

高周波減衰量の広帯域精密計測技術と標準に関する調査研究

山本真大*

(2022年2月28日受理)

Survey on broadband precision measurement technology and standard
for radio-frequency attenuation

YAMAMOTO J. Masahiro

Abstract

A survey on radio-frequency (RF) attenuation standards has been conducted in order to review the history and the latest trends in broadband precision measurement technologies and standards for RF attenuation. First, this survey explains the basics of RF attenuation, i.e., its definition, standard attenuators and precision measurement techniques. Secondly, the trends of RF attenuation standard are described. The precision measurement systems adopted by National Metrology Institute of Japan (NMIJ) are currently supplying RF attenuation standards in the frequency range from 9 kHz to 110 GHz. NMIJ's calibration and measurement capability (CMC) on RF attenuation standards is compared with the ones of overseas national metrology institutes, and the trend of technological developments is discussed from the viewpoint of the industry's needs. Finally, the future prospects and guidelines for the RF attenuation measurement technology and standard are presented.

1. はじめに

本調査研究では、高周波減衰量の広帯域精密計測技術と標準に関する調査結果について報告する。まず本章では本調査研究を実施する意義を明確にするため、電磁波利用の歴史と近年の動向について概観し、高周波減衰量計測がどのように産業界に影響を与えているかという重要性を説く。そして本章の最後に本報告の構成を示す。

1.1 高周波の広帯域利用動向

今や身の回りには産業用や家庭用を問わず多くの通信機器・電子機器が溢れ、**電磁波**は我々の生活に欠かせないものとなっている¹⁾。そもそも電磁波とは、電場と磁場の変化によって空間に形成される波のことである。電磁波は19世紀後半に電磁気学理論を定式化したJ. C.

Maxwell²⁾によって予言され、H. R. Hertz³⁾によって実証された。その後20世紀初頭にG. Marconi⁴⁾によって無線通信実験がなされ、これが今日の社会における莫大な電磁波利用の端緒となった。

電磁波は便宜上、周波数帯毎に名前が付けられている。例えば、長波やマイクロ波、可視光、X線やγ線などである。この名前は習慣的なもので、別の呼び名やその周波数範囲が確定していない名前もある。電磁波と似た用語に**電波**があるが、これは日本国内においては「三百万メガヘルツ (= 3 THz) 以下の周波数の電磁波」と電波法第二条第一号にて定められている。そして本調査研究のタイトルにもある「**高周波** (RF: radio-frequency)」とは、電波のある周波数帯である。高周波は相対的な用語であり、明確な周波数帯の定義はない。なお、ここでいう高周波は帯域名称であるHF帯 (3 MHz から 30 MHz) の訳語ではないことに注意されたい。本報告

* 物理計測標準研究部門 高周波標準研究グループ

では高周波の定義を、産業技術総合研究所（以下、産総研）計量標準総合センター（NMIJ: National Metrology Institute of Japan）による高周波減衰量校正サービスの実施範囲の下限から 9 kHz 以上の電波とする。

図 1 に電波の周波数帯毎の名称と主な用途を示す⁵⁾。マイクロ波帯やミリ波帯のように周波数が高い電波ほど、より広い帯域幅を得られるため情報伝送容量が大きく、また電磁波の直進性が強くなるという特徴を持っている。電波は数 kHz から数 THz の幅広い周波数帯で様々な利用が行われている。その例としては、船舶通信、無線通信・無線ネットワーク、携帯電話通信、GPS (global positioning satellite) システムに代表される衛星通信、自動車の衝突防止装置等の民生・科学分野において利用されているレーダー、電波天文学用のアンテナなどが挙げられる。特に無線通信技術は広く普及しており、例えば我が国における携帯電話の契約数は約 1.9 億件と日本の総人口さえも上回っている⁶⁾。マイクロ波周波数では様々な分子や原子において共鳴が生じるため、基礎科学の分野だけでなく、大気・海洋・大地の環境リモートセンシング、医療診断・治療システム、原子時計⁷⁾及び加熱において、多くのユニークな応用が生み出されている¹⁾。

電磁波工学、特にマイクロ波工学の基本概念は 70 年以上前に確立されている。例えばマイクロ波技術の主要な応用システムの一つであるレーダーは、20 世紀中頃に米国マサチューセッツ工科大学の Radiation Laboratory にて集中的に開発された。そのため電磁波工学は成熟した学問分野だと考えられることがある。しかし、近年においてもマイクロ波デバイスや集積回路は大幅かつ継続的な進歩を遂げ、無線通信やネットワークといった応用分野への展開も盛んである。電磁波工学は活発で力強い進展を持続しているのである。特に発展が顕著なのは、高周波が占める周波数帯域の上端と下端である。

近年ミリ波やテラヘルツ波といった高い周波数域の開発が進んでいる。ミリ波帯では、例えば 5G 通信（我が

国では 2020 年から商用サービスが開始）やそれを更に高度化した Beyond 5G (6G) 通信の実現に向けた高周波デバイス・計測技術に応用されている⁶⁾。5G の分野では、ローカル 5G を含む 5G の普及促進、Beyond 5G に係るロードマップの作成や研究開発及び知財・標準化の促進、ダイナミック周波数共用の促進が社会的に求められている。またミリ波では車載センシングシステムの普及から 24 GHz, 26 GHz, 76 GHz, 79 GHz におけるミリ波レーダー技術の開発や評価が盛んである⁸⁾。テラヘルツ帯では、例えばテラヘルツ波時間領域分光法 (THz-TDS: terahertz time domain spectroscopy) に代表されるテラヘルツ波分光技術が注目されている。テラヘルツ波とは概ね 100 GHz から 10 THz 程度の周波数範囲の電磁波のことを指す。テラヘルツ波は発生と検出が困難で計測には高価な機器が必要であり、マイクロ波よりも大気減衰の大きい特性から主に学術的用途での利用が中心であった。しかし現在ではテラヘルツ波の応用分野は多岐に渡っている⁹⁾⁻¹²⁾。電波天文や分子ダイナミクスの解明といった学術的応用、非破壊検査やデバイス評価といったイメージング応用、バイオ計測やセキュリティといった分光分析応用、短距離無線通信といった情報通信応用が挙げられる。ただし、テラヘルツ波に関する計量標準は確立されていないため、応用分野の社会普及においては個々の計測器や測定結果の比較・妥当性検証において課題が残っている。

他方 kHz 帯などの低い周波数領域では、無線電力伝送 (WPT: wireless power transfer) や電磁環境両立性 (EMC: electromagnetic compatibility) 対応のニーズが高まっている。WPT は近年電気自動車、スマートフォン、PC 等の無線充電技術に使われるなどホットピックである¹³⁾。WPT は主に kHz 帯から MHz 帯を使用しており、無線電力伝送システムから生じる漏えい電磁波の評価が求められている¹⁴⁾。このように、電子機器の急速な普及に伴って発生する不要な電磁波が無線障害や電子機器の誤作動等の問題を引き起こさないように、

波長	100 km	10 km	1 km	100 m	10 m	1 m	10 cm	1 cm	1 mm	0.1 mm
周波数	3 kHz	30 kHz	300 kHz	3 MHz	30 MHz	300 MHz	3 GHz	30 GHz	300 GHz	3 THz
	超長波 VLF	長波 LF	中波 MF	短波 HF	超短波 VHF	極超短波 UHF	センチメートル波 SHF	ミリ波 EHF	サブミリ波 THF	
						マイクロ波		テラヘルツ波		
代表的用途	海底探査	船舶通信 標準電波	船舶通信 AMラジオ	船舶通信 アマチュア無線	FMラジオ 無線通信	携帯電話 電子レンジ	衛星通信 レーダー	電波天文 車載レーダー	電波天文	

図 1 電波の周波数帯毎の名称と主な用途

EMC 規制が国際的に求められている。EMC とは「装置又はシステムの存在する環境において、許容できないような電磁妨害をいかなるものに対しても与えず、かつ、その電磁環境において満足に機能するための装置又はシステムの能力」であり、エミッション（妨害電磁波）を減らしイミュニティ（免疫、耐性）を高めることが重要とされる¹⁵⁾。電子機器間の EMC だけでなく、生体への影響も考慮した「生体 EMC」の評価も重要である。電波防護ガイドライン（例えば、国際無線障害特別委員会（CISPR: Comité international spécial des perturbations radioélectriques）等の諸規格、非電離放射線防護委員会（ICNIRP: International Commission on Non-ionizing Radiation Protection）推奨のガイドライン、米国電気電子学会（IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers）が定めるスタンダード、日本の電波防護指針など）の適合性評価法の検討が重要である⁵⁾。また将来的に、発電システムと電力ユーザーを効果的に制御し最適化できる次世代送配電網（スマートグリッド）や、ICT 技術によって都市の持続可能性向上のため全体最適化を図るスマートシティの構想が提唱されているが、これらを構成する機器にも同様な EMC 規制が適用可能である。

上述のように、高周波において新たな用途での広帯域利用と高速化・広帯域化に向けたデバイスの技術革新が急速に進んでいる。それと同時に、精密計測を支える計量標準の拡張も求められている。

1.2 本調査研究の意義と構成

• 高周波減衰量計測の重要性

1.1 節で述べた通り広帯域で利用され発展が継続している高周波技術であるが、その背後には基礎技術としての精密計測技術が必要不可欠である^{16),17)}。センサーや情報処理技術の進歩により多くの物理量に対して高分解能な測定が可能となっている現在、測定結果の正確さ、すなわち不確かさの範囲を正しく評価することの重要性が日に日に高まっている。それと同時に測定結果への信頼性の向上も求められている。

そもそも、高周波において計測される物理量にはどのようなものがあるのだろうか。高周波領域においては、しばしば回路の大きさが波長に比べて無視できなくなる。例えば、周波数 1 GHz の高周波の波長はおよそ 30 cm であり、これは一般的な高周波デバイスの大きさと同程度である。そのため高周波回路では、Maxwell 方程式から位置と時間の複雑な関数として導出される電場や磁場よりも、電力によって回路内における信号の伝送

や損失を表した方が便利である。このとき直流回路理論における集中定数回路素子の近似が正確ではなくなり、回路素子は分布定数素子として振る舞う。信号の伝送や損失、反射などの回路特性は S パラメータと呼ばれる概念を導入して表される¹⁸⁾。図 2 に、高周波回路における各種基本物理量を示す。伝送線路に関わる物理量には、インピーダンスや減衰量といった回路量、電力・電圧・雑音といったエネルギー量がある。空間に放射される電磁波に関しては、電界・磁界強度や電力密度といった電磁界強度やアンテナ係数がある。そして伝播する媒体を問わず基本的な量として周波数（時間量）がある。高周波計測において特に重要となるのが電力^{9),19)}と周波数である。

ここで、本報告の主題となる高周波減衰量は電磁波の伝播特性を表す基本物理量であり、高周波電力のレベル範囲の拡大に重要な役割を果たす²⁰⁾⁻²⁴⁾。電力標準は 1 mW 付近の限られたレベル範囲でのみ供給されるため、それよりも強い若しくは弱い信号を用いる場合には必ず減衰量に関わってくる。

高周波減衰量の利用例として、主にセンサーの受信感度や線形性の評価が挙げられる。例えば、携帯端末機の通話エリアは端末機センサーの最低受信感度に依存するが、その際にどの程度までの微弱な信号を受信できるかは実際に微小な信号を与えて受信できるかどうかを試験する²⁴⁾。微小信号は予め電力の絶対値が規定されている試験信号に対して正しい高周波減衰量を与えて、その信号を正確に減衰させていくことで得られる。その正しい高周波減衰量を得るために、高周波減衰量の標準と校正が必要である。

減衰量はネットワークアナライザの校正を通してインピーダンスに、空間伝播による電磁波の減衰量の測定からアンテナ係数に関連があり、他の高周波基本物理量の評価を支えている。また高精度な標準雑音源の実現には、高周波減衰量を精密に測定することが課題となる²⁵⁾。一方で、雑音の影響を防ぐ目的でも減衰器は用いられる。量子コンピュータの一例である超伝導量子コンピュータ²⁶⁾では希釈冷凍機に多数の同軸減衰器やフィルタが用

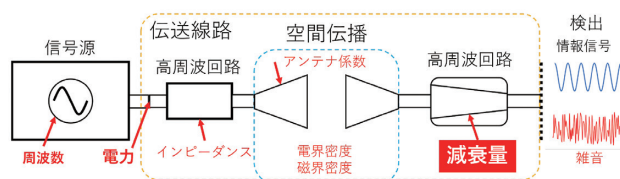


図 2 高周波回路における各種基本物理量

いられており、常温からの熱雑音を防いでいる²⁷⁾。他には、EMC 対応における電磁波吸収材の評価のための用途が挙げられる。実際、EMC 対応の規格の一つである CISPR 規格には、主に遮蔽材やセンサーの評価において減衰量に関する規定がある。その他、高周波増幅器の利得測定や、多重反射低減のためのパッド挿入にも減衰器は用いられている。

近年の高周波における広帯域利用のニーズから、減衰量では 10 MHz 以下の低周波帯、100 GHz 以上の超高周波帯、また 100 dB 以上の大減衰量において精密計測の重要性が高まっている。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、ニーズに応じた標準確立と精密計測技術の研究を進めている。

● 本調査研究の構成

本調査研究では上述した高周波利用の展開を踏まえつつ、最新の高周波減衰量の精密計測技術と標準開発の動向について調査した内容を解説する。まず 2 章では高周波減衰量の定義について述べた後、精密計測時に課題となる不確かさ要因について説明する。次に 3 章では標準減衰器や測定方法といった高周波減衰量精密計測技術について概説する。NMIJ で採用している測定法についても取り上げる。4 章では高周波減衰量標準を取り扱う。我が国における高周波減衰量標準の供給状況とトレーサビリティ体系についてまとめた後、諸外国の高周波減衰量の標準供給状況と比較検討し、産業界からのニーズに照らし合わせながら技術開発動向を考察する。最後に 5 章では高周波減衰量計測技術の今後の展望を述べ、将来的な計量標準の拡張に向けた指針を示す。

2. 高周波減衰量とは

本章では高周波減衰量とは何か、そしてその精密計測にあたってどのような点に注意を払う必要があるかを解説する^{17),20)-22)}。

2.1 高周波減衰量の定義

高周波減衰量は、被測定素子 (DUT: device under test) の挿入の有無による負荷での吸収電力の比として定義される。図 3 のように、反射係数がそれぞれ Γ_G , Γ_L の電源及び負荷に接続された二開口 DUT を考える。DUT を挿入する前後の負荷での吸収電力をそれぞれ P_1 , P_2 (具体的な表式の導出は巻末付録にて解説する) とすると、減衰量は数値表現の簡便さから通常 dB (デシベル) 表示で

$$A \equiv -10 \log \frac{P_2}{P_1} \Big|_{\Gamma_G=\Gamma_L=0} \tag{1a}$$

$$= -10 \log |S_{21}|^2 \tag{1b}$$

となる。例えば電力の比が 100 分の 1 と 100 万分の 1 の場合、減衰量はそれぞれ 20 dB と 60 dB になる。ここで、 S_{21} は DUT の S パラメータの透過係数である。なお、減衰量 A を DUT 固有の値として使用するために、電源と負荷は無反射で定義する。もし電源と負荷に反射がある場合、式 (1a) は

$$L_1 \equiv -10 \log \frac{P_2}{P_1} \tag{2a}$$

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

となり、 L_1 は挿入損失と呼ばれる。挿入損失は信号源と負荷の反射係数に依存するため、DUT に固有の値として使用するには適当でない。すなわち減衰量とは、電源及び負荷が無反射の状態における挿入損失である。

実際の計測では DUT を抜き差しする代わりに、挿入したまま減衰量を変えられる可変減衰器を用いる機会も多い。その場合は変化量が測定対象になるため、「設定減衰量を変化させる前後における負荷への吸収電力の比」として減衰量を定義する。この減衰量の変化分をインクリメンタル減衰量と呼ぶ。初期状態と終状態をそれぞれ添え字 i, f で表し、

$$A \equiv -10 \log \frac{P_f}{P_i} \Big|_{\Gamma_G=\Gamma_L=0} \tag{3a}$$

$$= -10 \log \frac{|S_{21f}|^2}{|S_{21i}|^2} \tag{3b}$$

となる。ここで電源と負荷は無反射で定義する。もし電源と負荷に反射がある場合、式 (3a) は

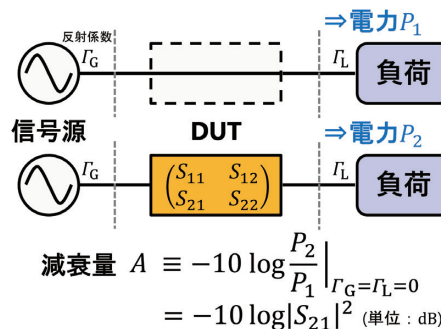


図 3 高周波減衰量の定義

$$L_S \equiv -10 \log \frac{P_f}{P_i} \quad (4a)$$

$$= -10 \log \frac{|S_{21f}|^2 |(1 - S_{11f} \Gamma_G)(1 - S_{22f} \Gamma_L) - S_{21f} S_{12f} \Gamma_G \Gamma_L|^2}{|S_{21i}|^2 |(1 - S_{11i} \Gamma_G)(1 - S_{22i} \Gamma_L) - S_{21i} S_{12i} \Gamma_G \Gamma_L|^2} \quad (4b)$$

となり、 L_S は置換損失と呼ばれる。ここで式 (3b) において $S_{21i} = 1$ とすると、式 (1b) に一致することがわかる。すなわち式 (1b) で定義された減衰量は、初期状態 $S_{21i} = 1$ におけるインクリメンタル減衰量と解釈することもできる。このため混乱の懸念がない場合には区別せずに、インクリメンタル減衰量も単に減衰量と呼ぶ。なお本論文では、DUT に対する dB の定義として電力比を用いた式 (1a) や式 (3a) を採用している。

本節の最後に、減衰量と関わりの深い**移相量** (phase shift) についてその定義を述べておく。移相量とは DUT 通過前後における電磁波の位相の変化量である。図 3 のような 2 開口 DUT の場合、移相量は

$$\theta|_{\Gamma_G=\Gamma_L=0} = \arg S_{21} = \phi_{21} \quad (5)$$

と定義される。可変移相器 (可変減衰器) の場合は、移相量の目盛等を変えた時の変化量を測定対象とする。そこで「設定移相量を変化させる前後における位相の変化量」を**差分移相量** (differential phase shift) と呼び、

$$\Delta\theta|_{\Gamma_G=\Gamma_L=0} = \arg \frac{S_{21f}}{S_{21i}} = \phi_{21f} - \phi_{21i} \quad (6)$$

のように定義する。混乱の懸念がない場合には区別せずに、差分移相量も単に移相量と呼ぶ。減衰量と移相量をまとめて伝送量と呼ぶことがある。

2.2 高周波減衰量の不確かさ要因

高周波減衰量測定に関わる不確かさ要因には、測定方式や使用機器によって様々なものが挙げられる。ここでは一般的に重要と考えられている 6 つの不確かさ要因について説明する。

• 信号源の安定性

信号源の出力レベルの変動に加えて、周波数の安定性も減衰量の測定値に直接影響を与える。それらの対策として、信号源の出力を制御回路で安定化したり、測定系をブリッジ型にして変動の影響を相殺・緩和するなどの手法が有効である。周波数の安定性に関しては、位相同期回路によって測定系の周波数同期を取ることも有効である。

• DUT の再現性

DUT の再現性は測定値のばらつきに影響する。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が悪くなると測定値がばらつきやすくなる。回転型減衰器のような精密な機械稼働部を持つ減衰器の場合、DUT に衝撃を与えて減衰量が変化してしまわないように管理に注意が必要である。またコネクタの接合にも注意を払い、所定のトルクを用いて締め付けを行うようにする。

• 測定系の直線性

増幅器やミキサ (周波数変換器) などの動作は、信号レベルや周波数帯に応じて直線性が変化する。直線性はどの程度の周波数・信号強度まで機器が適切な関係で動作するかである。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。

• 測定系の雑音

DUT による減衰後のように信号レベルが小さい場合には、雑音が測定値に影響を与える。雑音の種類には、増幅器やミキサによって測定系内で生じる内部雑音の他に、電源線などを介して混入する外来雑音があり、これらの影響を考慮する必要がある。対策として測定中は雑音源を可能な限り遠ざけたり、雑音除去フィルタを設置することなどが挙げられる。

• 信号の漏れ

信号の漏れとは、伝送線路等の目的の経路以外にも信号が伝播してしまうことを指す。特に大減衰量 DUT のような検出する信号レベルが小さい測定の場合には、DUT を介さない経路が存在すると測定値に与える影響が大きくなる。信号の漏れを抑制するためには、回路の一部をシールドや電波吸収体で覆うことが有効である。

• 不整合

反射が存在することを不整合という。特に高い周波数では電源と負荷を完全に無反射にするのは困難であり、これは不確かさとして考慮する。可変減衰器の場合、置換損失とインクリメンタル減衰量の差 $M_d = L_S - A_1$ は、

$$M_d = -10 \log \frac{|(1 - S_{11f} \Gamma_G)(1 - S_{22f} \Gamma_L) - S_{21f} S_{12f} \Gamma_G \Gamma_L|^2}{|(1 - S_{11i} \Gamma_G)(1 - S_{22i} \Gamma_L) - S_{21i} S_{12i} \Gamma_G \Gamma_L|^2} \quad (7)$$

と表される。式 (7) より、 M_d の標準不確かさは dB 表示で

$$\sigma_M = \frac{8.686}{\sqrt{2}} \left[|r_G|^2 |S_{11i} - S_{11f}|^2 + |r_L|^2 |S_{22i} - S_{22f}|^2 + |r_G|^2 |r_L|^2 |S_{21i}^2 - S_{21f}^2|^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (8)$$

と与えられる。式 (8) より、不整合に起因する不確かさを小さくするためには、チューナーを用いて電源及び負荷の反射係数を極力小さくすることや、整合用のパッドを接続することにより DUT の S パラメータの変化を小さくすることなどが重要である。一般に仲介標準器として減衰器を使用する場合には、精度の確保上パッドの挿入による組み合わせ減衰器を用いることが望ましい。

6つのうちとりわけ考慮すべき支配要因は、測定系の直線性、測定系の雑音、不整合の3つである。ただし不整合に関しては、NMIJ ではチューナーにより反射係数を低減して測定しているため支配要因からは外れる。高周波減衰量の精密測定時には、上述した不確かさ要因を低減する工夫が必要である。

3. 高周波減衰量計測技術

本章では、高周波減衰量の精密計測に用いられる標準減衰器や測定手法について説明する^{17),20),21)}。減衰量の絶対測定では個別の精度向上は難しいが、参照できる標準があれば相対測定により高精度な測定が可能となる。

3.1 標準減衰器

標準減衰器^{a1)}とは、電力又は電圧の減衰比を正確に発生できる機器のことを指す。高周波減衰量の精密測定では、減衰量が既知の標準減衰器を用いた比較測定を行う場合が多い。このとき高精度な標準器が必要となるが、マイクロ波などの高い周波数で動作する標準減衰器で必要な精度を得ることは一般に難しい。そのため低周波で動作し精度の高い標準減衰器を用いて、高周波の減衰量をより低い周波数の減衰量に置換して測定する方法がよく採用される。

減衰器は発生させる減衰量の値を変えられるかどうかによって、可変減衰器と固定減衰器に区分される。可変減衰器は変化量ではあるが純粋に高精度の減衰量を得や

^{a1)} 標準器の区分に関する一般的な用語を以下にまとめる。一次標準器とは、トレーサビリティ体系における最上位の標準器で、通常は国家標準器を指す。参照標準器とは、ある組織内において校正に用いる標準器を指す。仲介標準器とは、標準同士を比較する時に用いる標準器を指す。常用標準器とは、3.3 節の「ワーキングスタンダードを用いた中間周波置換法」の項で述べる通り実用上日常的に使用する標準器を指す。

すく、単一周波数に対して複数の減衰量標準を実現するために用いられる。固定減衰器は構造が比較的単純で、単一の減衰量に対して広帯域にわたって安定に動作する特徴を持つ。

標準減衰器のうち代表的なものを表 1 にまとめ、以下で個別に解説する。

• 誘導分圧器

誘導分圧器 (IVD: inductive voltage divider) は、電磁誘導現象を利用して入力電圧を高精度に分圧する機器である。コイルの巻線比から電圧比が正確に定まるため、精密な可変減衰器として動作する。安価で高精度であり、温度や湿度等の環境影響に対して安定なため、NMIJ を含め各国の国家計量機関で一次標準減衰器としてよく用いられている。一方で動作周波数は数十 kHz までと低く、より高い周波数の測定に用いるには周波数変換技術が必要となる。

• 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いて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。その動作状態から WBCO 減衰器 (waveguide below-cutoff attenuator) や、抵抗器を用いないことからリアクタンス減衰器と呼ばれることもある。減衰定数は周波数や導波管寸法から正確に算出できるため、ピストン減衰器は精密な参照用可変減衰器として用いられている。動作周波数は概ね数十 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は小さくなるため、機械加工や発生する減衰量の精度確保の観点からピストン減衰器の使用は困難となる。

標準減衰器として使う場合には、機械加工精度の得やすさから通常円形導波管を用い、主モードの円形 TE₁₁ モードを使う。円形 TE₁₁ モードの減衰定数は、導波管の管壁を無限大導電率と仮定したとき高周波の自由空間波長を λ として






$$\alpha = \frac{15.99}{r} \sqrt{1 - \left(\frac{2\pi r}{1.841\lambda} \right)^2} \quad (9)$$

と表される。ここで、式 (9) の単位は dB/m である。なお実際には導波管の管壁は有限の導電率を持つため、表皮効果の影響を補正する必要がある。管壁が黄銅などの金属の場合には、その補正は金属の表皮深さを δ として

$$\frac{\Delta\alpha}{\alpha} = -\frac{\delta}{2r} \quad (10)$$

である。

表1 標準減衰器の代表例：写真は産総研 物理計測標準研究部門 高周波標準研究グループ所有の器物より

標準減衰器	動作周波数	特徴			
誘導分圧器	数十kHzまで	巻線比から電圧比を計算 安価で高精度かつ安定的		可変	参照標準器
ピストン減衰器	数十MHz程度	減衰定数と移動距離から減衰量を計算 挿入損大		可変	
抵抗減衰器	直流からRF	周波数範囲・減衰量範囲各種あり 電子制御が比較的容易		固定・ スイッチ可変	仲介標準器
回転型減衰器	マイクロ波から ミリ波	抵抗板の回転角から減衰量を計算 導波管入出力		可変	
方向性結合器	RFまで	結合度によって減衰量が決まる 機械的に安定かつ大電力で使用可能		固定	

その他の減衰器：倍電圧回路、フィルム減衰器など

ピストン減衰器では、円形導波管内に励振コイル、モードフィルタ、受信コイルが順に配置されている。ピストンに取り付けられた受信コイルが導波管の軸方向を移動することによって、コイルの間隔が変化する構造になっている。減衰量は減衰定数 α とピストンの移動距離 Δl より

$$A = \alpha \Delta l \tag{11}$$

と求まる。このように移動距離と dB 表示の減衰量の間には比例関係がある。なお、励振・受信コイル間の距離が小さいとき、すなわち減衰量が小さいときには、インピーダンス効果と高次モードによる非直線性が生じる。そのときの挿入損失は通常 30 dB から 50 dB 程度と他の標準減衰器と比べて大きい。そのためコイル間距離は十分にとるようにする。

• 抵抗減衰器

抵抗減衰器は、抵抗体による損失によって電磁波を減衰させる減衰器である。高周波インピーダンスの精密測定や再現精度の問題で正確に回路理論による設計通りに作成することが難しいため、抵抗減衰器は一般に他の参照標準器によって校正されることが多い。抵抗減衰器には固定減衰器の他に、いくつかの固定減衰器をスイッチで切り替えるステップ型可変減衰器もある。特にステップ型可変減衰器は仲介標準器として頻繁に用いられており、スイッチ切り替え時の電子制御も容易である。抵抗減衰器は誘導分圧器等他の標準減衰器と比べて精度は劣るが、構造が比較的単純で広帯域で安定な特性が得られる利点がある。様々な周波数範囲や減衰量範囲に対応した抵抗減衰器が市販されている。

• 回転型減衰器

回転型減衰器 (rotary vane attenuator) は、円形導波管の内部に取り付けられた抵抗板の回転角によって電磁波の吸収量が変化することを利用した、仲介用可変減衰器である。減衰量は抵抗板の回転角 θ を用いて

$$A = -20 \log \cos^2 \theta \tag{12}$$

と表される。減衰量のダイナミックレンジは抵抗板による損失に依存して通常 50 dB 程度までであり、減衰量が大きくなるにつれて分解能が悪くなる。誘導分圧器やピストン減衰器と比べると精度は劣るものの、マイクロ波からミリ波の高い周波数帯で動作するという利点を持つ。更に回転型減衰器は構造上位相変化を生じないため、しばしば標準減衰器として用いられる。

• 方向性結合器

方向性結合器は、伝送線路上の信号を入射波と反射波に分けて取り出す高周波機器であるが、固定減衰器として用いることもできる。構造が単純で機械的にも安定であり、標準減衰器として適している。方向性結合器の減衰量は結合度 C によって決まる。方向性結合器を固定減衰器として用いる場合、入力と出力以外の端子は無反射終端により終端されている。このとき終端で電磁波を吸収した時に起こる温度上昇とそれによる反射係数の変化は、入力・出力電力の比である結合度にはさほど影響を与えない。このため、方向性結合器は大電力でも使用可能という特徴を持つ。

• 倍電圧回路

倍電圧回路 (voltage doubling circuit) とは、コンデンサとダイオードを用いて整数倍の電圧を作る整流回路である。なお、コンデンサとダイオードを多段式に組み合わせることで構成されたものは Cockcroft-Walton 回路と呼

ばれる。入力電圧 V_i に対し、倍電圧回路によって2倍された出力電圧 $V_o = 2V_i$ の逆比を取ると、減衰量

$$A = -10 \log \frac{|V_i|^2}{|V_o|^2} = 6.026 \text{ dB} \quad (13)$$

に相当する信号比を作ることができる。倍電圧回路は歴史的なものであるが、単一周波数においてピストン減衰器を校正する際などに用いられる。

その他の減衰器として、大きいダイナミックレンジを確保する伝送路システムを構築しにくいミリ波・テラヘルツ波帯では、空間伝播型のフィルム減衰器が提案されている²⁸⁾。

3.2 高周波減衰量精密測定法

本節では高周波減衰量の精密測定法について述べる。多くの手法が提案されているが、ここでは減衰量標準の観点からよく用いられる手法とその特徴について述べる。それを表2にまとめた。

• 電力比法



図4 電力比法の概略図

電力比法は高周波減衰量の定義（式(1a)や式(3a)）に基づいて、DUT挿入前後における出力電力を直接測定して減衰量を求める手法である。検出器によって高周波電力を直流電圧に変換して測定することから、直流置換法とも呼ばれる。図4に電力比法のブロック図の概略

を示す。検出器としてはボロメータや熱電素子、クリスタルダイオードなどが用いられる。検出器の温度安定性が測定精度に直接影響するため、測定精度に応じて水冷装置等による安定化が必要である。

電力比法では検出器のノイズフロアや直線性の問題から、減衰量の測定可能範囲（ダイナミックレンジ）は検出器のダイナミックレンジによって制限されてしまう。一方で回路構成が単純なため、比較的小さい減衰量を簡便に測定したいときに電力比法が用いられる。目安として40 GHz程度までにおいて30 dB程度以下の減衰量測定に用いられている。

• 高周波置換法

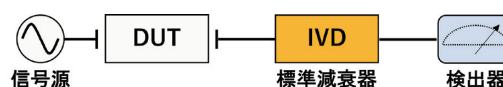


図5 高周波置換法（直列置換型）の概略図

高周波置換法は、DUTの減衰量を同一周波数で動作する標準減衰器と直接比較して求める手法である。高周波置換法は直接置換法とも呼ばれ、標準減衰器との比較方法により直列置換型、並列置換型、取り換え比較型に分類される。直列置換型では標準器とDUTを直列に配置し、検出器が受け取る信号が一定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。図5に直列置換型高周波置換法のブロック図の概略を示す。直列置換型は回路構成が単純であるが、信号源の出力変動や検出器のドリフトの影響を直接受けやすい。並列置換型では標準器とDUTを並列に繋いでそれらの出力の差分を検出し、検出器が零点を指す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。この場合信号源の変動の影響を受けにくい利点があるが、検出器の零点

表2 主な高周波減衰量の精密測定法（表中のDRはダイナミックレンジの略である）

測定法	周波数範囲 (※目安)	標準器の 動作周波数	DR (※目安)	特徴
電力比法	40 GHzまで	直流	30 dB	定義に基づいてDUT挿入前後の出力電力を直接測定
高周波置換法	40 GHzまで	RF	60 dB	DUTの減衰量を同一周波数で標準減衰器と直接比較 周波数範囲は標準減衰器の動作周波数に限定
中間周波置換法	110 GHzまで	数十kHzから 数十MHz	140 dB	周波数変換によりDUTの減衰量を中間周波数(IF)に置換 高精度な標準減衰器を用いやすく測定DRも大きい
副搬送波変調法	110 GHzまで	数十kHz	60 dB	測定系は複雑だが高周波信号源が1台で済む(ホモダイン)

調整のために移相器が必要となる。

上述のように高周波置換法では、電力比法のような検出器基準ではなく標準減衰器を基準に測定を行う。これにより検出器の線形性を無視できる。更に、回路構成が簡単で誤差要因も少なく、精密な標準減衰器を用いるため電力比法よりも大きなダイナミックレンジを持つという利点がある。一方で、測定周波数毎に必要な精度で動作する標準減衰器を用意するのは難しい場合が多々ある。そのため、高周波置換法を適用できる周波数範囲は標準器の動作周波数に限定されてしまう欠点がある。目安として周波数範囲は40 GHz程度まで、ダイナミックレンジは60 dB程度以下の減衰量測定に用いられている。

• 中間周波置換法（オーディオ置換法）

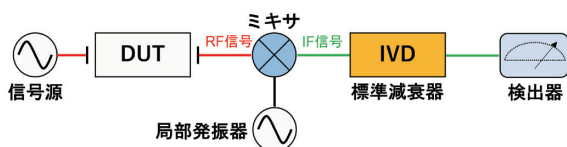


図6 中間周波置換法（直列置換型）の概略図

中間周波置換法は、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手法である。マイクロ波などの高い周波数帯では、該当周波数において必要な精度で動作する標準減衰器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標準減衰器を用いて、高周波の減衰量をより低い周波数（中間周波数）の減衰量に置換して測定する方法が好適である。これにより減衰量のダイナミックレンジを大きくすることができる。また中間周波置換法ではミキサによる周波数変換を利用するため、標準減衰器を測定周波数毎に変更せずに済むという利点もある。以上の利点から、NMIJを含む多くの国家計量機関で中間周波置換法やその派生手法による高周波減衰量の精密計測が行われている。目安として周波数範囲は最大110 GHz程度まで、ダイナミックレンジは最大140 dB程度以下の減衰量測定に用いられている。一方で、ミキサの線形性がどの程度担保されているかに注意を払う必要があり、個別に評価を行う。

測定系の構成は、標準減衰器との比較方法によって直列置換型と切り替え型に分類される。図6に直列置換型中間周波置換法のブロック図の概略を示す。直列置換型では、検出器が受け取るIF信号が一定になるように標準減衰器を調整して、RFで動作するDUTの減衰量を置換測定する。DUTを通過したRF信号はミキサでローカル信号とミキシングされ、両者の差周波成分がIF信

号として取り出される。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。なお直列置換型中間周波置換法の変形として、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、電圧比法と呼ばれる手法もある。切り替え型では、DUTを通過後にRFからIFに周波数変換した信号と別経路で標準減衰器を通ったIF信号とをスイッチによって交互に切り替え、それをスイッチの切り替え周波数で同期検波する。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の減衰量を置換測定する。この方式は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。更に切り替え型は、IF信号源による標準減衰器の挿入損失の補償、ミキサによる雑音の影響低減、IF増幅器の直線性や利得変動の影響除去という利点を持ち、減衰量のダイナミックレンジを大きくすることができる。しかし、回路の複雑化に加えて、スイッチの再現性が性能に大きく影響するという欠点がある。

最後にIF周波数の選択方法について述べる。IF周波数は、標準減衰器の動作周波数やミキサによる雑音影響などを考慮して決定される。標準減衰器としてピストン減衰器を用いる場合には、IF周波数として1.25 MHzや30 MHzが選ばれることが多い。誘導分圧器では、1 kHz、10 kHz、50 kHzがよく用いられる。誘導分圧器の動作周波数はkHz帯と低いため、周波数の安定なIF信号を得るために安定な周波数差を持った二台の高周波信号源が必要となる。そのため高周波局部発振器の信号純度に対して厳しい仕様が課されるといった欠点がある。また、中間周波置換法は用いるIF周波数によってはオーディオ置換法とも呼ばれる。通常オーディオ置換法と言えば開発や普及の経緯から二乗検波を用いる手法の意味で使われるが、本報告では「IF周波数に置換する手法」として本項目に含めて取り扱うこととした。

• 副搬送波変調法

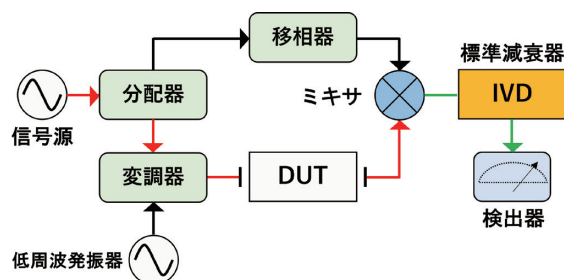


図7 副搬送波変調法の概略図

副搬送波変調法 (modulated subcarrier method) では、二手に分配した高周波信号の片方に低周波で変調をかけ、DUT を通過した変調信号と分配したもう片方の信号とをホモダイン検波する。図7に副搬送波変調法のブロック図の概略を示す。検波出力が常に最大になるように移相器を調整し、高周波減衰量に比例した検波出力を得る。この検波出力を中間周波数で動作する標準減衰器を用いて置換測定することにより減衰量を測定する。変調方式としては、振幅変調、位相変調、平衡変調等が用いられる。測定系が複雑になる一方で、ホモダイン検波のため高周波信号源が1台で済み、信号純度に対する要求仕様も比較的緩いという利点がある。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では有効な手法である。目安として周波数範囲は最大 110 GHz 程度まで、ダイナミックレンジは最大 60 dB 程度以下の減衰量測定に用いられている。

副搬送波変調法は、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ため中間周波置換法に含めてもよい。しかし本報告では、測定原理の違いや、誘導分圧器を標準減衰器として用いるために開発された歴史的な重要性のため、別の項目として取り上げた。

その他の減衰量測定法には、メジャリングレシーバを用いた簡便な手法、インピーダンス法、Q 値 (quality factor) 測定による手法、パルス測定による手法、自己校正型 3 チャンネル法、ブリッジ回路による微小減衰量測定法などがある。ここでは個々の詳細は割愛する。

3.3 NMIJ の高周波減衰量校正方法

本節では NMIJ で採用している高周波減衰量の校正方法について解説する。結論から述べると、一次標準器として誘導分圧器を用い、50 GHz 以下の同軸ケーブル系ではデュアルチャンネル中間周波置換法とワーキングスタンダードを用いた中間周波置換法によって、110 GHz 以下の導波管系では安定化中間周波置換法によって減衰量を測定している。

• 一次標準器：誘導分圧器

NMIJ では、1 kHz 又は 10 kHz で動作する誘導分圧器 (IVD) を特定一次標準減衰器として採用し、減衰器の比較校正を行っている。IVD は直流・低周波電圧標準へのトレーサビリティが確保されており、高精度測定に適し温度の変動に対しても安定なため採用している。一

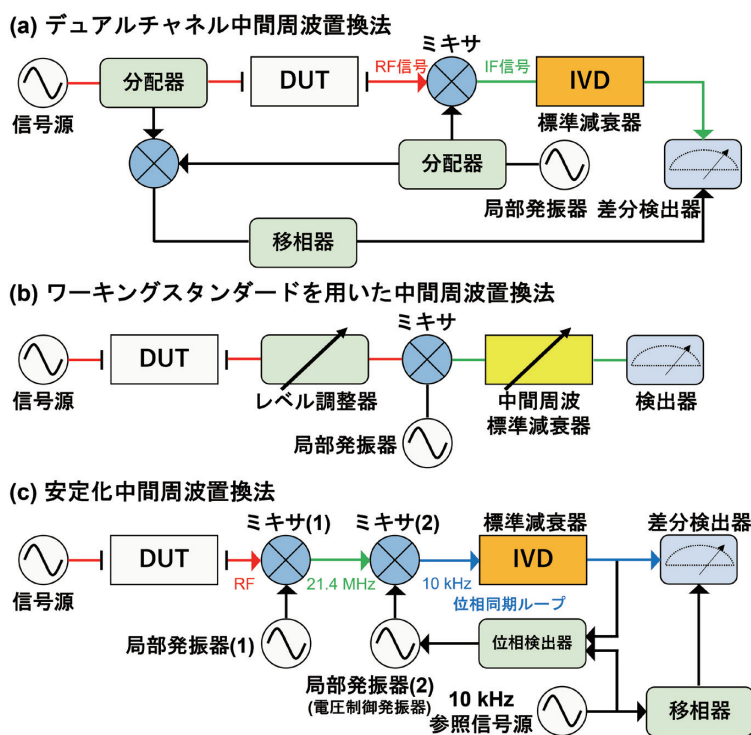


図8 NMIJ の高周波減衰量校正方法の概略図：(a) デュアルチャンネル中間周波置換法、(b) ワーキングスタンダードを用いた中間周波置換法、(c) 安定化中間周波置換法

方で、高周波における減衰量を IVD が動作する中間周波数に置換して測定を行う場合は、高周波信号のドリフトや位相雑音の影響を受けやすいため注意が必要である。以下で説明するデュアルチャンネル中間周波置換法と安定化中間周波置換法は、それらの影響を軽減するために考案された測定法である。

• デュアルチャンネル中間周波置換法

デュアルチャンネル中間周波置換法は、ブリッジ型回路を導入することにより信号源の出力振幅の変動や位相雑音の影響を緩和するように改良した中間周波置換法である^{29),30)}。9 kHz から 1 GHz までの同軸ケーブル系と、40 GHz 以下の導波管系の場合に用いている。

デュアルチャンネル中間周波置換法のブロック図を図 8 (a) に示す。中間周波置換法の基本形と同様に、DUT の高周波減衰量を 1 kHz の IF 信号の減衰量に変換し、その減衰量を 1 kHz で動作する IVD の電圧比に比較校正している。信号源からの高周波信号は方向性結合器によって二分配される。片方の信号は DUT を通過後ミキサによってローカル信号とミキシングされ、1 kHz の測定用 IF 信号に変換される。他方の信号は、別のミキサで同じローカル信号を用いて参照用 IF 信号に変換される。本構成では検出器としてヌルバランス受信機を用いており、被測定信号をロックインアンプを用いて同期検出する。これにより極めて高感度かつ高精度な減衰量測定が可能となる。ヌルバランス受信機では DUT の設定を変化させる前後において、ロックインアンプの指示値が常に零点を保つように IVD と移相器を調整する。このときの IVD の設定の変化から、式 (3b) によって可変減衰器のインクリメンタル減衰量を算出する。ここで課題となるのは安定した参照用信号を如何にして用意するかであり、デュアルチャンネル中間周波置換法では同じ信号源からブリッジ型の回路によって信号を分ける手法を採用している。これにより信号源の出力振幅の変動や位相雑音の影響を相殺・緩和することができ、大きいダイナミックレンジの精密減衰量測定が実現される。反面、デュアルチャンネル方式ではチャンネル間のアイソレーションに注意する必要がある。

また、NMIJ では移相量の校正もデュアルチャンネル中間周波置換法によって実施している。DUT の移相量設定を変更する前後において、それぞれ平衡するように移相器と IVD を調整すると、移相量は式 (6) によって算出される。なおここで用いる標準移相器には、フランスの国家計量機関で校正された移相器を用いている。

• ワーキングスタンダードを用いた中間周波置換法

ワーキングスタンダード（常用標準）とは、測定器

又は測定系の校正・検証のため日常的に用いられる測定標準のことを指す。一次標準器を使用する手間や一次標準器自体の負担を軽減する利点がある。

ワーキングスタンダードを用いた中間周波置換法では、DUT の減衰量を 30 MHz の IF 周波数に置換し、汎用の中間周波受信機を用いてワーキングスタンダードの減衰器と比較校正する^{31),32)}。ワーキングスタンダードを用いた中間周波置換法のブロック図を図 8 (b) に示す。ワーキングスタンダードには、事前にデュアルチャンネル中間周波置換法によって一次標準器と比較校正された可変型の中間周波標準減衰器を用いる。初期設定時と最終設定時において、ワーキングスタンダードの設定減衰量をそれぞれ S_i と S_f （単位：dB）、受信機の表示電力レベルをそれぞれ D_i と D_f とする。ここで、 D_i と D_f の単位は 1 mW 基準のデシベル表記である。このとき、DUT の減衰量 A は

$$A = (S_i - S_f) + (D_i - D_f) \quad (14)$$

と与えられる。DUT の挿入前後でワーキングスタンダードを調整し、受信機に入る信号の電力レベル差 $D_i - D_f$ が 1 dB 以下になるようにすると、受信機への入力レベルは測定中ほぼ一定に保たれる。したがって受信機の直線性やゲインブロックの再現性に起因する不確かさが発生せず、高い精度が得られる。

このように、ワーキングスタンダードを用いた中間周波置換法では IVD によって校正された 30 MHz の中間周波減衰器を用いることで、簡便かつ高精度に測定周波数の拡張を行うことができる。本手法は同軸ケーブル系において 9 kHz から 50 GHz までの周波数範囲で用いている。

• 安定化中間周波置換法

安定化中間周波置換法は、中間周波回路に位相同期回路を導入し周波数の安定化と回路の簡易化を図った手法である^{25),33)}。40 GHz 以上の導波管系の場合に用いている。従来ミリ波帯減衰量の測定においては、測定信号の位相雑音や残留 FM の影響を受けやすい等の理由により精密測定が困難であった。これらの影響を除去しうる測定方式として、ホモダイン検波を利用した副搬送波変調法やブリッジ型回路を導入したデュアルチャンネル中間周波置換法が考えられるが、ミリ波帯では高周波回路が煩雑・高価になり調整も難しいといった課題があった。そこで簡便な回路構成の実現を目指して、安定化中間周波置換法が開発された。

安定化中間周波置換法のブロック図を図 8 (c) に示す。

DUTの高周波減衰量は、まず21.4 MHzの第一中間周波数の減衰量に変換される。次に位相同期ループによる安定化回路を経て10 kHzの第二中間周波数に変換され、その減衰量を10 kHzで動作するIVDの電圧比に比較校正している。

高周波部は、高周波信号源とローカル信号源及びミキサ1から成る簡便な単一チャンネルのヘテロダイン回路で構成される。高周波部においてDUTを通過した信号は、二台のミキサを経てIVDの動作周波数である10 kHzに変換される。しかし、IF信号に対して高周波信号の位相雑音が影響を及ぼすため、IF信号を安定に精度良く測定することが困難になる。仮にミリ波帯においてデュアルチャンネル中間周波置換法を適用し、測定用信号に加えて参照用信号まで周波数を落とそうとすると、単純に考えてもミキサの数は二倍必要となり回路が複雑で高価になってしまう。この問題を克服するため安定化中間周波置換法では、位相同期ループ(PLL: phase-locked loop)を10 kHzの参照信号源に導入している。まずミキサ1の出力IF周波数は21.4 MHzと定める。このIF信号は電圧制御発振器(VCO: voltage controlled oscillator)からのローカル信号と次段のミキサ2において混合され、10 kHzのIF信号を生成する。VCOは自走発振周波数を21.41 MHzに設定した低位相雑音発振器である。VCOの発振周波数は、10 kHzの基準信号と測定用信号の位相差に比例した電圧を発生させる位相検出器によって常に制御される。その結果VCOは常に基準信号に同期し、安定な10 kHzのIF信号を生成することができる。すなわち、基準信号は中間周波回路において生成され、位相同期回路(PLL)によって後から安定化されるのである。この場合DUTの変化によってRF信号の位相が変化しても、PLLによってIF信号の位相は一定に保たれる。本構成では検出器としてヌルバランス受信機を用いており、被測定信号をロックインアンプを用いた同期検出によって測定する。ヌルバランス受信機ではDUTの設定を変化させる前後において、ロックインアンプの指示値が常に零点を保つようにIVDと移相器を調整する。このときのIVDの設定の変化から、式(3b)によって可変減衰器のインクリメンタル減衰量を算出する。以上の方式により周波数の安定化と回路の簡易化が実現され、ミリ波帯でも簡便かつ精密に減衰量測定ができる。

4. 高周波減衰量標準の供給状況

本章では高周波減衰量標準の供給状況について国内外の状況を比較しまとめる。

4.1 高周波減衰量標準とトレーサビリティ

高周波減衰量の物理量としてのトレーサビリティ体系は、3.3節で述べた通り誘導分圧器標準を介して直流・低周波電圧標準に接続する。減衰量はそもそも比率をもとにした相対量であり、SI単位系に直接接続することはできない。そこで実際にはSI単位系に接続できる電圧や電力の絶対値の比率として定義されることになる。

図9に我が国における高周波減衰量標準のトレーサビリティ体系と国際比較の模式図を示す。我が国では、計量の基準を定め適正な計量の実施を確保するために計量法が定められている。まず公的な測定標準として特定標準器を指定し、NMIJ又は指定校正機関が特定標準器による校正を行うことで一次標準を供給する。そして、認定機関によって登録を受けた校正事業者が特定標準器による校正を受けた計量器を用いて他の計量器の校正を行うことで、測定器メーカーや試験所等に標準を供給する。以降も連鎖して段階的に繋がり、最終的には製品やサービスの形でユーザーに届けられる。このような「校正の連鎖に途切れがなく、ある測定結果の元を辿ると測定標準まで遡ることができる」という概念を計量トレーサビリティと呼ぶ³⁴⁾。以上のように計量法に基づいたトレーサビリティ体系が成り立っている。計量のトレーサビリティ体系が完備された社会においては、如何なる測定結果も上位の校正を辿ることでSI単位に行き着くことができるため、異なる場所や装置、測定者によって得られた結果の間での信頼性が保証される。各国・地域の国家計量機関(NMI: National Metrology Institute)が構築した国家測定標準は、相互承認協定(MRA: Mutual Recognition Arrangement)によってその同等性が担保されている。MRAには、例えば国際比較やピアレビューを通して各国NMI間で合意されるCIPM MRAなどがある。

最近の高周波減衰量の国際比較実績には以下の2例がある。一つ目は2002年から2007年に各国NMIで測定が実施されたCCEM.RF-K19.CLで、Type Nコネクタを使用、周波数は60 MHzと5 GHz、減衰量は110 dBまで(最終報告書では20 dB、60 dB及び100 dBの結果のみを抜粋して掲載)という条件で測定値と不確かさの比較が行われた。CCEM.RF-K19.CLの最終報告書は2009年に出版された³⁵⁾。二つ目は2014年から2018年に測定が実施されたCCEM.RF-K26で、PC-2.4コネクタを使用、18 GHz、26.5 GHz及び40 GHzの周波数、90 dBまでの減衰量という条件で比較が行われた。CCEM.RF-K26はNMIJがパイロットを務めており、今後最終報告書が出版される見込みである³⁶⁾。

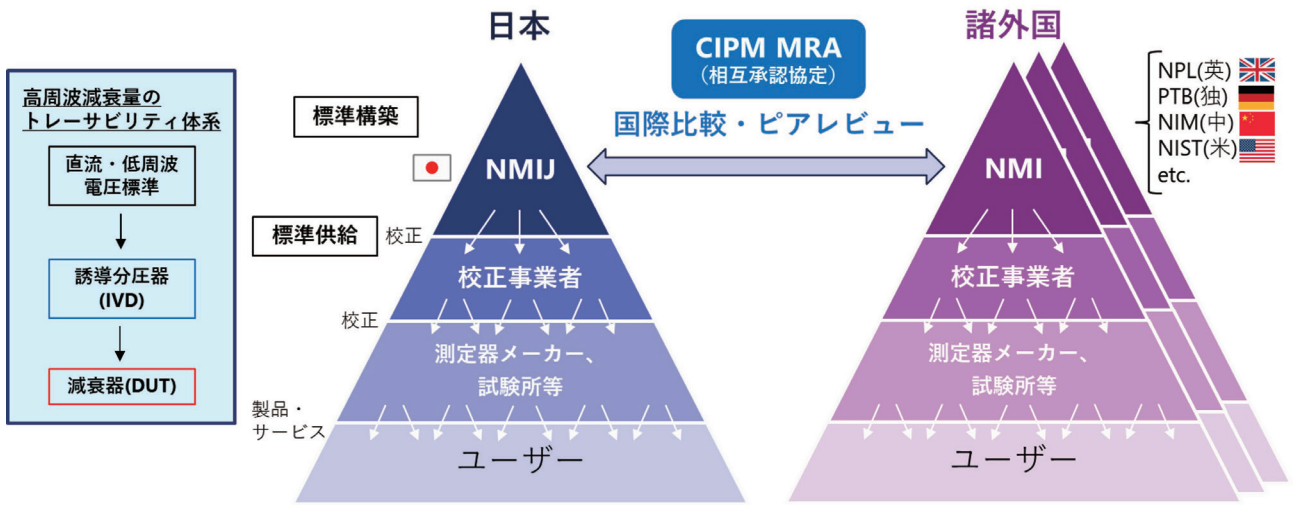


図9 高周波減衰量標準のトレーサビリティ体系と国際比較の概念図

表3 諸外国の高周波減衰量標準の供給状況まとめ

国家/NMI	減衰器(伝送線路)	周波数範囲	減衰量校正範囲	拡張不確かさ ($k=2$)	測定法	承認年月日
日本 NMIJ	同軸	0.1 MHz to 50 GHz	0 dB to 110 dB	0.002 dB to 0.068 dB	中間周波置換法	2016.10.31
	導波管	18 GHz to 75 GHz	0 dB to 60 dB	0.005 dB to 0.058 dB	中間周波置換法	2016.10.31
イギリス NPL	同軸	10 kHz to 40 GHz	0.01 dB to 140 dB	0.0006 dB to 0.02 dB	中間周波置換法	2021.01.14 2013.08.06
	導波管	2.6 GHz to 110 GHz	0.01 dB to 90 dB	0.0006 dB to 0.038 dB	中間周波置換法	2021.01.14
ドイツ PTB	同軸	100 kHz to 40 GHz	0 dB to 120 dB	0.0001 dB to 0.012 dB	電力比法 高周波置換法	2015.01.06
	導波管	8.2 GHz to 40 GHz	0 dB to 60 dB	0.0001 dB to 0.03 dB	電力比法 高周波置換法	2013.08.06
フランス LNE	同軸	500 kHz to 26.5 GHz	0 dB to 100 dB	0.005 dB to 0.14 dB	電力比法 高周波置換法 中間周波置換法	2021.01.14
	導波管	8.2 GHz to 95 GHz	0 dB to 100 dB	0.005 dB to 0.14 dB	電力比法 高周波置換法 中間周波置換法	2021.01.14
韓国 KRISS	同軸	10 MHz to 40 GHz	0.01 dB to 100 dB	0.003 dB to 0.02 dB	高周波置換法	2014.11.10
中国 NIM	同軸	10 kHz to 40 GHz	0.01 dB to 100 dB	0.002 dB to 0.12 dB	オーディオ置換法	2014.11.10 2016.10.31
	導波管	3.95 GHz to 110 GHz	0.01 dB to 90 dB	0.002 dB to 0.12 dB	オーディオ置換法	2014.11.10 2016.10.31
アメリカ NIST	同軸	10 MHz to 50 GHz	0 dB to 70 dB	0.009 dB to 0.52 dB	Six-ports VNA	2007.03.29
	導波管	8.2 GHz to 110 GHz	0 dB to 70 dB	0.023 dB to 0.62 dB	Six-ports VNA	2007.03.29
ロシア VNIIFTRI	同軸	50 kHz to 37.5 GHz	0.01 dB to 120 dB	0.0005 dB to 0.4 dB	中間周波置換法	2001.10.21
	導波管	5.64 GHz to 178.3 GHz	0.01 dB to 120 dB	0.003 dB to 0.4 dB	中間周波置換法	2001.10.21

4.2 諸外国の高周波減衰量標準の供給状況比較

本節では、我が国を含めた諸国の国家計量機関が供給する高周波減衰量標準の現状について比較を行う。以降で示す調査結果は、2021年6月現在におけるBIPM（国際度量衡局）の国際データベース（KCDB: Key Comparison Database）の中の校正測定能力（CMC: calibration and measurement capability）に記載された内容を基にしている³⁷⁾。ここではNMIJを含む各国NMIのうち主要な機関の高周波減衰量のCMCを取り上げ、減衰器が接続する伝送線路種類（同軸ケーブルか導波管か）、周波数範囲、減衰量校正範囲、拡張不確かさ、測定法、承認年月日の項目についてまとめたものを表3に示す。

• 日本 NMIJ

NMIJでは、3.3節で述べた手法により、100 kHz から75 GHzの周波数で最大110 dBまでの減衰量標準を供給している。KCDBに登録はされていないものの、9 kHz から100 kHz及び75 GHzから110 GHzの範囲も同様の品質で減衰量標準の供給が可能であり、実際に校正サービスを実施している。

また、NMIJでは減衰量と共に移相量についても標準供給を行っている。10 MHzから50 GHzまでの周波数範囲で標準を供給している。

• イギリス NPL

NPL（National Physical Laboratory）では、中間周波置換法とその拡張手法により、10 kHzから110 GHzの周波数で最大140 dBまでの減衰量標準を供給している³⁸⁾。標準減衰器としてIVDを用いている。

• ドイツ PTB

PTB（Physikalisch-Technische Bundesanstalt）では、電力比法と高周波置換法により、100 kHzから40 GHzの周波数で、最大120 dBまでの減衰量標準を供給している。

• フランス LNE

LNE（Laboratoire national de métrologie et d'essais）では、電力比法と高周波置換法と中間周波置換法により、500 kHzから95 GHzの周波数で、最大100 dBまでの減衰量標準を供給している。

• 韓国 KRISS

KRISS（Korea Research Institute of Standards and Science）では、高周波置換法により、10 MHzから40 GHzの周波数で、最大100 dBまでの減衰量標準を供給している。

• 中国 NIM

NIM（National Institute of Metrology）では、オーディ

オ置換法により、10 kHzから110 GHzの周波数で、最大100 dBまでの減衰量標準を供給している。標準減衰器としてIVDを用いている。

• アメリカ NIST

NIST（National Institute of Standards and Technology）では、Six-ports VNA（vector network analyzer）により、10 MHzから110 GHzの周波数で、最大70 dBまでの減衰量標準を供給している。

• ロシア VNIIFTRI

VNIIFTRI（All-Russian Scientific Research Institute for Physical-Engineering and Radiotechnical Metrology）では、中間周波置換法により、50 kHzから178.3 GHzの周波数で、最大120 dBまでの減衰量標準を供給している。VNIIFTRIは古くから、米国電子工業会が制定したEIA（Electronic Industries Alliance）規格と異なる導波管規格を用いて高周波関連の標準を確立している。

次に、以上のデータを元に各国NMIの高周波減衰量のCMCについて比較を行う。高周波減衰量の場合、比較軸は周波数範囲・減衰量のダイナミックレンジ・不確かさの3つがあることに注意して、それぞれ図10、図11、図12にまとめた。また、前回減衰量に関する調査研究が行われた2004年に取得されたデータ²⁰⁾を用いて、どの程度標準供給状況に変化があったかという時間軸上の比較も行った。

図10から、NMIJはNPLやNIMと並び周波数範囲で世界最先端なことがわかる。更に2004年と今回2021年の調査結果を比較すると、NMIJは周波数範囲の下限にも上限にも標準供給範囲を拡張してきたことがわかる。これは電磁波利用の広帯域化のニーズ（1.1節で述べた5G等の次世代通信技術、EMC規制など）に応えた結果である。また、NIMやKRISSの伸びが大きいという結果からアジア諸国の産業発展も伺える。図11、図12からも、それぞれ減衰量範囲と不確かさにおいてNMIJが世界トップレベルの技術力を持っていることがわかる。

本節の最後に、NMIJが供給する高周波減衰量標準関連の近年の進展を改めてまとめ、図13に示す。第一に校正範囲の拡大である。周波数範囲は2004年には10 MHzから18 GHzだったのが2021年では9 kHzから110 GHzにまで拡大し、減衰量も最大100 dBから110 dBと大きくなった。更に新たに移相量の標準供給も開始し、対象DUTに可変減衰器だけでなく固定減衰器も加わった。その上で不確かさの改善にも取り組み、高精度化を果たした。第二に校正供給の長期安定化として、校正作業・維持管理の簡易化を進めてきた。

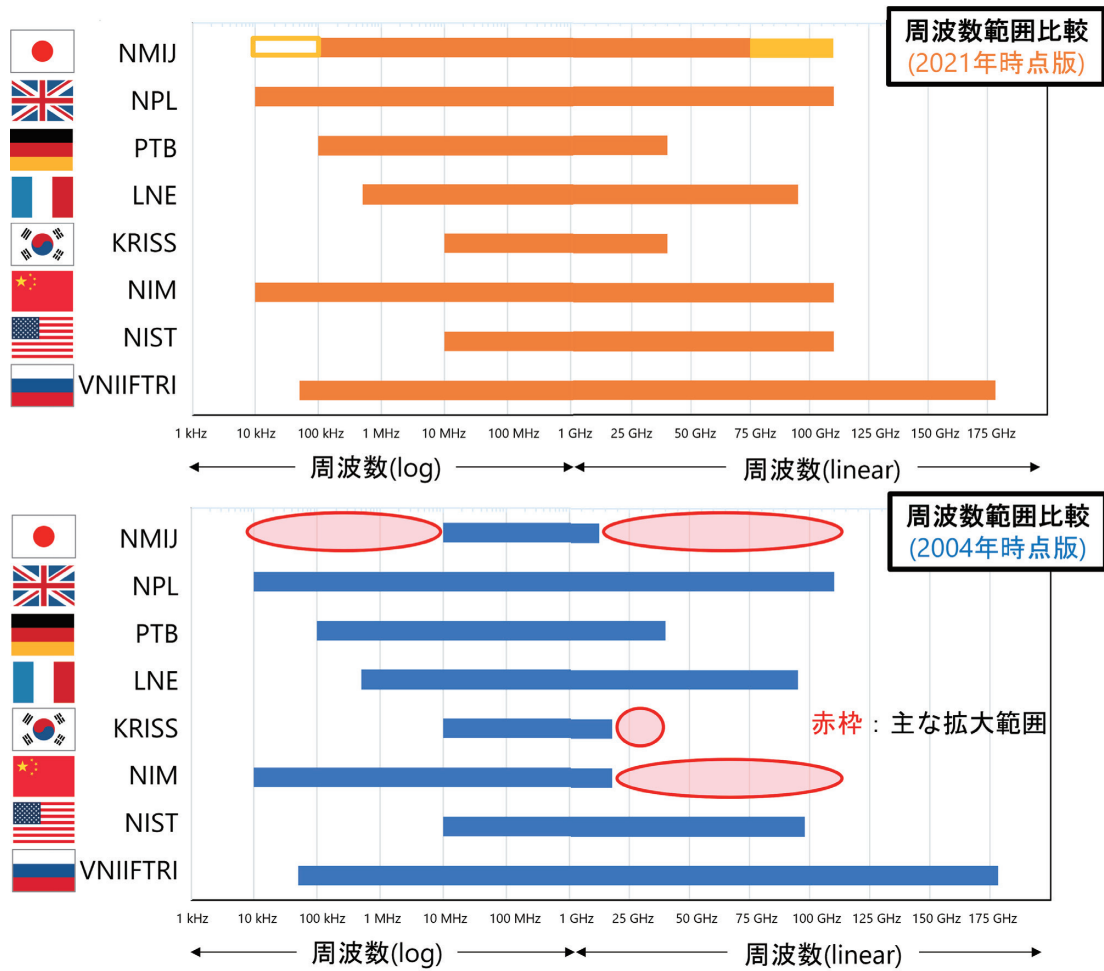


図 10 諸外国の高周波減衰量標準の供給状況比較（周波数範囲）：同軸と導波管のデータを合算表示している

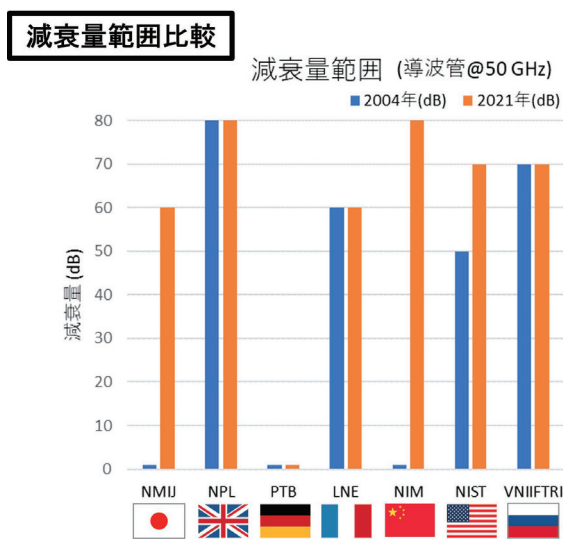


図 11 諸外国の高周波減衰量標準の供給状況比較（減衰量範囲）

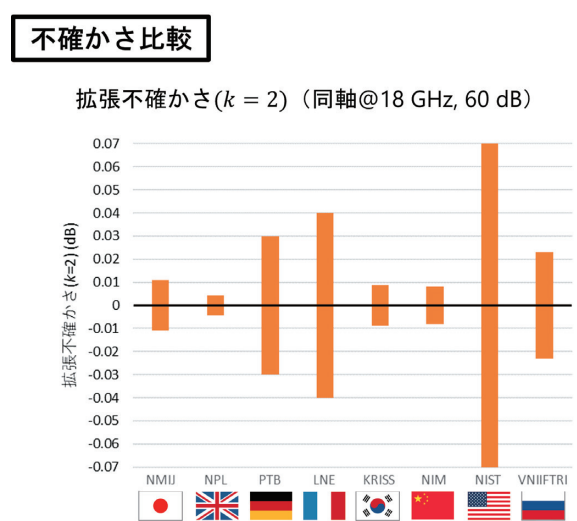


図 12 諸外国の高周波減衰量標準の供給状況比較（拡張不確かさ）

	旧 (2004年)	新 (2021年)
周波数	10 MHz to 18 GHz	9 kHz to 110 GHz
減衰量	100 dB	110 dB (移相量 ±180 deg)
対象 DUT	可変	可変・固定

図 13 NMIJ が供給する高周波減衰量標準の校正範囲に関する近年の進展

5. 高周波減衰量計測の将来展望

本章では、これまでの調査結果を基に高周波減衰量計測の将来展望と期待を述べる。今後の減衰量標準の整備・普及に向けた指針や、減衰量に関して発展が期待される技術及びその応用可能性について考察する。

5.1 高周波減衰量標準の整備・普及に向けた指針

高周波減衰量標準の整備方針としては、1.1 節で述べたような近年の産業界における広帯域利用のニーズ拡大に応えるべく、周波数範囲の拡張を目指している。特に 6G 向け精密計測技術への関心の高まりを受け、現状の標準供給周波数よりも上のミリ波帯における減衰量標準の確立を目指す。実際 NMIJ では 2016 年に、110 GHz から 170 GHz における VNA ベースのミリ波減衰量測定システムを構築している³⁹⁾。これは中間周波 VNA とミリ波 S パラメータ試験用エクステンダー式からなるミリ波 VNA システムであり、減衰量のダイナミックレンジは 50 dB 以上となることが期待されている。このときのトレーサビリティは、校正済みの可変減衰器を用いた中間周波数 VNA への校正によって確保される。他 NMIJ においては、ミリ波帯の S パラメータ標準が VNA によって供給されている。今後は産業界からのニーズ動向も注視しつつ、高周波電力標準と同じく 330 GHz までを目安に供給範囲を拡張することが重要と考えている。それと同時に、既に供給を実施している周波数範囲においても、減衰量のダイナミックレンジの拡大や高精度化への取り組みも進めていく。

その他、大電力で安定に動作する減衰器とその校正技術を開発や、高周波移相量標準の高周波化及び移相量測定の安定化も重要だと考えている。また、ワーキングスタンダードを利用した中間周波置換法のような、簡便かつ高精度な測定法の普及にも務めたい。テラヘルツ帯の減衰量測定の取り組みも重要だが、それについては次節で述べる。

5.2 最新の高周波計測技術動向と応用可能性

本節では、高周波計測に関わる最新の技術トピックについて取り上げる。1.1 節で述べたテラヘルツ波の応用需要の高まりを受けて、近い将来にミリ波よりも高い周波数を持つテラヘルツ波においても減衰量標準が求められるようになって考えている。その潮流を見据えたときに、現状の技術における課題は主に二点ある。

一点目は、既存の伝送線路の限界である。現在ミリ波帯で伝送線路として用いている導波管は、高周波化に伴い内寸を小さくする必要がある。例えば、217 GHz から 330 GHz に対応する方形導波管の短辺は 0.4 mm であり、精密加工には高い技術が求められる。加工精度の問題に加えて、伝送損失やそもそもの取り回しの不便さから、導波管をテラヘルツ帯においても伝送路として使い続けることは現実的でない。現在のところ、テラヘルツ波は空間伝播の用途で用いられることが多い。その理由は、既存の伝送線路では減衰が大きいこと、テラヘルツ波信号源の出力が小さいこと、伝送路システム用の適切なミキサが少ないこと、結果的にダイナミックレンジを取れる伝送路システムの構築が難しいこと等である。空間伝播時の減衰量も、回路内の標準減衰器や機器を個別に評価することで測ることができる。そのため、損失の少ない伝送線路を用いたテラヘルツ波精密計測技術の確立が重要である。そこで現在我々は、テラヘルツ帯における伝送線路の候補としてフォトニック結晶ファイバー (PCF: photonic crystal fiber) に着目している⁴⁰⁾。フォトニック結晶ファイバーとはコアに周期的に空孔が並んだファイバーのことで、内部に光を閉じ込めて伝播させる。開発の初期段階から、0.1 THz から 10 THz 程度の周波数領域で損失の少ないテラヘルツ波伝送を目指した PCF 新材料・新構造の探究が進められている^{41)~43)}。このような新しいタイプの伝送線路に対しても精密な減衰量計測が必要となる。

二点目は、既存の測定法の限界である。現在減衰量測定法として主流になっている中間周波置換法は、ミリ波やテラヘルツ帯ではミキサの線形性悪化や高周波部品の精密化・高価化からそのまま適用するのは難しいと思われる。そこで、既存の測定原理に囚われない新しい測定法の探究が求められる。我々は特に量子現象を利用した減衰量測定法の可能性に注目している。その基礎技術として、リユードベリ原子を用いた電力測定⁴⁴⁾、ダイヤモンド NV 中心センサー⁴⁵⁾によるマイクロ波強度測定⁴⁶⁾、circuit QED (circuit quantum electrodynamics) 系によるマイクロ波単一光子の検出^{47)~49)}等の最新技術の動向を注視している。

6. まとめ

本調査研究では、高周波回路の伝播特性を表す重要な基本的な物理量として高周波減衰量について取り上げ、その定義から測定技術についてを概説した。また、我が国を含む世界各国の国家計量機関における高周波減衰量標準の開発と供給状況の現状について、比較検討した結果を報告した。高周波の利用はテラヘルツ波の通信技術を筆頭に、ますます高速・広帯域化が進んでいる。特に、高周波減衰量では超高周波領域、低周波領域、大減衰量測定へのニーズが高まっている。今後も産業界のニーズや世界各国の技術動向を注視しつつ、我が国における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ことが重要だと考える。特に、ミリ波・テラヘルツ帯における減衰量計測技術の探究を進めていく。

付録：吸収電力 P_1 , P_2 の導出

付録では、2.1 節において導入した吸収電力 P_1 , P_2 の具体的な表式の導出について補足する。図 3 のように、反射係数がそれぞれ P_G , P_L の電源及び負荷に接続された二開口 DUT を考える。開口 1 及び開口 2 における入射波及び出射波をそれぞれ波振幅 a_i, b_i ($i = 1, 2$) によって表す。DUT を挿入する前後の負荷での吸収電力 P_1 , P_2 は、S パラメータの定義式

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (15)$$

と開口 1 及び開口 2 における入射波及び出射波の関係式

$$a_1 = a_G + \Gamma_G b_1 \quad (16)$$

$$a_2 = \Gamma_L b_2 \quad (17)$$

を連立して求められる。ここで、 a_G は電源の出力波の波振幅である。すなわち DUT 挿入時の負荷の吸収電力 P_2 は、

$$P_2 = |b_2|^2 - |a_2|^2 \quad (18a)$$

$$= \frac{|a_G|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_G)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{21}S_{12}\Gamma_G\Gamma_L|^2} \quad (18b)$$

となる。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 (18b) において $S_{11} = S_{22} = 0$, $S_{12} = S_{21} = 1$ を代入して、

$$P_1 = \frac{|a_G|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_G\Gamma_L|^2} \quad (19)$$

となる。2.1 節では、式 (19) の P_1 , 式 (18b) の P_2 を用いて減衰量を定義している。

謝辞

本調査研究では、産総研 物理計測標準研究部門 高周波標準研究グループの木下基グループ長、飯田仁志前グループ長（現企画本部企画室長）、Widarta Anton 主任研究員、東島侑矢研究員、そして物理計測標準研究部門の金子晋久首席研究員から貴重なアドバイスを頂きました。また、同グループの他の研究員の皆様にも、日ごろから親切なご指導・ご助言を頂きました。ここに深く謝意を表します。

参考文献

- 1) David M. Pozar (著), 永妻忠夫, 村田博司, 真田篤志 (訳). マイクロ波工学 第 4 版 (2021)
- 2) J. C. Maxwell. *Philosophical transactions of the Royal Society of London*, 459-512 (1865)
- 3) H. R. Hertz. *Annalen der physik*, 267, 421 (1887)
- 4) S. G. Marconi. *Proceedings of the IRE*, 50, 1748 (1962)
- 5) 総務省. 電波利用ホームページ. <https://www.tele.soumu.go.jp/index.htm>. Online; accessed 24 May 2021.
- 6) 総務省. 令和 3 年版 情報通信白書. <https://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/index.html>. Online; accessed 31 January 2022.
- 7) H. Zhang, H. Herdian, A. T. Narayanan, A. Shirane, M. Suzuki, K. Harasaka, K. Adachi, S. Goka, S. Yanagimachi, and K. Okada. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 54, 3135 (2019)
- 8) 総務省. レーダシステムの動向等と他の既存無線システムとの周波数共用・共存に関する検討. https://www.soumu.go.jp/main_content/000329022.pdf. Online; accessed 20 January 2022.
- 9) 東島侑矢. 産総研計量標準報告, 10 (2), 129 (2020)
- 10) 斗内政吉 (監修), テラヘルツテクノロジー動向調査委員会 (編集). テラヘルツ技術 (2006)
- 11) M. Tonouchi. *Nature photonics*, 1, 97 (2007)
- 12) S. Dhillon, M. Vitiello, E. Linfield, A. Davies, M. C. Hoffmann, J. Booske, C. Paoloni, M. Gensch, P. Weightman, G. Williams *et al.*. *Journal of Physics D:*

- Applied Physics*, 50, 043001 (2017)
- 13) Z. Zhang, H. Pang, A. Georgiadis, and C. Cecati. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66, 1044 (2018)
- 14) 和氣加奈子, 大西輝夫. 電子情報通信学会 通信ソサイエティマガジン, 15, 55 (2021)
- 15) 赤尾保男. 環境電磁工学の基礎 (1991)
- 16) 産業計測標準委員会高周波部会. 高周波・マイクロ波・レーザ計測 計測技術者のためのマニュアル (1975)
- 17) 岩崎俊 (編). 電磁波計測技術ガイドブック高周波・マイクロ波・レーザ計測 計測技術者のためのマニュアル (1995)
- 18) 横島一郎. 高周波測定技術の基礎 - Sパラメータ入門 - (2004)
- 19) 木下基. 産総研計量標準報告, 4 (3), 189 (2006)
- 20) 飯田仁志. 産総研計量標準報告, 3 (4), 609 (2005)
- 21) F. L. Warner. *Microwave Attenuation Measurement* (1977)
- 22) R. W. Beatty. *Microwave Attenuation Measurements and Standards* (1967)
- 23) 藤井勝巳, 酒井孝次郎, 杉山功, 瀬端好一, 西山巖. 情報通信研究機構研究報告, 62, 49 (2016)
- 24) 山崎俊雄. 電波技術協会報, 42-45 (2016)
- 25) 飯田仁志. 博士論文 広帯域高周波雑音の精密計測に関する研究 (2011)
- 26) G. Wendin. *Reports on Progress in Physics*, 80, 106001 (2017)
- 27) J. Clarke and F. K. Wilhelm. *Nature*, 453, 1031 (2008)
- 28) H. Iida, M. Kinoshita, Y. Shimada, H. Kuroda, K. Kitagishi, and Y. Izutani. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 62, 1801 (2012)
- 29) A. Widarta, H. Iida, and T. Kawakami. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 56, 641 (2007)
- 30) A. Widarta. *AIST Today* (2004)
- 31) A. Widarta. In *Proc. ICEE*, O-063 (2008)
- 32) A. Widarta. In *2019 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA)*, 269-270. IEEE (2019)
- 33) H. Iida, A. Widarta, T. Kawakami, and K. Komiyama. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 59, 2921 (2010)
- 34) 産業技術総合研究所計量標準総合センター, 製品評価技術基盤機構認定センター (訳編). 計量学 - 早わかり 第3版 (2009)
- 35) C. Eio and J. Howes. *Metrologia*, 46, 01006 (2009)
- 36) M. Zeier. Report on the 26th meeting of the GTRF. Online; accessed 24 January 2022.
- 37) BIPM. KCDB. <https://www.bipm.org/kcdb/>. Online; accessed 14 June 2021.
- 38) R. Thompson and J. Howes. In: *BEMC 2005-British Electromagnetic Measurements Conference*, 14-17 (2005)
- 39) A. Widarta. In *2016 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2016)*, 1-2. IEEE (2016)
- 40) C. Markos, J. C. Travers, A. Abdolvand, B. J. Eggleton, and O. Bang. *Reviews of Modern Physics*, 89, 045003 (2017)
- 41) H. Han, H. Park, M. Cho, and J. Kim. *Applied Physics Letters*, 80, 2634 (2002)
- 42) M. Goto, A. Quema, H. Takahashi, S. Ono, and N. Sarukura. *Japanese Journal of Applied Physics*, 43, L317 (2004)
- 43) M. S. Islam, J. Sultana, A. Dinovitser, M. Faisal, M. R. Islam, B. W.-H. Ng, and D. Abbott. *Applied optics*, 57, 666 (2018)
- 44) C. L. Holloway, M. T. Simons, M. D. Kautz, A. H. Haddab, J. A. Gordon, and T. P. Crowley. *Applied Physics Letters*, 113, 094101 (2018)
- 45) 佐々木健人. 第66回物性若手夏の学校 (2021)
- 46) A. Horsley, P. Appel, J. Wolters, J. Achard, A. Tallaire, P. Maletinsky, and P. Treutlein. *Physical Review Applied*, 10, 044039 (2018)
- 47) K. Inomata, K. Koshino, Z. Lin, W. Oliver, J. S. Tsai, Y. Nakamura, and T. Yamamoto. *Physical review letters*, 113, 063604 (2014)
- 48) K. Inomata, Z. Lin, K. Koshino, W. D. Oliver, J.-S. Tsai, T. Yamamoto, and Y. Nakamura. *Nature communications*, 7, 1 (2016)
- 49) S. Kono, K. Koshino, Y. Tabuchi, A. Noguchi, and Y. Nakamura. *Nature Physics*, 14, 546 (2018)