

7.3 エレクトロニクス

アトラス測定器ではいろいろな種類の粒子検出器が使われている。荷電粒子の通過によって出る信号はシンチレータの場合以外は電離電子/イオンを集める。ワイヤーチェンバーは増幅作用を検出器がもつが、シリコン半導体検出器や液体アルゴンカロリメーターは増幅作用がないので取り扱う電荷量が 1 fC から 1 pC という微量になる。そのため実験につかうエレクトロニクスはノイズとの戦いになる。

7.3.1 雑音源¹

アンプの出力には入力信号がない場合でも雑音が出ている。一般にその原因は入力側の雑音源によるもので、その原因には主に (a) 熱雑音、(b) ショット雑音、(c) フリッカ・雑音 (d) 干渉雑音がある。

(a) 熱雑音 (Johnson noise) は電子のブラウン運動により抵抗の端子間電位差が統計的に変動することによる。これは抵抗 R に直列に入る雑音電圧 $V_R(\text{rms})$ をもつガウス分布をする。 $V_R(\text{rms})$ の周波数分布は白色で

$$\frac{d(V_R^2(\text{rms}))}{df} = 4kTR \quad 7-10$$

と与えられ、または電流源とみなせば次のように表わせる (図 7-6)。

$$\frac{d(I_R^2(\text{rms}))}{df} = \frac{4kT}{R} \quad 7-11$$

(b) ショット雑音 (shot noise) は電流が粒子 (量子) 的であることからくるもゆらぎに起因する。熱雑音同様にガウス分布で周波数によらないホワイトノイズである。

$$\frac{d\langle I^2(\text{rms}) \rangle}{df} = 2eI \quad 7-12$$

(c) フリッカー雑音 (flicker noise) は実際のトランジスターなどの回路要素に発生する過剰雑音 (表面効果とか接触物質の変化などに起因する) がありほぼ周波数に反比例する (ピンクノイズ)。

¹ Horowitz and Hill: The Art of Electronics, Cambridge Univ. Press, 1980(旧版?), Chapter 7.

$$\frac{d\langle V_f^2 \rangle}{df} = \frac{1}{f}$$

このような余り原因の分からない 1/f ノイズはトランジスターのベース電流のみならず自然界に広く存在する(例: 海流の速度、砂時計の砂流、ナイル河の年間流量、日本の高速道路の流れ)。

(d) 干渉雑音(pickup/interference noise)は 50Hz 交流・空間電波・スパーク・エレベーター・モーター・計算機・スイッチング電源・振動……など外部からのピックアップノイズで、実験では必ずと言ってよい程まづこれに直面する。このノイズをスマートに退治できる実験屋は稀である。

7.3.2 アンプのノイズ

検出器の信号を増幅する場合、一般の回路は図のように理想アンプとノイズ源に分けて考えることができ、ノイズ源は series noise 電圧 e_n と parallel noise 電流 i_n に分解できる。アンプの出力に現れるノイズはそのノイズに相当する入力側での電荷量 ENC (Equivalent Noise Charge)に換算して表すのが S/N 比を見るときに便利である。図 7-7 のようなバイポーラトランジスターを初段に使ったベース入力のアンプでは

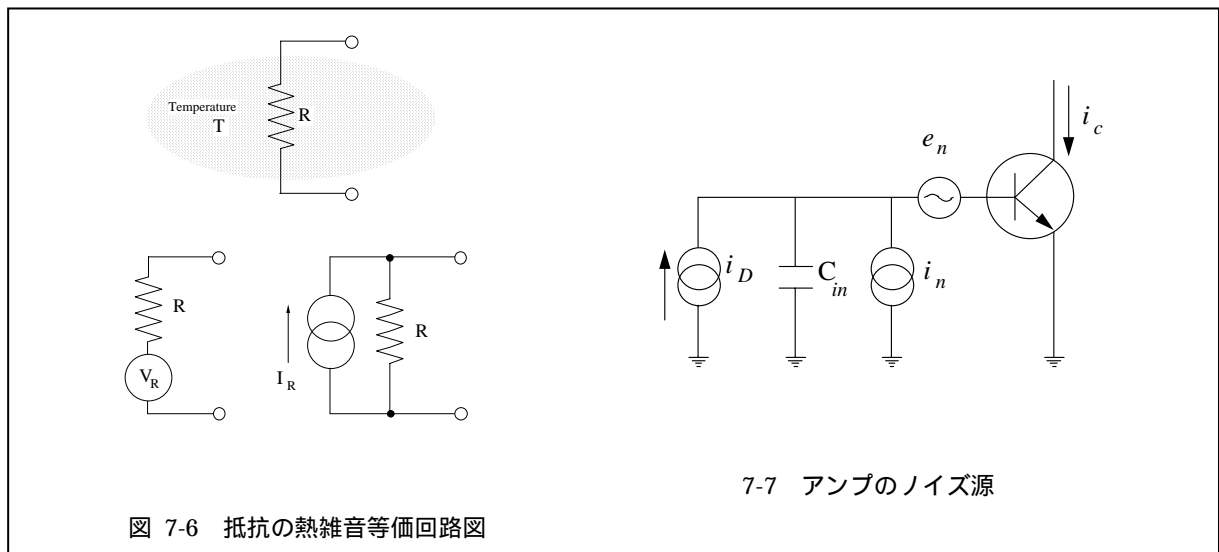


図 7-6 抵抗の熱雑音等価回路図

7-7 アンプのノイズ源

$$ENC^2 = \frac{1}{2} \bar{i}_n^2 \tau_p + \frac{1}{2} \bar{e}_n^2 C_{in}^2 \frac{1}{\tau_s}$$

$$\tau_p \equiv \int [h(t)]^2 dt$$

$$\tau_s \equiv \frac{1}{\int [h'(t)]^2 dt}$$

で与えられる。ここで $h(t)$ はインパルス入力 $\delta(t)$ に対するアンプの出力レスポンスを規格化したものであり、 \bar{i}_n^2, \bar{e}_n^2 はノイズ i_n, e_n の二乗平均で、初段のトランジスターに流れるベース電流 I_B 、コレクター電流 I_C 、エミッタ抵抗 r_e 、ベース拡がり抵抗 r_{bb} 、直流電流増幅率 h_{fe} を用いて

$$\begin{aligned}\bar{i}_n^2 &= 2eI_B = 2e \frac{I_C}{h_{fe}} \\ \bar{e}_n^2 &= 4kTr_{bb'} + 2eI_C r_e^2 = 4kT \left(r_{bb'} + \frac{kT}{2eI_C} \right)\end{aligned}\tag{7-15}$$

と表される。式 (7-14) に代入して

$$ENC^2 = \frac{eI_C}{h_{fe}} \tau_p + 2kT \left(r_{bb'} + \frac{kT}{2eI_C} \right) C_{in}^2 \frac{1}{\tau_s}\tag{7-16}$$

となる。第一項がパラレルノイズ、第二項がシリーズノイズで、速い回路 (τ が小さい) では後者が大きくなる。シリーズノイズは入力側に見える容量 C_{in} に比例することが最も特徴的で記憶しておくに値する。これはシリーズ抵抗などで C_{in} に関係なく起電力 e_n が抵抗の中で発生しており、それを電荷量に換算し直すときに $Q=CV$ の関係を使うので C_{in} に比例することになる。

典型例として ATLAS 用の SONY Master Slice を使って KEK の佐々木修氏が開発した 端部ミュオントリガー用の TGC チェンバーの ASD (Amplifier-Shaper-Discriminator) の場合の

$$h_{fe} = 120, \quad I_C = 0.3 \text{ mA}, \quad r_{bb'} = 18 \Omega\tag{7-17}$$

を入れる。常温では $kT = (1/40) \text{ eV}$ であるから、

$$\begin{aligned}\left(\frac{ENC}{e} \right)^2 &= \frac{0.3 \times 10^{-3} [\text{A}]}{1.6 \times 10^{-19} \cdot 120} \cdot \tau_p + \frac{2 \cdot \frac{1}{40} \text{ e[V]}}{e^2} \left\{ 18 [\Omega] + \frac{\frac{1}{40} \text{ e[V]}}{2e \cdot 0.3 \times 10^{-3} [\text{A}]} \right\} C_{in}^2 \frac{1}{\tau_s} \\ &= \left(125 \sqrt{\tau_p [\text{ns}]} \right)^2 + \left\{ 17.6 \sqrt{(18 + 41.7)} \frac{C_{in} [\text{pF}]}{\sqrt{\tau_s [\text{ns}]}} \right\}^2\end{aligned}$$

7-18

ここで ENC を e で割って電子数にしてある。 $\tau_p = \tau_s = 10 \text{ ns}$, $C_{in} = 200 \text{ pF}$ を入れると、

$$ENC/e = \sqrt{(395)^2 + (43C_{in} [\text{pF}])^2} \approx \sqrt{(395)^2 + (8600)^2} \approx 8637\tag{7-19}$$

となり、シリーズノイズが圧倒的なことがよくわかる。TGC チェンバーの信号は $10^5 e$ よりは大いから信号は問題なく(雑音に隠れず)見える。表 7-2 にスピードの緩やかな回路の例と速い場合のケースを、測定器の容量が3つの場合に分けて計算してみた(簡単のために $\tau_p = \tau_s$ とした)。スピードが速い場合は

series noise が支配的になることがわかる . アトラス測定器では各種の検出器が 10 ns の付近で使われており、pixel は例外で全て他は series noise が最も問題である . series noise を最小にするには式 (7-16) から

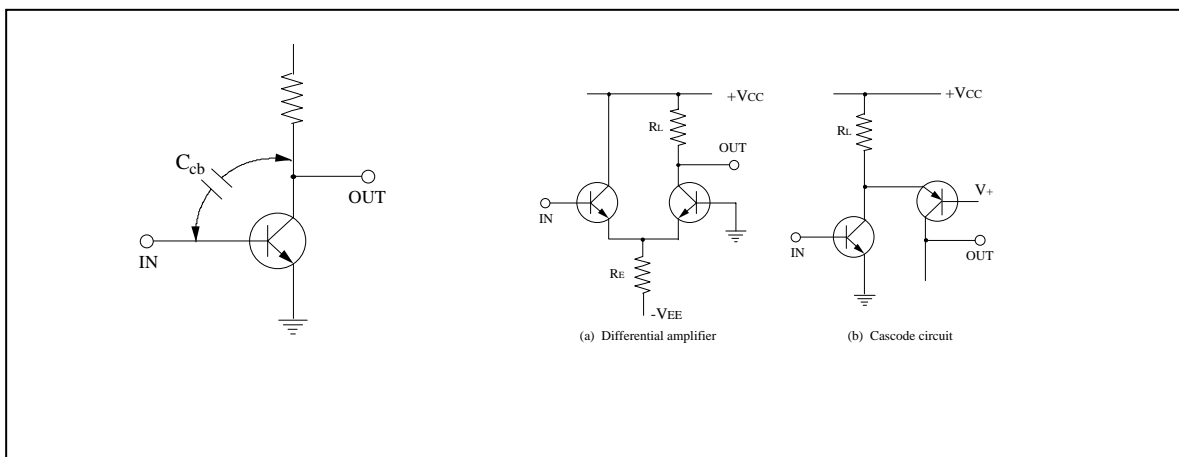
1. 検出器の容量 C_{in} を小さくする、
2. 初段トランジスターのベース拡がり抵抗 r_{bb} を小さくする、
3. 初段トランジスターのコレクター電流を大きくする、

などの工夫をする必要がある .

表 7-2 いろいろな場合のアンプのノイズ

$\tau_p = \tau_s$ として	C_{in}	$N_e(\text{parallel})$	$N_e(\text{series})$	ATLAS 実験応用例
1 μs	1 pF	3950 e	4 e	
	20 pF		86 e	
	200 pF		860 e	
10 ns	1 pF	395 e	43 e	pixel
	20 pF		860 e	Si-microstrip, straw, MDT
	200 pF		8600 e	LAr calorimeter, TGC

7.3.3 Miller Effect とカスコード回路



エレクトロニクスは高エネルギー実験技術の重要な一つであるが、よく専門用語が出てきて困ることがある . 速い回路技術で良く出てくるものに Miller Effect とカスコード回路がある .

エミッター接地でベース入力 of トランジスターを使ったアンプがあると . トランジスターの3つの端子間には浮遊容量が存在するが、このうちコレクター・ベース間の容量 C_{cb} は高周波特性を劣下させる . 図 7-8 のようなアンプの場合、電圧利得を G とするとコレクター出力 $-G_{vi}$ が C_{cb} を通じて入力側に帰

還されるので入力からみた C_{cb} の効果は effective に $(G+1)*C_{cb}$ がグランドにつながっているものと同じになる。このため高周波特性が相当下がる。これを Miller effect と呼び高周波回路では特に注意する必要がある。

Miller effect を回避する方法としていくつかある。ベース接地アンプにするのも一つ。エミッター接地方式でも入力素子のコレクターで信号電圧が出なければよいので図 7-9 のように Differential pair 型にするかカスコード型がある。アトラス実験でもあちこちでこのカスコード型回路が初段に使われている。