

## 高周波雑音標準の不確かさ評価

島田 洋蔵\*, 小見山 耕司\*

(平成18年4月24日受理)

## Uncertainty Analysis of Radio-Frequency Noise Standard

Yozo SHIMADA, Koji KOMIYAMA

## Abstract

Consideration of noise is crucial to develop a high performance communication system or electronics devices. Since such technologies make progress rapidly, a demand to an accurate noise measurement is increasing. This paper gives an accurate radio frequency noise measurement system established for the noise standard in AIST. The noise temperature of a device under test is given by referring the radiometer equation of the total power radiometer in AIST. An uncertainty analysis is presented for the noise temperature measurement.

## 1. はじめに

高周波・マイクロ波等の電磁波は特に最近利用が広がり、その周波数範囲はますます高周波化、広帯域化してきた。それに伴って、電磁波に関する物理量の高度計測技術や計測器が広く用いられるようになってきた。1 MHz以上の高周波・マイクロ波領域では、それ以下の周波数での集中定数的扱いと異なり、分布定数的、波動的な取り扱いが必要となる。このため、低周波における電圧、電流、抵抗などに代わって、電磁波の伝送に関わる種々のパラメータが基本的な測定量として重要になる。これらには、エネルギー関連量として、電力、電磁界強度、雑音等があり、回路量として、インピーダンス、反射率、減衰量、位相量等の多くの種類がある。さらに、高周波・マイクロ波領域では周波数帯域に対応して、各種の同軸・導波管線路、及び自由空間が伝送媒体として使用される。このように電磁波諸量は、周波数、伝送線路及び測定量の組み合わせにより様々である。電磁波に関連するこれら種々の量に対する計測の信頼性を確保するには、基盤となる高度の標準及びトレーサビリティ体系を確立し、計測器の性能を保証することが不可欠である。

なかでも雑音は、電子デバイスや通信システムの性能を評価し、高性能なシステムを設計する上で極めて重要な要素であり、通信機器や電子機器のシステムの高度化のために雑音の精密計測に関する需要が高まってきている。一般に雑音測定では発生雑音のスペクトル電力密度が既知である参照雑音源を用いる。この参照雑音源の基準となる雑音電力が高周波雑音標準である。産業技術総合研究所（産総研）では、現在10 MHzから40 GHzの周波数範囲における高周波雑音標準<sup>1)5)</sup>の開発を進めている。測定システムとして、トータルパワー型ラジオメータ及び広帯域標準雑音源の研究開発を進め、2~18 GHz帯の周波数範囲において150~12000 Kまでの雑音温度に対する同軸雑音標準のJCSS供給を2004年度より開始した。また、10 MHz~26.5 GHz帯同軸雑音標準の依頼試験による供給を2005年度より開始した。

本稿では、産総研で開発された高周波雑音の精密測定技術に関して概説し、雑音測定とその校正システムにおける不確かさ評価<sup>6)</sup>について示す。

## 2. 高周波雑音の測定原理

雑音のスペクトル電力密度の測定方法としては、原理的には狭帯域フィルタにより測定すべき雑音の周波数成分を取り出して、これを電力計によって測定する方法が考えられる。しかし、 $10^{-19} \sim 10^{-22}$  W/Hz程度の微弱な雑

\* 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。

音をこのような電力測定法に基づいて正確に測定することは困難である。そのため、微弱な高周波雑音の測定方法として、各種の現象による電磁放射を基準とする比較測定方法が用いられる。これらの電磁放射は、通常、問題となる高周波雑音と同程度のスペクトル電力密度を持ち、被測定雑音源のスペクトル電力密度を比較測定法により直接測定することができる。そのため、電磁放射を用いた比較測定は原理的に雑音測定に適した方法である。

これらの電磁放射の中でも熱放射を利用する方法は、その大きさが理論的に正確に定められるところからもっとも高精度な方法と考えられる。任意の一定温度にある抵抗体から、単一伝送モードを持つ伝送線路に取り出される熱放射、すなわち抵抗体の熱雑音の最大スペクトル電力密度 $P_N$ は、統計力学に基づいて、(1)式で示されるPlanckの放射則によって抵抗体の温度 $T$ と、周波数 $f$ との普遍関数で表される。

$$P_N = \frac{hf}{e^{hf/kT} - 1} df \quad (1)$$

ここで、 $h$ はプランク定数、 $k$ はボルツマン定数である。ところで温度 $T$ は、SI単位の一つであり、また、 $f$ は、SI単位の時間に直接結び付けられている。すなわち、 $T$ および $f$ は正確に測定できる量である。従って、熱雑音パワーの最大値は、温度などの測定値に基づいて、原理的に正確に求められる。そのため、抵抗の熱雑音を基準とする比較測定方法は、雑音スペクトル電力密度の測定方法としては、現在のところ最も正確な方法である。

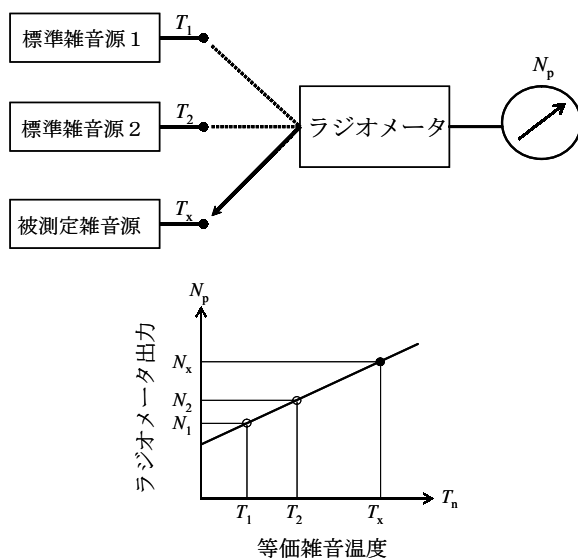


図1 ラジオメータを用いた雑音温度の比較測定の原理

100 GHz程度以下の周波数で熱雑音源の物理温度が数10 K以上の場合、単位周波数帯域幅当たりのスペクトル電力密度は $kT$  (W/Hz)で近似できる。すなわち高周波雑音の測定対象とする周波数・雑音電力範囲内では、熱雑音源の発生電力は抵抗体の物理温度にほぼ比例する。そのため、測定される任意の雑音電力は、これと等価な電力を発生する熱雑音源の物理温度として表すことができる。そこで、一般に雑音強度の表し方として、雑音電力を熱雑音源の等価的な物理温度に換算した等価雑音温度が用いられる。以下では雑音電力の代わりに雑音温度を用いることとする。

雑音温度の比較測定には、既知の雑音温度を有する二つの標準雑音源と高感度で線形性の良い高周波受信機であるラジオメータを用いる。ラジオメータを用いた比較測定の原理を図1に示す。まず、二つの標準雑音源 $T_1$ 、 $T_2$ をラジオメータの入力ポートに接続して、それぞれの雑音温度に比例した測定量 $N_1$ 、 $N_2$ を求める。次に、被測定雑音源 $T_x$ を接続しその時の測定量 $N_x$ を求める。ここで、ラジオメータの測定量が入力雑音温度に比例すると仮定すると、被測定雑音源の雑音温度 $T_x$ は(2)式のように求めることができる。

$$T_x = T_1 + \frac{N_x - N_1}{N_2 - N_1}(T_2 - T_1) \quad (2)$$

### 3. 高周波雑音測定システム

産総研において開発した高周波雑音測定システムの概観およびブロック図を図2に示す。比較測定用のラジオメータとしては、ゼロバランス方式によるトータルパワー型ラジオメータを開発した。本ラジオメータは、高周波雑音を入力し中間周波数に変換するためのRF部、中間周波数信号を増幅・検波するIF部、測定周波数設定のための局部発振器 (SG)、および精密可変減衰器 (IF ATT) 等から構成される。ゼロバランス方式では、入力雑音温度に応じて精密可変減衰器の減衰量を調整し、検波信号とリファレンス電圧が等しくなるようにする。このとき、精密可変減衰器の減衰量が入力雑音温度に比例した測定量となる。またゼロバランス方式を用いることにより、検波信号は常に一定レベルとなり、増幅器の利得変動の影響が軽減され、広いダイナミックレンジに亘る直線性が実現できる。雑音温度の異なる二つの標準雑音源のうち、一つは室温において温度管理した室温雑音源を用い、もう一方は室温より雑音温度の低い低温標準雑音源や、あるいは室温より雑音温度の高い高温標準雑音源を用いる。

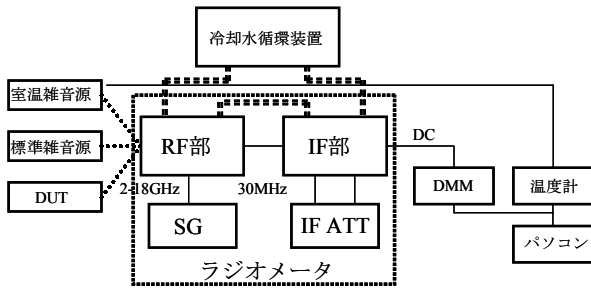


図2 AISTにおいて開発した高周波雑音測定システムの構成図

#### 4. 雑音測定の定式化

雑音測定では標準雑音源との比較測定により被測定雑音源の雑音温度を求める。そのため、測定量と雑音温度との関係を定式化する必要がある。そこでまず、1開口系の解析モデルに基づいて入力雑音温度に対するラジオメータの出力式を導き、次に比較測定法の原理から被測定雑音源の雑音温度を求めるための基本式を導出する。

1開口系の雑音測定システムにおいて、すべての雑音源と入出力の反射係数がシステムに対して線形に寄与し、測定系内の信号と入力雑音源の信号が独立であると仮定すると、雑音測定システムは図3のように内部雑音源、可変減衰器、増幅・検波器から構成される等価モデルで表すことができる。図3において入力ポートに入力雑音源 $T_i$ が接続され、入力ポートにおける結合反射係数を $\Gamma_{in}$ とすると、入力雑音と内部雑音の合成信号が測定に関わる全雑音パワー $P_i$ となる。この $P_i$ が電力透過係数 $B_i$ の可変減衰器を経てゲイン $G$ で増幅・検波されDC信号に変換される。ここで、ゼロバランス型ラジオメータでは検波後のDC電圧がリファレンス電圧 $V_r$ と比較され、その差分が出力電圧 $V_i$ として得られる。このときのラジオメータの出力式は次式で表される<sup>4),5)</sup>。

$$V_i = GB_i \left( (1 - |\Gamma_{in}|^2) \Gamma_{in} + |\Gamma_{in}|^2 T_r + T_k + 2 \operatorname{Re} \{ \Gamma_{in} T_u e^{j\beta_{12}} \} \right) - V_r \quad (3)$$

ここで、 $T_r$ は入力ポートに向かい反射され戻ってくる内部雑音、 $T_k$ は出力側に直接向かう内部雑音、 $T_u$ は $T_r$ と $T_k$ の相関に起因する内部雑音である。また、 $\beta_{12}$ は相関の位相を表すパラメータである。この(3)式を、 $P_i$ を用いて表すと(4)式のように表すことができる。

$$P_i = \frac{(V_i + V_r)}{GB_i} = (1 - |\Gamma_{in}|^2) \Gamma_{in} + |\Gamma_{in}|^2 T_r + T_k + 2 \operatorname{Re} \{ \Gamma_{in} T_u e^{j\beta_{12}} \} \quad (4)$$

次に(4)式を用いて、入力雑音とラジオメータによる測定量の関係式を求める。(4)式の添え字 $i$ を、室温雑音源、

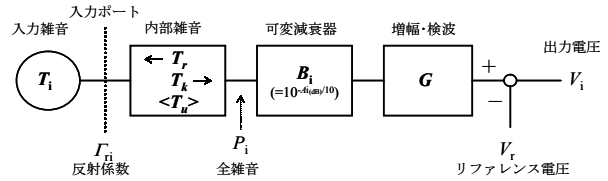


図3 ラジオメータによる雑音測定系の解析モデル

標準雑音源(室温以外の既知の雑音温度)、被測定雑音源に対して、それぞれ $a, s, x$ と置く。これらにより、各雑音源を接続したときの測定に関わる全雑音 $P_i$ はそれぞれ(5)式のように表すことができる。

$$\begin{aligned} P_a &= \frac{(V_a + V_r)}{GB_a} \\ P_s &= \frac{(V_s + V_r)}{GB_s} \\ P_x &= \frac{(V_x + V_r)}{GB_x} \end{aligned} \quad (5)$$

この(5)式の間係を図示すると、縦軸に $P_i$ を、横軸に $VB^{-1}$ をとることによって図4に示すように $1/G$ に対する比例関係となる。ここで、それぞれの出力電圧が0となるように、可変減衰器の減衰量を調整すると、各出力電圧 $V_a, V_s, V_x$ はゼロとなり、さらにリファレンス電圧 $V_r$ は一定なので、結局、ゼロバランス状態では、入力雑音に比例した測定量として可変減衰器の電力透過係数の逆数 $B^{-1}$ が得られることになる。すなわちこの $B^{-1}$ が、雑音の比較測定の原理式((2)式)の $N$ に相当する測定量である。これより全雑音 $P_i$ と各雑音源に対する測定量の関係は(6)式のように与えられる。

$$P_x = P_a + \frac{B_x^{-1} - B_a^{-1}}{B_s^{-1} - B_a^{-1}} (P_s - P_a) \quad (6)$$

この(6)式に(4)式を代入し、整理すると、(7)式の雑音温度測定の基本式が得られる<sup>4),7)</sup>。

$$T_x = T_a + (T_s - T_a) \cdot Y \cdot M + T_c, \quad (7)$$

$$Y = \frac{B_x^{-1} - B_a^{-1}}{B_s^{-1} - B_a^{-1}}$$

$$M = \frac{M_s}{M_x}$$

$$M_i = 1 - \left| \frac{\Gamma_i - \Gamma_r^*}{1 - \Gamma_i \Gamma_r} \right|^2 = 1 - |\Gamma_{in}|^2$$

ここで、 $T_x$ は被測定雑音源の雑音温度、 $T_a$ は室温雑音

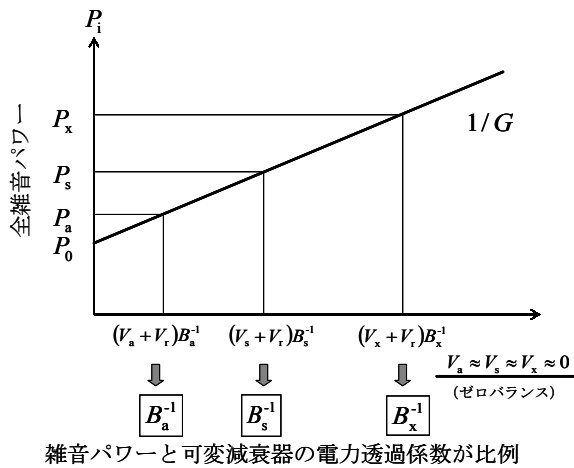


図4 雑音パワーとラジオメータの測定量の関係

源の物理温度,  $T_s$ は標準雑音源の雑音温度となる.  $M_i$ は入力ポートのミスマッチファクターで, 入力ポートの結合反射係数より与えられ,  $\Gamma_r$ がラジオメータ側の反射係数,  $\Gamma_s$ が雑音源の反射係数である. また,  $T_c$ は内部雑音の影響による補正項である.

以上より雑音測定では, 室温雑音源の物理温度, 標準雑音源の雑音温度, 入力ポートのミスマッチ, ラジオメータの測定量, 内部雑音による補正項を求め, (7)式に従って雑音温度を算出する.

### 5. 雑音測定における不確かさ評価

雑音測定における主なタイプBの不確かさ要因としては, (7)式より, 室温雑音源の物理温度 $T_a$ , 標準雑音源の雑音温度 $T_s$ , 雑音温度の測定量 $Y$ , ミスマッチファクター $M$ などが挙げられる<sup>7)</sup>. 不確かさの大きさは, DUTの雑音温度や校正周波数によって異なるが, ここでは, 一般論として各不確かさ要因の解析的な結果について考察する.

#### 5.1 室温雑音源の物理温度 $T_a$

室温雑音源は室温において断熱材などによって温度安定化された無反射終端抵抗体であり,  $T_a$ は無反射終端抵抗体の物理温度を測定することにより求められる. この測定に用いられる温度計は国家標準にトレーサブルな認定事業者により校正された熱電対温度計であり, このとき温度測定に関わる不確かさが室温雑音源の物理温度の不確かさ $\Delta T_a$ である. その大きさは, 温度計の校正不確かさや無反射終端抵抗体の温度分布等を考慮しておよそ0.1 Kである. 室温雑音源の物理温度に起因する不確かさ $u_1$ は(8)式のように与えられる.

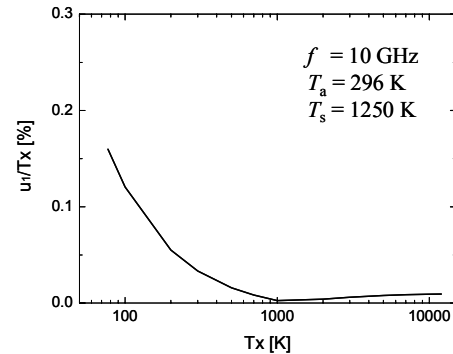


図5 室温雑音源に起因する不確かさの寄与

$$u_1 = \frac{\partial T_x}{\partial T_a} \cdot \Delta T_a = \left| \frac{T_s - T_x}{T_s - T_a} \right| \cdot \Delta T_a \quad (8)$$

ここで, ミスマッチファクター $M$ はほぼ1に近いため省略した.  $T_a = 296$  K,  $T_s = 1250$  Kのとき室温雑音源に関わる不確かさの寄与は, 被測定雑音源の雑音温度 $T_x$ に対して図5のように求められる. 図5より室温雑音源の物理温度の不確かさの寄与は小さいことがわかる.

#### 5.2 標準雑音源の雑音温度 $T_s$

室温雑音源と異なる雑音温度を有する標準雑音源は, 電気炉や寒剤などを用いて室温より高い温度または低い温度で温度安定化された熱雑音源や, 半導体のアバランシェ効果を利用した固体素子雑音源などがあり, その等価雑音温度が $T_s$ となる. 標準雑音源の雑音温度の不確かさ $\Delta T_s$ は, 熱雑音源の場合, 温度測定に関わる不確かさと線路損失の測定に関わる不確かさの評価から定められる. また, 固体素子雑音源では, 熱雑音源と比較校正される際の校正不確かさが $\Delta T_s$ となる. 標準雑音源の雑音温度に起因する不確かさ $u_2$ は(9)式のように与えられる.

$$u_2 = \frac{\partial T_x}{\partial T_s} \cdot \Delta T_s = \left| \frac{T_x - T_a}{T_s - T_a} \right| \cdot \Delta T_s \quad (9)$$

ここで,  $\Delta T_s$ は標準雑音源の雑音温度の不確かさで, たとえば標準雑音源として校正されたノイズダイオードを用いた例では,  $f = 10$  GHzにおいて,  $T_s = 1250$  K,  $\Delta T_s = 5.5$  Kとなる.  $T_a = 296$  K,  $T_s = 1250$  Kのとき標準雑音源に関わる不確かさの寄与は,  $T_x$ に対して図6のように求められる. 図6より,  $T_x$ が低温の場合, 相対不確かさが大きくなる傾向がわかる. これは, 低温域では相対不確かさに関わる分母が小さくなるとともに, 外挿による影響が顕著になるためである. 標準雑音源に起因する不確かさ

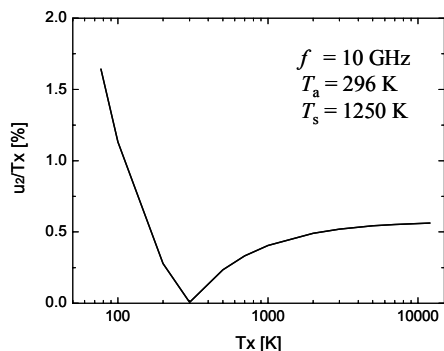


図6 標準雑音源に起因する不確かさの寄与

を小さくするためには、標準雑音源自体の不確かさを小さくすることや、群管理によって $T_x$ に近い標準雑音源を用いることが必要である。

### 5.3 ラジオメータの測定量比 $Y$

ゼロバランス方式によるトータルパワー型ラジオメータでは、入力雑音電力に比例した測定量として電磁波の減衰量が得られる。 $Y$ は(7)式で表されるように各雑音源をラジオメータに接続したときに測定される測定量の比である。測定量は0.1 dBステップの可変減衰器を用いて大まかに得られ、ゼロバランス近傍における内挿法により精密に求められる。ここで、測定量の不確かさを $\Delta A$ とすると、 $\Delta A$ には可変減衰器の不確かさやゼロバランス測定（電圧測定など）の不確かさが含まれる。この測定量に起因する不確かさ $u_3$ は(10)式のように与えられる。

$$u_3 = \frac{\ln 10}{10} \cdot \frac{T_s - T_a}{B_s^{-1} - B_a^{-1}} \cdot \Delta A \cdot \sqrt{(B_x^{-1})^2 + \left(\frac{T_x - T_a}{T_s - T_a} \cdot B_s^{-1}\right)^2 + \left(\frac{T_x - T_s}{T_s - T_a} \cdot B_a^{-1}\right)^2} \quad (10)$$

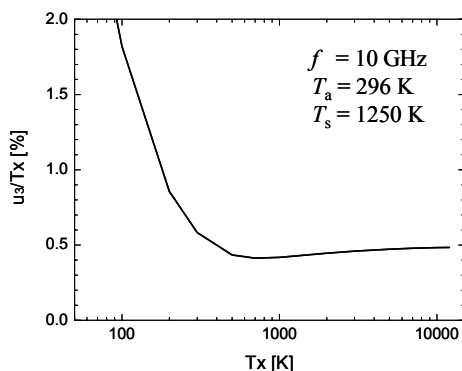


図7 測定量に起因する不確かさの寄与

現状において $\Delta A$ は可変減衰器の不確かさが支配的であり、およそ0.02 dB程度である。 $T_a = 296$  K、 $T_s = 1250$  Kのときラジオメータの測定量に関わる不確かさの寄与は、 $T_x$ に対して図7のように求められる。ただし、各測定量は $f = 10$  GHzにおける実測値を用いた。測定量に起因する不確かさを改善するためには、ラジオメータをより高感度化・高精度化するとともに、減衰量測定の精度を向上させる必要がある。

### 5.4 ミスマッチファクター $M$

ミスマッチファクターは、(7)式にあるように各雑音源とラジオメータのそれぞれの反射係数の合成によって決まる入力ポートのインピーダンス不整合の大きさで、その不確かさ $\Delta M$ は、各反射係数の測定における不確かさから求められる。ミスマッチファクターに起因する不確かさ $u_4$ は次式のように与えられる。

$$u_4 = \sqrt{(T_x \Delta M_x)^2 + \left(\frac{T_x - T_a}{T_s - T_a} \cdot T_s \Delta M_s\right)^2 + \left(\frac{T_x - T_s}{T_s - T_a} \cdot T_a \Delta M_a\right)^2} \quad (11)$$

$T_a = 296$  K、 $T_s = 1250$  Kのときミスマッチファクターに関わる不確かさの寄与は、被測定雑音源の雑音温度 $T_x$ に対して図8のように求められる。ここで、各反射係数はネットワークアナライザにより測定し、ミスマッチファクターの不確かさの大きさはその反射係数測定の結果を用い、 $\Delta M_x \sim \Delta M_s \sim 0.002$ 、 $\Delta M_a \sim 0.001$ とした。ミスマッチファクターによる不確かさは0.2%程度で、他の要因に比べ小さいが、ミスマッチファクターに起因する不確かさを改善するためには、各ポートの反射係数を小さくするとともに、反射係数測定の精度を向上させることが必要である。

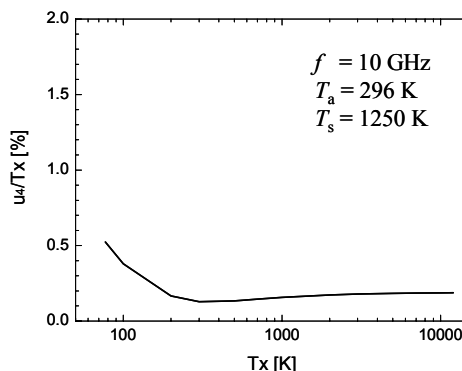


図8 ミスマッチファクターに起因する不確かさの寄与

## 6. まとめ

高周波雑音の精密測定技術に関して概説し、雑音測定とその校正システムにおけるタイプBの主な不確かさ要因の評価について示した。今後雑音測定において測定精度を向上させるためには、まず標準雑音源の高精度化が求められる。さらに、広いダイナミックレンジに亘り直線性に優れたラジオメータの開発が望まれる。また、校正システムとしては測定周波数の拡張や、導波管系への適用などの研究開発が必要である。

## 参考文献

- 1) H. Nakano, T. Inoue, et al. : Total power radiometer for microwave noise measurement, Trans. IEE of Japan, Vol.120-C, No.11(2000) 1609-1614.
- 2) H. Nakano and Y. Kato : A broadband microwave radiometer using correlation technique, IEEE Trans. Instrum. Meas., Vol.48, No.2 (1999) 631-633.
- 3) H. Nakano and Y. Kato : Electrically controlled broadband microwave attenuator with p-i-n diode switches, Rev. Sci. Instrum., Vol.70, No.6 (1999) 2864-2865.
- 4) Y. Shimada : A survey on RF noise standard and its measurement system, AIST Bulletin of Metrology, Vol.2, No.1 (2003) 147-158.
- 5) I. Yokoshima : Microwave noise standard, Researches of the Electrotechnical Laboratory, No.770 (1977).
- 6) ISO Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement, International Organization for Standardization, Geneva, Switzerland (1993).
- 7) J. Randa : Uncertainty in NIST noise-temperature measurements, Natl. Inst. Stand. Technol. Thec. Note, Vol.1502 (1998).

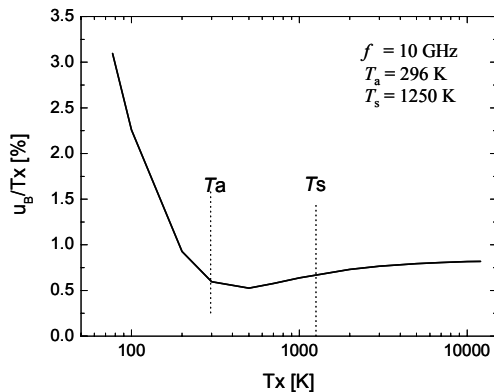


図9 合成不確かさの計算例 (Bタイプのみ)

## 5.5 合成不確かさ

以上、雑音測定における主なBタイプ不確かさ要因について述べてきたが、これらの合成不確かさ  $u_B$  は(12)式に示すように、各不確かさ成分  $u_i$  の二乗和平方根により求められる<sup>6)</sup>。

$$u_B = \sqrt{u_1^2 + u_2^2 + u_3^2 + u_4^2} \quad (12)$$

Bタイプ合成不確かさの周波数  $f = 10 \text{ GHz}$  における算出例を図9に示す。図9では合成不確かさ  $u_B$  の  $T_x$  に対する相対不確かさを示しており、 $f = 10 \text{ GHz}$  においてはBタイプの合成不確かさは室温以上で概ね1%程度である。高温標準雑音源を用いた場合、低温域での不確かさが悪くなり、不確かさを改善するためには低温標準雑音源を用いなければならない。

実際の雑音測定では周波数ごとに各不確かさ成分の大きさが異なり、さらにAタイプ不確かさも加わることから、周波数ごとに校正値および不確かさを求めることになる。