

# 見本

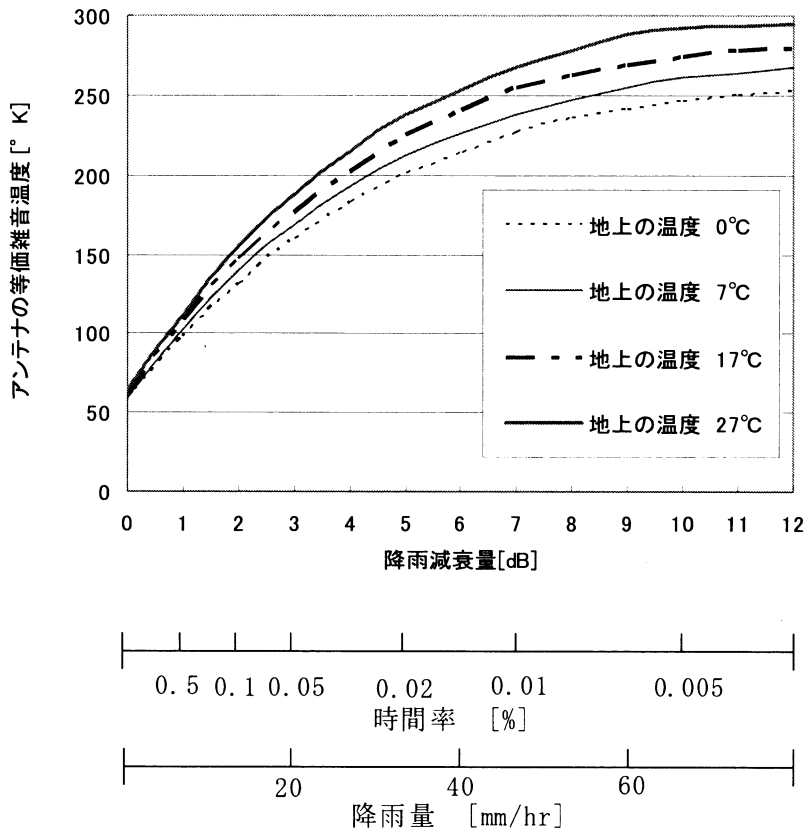


図 1.5 衛星放送受信用受信空中線の雑音温度（空中線のサイドローブの影響をも考慮したときの等価雑音温度と降雨減衰量の関係）

## 1.2.2 受信空中線の雑音温度

受信空中線の雑音温度は、①周波数領域と②指向性によって異なる。①のことは図 1.2, 1.3, 1.4 で理解でき、②は雑音発生源にどの程度空中線のビームが向いているかによって異なるという事から理解できる。

(例 1) 水平方向のビームをもつ 1GHz 以下のものは 300°K + 人工雑音 が支配的である。

(例 2) 水平方向のビームをもつ数 GHz 帯では約 300°K である。

(例 3) 数 GHz 帯で衛星通信の場合には図 1.4 よりわかるように数°K である。(サイ

# 見本

ドローブが小さい時)

(例4) 12GHz帯の衛星放送を日本で受信する場合、晴天時は図1.4よりサイドローブがない場合数度であるが、降雨時はその減衰に伴う雑音が発生し、さらにサイドローブにより地上の300°Kの雑音を一部受信することにより図1.5のような雑音温度となる。

## 1.3 受信機の雑音<sup>5), 6)</sup>

### 1.3.1 受信機の雑音の要因

#### (1) 熱雑音(thermal noise)

##### (a)2 端子インピーダンスの等価雑音<sup>7)8)9)</sup>

この定量的な関係を表すものにつぎのNyquistの定理がある。すなわち温度 $T$ にある2端子インピーダンスから発生する雑音は、狭い周波数範囲 $df$ に対して

$$\bar{v}^2 = \frac{4hf}{e^{hf/kT} - 1} \text{Re}(Z) \cdot df \quad (1-4)$$

ただし  $k$ : Boltzmannの定数( $1.38 \times 10^{-23}$  ジュール/度)

$h$ : Planckの定数( $6.62 \times 10^{-34}$  ジュール/秒)

$\text{Re}(Z)$ :  $Z$ の実数部すなわち純抵抗分

の雑音起電力 $\sqrt{\bar{v}^2}$ を $Z$ に直列に接続したもので

表わせることである。いま通常の室温ではマイクロ波帯以下の周波数では

$$hf = kT \quad (1-5)$$

であるため

$$\bar{v}^2; 4kT \cdot \text{Re}(Z) \cdot df \quad (1-6)$$

である。式(1-4)(1-6)は等価起電力で示したが、次に述べる雑音有能電力で表わすことも便利で

ある。この雑音有能電力とは図1.6の端子に $Z$ と整合する負荷インピーダンス $Z^*$ ( $Z$ の共役)を接続したとき、その負荷に雑音電源 $\bar{v}^2$ から供給される電力のことである。したがってこれを $P$ とすると

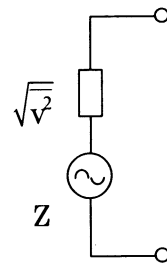


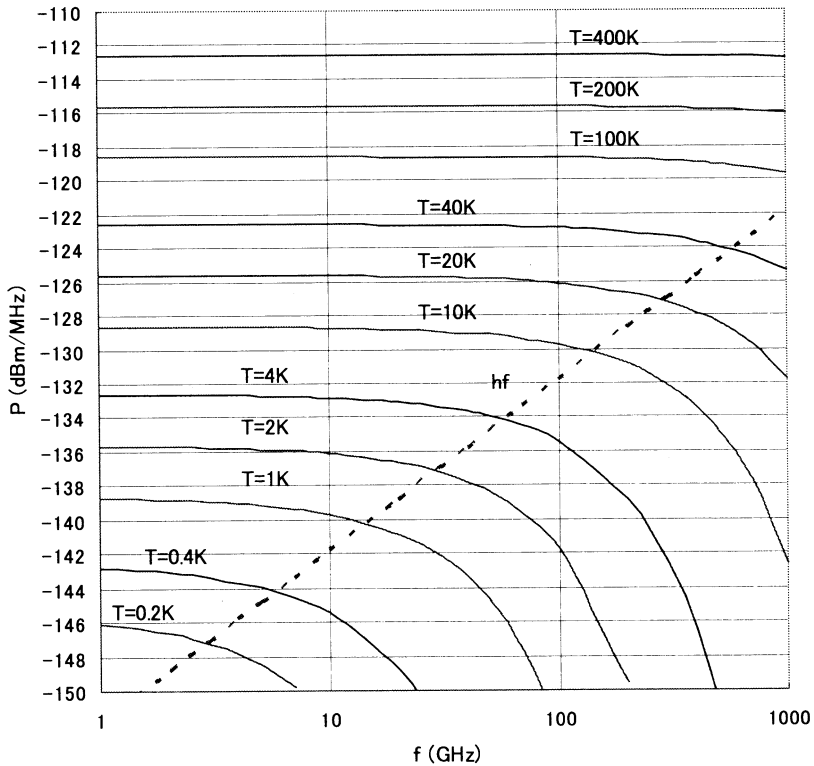
図1.6 抵抗から発生する熱雑音の等価回路

# 見本

$$P = \frac{\bar{v}^2}{(Z + Z^*)^2} \times \text{Re}(Z) = \frac{\bar{v}^2}{4\text{Re}(Z)} = \frac{hf}{(e^{hf/kT} - 1)}$$

$$\therefore P = \frac{hf}{e^{hf/kT} - 1} df ; kT \cdot df \quad (hf = kT \text{ のとき}) \quad (1.7)$$

となる。これは熱雑音源が負荷に放出できる最大電力でもある。そこで  $df$  を 1MHz として  $P$  を  $f$  の関数として描くと図 1.7 のようになる。



実線：温度をパラメータとした熱雑音

破線：入力換算値で表した量子雑音

$P$  : 1MHz の帯域あたりの電力 (dBm)

図 1.7 単位周波数幅 (1MHz) あたりの熱雑音および量子雑音の有能電力と周波数との関係

# 見本

## (b)4 端子回路で発生する雑音

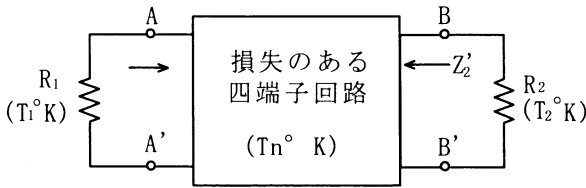


図 1.8 損失のある四端子回路の雑音特性誘導のための説明図

図 1.8 のように温度  $T_n$  に保たれた損失のある四端子回路  $N$  の入力端子  $AA'$  および出力端子  $BB'$  にそれぞれ抵抗  $R_1$  および  $R_2$  を接続したとき四端子回路  $N$  中から生じる雑音電力  $P_n$  を求めてみよう。

最初に  $R_1$  の温度も四端子回路と同じ温度  $T_n$  と仮定すると、この雑音有能電力は  $kT_n$  である。したがっていま入力端子  $AA'$  における不整合による損失を  $L_1$  ( $L_1 > 1$ ) とし、四端子回路の挿入損失を  $L$  とすると、 $R_1$  からの雑音電力は  $kT_n / L_1 L$  に減衰して  $R_2$  中に生じる。ここで  $L$  は端子  $AA'$  を整合させた時の  $N$  の挿入損失である。一方、端子  $BB'$  から四端子回路をみた出力インピーダンスの実数部に対して Nyquist の定理に基づく雑音起電力が発生し、この起電力に基づいて  $R_2$  中に流れ込む雑音電力は  $kT_n / L_2$  である。ここで  $L_2$  は  $BB'$  端子において  $Z_2'$  と  $R_2$  との差異に基づく不整合損失である。

さてこの雑音電力は温度  $T_n$  にある  $R_1$  からの雑音電力と回路  $N$  中で発生する雑音電力との和であるから、結局温度  $T_n$  にある回路から発生する雑音電力  $P_n$  は

$$P_n = \frac{kT_n}{L_2} - \frac{kT_n}{L_1 L} \quad (1-8)$$

である。ここでもし  $N$  が純リアクタンスであるならば、入力端子の反射係数と出力端子の反射係数はそれらの絶対値において相等しい値をとることから  $L_1 = L_2$  となる。また  $L = 1$  となるから ( $L$  は入力整合時の挿入損失である。) 上式に代入して  $P_n = 0$  となる。これは当然の結果である。

次に入出力が整合した損失のある伝送線路の場合には

$$\left. \begin{array}{l} L > 1 \\ L_1 = L_2 = 1 \end{array} \right\} \quad (1-9)$$