

■12 群（電子情報通信基礎）－6 編（測定）

---

3 章 電磁波基本測定

## ■12群 - 6編 - 3章

### 3-1 周波数測定

(執筆者：今江理人) [2009年9月 受領]

ほとんどの電子計測機器では時間軸または周波数軸を有している。また、周波数シンセサイザなどの信号発生装置では、必要とする周波数値の信号を発生する。このため、周波数測定は、最も基本的な測定の一つである。近年では、原振の高精度化や測定機器・信号発生器のデジタル化などに伴い容易に高精度の信号を得ることができる。このため、周波数測定は、計測機器の性能等の向上などにより、あまり予備知識がなくても高精度の測定が容易に行うことができるが、測定結果の妥当性を確認するうえで、下記に記すような基礎知識を習得しておくことが望ましい。

#### 3-1-1 周波数の測定

##### (1) 周波数カウンタ

周波数は、繰り返し信号の単位時間における繰り返し頻度の数で定義されており、通常 1 秒間における繰り返し数で表され、単位としては、Hz (ヘルツ) が用いられる。

そこで、単位時間における被測定信号の周期の数を測定することが周波数測定の最も原理的な方法として用いられている。ただし、この方法では、周波数が低くなるにつれて測定桁数が少なくなるため、桁数の必要な周波数計測には不向きである。すなわち、ゲート時間を 1 秒とすると、1 kHz の信号を計測した場合、3 桁程度しか得られないのに対し、100 MHz の信号の場合は、8 桁程度得られ、被測定信号の周波数に依存して測定桁数が増減することになる。

そこで、被測定信号の周波数によらず、同程度の桁数で周波数測定が可能な方法として、「レシプロカル法」が考案された。これは、周波数  $f$  [Hz] と繰り返し信号の周期  $T$  [s] との関係が、 $f = 1/T$  の逆数関係にあることを利用し、被測定信号の周期を測定することによりその逆数として周波数を求める方法である。周期を測定するためのクロック信号が同じであれば、低周波信号の場合も高周波信号の場合も同等の桁数を得ることができる。

ただし、レシプロカル法においても、周期測定の際のクロック信号とスタート/ストップ信号間の位相差による誤差 ( $\pm 1$  カウントの誤差) は存在するため、クロック信号の周波数で測定精度は限界づけられてしまう。そこで、より高精度の測定を行うため、下記のような方式が提案・採用されている。

##### (a) 複数カウンタ法

本方式は、位相のずれた計測用パルス信号を複数個用意して同一のスタート・ストップタイミングで計測を行うもので、例えば 10 個カウンタを用いれば、1 桁分解能を向上できる。

##### (b) CR による放電時間測定方式

測定開始と終了時のスタート信号並びにストップ信号と計測用クロック信号との時間間隔分コンデンサに電荷を蓄積し、蓄積時よりも時定数の長い放電回路で放電し、その放電時間を計測することにより高分解能の測定を行う方式。

##### (c) A/D 変換方式

(b) と同様であるが、積分した電圧を A/D 変換器でデジタル化することにより、瞬時

に測定するもので、現在の主力の方式の一つである。

(d) 周波数バーニア方式

計測用クロック信号と少し周波数の違うクロック信号を準備して時間間隔を測定する方式、長さ測定のパバーニア機構に似た方式。

これらの技術開発により、短いゲート時間で高分解能の周波数測定が容易に可能になっている。ただし、タイムベースの周波数安定度以上の桁数が表示されたり、方式特有のバイアス的不確かさを生ずる可能性がある。周波数カウンタの仕様を十分に理解して使用することや次項で記す周波数校正の必要性が高まっている。

(2) 周波数の校正

計量標準の国際相互承認 (MRA) の整備に伴い、時間周波数標準分野においてもトレーサビリティ体系の確立が進められている<sup>1)</sup>。時間周波数標準分野では、校正カテゴリーとして大別して「周波数」、「時間」、「時刻差」の三つに分類される。これらのカテゴリーにおける国際標準は、SI 単位系で定義されている「秒」(SI 秒)であるが、実質的には BIPM が全世界の国家計量標準機関で運用されている原子時計約 300 台の重み付け平均として計算される国際原子時 (TAI) に基づいた協定世界時 (UTC) が基準値として校正がなされる。TAI や UTC の SI 秒からの偏差も年々向上しており、現状  $1\sim 2\times 10^{-15}$  程度が達成されている<sup>2-3)</sup>。

周波数の校正には、上位機関で校正を受けた基準発振器を外部基準信号として用いた周波数カウンタや位相差測定法などが用いられる。

従来は、上位機関へ被校正器物を持ち込み、上位標準による校正を定期的に行っていたが、校正から次の校正までの間の被校正器物の振る舞いは、保証の限りではない。このため、最近では GPS 衛星などの測位衛星の信号を仲介とした遠隔校正が開発されて、被校正器物を運搬する必要がなく、かつ使用状態で校正を実施することができるため、利便性や不確かさの低減に役立つものと期待されている<sup>4-5)</sup>。

3-1-2 周波数安定度の測定<sup>6-7)</sup>

(1) 周波数安定度の尺度

発振器などの信号発生器の出力電圧の瞬時値は、一般的に

$$V(t) = [V_0 + \varepsilon(t)] \sin[2\pi\nu_0 t + \varphi(t)] \quad (3 \cdot 1)$$

と表される。

ここで、

$V_0$ : 振幅公称値

$\varepsilon(t)$ : 振幅の公称値からのずれ

$\nu_0$ : 周波数公称値

$\varphi(t)$ : 位相のずれ

である。

高安定信号発生器の場合、振幅変動は無視できるとすると瞬時位相 $\Phi(t)$ 、瞬時周波数 $\nu(t)$ はそれぞれ、

$$\Phi(t) = 2\pi\nu_0 t + \varphi(t) \quad (3 \cdot 2)$$

$$\nu(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\Phi(t)}{dt} = \nu_0 + \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (3 \cdot 3)$$

と表すことができる。

各々をノミナル値からの変化分をノミナル値で規格化したものを

$$x(t) = \varphi(t) / 2\pi\nu_0 \quad (3 \cdot 4)$$

$$y(t) = \frac{1}{2\pi\nu_0} \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (3 \cdot 5)$$

と表す。このとき、 $y(t)$ のパワースペクトル密度  $S_y(f)$ が「周波数領域における周波数安定度の尺度」として用いられる。

一方、の秒間平均値

$$y_i = \frac{1}{\tau} \int_{t_0}^{t_0+\tau} y(t) dt = \frac{x(t_0 + \tau) - x(t_0)}{\tau} \quad (3 \cdot 6)$$

または、 $x(t)$ を用いて次式で定義される「アラン分散 $\sigma_y^2(\tau)$ 並びにその平方根であるアラン標準偏差 $\sigma_y(\tau)$ が時間領域における周波数安定度の尺度」として用いられる。

アラン分散は、 $y_i$ あるいは $x_i$ を用いて次式で定義される<sup>8)</sup>。

$$\begin{aligned} \sigma_y^2(\tau) &= \left\langle \frac{(y_{i+1} - y_i)^2}{2} \right\rangle \\ &= \left\langle \frac{(x_{i+2} - x_{i+1} + x_i)^2}{2} \right\rangle \end{aligned} \quad (3 \cdot 7)$$

ただし、 $x_i = x(t_0 + i\tau)$

アラン分散は、高安定な発振器の特性を評価するために考案された尺度で、通常の分散では、無限時間平均をとると発散してしまうような雑音特性に関しても、有限の値で記述できることから、非常に有用で広く使用されている。

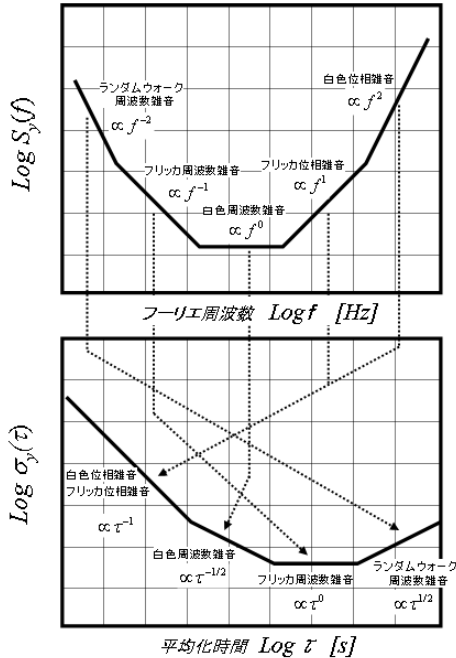
## (2) 発振器の雑音特性と周波数安定度

発振器の出力の雑音モデルとしては、前項で記した周波数領域の  $S_y(f)$ に関して次式のように  $f$ のべきとしてモデル化して考えることができる。

$$S_y(f) = h_2 f^2 + h_1 f^1 + h_0 f^0 + h_{-1} f^{-1} + h_{-2} f^{-2} \quad (3 \cdot 8)$$

ここで、第1項は、白色位相 (PM) 雑音、第2項は、フリッカー位相 (PM) 雑音、第3項は、白色周波数 (FM) 雑音、第4項は、フリッカー周波数 (FM) 雑音、第5項は、ランダムウォーク周波数 (FM) 雑音として分類される。

このモデル化された  $S_y(f)$ と $\sigma_y(\tau)$ とは、**図 3・1**に示す様な関係で対応している。

図 3・1  $S_y(f)$ と $\sigma_y(\tau)$ の関係

### (3) 周波数安定度の測定

被測定器物の安定度が高くなければ、直接周波数カウンタでカウンタの原振りに基準信号を用いて周波数の測定を行ったり、タイムインターバルカウンタで基準信号と被測定器物の信号の間の時間間隔を測定することにより、周波数安定度が測定可能である。しかしながら被校正器物の周波数安定度がカウンタの原振りよりも高い場合やカウンタの測定分解能が十分ではない場合は、システム雑音よりも被測定器物の雑音が低く、正確な測定は不可能である。

このような場合、次に記すような方法を用いることにより、被測定器物の周波数安定度の測定がなされる。

#### ① ビート法 (ヘテロダイン法)

図 3・2 に示す様に、被測定発振器の公称周波数から $\delta_f$ だけ周波数をシフトさせた発振器を準備し、両者の間のビート周波数 $\delta_f$ の周波数成分の信号の周波数を測定することにより、ビートダウンした信号の周波数を測定することにより、周波数安定度が計算できる。

このとき、 $f/\delta_f$ 倍、周波数測定の精度を向上することが可能となる。一例として、被測定発振器が 10 MHz、ビートダウン用発振器として 10 MHz~1 kHz のものを用いた場合、ビート周波数は 1 kHz となり、 $10 \text{ MHz}/1 \text{ kHz} = 10000$  倍測定感度を上げることができる。その結果、測定分解能が 1 Hz の周波数カウンタを用いた場合でも、平均化時間 1 秒に対して  $10^{10}$  の測定ができることになる。ただし、ビートダウン用発振器の周波数安定度が被測定発振器と同等以上である必要がある。

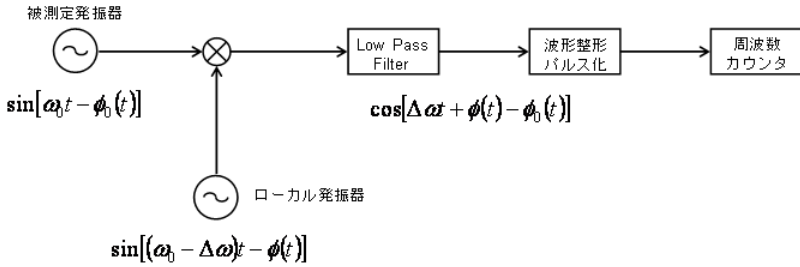


図 3・2 ビート法（ヘテロダイン法）による周波数安定度測定

② DMTD 法（Dual Mixer Time Difference 法）

原子周波数標準器など高安定な発振器の出現に伴い、考案された手法で、基本的な原理は①で記したビート法を拡張した方式であるが、図 3・3 に記すように被測定発振器と同一の周波数を発生し、同程度以上の周波数安定度を有する発振器（基準発振器と称する）を準備する。被測定発振器と基準発振器を  $\delta_f$  だけ周波数をシフトさせた発振器で同時にビートダウンして両者から得られる信号の位相差をタイムインターバルカウンタで測定する。これにより、前述のビート法と同様の効果を得ることができ、位相差を  $f/\delta_f$  倍だけ拡大したことに相当し、精度の高い周波数安定度測定が可能となる。

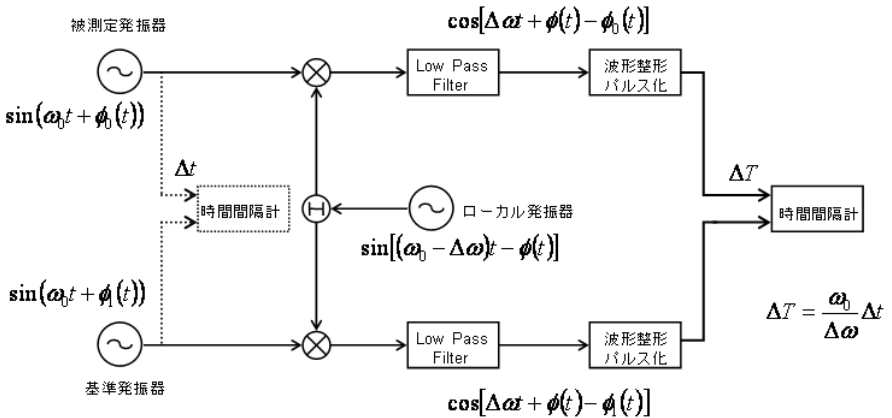


図 3・3 DMTD 法原理図

そのほか、最近ではデジタル処理技術の超高速・高精度 A/D 変換技術の進展に伴い、発振器からのアナログ信号を直接高速 A/D 変換を行い、高速フーリエ変換などを行うことにより、位相雑音  $S_y$  やアラン標準偏差を実時間に高精度に測定を行う機器も開発されている。

■参考文献

- 1) <http://www.bipm.org/en/cipm-mra/>
- 2) Guinot B., Arias E.F., “Atomic time-keeping from 1955 to the present,” *Metrologia*, vol.42, no.3, 2005.
- 3) E.F. Arias, “Report of the BIPM Time section for the period 2004-2006,” 17th CCTF meeting, 2006.
- 4) 松本弘一, “計量トレーサビリティで社会を支える遠隔校正技術と展望,” *応用物理*, vol.76, no.6, pp.0599-0605, 2007.
- 5) 今江理人, 藤井靖久, 鈴山智也, 雨宮正樹, “エンドユーザー向け周波数遠隔校正用端末装置の開発,” 電気学会電子回路研究会予稿, 2007年9月, 2007.
- 6) 吉村和幸, 大浦宣徳, 古賀保喜, “周波数と時間,” 電子情報通信学会, 1995.
- 7) D.B. Sullivan, D.W. Allan, D.A. Howe, and F.L. Walls, “Characterization of Clocks and Oscillators,” NIST Tech Note 1337, 1990.
- 8) ITU-R Handbook, “Selection and Use of Precise Frequency and Time Systems,” 1997.
- 9) D.W. Allan, “Statistics of Atomic Frequency Standard,” *Proceedings of the IEEE*, vol.54, no.2, pp.221-231, 1966.

■12群 - 6編 - 3章

3-2 高周波測定

3-2-1 エネルギー量

(1) 電圧

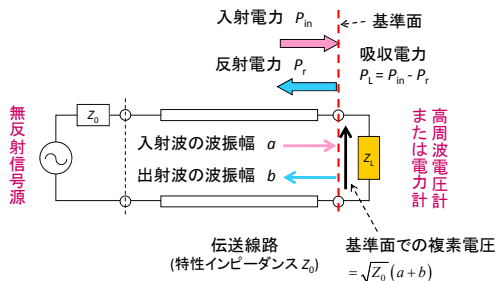
(執筆著者：島岡一博) [2009年10月 受領]

回路寸法に対して同程度、またはそれよりも短い波長成分をもつ信号を取り扱う電気回路では、信号の波としての性質が顕著に現れる。そこで高周波電圧に関しても、直流・低周波回路とは異なる取り扱いが必要となる。直流・低周波回路では、注目する回路中の各素子をつなぐ物理的な伝送線路内での電圧変化や位相変化を無視して、回路のモデル化を行うことが可能であるが(集中定数回路)、高周波回路ではこれらの量を無視することができないので、信号反射などの効果を明示的に取り入れる必要がある(分布定数回路)。しかし、任意の伝送線路をもつ分布定数回路に対してマクスウェル方程式を含む解析を行うことは非常に労力を伴うため、応用上は前もって特性インピーダンス、動作モード及び伝送損失などの特性がよく知られた特定の伝送線路を選択し、これを用いて回路設計が行われる。高周波電圧を取り扱う回路の場合、このような伝送線路として主に同軸線路が使用されるほか、平面回路ではマイクロストリップライン、コプレーナウェーブガイドなどがよく利用される。

このような伝送線路上を伝わる信号は、正弦波、単一周波数、単一伝搬モード、及び均一伝送線路などの制限の下で、波振幅 (wave amplitudes) として表される。波振幅は「その絶対値が進行波の電力の平方根に、また位相が進行波の電圧または電場の横方向成分の位相に等しい複素数」として定義される<sup>1)</sup>。この様な波振幅を用いると、選択した伝送線路上のある点(基準面)での複素電圧  $V$  を、基準面への入射波の波振幅を  $a$ 、基準面からの出射波  $b$  を用いて、以下の式で表すことができる。

$$V = \sqrt{Z_0}(a + b) \tag{3・9}$$

ここで式中の  $Z_0$  は特性インピーダンス (characteristic impedance) と呼ばれる量で、選択した伝送線路の立体形状や誘電体の性質により決定される定数である。なお波振幅の定義より  $|V|$  は実効値電圧となる。図 3・4 に無反射信号源と入力インピーダンス  $Z_L$  の高周波電圧計を、特性インピーダンス  $Z_0$  の伝送線路で接続した場合の、高周波電圧と波振幅の関係を示す。



\* 図は高周波電圧計、または電力計の入力インピーダンス  $Z_L$  が  $Z_L \neq Z_0$  で、信号反射が存在する場合を表す。  
 $Z_L = Z_0$  の場合、信号反射は無く、 $b = 0$  かつ  $P_r = 0$  となる。

図 3・4 高周波電圧・電力と波振幅の関係



式(3・9)で定義された高周波電圧  $V$  は選択した伝送線路上でのみ意味をもつ。この場合、高周波電圧  $|V|$  は特性インピーダンス  $Z_0$  に対して反射が十分小さい高周波電圧計を用いて

$$|V| = \sqrt{Z_0} |a+b| \approx \sqrt{Z_0} |a| = \sqrt{Z_0 P_L} \quad (3 \cdot 10)$$

と表すことができる。ただし、 $P_L$  は高周波電圧計に吸収される電力である。この式は高周波電力標準とインピーダンス標準から高周波電圧標準を組み立てる式になっており、高周波電力標準としてはサーミスタマウントが、インピーダンス標準としては同軸エアラインが使用されている。また、比較的低い周波数（100 MHz 以下）では、高周波電圧標準として熱電対型電圧標準が使用されることもある<sup>2)</sup>。一方、一般計測器の場合は、標準信号源から印加される高周波電圧  $|V|$  と計器の指示値の関係が校正値として与えられている必要がある。

このほか、ピーク値整流回路を利用して、入力インピーダンスが非常に大きくかつ周波数特性変動が小さくなるように設計された高周波プローブを用いて、回路上の二点間の高周波電圧を測定する方法があるが、このような高周波プローブも基本的には上述のような、特性の判明している伝送線路上での高周波電圧標準を用いて校正されている必要がある。高周波プローブによる測定方法は、測定周波数によってはプローブ自身が測定対象の状態を乱し、測定の不確かさが大きくなる場合があるため、測定条件に十分な注意が必要である。

## (2) 電力

(執筆：島岡一博) [2009年10月 受領]

ある高周波電力計で測定しようとする入射電力  $P_{in}$  を定義する仮想的な面を基準面とし、電圧と同じように波振幅を用いて  $P_{in}$  を表すと次の式となる。

$$P_{in} = |a|^2 = P_r + P_L = |b|^2 + P_L \quad (3 \cdot 11)$$

ここで  $P_r$  は高周波電力計から反射される電力、 $P_L$  は高周波電力計内に吸収される電力である。高周波電力測定の場合、先に述べた伝送線路に加えて導波管もよく使われる。高周波電力計の種類としては、吸収電力  $P_L$  を、熱を介して直流電力と比較することにより決定する、カロリメータ、ボロメータブリッジ、熱電対電力計や、半導体接合の整流効果を利用したダイオード検波型電力計がある。このうちカロリメータは、 $P_L$  を特に高精度に測定可能なため、インピーダンス標準を用いた反射係数  $\Gamma = b/a$  の精密測定結果と組み合わせる

$$P_{in} = \frac{P_L}{1-|\Gamma|^2} \quad (3 \cdot 12)$$

より、入射電力  $P_{in}$  を高精度に決定するための標準として利用されている。

### ■参考文献

- 1) 横島一郎, “高周波測定技術の基礎 Sパラメータ入門,” サイベック株式会社, p. 61, 1992.
- 2) 大森俊一, 横島一郎, 中根 央, “高周波・マイクロ波測定,” コロナ社, pp. 83-112, 1992.

## (3) 雑音

(執筆：飯田仁志, 島田洋蔵) [2009年12月 受領]

雑音は情報通信においては通信品質を劣化させる不要な成分と考えられる。通信系に用いる装置を低雑音化するためにはその雑音特性を精密に評価する必要がある。一方、リモート

センシングや電波天文においては、自然現象による熱放射雑音そのものが観測対象物の情報を得るための有用な信号となり、その定量的評価が重要である。様々な雑音の中で、熱雑音やショット雑音に代表されるガウス雑音は本質的に存在する基本的な雑音であり、その測定が最も重要である。雑音電力は単位帯域幅あたりの電力スペクトル密度から求められるが、極めて微弱であるのでその大きさを電力計で精密に直接測定することは困難である。そのため、通常、被測定雑音源は雑音電力が既知である標準雑音源を用いた比較測定法によって測定される。

雑音の大きさの表し方として、一般に等価雑音温度という量を用いられる。これは、雑音源から発生する雑音を熱雑音とみなしてその大きさを抵抗体の等価的な温度で表したものである。マイクロ波領域においては、雑音源の帯域幅  $B$  当たりの有能電力  $P$  は等価雑音温度  $T_e$  によって近似的に  $P=kBT_e$  と表せる。ここで、 $k$  はボルツマン定数である。等価雑音温度が基準温度  $T_0=290\text{ K}$  より高い場合にはその代わりとして過剰雑音温度比 (Excess Noise Ratio, ENR) と呼ばれる量を用いられることもある。ENR は通常デシベル値で表されることが多く、 $\text{ENR}=10\log_{10}(T_e-T_0)/T_0$  [dB] と定義される。

(a) 高周波雑音の測定法

図3・5は高感度な受信機であるラジオメータを用いた比較測定法による測定原理を示す。ラジオメータの線形性を利用し、雑音温度が既知である二つの標準雑音源と被測定雑音源を交互に接続して測定を行う。例えば、標準雑音源として雑音温度  $T_1$  と  $T_2$  の標準雑音源を用いた場合、被測定雑音源の雑音温度  $T_x$  は図3・5の挿入式のように求められる。ここで、 $N_1, N_2$  及び  $N_x$  はそれぞれ標準雑音源1、標準雑音源2及び被測定雑音源を接続したときのラジオメータの指示値である。

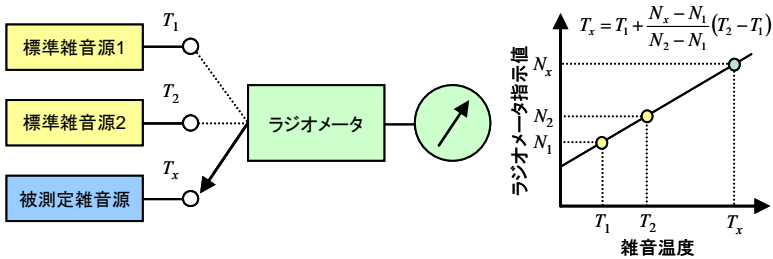


図3・5 比較測定法の測定原理

(b) 標準雑音源

実用化されている標準雑音源のうち、熱雑音源と半導体雑音源が主に利用されている。

熱雑音源は抵抗体から発生する熱雑音を利用するもので、その雑音温度が抵抗体の物理温度から正確に求められるので一次標準として用いられている。図3・6はその構造を示したもので、抵抗体としては一定温度に保たれた無反射終端器が用いられる。基準面の雑音温度は抵抗体から雑音波を導波する伝送線路の損失と温度分布の影響を補正する必要がある。

半導体雑音源はアバランシェダイオードのなだれ降伏によって発生する雑音を利用した雑音源である。この雑音源自体では雑音温度を定めることができないのであらかじめ上位の標

雑音源によって校正する必要があるが、広帯域かつ小型・軽量で取り扱いが容易であるため、実用標準としてよく利用されている。

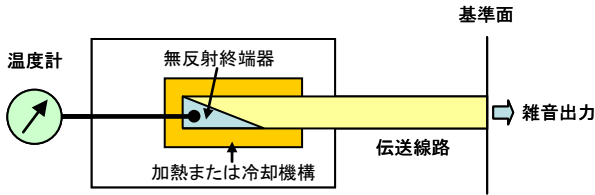


図 3・6 熱雑音源の構造図

### 3-2-2 回路量

#### (1) 高周波減衰量

(執筆者：ウィグウタ アントン，飯田仁志) [2009 年 10 月 受領]

高周波減衰量 (Attenuation) は電磁波回路の特性を表す基本量の一つとして重要であり、あらゆる高周波・マイクロ波計測及び校正技術において利用されている。高周波減衰量は、整合状態の電磁波回路にある 2 開口素子の被測定器 (Device Under Test, DUT) の入出力信号の電力の比により定義する。図 3・7(a) に示すように、高周波電源 G から伝送線路を通して負荷 L に電力が供給されている場合について考える。伝送線路の測定端から見た電源側の反射係数  $\Gamma_G$  及び負荷側の反射係数  $\Gamma_L$  が整合条件 ( $\Gamma_G = \Gamma_L = 0$ ) を満足しているとき、負荷に供給されている電力を  $P_1$  とする。次に、図 3・7(b) に示すように測定端に DUT を挿入し、負荷に供給された電力が  $P_1$  から  $P_2$  になったとする。このとき、DUT の減衰量  $A$  は次式で表せる。

$$A = -10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1} \quad [\text{dB}] \quad (3 \cdot 13)$$

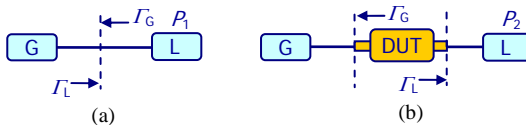


図 3・7 高周波減衰量の定義

通常、高周波減衰量は扱いの便のため式(3・13)のように dB (デシベル) で表され、電力の比が 100 分の 1, 100 万分の 1 の場合それぞれ 20 dB, 60 dB になる。

整合条件を満たさない回路で上記の電力比 (損失) の測定を実施した場合は、回路内に多重反射が発生するため、測定結果として減衰量のほかに不整合損失 (Mismatch Loss) が含まれる。この測定は挿入損失 (Insertion Loss) 測定と呼ばれる。ところで、不整合損失は複素変数である測定端の反射係数  $\Gamma_G$ ,  $\Gamma_L$  及び DUT の S パラメータ ( $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$ ) に関連している。それらの実数部及び虚数部が分かると減衰量は挿入損失と不整合損失の差から求められる。しかし、多くの場合はこれらの変数の絶対値しか精密に測定できないので、不整合損失はそのまま減衰量測定の不確かさ (不整合不確かさ) として扱われ、その範囲  $a_M$  は次式で表される。

$$a_M = 20 \log_{10} \frac{1 \pm \left\{ |S_{11} \Gamma_G| + |S_{22} \Gamma_L| + |S_{11} S_{22} \Gamma_G \Gamma_L| + |S_{12} S_{21} \Gamma_G \Gamma_L| \right\}}{1 \mp |\Gamma_G \Gamma_L|} \quad [\text{dB}] \quad (3 \cdot 14)$$

式(3・14)より $|S_{11}|=|S_{22}|=0.03$ のDUTに対して、不整合不確かさを0.001 dB以下とするためには $|\Gamma_G|$ 及び $|\Gamma_L|$ を0.002以下に整合する必要がある。

大きい減衰量を測定する場合は入力側と出力側で信号レベルの差が大きくなるので、入力側の信号の漏れが出力側の信号に加わった場合、測定結果に影響を与える。DUTを通った測定信号の減衰量を $A_A$ 、DUTをバイパスした漏れ信号の減衰量(電源の出力と受信機に入った漏れ信号の電力の比)を $A_L$ と表すと漏れによる不確かさの範囲 $a_L$ は次式で与えられる。

$$a_L = -20 \log_{10} \{ 1 \pm 10^{-(A_L - A_A)/20} \} \quad [\text{dB}] \quad (3 \cdot 15)$$

式(3・15)より、漏れによる不確かさを0.001 dBに抑えるには $A_A$ と $A_L$ の差は80 dB以上必要とする。精密測定では測定回路のシールドやアイソレーション対策が重要である。

高周波減衰量の測定法において、電力比法、高周波置換法や中間周波(Intermediate Frequency, IF)置換法など多数の測定法が開発されている。高精度と広帯域性をもつIF置換法は現在最も多く使われている。IF置換法では高周波減衰量をヘテロダイン検波によってIFの減衰量に変換し、IFで動作する標準減衰器の減衰量と置換測定する。ネットワーク・アナライザなどの汎用測定器には標準減衰器として抵抗型可変減衰器などが用いられる。一方、国家標準装置の場合は最高精度の測定が要求されるので、通常はピストン減衰器もしくは誘導分圧器(IVD)が用いられる。ピストン減衰器は導波管を遮断周波数以下の周波数で使用したとき、電磁界が軸方向に指数関数で減衰するという現象を利用したものである。その減衰定数が周波数、導波管の寸法と表皮の深さによって正確に算出できる。IVDの場合は、減衰量を分圧比で表せ、その分圧比は変成器の巻線比によって正確に決まる。ピストン減衰器の動作周波数は数十MHzであるのに対してIVDのそれは数kHzである。

日本の高周波減衰量の国家標準は独立行政法人産業技術総合研究所にあり、後者のIVDを基準とする独自の校正装置によって高周波減衰量標準の供給を実施している。

#### ■参考文献

- 1) F.L. Warner, "Microwave Attenuation Measurement, pp," Peter Peregrinus, vol.5, no.21, 1977.
- 2) ウィダルタ・アントン, 川上友暉, "マイクロ波減衰量標準—1kHz 中間周波置換法の検討—," 電子技術総合研究所彙報, vol.64, no.1, pp.23-32, 2000.
- 3) A.Widarta et al., "Japan national standard of attenuation in the frequency range of 10 MHz to 18 GHz," CPEM 2004 Digest, pp.103-104, 2004.
- 4) ウィダルタ・アントン, 飯田仁志, "高周波減衰量—定義と標準—," 日本計量振興協会, vol.58, no.2, pp.26-31, 2008.

#### (2) インピーダンス\*

(執筆:堀部雅弘) [2009年9月 受領]

ここでは、電磁波領域のインピーダンス(高周波インピーダンス)について説明し、高周波インピーダンス標準と測定器であるベクトルネットワークアナライザについて解説する。

##### (a) 電磁波領域でのインピーダンス

電磁波領域の特性インピーダンス\*\*は、伝送線路中を特定の伝搬モードで伝搬する電磁波の電界と磁界の比であり、この物理量の意味は非常に重要である。基本計測から応用計測に

至るまで、その測定量は強度、つまり電力（あるいは電圧）である。この高周波領域の電力は、伝送線路の特性インピーダンスの下で特定のモードで伝搬する電磁波が、伝送線路中の単位断面積を通過するエネルギーとして定義される。そのため、高周波電力は正確には「特定の特性インピーダンス上で定義される電磁波の電力」となる。そして、雑音電力も電力の一種であり、減衰量は電力の比で定義されるため、すべての高周波物理量の基本はインピーダンスである。現在ではケーブルやコネクタの特性インピーダンスは規格で決められており、特定の周波数範囲であれば同じ規格のコネクタなどを使う限りは、それぞれの特性インピーダンスを気にすることなく接続し、高周波測定をすることができる。しかし、精密な測定になるほど、規格で定められた範囲であっても、特性インピーダンスの違い（インピーダンス不整合\*\*\*）により生ずる電力の反射を知る必要があり、それぞれの部品について測定系の特性インピーダンスからの偏差を評価しなければならない。また、電子機器・システムなどに搭載される受動・能動デバイスの作製では、信号エラーレートの低減や伝送効率の改善のために、システムの特性インピーダンスに整合するように、デバイスの入出力インピーダンスを設計・調整する必要がある。その評価には、標準伝送線路の特性インピーダンスを基準として校正したベクトルネットワークアナライザ（以下、VNA）を用いる。

### (b) 電磁波領域のインピーダンス標準

同軸線路では、無損失伝送線路の特性インピーダンス  $Z_0$  は内部導体外径  $a$  と外部導体内径  $b$  の比で式(3・16)で決まり、VNA での測定の基準となる。

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (3 \cdot 16)$$

### (c) ベクトルネットワークアナライザ

VNA はデバイスに対して信号を入射し、入射信号強度とデバイスからの反射信号強度との比で反射特性を、デバイスを伝送した信号強度との比で伝送特性をベクトル量として測定する装置である（図 3・8）。VNA はほかの高周波測定器とは違い、あらかじめキャリブレーションをして VNA のハードウェアの特性を求め、VNA でのデバイス測定で得られたデータから、ベクトル行列計算により除去することでデバイスの特性を求めている。現在の市販 VNA では内部ソフトウェアで計算され、デバイスの特性をディスプレイに表示している。

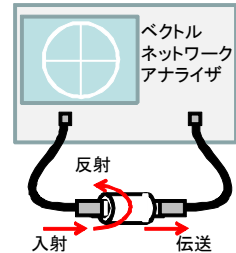


図 3・8 VNA 測定の概要

\*インピーダンスの表記方法にはインピーダンス（単位： $\Omega$ ）、電圧定在波比（VSWR、単位：なし）、反射損失（Return loss、単位：dB）、スカラー反射係数（単位：なし）、複素電圧反射係数（単位：なし）があり、2ポート以上の素子については複素電圧反射係数と伝送特性と組み合わせた、散乱パラメータ（Sパラメータ、単位：なし）として表現される。インピーダンス以外の表記方法は伝送線路の特性インピーダンスを基準として規格化したパラメータである。つまり、伝送線路の特性インピーダンスが反射係数等の基準（ゼロ点）である。

\*\*特性インピーダンスとインピーダンスの違いは、特性インピーダンスは電磁波の“エネルギーが伝搬”する伝送線路内での電界と磁界の比である。インピーダンスは素子の“エネルギーの消費（抵抗）・蓄積（静電容量・インダクタンス）”などの特性を表す物理量である。

\*\*\*インピーダンス不整合：伝送線路の特性インピーダンスと異なるインピーダンスの負荷あるいは異なる特性インピーダンスの伝送線路を接続することで、接続部においてインピーダンスの不連続を生ずることである。これにより、電磁波の反射を生じ、反射損や多重反射による信号ひずみを生ずる。