 $L_0(0.01) = 3.2 \text{ }\mu\text{H}$, $L_0(0.001) = 3.80 \text{ }\mu\text{H}$ である.

従って, $|\Delta R_0| \leq 0.51 \text{ }\Omega$, $|\Delta L_0| \leq 2 \text{ }\mu\text{H}$ が得られる. $|\Delta L_0|$ の項は, 同様に無視できる. 従って, この特定の場合, 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.

$$u(\alpha) = 5.1 \times 10^{-5} \quad [\text{dB}] \quad (32)$$

($R_1 = 50 \text{ k}\Omega$: a = 1.0, b = 0.1, 0.01, 0.001)

$$u(\alpha) = 5.1 \times 10^{-6} \quad [\text{dB}] \quad (33)$$

($R_1 = 500 \text{ k}\Omega$: a = 1.0, b = 0.1, 0.01, 0.001)

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_1 と R_2) 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

$$\alpha = 0 \pm 2.5 \text{ (ppm/}^\circ\text{C)} \quad (34)$$

消費電力P (mW) と抵抗表面の温度上昇 δT の関係 (グラフから推定)

$$\delta T = 0 \pm 0.12 \text{ P (}^\circ\text{C)} \quad (35)$$

(34)式と(35)式から, 消費電力Pのとき, 抵抗Rの変化率 $\delta R/R$ は,

$$\delta R/R = \alpha \cdot \delta T = \pm 0.3 \times 10^{-6} \text{ P} \quad (36)$$

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

① $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$ & $V_g = 150 \text{ V}$ のとき,

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, $P = 150^2 / (5 \times 10^4) = 450 \text{ mW}$ である. この50 k Ω は, 図3に示したように, 20個の10 k Ω 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 k Ω 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,

$$\delta r_i / r_i = \pm 6.75 \times 10^{-6} \text{ P} \quad (i=1 \sim 20) \quad (37)$$

R_2 の最大消費電力は, $P = 0.15^2 / 50 = 0.45 \text{ mW}$ である. 同様に,

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

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 Ω は, 図3に示したように, 10個の50 k Ω 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 Ω の消費電力は, 4.5 mWになる. 上記と同様に, (36)式より,

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

R_2 (50 Ω) に掛かる最大電圧は, 0.015 Vである. R_2 の最大消費電力 $P = 0.015^2 / 50 = 4.5 \times 10^{-3} \text{ mW}$. この抵抗器の変化率は, (36)式より,

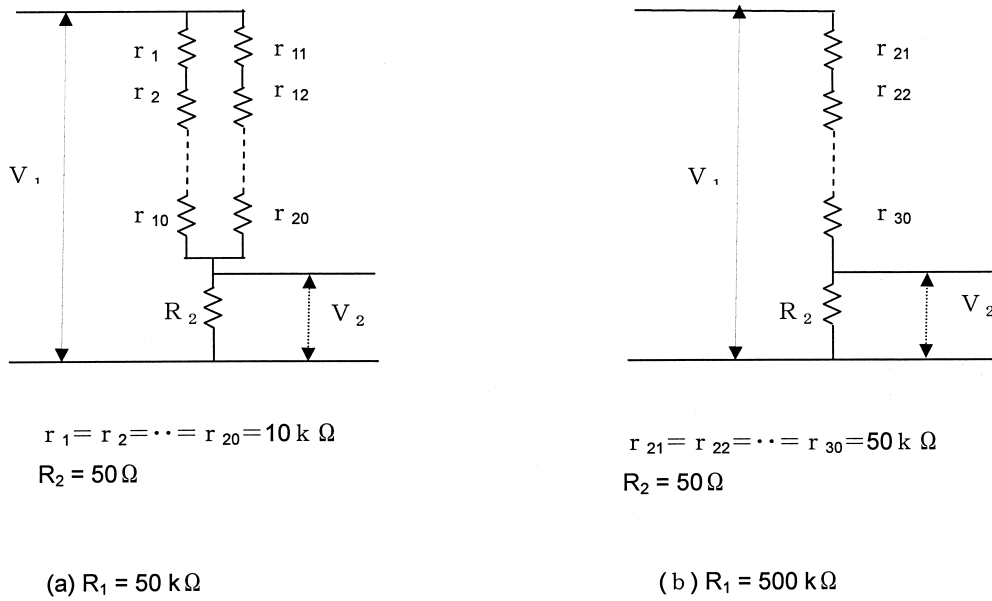


図6 抵抗分圧器

$$\delta R_2 / R_2 = \pm 1.35 \times 10^{-9} \quad (40)$$

(b) : 分圧比に与える影響 :

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

① $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$ & $V_g = 150 \text{ V}$ のとき, 分圧比 β は次式で表される.

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

$S = a$ から $S = b$ に変更に伴って, r_1, \dots, r_{20}, R_2 が, それぞれ $r_1 + \delta r_1, \dots, r_{20} + \delta r_{20}, R_2 + \delta R_2$ に, 微小変化したとき, β が, β_a から β_b に変化したとすると, 次の関係が成立する.

$$\beta_b = \beta_a + \delta\beta \quad (42)$$

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

$$\frac{\delta\beta}{\beta_a} = \frac{r_1}{\beta_a} \frac{\partial\beta}{\partial r_1} \left(\frac{\delta r_1}{r_1}\right) + \frac{r_2}{\beta_a} \frac{\partial\beta}{\partial r_2} \left(\frac{\delta r_2}{r_2}\right) + \dots + \frac{r_{20}}{\beta_a} \frac{\partial\beta}{\partial r_{20}} \left(\frac{\delta r_{20}}{r_{20}}\right) + \frac{R_2}{\beta_a} \frac{\partial\beta}{\partial R_2} \left(\frac{\delta R_2}{R_2}\right) \quad (44)$$

(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 β を r_1, \dots, r_{20}, R_2 で偏微分し, $r_1 \doteq \dots \doteq r_{20} \doteq 10 \times 10^3, R_2 \doteq 50$ を代入して, 次式が得られる.

$$\frac{r_1}{\beta_a} \frac{\partial\beta}{\partial r_1} \approx \frac{r_2}{\beta_a} \frac{\partial\beta}{\partial r_2} \approx \dots \approx \frac{r_{20}}{\beta_a} \frac{\partial\beta}{\partial r_{20}} \approx -5 \times 10^{-2} \quad (45)$$

$$\frac{R_2}{\beta_a} \frac{\partial\beta}{\partial R_2} \approx 1 \quad (46)$$

(37), (38), (45), (46)式を(44)式に代入して,

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

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.

$$u(\beta) = 8.7 \sqrt{\left(\frac{3.4 \times 10^{-7}}{\sqrt{3}}\right)^2 + \dots + \left(\frac{3.4 \times 10^{-7}}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{0.14 \times 10^{-6}}{\sqrt{3}}\right)^2} \approx 7.6 \times 10^{-6} \text{ [dB]} \quad (R_1 = 50 \text{ k}\Omega : V_g = 150 \text{ V}) \quad (48)$$

② $R_1 = 500 \text{ k}\Omega$ & $V_g = 150 \text{ V}$ のとき, 分圧比 β は次式で表される.

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

同様な手順で, $r_{21} \doteq r_{22} \doteq \dots \doteq r_{30} \doteq 50 \times 10^3, R_2 \doteq 50$ 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.

$$u(\beta) = 8.7 \sqrt{\left(\frac{1.35 \times 10^{-7}}{\sqrt{3}}\right)^2 + \dots + \left(\frac{1.35 \times 10^{-7}}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{1.35 \times 10^{-9}}{\sqrt{3}}\right)^2} = 2.1 \times 10^{-6} \text{ [dB]} \quad (R_1 = 500 \text{ k}\Omega : V_g = 150 \text{ V}) \quad (50)$$

なお、 $\sqrt{\quad}$ の中の 1.35×10^{-7} の項は10個ある。

③ $V_g = 15 \text{ V}$ 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。

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

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

(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、 $0.00003 \pm 0.00003\%/V = 3 \times 10^{-7} \pm 3 \times 10^{-7}/V$ 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 ($i=1 \sim 30$)で、 $R_1 = 500 \text{ k}\Omega$ か $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$ の場合に関係なく、 $V_g = 150 \text{ V}$ 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、 $S = b (\leq 0.1)$ に設定する場合を想定すると、

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

(44)式に代入して、

$$\frac{\delta \beta}{\beta_a} = -4.5 \times 10^{-6} \pm 4.5 \times 10^{-6} \quad (54)$$

右辺の第一項は、偏りで補正できる。補正值は、 $-8.7 \times 4.5 \times 10^{-6} = -3.9 \times 10^{-5} \text{ dB}$ 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、

$$u(\beta) = 8.7 \times \frac{4.5 \times 10^{-6}}{\sqrt{3}} = 2.3 \times 10^{-5} \text{ [dB]} \quad (V_g = 150 \text{ V}) \quad (55)$$

である。これは、電圧に比例するので、 $V_g = 15 \text{ V}$ 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。

$$u(\beta) = \sqrt{(7.6 \times 10^{-6})^2 + (2.3 \times 10^{-5})^2} \\ = 2.4 \times 10^{-5} \text{ [dB]} \quad (R_1 = 50 \text{ k}\Omega : V_g = 150 \text{ V}) \quad (56)$$

同様に、

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

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

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

である。

5.1.4 周囲温度の影響

測定環境は、 $23 \pm 1 \text{ }^\circ\text{C}$ 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、 $\pm 0.2 \text{ }^\circ\text{C}$ 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、 $\pm 0.5 \times 10^{-6}$ 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。 β への周囲温度の影響の標準不確かさ、 $u(\beta_T)$ dBを求めるには、(44)式に $\delta r_i / r_i = \delta R_2 / R_2 = \pm 0.5 \times 10^{-6}$ を代入すると、 \pm 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、 β への周囲温度の影響の標準不確かさ、 $u(\beta_T)$ dBが求まる。なお、 $R_2 = 50 \text{ }\Omega$ の項の影響が支配的なので、 $R_1 = 500 \text{ k}\Omega$ の場合の標準不確かさも、 $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$ の場合と同じになる。

$$u(\beta_T) = 8.7 \sqrt{\left(\frac{2.5 \times 10^{-9}}{\sqrt{6}}\right)^2 + \dots + \left(\frac{2.5 \times 10^{-9}}{\sqrt{6}}\right)^2 + \left(\frac{0.5 \times 10^{-6}}{\sqrt{6}}\right)^2} \\ \approx 1.8 \times 10^{-6} \text{ [dB]} \quad (R_1 = 50 \text{ k}\Omega \text{ \& } 500 \text{ k}\Omega) \quad (60)$$

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、 δV_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。

$$V_R = \frac{R_{R2}}{R_{R1} + R_{R2}} V_g \quad (61)$$

$$\frac{\delta V_R}{V_R} = -\frac{\delta R_{R1}}{R_{R1}} + \frac{\delta R_{R2}}{R_{R2}} \quad (62)$$

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。

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

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

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 $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$ 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 $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$ で連続的に減衰量を校正できる。不確かさが若干大きいですが、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 $R_1 = 500 \text{ k}\Omega$ 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¹⁾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。

表1 不確かさの見積もり表 (ステップ減衰量: $R_1=50 \text{ k}\Omega$)

	不確かさの要因	標準不確か成分	IVDの設定			使用条件
			S=1.0 →0.1	S=1.0 →0.01	S=1.0 →0.001	
			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 $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$
	IVDの負荷効果	$u(\alpha)$	5.1E-05	5.1E-05	5.1E-05	
	抵抗分圧器の電圧依存	$u(\beta)$	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	$u(V_R)$	2.5E-06	2.5E-06	2.5E-06	
合成不確かさ [dB]	u_c		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2 不確かさの見積もり表 (連続減衰量: $R_1=50 \text{ k}\Omega$)

	不確かさの要因	標準不確か成分	IVDの設定			使用条件
			S = 1.0 →(0.0~0.1)	S = 1.0 →(0.0~0.01)	S = 1.0 →(0.0~0.001)	
			dB 表示			
			0~20 dB	0~40 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 $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$
	IVDの負荷効果	$u(\alpha)$	5.0E-04	5.0E-04	5.0E-04	
	抵抗分圧器の電圧依存	$u(\beta)$	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	$u(V_R)$	2.5E-06	2.5E-06	2.5E-06	
合成不確かさ [dB]	u_c		5.0E-04	5.1E-04	5.8E-04	
拡張不確かさ [dB]	$U = k u_c$ ($k = 2$)		1.0E-03	1.0E-03	1.2E-03	

表3 不確かさの見積もり表 (連続減衰量: $R_1=500\text{ k}\Omega$)

	不確かさの要因	標準不確かさ成分	IVDの設定			使用条件
			S = 1.0 →(0.0~0.1)	S = 1.0 →(0.0~0.01)	S = 1.0 →(0.0~0.001)	
			dB 表示			
			0~20 dB	0~40 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 $R_1 = 500\text{ k}\Omega$
	IVDの負荷効果	$u(\alpha)$	5.0E-05	5.0E-05	5.0E-05	
	抵抗分圧器の電圧依存	$u(\beta)$	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	$u(V_R)$	2.5E-06	2.5E-06	2.5E-06	
合成不確かさ [dB]	u_c		5.7E-05	9.9E-05	3.0E-04	
拡張不確かさ [dB]	$U = k u_c$ (k = 2)		1.1E-04	2.0E-04	6.1E-04	

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、ATTICAL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、ATTICAL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.
- 2) 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
- 4) 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。

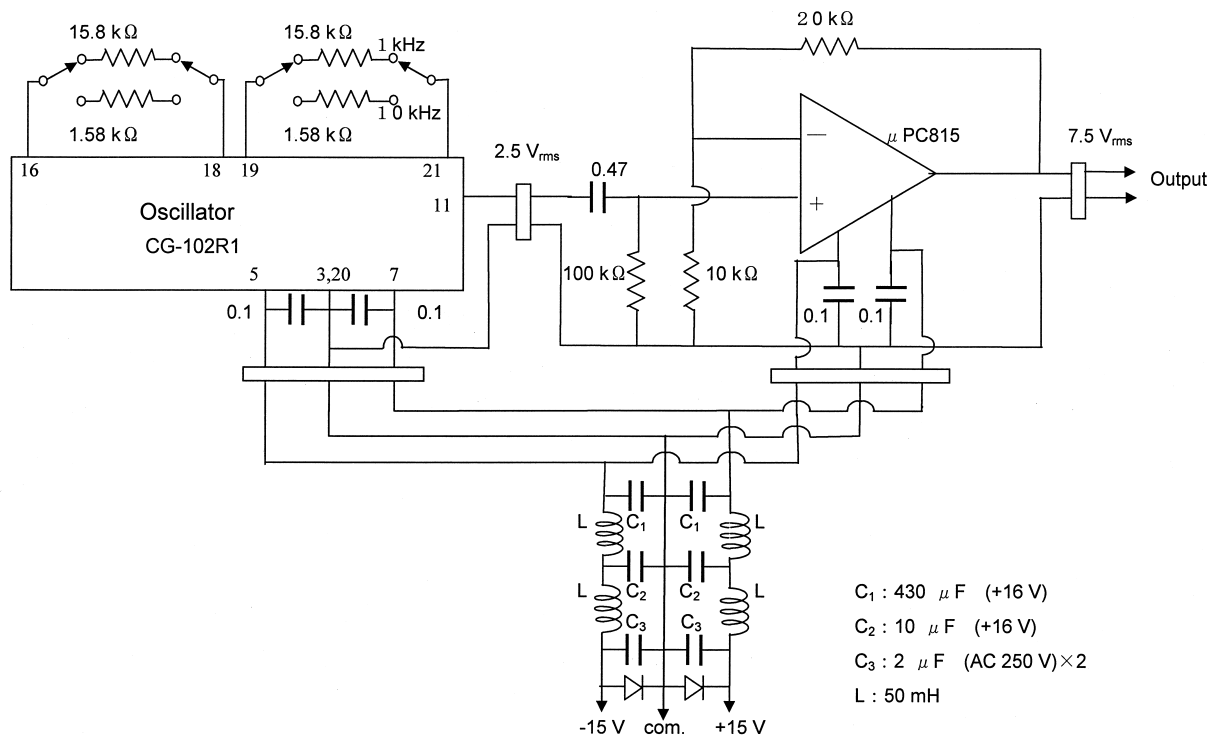
* CR発振器 (図A-1) : 発振源には、にはCG-102R1(エヌエフ回路設計ブロック社製)を利用し、周波数は、将来の利用を考えて、1 kHzの他に、10 kHzも用意した。周波数の切り替えは抵抗を切り替える。CG-102R1の出力は2.5 Vで、次段アンプで7.5 Vに増幅する。終段アンプで15 Vに増幅する。

* 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。

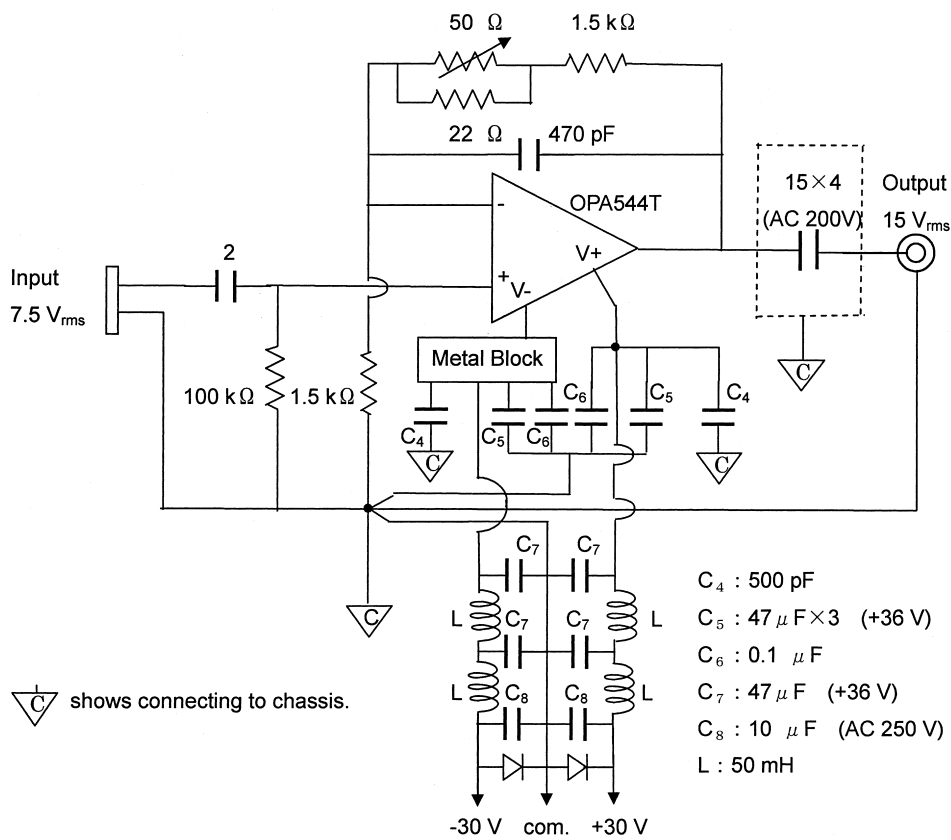
* 負荷インピーダンス (図A-2) : 使用するIVD, DT72A, は、共振周波数が、400 Hzなので、10 kHzにおける入力インピーダンスは、インダクティブではなく、コンダクティブである。終段アンプの負荷インピーダンスは、IVDの設定値や周波数 (1または10 kHz)、電源電圧 (15 Vモードか15 Vモード) によって変わるが、その絶対値が最小になるのは、設定値がS=1.0で周波数が10 kHz、15 Vモード (1:10のトランス使用時) のときで、負荷インピーダンスは、 $3-j30\ (\Omega)$ である。10 kHzに対しては負荷が $0.5\ \mu\text{F}$ 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ることあるので、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



図A-1 発振器 (発振部分)



図A-2 発振器 (出力部分)

高周波・マイクロ波減衰量標準用の電圧比装置

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 μ F 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 μ F (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 μ F, 10 μ F 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。