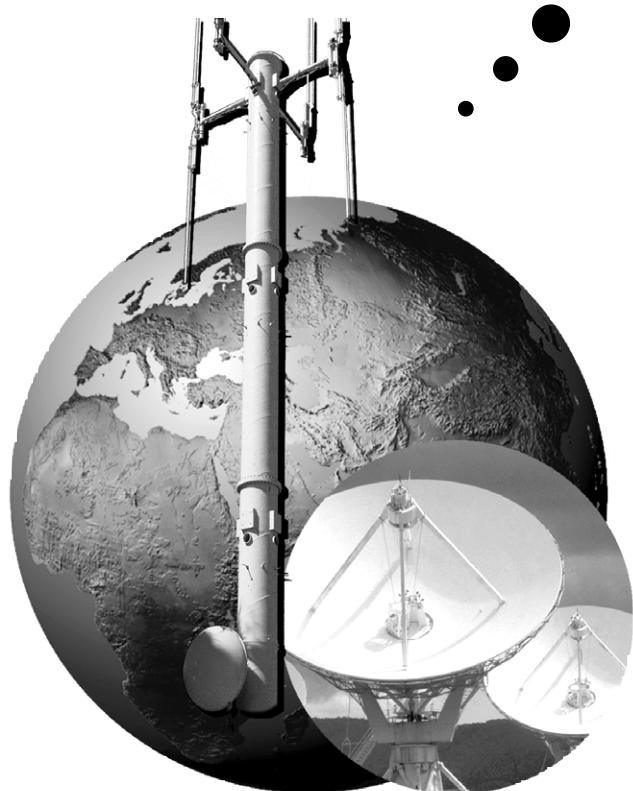
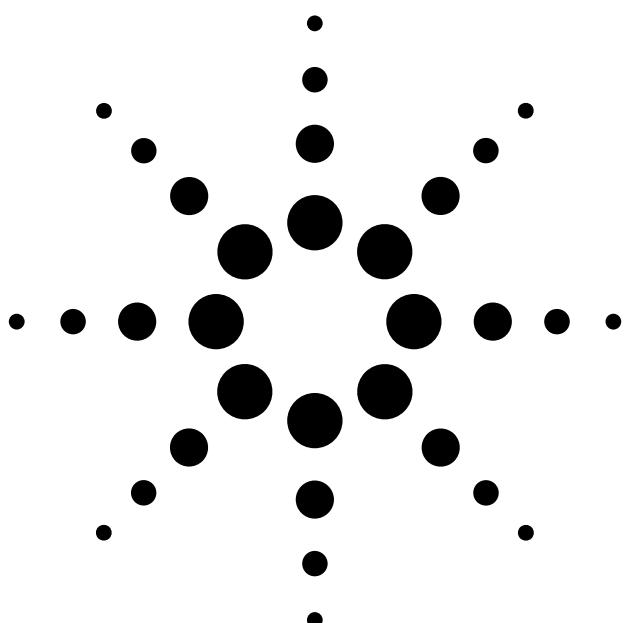


# Agilent Technologies RFおよびマイクロ波の 雑音指数測定の基礎

アプリケーション・ノート 57-1



## ご注意

2002年6月13日より、製品のオプション構成が変更されています。  
カタログの記載と異なりますので、ご発注の前にご確認をお願いします。



**Agilent Technologies**

Innovating the HP Way



# 目次

<b>第1章 雑音指数とは</b>	4
はじめに	4
通信システムにおける雑音の重要性	5
雑音源	6
雑音指数の概念	7
雑音指数と雑音温度	8
<b>第2章 2ポート回路の雑音特性</b>	9
多段システムの雑音指数	9
利得と不整合	10
雑音パラメータ	10
帯域幅の影響	11
<b>第3章 雑音指数の測定</b>	12
雑音パワーの直線性	12
ノイズ・ソース	12
Yファクタ法	13
信号発生器2倍パワー法	14
直接雑音測定法	14
補正雑音指数と利得	15
ジッタ	15
周波数コンバータ	16
損失	16
LO雑音	16
LO漏れ	16
予期しない応答	16
雑音指数測定器	17
雑音指数アナライザ	17
スペクトラム・アナライザ	17
ネットワーク・アナライザ	18
雑音パラメータ・テストセット	18
パワー・メータとTrue-RMSボルトメータ	18
<b>第4章 用語集</b>	19
<b>第5章 参考文献</b>	29
<b>第6章 アジレントのその他のリソース、資料、ツール</b>	31

# 第1章

## 雑音指数とは

### はじめに

現在の受信システムは、しばしば微弱な信号を処理しなければなりませんが、システムのコンポーネントによって追加される雑音のために微弱な信号は覆い隠されがちとなります。感度、ビット・エラー・レート(BER)、雑音指数は、低レベル信号の処理能力を評価するシステム・パラメータです。これらのパラメータの中でも、雑音指数は、システム全体を評価するのに適しているばかりでなく、プリアンプ、ミキサ、IF増幅器など、システムを構成するコンポーネントの評価にも適しているという意味でユニークです。システム・コンポーネントの雑音指数と利得を制御することにより、デザイナはシステム全体の雑音指数を直接制御します。雑音指数がわかると、システムの感度をシステムの帯域幅から容易に評価できます。雑音指数は、システム間、増幅器間、トランジスタ間での優劣を決める主要なパラメータです。このように、雑音指数の仕様は広い適用範囲を持つため、メーカーと顧客との間で、高い再現性のある正確な雑音指数の測定が非常に重要な意味を持ちます。

回路の雑音特性を測定する理由は、受信システム内で発生する雑音の問題を最小限に抑えることにあります。雑音は弱い信号を覆い隠します。雑音に対する1つの方法は、弱い信号を強くすることです。これは、受信機に向かって送信される信号のパワーを上げることや、たとえば受信アンテナの開口部を大きくするなど、受信アンテナが受信するパワーの量を大きくすることにより達成可能です。アンテナの利得を上げる、つまり通常はアンテナを大きくすることや送信機のパワーを上げることは、政府の規則、工学的な観点、経済性などにより、実際には制限があります。別の方法は、受信機のコンポーネント内で発生する雑音を小さくすることです。雑音測定は、受信システム内の雑音を最小にするために必要不可欠なものです。いったん信号に雑音が加わると、受信機のコンポーネントは、雑音と正しい信号の変動とを、もはや区別できません。信号と雑音はいっしょに処理されます。たとえば利得によって信号レベルを上げても、結果的に雑音レベルも同じ量だけ上がることになります。

説明内容の大部分は、ほとんどの雑音指数測定に共通な事項やそのバックグラウンドとなる事項です。雑音指数測定に関する入門書としてお役立てください。複雑な手動測定や計算をせずに、再現性が高く、正確な雑音測定を行いたいというニーズにより、簡単なユーザ・インターフェースの雑音指数測定器が開発されました。これらの測定器を使用するに当たって、雑音の理論に関する深いバックグラウンドは必要ありません。雑音に関する若干のバックグラウンドがあれば、十分です。またRFシステムとマイクロ波システムの雑音に関するより完全なイメージを理解するのに役立つことでしょう。雑音指数測定に関する他の文献は本ノート内で随時紹介しています。本文に現れる大カッコ[]で囲まれている番号は、参考文献のセクションにある番号と対応しています。**Agilent Technologies** の関連文献とウェブ上の情報については、本アプリケーション・ノートの後半で紹介します。



NFAによる簡単な雑音指数測定

## 通信システムにおける雑音の重要性

受信システムの出力端における信号対雑音比(S/N比)は、通信システムにおける重要な基準の1つです。雑音中での無線信号を特定することや、聴取することの難しさは、よく経験することです。しかしながら音声情報を解釈する能力を計量化することは、言語に対する精通度、疲労、トレーニング、経験、メッセージの性質などの人間的な要素に依存するので、困難です。雑音指数と感度は測定可能で、客観的な性能指数です。雑音指数と感度は密接に関連しています(用語集の「感度」を参照)。デジタル通信システムにおいて、信頼性に関する計量的な尺度の1つは、しばしばビット・エラー・レート(BER)、または受信したビットがエラーである確率P(e)で記述されます。BERと雑音指数とは相互に関連しています。たとえばS/N比が徐々に減少すると、1と0との判別が不確くなる雑音レベル近傍でBERは突然増加します。雑音指数はシステムの健康度を示しますが、BERは、システムが死んでいるか生きているかを示します。図1-1は数種類のデジタル変調タイプについて、搬送波対雑音比に対するエラーの確率を示します。S/N比がわずか数dB変化しただけで、BERは桁も変化することが分かります。

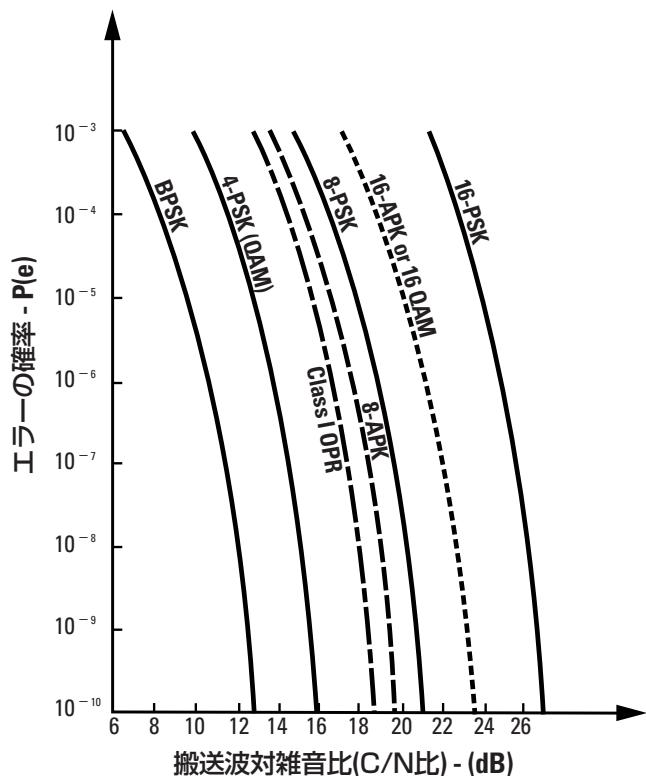


図1-1 さまざまなタイプのデジタル変調について、搬送波対雑音比(C/N、これはS/N比と解釈できる)の関数としてのエラーの確率P(e)。  
DIGITAL COMMUNICATIONS社のKamilo Feher氏による。  
Microwave Applications誌(c)1981、p.71、Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, NJの許可を受けて掲載。

出力のSN比は、入力のSN比と雑音指数の2つに依存します。地上波システムでは、入力SN比は、送信パワー、送信機アンテナの利得、大気透過係数、気温、受信機アンテナの利得と受信機雑音指数により決まります。受信機雑音指数を下げるには、出力SN比に関して、他の諸量の1つを改善するのと同じ効果が得られます。

衛星通信システムでは、雑音指数は特に重要です。受信機のLNA(低雑音増幅器)を改善し、直接衛星放送(DBS)受信機の雑音指数を2dBから1dBに下げる例を考えます。この場合、S/N比に関して、送信機のパワーを2倍にした場合とほぼ同じ効果が得られます。衛星の送信機のパワーを2倍にできるとしても、ほぼ同じ効果をもたらすLNAの改善の方が少ないコストで済みます。



DBS受信機

衛星放送受信機を製造する生産ラインの場合、インピーダンス・レベルを調整するか、特定のトランジスタを選択することにより、雑音指数を1dB下げるには難しいことはありません。雑音指数の1dBの低減は、アンテナの直径を約40%大きくすることと同様の効果があります。しかし、直径を大きくすると、デザイン変更となり、アンテナとその支持構造のコストが大幅に上昇します。

雑音は、往々にして送信機デザインにおいて重要なパラメータになります。たとえば基地局で広帯域のパワーアンプを使用する場合、過剰広帯域雑音によって隣接チャネルのS/N比が低下し、システムの有効性が制限されます。パワーアンプをシステムに取り付ける前に、その雑音指数を測定することで、許容可能なパワーアンプのレベルを知ることができます。

## 雑音源

雑音測定によって測定される雑音は、電気機器内の通常の現象に起因する自然発生的なふらつきからなります。熱雑音は、伝導電子とホールの有限な温度を持っているために、それらが振動することによって発生します。その振動の一部には、対象とする周波数帯域内にスペクトル成分を持つためにその信号に対する雑音となります。熱雑音によって発生する雑音スペクトルは、RFとマイクロ波の周波数全体に渡りほぼ均一です。熱源によってインピーダンス整合した負荷に送出されるパワーは、 $kTB$  (単位W) です。ここで、kはボルツマン定数 ( $1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$ )、Tは温度 (単位K)、Bはシステムの雑音帯域幅です。出力されるパワーは、信号源インピーダンスとは無関係です。出力パワーは、帯域幅に比例し、帯域幅が2倍になると負荷に送出されるパワーも2倍になります (用語集の「熱雑音」を参照)。

ショット・ノイズは、電流の持つ量子化された性質により発生します (用語集の「ショット・ノイズ」参照)。その他のランダムな現象もその量子化された性質によりに発生し、ショット・ノイズと同様に雑音を発生します。その例は、半導体内のホール/電子対の発生と再結合 (G-R雑音)、トランジスタのベースとコレクタ間のエミッタ電流の分割 (パーティション・ノイズ)です。これらの雑音発生メカニズムは、熱雑音と似た特性があり、周波数スペクトルは本質的に均一で、RFとマイクロ波の周波数レンジ全体で同一のパワー密度になります。

電気デバイスにはランダム雑音を生じる多くの原因があります。雑音特性としては、通常、コンポーネント内のすべての原因から生じる雑音を結合した結果を考えます。この結合した結果は、しばしばそれ全体が熱雑音から発生したものと見なされます。あるデバイスが、特定の雑音温度であるということは、コンポーネントが物理的にその温度であるということを意味するのではなく、そのコンポーネントの雑音パワーが、該当する雑音温度を持つ熱源と等価であることを意味します。雑音温度は物理的温度に直接には対応しませんが、物理的温度に依存する部分があります。デバイスの温度を室温より下げることで、雑音指数を極端に低くすることもできます。

人間による干渉は、微弱な信号受信には大きな影響を与えますが、本アプリケーション・ノートの雑音には含みません。また本ノートでは、イグニッションやスパークからの雑音、スプリアス信号のピックアップについても扱いません。大気中の放電のような、不規則な外乱についても取り上げません。これらの雑音の問題は、通常、設置場所の変更、フィルタリング、適切なシールドなどのテクニックで解決されます。とはいって、これらの雑音源はある意味では重要です。つまり本ノートの対象としている自然雑音の測定を妨害するからです。敏感な測定に使用する周波数とまさに同じ周波数で放射しているRFパワーのそばに通常、基地局があるので、LNAのメーカーにとって雑音指数の測定は困難なものとなります。このため、雑音指数の測定は、しばしばシールドされた室内で行われます。

## 雑音指数の概念

Harold Friis[8]が、入力端でのS/Nパワー比を出力端でのS/Nパワー比で除したものを、回路の雑音指数Fとして定義した1940年代から、この雑音指数は最も基本的な定義として使用されるようになりました。

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (1-1)$$

したがって、回路の雑音指数は、信号がネットワークを通過するときの、S/N比の減少、あるいは劣化度を示します。完全な増幅器は、入力端における雑音を信号と同様に増幅し、その結果、入力端と出力端で同じS/N比を維持します（入力端の雑音源は、しばしば地球の表面温度やシステム内の損失に関連した熱雑音です）。しかし、現実の増幅器では、そのコンポーネントから生じるいくらかの雑音が加わり、S/N比を劣化させます。雑音指数が低いということは、回路で雑音がほとんど追加されないということです。雑音指数の概念は、信号を処理する（少なくとも1つの入力ポートと1つの出力ポートを持つ）回路だけに適用されます。本ノートでは主に2ポート回路について述べます。

雑音指数によって特性が評価されない項目についても言及しておく必要があります。雑音指数は、1ポート回路のQ値ではありません。また終端や発振器のQ値でもありません。発振器には、「搬送波対雑音比(C/N比)」や「位相雑音」のような、独自のQ値があります。しかし、ミキサを駆動する局部発振器の側波帯で発生する受信機雑音が、ミキサにより追加されることがあります。そのような追加雑音は、受信機の雑音指数を増加させます。

雑音指数は、変調や復調には関係ありません。変調形式あるいは変調器や復調器の忠実度には関係しません。したがって、雑音指数は、FM受信機の感度を示すために使われる雑音静寂度やデジタル通信で使用されるBERよりも一般的な概念です。

雑音指数は、利得とは切り離して考える必要があります。信号に雑音が加わると、それ以後の利得によって信号と雑音は共に増幅され、S/N比は変化しません。

図1-2 (a) に、増幅器入力端での状況の例を示します。示されている信号は、ノイズ・フロアより40dB高くなっています。図1-2 (b) に、増幅器出力端の状況の例を示します。増幅器の利得は、信号を20dB増幅しています。また、入力雑音のレベルも20dB増幅し、さらに増幅器自体の雑音を追加しています。ここで、出力信号は、ノイズ・フロアのわずか30dB上となっています。S/N比が10dB劣化したので、この増幅器の雑音指数は10dBということになります。

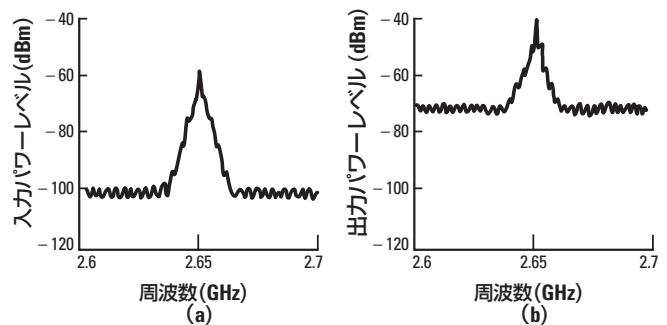


図1-2 増幅器の(a)入力端と(b)出力端における代表的な信号/雑音対周波数特性。増幅器の回路から追加された雑音により、雑音レベルの增加の方が信号レベルの増加より大きいことに注意。この雑音レベルの相対的な上昇は、増幅器の雑音指数によって表わされます。

入力信号レベルが5dB低い（ノイズ・フロアより35dB上）とすると、出力端でも5dB低くなり（ノイズ・フロアより25dB上）、雑音指数は10dBのままであります。したがって、雑音指数は、入力信号レベルには依存しません。

さらに微妙な効果について説明します。回路のS/N比の劣化は、回路を励振する信号源の雑音温度に依存します。このことは、雑音指数Fを計算すると証明できます。ここで、 $S_i$ と $N_i$ は、被試験デバイス(DUT)の入力端での信号レベルと雑音レベル、 $S_o$ と $N_o$ は、出力端での信号レベルと雑音レベル、 $N_a$ はDUTによって追加される雑音、GはDUTの利得です。

$$\begin{aligned} F &= \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \\ &= \frac{S_i/N_i}{GS_i/(N_a + GN_i)} \\ &= \frac{N_a + GN_i}{GN_i} \end{aligned} \quad (1-2)$$

式(1-2)は、雑音指数の入力端における雑音 $N_i$ への依存性を示します。入力雑音レベルは通常、信号源からの熱雑音であり、 $kT_0B$ によって示されます。Friis[8]は、290K ( $T_0$ で示す)の基準信号源温度を推奨しています。これは、16.8°Cです。この温度は、大気を通して送信アンテナに向けられた受信アンテナから見た平均温度に近い値です。

さらに、パワー・スペクトル密度 $kT_0$ は、帯域幅1Hz当たり区切りの良い $4.00 \text{ k} \times 10^{-21} \text{ W}$ (-174dBm/Hz)となります。IRE(IEEEの前身)は、290Kを雑音指数を決定するための標準温度として採用しました[7]。したがって、式(1-2)はIREによって採用された雑音指数の定義で次のようにになります。

$$F = \frac{N_a + kT_o BG}{kT_o BG} \quad (1-3)$$

雑音指数は、一般的に周波数の関数ですが、通常は、(測定帯域幅が、周波数による変動を問題としないほど狭帯域である限り)帯域幅には依存しません。式(1-2)の雑音パワー $N_a$ と $N_i$ は、それぞれ帯域幅に比例します。しかし、(1-2)の分子の帯域幅は、分母の帯域幅で約分され、結果的に雑音指数は帯域幅に依存しません。

まとめると、DUTの雑音指数は、DUTを信号が通過するときのS/N比の劣化度を示します。この劣化度を決定する入力雑音レベルは、290Kの信号源温度によって決まる雑音レベルです。DUTの雑音指数は、DUTが線形である限り、信号レベルには依存しません。

雑音指数のIEEE標準定義である式(1-3)は、雑音指数を以下の様に述べています。すなわち雑音指数は、入力信号源温度が290Kである場合、全出力雑音パワーと全出力雑音パワーの中で入力端の雑音に起因する部分との比である。

式(1-3)で表わされるFは、しばしば「雑音指数」と呼ばれますが、「ノイズ・ファクタ」の方がよく使われ、また「線形条件における雑音指数」とも呼ばれます。「雑音指数」は、最近の使用法では、次式に示す単位dBで表わされる量NFの計算に専ら使用されます。

$$NF = 10 \log F \quad (1-4)$$

本アプリケーション・ノートでは以後この表記を使用することとします。

### 雑音指数と雑音温度

時には雑音指数(NF)よりもむしろ「実効入力雑音温度」 $T_e$ がデバイスの雑音性能を記述するために使用されることがあります。衛星通信の受信機で使用されるデバイスに対しては、この温度単位が頻繁に使用されます。 $T_e$ は、デバイスが完全(雑音のない)と仮定し、これに追加雑音 $N_a$ に等しい雑音を信号源から与えると考えた場合の信号源インピーダンスの等価温度です。

$$T_e = \frac{N_a}{kGB} \quad (1-5)$$

$T_e$ は、ノイズ・ファクタFとの関係があります。

$$T_e = T_o(F-1), \text{ここで } T_o \text{は、290Kです。} \quad (1-6)$$

地上波のVHFとマイクロ波通信に存在する入力雑音レベルは、地球の表面温度のため雑音指数計算に使用される基準温度290Kに近い値です。この場合、雑音指数が3dB変化すると、S/N比が3dB変化します。

衛星通信の受信機では、アンテナから入る雑音レベルは、この値よりはるかに低い値です。サイドローブ放射や背景となる上空の温度によって制限され、100Kより低い値になることがあります。このような状況では、受信機の雑音指数の変化3dBにより、S/N比は3dBよりはるかに大きく変化します。システムの性能は、雑音指数を使用して誤差なしで計算できますが(290Kの基準温度が実際の温度に対応する必要はありません)、システム・デザインは、 $T_e$ をシステム・パラメータとして使用する方を好む場合もあります。

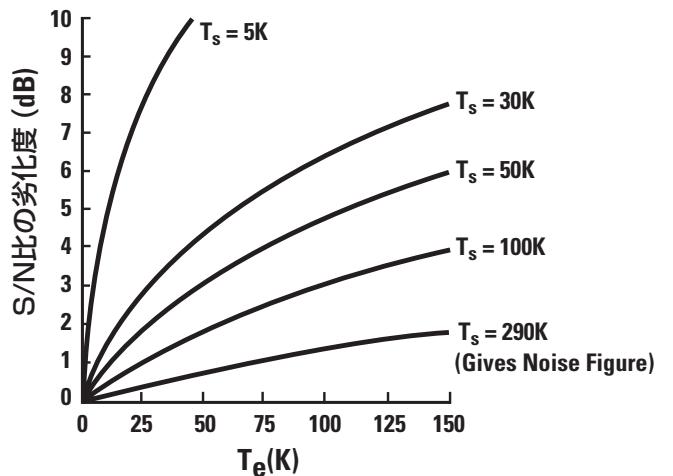


図1-3 S/N比の劣化度対信号源インピーダンスの各種温度におけるデバイスの $T_e$ 雑音指数は、信号源温度290Kに対して定義されます。

## 第2章 2ポート回路の雑音特性

### 多段システムの雑音指数

第1章で説明した雑音指数の定義は、トランジスタ1個の増幅器のような個別のコンポーネントにも、あるいは受信機のような完全なシステムにも適用できます。システム内のコンポーネントの各雑音指数と利得がわかれば、システム全体の雑音指数は計算できます。システム内の各コンポーネントの雑音指数を知るには、各段で追加される内部雑音 $N_a$ を知る必要があります。また利得も知る必要があります。雑音と利得決定のために使用される実際の方法については、第3章「雑音指数の測定」で説明します。ここでは、個別のコンポーネントとシステムの間の基本的関係について説明します。

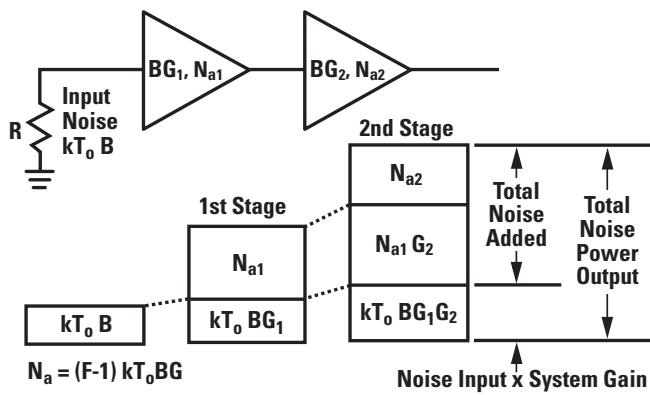


図2-1 第2段の寄与による影響

図2-1に示す2段回路について考えると、出力端の雑音は、両方の利得 $G_1, G_2$ によって増幅される $kT_0 B$ 信号源雑音、第2段の利得 $G_2$ によって増幅される最初の増幅器の出力雑音 $N_{a1}$ および第2段の増幅器の出力雑音 $N_{a2}$ から構成されます。雑音パワーの寄与は、相関がないので、単純に加算されます。個別の増幅器の寄与を記述する式(1-3)を使用することで、出力雑音は、それらのノイズ・ファクタ $F$ を使って次のように表現されます。

$$N_o = kT_0 B G_1 G_2 \left[ F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \right] \quad (2-1)$$

既知の出力雑音を用いて両増幅器を接続した回路のノイズ・ファクタは、式(1-1)を使用して計算されます。次式は、第2段の回路例でのシステム全体の雑音指数です。

$$F_{sys} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (2-2)$$

上記の式の第2項 $(F_2 - 1)/G_1$ は、しばしば第2段の寄与と呼ばれます。最初の段の利得が大きければ、第2段の寄与は小さくなることがあります。これが、受信機のデザインで、プリアンプの利得が重要なパラメータの1つである理由です。各利得とシステム全体のノイズ・ファクタが既知であれば、 $F_1$ について式(2-2)を書き直すことができます。これが、補正雑音測定法で、次の章で説明します。

この計算は、 $n$ 段カスケードのデバイスに拡張でき、次のように表現されます。

$$F_{sys} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (2-3)$$

式(2-3)は、しばしばカスケード雑音の公式と呼ばれます。

## 利得と不整合

雑音の計算では、利得は重要なパラメータです。この計算に  $kT_0B$  の入力パワーを使用する場合、これは最大電力、つまり整合した負荷に供給できるパワーの最大値になります。デバイスの入力端に大きな不整合がある場合（低雑音の増幅器では良くあることです）、デバイスに提供される実際のパワーは小さくなります。もしデバイスの利得が、負荷に供給される実際のパワー対信号源から利用できる最大のパワーの比として定義されているならば、デバイスの入力端に存在する不整合損失は、利得の定義に考慮されているので、これを無視できます。この利得の定義は、トランスデューサ利得  $G_t$  と呼ばれます。しかし、デバイスをカスケード接続する場合、デバイスの入力インピーダンスが負荷インピーダンスと異なると、不整合誤差が発生します。この場合、デバイスを直列にカスケード接続した総利得は、各利得の積と等しくはありません。

有能利得 ( $G_a$ ) は、しばしばトランジスタのパラメータの1つとして与えられます。これは与えられた信号源アドミタンス  $Y_s$  でデバイスを駆動し、出力端が負荷に整合している場合に得られる利得になります。有能利得は、増幅器のデザインによく使用されます。利得のいろいろな定義の詳細については、用語集を参照してください。

挿入利得  $G_i$ 、すなわち順方向伝送係数 ( $S_{21}$ )<sup>2</sup> は、 $50\Omega$  システムの利得として測定される量です。測定システムの反射係数が低く、デバイスの出力整合が良好であれば、実際のシステムにカスケード雑音指数の式 (2-3) を適用しても誤差はほとんどありません。デバイスの出力整合が悪い、あるいは測定システムにかなりの不整合誤差があれば、実際のシステムの性能と計算により得られる性能間には誤差が生じます。たとえば第1段の出力インピーダンスが、第2段の雑音指数の特性評価に使用された  $50\Omega$  の信号源インピーダンスと異なっている場合、第2段で発生する雑音が異なってくることがあります。幸いに、第2段の雑音の寄与は、第1段の利得によって減少されるため、多くのアプリケーションにおいて第2段から生じる誤差は最小に抑えられます。第1段の利得が小さい場合は ( $G \leq F_2$ )、第2段の誤差は重要になります。雑音計算における不整合の影響の完全な解析は煩雑で、一般に信号源インピーダンスに対する雑音指数の依存性についての理解を必要とします。この影響および利得不整合の影響については、次のセクション（雑音パラメータ）で説明します。Sパラメータ補正が、不整合に関連する誤差の除去で、思ったほど役に立たないのは、この雑音指数の依存性によるものです [4]。

## 雑音パラメータ

原則として、雑音指数は、システム内の実際の雑音を簡略化したモデルです。各段には、ただ1つの理論的雑音エレメントが存在します。トランジスタのような実際の増幅デバイスの大部分は、複数の雑音の寄与を持っています。熱雑音、ショット・ノイズ、パーティション・ノイズがその例です。これらの雑音の発生プロセスに対する信号源インピーダンスの影響は、非常に複雑な関係となります。雑音指数測定の結果得られる雑音指数は、雑音源の整合と測定機器の整合により決定されます。動作環境下におけるデバイスの実際の雑音指数性能は、システム内の他のコンポーネントの整合による影響を受けます。

低雑音増幅器のデザインは、各段の利得と対応する雑音指数とのトレードオフとなります。これらの決定には、能動デバイスの利得と雑音指数が、信号源インピーダンスやアドミタンスの関数としてどのように変化するかについての知識が必要です。システム・インピーダンス  $Z_0$ 、あるいは利得が最大になる複素共役整合インピーダンスにおいて、雑音指数が最小になるとは必ずしも言えません。

システム内の不整合の影響を完全に理解するには、被試験デバイス (DUT) について、2つの特性評価が必要です。1つは雑音指数、もう1つは利得の特性評価です。完全に整合したシステムでは、Sパラメータ補正を使用して有能利得を計算できますが、最適な雑音指数を見つけるためにSパラメータ補正を使用することはできません。雑音パラメータの特性評価では、DUTに対して各種の複素インピーダンスを供給するために特殊なチューナを使用します [29]。

チューナによって提供される信号源インピーダンスに対するノイズ・ファクタの依存性は、次式のようになります。

$$F = F_{\min} + \frac{4R_n}{Z_o} \left( \frac{|\Gamma_{\text{opt}} - \Gamma_s|^2}{|1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)} \right) \quad (2-4)$$

ここで、 $\Gamma_s$ は、結果的にノイズ・ファクタFを生じる信号源反射係数です。この式で $F_{\min}$ は、 $\Gamma_s = \Gamma_{\text{opt}}$ の場合にデバイスに生じる最小ノイズ・ファクタです。 $R_n$ は、雑音抵抗(信号源アドミタンスの変化に対する雑音指数の感度)です。 $F_{\min}$ 、 $R_n$ 、 $\Gamma_{\text{opt}}$ は、しばしば「雑音パラメータ」と呼ばれ、「雑音の特性評価」とはそれらを決定することを言います。ノイズ・ファクタFが一定のいくつかの値に対して、スミス・チャート上に $\Gamma_s$ をプロットすると「雑音円」が得られます。雑音円は、信号源インピーダンスと雑音指数の間の複雑な関係を表示する便利な形式です。

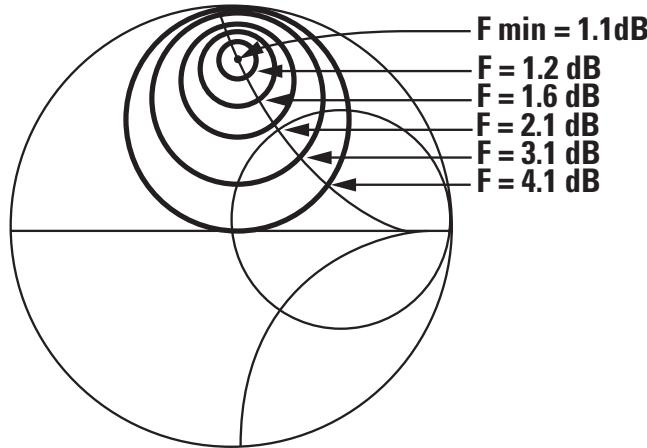


図2-2 雜音円

一定の信号源インピーダンスによって駆動されるデバイスが提供する有能利得 $G_a$ は、式(2-5)を使用し、デバイスのSパラメータ[35、40]と信号源反射係数 $\Gamma_s$ から計算できます。Sパラメータは、通常、ネットワーク・アナライザで測定されます。

$$G_a = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2)|S_{21}|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2 (1 - |S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s}|^2)} \quad (2-5)$$

利得一定のいくつかの値に対してスミス・チャート上に信号源反射係数 $\Gamma_s$ をプロットすると、「利得円」になります。利得円は、信号源インピーダンスと利得との関係を表示する便利な形式です。

### 帯域幅の影響

多くのシステムでシステムの帯域幅は重要なファクタで、復調信号の実際のS/N比計算に関係しますが、雑音指数は、デバイスの帯域幅に依存しません。雑音測定を行う場合の一般的な仮定は、テストするデバイスの振幅対周波数特性は、測定帯域幅全体に渡り一定であるということです。このことは、雑音測定の帯域幅は、デバイスの帯域幅より狭くなければならないということです。そうでない場合は、誤差が発生します[34]。Agilent NFAシリーズの雑音指数アナライザN8973Aは、スペクトラム・アナライザ・ベースの測定システムと同様に帯域幅が可変で、狭帯域デバイスの測定が容易です。

受信機などのシステムにおいて帯域幅を決める要素は、大抵の場合IFやディテクタです。これは通常、RF回路よりはるかに狭い帯域幅を持っています。この場合、雑音指数は、RF回路の雑音性能を記述する有効なパラメータです。RF回路の帯域幅が、IFやディテクタの帯域幅より狭い特殊な場合でも、雑音指数は性能指数として比較のために使用されますが、システムのS/N比を完全に解析するには、パラメータとして入力帯域幅が必要です。

## 第3章 雑音指数の測定

### 雑音パワーの直線性

大部分の雑音指数測定は、線形2ポート・デバイスの基本特性である、雑音直線性に依存します。図3-1に示すように、デバイスから出力される雑音パワーは、入力雑音パワーや温度に直線的に依存します。この特性の傾きと基準点を知れば、雑音のない入力パワーに対応する出力パワー $N_a$ を知ることができます。第1章で説明したように、 $N_a$ から雑音指数や実効入力雑音温度を計算できます。直線性が必要なので、雑音指数測定では、自動利得制御(AGC)回路をオフにする必要があります。

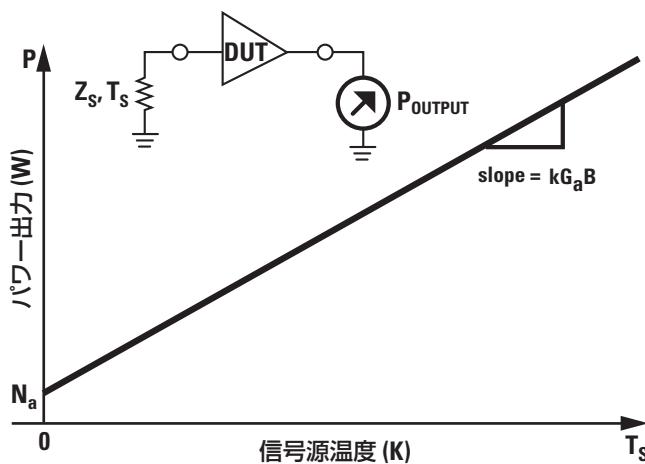


図3-1 線形2ポート・デバイスの信号源温度対直線的パワー出力特性。絶対温度零度の信号源インピーダンスの場合、パワー出力は、被試験デバイス(DUT)で追加される雑音 $N_a$ だけになります。そのほかの信号源温度の場合、パワー出力には、DUTの利得特性により増幅された信号源からの熱雑音が加わります。

### ノイズ・ソース

雑音スロープを決定する1つの方法は、2つの異なるレベルの入力雑音を加えて、出力パワーの変化を測定することです。これらの既知の2レベルの雑音を供給するデバイスをノイズ・ソースと言います。最も良く知られたノイズ・ソースは、一定電流を持ち、アバランシェ・ブレークダウンへと逆バイアスされると雑音を発生する、小さいキャパシタを持つダイオードで構成されます[5]。Agilent 346シリーズのような精密なノイズ・ソースには、測定中の不整合誤差を最小にする低いSWRを提供するための出力アッテネータがあります。「オン」状態と「オフ」状態のインピーダンスに差があれば、雑音指数測定に誤差を生じる可能性があります。[23]。346Aのノイズ・ソースは、この影響を最小にするために、大きな減衰量を備えています。

ダイオードにバイアスが加えられると、ダイオード内のアバランシェ雑音の発生により、出力雑音は $kT_cB$ より大きくなります[11、12、13、15、20、21]。バイアスがないときには、出力はアッテネータ内で発生する熱雑音 $kT_hB$ になります。これらのレベルは「ホット」と「コールド」という言葉に対応して、 $T_h$ と $T_c$ と呼ばれることがあります。346Bは「オン」のときにはほぼ10,000K、「オフ」のときには290Kに等価な雑音レベルを発生します。アジレントは50GHzまでのダイオード・ノイズ・ソースを提供しています。



346Bノイズ・ソース

雑音指数を測定するにはノイズ・ソースの出力雑音は校正されている必要があります。一般的に過剰雑音比(ENR)はラベル上に指定されているか、フロッピー・ディスクで指定されています。ENR<sub>dB</sub>は $T_h$ と $T_c$ の差を290Kで割った比をdBで表わした値です。0dBのENRのノイズ・ソースは「オン」と「オフ」の切り替えにより290Kの温度変化を生じます。しばしば誤って解釈されていますが、ENRは、kTBとの差を示す「オン」雑音ではありません。

$$ENR_{dB} = 10 \log \left( \frac{T_h - T_c}{T_o} \right) \quad (3-1)$$

式(3-1)の $T_c$ は校正時に290Kであると仮定されます。ノイズ・ソースがこれと異なる周囲温度で使用される場合は、雑音指数測定に補正をする必要があります。この温度補正についてはこの章の次の節で説明します。

多くの雑音指数計算ではENRの線形形式が使用されます。

$$ENR = 10^{\frac{ENR_{dB}}{10}} \quad (3-2)$$

ノイズ・ソースは伝送標準ノイズ・ソース(トップ・レベルの国家標準研究所に合わせて校正され、トレース可能なものの)、またはホット/コールド負荷などの1次的な物理標準によって校正できます。ほとんどのノイズ・ソースにはENRと周波数の関係を記したENRテーブルが付属しています。

特殊なアプリケーションではホット/コールド負荷がノイズ・ソースとして使用されます。理想的にはこの2つの負荷は良好な測定精度が得られるように、常に一定温度に保たれる必要があります。1つの方法は1つの負荷を温度77Kの液体窒素に浸漬し、もう1つの負荷は室温に保つか恒温槽内で一定の温度に保ちます。ダイオード・ノイズ・ソースと比べて比較的小さな温度差であること、また異なる温度の負荷に切り替えるときに発生する可能性のあるSWRの変化のためにこの方法は校正ラボラトリおよびミリ波ユーザの使用に限定されます。

導波管内に組み込まれたガス放電管はプラズマの運動エネルギーにより雑音を発生します。従来これらはミリ波のノイズ・ソースとして使用されてきましたが、現在は50GHz以下では基本的に半導体雑音ダイオードに置き換わりました。雑音ダイオードは使い方が簡単で、より安定したノイズ・ソースです。雑音ダイオードは一般的に同軸デバイスですので、導波管出力を得るために集積精密導波管アダプタが使用されます。



R347B/Q347B 導波管ノイズ・ソース

## Yファクタ法

Yファクタ法は手動で実行される場合、あるいは雑音指数アナライザ内部で自動的に実行される場合のいずれでも、ほとんどの雑音指数測定の基本となっています。ノイズ・ソースを使用し、この方法によりDUT内の内部雑音を決定することができます、したがって雑音指数と実効入力雑音温度も決定できます。

DUTに接続されたノイズ・ソースにより、ノイズ・ソース「オン」とノイズ・ソース「オフ」に対応した出力パワー( $N_2$ と $N_1$ )を測定できます。この2つのパワーの比をYファクタと呼びます。この測定に使用されるパワー・ディテクタにはパワー・メータ、スペクトラム・アナライザがあり、また雑音指数メータとアナライザの内には特殊な内部パワー・ディテクタがあります。相対的なレベル確度が重要です。最近の雑音指数アナライザの利点の1つは、内部パワー・ディテクタの直線性が非常に優れており、レベル変化を非常に精密に測定できることです。比が測定されるので測定機器の絶対パワーレベルの確度は重要ではありません。

$$Y = \frac{N_2}{N_1} \quad (3-3)$$

時によりこの比はdB単位で測定されます。その場合は、次の式になります。

$$Y = 10^{\frac{Y_{db}}{10}} \quad (3-4)$$

YファクタとENRを使用して、図3-1に示すDUTの雑音スロープを知ることもできます。

ノイズ・ソースの校正済みENRは入力雑音の基準レベルを表わすので、DUTの内部雑音 $N_a$ の式を導くことができます。最近の雑音指数アナライザ/メータはノイズ・ソースの「オン」と「オフ」の状態間でノイズ・ソースを変調し、次の内部計算を行うことで $N_a$ の値を自動的に決定します。

$$N_a = kT_oBG\left(\frac{ENR}{Y-1} - 1\right) \quad (3-5)$$

この式からノイズ・ファクタの非常に簡単な式を導くことができます。結果として得られたノイズ・ファクタ $F_{sys}$ は全体の「システムのノイズ・ファクタ」です。システムのノイズ・ファクタはシステム内すべての個別部品の雑音の寄与を含んでいます。この場合、測定器内で発生する雑音は第2段の寄与として含まれます。DUTの利得が大きい( $G_1 \gg F_2$ )場合、この第2段の雑音の寄与は小さくなります。第2段の雑音指数とDUTの利得を知ることができれば、雑音指数の計算から第2段の寄与を取り除くことができます。このことは補正雑音指数と利得に関するセクションで説明します。 $F_{sys}$ を知るためにデバイスの利得は必要でないことに注意してください。

$$F_{sys} = \frac{ENR}{Y - 1} \quad (3-6)$$

雑音指数がENRよりはるかに高い場合、デバイスの雑音によってノイズ・ソース出力がマスクされる傾向があります。この場合は、Yファクタは1に非常に近い値になります。小さな比を正確に測定することは困難です。一般的には雑音指数がノイズ・ソースのENRより10dB高ければ、Yファクタ法は使用されませんが、これは測定器により異なってきます。

ノイズ・ソースのコールド温度 $T_c$ が290Kの基準温度 $T_0$ ではない場合、条件に応じた補正をするために、次のようにこの式を修正します。

$$F_{sys} = \frac{ENR - Y\left(\frac{T_c}{T_0} - 1\right)}{Y - 1} \quad (3-7)$$

しばしば使用されるこの式は、ホット/コールド負荷の場合と同様に、 $T_c$ の変化によって $T_h$ が影響されないものと仮定しています。半導体ノイズ・ソースは $T_h$ が、 $T_c$ の変化によって影響されやすいノイズ・ソースです。物理的なノイズ・ソースの温度は $T_c$ なので、ノイズ・ソースが「オン」と「オフ」の両方の場合に、 $T_c$ による内部アッテネータの雑音が追加されます。この場合、「オン」と「オフ」の状態間での雑音の変化は一定( $T_h - T_c$ )であると仮定するのが良い方法です。 $T_h$ が $10T_c$ 未満である、低いENRのノイズ・ソースについては、この差は最も重要なものです。この場合の補正のために、次の式を代わりに使用できます。

$$F_{sys} = \frac{ENR \left( \frac{T_c}{T_0} \right)}{Y - 1} \quad (3-8)$$

## 信号発生器2倍パワー法

ノイズ・ソースが利用可能になるまではこの方法が一般的でした。Yファクタが非常に小さくなり、正確に測定することが困難な高い雑音指数のデバイスについては、今でも本方法は特に有用です。まず入力端に温度約290Kの負荷を終端したデバイスで、出力パワーを測定します。次にシグナル・信号発生器を接続し、測定帯域幅内の信号を供給します。信号発生器の出力は、出力パワーが3dB増加するように調整します。信号発生器のパワーレベルと測定帯域幅が既知であれば、ノイズ・ファクタを計算できます。DUTの利得を知る必要はありません。

$$F_{sys} = \frac{P_{gen}}{kT_o B} \quad (3-9)$$

この方法の確度を制限するいくつかのファクタがあります。パワーを測定するデバイスの雑音帯域幅を知る必要があります、おそらくネットワーク・アナライザが必要となります。雑音帯域幅Bは計算により得られる等価帯域幅で、実際のフィルタの形状と同じ利得帯域幅積を有する矩形で「上面が平坦な」スペクトル形状を持ちます。雑音とCW信号が混在して存在するので、出力パワーはデバイスについての真のパワーを測定する必要があります。サーマル・ベースのパワー・メータは真のパワーを正確に測定しますが、低レベルの雑音を読み取るにはかなり増幅する必要があります、帯域幅定義フィルタが必要です。スペクトラム・アナライザは感度が良好で正確な帯域幅を定義できますが、CW信号と雑音に対してディテクタの応答が異なる可能性があります。比を測定するので、パワー・ディテクタに絶対レベルの確度を必要とはしません。

## 直接雑音測定法

この方法は高い雑音指数のデバイスにも役立ちます。温度約290Kの負荷で入力を終端して、デバイスの出力パワーを測定します。デバイスの利得と測定システムの雑音帯域幅が既知であれば、ノイズ・ファクタは次式で決定されます。

$$F_{sys} = \frac{N_o}{kT_o BG} \quad (3-10)$$

この方法でも雑音帯域幅Bは既知である必要があります、パワーを測定するデバイスの感度は非常に高い必要があります。2倍パワー法と異なり、DUTの利得が既知である必要があります、パワー・ディテクタには絶対レベルの確度が必要とされます。

## 補正雑音指数と利得

前の各種測定法は測定システムをも含めたシステム全体のノイズ・ファクタ  $F_{sys}$  の測定に使われます。一般的に必要とされるのはDUTの雑音指数です。カスケード雑音指数の式から分かるように、DUTの利得が大きければ、測定システムは測定にはほとんど影響しません。利得が高いDUTの雑音指数は、前に説明した方法で直接測定できます。利得の低いDUTを測定する、あるいは高い確度が必要な場合、DUTの利得とシステムの雑音指数が分かれれば、補正することができます。式(2-2)を使用し、 $F_1$ について解けば、DUTの実際のノイズ・ファクタについての式が得られます。

$$F_1 = F_{sys} - \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (3-11)$$

ノイズ・ソース測定を実行すると、DUTの利得と測定システムのノイズ・ファクタ  $F_2$  の両方を決定できます。この手順はシステム校正と呼ばれます。雑音指数アナライザによって、通常はDUTを接続する前にこの校正を実行します。そうすれば引き続き実行するすべての測定に補正が行われ、補正雑音指数を表示することができます。利得と補正雑音指数の算出に必要な計算は、内部で自動的に実行されます。他の機器で手動測定を行う場合は、校正雑音指数測定は次の手順で実行されます。

- 測定システムにノイズ・ソースを直接接続し、ノイズ・ソース「オン」と「オフ」に対応した雑音パワーレベルを測定します。これらのレベル  $N_2$  と  $N_1$  を使用して、Yファクタ法によって測定システムのノイズ・ファクタ  $F_2$  を計算できます。
- システムにDUTを挿入します。ノイズ・ソースを「オン」と「オフ」にしたときの雑音レベル  $N'_2$  と  $N'_1$  を測定します。雑音レベルの値から、次のようにDUTの利得を計算できます。

$$G_1 = \frac{N'_2 - N'_1}{N_2 - N_1} \quad (3-12)$$

利得は通常dBで表示されます：

$$G_{db} = 10 \log G$$

- 上記の測定値  $N'_2$  と  $N'_1$  にYファクタ法を適用して、システム全体のノイズ・ファクタ  $F_{sys}$  が計算されます。
- DUTのノイズ・ファクタ  $F_1$  は式(3-11)で計算されます。DUTの雑音指数は  $10 \log F_1$  で与えられます。

## ジッタ

雑音は一連のランダムな事象、この場合は電気的なインパルスと見なすことができます。雑音測定のゴールはデバイスの出力端での平均雑音レベルを知ることです。デバイスの実際の雑音指数を算出するために、これらのレベルを使用して適切な補正を行います。理論的には真の平均雑音レベルを知るには、無限の時間が必要ですが、実際には有限時間の平均が使用されます。測定された平均値と真の平均値との差は変動し、再現性のある誤差を発生します。

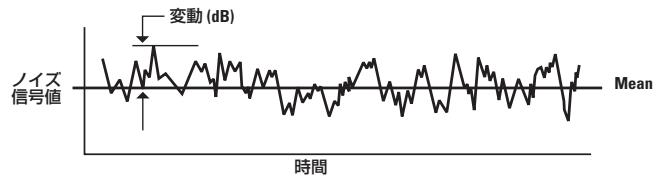


図3-2 雜音ジッタ

小さな変動については、この偏差は  $1/\sqrt(t)$  に比例するので、平均化を長時間行うと平均値はより良い値になります。長時間の平均はより多くの事象を含むため、平均は真の平均値により近くなります。この変動は  $1/\sqrt(B)$  にも比例します。測定帯域幅を広くすると広い帯域幅では単位時間当たりの雑音事象数がより多くなるので、より良い平均値を求めることができます。すなわち、雑音指数はDUTの帯域内で、可能な限り広い帯域で測定すれば、より良い結果を得ることができます。

## 周波数コンバータ

受信機やミキサなどの周波数コンバータはRF周波数をIF周波数に変換するようにデザインされています。本アプリケーション・ノートで説明される雑音指数の関係式はコンバータ以外のものはもちろんコンバータにも適用されますが、これらのコンバータには雑音指数測定に影響を与えるいくつかのその他の特性があります。雑音測定システムは、周波数コンバータであるDUT以外にも、測定周波数レンジの拡大のためにミキシングを使用することが時々あります。

## 損失

増幅器は各々利得を持っています。その一方で受動ミキサには損失があります。受動ミキサの場合も雑音指数用のすべての式が適用されますが、使用される線形利得の値は1未満となります。このことが示唆する重要事項の1つは、カスケード雑音指数の式を適用してみると理解できます。つまり第2段の雑音寄与が重要な可能性があるということです。もう1つはYファクタ法で測定すると、受動ミキサは受動ミキサ自体の高い雑音指数のためにYファクタが小さくなる可能性があるということです。このため測定の不確かさが増加します。高ENRのノイズ・ソースを使用することで、Yファクタを大きくできます。

## LO雑音

受信機とミキサには雑音が存在する可能性がある局部発信器(LO)信号があります。この雑音はミキサ内でIF周波数帯に変換され、システムの雑音指数への追加分として寄与します。この影響の大きさはミキサのタイプ、LO内の雑音の量によって大きく変わります。ミキサのLOポートにバンドパス・フィルタを付けることで、LOシステム内の雑音を除去することができます。一般的に $f_{LO}$ を通過させる一方で $f_{LO} \pm f_{IF}$ 、 $f_{IF}$ およびfrfの雑音を阻止するフィルタにより、この雑音を取り除くことができます。LOの雑音レベルが非常に高い場合雑音特性に影響をおよぼす高次の雑音変換もあります。雑音がLO周波数の高調波へと変換されることを阻止するためには、ローバス・フィルタを使用します。

## LO漏れ

ミキサやコンバータの出力(IF)に残留LO信号が存在することがあります。この信号の存在は一般的にDUTの雑音性能には無関係で、許容される場合が多いといえます。しかし、雑音指数の測定を行う場合には、このLO信号が雑音測定機器にとって過負荷をもたらし、他のスプリアス・ミキシング成分を作り出す可能性があります。測定システムが入力端に広帯域増幅器やフィルタリングされていない回路を持っている場合には、このことが問題になる可能性があります。IFを通過させる一方でLO信号を取り除くために、測定器の入力端にフィルタを追加する方法がしばしば使用されます。

## 予期しない応答

時には予期しない信号が発生することがあります。これらの予期しない信号は、イメージ応答(コンバータにより異なります)が $f_{LO} + f_{IF}$ または $f_{LO} - f_{IF}$ 、ハーモニック応答( $2f_{LO} \pm f_{IF}$ 、 $3f_{LO} \pm f_{IF}$ など)、スプリアス応答、およびIFフィードスルー応答により発生します。しばしば、特に受信機では内部のフィルタリングによりこれらの応答を除去できます。他の多くのデバイス、特にミキサではこれらの応答が1つ以上存在し、雑音源となります。

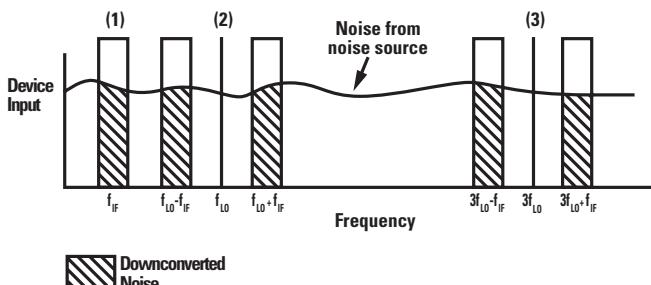


図3-3 ミキサとコンバータにおいて考えられる雑音変換メカニズム。  
(1) IFフィードスルー応答、(2)両側波帯応答、(3)ハーモニック応答

2つの主な応答( $f_{LO} + f_{IF}$ と $f_{LO} - f_{IF}$ )を持つミキサは、しばしば両側波帯(DSB)ミキサと呼ばれます。 $f_{LO} + f_{ZF}$ は上側波帯(USB)と呼ばれ、 $f_{LO} - f_{ZF}$ は下側波帯(LSB)と呼ばれます。これらの応答はIF周波数における雑音となります。そのようなミキサが雑音測定システムの一部としてあると、補正(通常+3dB)をしない限り、2番目の応答(両側波帯応答)により雑音指数測定に誤差が生じます。2番目の応答を取り除くには、単側波帯(SSB)測定ができるように、RFポートにフィルタを追加します。

DSBミキサがDUTである場合、雑音指数を測定するときにどちらか1つの選択ができます。通常ユーザは等価SSB雑音指数を測定します。LO雑音のない受動ミキサの場合は、等価SSB雑音指数はCW信号で測定される変換損失の値に近い値です。この測定を行うには2つの方法があります。入力フィルタを使用すること、あるいは+3dBの補正を行うことです。これらの方法で精密な測定を行う必要がある場合に、確度に関して考慮しなければならない重要な事項があります。それは入力フィルタにより雑音を追加されるのでそれを補正する必要があること、+3dBの補正係数はUSBと LSBの応答が等しいということを仮定しているということです。

ラジオメータやラジオメトリック・センサなどの雑音受信機内で使用されるコンバータは、しばしば両側波帯応答を利用するように設計されます。これらの場合はDSB雑音指数を知る必要があります。この場合補正や入力フィルタは使用されず、結果として測定される雑音指数はDSB帯域内での値になります。

## 雑音指数測定器

### 雑音指数アナライザ

雑音指数アナライザは従来の雑音指数メータに置きかわるもので、最も基本的な雑音指数メータは正確なパワー・ディテクタ付きの受信機とノイズ・ソースを駆動する（通常+28V変調）回路から構成されています。雑音指数アナライザはENRに対する入力部があり、同調周波数を指定し、その周波数に対応する雑音指数の値を表示します。内部では雑音指数メータがYファクタ法を使用して雑音指数を計算します。

雑音指数アナライザは雑音指数メータの諸機能を持っていますが、その外に掃引周波数対雑音指数/利得特性の表示機能や、マーカとリミット・ラインなどの機能も有しています。**Agilent NFA**シリーズの雑音指数アナライザでは、製造環境において重要なファクタである確度および測定速度が向上しています。このNFAは1つの目的、すなわち雑音指数測定に特化してデザインされ、最適化されています。他の測定器を組み合わせた場合、どうしても雑音指数測定の性能に妥協する必要がでできます。



NFAシリーズN8973A雑音指数アナライザ

特長

- 補正雑音指数と利得
- ユーザ定義の周波数テーブルによる掃引測定
- マーカとリミット・ライン
- ENRテーブル/ディスク入力
- 温度と損失の補正
- 直線性の高いディテクタ
- SSBレシーバ・アキテクチャ
- 高速な測定
- 選択可能な測定帯域幅
- 周波数コンバータ機能
- 外部からの局部発振器制御

### スペクトラム・アナライザ

スペクトラム・アナライザは、しばしば雑音指数の測定に使用されます。これは、多くのRFとマイクロ波の生産設備のテスト・ラック内にスペクトラム・アナライザは既に設置されているからです。このProduct Noteに説明されているいずれかの方法で、ソフトウェアとコントローラを使用し、スペクトラム・アナライザを雑音指数測定に使うことができます。信号発生器または直接パワー測定法を使用することで、スペクトラム・アナライザは特に雑音指数の高いデバイスの測定に役立ちます。可変分解能の周波数帯域により狭帯域のデバイスの測定も可能です。

8590シリーズのオプション119のスペクトラム・アナライザでは、パーソナリティ・ソフトウェア付きの内蔵雑音指数測定機能が初めて提供され、これによって測定と計算が内部で実行されるため、ユーザによる雑音指数の直接測定が可能になりました。



8591Eスペクトラム・アナライザ

スペクトラム・アナライザ・ベースの雑音指数アナライザの持つ利点の1つは多機能であるということです。たとえば増幅器の歪み測定が可能です。またスプリアス信号や浮遊信号の所在を特定し、それらの信号が雑音測定に干渉しない周波数帯でのデバイスの雑音指数測定を可能としています。

感度を改善するためには、スペクトラム・アナライザは一般的に低雑音のプリアンプの追加を必要とします。この場合広帯域の雑音パワーや浮遊信号によってシステムを過負荷にしないようにユーザは注意を払う必要があります。外部ソフトウェアによるスペクトラム・アナライザの制御は雑音指数アナライザのファームウェア・ベースの測定アルゴリズムより低速で、またディテクタの確度も最適化された専用の雑音指数アナライザ/メータほど良好ではありません[24]。

## ネットワーク・アナライザ

スペクトラム・アナライザのように、ネットワーク・アナライザも、業界でよく使用されている多機能の計測器です。通常の回路測定に加え、雑音指数測定機能を持つ製品があります。利点は利得や整合測定などデバイス関連のその他の測定機能があることです。通常、回路測定は同じ受信機アーキチャで行われるので、雑音指数のアプリケーションでの使用において、なんらかの性能上の制限がある可能性があります。受信機は両側波帯(DSB)タイプであることが良くあり、この場合雑音指数測定は2つの周波数で実際に測定され、内部補正が適用されます。広い測定帯域幅を使用する場合に周波数レンジ全体に渡りデバイスの雑音指数や利得が一定でないと、この測定は誤差を発生することがあります。狭い帯域幅を使用して狭帯域のデバイスを測定する場合、上側波帯と下側波帯間の未使用的周波数スペクトラルは測定値に寄与せず、ジッタを低減するためには長い測定時間が必要となります。(この章の「ジッタ」を参照)。

ネットワーク・アナライザにはデバイスのSパラメータ測定機能があります。Sパラメータ・データからは不整合補正が得られるため、Sパラメータ・データは雑音指数測定の不確かさを低減できると考えられています。理想的にはこの不整合補正により、デバイスの利得測定の確度が上がる所以、第2段の雑音寄与をより正確に差し引くことができます。残念ながら不整合は第2段の雑音発生にも影響し、この影響はデバイスの雑音パラメータが分からないと補正できません。ノイズ・ソースとDUT入力間に不整合がある場合には、デバイスの入力端でも同じ状況が起ります。(本ノートの第2章の「雑音パラメータ」を参照)[4]。ネットワーク・アナライザ自体では雑音パラメータの測定はできません。雑音パラメータの測定には一般的にネットワーク・アナライザ以外にチューナーとソフトウェアが必要となります。したがってできあがった測定システムは複雑で高価になることがあります。しかし、ネットワーク・アナライザの誤差補正機能は利得測定に対しては大きな利点であると言えます。

## 雑音パラメータ・テストセット

雑音パラメータ・テストセットは、一般的にソフトウェア、ペクトル・ネットワーク・アナライザ、雑音アナライザと組み合わされ、一連の測定のために使用され、これからデバイスの雑音パラメータが決定されます[29](第2章の「雑音パラメータ」を参照)。さらに雑音パラメータを使用して、デバイスの最小雑音指数、最適信号インピーダンス、および信号インピーダンスの雑音指数に対する影響を計算できます。テストセットにはDUTにさまざまな信号源インピーダンスを提供するチューナーがあります。デバイスの全雑音パラメータを測定するには、テストセットの内部回路はテストされる半導体デバイスにバイアスを供給します。ノイズ・ソースはテストセットに接続され、さまざまな信号源インピーダンスでの雑音指数測定を可能とします。対応する信号源インピーダンスはネットワーク・アナライザで測定されます。このデータからデバイスの完全な雑音パラメータが計算できます。一般的にデバイスの完全なSパラメータも測定され、利得パラメータも決定されます。関連する測定項目が多いので、デバイスの全雑音パラメータを測定するには、従来の雑音指数測定より時間がかかりますが、有用なデザイン・パラメータが得られます。低雑音のトランジスタのデータ・シートにはしばしば雑音パラメータが記載されています。良好な整合のとれた50(または75)Ωのシステムで使用されることを前提としているコンポーネントやアセンブリについては、そのアプリケーションにおいて信号源インピーダンスが定められるので、雑音パラメータは一般的には測定されません。

## パワー・メータとTrue-RMSボルトメータ

基本的なレベル測定機器であるパワー・メータとTrue-RMSボルトメータを使用し、本ノートで説明した方法のいずれかによって、必要な計算を行い、雑音指数を測定できます。これらは広帯域の機器なので、その帯域幅をDUTの帯域幅より狭くするためにフィルタが必要です。このようなフィルタは通常、周波数が固定で、その周波数においてのみ測定が可能です。固定のIF周波数を持ち、利得が大きい受信機では、パワー・メータが雑音指数測定によく使用されます。パワー・メータとボルトメータの感度は、通常はあまり良くはありませんが、受信機の利得が十分大きいので測定が可能になります。感度を上げるためにパワー・メータの前に利得(増幅器)を追加する場合、温度ドリフトと発振を避けるように注意する必要があります。



EPMシリーズのパワー・メータ

## 第4章 用語集

### 記号

B	雑音帯域幅
$ b_s ^2$	反射のない負荷に信号発生器が供給するパワー
DSB	両側波帶
ENR dB	過剰雑音比
F	ノイズ・ファクタ
$F_1$	第1段のノイズ・ファクタ
$F_{min}$	最小ノイズ・ファクタ
$F_{sys}$	システムのノイズ・ファクタ
1/f	フリッカ雑音
$G_p$	パワー利得
$G_{ass}$	関連利得
$G_a$	有能利得
$G_i$	挿入利得
$G_t$	トランステューサ利得
G/T	利得対温度比
K	ケルビン(温度の単位)
k	ボルツマン定数
M	雑音測定
$M_u$	不整合の不確かさ
$N_a$	内部付加雑音
NF	雑音指数
$N_{off}$	= $N_1$ (Yファクタを参照)
$N_{on}$	= $N_2$ (Yファクタを参照)
$N_1$	$T_c$ に対する $N_{out}$ (Yファクタを参照)
$N_2$	$T_h$ に対する $N_{out}$ (Yファクタを参照)
$N_i$	入力雑音パワー
$N_o$	出力雑音パワー
$R_n$	等価雑音抵抗
$r_n$	等価雑音抵抗(正規化)
RSS	2乗和のルート
SSB	単側波帶
$ S_{21} ^2$	順方向伝送係数
$S_i$	入力信号パワー
$S_o$	出力信号パワー
$T_a$	雑音温度
$T_c, T_c$	コールド温度( $T_c$ を参照)
$T_e$	実効入力雑音温度
$T_h, T_h$	ホット温度( $T_h$ を参照)
$T_{ne}$	実効雑音温度
$T_{off}$	オフ温度( $T_{off}$ を参照)
$T_{on}$	オン温度( $T_{on}$ を参照)
$T_{op}$	動作雑音温度
$T_o$	標準雑音温度(290K)
$T_s$	実効信号源雑音温度
$\Gamma_{opt}$	最適信号源反射係数
$\Gamma_s$	信号源反射係数
$\Gamma_L$	負荷反射係数

### 用語解説

**関連利得( $G_{ass}$ )** 信号源反射係数が $F_{min}$ に対応した最適反射係数 $\Gamma_{opt}$ であるときのデバイスの有能利得。

**有能パワー利得( $G_a$ )** [2, 35, 40]特定の周波数における回路出力端からの有能パワー $P_{ao}$ の、信号源からの有能パワー $P_{as}$ に対する比。

$$G_a = \frac{P_{ao}}{P_{as}} \quad (1)$$

出力が $|b_s|^2$ で反射係数が $\Gamma_s$ の信号源については、次式が成り立ちます。

$$P_{as} = \frac{|b_s|^2}{1 - |\Gamma_s|^2} \quad (2)$$

$$P_{ao} = \frac{|b_s|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_2|^2)}{|(1 - \Gamma_s S_{11})(1 - \Gamma_2^* S_{22}) - \Gamma_s \Gamma_2^* S_{12} S_{21}|^2} \quad (3)$$

ここで、

$$\Gamma_2 = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_s}{1 - S_{11} \Gamma_s} \quad (4)$$

有能出力パワーを表わす別の式は次の通り。

$$P_{ao} = \frac{|b_s|^2 |S_{21}|^2}{|1 - \Gamma_s S_{11}|^2 (|1 - |\Gamma_2|^2)} \quad (5)$$

これらによって、 $G_a$ の2つの式が導かれます。

$$G_a = |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_s|^2)(1 - |\Gamma_2|^2)}{|(1 - \Gamma_s S_{11})(1 - \Gamma_2^* S_{22}) - \Gamma_s \Gamma_2^* S_{12} S_{21}|^2} \quad (6)$$

$$G_a = |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s S_{11}|^2 (1 - |\Gamma_2|^2)} \quad (7)$$

**注:**  $G_a$ は、ネットワーク・パラメータと信号源反射係数 $\Gamma_s$ の関数です。 $G_a$ は、負荷反射係数 $\Gamma_L$ には依存しません。 $G_a$ は、しばしばdB単位で表わされます。

$$G_a(\text{dB}) = 10 \log \frac{P_{ao}}{P_{as}} \quad (8)$$

**帯域幅(B)** 雑音帯域幅を参照してください。

**ボルツマン定数(k)**  $1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$

**カスケード効果** [8] 複数の回路がカスケード接続されている場合、個別の回路の雑音特性 ( $F$ 、 $T_e$  および  $G_a$ ) と全体、あるいは組み合わされた回路の雑音特性との関係。 $F_1$ 、 $F_2$ 、... $F_n$  (数値比、dBではない) が個別の雑音指数で、 $G_{a1}$ 、 $G_{a2}$ 、... $G_{an}$  (数値比) が個別の有能利得である場合、組み合わされた雑音指数は次式のようになります。

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{a1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{a1}G_{a2}} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_{a1}G_{a2} \dots G_{a(n-1)}} \quad (1)$$

組み合わされた有能利得は次式となります。

$$G_a = G_{a1}G_{a2} \dots G_{an} \quad (2)$$

個別の実効入力雑音温度  $T_{e1}$ 、 $T_{e2}$ 、... $T_{en}$  を使用すると、全体の実効入力雑音温度は次式となります。

$$T_e = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_{a1}} + \frac{T_{e2}}{G_{a1}G_{a2}} + \dots + \frac{T_{en}}{G_{a1}G_{a2} \dots G_{a(n-1)}} \quad (3)$$

**注：**上記のそれぞれの  $F_i$ 、 $T_{ei}$ 、 $G_{ai}$  は、その前段の出力インピーダンスに相当する信号源インピーダンス値を基準とします。

**ダイオード・ノイズ・ソース** [11、12、13、15、20、21] アバランシェ領域に逆バイアスされた半導体ダイオード内で発生する雑音に依存したノイズ・ソース。整合の取れたデバイスの過剰雑音比は通常は15dB ( $T_{ne} \approx 10000K$ ) です。インピーダンス整合と平坦な周波数応答を犠牲にすると、より高い過剰雑音比が得られます。

**両側波帯(DSB)** 単側波帯(SSB) を参照してください。

**実効入力雑音温度 ( $T_e$ )** [17] 実際のDUTを雑音のない入力ポートに接続した場合に出力される雑音パワーと、等価であるが雑音のないDUTを用い、その入力インピーダンスをある温度にしたとき等しい出力雑音パワーが得られる場合に、この温度を実効入力雑音温度という。同一の温度が出力周波数に寄与する周波数のセット全体に同時に適用されます。複数の入力ポートがあり、各ポートは特定のインピーダンスを持つ場合、同じ温度がすべてのポートに同時に適用されます。 $T_e$  を定義する上で出力ポート以外のすべてのポートは入力ポートであると見なされます。单一入力周波数と单一出力周波数を持つ2ポートのトランスデューサについては、 $T_e$  と雑音指数  $F$  との間に次式が成り立ちます。

$$T_e = 290(F-1) \quad (1)$$

**実効雑音温度( $T_{ne}$ )** [1] (これは、たとえばノイズ・ソースのような1ポートの属性です。) ノイズ・ソースが無反射、無放射の負荷に接続されたときに、ノイズ・ソースの出力ポートから発生するパワーに等しいパワーを供給する温度。雑音温度  $T_a$  と実効雑音温度  $T_{ne}$  との関係は次式で与えられます。

$$T_{ne} = T_a (1 - |\Gamma|^2)$$

ここで、 $\Gamma$  はノイズ・ソースの反射係数です。発生するパワーの比例定数は  $kB$  で、次式が成り立ちます。

$$T_{ne} = \frac{P_e}{(kB)}$$

ここで、 $P_e$  は発生パワー、 $k$  はボルツマン定数、 $B$  はパワー測定の帯域幅です。測定帯域幅でのパワー・スペクトル密度は一定と仮定します。

**等価雑音抵抗 ( $r_n$  または  $R_n$ )** 雜音指数円を参照してください。

**過剰雑音比(ENR)** [1] 次式を使ってホットとコールドの雑音温度 ( $T_h$  と  $T_c$ ) から計算されるノイズ・ソースの属性。

$$ENR_{dB} = 10 \log \frac{T_h - T_c}{T_o} \quad (1)$$

ここで、 $T_o$  は標準温度290Kです。雑音温度  $T_h$  と  $T_c$  は「実効」雑音温度である必要があります。(「実効雑音温度」を参照) [25]。ダイオード・ノイズ・ソースのENR校正では、 $T_c = T_0$  であると仮定します。

ENR と  $T_h$  間の関係のいくつかは考慮する価値があります。ENR の0dBは  $T_h = 580K$  に相当します。 $T_h = 100^\circ C$  (373K) は、ENR  $-5.43dB$  に相当します。 $T_h = 290K$  は ENR  $-\infty dB$  に相当します。

**フリッカ雑音と1/f雑音** [33、39] そのパワー・スペクトル密度が周波数の増加に伴って逆に変化(減少)する雑音をいう。特に音声周波数域や約100MHz未満のGASFETにとっては重要なとなります。

**順方向伝送係数( $S_{21}$ )<sup>2</sup>** 特定の周波数で、回路が無反射の負荷で終端され、無反射の信号発生器で励振されている場合、回路の出力端から送出されるパワーの、入力端に供給されるパワーに対する比。

このパラメータの大きさは、しばしば次のようにdB単位で表わされます。

$$|S_{21}|^2 \text{ (dB)} = 10 \log |S_{21}|^2 \quad (1)$$

**利得対温度比(G/T)** [32、41] アンテナも含め、全システムの動作を表わす衛星通信システムや電波天文台用の受信機システムの性能指数。分子はアンテナ利得、分母は受信機の動作雑音温度です。この比は $10\log(G/T)$ によってdB単位で表われられます。G/Tは、しばしばアンテナ入力が「ホットな」天体ノイズ・ソースである場合の受信機の応答と、入力が宇宙バックグラウンド輻射( $\approx 3K$ )であるときの応答との比として測定されます。

**ガス放電ノイズ・ソース** [25、26] イオン化したガスの温度に依存したノイズ・ソース。通常このタイプのノイズ・ソースには、放電を開始するためには数千ボルトの電圧が必要ですが、放電を維持するには百ボルト位しか必要ではありません。高い点火電圧が出力端から放出され、ある種の低雑音半導体素子を損傷することがあります。ほとんどのアプリケーションでガス放電ノイズ・ソースはアバランシェ・ダイオードのノイズ・ソースに置き換わりました。しかしみり波の波長帯では、ガス放電管がいまだに使用されています。アルゴン放電管の過剰雑音比(ENR)は約15.5dB(10000K)です。

**ガウシアン雑音** [6] 確率分布関数や確率密度関数がガウス分布である雑音。つまり次に示す正規分布を持つ雑音。

$$p(x) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (1)$$

ここで、 $\sigma$ は標準偏差です。特性が安定または静的な雑音です。ある小さな事象の非常に多数の和から生成され、確率論の中央極限定理によりガウス分布をとる傾向があります。熱雑音やショット・ノイズはガウシアンです。

**ホット/コールド・ノイズ・ソース** ある意味でほとんどの雑音指数測定は、2つの信号源温度、すなわちホットとコールドの温度での雑音パワー測定に依存していると言えます。しかしながら「ホット/コールド」という表現は、しばしば液体窒素の温度(77K)あるいは液体ヘリウム(4K)の温度におけるコールド終端と373K(100°C)のホット終端で行われる測定のことを指します。時々このような終端は一次標準として使用されたり、極めて正確な校正ラボラトリでの測定に使用されます。

**挿入利得( $G_i$ )** 信号発生器と負荷の間にDUTを挿入して測定される利得。分子はDUTが挿入されている場合の負荷に供給されるパワー $P_d$ です。分母、すなわち基準パワー $P_r$ は信号源が直接負荷に接続されている場合に負荷に供給されるパワーです。分母の測定は校正ステップと呼ばれます。

$$G_i = \frac{P_d}{P_r} \quad (1)$$

信号源と負荷が直接接続されているときの負荷のパワーは次式の通りです。

$$P_r = |b_r|^2 \frac{1 - |\Gamma_1|^2}{|1 - \Gamma_1 \Gamma_s|^2} \quad (2)$$

ここで、添え字“r”は、基準パワーの検証をしているとき、すなわち校正中の信号源の諸特性を示します。DUTが挿入されているときの負荷のパワーは次式で与えられます。

$$P_d = |b_d|^2 |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_1|^2}{|(1 - \Gamma_{sd} S_{11})(1 - \Gamma_1 S_{22}) - \Gamma_1 \Gamma_{sd} S_{12} S_{21}|^2} \quad (3)$$

または、

$$P_d = |b_d|^2 |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_1|^2}{|1 - \Gamma_{sd} S_{11}|^2 |1 - \Gamma_1 \Gamma_2|^2} \quad (4)$$

$$\Gamma_2 = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_{sd}}{1 - \Gamma_{sd} S_{11}} \quad (5)$$

式(3、4、5)内で、添え字“d”はDUTが挿入されているときの信号源の諸特性を示します。SパラメータはDUTのSパラメータを示します。校正中とDUTを挿入しているときの信号源の諸特性は往々にして異なります。たとえばDUTが導波管入力で70MHzのIF出力のマイクロ波受信機であるとします。この場合校正中には信号源は70MHzの同軸出力を有しますが、DUTが挿入されているときは、信号源はそのマイクロ波周波数の導波管出力を有します。上記の式を使用すると、挿入利得は次式で与えられます。

$$G_i = |S_{21}|^2 \frac{|\mathbf{b}_d|^2}{|\mathbf{b}_r|^2} \frac{|1 - \Gamma_1 \Gamma_{sr}|^2}{|(1 - \Gamma_{sd} S_{11})(1 - \Gamma_1 S_{22}) - \Gamma_1 \Gamma_{sd} S_{12} S_{21}|^2} \quad (6)$$

または

$$G_i = |S_{21}|^2 \frac{|\mathbf{b}_d|^2}{|\mathbf{b}_r|^2} \frac{|1 - \Gamma_1 \Gamma_{sr}|^2}{|1 - \Gamma_{sd} S_{11}|^2 |1 - \Gamma_1 \Gamma_2|^2} \quad (7)$$

校正中とDUTが挿入されているときに同じ周波数の同じ信号源が使用される場合は、 $|\mathbf{b}_d|^2 = |\mathbf{b}_r|^2$ 、 $\Gamma_{sr} = \Gamma_{sd}$ となります。增幅器の測定ではこれが一般的です。

**測定器の不確かさ** 測定器の回路内の誤差に起因する不確かさ。雑音指数アナライザ/メータでは、これには、ディテクタ、A/Dコンバータ、算術丸めの影響、ミキサの非直線性、飽和の影響、測定中の利得不安定による誤差が含まれます。この不確かさは仕様シートに記載されているので、良く測定全体の確度であると誤解されがちです。しかし現在の計測技術を以ってすれば、これらが不確かさの最も重要な原因になることはまずありません。

**ジョンソン雑音**[19] 热雑音と同じです。

**最小ノイズ・ファクタ( $F_{min}$ )** 雜音指数円を参照してください。

**不整合の不確かさ( $M_u$ )** 不整合の不確かさは1つのデバイス(信号源)と次のデバイス(負荷)間の再反射により引き起こされます。再反射が原因で、信号源から発生するパワー(負荷への入射)は無反射負荷のときのパワー値と異なってきます。

再反射の影響を含む負荷への入射パワーは次式で与えられます。

$$P_i = \frac{|\mathbf{b}_s|^2}{|1 - \Gamma_s \Gamma_1|^2} \quad (1)$$

ここで、 $|\mathbf{b}_s|^2$ は信号源が無反射負荷に供給するパワー、 $\Gamma_s$ は信号源反射係数、 $\Gamma_1$ は負荷反射係数です。 $|\mathbf{b}_s|^2$ が与えられた場合に、入射パワー $P_i$ を正確に求める(あるいはその反対に $P_i$ が与えられ、 $|\mathbf{b}_s|^2$ を正確に求める)には、 $\Gamma_s$ と $\Gamma_1$ の位相と振幅が必要であり、おそらくベクトルネットワーク・アナライザが必要となります。

反射係数の位相が未知である場合は、 $\Gamma_s$ と $\Gamma_1$ の振幅、たとえば $P_s$ と $P_1$ から $|1 - \Gamma_s \Gamma_1|^2$ の極限を計算できます。ノモグラフ(図4-1)で、dB単位での $|1 - \Gamma_s \Gamma_1|^2$ の極限を求めることができます。

$$M_u = 20 \log(1 \pm P_s P_1)$$

雑音指数測定への不整合の影響を解析することは極めて複雑になります。たとえばインピーダンスが完全に $50\Omega$ ではないノイズ・ソースの場合を考えてみます。

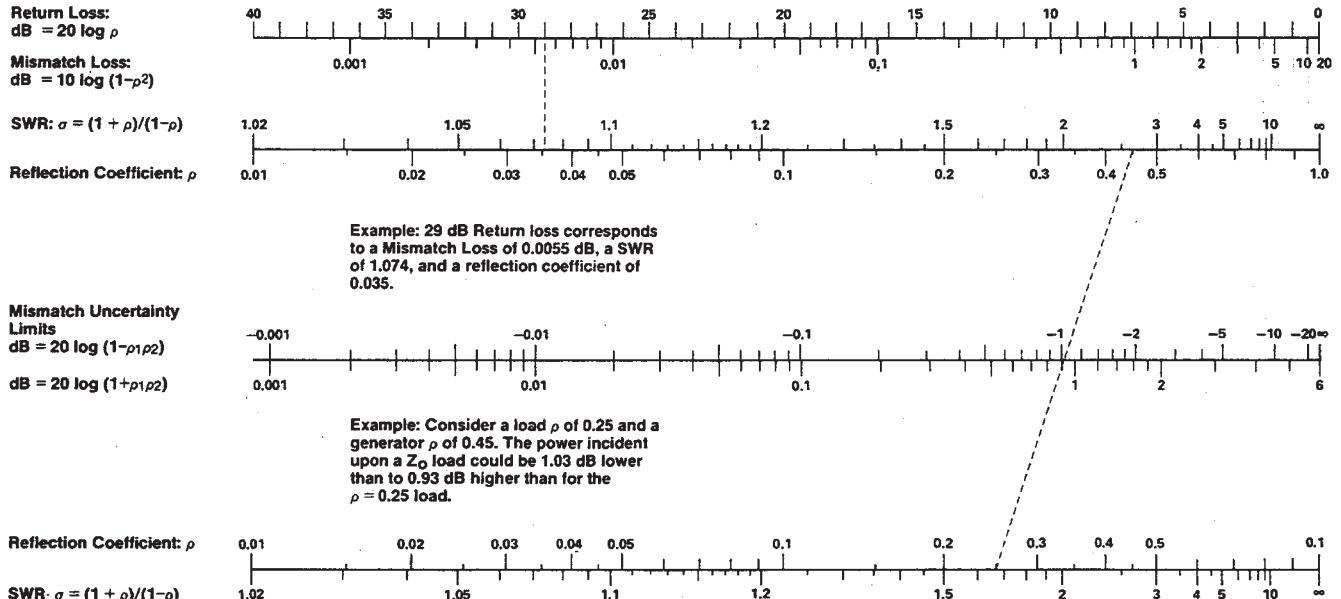


図4-1 反射係数の振幅のみが既知である場合、このノモグラフで再反射の影響の極限値を求めることができます。このノモグラフが示す不整合の不確かさの限界は入力にアイソレータがあるデバイスの雑音指数測定確度に適用されます。

信号源はそれ自身が発生する雑音を再反射するだけでなく、DUT内で発生する雑音とDUT入力端で生じる雑音をも反射します(DUTが追加する雑音は結局、信号源インピーダンスの関数になります)。信号源インピーダンスの変化はDUTの有能利得をも変化させます(有能利得も信号源インピーダンスの関数であることを思い出してください)。信号源インピーダンスがホット状態とコールド状態で変化するので、状況はさらに複雑になります[23]。不整合の影響を評価する簡単な経験則を打ち立てる数多くの試みがなされました。これまで十分な成果は出ていません。1つの非常に重要なケースがStridによって解析され[36]、非常に簡潔な結果が得られました。Stridは入力端にアイソレータを含むDUTを考え、そのアイソレータには、その後段に続くデバイスとノイズ・ソース間の相互作用を阻止するに十分なアイソレーションがあるものとしました。アイソレータの入力端から発生する雑音とアイソレータとノイズ・ソース間の再反射の影響は最終結果に含まれています。結果として雑音指数の誤差は次式で与えられます。

$$\Delta F(\text{dB}) = F_{\text{act}}(\text{dB}) - F_{\text{ind}}(\text{dB}) \quad (2)$$

$$= 10 \log \frac{1}{|1 - S_{11} \Gamma_{sh}|^2} \quad (3)$$

ここで、 $F_{\text{act}}$ は無反射ノイズ・ソースの雑音指数、 $F_{\text{ind}}$ は雑音指数の測定値、 $S_{11}$ はDUT、たとえばアイソレータの入力端からアイソレータ側を見たときの反射係数、 $\Gamma_{sh}$ はホット(オン)状態のノイズ・ソース側を見たときの反射係数です。Stridはアイソレータと $T_{\text{cold}}$ は両方とも290Kであるという仮定もしました。この結果はDUTの雑音指数、Yファクタ、 $T_{\text{cold}}$ 時のノイズ・ソース反射係数に依存しないことに注意してください。

不整合の不確かさは測定システムの雑音寄与を評価する場合や、利得測定時のDUTの出力端でも発生することがあります。利得測定への不整合の影響は有能利得と挿入利得との差を評価することで計算できます。

不整合の不確かさは雑音指数の測定では、しばしば最も顕著な不確かさになることがあります。補正を行うには、全雑音の特性(雑音指数円を参照)と反射係数の位相と振幅を測定する必要があります。

$N_1$  「Yファクタ」を参照してください。

$N_2$  「Yファクタ」を参照してください。

$N_{\text{off}}$   $N_1$ と同じです。「Yファクタ」を参照してください。

$N_{\text{on}}$   $N_2$ と同じです。「Yファクタ」を参照してください。

**追加雑音( $N_a$ )** 被試験回路内の信号源から発生する出力雑音パワーの成分。出力雑音のこの成分は回路の入力信号源で発生する雑音が増幅されて発生する成分とは区別されます。時として追加雑音は入力ポートを基準にする、すなわち出力端での追加雑音パワーをGで割った値とすることがあります。

**雑音帯域幅** [18, 26]検討している実際のシステムが通過させる量と同じ量の雑音パワーを通過させる等価な矩形の通過帯域。通過帯域の高さはある基準周波数でのトランスペューサ・パワー利得です。通常この基準周波数として帯域の中心か、あるいは最大利得を持つ周波数のいずれかが選ばれます。等価な(矩形の)利得対周波数曲線の下の面積は、実際の利得対周波数曲線の下の面積と等しくなります。式は次のようにになります。

$$B = \int_0^\infty \frac{G(f)df}{G_0} \quad (1)$$

ここで、 $G_0$ は基準周波数での利得です。多段のシステムでは雑音帯域幅は3dB帯域幅とほぼ等しくなります。

**雑音指数とノイズ・ファクタ(NFとF)** [7]「入力終端の雑音温度がすべての周波数において標準温度(290K)である場合に、出力ポートで利用可能な、指定された出力周波数における合計雑音パワー/Hz」を(1)。「上記の合計雑音パワー/Hz中の入力終端に起因する部分」を(2)とした場合、指定された周波数におけるノイズ・ファクタは(2)に対する(1)の比となります。

出力雑音パワーは、しばしば2つの成分、つまりデバイスから追加された雑音 $N_a$ および増幅された入力雑音、たとえばDUTによって増幅された入力終端からの出力パワー $kT_o BG$ から成ると考えられます。この場合雑音指数は次式で与えられます。

$$F = \frac{N_a + kT_o BG}{kT_o BG} \quad (1)$$

**注:** 雜音指数によってシステムを評価することは、入力終端のインピーダンス(またはそれと等価な属性)が指定されている場合にだけ意味があります。

時として雑音指数とノイズ・ファクタは次式で区別されます[31]。

$$\text{雑音指数} = 10 \log (\text{ノイズ・ファクタ}) \quad (2)$$

したがって雑音指数はdB単位、ノイズ・ファクタは数値比となります。ときにはこれらの用語は区別されずに使用されています。しかし $10\log(NF)$ を採用するときには記号"dB"は必ず使用されますので、混乱の心配はありません。"dB"がないときは、数値比を示しています。

**雑音指數円** [9、18] これは信号源インピーダンス、アドミタンス、または回路から見た反射係数の複素平面上にプロットされる一定雑音指數の等高線です。信号源反射係数  $\Gamma_s$  の関数として回路のノイズ・ファクタを表わす一般式は次の通りです。

$$F = F_{\min} + \frac{4R_n}{Z_0} \cdot \frac{|\Gamma_{\text{opt}} - \Gamma_s|^2}{|1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)} \quad (1)$$

ここで、 $\Gamma_{\text{opt}}$ は回路の雑音指數を最小とする信号源反射係数、 $F_{\min}$ は最小雑音指數、 $Z_0$ は $\Gamma_s$ の定義に使用される基準インピーダンス(通常は $50\Omega$ )で、 $R_n$ は等価雑音抵抗と呼ばれるものです。時には $R_n/Z_0$ は単一のパラメータ $r_n$ として与えられ、正規化された等価雑音抵抗と呼ばれます。 $\Gamma_s$ の関数としてプロットされるF一定の軌跡は複素平面上で円になります。低い雑音指數と平坦な利得を実現するため回路全体の最適化を行う場合、有能利得と共に表示される雑音指數円は大変有用なものとなります。

**雑音測定(M)** [14] 雜音指數と回路の利得の両方を含む品質ファクタで、次式で表わされます。

$$M = \frac{(F - 1)}{1 - \frac{1}{G}} \quad (1)$$

異なる雑音指數と利得を持つ2つの増幅器がカスケード接続される場合、全体の雑音指數を最小にするには入力側に低いMを持つ増幅器を使用する必要があります。雑音指數や有能利得と同様に、回路の雑音尺度は一般的に信号源インピーダンスによって変化します[9]。どの増幅器を最初に配置するかを決定するには、各増幅器のFとGがカスケードの順序とは無関係となるような信号源インピーダンスとなるようにする必要があります。

雑音尺度は、等しい回路を無限にカスケード接続した場合の全体の雑音指數を表わす式にも使用されます。全体の雑音指數は次式で与えられます。

$$F_{\text{tot}} = F + \frac{F - 1}{G_a} + \frac{F - 1}{G_a^2} + \frac{F - 1}{G_a^3} + \dots \quad (2)$$

$$F_{\text{tot}} = 1 + \frac{F - 1}{1 - \frac{1}{G_a}} \quad (3)$$

$$F_{\text{tot}} = 1 + M \quad (4)$$

時として式(2)の $F_{\text{tot}}$ は式(1)のMの代わりに、雑音尺度と呼ばれことがあります。両者の数値は1異なるので、どちらの定義が使われているか注意が必要です。

**雑音温度( $T_a$ )** [1] 信号源から有能パワー・スペクトル密度を放射する温度。これは信号発生器と負荷の反射係数が複素共役の関係にあるときに得られます。有能パワー $P_a$ との関係は次の通りです。

$$T_a = \frac{P_a}{kB} \quad (1)$$

ここで、kはボルツマン定数、Bはパワー測定の帯域幅です。測定帯域でのパワー・スペクトル密度は一定と仮定します。実効雑音温度( $T_{ne}$ )も参照してください。

雑音温度は実際の信号源と同じ有能雑音パワー・スペクトルを持つ受動信号源抵抗の温度と等価的に定義することもできます[26]。

**ナイキストの定理** 热雑音を参照してください。

**動作雑音温度( $T_{op}$ )** [7] 次式で与えられる温度(単位K)。

$$T_{op} = \frac{N_o}{kG_s} \quad (1)$$

ここで、 $N_o$ は指定された周波数で、動作状態の出力回路に供給されるDUTからの出力雑音パワー/Hz、kはボルツマン定数、 $G_s$ はその信号に対するトランステューサ・パワー利得です。**注**: 単一の入力および単一の出力周波数を持つ線形2ポートのトランステューサにおいて、 $T_{op}$ と入力終端の雑音温度 $T_a$ 、実効入力雑音温度 $T_e$ とのにつぎの式が成り立ちます。

$$T_{op} = T_a + T_e \quad (2)$$

**最適反射係数( $\Gamma_{\text{opt}}$ )** 雜音指數円を参照してください。

**パーティション・ノイズ** [26、39] デバイスの各種電極間やエレメント間での電流のランダムな分離に起因する見かけ上の追加雑音源。

**パワー利得(Gp)** [2、35、40] 指定された周波数において、回路によって任意の負荷に供給されるパワー $P_1$ の、信号源によって回路に供給されるパワー $P_s$ に対する比。

$$G_p = \frac{P_1}{P_s} \quad (1)$$

しばしば「パワー利得」という用語と記号Gは雑音に言及する場合に使用されますが、この場合「有能パワー利得( $G_a$ )」、「トランスデューサ・パワー利得( $G_t$ )」または「挿入パワー利得( $G_i$ )」を意味します。任意の信号源や負荷について回路のパワー利得は次式で与えられます。

$$G_p = |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_1|^2}{|1 - |\Gamma_1|S_{22}|^2(1 - |\Gamma_1|^2)} \quad (2)$$

ここで、 $\Gamma_1$ は次の通りです。

$$\Gamma_1 = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_1}{1 - \Gamma_1 S_{22}} \quad (3)$$

**注1** :  $G_p$ は負荷反射係数と回路のSパラメータの関数ですが、信号源反射係数には依存しません。

**注2** :  $G_a$ の式で $\Gamma_s$ に $\Gamma_1$ を代入し、 $S_{11}$ に $S_{22}$ を代入すると $G_p$ の式になります。

$G_p$ は、しばしば次式によりdB単位で表わされます。

$$G_p(\text{dB}) = 10 \log \frac{P_1}{P_s} \quad (4)$$

**不確かさの二乗和のルート(RSS)** 既に分かっている複数の個々の不確かさの限界を組み合わせ、全体の不確かさを算出する方法。特定の測定でそれぞれの不確かさが、±A、±B、±Cなどである場合、RSSの不確かさは次式で与えられます。

$$U_{\text{RSS}} = (\text{A}^2 + \text{B}^2 + \text{C}^2 + \dots)^{1/2} \quad (1)$$

RSSの不確かさは、測定誤差のほとんどが、システム的なものであって、ランダムでなくとも、互いに独立しているという事実に基づいています。それらは独立しているので、相互関係という点ではランダムであり、互いにランダム変数と同様な結び付きを持っています。

**第2段の影響** DUTが第1段に、測定機器が第2段にある測定状態でのカスケードの影響について考察します。測定される雑音指数はカスケード接続されたDUTと測定機器を組み合せた雑音指数です。 $F_2$ が測定システム単体のノイズ・ファクタで、 $F_{\text{sys}}$ がDUTとシステムを組み合せたノイズ・ファクタである場合、DUTのノイズ・ファクタ $F_1$ は次式で与えられます。

$$F_1 = F_{\text{sys}} - \frac{F_2 - 1}{G} \quad (1)$$

ここで、GはDUTの利得です。

**注** : 式(1)の $F_2$ はDUTの出力インピーダンスに等しい信号源インピーダンスで測定された測定システム単体のノイズ・ファクタです。

**感度** 回路の動作が信頼できる状態の下で、その回路が検出可能な最小の信号。感度は出力雑音パワーのM倍の出力信号パワーを生じる場合の回路の入力端での最小信号の強度を指します。この場合Mを指定する必要がありますが、M=1が良く使われます。290Kの信号源温度の場合、感度と雑音指数の関係は次式で与えられます。

$$S_i = M k T_o B F \quad (1)$$

dBm単位では、次のようにになります。

$$S_i(\text{dBm}) = -174 \text{ dBm} + F(\text{dB}) + 10 \log B + 10 \log M \quad (2)$$

したがって感度は帯域幅がわかれば、地上波システムの雑音指数に関連します。

**ショット・ノイズ** [6、39] 雜音は電流の量子化されたランダムな性質により生じます。電流は電荷の最小単位( $e=1.6 \times 10^{-19}$ クーロン)によって制限されており、連続ではなく量子化されています。また荷電粒子はランダムな間隔で流れます。ある境界への1つの単位電荷の到着は、前の単位電荷がいつ到着したか、あるいは次の単位電荷がいつ到着するかということには無関係です。直流電流 $I_0$ が流れている場合、平均電流は $I_0$ ですが、電流の変動がどうであるか、電流のランダムな変動にどのような周波数が含まれているかということは分かりません。粒子流のランダムな発生に関する統計的な解析では、電流変動の二乗平均は、周波数領域において、キャリアがデバイスを通過する遷移時間の逆数の周波数まで一様分布していることが知られています。熱雑音と同様に、この雑音電流から発生する雑音パワーは負荷抵抗内で帯域幅に比例するパワーを発生します。

$$i_n^2(f) = 2eI_0 A^2/\text{Hz} \quad (2)$$

この式はキャリアがデバイスを通過する遷移時間よりはるかに短い周期の周波数に対して成り立ちます。負荷抵抗を流れる雑音を含む電流はショット・ノイズと呼ばれるパワー変動を生じます。

**単側波帯(SSB)** 2つの主な周波数帯域の中の1つだけを使用してIFに変換する方式。雑音指数の説明では、単測波帯は無線スペクトルを最適に利用するために、搬送波のどちらか一方の片側帯域のエネルギーを抑制する通信システム変調方式に関連して説明されています。ミキサと周波数 $f_{LO}$ の局部発振器を使用してダウン・コンバージョンすることで中間周波数 $f_{IF}$ を生成するシステムでも数多くの雑音指数測定が行われます。通常ミキサからのIFパワーは帯域幅Bの増幅器によって増幅されます。これらのダウン・コンバージョン・システムのいくつかは、 $f_{LO} + f_{IF}$ を中心とする帯域幅B内の信号だけに応答します。これは上側波帯(USB)の単側波帯測定です。他のいくつかのシステムとして $f_{LO} - f_{IF}$ を中心とする帯域幅B内の信号だけに応答するシステムがあります。これは下側波帯(LSB)の単側波帯測定です。その他のシステムとして両帯域内の信号に応答するものがあります。この測定は両側波帯(DSB)と呼ばれます。通常SSBシステムはプリセレクト・フィルタリングやイメージ・リジェクションを使用して、不要な側波帯を除去します。

受信機やミキサのDSB雑音指数の測定結果を単側波帯(SSB)用として解釈することで良く混乱が生じます。この混乱の原因は雑音指数の定義(この用語集の雑音指数の記述を参照)では、その分子はイメージ周波数やその他のスプリアス応答も含め、システムのすべての周波数変換から生じる雑音を含む必要があると記述されていますが、分母にはシステムの主周波数変換から生じる雑音だけを含む必要があると記述されていることです。上側波帯と下側波帯に対し等しく応答しますが、意図する周波数変換は片側の側波帯に対してのみ行われるシステムにおいては、定義されている分母の雑音パワーは入力雑音に起因する全測定出力パワーの半分である必要があります(両帯域で利得と帯域幅が同じであるということを前提)。両側波帯の雑音指数測定では、通常この区別はありません。雑音源はすべての周波数において雑音を含んでいるので、すべての周波数変換による雑音は、分母と分子の両方に含まれます。したがって測定される回路の最終的な用途では、1つの側波帯内の信号だけが必要ですが、回路は両側波帯内の雑音に応答する場合、DSB測定の分母は大きすぎることとなり、測定される雑音指数は小さすぎることになります。通常この倍率は2倍(3dB)です。

両方の側波帯が必要とされ、処理される場合があります。この場合測定されるDSBの雑音指数は正しく、補正する必要はありません。これらのアプリケーションの多くでは、測定される信号は放射信号なので、受信機はラジオ・メータと呼ばれます。ラジオ・メータは電波天文学で使用されます。

両側波帯に応答する測定システムによる増幅器の雑音指数測定では、3dBの補正係数を含める必要はありません。この場合雑音指数測定システムは両側波帯の情報を使用するので、ラジオ・メータとして動作します。

**スポット雑音指数とスポット・ノイズ・ファクタ** 雜音指数やノイズ・ファクタが、広い帯域に渡り平均化されるのではなく、単一の周波数に関連していることを強調したいときに使用される用語。

**標準雑音温度( $T_0$ )** [7] 雜音指数測定の標準となる基準温度。290Kと定義されています。

$T_{C'}$ 、 $T_c'$  または  $T_{cold}$  2つのノイズ・ソース温度の中の低温の方。通常は単位K(ケルビン)で表わし、回路の雑音特性測定に使用されます。

$T_{H'}$ 、 $T_h'$  または  $T_{hot}$  2つのノイズ・ソース温度の中の高温の方。通常は単位K(ケルビン)で表わし、回路の雑音特性測定に使用されます。

$T_{off}$  ノイズ・ソースが「オフ」にバイアスされている温度で、通常は単位K(ケルビン)で表わします。 $T_{cold}$ と同一です。

$T_{on}$  ノイズ・ソースが「オン」にバイアスされている温度で、通常は単位K(ケルビン)で表わします。 $T_{hot}$ と同一です。

**熱雑音** [19, 26, 30] 热雑音は粒子の一集合体が有限の温度を持つ結果として呈する運動エネルギーを示します。いくつかの粒子が荷電(イオン化)している場合は、もし適当な伝送経路があれば、振動する運動エネルギーが他のデバイスと電気的に結合します。電圧の確率分布は二乗平均電圧について次式に示すガウス分布となります。

$$\overline{e_n^2} = 4kT \int_{f_1}^{f_2} R(f)p(f)df \quad (1)$$

$$p(f) = \frac{hf}{kT} \left( e^{-\frac{hf}{kT}} - 1 \right)^{-1} \approx 1 \quad (2)$$

ここで、kはボルツマン定数( $1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$ )、Rは単位Ωの抵抗、fは単位Hzの周波数、 $f_1$ と $f_2$ はその範囲で電圧が観測される帯域を指定し、hはプランク定数( $6.62 \times 10^{-34} \text{Js}$ )です。100GHz未満の周波数については $T = 290\text{K}$ 、 $l>p(f) > 0.992$ 、つまり $p(f) = 1$ であり、式(1)は次のようになります。

$$\begin{aligned}\overline{e_n^2} &= 4 kTR(f_2 - f_1) \\ &= 4 kTRB\end{aligned}\quad (3)$$

有能パワー、つまり絶対ゼロである複素共役な負荷に供給されるパワーは次のようにになります。

$$\begin{aligned}P_a &= \frac{\overline{e_n^2}}{4R} \\ &= kT(f_2 - f_1) \\ &= kTB\end{aligned}\quad (4)$$

$kTB$ の単位は通常はJ/sで、Wと同じです。

有能パワー・スペクトル密度は $kT$ (W/Hz)です。これまでの展開から見ると式(3)の方が式(4)より基本的と思われますが、Nyquist[30]は最初にパワー・スペクトル密度の値(式(4))を導き、次に関連する電圧と電流(式(3))を計算しました。電圧源の式は次の通りです。

$$e_n^2 df = 4 RkT df \quad (5)$$

式(5)は、しばしばナイキストの定理といわれるものです。この定理とサンプリング理論や安定判別法など他の領域でのナイキストの業績と混同してはいけません。ここに述べたものと異なる関係式も他の領域でナイキストの定理といわれることがあります。Tが標準温度 $T_0$ (290K)と等しければ、 $k T_0 = 4 \times 10^{-21} W/Hz = -174 dBm/Hz$ となります。

$kTB$ を少し検討すると、各因子の意味が分かります。ボルツマン定数kは、電気的な手段で取り出し得る粒子1個当たり、温度1度当たりの平均機械エネルギーです。したがって、ボルツマン定数はエネルギーを表現する2つの形式、つまり絶対温度による方法とジュールによる方法の間の変換定数であるといえます。

有能パワーは直接温度に依存します。高い温度あるいは大きな振動の形で存在するエネルギーが大きければ大きいほど、1秒間当たり取り出し可能なエネルギーも大きくなります。

帯域幅がこの式の一部であることははっきり理解でき兼ねるかもしれません。しかし伝送帯域幅が10~11Hzの範囲に限定されている例を考えてみます。この場合振動エネルギーの中の10~11Hzの範囲というほんの一部分しか取り出しえません。11~12Hzの帯域の場合も同じ量のエネルギーと考えられます(なぜならエネルギーは周波数スペクトル全体に一様に分布しているため)。しかし帯域が10~12Hzであれば、2Hzの範囲内の総エネルギー、すなわち2倍のエネルギーが取り出せます。したがって有能パワーの式に帯域幅Bが入っていることは妥当なことです。

$kTB$ がデバイスから取り出せ得る利用可能なパワーであることに注意してください。このパワーは最適な負荷、つまり絶対ゼロである複素共役インピーダンス(この場合負荷におけるエネルギーの反射はありません)の場合にのみ取り出せるパワーです。

有能パワーは荷電キャリアの物理的な大きさや数、したがってその抵抗に依存するように思われます。温度1度当たり、より大きな総エネルギーと、より多くの荷電粒子を持つ大きな物体は、カップリング・エネルギー用の経路をより多く持つように考えられます。しかし有能パワーがサイズや抵抗に依存しないことは、例をあげて簡単に示すことができます。特定の温度の大きな物体が同じ温度の小さな物体に電気的に接続されている1つのシステムを考えます。大きな物体から小さな物体への正味(差し引きした結果)のパワー・フローがあったとすると、大きな物体は冷くなり、小さな物体は暖まります。これは我々の一般的な経験、あるいは熱力学の第2法則に違反します。したがって、大きな物体から流出するパワーは、小さな物体から流出するパワーと等しくなければなりません。同じ理論が、大きな物体と小さな物体のかわりに、大きな抵抗と小さな抵抗の場合にも当てはまります。

これで、雑音源がエネルギーを放射している場合、それは冷却されなければならないという論理が納得できます。これは一般的な場合ですが、電気機器の問題については、雑音パワーの伝送により取り去られるエネルギーは、あまりに小さいので、周囲環境から同時にすばやく補充されてしまいます。これが雑音源が周囲環境と熱的平衡を保っている理由です。

**トランステューサ・パワー利得( $G_t$ )** [2、35、40] 特定の周波数で、回路から任意の負荷に供給されるパワー $P_1$ の、信号源の有能パワー $P_{as}$ に対する比。

$$G_t = \frac{P_1}{P_{as}} \quad (1)$$

強度が $|b_s|^2$ で反射係数が $\Gamma_s$ の信号源、および負荷反射係数が $\Gamma_l$ の負荷に対しては次式が成り立ちます。

$$P_{as} = \frac{|b_s|^2}{1 - |\Gamma_s|^2} \quad (2)$$

$$P_1 = \frac{|b_s|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_l|^2)}{|(1 - \Gamma_s S_{11})(1 - \Gamma_l S_{22}) - \Gamma_l \Gamma_s S_{12} S_{21}|^2} \quad (3)$$

ここで、SパラメータはDUTのSパラメータを示します。 $P_1$ に対する等価な式は次の通りです。

トランステューサ利得は回路パラメータの関数であるとともに

$$P_1 = \frac{|b_s|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_l|^2)}{|1 - \Gamma_s S_{11}|^2 |1 - \Gamma_l \Gamma_2|^2} \quad (4)$$

ここで、

$$\Gamma_2 = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_s}{1 - \Gamma_s S_{11}} \quad (5)$$

したがってトランステューサ利得は、次のようにになります。

$$G_t = |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_s|^2)(1 - |\Gamma_l|^2)}{|(1 - \Gamma_s S_{11})(1 - \Gamma_l S_{22}) - \Gamma_l \Gamma_s S_{12} S_{21}|^2} \quad (6)$$

$$G_t = |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_s|^2)(1 - |\Gamma_l|^2)}{|1 - \Gamma_s S_{11}|^2 |1 - \Gamma_l \Gamma_2|^2} \quad (7)$$

トランステューサ利得は、回路パラメータと同様に、信号源と負荷の反射係数の関数です。

「トランステューサ」という用語は、任意の信号発生器からDUTを経由して任意の負荷に供給されるパワーと、利用可能なパワーのすべてを負荷に伝送する損失のないトランステューサを経由して負荷に供給されるパワーとの比、すなわち信号源の有能パワーから回路を経由し任意の負荷に供給されるパワーへの変換(トランステュース)機能に着目した結果生まれた用語です。

トランステューサ利得は、しばしば次のようにdB単位で測定されます。

$$G_t (\text{dB}) = 10 \log \frac{P_1}{P_{as}} \quad (8)$$

**白色雑音** 対象とする周波数範囲でパワー・スペクトル密度(W/Hz)が一定である雑音。「白色」という言葉は、白色光がすべての色を含むということから、素人的な発想ですべての周波数を含む雑音を形容したもの。

**ワースト・ケースの不確かさ** 個々の測定上の不確かさで、既知の限界を持つものが複数組み合わされた場合の全体の測定の不確かさを算出する従来的な方法。他の不確かさと組み合わされた場合、測定結果に最も大きな影響を及ぼす方向の限界値に個々の不確かさは存在するものと仮定します。

**Yファクタ** 信号源インピーダンスが「オン」、あるいはホット温度であるときの被試験回路からの測定雑音パワー出力を $N_2$ 、信号源インピーダンスが「オフ」、あるいはコールド温度であるときの測定雑音パワー出力を $N_1$ としたとき、雑音指標測定における $N_1$ に対する $N_2$ の比。

## 第5章 参考文献

1. "Accuracy Information Sheet", United States National Bureau of Standards (NBS), enclosure returned with noise sources sent to NBS for calibration.
2. Anderson, R.W. "S-Parameter Techniques for Faster, More Accurate Network Design", Hewlett-Packard Application Note 95-1.
3. Beatty, Robert W. "Insertion Loss Concepts," Proc. of the IEEE, June, 1964, pp. 663-671.
4. Boyd, Duncan "Calculate the Uncertainty of NF Measurements." Microwaves and RF, October, 1999, p.93.
5. Chambers, D. R. "A Noise Source for Noise Figure Measurements," Hewlett-Packard Journal, April, 1983, pp. 26-27.
6. Davenport, Wilbur B. Jr. and William L. Root. "An Introduction to the Theory of Random Signals and Noise," McGraw-Hill Book Co., Inc, New York, Toronto, London, 1958.
7. "Description of the Noise Performance of Amplifiers and Receiving Systems", Sponsored by IRE subcommittee 7.9 on Noise, Proc. of the IEEE, March, 1963, pp. 436-442.
8. Friis, H.T. "Noise Figures of Radio Receivers", Proc. of the IRE, July, 1944, pp. 419-422.
9. Fukui, H. "Available Power Gain, Noise Figure and Noise Measure of Two-Ports and Their Graphical Representations," IEEE Trans. on Circuit Theory, June, 1966, pp. 137-143.
10. Fukui, H. (editor) "Low Noise Microwave Transistors and Amplifiers," IEEE Press and John Wiley & Sons, New York, 1981. (This book of reprints contains many of the articles referenced here.)
11. Gupta, M-S. "Noise in Avalanche Transit-Time Devices," Proc. of the IEEE, Dec., 1971, pp. 1674-1687.
12. Haitz, R.H. and F.W. Voltmer. "Noise Studies in Uniform Avalanche Diodes," Appl. Phys. Lett, 15 Nov., 1966, pp. 381-383.
13. Haitz, R.H. and F.W. Voltmer. "Noise of a Self Sustaining Avalanche Discharge in Silicon: Studies at Microwave Frequencies," J. Appl. Phys., June 1968, pp. 3379-3384.
14. Haus, H.A. and R.B. Adler. "Optimum Noise Performance of Linear Amplifiers," Proc. of the IRE, August, 1958, pp. 1517-1533.
15. Hines, M.E. "Noise Theory for the Read Type Avalanche Diode," IEEE Trans. on Electron devices, Jan., 1966, pp. 158-163.
16. "IRE Standards on Electron Tubes. Part 9, Noise in Linear Two-Ports," IRE subcommittee 7.9, Noise, 1957.
17. "IRE Standards on Electron Tubes: Definitions of Terms, 1962 (62 IRE 7.52)," Proc. of the IEEE, March, 1963, pp. 434-435
18. "IRE Standards on Methods of Measuring Noise in Linear Twoports, 1959," IRE Subcommittee on Noise, Proc. of the IRE, January, 1960, pp. 60-68. See also "Representation of Noise in Linear Twoports," Proc. of the IRE, January, 1960, pp. 69-74.
19. Johnson, J.B. "Thermal Agitation of Electricity in Conductors", Physical Review, July, 1928, pp. 97-109.
20. Kanda, M. "A Statistical Measure for the Stability of Solid State Noise Sources," IEEE Trans. on Micro. Th. and Tech, August, 1977, pp. 676-682.
21. Kanda, M. "An Improved Solid-State Noise Source," IEEE Trans. on Micro. Th. and Tech, Dec., 1976, pp. 990-995.
22. Kuhn, N.J. "Simplified Signal Flow Graph Analysis," Microwave Journal, November 1963, pp. 59-66.
23. Kuhn, N.J. "Curing a Subtle but Significant Cause of Noise Figure Error," Microwave Journal, June, 1984, p. 85.
24. "Maximizing Accuracy in Noise Figure Measurements," Hewlett Packard Product Note 85719A-1, July 1992, (5091-4801E).
25. Mumford, W.W. "A Broadband Microwave Noise Source," Bell Syst. Tech. J., October, 1949, pp.608-618.
26. Mumford, W.W. and Elmer H. Scheibe. "Noise Performance Factors in Communication Systems", Horizon House-Microwave, Inc., Dedham, Massachusetts, 1968.

27. NBS Monograph 142, "The Measurement of Noise Performance Factors: A Metrology Guide," U.S. Government Printing Office, Washington, D.C., 1974.
28. NBS Technical Note 640, "Considerations for the Precise Measurement of Amplifier Noise," U.S. Government Printing Office, Washington, D.C., 1973.
29. "Noise Parameter Measurement Using the HP 8970B Noise Figure Meter and the ATN NP4 Noise Parameter Test Set," Hewlett Packard Product Note HP 8970B/S-3, December, 1998, (5952-6639).
30. Nyquist, H. "Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors", Physical Review, July, 1928, pp.110-113.
31. Oliver, B.M. "Noise Figure and Its Measurement", Hewlett-Packard Journal, Vol.9, No. 5 (Jan.1958), pp.3-5.
32. Saam, Thomas J. "Small Computers Revolutionize G/T Tests," Microwaves, August, 1980, p. 37.
33. Schwartz, Mischa. "Information Transmission, Modulation and Noise," McGraw-Hill Book Co., Inc., New York, Toronto, London, 1959.
34. Slater, Carla "Spectrum-Analyzer-Based System Simplifies Noise Figure Measurement," RF Design, December, 1993, p.24.
35. "S-Parameter Design," Hewlett Packard Application Note 154, March, 1990, (5952-1087).
36. Strid, E. "Noise Measurements For Low-Noise GaAs FET Amplifiers," Microwave Systems News, Nov., 1981, pp. 62-70.
37. Strid, E. "Noise Measurement Checklist Eliminates Costly Errors," Microwave Systems News, Dec., 1981, pp. 88-107.
38. Swain, H. L. and R. M. Cox "Noise Figure Meter Sets Record for Accuracy, Repeatability, and Convenience," Hewlett-Packard J., April, 1983, pp. 23-32.
39. van der Ziel, Aldert. "Noise: Sources, Characterization, Measurement", Pentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1970.
40. Vendelin, George D., "Design of Amplifiers and Oscillators by the S-Parameter Method," Wiley-Interscience, 1982.
41. Wait, D.F., "Satellite Earth Terminal G/T Measurements," Microwave Journal, April, 1977, p. 49.

## 第6章 アジレントのその他のリソース、 資料、ツール

10 Hints for Making Successful Noise Figure Measurements  
Application Note 1341、カタログ番号5980-0288E

Noise Figure Measurement Accuracy  
Application Note 57-2、カタログ番号5952-3706

Calculation the Uncertainty of NF Measurements  
「NF測定の不確かさの計算」  
(ウェブで利用可能なソフトウェアとウェブ・ベースのツール)  
[www.agilent.com/find/nf](http://www.agilent.com/find/nf)

アジレントの雑音指数測定製品のユーザ・ガイド  
雑音指数解析のウェブサイト  
[www.agilent.com/find/nf](http://www.agilent.com/find/nf)

コンポーネント・テストのウェブサイト  
[www.agilent.com/find/component\\_test](http://www.agilent.com/find/component_test)

アジレント・テクノロジー株式会社  
本社 〒192-8510 東京都八王子市高倉町9-1

計測  
お客様窓口  
受付時間 9:00~17:00  
(土・日・祭日を除く)  
※FAXは24時間受付け

TEL **0120-421-345**  
(0426-56-7832)  
**FAX 0120-421-678**  
(0426-56-7840)  
E-mail:[mac\\_support@agilent.com](mailto:mac_support@agilent.com)

電子計測ホームページ  
<http://www.agilent.co.jp/find/tm>

- 記載事項は変更になる場合があります。  
ご発注の際はご確認ください。

#### サポート、サービス、およびアシスタンス

アジレント・テクノロジーが、サービスおよびサポートにおいてお約束できることは明確です。リスクを最小限に抑え、さまざまな問題の解決を図りながら、お客様の利益を最大限に高めることにあります。アジレント・テクノロジーは、お客様が納得できる計測機能の提供、お客様のニーズに応じたサポート体制の確立に努めています。アジレント・テクノロジーの多種多様なサポート・リソースとサービスを利用すれば、用途に合ったアジレント・テクノロジーの製品を選択し、製品を十分に活用することができます。アジレント・テクノロジーのすべての測定器およびシステムには、グローバル保証が付いています。製品の製造終了後、最低5年間はサポートを提供します。アジレント・テクノロジーのサポート政策全体を貫く2つの理念が、「アジレント・テクノロジーのプロミス」と「お客様のアドバンテージ」です。

#### アジレント・テクノロジーのプロミス

アジレント・テクノロジーは、お客様が購入された機器が広告どおりの性能と機能を備えていることをお約束します。お客様が新たに製品を購入される場合には、アジレント・テクノロジーの経験豊富な計測技術者が現実的な性能や実用的な製品の推奨を含む製品情報を届けます。アジレント・テクノロジー製品を使用される場合には、機器が正しく動作するかの動作検証や、機器操作のサポート、明記された機能を使いこなすための基本測定に関するアドバイスなどのサービスを、要請に応じ追加料金なしで提供します。また、セルフヘルプ・ツールも多数ご用意しています。

#### お客様のアドバンテージ

お客様は、アジレント・テクノロジーが提供する多様な専門的テストおよび測定サービスを利用することができます。こうしたサービスは、お客様それぞれの技術的ニーズおよびビジネス・ニーズに応じて購入することが可能です。お客様は、設計、システム統合、プロジェクト管理、その他の専門的なサービスのほか、校正、追加料金によるアップグレード、保証期間終了後の修理、オンサイトの教育およびトレーニングなどのサービスを購入することにより、問題を効率よく解決して、市場のきびしい競争に勝ち抜くことができます。世界各地の経験豊富なアジレント・テクノロジーのエンジニアが、お客様の生産性の向上、設備投資の回収率の最大化、製品の測定確度の維持をお手伝いします。



**Agilent Technologies**  
Innovating the HP Way

5952-8255J  
070003301-LPS/H