

## 高周波減衰量標準に関する調査研究

飯田 仁志\*

(平成16年11月1日受理)

## A survey on RF attenuation standard

Hitoshi IIDA

## Abstract

A survey on RF attenuation standard has been conducted in order to review recent technologies used in RF attenuation measurements and standards. The survey describes a definition of RF attenuation, some representative attenuation measurement methods and reference standards. The NMIJ attenuation measurement system in the frequency range of 10 MHz to 18 GHz is reported in detail and the calibration and measurement capability is compared with the ones of the overseas national metrology institutes. The second step of the new Japan national standard infrastructure plan for attenuation and its developments are also introduced.

## 1. はじめに

近年、高周波、マイクロ波等を利用する高周波技術の進歩は著しく、産業用から家庭用まで多くの電子機器で利用されている。特に、情報通信の分野においては、コンピュータの進歩やインターネット、移動体通信技術の飛躍的な発展に伴い、それらを利用するユーザ数は増加の一途を辿っている。例えば、わが国における携帯電話の加入件数は平成15年度末時点で8152万件に達し<sup>1)</sup>、総人口に対して6割以上の数に相当する。もはや高周波技術は我々の日常生活に必須なものとなってきており、現在もお絶え間なく高速化・広帯域化への技術革新が進んでいる。このように発展する高周波技術には基本技術として計測技術が必要不可欠であり、その精度と信頼性の向上が重要になる。

高周波に関する測定量のうち、高周波減衰量は電磁波の伝送特性を表す基本量であり、高周波回路（減衰器、増幅器、伝送線路、アンテナ等）の性能を表す重要なパラメータである。

通信システムでは、電磁波の信号伝送により情報を効率よく高品質に伝達することが求められる。そのため、電磁波の減衰特性を評価することが重要となる。通信システムなどの機器を設計する際にはシステム全体の信号減衰が構

成部品による減衰の集大成となることから、特に個別部品の減衰特性等を正確に把握することができれば、設計を容易にするばかりでなくその信頼性や生産性を向上させることが可能となり、時間的・経済的にもメリットが大きい。

また、近年では電子機器の急速な普及によって不要な電磁波が発生し、その無線障害や電子機器の誤動作などが問題となっている。そのため、EMC（Electromagnetic Compatibility）規制が国際的にも常識的に適用される時代となってきており、産業界の関心が高い。EMC規制は、妨害波となる不要信号を放射しない放射妨害波の規制と、妨害波を受けても誤動作しない耐性（イミュニティ）の規制がある。例えば放射妨害波の測定ではセンサとしてアンテナを用い、受信した妨害波の強度により合否を決めるため、その感度特性の正確さは極めて重要である。一般に、そのようなアンテナ特性は送信アンテナと受信アンテナを設置して、その間の空間伝播による電磁波の減衰量を測定し、その値から決定する。このようにEMCの分野においても、高周波減衰量が基本測定量となっている。

減衰量の絶対測定では、個別に精度を上げることは難しいが、参照できる標準があれば相対測定により高精度測定も可能である。計量標準総合センター（NMIJ）では、高周波減衰量の国家計量標準の整備・供給を担って標準確立のため精密計測技術の研究を進めている。

このような形態の高周波減衰量の調査が初めてであることから、現状の標準の開発・供給技術を把握するため

\* 計測標準研究部門 電磁波計測科

本調査を行った。本調査研究では概論としてまず高周波減衰量の定義と測定原理について述べ、諸外国の国家標準機関における高周波減衰量標準の開発と供給の現状について報告する。次に、NMIJにおいて開発を進めている高周波減衰量測定システムを紹介し、今後の整備計画と将来の展望について述べる。

## 2. 高周波減衰量標準

高周波 (RF : Radio Frequency) 減衰量は高周波回路の特性を表す重要な量の一つである。NMIJでRF減衰量を精密に測定し、産業界に標準を供給して広く利用してもらうには、その物理量の定義を明確にし、測定の不確かさを十分に小さくすることが重要である。ここでは、RF減衰量の定義と不確かさ要因について概説する。

### 2.1 高周波減衰量の定義<sup>2)</sup>

#### 2.1.1 挿入損失と減衰量

図1に示すように、反射係数がそれぞれ $\Gamma_G$ と $\Gamma_L$ の電源及び負荷に接続された2開口被測定素子 (DUT : Device Under Test) を考える。DUTの特性をSパラメータで表し、開口1及び開口2における入射波及び出射波の波振幅をそれぞれ $a_i, b_i (i=1,2)$  とすると、Sパラメータの定義より次式の関係が得られる。

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

さらに、開口1及び開口2それぞれにおける入射波と出射波の関係は、次式で表される。

$$a_1 = a_G + \Gamma_G b_1 \quad (2)$$

$$a_2 = \Gamma_L b_2 \quad (3)$$

ここで、 $\Gamma_G$ 及び $\Gamma_L$ はそれぞれ電源及び負荷の反射係数、 $a_G$ は電源の出力波の波振幅を表す。このとき、負荷に吸収される電力 $P_2$ は、

$$P_2 = |b_2|^2 - |a_2|^2 \quad (4)$$

で表されるので、式(1)から式(4)により次式を得る。

$$P_2 = \frac{|a_G|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_G)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{21}S_{12}\Gamma_G\Gamma_L|^2} \quad (5)$$

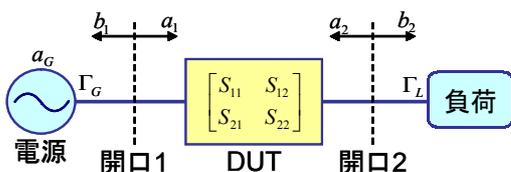


図1 2開口回路モデル

電源と負荷を直結したときに負荷に吸収される電力 $P_1$ は、式(5)において $S_{11} = S_{22} = 0$ 、 $S_{12} = S_{21} = 1$ を代入したものであるから、次式で与えられる。

$$P_1 = \frac{|a_G|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_G\Gamma_L|^2} \quad (6)$$

式(5)及び式(6)より、DUTを挿入する前後の負荷への吸収電力の比を対数で表すと、

$$L_i = -10 \log \frac{P_2}{P_1} \quad (7)$$

$$= -10 \log \frac{|S_{21}|^2 |1 - \Gamma_G\Gamma_L|^2}{|(1 - S_{11}\Gamma_G)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{21}S_{12}\Gamma_G\Gamma_L|^2} \quad (8)$$

となる。 $L_i$ は挿入損失と呼ばれ、単位はデシベル[dB]である。式(8)より、挿入損失は信号源と負荷の反射係数に依存するため、減衰器などのDUTの固有の値として使用するには適当ではない。

そこで、減衰量として電源及び負荷が無反射の状態、すなわち、 $\Gamma_G = \Gamma_L = 0$ の場合における挿入損失と定義する。式(7)及び式(8)より、減衰量 $A$  [dB]は次式で与えられる。

$$A = -10 \log \frac{P_2}{P_1} \Big|_{\Gamma_G = \Gamma_L = 0} \quad (9)$$

$$= -10 \log |S_{21}|^2 \quad (10)$$

式(10)より、換言すれば、減衰量はSパラメータの透過係数の絶対値をdB表現して符号を反転したものと等価である。

#### 2.1.2 置換損失とインクリメンタル減衰量

減衰量を変化させることのできる可変減衰器については、ほとんどの場合その変化量が測定対象となる。このような減衰量の変化分に対してはインクリメンタル減衰量という用語が使われている。図1に示したDUTが可変減衰器の場合、そのSパラメータはDUTの設定に応じて変化する。いま、減衰量を変化させる前の初期の状態を添え字*i* (initial)で表し、減衰量を変化させた後の状態を添え字*f* (final)で表すものとする。すなわち、初期の状態におけるDUTのSパラメータを $S_{11i}, S_{12i}, S_{21i}, S_{22i}$ とし、減衰量を変化させた後のそれらを $S_{11f}, S_{12f}, S_{21f}, S_{22f}$ とする。また、減衰量を変化させる前後において負荷に吸収される電力をそれぞれ $P_i$ 及び $P_f$ とする。 $P_i$ と $P_f$ の比を対数で表すと、式(5)を参照して次式が得られる。

$$L_s = -10 \log \frac{P_f}{P_i} \quad (11)$$

$$= -10 \log \frac{|S_{21f}|^2 |(1-S_{11}\Gamma_G)(1-S_{22}\Gamma_L) - S_{21}S_{12}\Gamma_G\Gamma_L|^2}{|S_{21i}|^2 |(1-S_{11f}\Gamma_G)(1-S_{22f}\Gamma_L) - S_{21f}S_{12f}\Gamma_G\Gamma_L|^2} \quad (12)$$

$L_s$  は置換損失(substitution loss)と呼ばれる。インクリメンタル減衰量  $A_i$  は  $\Gamma_G = \Gamma_L = 0$  の場合における置換損失のことであり、次式で定義される。

$$A_i = -10 \log \frac{P_f}{P_i} \Big|_{\Gamma_G = \Gamma_L = 0} \quad (13)$$

$$= -10 \log \frac{|S_{21f}|^2}{|S_{21i}|^2} \quad (14)$$

ところで、式(14)において  $S_{21i} = 1$  とすると式(10)と等しくなる。つまり、式(10)で定義された減衰量は、初期の状態が  $S_{21i} = 1$  の場合におけるインクリメンタル減衰量と言うこともできる。このような理由から、混乱の懸念がない場合には減衰量とインクリメンタル減衰量を区別せずに減衰量と呼んでいる。

## 2.2 不確かさの要因

減衰量を測定する際の不確かさの要因は、測定方式や使用する機器によって様々なものがあるが<sup>4)</sup>、ここでは一般的に重要と考えられている要因を記す。

### ① 信号源の安定性

信号源の出力振幅の変動は減衰量の測定値に直接影響する。信号源の出力を自動レベル制御回路で安定化することや、測定系をブリッジ型にするなどの手法によってその影響を低減できる。また、周波数の安定性も不確かさの要因となるので、位相同期回路によって測定系の周波数の同期をとる必要がある。

### ② 測定系の直線性

増幅器や周波数変換器（ミキサ）等は、信号レベルに応じて直線性が変化する。特に信号レベルが大きい場合には、飽和により直線性が悪化するので注意が必要である。実際にはこの飽和レベルと次に述べる雑音レベルが測定可能な減衰量の範囲を決める主な要因となる。

### ③ 測定系の雑音

信号レベルが小さい場合には測定系の雑音が測定値に与える影響が大きい。雑音の原因としては増幅器やミキサの内部雑音以外にも電源線などを介して混入する外来雑音がある。測定中はこれらの雑音源を遠ざけたり、電源線に雑音除去フィルタを挿入したりすると

効果がある。

### ④ 信号の漏れ

目的の信号経路以外を伝播する信号を漏れと呼ぶ。

DUTを通らずに直接測定系に回り込む漏れが測定値に影響する。特に大きな減衰量を測定する場合は注意が必要である。複数の能動素子を使用する場合、電源回路を経由して伝播する漏れが問題になることが多い。この場合、能動素子の電源端子直近に適当なフィルタを挿入すると効果的である。可能であれば電源を別系統で配線すると良い。また、RFのシールドが不完全であると空間を伝播する漏れが問題となる。回路を堅牢なシールドボックスの中に収めたり、金属箔や電波吸収体で覆ったりすると効果的である。

減衰量の測定を、デュアルチャンネル方式等のブリッジ型回路で行う場合にはチャンネル間のアイソレーションに注意が必要である。アイソレーションが必要なRFの信号経路ではアイソレータや緩衝増幅器等を適当に使用することで漏れの影響を低減できる。

### ⑤ DUTの再現性

DUTの再現性が悪いと測定値のばらつきが大きくなる。特に可変減衰器の場合にはスイッチの再現性や機械的な安定性などが問題となる。回転型減衰器のように精密な機械可動部のある減衰器では、DUTに衝撃を与えると減衰量が変わってしまうので注意が必要である。また、コネクタの接合が問題となることもある。嵌合部にゴミ等が付着しないように注意し、締め付けは所定のトルクで行うことが重要である。

### ⑥ 不整合

減衰量は電源と負荷が無反射の場合に定義されるので、これらの反射があると測定結果に影響する。ところが、実際には反射を完全になくすことは極めて困難であり、特に高い周波数では主な要因となることがある。

## 2.3 不整合による不確かさ

前述のように、高い周波数では不整合の影響が無視できない。減衰器を仲介器として使用する場合には、精度を確保するためにも不整合の影響を小さくする必要ある。そこで、本節では不整合による不確かさについて述べる。

いま、可変減衰器の場合について考える。置換損失とインクリメンタル減衰量の差異を  $M_d$  とすると、式(12)及び式(14)より次式で表される。

$$M_d = L_s - A_i \quad [\text{dB}] \quad (15)$$

$$= -10 \log \frac{|(1-S_{11}\Gamma_G)(1-S_{22}\Gamma_L) - S_{21}S_{12}\Gamma_G\Gamma_L|^2}{|(1-S_{11f}\Gamma_G)(1-S_{22f}\Gamma_L) - S_{21f}S_{12f}\Gamma_G\Gamma_L|^2} \quad (16)$$

式(16)から不整合による不確かさを見積もるときは、 $M_d$ の範囲を標準偏差に換算する必要がある。 $\Gamma_G$ 及び $\Gamma_L$ の絶対値と、DUTを変化させる前後のSパラメータの変化分の絶対値及び位相角が分かるとき、 $M_d$ の標準不確かさ $\sigma_M$  [dB]は次式で与えられる<sup>5)</sup>。

$$\sigma_M = \frac{8.686}{\sqrt{2}} \left\{ |\Gamma_G|^2 |S_{11i} - S_{11f}|^2 + |\Gamma_L|^2 |S_{22i} - S_{22f}|^2 + |\Gamma_G|^2 |\Gamma_L|^2 |S_{21i}^2 - S_{21f}^2|^2 \right\}^{1/2} \quad (17)$$

式(17)より、可変減衰器の場合はDUTのSパラメータの変化が小さければ不整合による不確かさは小さい。固定減衰器の場合は、式(17)において $S_{11i} = S_{22i} = 0$ 、 $S_{21i} = 1$ とおけば良い。

以上のことから、不整合不確かさを最小にするためには、(a)電源及び負荷の反射係数を極力小さくすること、(b)DUTの反射係数の影響を小さくすることが重要となる。(a)については、チューナーを用いて最適化を図ることで反射をかなり低減できる。(b)については、次に述べるようにDUTの各開口に整合用PADを挿入する方法が有効である。

## 2.4 DUTの反射係数の影響低減方法

図2に示すように、DUTの各開口に整合用のPADを接続した場合について、それぞれの従属回路として考える。DUTのSパラメータを $S_{ij}$  ( $i, j=1,2$ )とし、各開口に接続されたPADのSパラメータをそれぞれ $Sx_{ij}$ 及び $Sy_{ij}$  ( $i, j=1,2$ )と表す。この従属回路の総合的なSパラメータを $St_{ij}$  ( $i, j=1,2$ )とすると、 $|S_{ii}|, |Sx_{ii}|, |Sy_{ii}| \ll 1$ のとき、以下のように表される。

$$\begin{bmatrix} St_{11} & St_{12} \\ St_{21} & St_{22} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} Sx_{11} + Sx_{12}Sx_{21}\Gamma_1 & Sx_{12}Sy_{12} \\ Sx_{21}S_{21}Sy_{21} & Sy_{22} + Sy_{12}S_{21}\Gamma_2 \end{bmatrix} \quad (18)$$

ここで、 $\Gamma_1$ は図2において基準面1からDUTを見たときの反射係数を表し、 $\Gamma_2$ は基準面2からDUTを見たときの反

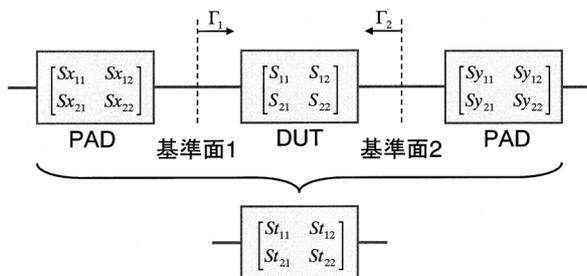


図2 PADを付加した減衰器のモデル

射係数を表す。このとき、 $Sx_{ij}$ 及び $Sy_{ij}$ はPADのSパラメータであるからDUTの設定に無関係であり、常に一定である。式(18)において、反射係数の項に着目すると、DUTの減衰量を変化させたときは $\Gamma_1$ 及び $\Gamma_2$ も変化するが、その変化量はそれぞれ $Sx_{12}Sx_{21}$ 、 $Sy_{12}Sy_{21}$ の分だけ低減される。不整合不確かさについてはDUTの反射係数の変化分が寄与することは既に述べたが、このようにPADを挿入することでその影響を低減することができる。

具体例として10 dBの固定減衰器をPADに用いた場合、例えば式(18)の $St_{11}$ に関しては、 $|Sx_{12}Sx_{21}| = 0.1$ となるので、 $\Gamma_1$ の変化を10分の1に低減できる。このとき、 $Sx_{11}$ は一定であるので、 $St_{11}$ の変化分には寄与しない。以上の理由から、一般に仲介用標準器として使用する減衰器は精度の確保上このような組み合わせ減衰器を用いることが望ましい。PADとして固定減衰器を用いる場合は挿入損失が大きくなるので、挿入損失を小さくしたい場合はアイソレータを用いる。

## 3. 減衰量標準器<sup>2),4)</sup>

RF減衰量を精密に測定する場合、減衰量が既知の標準減衰器を用いて比較測定を行う場合が多い。標準減衰器の精度は測定結果に直接影響するので、高精度の標準減衰器が必要となるが、マイクロ波などの比較的高い周波数ではその周波数で動作する標準減衰器の精度を得ることが困難となる。そのため、精度を得やすい低周波の減衰量標準器を用いて、RFの減衰量を、より周波数の低い減衰量に置換して測定する方法がよく用いられる。ここでは、標準器として使用される代表的な減衰器の特徴を述べる。

### 3.1 ピストン減衰器

ピストン減衰器は導波管の遮断周波数領域における管内の電磁界振幅が軸方向に指数関数的に減衰する性質を利用した減衰器である。抵抗器を用いないためリアクタンス減衰器と呼ばれたり、動作状態からWBCO減衰器(waveguide below-cutoff attenuator)と呼ばれることもある。図3にその構造を示す。一般的には機械加工の精度を得やすいことから、円形導波管が用いられる。円形導波管の一端に励振コイルが固定され、可動するピストンに受信コイルが取り付けられている。ピストンを移動することによってこれらのコイルの間隔が変化する構造になっている。その減衰量は周波数と導波管の内径及びピストンの移動距離から正確に求めることができる。1次標準器として使用する場合、ドミナントモードの円形TE<sub>11</sub>

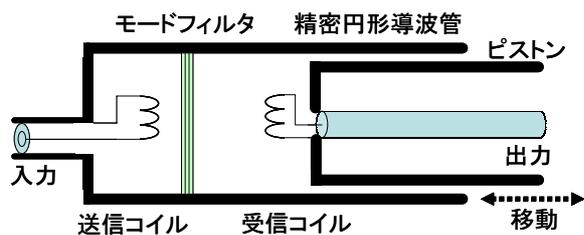


図3 ピストン減衰器

モードを利用する。導波管内壁の導電率を無限大と仮定した場合の円形TE<sub>11</sub>モードの減衰定数  $\alpha$  は次式で表される。

$$\alpha = \frac{15.99}{r} \sqrt{1 - \left(\frac{2\pi r}{1.841\lambda}\right)^2} \quad [\text{dB/m}] \quad (19)$$

ここで、 $r$  は円形導波管の内側の半径、 $\lambda$  は使用周波数の自由空間波長を表す。ピストンの移動距離と減衰量 [dB] は比例関係にあるが、励振コイルと受信コイルの距離が近い場合にはインピーダンス効果や他のモードの影響を受けるため非直線性があるので注意が必要である。また、実際には導波管内面の導電率が有限であるため、表皮効果の影響を補正する必要がある。ピストン減衰器を使用する周波数帯は通常数十MHz程度である。一般に周波数が高くなるにつれて導波管の径が細くなるため、遮断周波数領域を利用するピストン減衰器を実現することは加工や精度上の観点から困難となる。

### 3.2 誘導分圧器

誘導分圧器 (IVD : Inductive Voltage Divider) は図4に示すような構造をした巻線比を変えられる一種のトランスであり、分圧比は巻線比によって正確に定まる。使用できる周波数は数十kHz程度までであるが、分解能が高いうえに周囲温度や湿度等の影響をほとんど受けないため極めて安定な標準器として使用できる。また、前述のピストン減衰器に比べ入手や保守も容易であることから1次標準器として非常に良く利用されている。

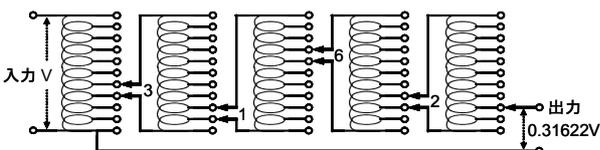


図4 誘導分圧器

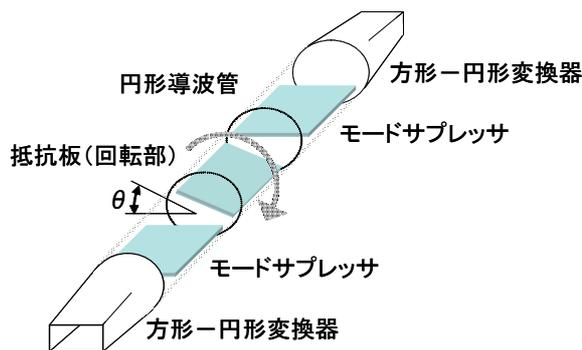


図5 回転型減衰器

### 3.3 回転型減衰器

回転型減衰器 (rotary vane attenuator) は図5に示すような導波管型の可変減衰器である。円形導波管の内部で抵抗板が回転できる構造になっており、その回転角度によって電磁波の吸収量が異なることを利用した減衰器である。減衰量Aは抵抗板の回転角  $\theta$  によって次式のように求まる。

$$A = -20 \log \cos^2 \theta \quad [\text{dB}] \quad (20)$$

この減衰器は最大で50 dB程度の減衰量まで使用可能であるが、減衰量が大きくなるにつれて分解能が悪くなる。ピストン減衰器や誘導分圧器に比べて精度は劣るが、マイクロ波やミリ波帯の周波数で使用可能であり、原理的に位相の変化がないため標準器としてしばしば利用されている。

### 3.4 抵抗減衰器

抵抗減衰器には減衰量が固定の固定減衰器と、減衰量を可変できる可変減衰器がある。これらは何らかの方法によって校正を行った後、減衰量を仲介する標準器として使用されることが多い。固定減衰器は同軸線路の中に抵抗体を適当に配置して損失を与えるようにしたものであり、コネクタ形状に応じて様々なものが市販されている。構造が比較的単純で、広帯域で安定な特性が得られる。整合用のPADとしてもよく用いられる。

ステップ型可変減衰器は仲介標準器として非常に良く利用されている。図6のようにいくつかの固定減衰器をスイッチで切り替えて減衰量を可変する構造になっている。構造上スイッチの再現性が性能に大きく影響する。市販のものでは、500万回の切り替えにおいて  $\pm 0.01$  dB程度の再現性が得られている<sup>6)</sup>。一般に最小ステップが1 dBのものや、10 dBのものがよく利用されている。

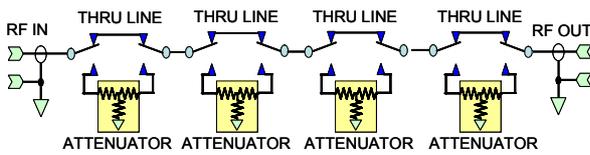


図6 ステップ型可変減衰器

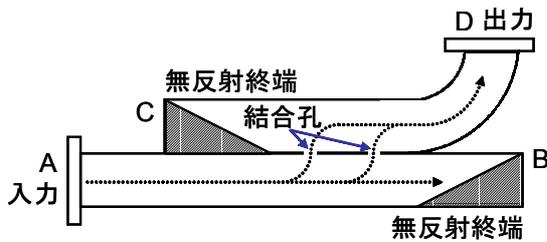


図7 導波管方向性結合器

### 3.5 方向性結合器

方向性結合器を固定減衰器として利用することができる。構造が単純で機械的にも安定しているため、標準減衰器に適している。図7に導波管の方向性結合器を用いた固定減衰器の構造を示す。主導波管のB点と、副導波管のC点は無反射終端で終端される。A点より入力されたRF信号はB点の無反射終端に吸収されるが、その一部が結合孔を通りD点に到達する。このときの結合度によって減衰量が決まる。ところで、一般に抵抗減衰器は大電力で使用すると温度上昇により減衰量が変化してしまうため使用できない。図7の減衰器では、A点に大電力が入力された場合、B点の無反射終端器は温度が上昇するためその反射係数は変化するが、結合度には影響しない。したがって、方向性結合器を用いた減衰器は大電力で使用できることが大きな特徴である。このような減衰器を利用すれば、小電力用の電力計の測定範囲を拡大して大電力を測定することができるため便利である。

## 4. 高周波減衰量の測定法

RF減衰量の測定方法は非常に多くの手法が開発されているが、ここでは減衰量標準として良く利用されている代表的な手法について特徴を述べる。

### 4.1 電力比法

この方法は定義に基づいた方法で、DUTを挿入する前後における出力電力を直接測定して減衰量を求めるものである<sup>7)</sup>。図8に電力比法 (power ratio method) による測定系の一例を示す。検出器としては、ポロメータマウン

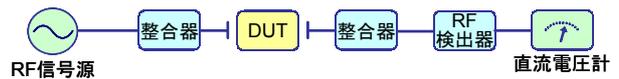


図8 電力比法

トやサーミスタマウント等が用いられている。検出器によってRFの電力を直流の電圧に変換して測定されることから、直流置換法とも呼ばれている。直流電圧計の直線性はポテンションメータ等によって予め確認する必要がある。この方法では構成が非常に単純であるが、検出器のダイナミックレンジによって測定範囲が制限され、通常は30 dB程度までの減衰量測定に用いられる。また、検出器の温度安定性が測定精度に直接影響するため、測定精度に応じてウォータバス等による安定化が必要である。この原理に基づく40 GHzまでの測定システムを構築した例として、30 dBの減衰量に対して不確かさ ( $k=2$ ) 0.002 dB以下という報告がある<sup>8)</sup>。

### 4.2 高周波置換法

DUTの減衰量を、同一の周波数で動作する標準減衰器と直接比較して測定する方法であり<sup>9)</sup>、直接置換法とも呼ばれる。測定ダイナミックレンジは比較的大きいが、測定周波数で動作する標準減衰器が必要となる。代表的な例として、図9(a)に並列置換型、図9(b)に直列置換型の構成を示す。図9(a)では、検出器が零になるように標準減衰器を調整してDUTの減衰量を置換測定する。信号源の変動の影響を受けにくいという利点があるが、検出器の零調整のために位相器が必要である。図9(b)では、検出器が一定の値となるように標準減衰器を調整してDUTの減衰量を置換測定する。位相器の必要がなく、構

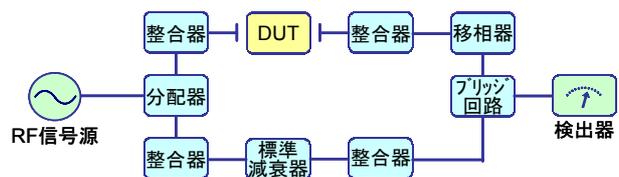


図9 (a) 高周波置換法 (並列置換型)

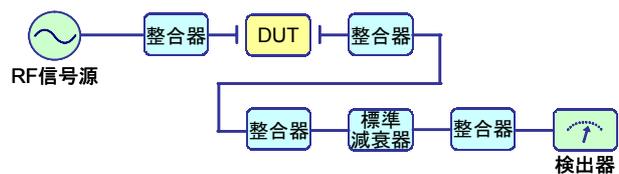


図9 (b) 高周波置換法 (直列置換型)

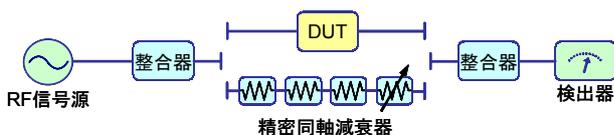


図10 高周波置換法（取り替え比較型）

成が単純なため良く用いられている。図10はPTBで採用されている構成<sup>7)</sup>で、DUTと標準減衰器を取り替えて比較する方法である。反射係数が0.005以下の精密固定減衰器を従属接続して標準減衰器を構成している。標準減衰器の最終段が可変減衰器になっており、DUTと置換したときに検出器が同じ値になるようにこの可変減衰器を調整してDUTの減衰量を求めている。

### 4.3 中間周波置換法

ヘテロダインによる周波数変換を利用してDUTの減衰量を中間周波数（IF：Intermediate Frequency）の減衰量に置換して測定する方法である。周波数変換に用いるミキサの直線性に注意する必要があるが、精度の良い標準減衰器を利用しやすいことや、測定ダイナミックレンジも大きいことから非常に良く利用されている。測定系の構成を大きく分類すると図11(a)の直列置換型と図11(b)の切り替え型に分類できる。図11(a)では、DUTを通ったRF信号はミキサでローカル信号とミキシングされてIF信号となる。ミキサの直線性が良好な範囲では、RF信号の減衰量はIF信号の減衰量に置換されるので、IF信号で動作する標準減衰器を調整して検出器の値が一定になるようにすれば標準減衰器の変化量からDUTの減衰量を求めることができる。この方式では選択するIF周波数によっては信号源の信号純度がIF信号に与える影響が大きいので注意が必要である。図11(a)の変形として、IF信号の電圧を直接電圧計で測定してその電圧比からDUTの減衰量を決定する方法もあり、電圧比法と呼ばれている<sup>7)</sup>。この際使用する電圧計の直線性は予め評価しておく必要がある。また、測定系をデュアルチャンネルで構成する方式もあり、これについては第6節で説明する。

図11(b)では、DUTを通った信号と標準減衰器を通った信号をスイッチによって交互に切り替えて同期検波する。このとき検出器の値が零になるように標準減衰器を調整することによってDUTの減衰量を求める方式である。この方式ではRF信号源の信号純度に対する要求仕様が緩いため、比較的高い周波数の減衰量を測定するのに適している。しかし、スイッチの再現性が性能に大きく影響する。

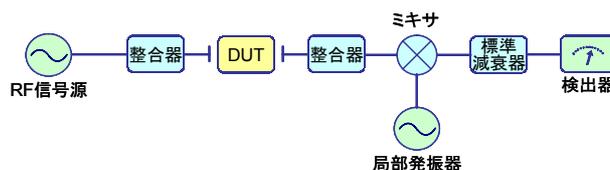


図11(a) 中間周波置換法（直列置換型）

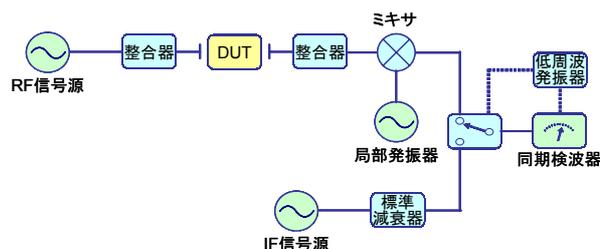


図11(b) 中間周波置換法（切り替え型）

IFの周波数は測定しようとする周波数や測定方式によって適当に決められる。標準減衰器としてIVDを用いる場合には1 kHz<sup>21)-23)</sup>、10 kHz、50 kHz<sup>10)</sup>あたりに選択することが多い。ピストン減衰器では、一般に1.25 MHzや30 MHzがよく利用される<sup>11)</sup>。

### 4.4 副搬送波変調法

この方法は、IFで動作する標準減衰器を用いて減衰量を置換測定する点においてIF置換法に類似しているが、原理的には異なる方法である<sup>2)</sup>。図12に示すように、2分配された信号源の信号の一方に低周波で変調をかける。変調方式としては、振幅変調や位相変調、平衡変調等が用いられる<sup>4)</sup>。変調された信号はDUTを通過した後に、分配したもう一方の信号とホモダイン検波される。検波出力が常に最大となるように移相器を調節すると、RF減衰量に比例した検波出力を取り出すことができる。この検波出力をIFの標準減衰器を用いて置換測定する。この方法では、装置の構成が若干複雑になるが、高周波の信

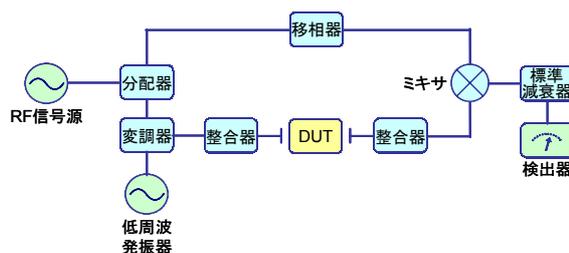


図12 副搬送波変調法

号源が1台あればよく、その信号純度に対する要求仕様も比較的緩い。そのため、信号純度の高い信号源を得ることが難しいミリ波帯等では有効な手法である。

## 5. 諸外国における高周波減衰量標準

計測器の信頼性を確保するためには、その計測器が国家標準にトレーサブルであることが求められる。そのため、国家標準の整備が重要である。本節では代表的な国家標準研究機関におけるRF減衰量標準の開発と供給の現状を、主に国際度量衡局 (BIPM) の基幹比較データベースに登録された Calibration and Measurement Capabilities (CMC) リスト<sup>12)</sup>によって調査した結果を報告する。

### 5.1 アメリカ NIST

NIST (National Institute of Standards and Technology) はCMCリストに情報の記載がないため、ホームページ<sup>13)</sup>に掲載の情報を示す。高精度の減衰量標準は、30 MHzと1.25 MHzの周波数のみ供給を行っている。30 MHzについては、50 Ω同軸型の固定及び可変減衰器とピストン減衰器を校正対象として、ピストン減衰器を用いたデュアルチャネルRF置換法<sup>14)</sup>により校正している。それぞれの校正範囲と不確かさは以下の通りである。なお、不確かさはDUTの再現性に依存する。

#### 同軸型減衰器 (30 MHz)

校正範囲：0 dB～120 dB

拡張不確かさ：0.01 dB～1 dB (包含係数記載無し)

#### ピストン減衰器 (30 MHz)

校正範囲：0 dB～120 dB (挿入損含)

Type B標準不確かさ：0.003～0.005 dB/10 dB

1.25 MHzの減衰量標準は、独自のサーミスタマウントを用いた校正システム<sup>15)</sup>によって、主にvoltage doublerの校正用として供給されている。そのため、校正範囲は6 dBのみである。この校正システムの不確かさはType Aの標準不確かさが $8.2 \times 10^{-5}$  dB、Type Bの標準不確かさが $0.3 \sim 0.5 \times 10^{-5}$  dBである。

他の周波数については、独自のDual Six-Portベクトルネットワークアナライザ (Dual Six-Port VNA)<sup>16)</sup>に基づくSパラメータの透過係数測定から減衰量標準を供給している。Dual Six-Port VNAは1970年代にNBS (現NIST) で開発されたSix-Portリフレクトメータを組み合わせ

システムを構成したネットワークアナライザである。商用のVNAはヘテロダイン方式による複雑な複素振幅測定回路が必要であるのに対し、Dual Six-Port VNAはパワーディバイダやハイブリッド等の受動素子で構成されるため構造が単純なうえ、電力の大きさの測定値のみから位相の情報も得られるという特徴がある。これらの供給範囲と不確かさは以下の通りである。

#### 同軸型減衰器

周波数範囲：10 MHz～50 GHz

対応コネクタ：GR900, GPC-7, N, 3.5 mm, 2.92 mm, 2.4 mm

校正範囲：0 dB～60 dB

拡張不確かさ：0.01 dB～0.2 dB (包含係数記載無し)

#### 導波管減衰器

周波数範囲：8.2 GHz～75 GHz, 92 GHz～98 GHz

対応導波管：WR90, WR62, WR42, WR28, WR22, WR15, WR10

校正範囲：0 dB～60 dB (8.2 GHz～18 GHz),

0 dB～50 dB (18 GHz～75 GHz),

0 dB～40 dB (92 GHz～98 GHz)

拡張不確かさ：0.02 dB～0.2 dB (8.2 GHz～18 GHz),

0.02 dB～0.3 dB (18 GHz～40 GHz),

0.02 dB～0.5 dB (33 GHz～98 GHz)

(導波管による。包含係数記載無し)

### 5.2 イギリス NPL

NPL (National Physical Laboratory) では、1次標準器として動作周波数1 kHz, 10 kHz, 50 kHzのIVDを採用している。減衰量の測定方法は測定周波数と減衰量の大きさによって3通りの手法を用いている。周波数範囲が50 GHzまでの減衰量は中間周波数 (IF) に変換して測定されるが、そのうち概ね90 dB程度までの減衰量は値が既知であるゲージブロック減衰器とIVDで校正された交流電圧計を用いて測定されている。DUTの減衰量とゲージブロック減衰器の変化に応じたIFの電圧を電圧計で直接測定して、その値とゲージブロック減衰器の値から減衰量を求めている<sup>7,10)</sup>。より大きな減衰量の場合は独自の方式であるnoise-balancing技術を用いた中間周波置換法<sup>17)</sup>により測定可能範囲を140 dBまで拡張している。また、50 GHzから110 GHzまでの減衰量は副搬送波変調法により測定される。以下にCMCリストに記載されたNPLのRF減衰量標準の供給範囲を示す。

### 50 Ω 系同軸型減衰器

周波数範囲：10 kHz～50 kHz, 0.5 MHz～18 GHz

校正範囲：①0.01 dB～100 dB \*1,  
②>100 dB～120 dB \*2,  
③>120 dB～140 dB \*2

拡張不確かさ ( $k=2$ )：① $6E-04+3E-05 \alpha$  dB \*4 \*5,  
②0.01 dB \*5, ③0.02 dB \*5

周波数範囲：18 GHz～40 GHz

校正範囲：0.01 dB～80 dB \*1

拡張不確かさ ( $k=2$ )： $2E-04 \alpha$  dB \*4 \*5

### 75 Ω 系同軸型減衰器

周波数範囲：0.5 MHz～1 GHz

校正範囲：①0.01 dB～90 dB \*1, ②>90 dB～110 dB \*2,  
③>110 dB～130 dB \*2

拡張不確かさ ( $k=2$ )：① $2E-03+6E-05 \alpha$  dB \*4 \*5,  
②0.01 dB \*5, ③0.03 dB \*6

### 導波管減衰器

周波数範囲：2.6 GHz～110.0 GHz

対応導波管：R32, R40, R48, R70, R84, R100, R120,  
R140, R220, R320, R400, R620, R900

校正範囲：①0.01 dB～90 dB (2.6 GHz～18.0 GHz) \*1,  
②0.01 dB～80 dB (18.0 GHz～50.0 GHz) \*1,  
③0.01 dB～60 dB (50.0 GHz～110.0 GHz) \*3

拡張不確かさ ( $k=2$ )：① $6E-04+6E-05 \alpha$  dB \*4 \*5,  
② $1E-03+2E-04 \alpha$  dB \*4 \*5,  
③ $2E-03+6E-04 \alpha$  dB \*4 \*7

\*1：電圧比法による測定

\*2：中間周波置換法による測定

\*3：副搬送波変調法による測定

\*4： $\alpha$  は減衰量[dB]を表す

\*5：DUTの反射係数0.005以下

\*6：DUTの反射係数0.01以下

\*7：導波管がR620のときは\*5, R900のときは\*6に準ず  
る

この他に、NPLでは同軸については50 GHzまで、導波管については110 GHzまでのネットワークアナライザによるSパラメータの透過係数についても供給を行っている。

## 5.3 ドイツ PTB

PTB (Physikalisch-Technische Bundesanstalt) では、40 GHzまでの周波数範囲における減衰量標準を開発し、供給している。30 dBまでの減衰量は電力比法によって測定して

いる<sup>8),18)</sup>。ポロメータブリッジによりRFの電力を直流の電力に置換して測定し、その電力の比から減衰量を求める。30 dBを超える減衰量については、前述の電力比法で一度校正された仲介標準器と比較測定を行うRF置換法によって校正している<sup>7),18)</sup>。以下にCMCリストに記載されたPTBのRF減衰量の標準供給範囲を示す。いずれもDUTの反射係数が0.005未満のときの不確かさが示されている。

### 50 Ω 系同軸型減衰器

周波数範囲：0.1 MHz～8 GHz

対応コネクタ：N, PC7

校正範囲：①0 dB～1 dB, ②1 dB～30 dB

拡張不確かさ ( $k=2$ )：①0.0002 dB, ② $0.0001 \alpha$  dB \*8

周波数範囲：8 GHz～18 GHz

対応コネクタ：N, PC7

校正範囲：①0 dB～1 dB, ②1 dB～30 dB

拡張不確かさ ( $k=2$ )：①0.0005 dB, ② $0.0002 \alpha$  dB \*8

周波数範囲：2.5 MHz～1.2 GHz

対応コネクタ：N, PC7

校正範囲：①30 dB～90 dB, ②90 dB～120 dB

拡張不確かさ ( $k=2$ )：① $0.0002 \alpha$  dB,  
② $0.0005 \alpha$  dB \*8

周波数範囲：1.2 GHz～18 GHz

対応コネクタ：N, PC7

校正範囲：①30 dB～90 dB, ②90 dB～100 dB

拡張不確かさ ( $k=2$ )：① $0.0005 \alpha$  dB, ② $0.001 \alpha$  dB \*8

周波数範囲：18 GHz～26.5 GHz

対応コネクタ：PC3.5

校正範囲：0 dB～30 dB

拡張不確かさ ( $k=2$ )：0.006 dB

周波数範囲：26.5 GHz～40 GHz

対応コネクタ：K (2.92mm)

校正範囲：0 dB～30 dB

拡張不確かさ ( $k=2$ )：0.012 dB

### 75 Ω 系同軸型減衰器

周波数範囲：0.1 MHz～2 GHz

対応コネクタ：N

校正範囲：①0 dB～1 dB, ②1 dB～30 dB

拡張不確かさ ( $k=2$ ): ①0.0002 dB, ②0.0001  $\alpha$  dB \*8

#### 導波管減衰器

周波数範囲: 8.2 GHz~12.4 GHz

対応導波管: R100

校正範囲: ①0 dB~1 dB, ②1 dB~30 dB,

③30 dB~60 dB

拡張不確かさ ( $k=2$ ): ①0.0001 dB, ②0.0001  $\alpha$  dB,

③0.0002  $\alpha$  dB \*8

周波数範囲: 12.4 GHz~18 GHz

対応導波管: R140

校正範囲: ①0 dB~1 dB, ②1 dB~30 dB,

③30 dB~60 dB

拡張不確かさ ( $k=2$ ): ①0.0001 dB, ②0.0001  $\alpha$  dB,

③0.0005  $\alpha$  dB \*8

周波数範囲: 18 GHz~40 GHz

対応導波管: R220, R320

校正範囲: ①0 dB~1 dB, ②1 dB~30 dB

拡張不確かさ ( $k=2$ ): ①0.0002 dB, ②0.0002  $\alpha$  dB \*8

\*8:  $\alpha$  は減衰量[dB]を表す

PTBではSパラメータの透過係数の供給も行っているようであるが、CMCリストには40 GHzまでの透過係数の位相についてのみ記載がある。

#### 5.4 韓国 KRISS

KRISS (Korea Research Institute of Standards and Science) では、30 MHzに関してはピストン減衰器によるRF置換法で、その他の周波数は10 MHz~18 GHzの範囲において中間周波置換法によって90 dBまでの減衰量標準を供給している。以下にCMCリストに記載されたKRISSのRF減衰量の標準供給範囲を示す。

#### 同軸型減衰器

周波数範囲: ①30 MHz, ②10 MHz~18 GHz

校正範囲: 0 dB~90 dB

拡張不確かさ ( $k=2$ ): ①0.001 dB~0.01 dB,

②0.015 dB~0.06 dB

なお、Sパラメータについては、40 GHzまでの透過係数の絶対値についてネットワークアナライザによる供給を行っている。

現在KRISSではサーミスタマウントとパワースプリッタから構成されるモジュールを多段接続した独自方式の

広帯域標準減衰器の開発を行っている<sup>19)</sup>。10 MHzから18 GHzの周波数帯域におけるこの減衰器の拡張不確かさ ( $k=2$ ) は、90 dBの減衰量に対して0.006 dBであることが報告されている<sup>20)</sup>。

#### 6. NMIJにおける高周波減衰量標準の開発

計量標準総合センター (NMIJ) では、国内産業界のニーズに応じた標準整備を目指し、2010年までに110 GHzまでのRF減衰量標準の整備・供給を計画している。本節では、NMIJにおけるRF減衰量測定システムの概要について述べ、さらに今後の標準整備計画について言及する。

##### 6.1 高周波減衰量測定システム

NMIJでは、低周波電気標準にトレーサブルな誘導分圧器 (IVD) を1次標準器としたデュアルチャンネル中間周波置換法によるRF減衰量測定システムを開発した<sup>21)-23)</sup>。このシステムにより、10 MHzから12 GHzまでの周波数範囲においては100 dBまで、さらに18 GHzまでの周波数範囲においては60 dBまでの減衰量の測定が可能である。図13に本測定システムのブロック図を示す。信号源からのRF信号は2分配され、一方はDUTを通過してミキサで1 kHzの被測定中間周波数 (IF) に変換される。DUTを挿入するテストポートにはフィルタ、アイソレータ、チューナーで構成されるチューニングボックスを設け、信号源及び負荷の反射係数を最小に抑えている。信号源から分岐された他方の信号は別のミキサで同じローカル信号によって参照用IFに変換される。これら2つのIF信号をロックインアンプで検出し、DUTの減衰量を変化させる前後においてそれぞれ平衡するようにIVDを調整する。このときのIVDの変化量から減衰量が求まる。本システムでは、直線性の良い範囲を利用して60 dBまでの減衰量を上記のように直接測定することができる。60 dBを超える減衰量を測定する場合には、減衰量が既知のゲージブロック減衰器を使用する。DUTの設定に応じてゲージブロック減衰器の減衰量を切り替えて、見かけ上直線性の良い範囲を利用して測定を行う。

デュアルチャンネル方式では、信号源の振幅ドリフト等の影響を低減可能であり、また、位相の測定も可能であるという利点がある。なお、本システムでは、可変台車によってテストポートを移動できるように設計されているため、固定減衰器の校正も可能である。

ところで、デュアルチャンネル方式の場合はミキサのローカル信号線を経由する漏れが問題となる。この影響を低減するため、光-電気変換器と光ファイバを用いた

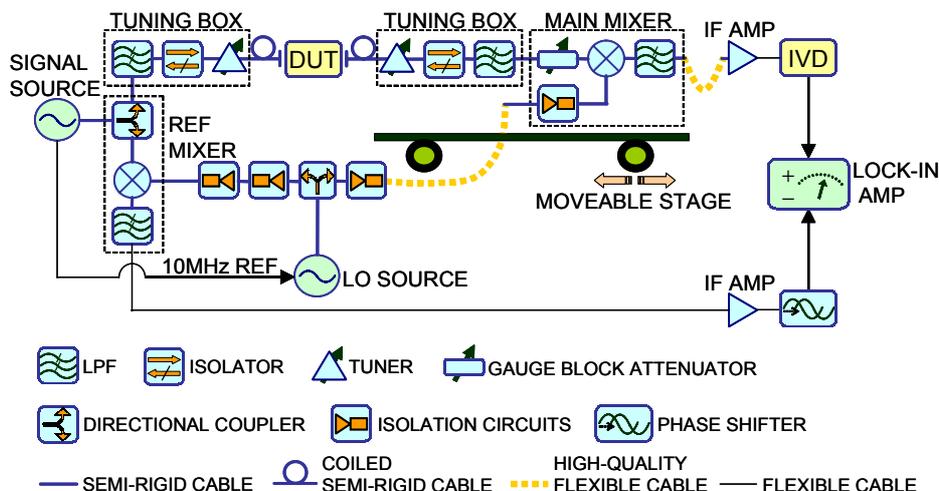


図13 NMIJにおける高周波減衰量測定システム

独自のアイソレーション回路を開発した<sup>21)</sup>。現在10 MHzから1 GHzまでの測定システムへ実装しており、さらに広帯域化に向けた研究を進めている。この方式によって、チャンネル間のアイソレーションは実質的に180 dB以上と見做すことができる。

なお、NMIJでは本システムを用いて現在実施中のRF減衰量の国際比較CCEM-RF-K19.CL<sup>24)</sup>に参加し、その結果報告を2003年7月に完了した。この国際比較は60 MHzと5 GHzの周波数で実施され、21カ国の標準研究機関が参加している。現在各国間の同等性の確認が進められている。

## 6.2 不確かさの見積り

計測における不確かさの表現のガイド<sup>25)</sup>に従って見積もった本システムの不確かさを表1及び表2に示す<sup>23)</sup>。不確かさ要因のうち、支配的なものは以下の通りである。

### 1. IVDの不確かさ

1 kHzの低周波電圧比標準によるIVDの校正不確かさ。

### 2. IVDの信号源側及び負荷側インピーダンスの影響

IVDの信号源側にはプリアンプが、負荷側にはロックインアンプがそれぞれ接続される。したがって、プリアンプの出力インピーダンスとロックインアンプの入力インピーダンスの影響を受ける。ここで、 $R_1$  ( $\approx 0.3\Omega$ ) 及び  $C_1$  ( $\approx 30\mu\text{F}$ ) をそれぞれプリアンプの出力抵抗と直流阻止容量、 $R_2$  ( $\approx 100\text{M}\Omega$ )

及び  $C_2$  ( $\approx 200\text{pF}$ ) をそれぞれロックインアンプの入力抵抗と入力容量、 $R_o$  ( $\leq 5\Omega$ ) 及び  $L_o$  ( $\leq 100\mu\text{H}$ ) をそれぞれIVDの出力抵抗と出力インダクタンスとすると、このような値のときIVDの信号源側及び負荷側インピーダンスの影響 $|\delta|$ は次式で見積もることができる<sup>21),22)</sup>。

$$|\delta| = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_o}{R_1} + \frac{C_2}{C_1} + \omega^2 L_o C_2 \quad (21)$$

### 3. 非線形性

ミキサやプリアンプの直線性及びノイズフロアに起因する。特定の減衰量(例えば10 dB)をミキサの入力レベルを変えて測定することによって実験的に見積もる。

### 4. 移相器の振幅変化

移相器を調整したときのIF信号の振幅変化を測定して実験的に見積もる。

### 5. 漏れの影響

漏れの影響は、DUTを通過するRF信号の位相を変化させて減衰量を測定することによって実験的に評価する。図14に漏れの影響の評価方法を示す。同図において、破線の矢印は漏れの信号経路を表す。このとき、RF移相器によってDUTを通過する信号 $S$ の位相を変化させても、漏れ成分 $L$ の位相は変化しない。したがって、図15に示すように $S$ と $L$ の位相関係によってミキサのRF入力信号の大きさが変化する

表1 不確かさバジェット (10 MHz~12 GHz)

Source of uncertainty	Attenuation (dB)				
	0-20	0-40	0-60	0-80	0-100
IVD(reference standard)	0.00005	0.00005	0.0005	0.0005	0.0052
source and load impedance to IVD	0.00005	0.00005	0.00005	0.00005	0.00005
non linearity	0.0003	0.00087	0.00087	0.001	0.001
amplitude change of phase shifter (<10deg.)	0.0003	0.0003	0.0003	0.0003	0.0003
leakage	negligible	negligible	0.00003	0.0003	0.003
stability	0.00014	0.00014	0.00014	0.00014	0.00014
gauge block calibration				0.0009	0.0009
mismatch	0.0004	0.0004	0.0004	0.0004	0.0004
random	0.0006	0.002	0.003	0.004	0.008
$u_c$ : combined standard uncertainty	0.0009	0.0022	0.0032	0.0042	0.0101
$U$ : expanded uncertainty ( $k=2$ )	<b>0.002</b>	<b>0.005</b>	<b>0.007</b>	<b>0.008</b>	<b>0.02</b>

表2 不確かさバジェット (18 GHz)

Source of uncertainty	Attenuation (dB)		
	0-20	0-40	0-60
IVD (reference standard)	0.00005	0.00005	0.0005
source and load impedance to IVD	0.00005	0.00005	0.00005
non linearity	0.0008	0.001	0.001
amplitude change of phase shifter (<10deg.)	0.0003	0.0003	0.0003
leakage	negligible	negligible	0.00003
stability	0.0005	0.0005	0.0005
mismatch	0.0004	0.0004	0.0004
random	0.002	0.004	0.005
$u_c$ : combined standard uncertainty	0.0023	0.0042	0.0052
$U$ : expanded uncertainty ( $k=2$ )	<b>0.005</b>	<b>0.008</b>	<b>0.01</b>

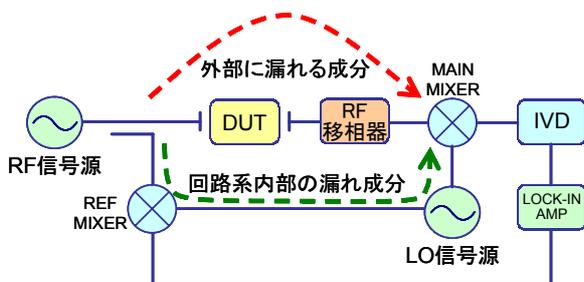


図14 漏れの影響評価



M: MAIN MIXERのRF入力信号  
 S: DUTを通過する信号  
 L: 漏れ信号

図15 測定信号のベクトル図

## 高周波減衰量標準に関する調査研究

る。その最大変化から漏れの影響を見積もる。漏れの影響は  $S$  と  $L$  の比率によって異なり、次式で表される。

$$|\delta| \leq 20 \log |1 + L/S| \quad [\text{dB}] \quad (22)$$

### 6. 装置の安定性

10分間当たりのIF信号の変動を直接測定することによって見積もる。

### 7. ゲージブロック減衰器

60 dBを超える減衰量を測定するときはゲージブロック減衰器を使用するのでその不確かさが加味される。

### 8. ミスマッチ

DUTの反射係数に依存する。ここでは、DUTの反射係数の変化は0.005以下と仮定する。

### 9. ばらつき

10回測定したときのばらつきを考慮する。これは、DUTの再現性に依存する。

## 6.3 高周波減衰量標準の整備計画

ここでは、NMIJにおけるRF減衰量標準供給の現状と今後の展望について述べる。NMIJでは、2004年4月より指定校正機関の業務を引き継ぎ、計量法トレーサビリティ制度(JCSS : Japan Calibration Service System)及び依頼試験によるRF減衰量の校正を開始した。現在のRF減衰量の標準供給範囲は以下の通りである。

#### ピストン減衰器 (JCSS供給)

周波数範囲 : 30 MHz

校正範囲 : 100 dB以下 (挿入損失含)

拡張不確かさ : 下記参照

減衰量*	拡張不確かさ ( $k=2$ )
20 dB以下	0.002 dB
40 dB以下	0.005 dB
60 dB以下	0.008 dB
80 dB以下	0.02 dB

\*挿入損失は20 dBと仮定

\*DUTの再現性に依存

#### 同軸可変減衰器 (JCSS供給)

周波数範囲 : ①10 MHz~12 GHz, ②18 GHz

校正範囲 : ①100 dB以下, ②60 dB以下

対応コネクタ : N, PC7, PC3.5, K

拡張不確かさ : 下記参照

周波数 10 MHz~12 GHz

減衰量	拡張不確かさ ( $k=2$ )
20 dB以下	0.002 dB
40 dB以下	0.005 dB
60 dB以下	0.007 dB
80 dB以下	0.008 dB
100 dB以下	0.02 dB

\*DUTの反射係数の変化は0.005以下と仮定

\*DUTの再現性に依存

周波数 18 GHz

減衰量	拡張不確かさ ( $k=2$ )
20 dB以下	0.005 dB
40 dB以下	0.008 dB
60 dB以下	0.01 dB

\*DUTの反射係数の変化は0.005以下と仮定

\*DUTの再現性に依存

#### 導波管可変減衰器 (依頼試験)

周波数範囲 : 8.2 GHz~12.4 GHz

校正範囲 : 50 dB以下

対応導波管 : WR90

拡張不確かさ : 下記参照

減衰量	拡張不確かさ ( $k=2$ )
10 dB以下	0.006 dB
20 dB以下	0.012 dB
30 dB以下	0.016 dB
40 dB以下	0.04 dB
50 dB以下	0.10 dB

\*DUTの反射係数の変化は0.01以下と仮定

\*DUTの再現性に依存

2006年度には周波数範囲を40 GHzまで拡張した減衰量標準の供給開始を目指している。40 GHz以上の周波数範囲については、産業界のニーズによって必要な周波数帯域を優先的に開発する計画である。Vバンド (50 GHz~75 GHz) やWバンド (75 GHz~110 GHz) の一部周波数帯においては、超高速無線LANや自動車衝突防止レーダー等の実用化が開始されており、減衰量を含む各種高周波標準に対する関心が高まっているので、速急な整備が必要であると思われる。また、現在盛んに研究開発が進められている次世代のデジタル移動体通信やUWB

(Ultra Wide Band)等の超広帯域無線通信システムでは、構成部品がますます小型化されている。そのため、超小型部品の高周波特性を正確かつ容易に定めるための精密計測技術の確立が期待される。同時に、このような超高速広帯域通信においては、伝送線路や構成部品の位相特性の評価が極めて重要である。したがって、減衰量のみならず位相標準の開発・整備が必要であると思われる。

ところで、近年ではテラヘルツ (THz) 帯域の電磁波利用技術についての研究開発が盛んに行われており、非常に注目されている。特にその特徴を生かしたイメージング技術は進展が著しく、今後の実用化が期待されている。THz帯では、伝送路の減衰が非常に大きいため、減衰量の評価が極めて重要である。したがって、THz帯における減衰量の評価方法や標準の確立は今後必要性が高くなると思われる。以上のような課題を検討しつつ、既に供給済みの周波数範囲においても減衰量の範囲拡大や高精度化についてさらに研究を進めていく予定である。

## 7. 各国の標準供給状況の比較

これまでに調査した各国の標準研究機関 (NMI) における高周波減衰量標準の供給状況を比較した結果について考察する。ここでは、周波数範囲、減衰量校正範囲、不確かさに注目してそれぞれ比較を行う。図16に減衰量

標準の周波数範囲について比較した結果を示す。同軸減衰量ではほとんどのNMIが40 GHzまでの供給となっており、それ以上の周波数は導波管による標準供給形態をとっているところが多い。40 GHz以上の周波数帯域においては導波管減衰量が主要であると考えられる。

図17に代表的な周波数における減衰量校正範囲を比較した結果を示す。10 MHzから12 GHzの周波数範囲においては、NMIJは100 dBまでの校正が可能である。他のNMIと比較してもほぼ同等であり、NISTと比較すると40 dB測定範囲が広い。なお、NISTは30 MHzのみ120 dBまで、PTBは1.2 GHz以下の周波数では120 dBまでの校正が可能である。18 GHzにおいては、現状ではNMIJは60 dBまでの供給となっている。NMIJでは、40 GHzまでの同軸減衰量標準及びVバンド (50 GHz~75 GHz) を含む110 GHzまでの導波管減衰量標準の目標供給範囲を40 dBとして、それぞれ2006年及び2010年までに供給を開始する計画である。

50 Ω同軸減衰量について、周波数を5 GHzとした場合の20 dB、60 dB、90 dBの各減衰量における不確かさを比較した結果を図18に示す。不確かさについては、NMIの測定システムに依存するところが多い。NMIJに関しては、他のNMIと比較しても小さい不確かさを実現している。

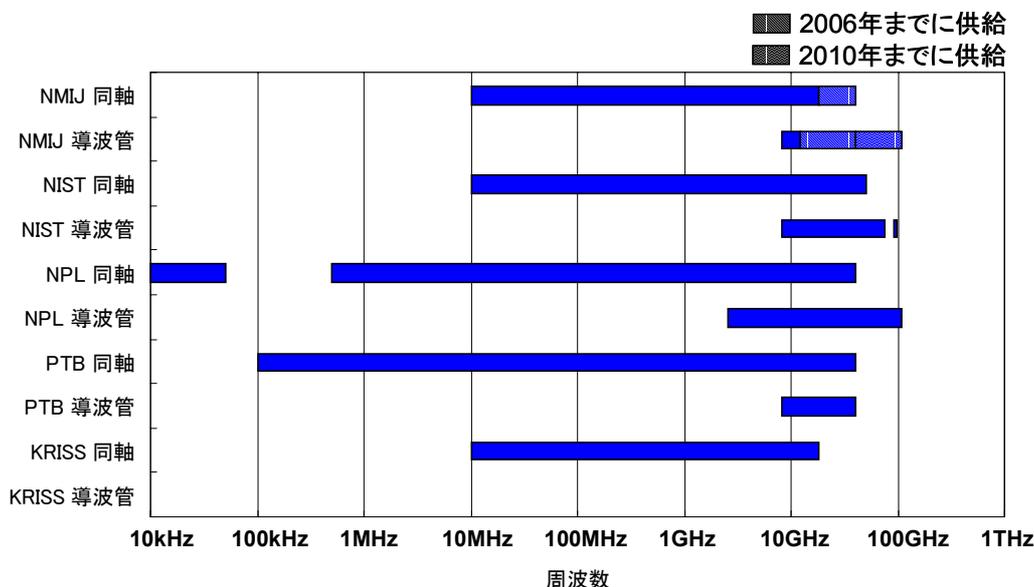


図16 減衰量標準供給状況の比較 (周波数範囲)

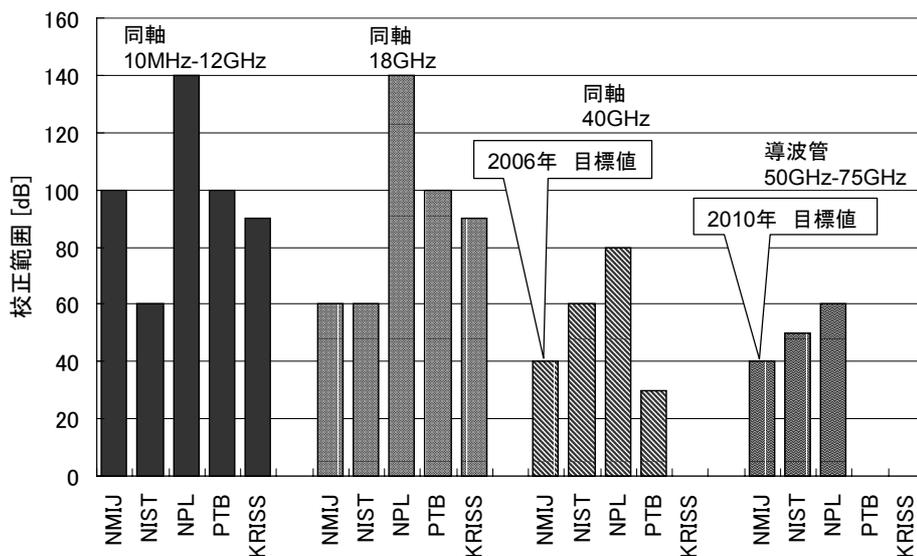


図17 減衰量標準供給状況の比較 (校正範囲)

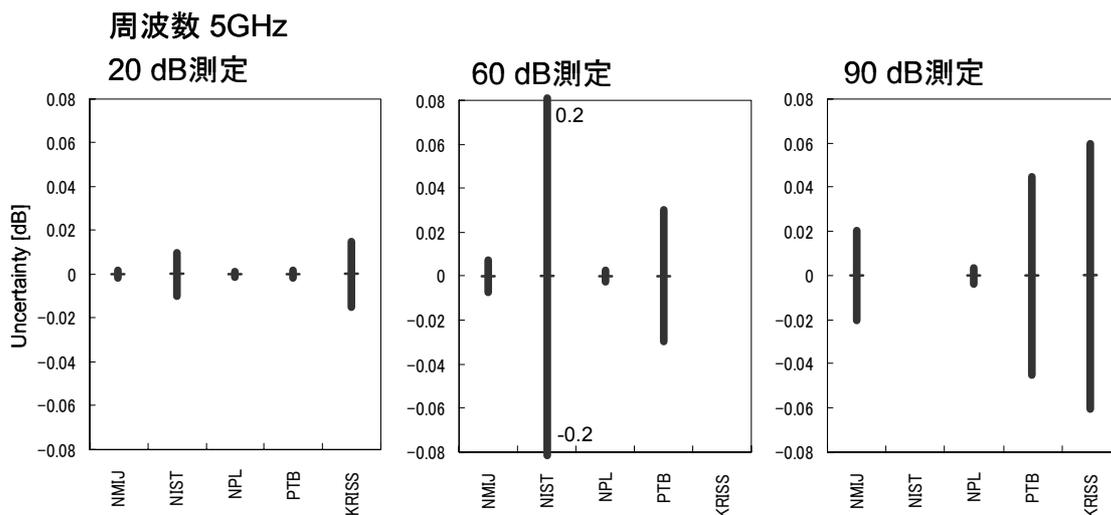


図18 減衰量標準供給状況の比較 (不確かさ)

## 8. おわりに

高周波回路の特性を表す重要かつ基本的な量である高周波減衰量の定義及び測定原理について概説し、測定において重要と考えられる不確かさの要因について議論した。また、諸外国における高周波減衰量標準の開発と供給の現状を調査した結果について報告した。さらにNMIJにおいて開発を進めている高周波減衰量測定システムを紹介し、わが国における高周波減衰量標準の供給の現状と将来の整備計画を示した。

高周波の利用技術はますます高速・広帯域化が進んで

いる。今後は産業界の動向を視野に入れて、この技術革新に遅れることの無いように高周波減衰量の国家計量標準の整備とその精密計測技術の確立を進めていく。

## 謝辞

本調査研究を行うにあたり御指導頂いた産業技術総合研究所 計測標準研究部門 高周波標準研究室 小見山耕司室長並びに同研究室のWidarta Anton研究員、川上友暉客員研究員に深く感謝いたします。

## 参考文献

- 1) 平成16年版 情報通信白書, 総務省.
- 2) F.L.Warner, Microwave Attenuation Measurement, Peter Peregrinus, London, 1977.
- 3) 岩崎俊, マイクロ波・光計測の基礎, コロナ社, 1993.
- 4) 岩崎俊 編, 電磁波計測技術ガイドブック, 安全問題研究会, 1995.
- 5) I.A.Harris and F.L.Warner, "Re-examination of mismatch uncertainty when measuring microwave power and attenuation," IEE Proc., vol.128.pt.h.no.1, pp.35-41, Feb. 1981.
- 6) 8494/95/96G/H Attenuator Operating and Service Manual, Agilent Technologies, PN 08495-90025.
- 7) H.Bayer, F.L.Warner and R.W.Yell, "Attenuation and Ratio-National Standards," Proc. IEEE, vol.74, no.1, pp.46-59, Jan. 1986.
- 8) D.Stumpe, "Recent Developments in the PTB RF Standard Attenuation Measuring Equipment," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.40, no.3, pp.652-654, Jun. 1991.
- 9) D.Russell and W.Larson, "RF Attenuation," Proc. IEEE, vol.55, no.6, pp.942-959, Jun. 1967.
- 10) <http://www.npl.co.uk/electromagnetic/rfmwg/calibration/attenuation.html>
- 11) D.H.Russell, "The Waveguide Below-Cutoff Attenuation Standard," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.45, no.12, pp.2408-2413, Dec.1997.
- 12) <http://kcdb.bipm.org/AppendixC/>
- 13) <http://ts.nist.gov/ts/htdocs/230/233/calibrations/Electromagnetic/RF-microwave.htm#612>
- 14) R.T.Adair and D.H.Russell, "A Calibration Service for 30MHz Attenuation and Phase Shift," Natl. Bur. Stand., SP250-32, 1988.
- 15) R.A.Ginley and C.M.Allred, "1.25-MHz Attenuation Measurement System," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.IM-35, no.4, pp.463-466, Dec. 1986.
- 16) A.J.Estin, J.R.Juroshek, R.B.Mark, F.R.Clague and J.W.Allen, "Basic RF and Microwave Measurements : A Review of Selected Programs," *Metrologia* 29, pp.135-151,1992.
- 17) F.L.Warner, P.Herman and P.Cummings, "Recent Improvements to the UK National Microwave Attenuation Standards," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.IM-32, no.1, pp.33-37, Mar.1983.
- 18) <http://www.ptb.de/en/2/22/222/attenuation.htm>
- 19) J.G.Lee, J.H.Kim, J.Park and U.T.Kang, "A broadband attenuation standard," *Meas. Sci. Technol.*, vol.15, no.1, pp.55-57, Jan. 2004.
- 20) J.G.Lee, J.H.Kim, J.Park and U.T.Kang, "Uncertainty evaluation of a broadband attenuation standard," Conference on Precision Electromagnetic Measurements Digest, pp.620-621, 2004.
- 21) A.Widarta, and T.Kawakami, "Attenuation Measurement System in the Frequency Range of 10 to 100MHz," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.52, no.2, pp.302-305, Apr. 2003.
- 22) A.Widarta, T.Kawakami and K.Suzuki, "Dual Channel IF Substitution Measurement System for Microwave Attenuation Standard," *IEICE Trans. Electron.*, vol.E86-C, no.8, pp.1580-1583, Aug. 2003.
- 23) A.Widarta, D.Sugawara, T.Kawakami and K.Komiyama, "JAPAN NATIONAL STANDARD OF ATTENUATION IN THE FREQUENCY RANGE OF 10MHz to 18GHz," Conference on Precision Electromagnetic Measurements Digest, pp.103-104, 2004.
- 24) <http://kcdb.bipm.org/AppendixB/>
- 25) 飯塚幸三 監修, ISO国際文書 計測における不確かさの表現のガイド, 日本規格協会.