

## 検波回路の低雑音化

橋 口 住 久\*  
大久保 英 樹\*

(昭和61年9月1日受理)

### Reduction of Noise generated in Diode Detector Circuits

by Sumihisa HASHIGUCHI\* and Hideki OHKUBO\*

#### Synopsis

Methods to reduce noise generated in an envelope detector and in a mean value detector are investigated. It is shown that the parallel connection of diodes is effective to reduce  $1/f$  noise generated in the detector diodes. It is also shown that the spectrum of a signal can be determined by measuring the coherence function between the outputs of two identical detector circuit, even if these two detector circuit are rather noisy

#### 1. はじめに

ダイオードを用いた包絡線検波器や平均値検波器の雑音特性は、ダイオードのショットノイズと  $1/f$  ノイズ、および回路に含まれる抵抗分の熱雑音で決定される。

ダイオードのショットノイズは、検波回路が取り扱う信号のレベルによって決まり、回路上の工夫によって低減することはできない。したがって、検波回路のノイズの理論限界は、ショットノイズレベルである。

熱雑音は、回路のインピーダンスレベルを低くすることによって、ある程度低減することができる。

通常の検波回路では、100 kHz 以下の周波数では  $1/f$  ノイズが支配的であり、100 kHz 以上ではショットノイズが支配的であって、熱雑音の影響が現れることはまれである。

ここでは、100 kHz 以下の周波数範囲での雑音を低減するために、ダイオードを複数個並列に動作させたときの雑音特性の改善について実験的に検討した。さらに、ショットノイズレベル以下の信号を検出する方法として、二つの検波回路の出力の相関を利用することをも検討した。

#### 2. 並列動作によるノイズ低減

##### 2.1 ダイオードのノイズ

図-1の雑音等価回路において、平均電流  $I$  が流れているダイオードの等価雑音電流源のノイズスペクトル密度  $S_i(f)$  は、

$$S_i(f) = AI^2/f + 2eI \quad (1)$$

である。第1項の  $1/f$  ノイズは平均電流の2乗に比例し、 $A$  は比例定数である。第2項はショットノイズであり、 $e$  は電子の電荷である。ショットノイズの大きさは、ダイオードの電流が1 mA のとき約  $-215$  dB $A$ /Hz であり、負荷インピーダンス1 k $\Omega$  の両端に  $-155$

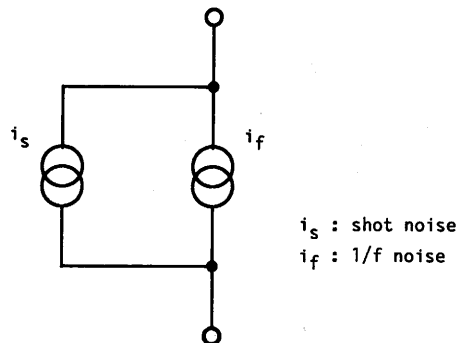


図-1 ダイオードの雑音等価回路

Fig. 1 Noise equivalent representation of a diode

\* 電子工学科, Department of Electronics

dbV/Hzのノイズ電圧を生じる。

ダイオードの熱雑音は、半導体のバルクの抵抗と電極でのひろがり抵抗で発生するが、これらの抵抗の大きさは1Ωより十分小さいので、ダイオードの熱雑音は回路の抵抗の熱雑音よりはるかに小さい。回路の熱雑音は、回路のインピーダンスが1kΩのとき、約-168dbV/Hzである。したがって、回路インピーダンスが1kΩ以下で、ダイオード電流が1mA以上の場合は熱雑音を無視してよい。

pn接合ダイオードの電圧がVのときに流れる電流Iは、300Kにおいて、

$$I = I_0 \{ \exp(40 V) - 1 \} \quad (2)$$

である。ここで、 $I_0$ は逆方向飽和電流である。

同一の特性を持つダイオードをn個並列に動作させる場合を考える。

負荷インピーダンスが高いときには、検波回路の電流の大きさは負荷インピーダンスで決まるので、ダイオード1個当たりの電流はI/nとなる。そのとき、ノイズスペクトル密度  $S_{ine}(f)$ は、

$$S_{ine}(f) = n \{ A(I/n)^2 / f + 2e(I/n) \} \\ = AI^2 / fn + 2eI \quad (3)$$

となり、ショットノイズは変化しないが、式(3)第1項の1/fノイズは、1/nに低下することがわかる。また、ダイオードの端子電圧は、ダイオード1個のときより小さくなるので、検波出力は増加する。

一方、負荷インピーダンスが低いときには、ダイオードをn個並列にすると、ダイオードの電流は1/n倍より大きい値  $I_N$  をとり、検波出力の直流分の増加は、負荷インピーダンスが高いときよりも大きい。このときのショットノイズ  $S_{ine}(f)$ は、

$$S_{ine}(f) = AI_N^2 / fn + 2eI_N \quad (4)$$

となり、式(4)第2項のショットノイズはやや増加することがわかる。式(4)第1項の1/fノイズは減少するが、減少の程度は負荷インピーダンスが高いときよりも小さい。

## 2.2 実験

図-2aの包絡線検波回路と図-2bの平均値検波回路において、3MHzの信号源の出力電圧を約15V<sub>pp</sub>一定とし、検波ダイオードの数を変えて、出力の直流成分と雑音成分の大きさの変化を測定した。

測定に使用したダイオードは、ゲルマニウム点接触形1S34である。

信号源のバッファンプの出力インピーダンスは10Ω以下、検波回路に後続する60dbアンプの入力インピーダンスは約1MΩである。

## 2.3 結果

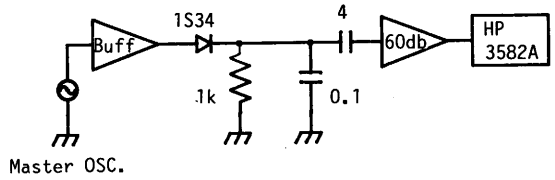


図-2(a) 包絡線検波回路  
Fig. 2(a) Envelope detector

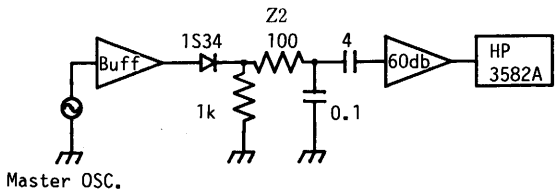


図-2(b) 平均値検波回路  
Fig. 2(b) Mean-value detector

図-3は、包絡線検波回路の測定結果である。

ダイオードの数を1本、2本、4本、6本と増していくと、直流出力が3.5V、3.9V、4.2V、4.4Vと次第に増加する。一方、ノイズレベルはダイオードの数の増加にともなって減少するとともに、スペクトルの形状も変化している。スペクトルはほぼ1/f形である。

ダイオード4本と6本の場合に、ノイズスペクトルの傾きが、1kHzから10kHzの間で緩やかになっており、ここでは、1/fノイズのレベルがショットノイズレベルと同程度以下になっている。

10kHz以上の周波数で、スペクトルの傾きが急になっているのは、検波回路の高域遮断周波数が約16kHzとなっているためである。50Hzにみられるピークは、測定系の誘導ハムである。

図-4は、平均値検波回路の測定結果である。

ダイオードの数を1本、2本、4本、8本と増してい

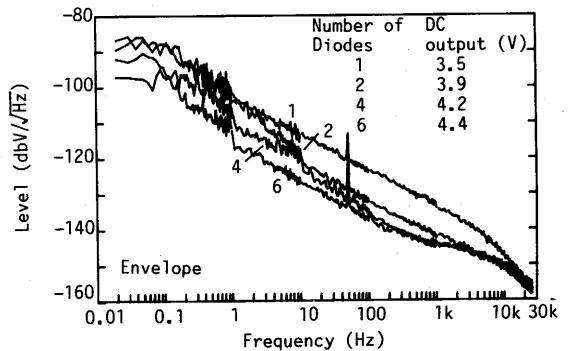


図-3 ダイオード並列動作の効果 (包絡線検波)  
Fig. 3 Reduction of noise by paralleled-diodes (Envelope detector)

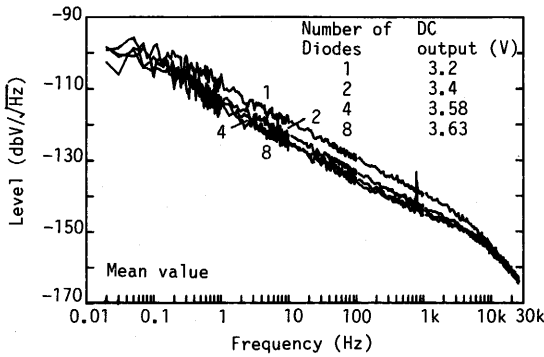


図-4 ダイオード並列動作の効果 (平均値検波)  
 Fig. 4 Reduction of noise by paralleled-diodes (Mean-Value detector)

くと、直流出力は 3.2 V, 3.4 V, 3.58 V, 3.63 V (後半の二つの直流値のみ 3 桁の精度) と増加するが、増加の割合は、包絡線検波回路の場合より小さい。ノイズレベルは、ダイオードを 1 本から 2 本に増したときには約 3 db 低下するが、ダイオードの数をさらに増すと、ノイズレベルの低下の度合は次第に小さくなり、4 本の場合と 8 本の場合とではほとんど変わりがない。いずれの場合も、また、スペクトルの形状には変化はみられない。

2.3 検討

図-2a の包絡線検波回路では、検波ダイオードの交流負荷は 0.1 μF のコンデンサであるので、ダイオードの電流を決定するのは、信号源のバッファアンプの出力インピーダンスとダイオードの内部抵抗のみである。したがって、ダイオードの動作は、負荷インピーダンスが低い場合に相当する。

一方、図-2b の平均値検波回路では、ダイオードの電流はダイオードに直列に挿入してある 100 Ω の平滑抵抗によっても制限され、負荷インピーダンスが高い場合に相当する。

ダイオードの数を増したときの電流の変化は、包絡線検波回路の方が著しい。このことは、ダイオードの数を 1 本から 2 本にしたときの出力電圧の増加が、包絡線検波回路で 11%、平均値検波回路で 6% であることと定性的に一致している。

包絡線検波回路でも平均値検波回路でも、ダイオードの数を増せば 1/f ノイズが減少するはずである。ところが、図-3、図-4 では、ダイオードの数が増すとノイズの絶対値は次第に減少する傾向にあるが、減少の程度は、式(3)、式(4)から予想されるより小さい。とくに、ダイオードが 4 本以上ではほとんど減少していな

い。これは、観測されているノイズが、ダイオードで発生しているのではないことを意味する。

3. 信号源ノイズの検出

3.1 コヒーレンスを用いた信号検出

信号  $X(t)$  が、独立の二つの経路で伝送されるときに、ノイズ  $N_1(t)$ ,  $N_2(t)$  が加わり、受信端では、

$$Y_1(t) = X(t) + N_1(t) \tag{5}$$

$$Y_2(t) = X(t) + N_2(t) \tag{6}$$

となる。 $Y_1(t)$ ,  $Y_2(t)$  のオートパワースペクトル  $G_{11Y}(f)$ ,  $G_{22Y}(f)$ , およびクロスパワースペクトルは  $G_{12Y}(f)$  は、

$$G_{11Y}(f) = S_X(f) + S_{N1}(f) \tag{7}$$

$$G_{22Y}(f) = S_X(f) + S_{N2}(f) \tag{8}$$

$$G_{12Y}(f) = S_X(f) \tag{9}$$

ととかけると、 $S_X(f)$ ,  $S_{N1}(f)$ ,  $S_{N2}(f)$  は、それぞれ  $X(t)$ ,  $N_1(t)$ ,  $N_2(t)$  のパワースペクトルである。

コヒーレンス関数

$$\gamma^2 = |G_{12Y}(f)|^2 / G_{11Y}(f) G_{22Y}(f) \tag{10}$$

を測定することによって、受信端での信号とノイズの大きさの割合を知ることができる。コヒーレンス関数から、クロスパワースペクトル  $G_{12Y}(f)$  は、

$$G_{12Y}(f) = \gamma \sqrt{G_{11Y}(f) G_{22Y}(f)} \tag{11}$$

のように決定できる。

3.2 実験

図-5 のように、信号源の出力を二分して、同一の構成の二つの平均値検波回路を用いて検波する。各検波回路の出力をスペクトルアナライザに加えて、二つの出力の間のコヒーレンスと、おのおののパワースペクトルとを求める。検波回路への入力レベルは、約 15 V<sub>pp</sub> である。ダイオードで発生するノイズが大きい場合と小さい場合とを比較するために、ダイオードに、

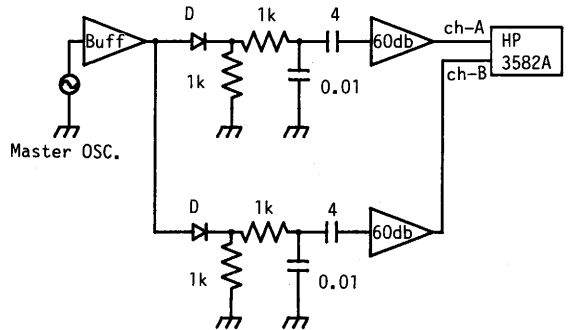


図-5 コヒーレンス関数測定回路  
 Fig. 5 Measuring setup for the coherence function

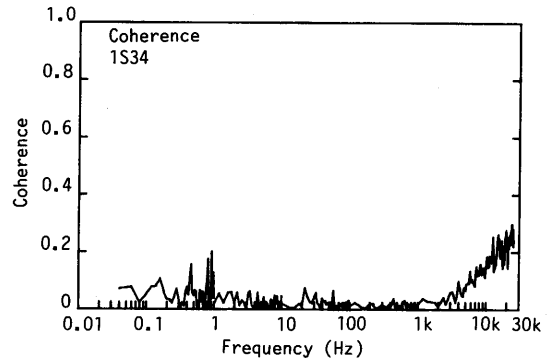
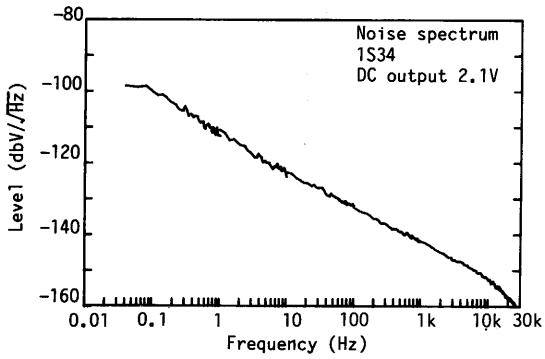


図-6 ノイズスペクトルとコヒーレンス関数 (ノイズが大きいダイオードの場合)

Fig. 6 Noise spectrum and coherence function of a noisy diode

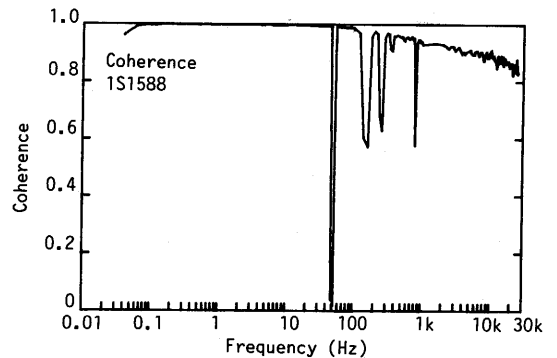
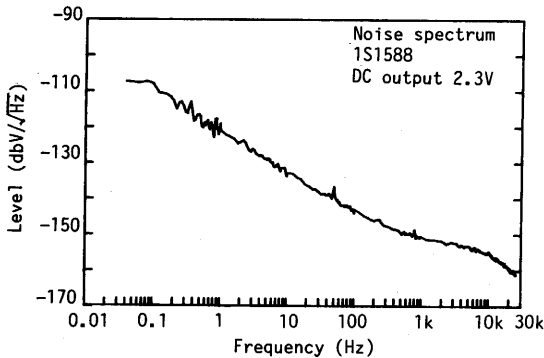


図-7 ノイズスペクトルとコヒーレンス関数 (ノイズが小さいダイオードの場合)

Fig. 7 Noise spectrum and coherence function of a quiet diode

1S34 (点接触形 Ge, ノイズ大) と, \*1S1588 (pn 接合形 Si, ノイズ小) とを用いた。

### 3.3 測定結果

図-6は, 1S34を用いたときのノイズスペクトルとコヒーレンス関数である。スペクトルは $1/f$ 形で, ノイズレベルは, 1 Hzにおいて $-110$  dBV/Hzである。コヒーレンスは, 0.1 Hz–25 kHzの周波数範囲にわたって, ほとんど0である。これから検出されたノイズは, すべてダイオードで発生していることがわかる。

一方, 図-7は, 1S1588を用いたときのノイズスペクトルとコヒーレンス関数である。スペクトルは低域で $1/f$ 形であるが, 1 kHz以上の周波数範囲でショットノイズの影響が現われて, 傾きが緩やかになっている。ノイズレベルは1 Hzにおいて $-120$  dBV/Hzであり, 1S34の場合より10 db低くなっている。コヒーレンスは, 0.1–100 Hzの周波数範囲でほぼ1であり, 100 Hzを越えると緩やかに小さくなって, 25 kHzで0.85である。このことから図-7のノイズスペクトルは, 100 Hz以下では信号源のサイドバンドノイズスペクトル

を表しているといえる。100 Hz以上では, ショットノイズのために信号源のサイドバンドノイズスペクトルが正しく検出されていないが, コヒーレンスの測定値と式(11)とから, 信号源のノイズスペクトルを求めると, 100 Hz以上の周波数範囲においてもスペクトルが $1/f$ 形であることが確認できた。なお, 図-7のコヒーレンスのスペクトルに, 四つの深いディップが見られるが, これは, 二つの検波回路に, それぞれ独立に誘起された外来ノイズによるものである。

### 3.4 検討

観測しているスペクトルが信号源のものであるか, 検波回路で発生しているものであるかは, コヒーレンスを測定すれば, 判別することができ, コヒーレンスが著しく小さくなければ信号源のノイズスペクトルを正しく回復することができる。しかし, コヒーレンスが小さくなるとスペクトルの測定値の誤差が大きくなる。信号源のノイズを正しく求めるには, クロススペクトルを直接測定するのがよい。クロススペクトルを直接測定すれば, 検波回路で発生するノイズが大きく

でも差し支えない。ここでは、測定に用いたスペクトルアナライザが、クロススペクトルを測定する機能を持たず、コヒーレンスを測定する機能を持っていたので、検波回路のノイズをできるだけ小さくしておいて、コヒーレンスがあまりに小さくならないようにする必要があった。

なお、この方法での信号の回復はスペクトルのみであって、時系列を回復するのではない。

#### 4. おわりに

信号源のスペクトルを正確に知るために、検波回路のノイズについて検討し、つぎの結果を得た。

1) 平均値検波回路では、ダイオードを  $n$  本並列動作させると、ダイオード1本当たりの電流がダイオ-

ド1本のときの  $1/n$  になるので、検波回路のショットノイズは変化せず、 $1/f$  ノイズは  $1/n$  になる。

2) 包絡線検波回路では、ダイオードを  $n$  個並列に動作させると、ダイオード1本当たりの電流は、ダイオード1本のときの  $1/n$  より大きいので、検波回路のショットノイズは場加する。 $1/f$  ノイズは小さくなるが  $1/n$  より大きい。

3) 検波回路のノイズが大きい場合でも、コヒーレンス関数を測定することによって、信号源のノイズスペクトルを正しく決定することができる。

本研究は、電流雑音の非接触検出法の研究の一部として行われた。本研究は、放送文化基金昭和59年度後期研究助成金と矢崎科学技術振興記念財団昭和60年度一般研究助成金の援助を得た。