

## 信号を処理する I (アナログ回路系)

工藤統吾 勲高輝度光科学研究センター  
E-mail : kudo@spring8.or.jp

### 1. はじめに

放射光の検出器は光子のエネルギーを電荷に変換します。しかし検出器の電極に電荷を収集しただけでは欲しい光の情報を得たことになりません。得られた電荷を電気信号にして解析するためにアナログ回路系が必要です。一度電気信号になれば、例えばフィルタを用いてノイズを取り除く、閾値を設定して分析する、信号の拡大、信号の分岐により複数の計測器を接続する等様々なことが可能となり、光の情報を引き出すことができます。

今回は、検出器の信号を処理するアナログ回路系を取り扱います。第2章では、検出器の信号処理系の構成を概観します。第3章では電流型検出器を用いたビーム強度測定 of 信号処理、第4章ではパルス型検出器を用いたエネルギー測定、タイミング測定 of 信号処理を解説します。第5章は、アナログ信号処理系を用いる際に役に立つ情報として、NIM モジュール、ケーブル、コネクタ、インピーダンス、グラウンドループについて解説します。第6章はアナログ回路の今後について述べます。

### 2. 検出器信号処理系の構成

光子と検出器材料の相互作用は一瞬であり、それ自体をエレクトロニクスで追跡するのはほぼ不可能です。我々は光子が検出器材料に落とした相互作用の痕跡(電荷)を拾い集め、何が起きたのかを理解するしかありません。電荷の収集が速いほどリアルタイムに近い光検出といえます。

一個の光子が検出器材料と相互作用すると、電荷  $Q$  が検出器内に瞬時に出現します。この電荷は検出器に印加されるバイアス電圧により電荷収集電極まで走行します。走行時間  $t_c$  は電荷収集時間とも呼ばれ、検出器の出力電流  $i(t)$  のパルス幅となります。この値は検出器の種類によって異なり、例えば本シリーズ第1回で解説した電離箱では数 ms なのに対し、第3回で解説した半導体ダイオード検出器では数 ns です。 $t_c$  は検出器の時間分解能を制限します。また電子-イオンや電子-正孔の再結合による電荷の消失が無い限り、電流  $i(t)$  を  $t_c$  時間積分すると  $Q$  を得ます。 $Q$  は多くの検出器において光子エネルギー  $E$  と比例しています。

Table 1 出力信号による検出器の分類<sup>1)</sup>

	出力	例
電流型検出器	多数の光子を検出した結果生じる平均値	電離箱, 電流計測モードのフォトダイオード
パルス型検出器	光子を検出する毎に1個のパルス	シンチレーションカウンタ, 比例計数管, 半導体検出器, APD, MCP
積分型検出器	多数の光子を検出した結果を一定時間積分した値	CCD センサなど

$t_c$  が長い検出器は、光子が次々に入射すると電流パルス波形が重なり連続電流になります。一方  $t_c$  が短い検出器は、多数の光子入射時でも電流パルス波形が分離して出力されます。前者のように時間平均した電流出力を取り出すものを電流型検出器、後者の特徴を生かしてパルス出力させるものをパルス型検出器と呼びます。また出力電流を一定時間蓄積して信号を得るものを積分型検出器と呼びます(**Table 1**)。検出器はこの3種類の信号の処理系を必要とします。

**Fig. 1**に、電流型、パルス型検出器の信号処理系をブロック図で示します。電流型検出器のアナログ処理系は単純に言えば電流計です。得た値(電流値)をAD(Analog-to-Digital)変換などで数値化するのがこの処理系の全てです。電流型検出器の典型的な応用例はビーム強度測定です。

パルス型検出器の処理系は複雑です。検出器からの電流パルスは、光子の数、タイミング、エネルギーの情報を含み、このうちの一つ又は複数の情報を取り出さなくてはなりません。そのため1光子が検出器内に生み出す電荷に比例した電圧を出力する電荷有感型前置増幅器、その出力波形から必要な情報を得るとともに信号を拡大する波形整形アンプ、入力波高が一定の条件を満たす場合にロジックパルスを出力するSCA(Single Channel Analyzer)やディスクリミネータ、そしてロジックパルスを計数するカウンタ等から構成されます。またパルス波高分布からエネルギースペクトルを得るMCA(Multi-Channel Analyzer)も用いられます。光子のタイミング測定に重点を置く場合は、高速の電圧アンプや、正確なタイミングを得るコンスタントフラクショナルディスクリミネータ等が用いられます。

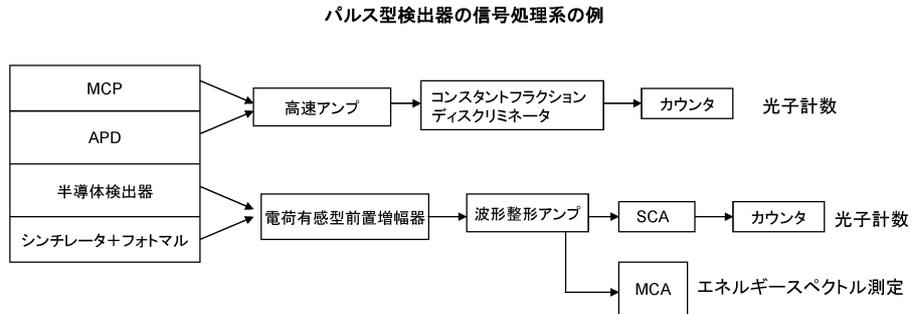
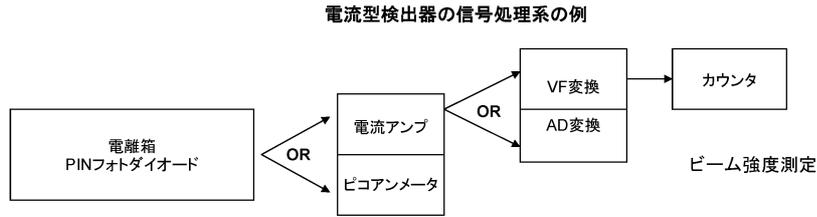


Fig. 1 電流型およびパルス検出型器の信号処理構成

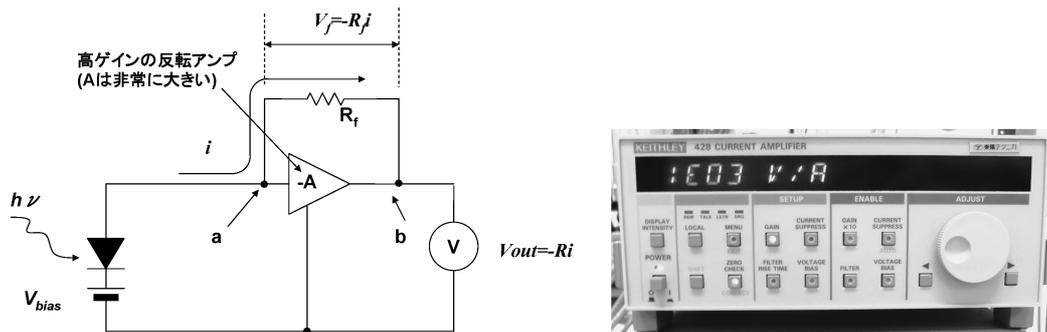


Fig. 2 (左)電流電圧変換回路。(右) KEITHLEY 428電流アンプ (利用情報 1)。

次章以降これらブロック図を構成するコンポーネントについて述べながら、信号処理のしくみを理解していきます。積分型検出器の代表である CCD センサの信号処理系は第 8 回に詳述されているように専用の集積回路に組み込まれており、電流型やパルス型検出器のようにユーザーが信号処理系に直接接触することは普通ありません。ここでは電流型およびパルス型検出器を中心に解説します。

### 3. 電流型検出器のためのアナログ回路系

#### 3.1 電流電圧変換回路

電離箱など電流型検出器の微小電流出力は、後段エレクトロニクスで処理可能な大きさの電圧 ( $\sim V$  オーダー) に変換する必要があります。放射光実験でよく用いる電流電圧変換回路として KEITHKEY 428 電流アンプがあります (Fig. 2 右, 利用情報 1)。

電流電圧変換回路の心臓部は大きな増幅率を持つ反転ア

ンプです (Fig. 2 左)。検出器から送り込まれてくる電流  $i$  が反転アンプの入力  $a$  に達すると、反転アンプは  $b$  の電位を即座に変化させ、 $a$  に流れ込んできた電流を全てフィードバック抵抗  $R_f$  に送ります。その結果  $a$  の電位は変わらず、 $b$  の電位は  $-R_f i$  となり入力電流に比例する電圧出力を得ます。 $a$  の電位が変わらないので、この回路は検出器の動作に干渉しません。

高ゲインの電流電圧変換回路は大きな値 ( $\sim G\Omega$ ) の  $R_f$  を用います。この大きな抵抗値は周囲の導体との間に形成される微小静電容量とカップリングしてアンプ全体の動作速度を低下させます。KEITHLEY 428では、このカップリング防止のため様々な工夫がなされており、立ち上がり時間 (ステップ状の電流入力に対し出力電圧が立ち上がる時間) として  $\sim \mu$  秒オーダーが実現されています。従って KEITHLEY 428は、光検出器の信号を用いて高速フィードバック制御を行う場合にも役に立ちます<sup>2,3)</sup>。またこのアンプの応答速度は設定変更できます。XAFS 測定で試

料前後のビーム強度を測る二つのアンプの応答速度が異なると正しいスペクトルを得られないことがあり、注意を要します。

### 3.2 電流出力型検出器における VF 変換-カウンタ系

電流電圧変換回路の出力をそのまま AD 変換するのが最も簡単な計測方法です。ピコアンメータは電流電圧変換回路の電圧出力を AD 変換して表示するものです。電流出力型検出器の電離箱や PIN フォトダイオードは多くの場合ビーム強度測定に用いられます。

XAFS 測定のようにある程度大きなビーム強度信号中の微小変動成分を観測する場合、高ダイナミックレンジの測定が必須です。高ダイナミックレンジの信号処理として、Voltage Frequency converter (VF 変換器) により電圧を周波数に線形に変換した後、タイマ & カウンタで周波数計測する方法がしばしば用いられます (Fig. 3)。電離箱の出力電流信号を、KEITHLEY 428 電流アンプ (フルスケール 10 V) で電流電圧変換し、VF 変換器により例えば 0~1 MHz のロジックパルス出力に変換します。周波数カ

ウンタは 1 秒毎にカウント値のゼロリセットを繰り返し、1 秒間のロジックパルス数を数えます。フルスケールのカウント値は 100 万 (6 桁)/秒なので 20 bit 相当の AD 変換器となります。VF 変換-カウンタ系による AD 変換は一種の積分型 AD 変換であり、積分時間中のアナログ情報を全て平均化しノイズを抑制します。ただし出力周波数 0 では計測不能なので、入力値に常にオフセットを加えておきます。KEITHLEY 428 はこのオフセットを加える機能を有します。

## 4. パルス型検出器のためのアナログ回路系

パルス型検出器は、エネルギー計測とタイミング計測のどちらに重きを置くかにより用いる回路系が異なります。前者では光子一個が検出器に残す電荷の正確な測定が必要であり、電荷有感型前置増幅器、波形整形アンプ、波高弁別器などを用います。後者では検出器の出力信号パルス幅を不必要に広げずに正確なタイミング信号を得ることが必要であり、高速電圧アンプやコンスタントフラクショナルディスクリミネータを用います。

### 4.1 エネルギー測定を重点に置いた信号処理系

第 3 回で解説した代表的なパルス型検出器である半導体検出器では生成電荷  $Q$  は光子エネルギーに比例します。この  $Q$  を既知の電気容量  $C_f$  のコンデンサに蓄積すると、 $Q$  はコンデンサ両端の電圧  $V$  に比例します。この  $V$  を得るため電荷有感型前置増幅器を用います。

電荷有感型前置増幅器の心臓部も、Fig. 2 の電流電圧変換回路と同じ高ゲインの反転アンプです (Fig. 4 左)。検出器の出力電流パルス  $i$  が a 点に達すると、反転アンプは b の電位を即座に変化させ、a に流れ込んできた電流を全てフィードバックコンデンサ  $C_f$  に蓄積します。この結果 a

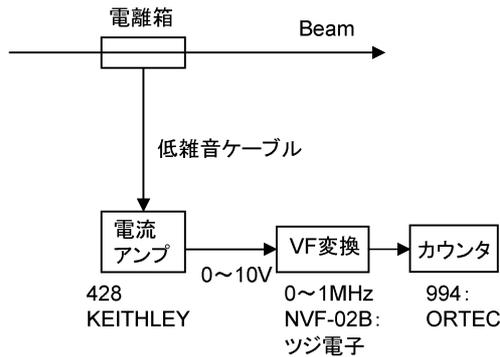


Fig. 3 VF 変換-カウンタ系による高ダイナミックレンジ積分型 ADC

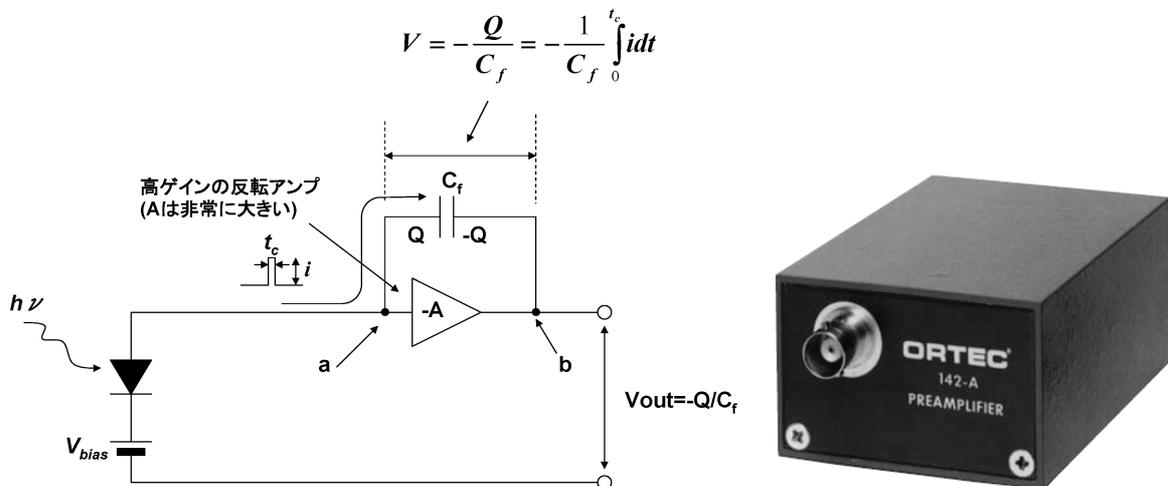


Fig. 4 (左)電荷有感型増幅器。(右) ORTEC 142 A アンプ。(写真提供: セイコー・イージーアンドジー株式会社)

の電位は変わらず、bの電位は $-Q/C_f$ となり電流パルス一個の電荷に比例する電圧出力を得ます。電流電圧変換回路と同様、aの電位が変わらないことで、この回路系は検出器の動作に干渉しません。 $V_{out} = -Q/C_f$ ですから、大きな出力振幅を得るため $C_f$ は小さい容量のコンデンサであるべきです。しかし小さすぎると配線のそのものが持つ電気容量と区別が無くなり取扱いにくくなります。例えば電荷有感型増幅器の一つである ORTEC142シリーズ (Fig. 4 右, 利用情報2: 他の ORTEC 製品も同 URL を参照。) では  $C_f = 100 \text{ pF} \sim 2000 \text{ pF}$  が用いられています。

光子が次々に検出器に飛び込み電流パルスが出力されると、電荷有感型前置増幅器はそれらを電荷として蓄積するので、出力は Fig. 5 のように階段状に積み上ります。この階段の段差に電荷の情報が含まれます。全階段の高さが回路の電源電圧に達すると、それ以上電荷を受け付けなくなり飽和します。続けてこの回路を使うには積み上がった階段を適当なタイミングで崩してやる必要があります。この

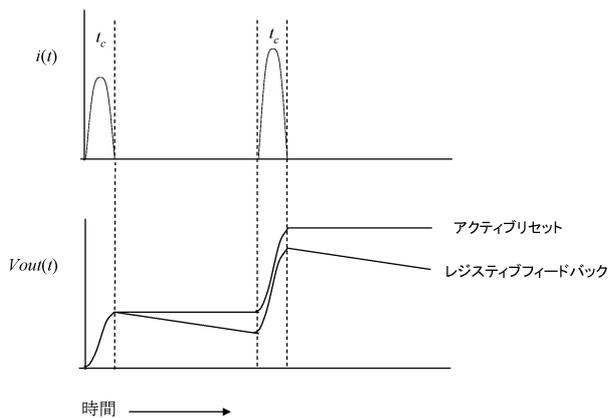


Fig. 5 光子を連続して検出する場合の検出器からの出力電流信号  $i(t)$ 、および電荷有感型増幅器の出力波形  $V_{out}(t)$ 。

方法に2種類あります。①出力電圧がある一定の閾値を越えたら $C_f$ に溜まった電荷を放電する(アクティブリセット)、② $C_f$ に並列に抵抗を接続しておいて常時適当な時間定数で電荷を放電する(レジスタティブフィードバック)の2つです。②は常時電荷が抵抗を通じて抜けるので誤差を生じ、①のほうが正確なエネルギー値を与えます。またスループット(出力計数率/入力計数率)についても①は②の4~6倍改善できます。ただし①は放電中の計測ができません。放電中の計測を停止するためのゲート信号を取り扱うようシステムが組まれる必要があります。先述の ORTEC142シリーズは②のタイプです。

エネルギー計測には Fig. 5 の段差部分の情報だけを取り出す必要があります。また電荷有感型増幅器を出た直後の信号は沢山の雑音に乗っており、しかも信号振幅が小さい( $\sim \text{mV}$ )ので、適当な帯域のフィルタで雑音除去した上で増幅する必要があります。これらの機能を一つの回路モジュール内にまとめたものを波形整形(シェーピング)アンプと呼んでいます。よく使われている波形整形アンプとして ORTEC 572 などがあります (Fig. 6 右)。

波形整形アンプの内部回路の模式図と出力波形を Fig. 6 に示しました。抵抗とコンデンサおよびアンプ ( $A_0 \sim A_n$ ) から成る回路が直列に並んでいます。アンプ ( $A_0 \sim A_n$ ) はトータルで1000倍ほどのゲインを持つ増幅回路を構成しています。ORTEC 572では20から1000倍の増幅率を切り替えることができます。アンプ  $A_0$ 、コンデンサ  $C_d$ 、抵抗  $R_d$  及び可変抵抗  $R_{pz}$  を含む初段の回路は微分回路であり、アンプ  $A_1 \sim A_n$ 、コンデンサ  $C_1$ 、抵抗  $R_1$  を含む次段以降はローパスフィルタ(鋭いパルスを滑らかにする回路)です。初段の微分回路は信号の段差部分を取り出すために不可欠です。さらに次段以降のローパスフィルタ群を通り抜けることで、パルス幅  $T = n\tau$  の擬似ガウス波形へと整形されます。この  $T$  をシェーピングタイムと言います。 $\tau$

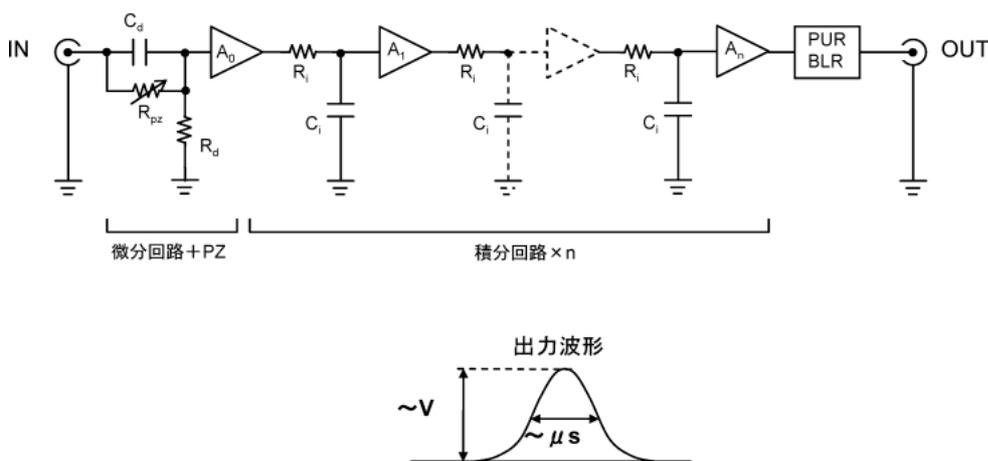


Fig. 6 (左) 波形整形アンプの内部回路模式図と出力波形。(右) ORTEC572 (写真提供: セイコー・イーシーアンドジー株式会社)

はフィルタを構成するコンデンサと抵抗により決まり、 $\tau = C_d R_d = C_i R_i$ との関係で結ばれます。ORTEC572ではこれらC, Rを切り替えることでシェーピングタイムを0.5~10 usの範囲で調節することができます。シェーピングタイムを短くすると、多数の光子を細い出力パルスに分離することができますが、S/N (signal-to-noise : 信号対雑音)比が悪化してしまうので、パルス波高弁別によるエネルギー分析の分解能は下がります。逆にシェーピングタイムを長くすれば、多数の光子の入射時にパルスが分離できなくなります。エネルギー分析の分解能は上がります。

初段微分回路部の可変抵抗  $R_{pz}$  はポールゼロキャンセル回路と呼ばれます。レジスティブフィードバック方式の電荷有感形前置増幅器の出力は、波形整形アンプ初段の微分回路を通過すると信号ピークの後ろ側にベースライン(無入力時の出力値)より下がる部分が発生します。この部分はアンダーシュートと呼ばれます。アンダーシュートしているタイミングで次のパルスが到来すると、波高に誤差が生じます。ポールゼロキャンセル回路はアンダーシュートを除去します。出力波形をオシロスコープで見ながらアンダーシュートが無くなるよう可変抵抗  $R_{pz}$  調整します。アクティブリセット方式の電荷有感形前置増幅器の出力の場合はアンダーシュートを発生しないので  $R_{pz}$  をゼロにします。

Fig. 6 の  $A_0 \sim A_n$  のようにトータルで1000倍ものゲインを持つアンプは、最終出力に大きな直流電圧誤差(ベースライン誤差)を生じやすくなります。これではパルス波高計測値に誤差が生じ、最終的なエネルギースペクトルのピーク幅が広がってしまいます。ベースライン誤差を除去するには、微分回路により直流を遮断しパルスだけ通過させます。しかし単なる微分回路は、入射光子数の変動によりパルスの繰り返しレートが変動すると、それにつれてベースラインも変動します。これを除くため、光子の非入射時にベースラインを迅速に回復するアクティブな回路を持たせた微分回路がBLR (Base line restorer) です。

Fig. 6 の左下に示すように、1光子に対する波形整形アンプ出力は $\sim V$ の波高と $\sim \mu s$ の幅を持つ擬似ガウス関数となります。もしこの出力パルス幅よりも短時間に光子が多数入射したら、各パルスが重なって波高の高い信号が出力されてしまいます。これは検出光子数の減少を引き起こすと同時に、高エネルギー光子の入射を示す偽の出力パルスを発生します。この状態(Pile Up)ではデータの信頼性が失われます。そこで Fig. 6 最終段のPUR (Pile Up Rejection) 部で回路の動作を監視し、Pile Up時にロジック信号を出力します。このロジック信号は次段の装置がデータ収集を一時止めるために用います。

波形整形アンプ出力を波高弁別器で分析すれば、光子のエネルギーを知ることができます。波高弁別器には2種類あります (Fig. 7)。入力パルス波高がある値D以上になるとロジックパルスを出力するのがディスクリミネータで

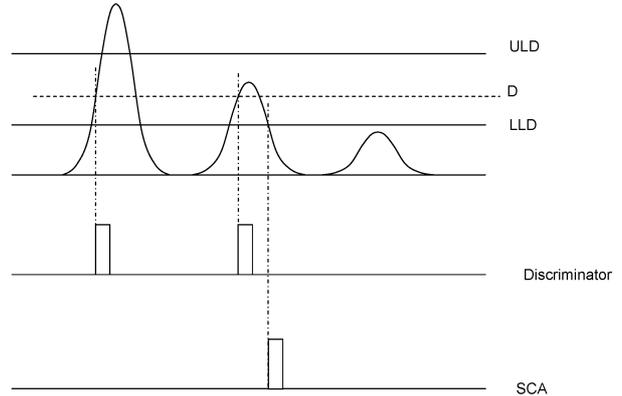


Fig. 7 ディスクリミネータとSCAの動作

す。入力パルス波高がある範囲 (ULD~LLD : この範囲をウィンドウと呼ぶ) に入るとロジックパルスを出力するのがSCAです。ディスクリミネータは入力パルスの立ち上がり側がDをよぎるタイミングでロジックパルスを出します。一方、SCAは立下り側がLLDをよぎるタイミングでロジックパルスを出しています。このタイミングは入力パルスの波高がウィンドウの中にあることが論理的に確定するタイミングです。出力パルスからエネルギー条件を満たす光子数を数えるために、通常一定時間の出力パルス数をORTEC994などのカウンタで計数します。

SCAのウィンドウを連続的に変化させながら出力ロジックパルスを計数していくと、波高分布つまり光子のエネルギースペクトルを得ます。しかし実際のスペクトル測定でのSCAの閾値スキャンは稀であり、通常はMCAを用いてスペクトル測定が行われます。MCAは入力波形をAD変換し、その後の全ての信号処理をデジタルデータとして処理します。一度デジタル化した波形は計算速度の範囲内で、いかようにも信号処理できます。つまりAD変換がMCAの性能を決定します。国内の放射光施設ではMCAとしてセイコー・イーザードジーの7000シリーズ(利用情報2)がよく用いられています。MCAに用いるAD変換器は入力パルスのピーク値を検出し、得た値に応じたメモリに1を加算していきます。このメモリは例えばセイコー・イーザードジー7600では、16000チャンネル準備され、各チャンネルは24 bit (1677万)の深さがあります。MCAは元来デジタル的な装置であり、コンピュータとのインターフェースが充実しています。最近では解析ソフトウェアなども充実しており、PCから専用ソフトウェアを用いて動かします。

#### 4.2 タイミング測定に重点を置いた信号処理系

KEITHLEY 428は高速電流アンプとはいえその立ち上がりはマイクロ秒オーダーに過ぎず、ナノ秒オーダーの立ち上りの高速パルスのタイミング測定では使えません。この場合には、Fig. 8のような回路を用います。即ち抵抗

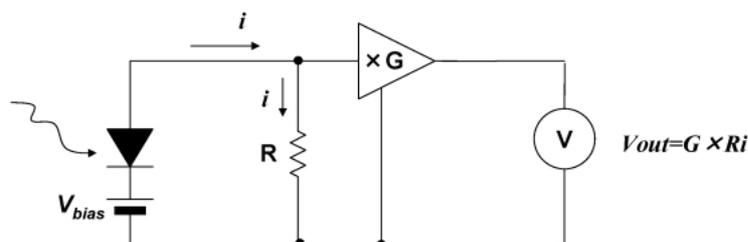


Fig. 8 (左)タイミング計測用アンプ。(右) ORTEC VT120。

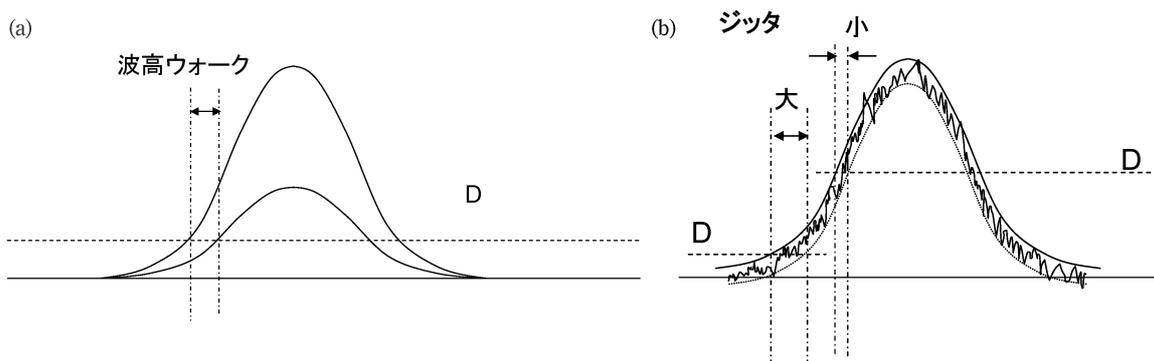


Fig. 9 ディスクリミネータ出力の不安定性

に検出器の電流パルスを通し、その両端に発生する電圧を高速アンプで増幅します。ただし用いる抵抗値は小さくします。この抵抗値が大きいと周囲の導体との静電容量とカップリングしローパスフィルタ（低い周波数のみ通過する回路）を形成し、出力パルス幅が広がります。ただし低い抵抗値では十分な信号振幅が得られないので、後段の高速電圧アンプでゲインを稼ぎます。実際にはこのアンプの入力インピーダンスが電流電圧変換の抵抗を兼ねます。この方式は第5回のAPDや第6回のMCPの信号処理で用いられます。

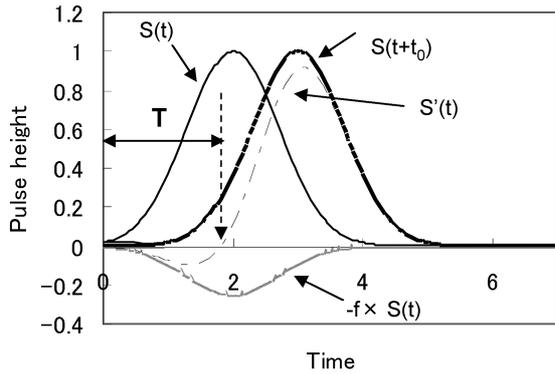
この方式のアンプとして例えば ORTEC VT120 高速タイミングアンプがあります。VT120は入力インピーダンスが $50\ \Omega$ であり、検出器と直結して用いる場合はこの入力インピーダンスの両端に発生する電圧を拡大します。立ち上がり時間は1 ns以下です。MCP、光電子増倍管などにも用いられています。ゲインは電圧増幅率として200倍のものと20倍のものとがあります。

アンプ出力をディスクリミネータで処理すると、光子が検出器に飛び込んできたタイミングのロジックパルスとなります。しかしこの出力タイミングは波高に依存して変動します。これを波高ウォークと呼びます (Fig. 9 (a))。また同じ波高と波形を持つパルスであっても現実的にはこれに電子回路特有のランダムノイズが伴うため、やはりロジックパルス出力のタイミングは微小に変動します。これをジッタと呼びます (Fig. 9 (b))。ジッタは回路系に熱雑音

が必ず存在するため根絶はできませんが、パルス波形の傾斜が急峻な部分に閾値を設定すると減らすことができます。

波高ウォークとジッタの少ないタイミング信号を得る専用回路としてコンスタントフラクションディスクリミネータ (Constant Fraction Discriminator: CFD) が用いられます。理想的な波形整形アンプ出力は、光子エネルギーに応じて波高だけ違う同じ形の擬似ガウス波形です。この場合、波高がピーク値の一定割合 (Constant Fraction) に達するまでの時間は一定です。CFDはこの性質を応用します。つまりCFDは波高がCFに達する時間にロジックパルスを出力するディスクリミネータなのです。具体的には Fig. 10のような信号処理をします。パルス波形  $S(t)$  があった場合、これを一定時間遅らせた波形  $S(t+t_0)$  と、一定割合に波高を縮小して反転させた  $-f \cdot S(t)$  を加え合わせた  $S'(t)$  は、必ず光子の入射から一定時間  $T$  においてゼロクロスします。CFDはこれらの演算をアナログ回路で実現し、ゼロクロス点でロジックパルスを出力します。 $f$  値は、 $S'(t)$  のゼロクロス点の傾斜が最大になるように選びます。これによりジッタも最小限となります。ORTEC 583B CFDの時間精度は $\pm 75\ \text{ps}$ 以下です。

光子のタイミング信号を用いて様々な実験を行うための強力なツールとして Time to Amplitude converter (TAC) という回路があります。TACは、スタートパルスとストップパルスの時間間隔に比例した波高のパルスを出力します。原理的には、ある容量をもつコンデンサを定電流源に



$$S'(t) = S(t+t_0) + (-f \times S(t))$$

Fig. 10 コンスタントフラクショナルディスクリミネータの信号処理

より、スタートパルス入力で充電開始し、ストップパルス入力で充電停止します。ストップ時にコンデンサ両端の電圧をパルス波高として出力します。ORTEC社のTAC566はフルスケール50 ns～2 msまでの時間を波高10 Vフルスケール、1～3 usのパルス幅の矩形信号に変換するTACです。このパルスを例えばMCAに供給して波高分析すれば、時間スペクトル測定が実現できます。例えばTAC566をフルスケール50 nsで用いている場合、出力の分解能はフルスケールの0.01%以下とされており、5 psに対応します。ただし出力波高フルスケールが10 Vであるので、波高分析の分解能が1 mV精度を持つ必要があります。例えば、本シリーズ第5回で紹介したAPDによる核共鳴時間分光測定では、TAC566に対し、スタート信号として加速器のRFクロックを分周した信号を用い、ストップ信号としてAPDから得た信号をCFDで処理したものを使っています。

パルス型検出器の信号処理系は放射線計測において多くの技術開発が蓄積しており役に立つ参考書が多くあります<sup>4,5)</sup>。

## 5. アナログ信号処理のために有用な知識

検出器のアナログ信号処理において役立つ知識を4つ紹介します。一つは、多様なアナログ信号処理回路系をブロック細工のように組み上げるNIMモジュールです。次に装置接続時に多用する同軸ケーブルとコネクタについて、さらに装置接続時のインピーダンス整合について、最後にアナログ回路で常に悩まされるノイズとグラウンド処理について解説します。

### 5.1 NIMモジュール

放射光実験は多様であり、必要とする信号処理も千差万別です。実験目的に応じ専用のアナログ回路を開発するか

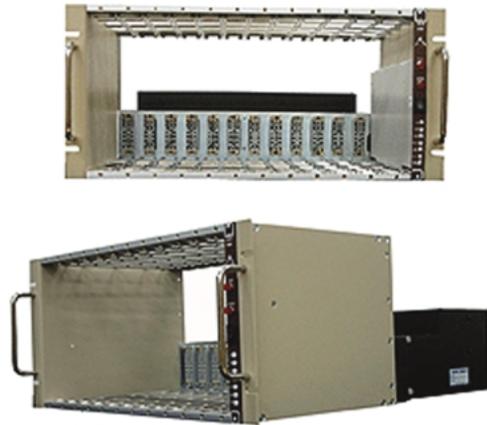


Fig. 11 NIM BIN電源ORTEC4001A (写真提供：セイコー・イメージアンドジー株式会社)

わりに、機能限定の回路モジュールをつなぎ合わせ目的のシステムを組むのが能率的です。モジュールの連結で信号処理系を実現していく作業は、目的に沿った信号の流れを理解し実験系そのものを組み上げることであります。

回路のモジュール化のためには統一規格が必要です。元来、信号処理が複雑なアナログ回路は、1, 0の2つの論理信号しか取り扱わないデジタル回路と比較し規格化しにくいものです。しかしながら、米国原子力委員会(AEC)において制定された“放射線測定モジュール標準規格TID-20893”に準拠した標準規格であるNuclear Instrument Module(NIM)規格は、アナログ回路系の規格化に成功しています。とはいえアナログの特徴はその自由な波形処理ですから、この規格は非常に縛りのゆるいものです。即ちNIM規格の定めるところは、回路モジュールケースの形状および電源の仕様、ケーブル、コネクタ、インピーダンス、ロジックレベルなどです。信号のタイミングについての規定は無く、筐体内に如何なる回路を作るかは制限がありません。現在では1990年に見直しされたNIM規格(DOE/ER-0457T)が用いられます。NIM規格に沿う回路をNIMモジュールと呼び、数多くのNIMモジュールが放射光実験の現場で用いられています。これら回路モジュールも最初は少数の実験に特化して開発されたものでしたが、その中で汎用性の高い回路について様々なメーカーが製品として販売するようになってきます(利用情報2, 3)。NIMモジュールは、NIMピンと呼ばれる電源クレートに装着して使用します(Fig. 11)。Table 2に放射光実験の回路モジュールを使う上で重要なNIM規格について示しました。

ロジック信号としてはTable 2に示したFast NIMが高速ロジック信号としてよく用いられます。これは電流値で規定されており、50 Ω入力インピーダンスの装置にロジック1の電流を入力した場合には約-0.7 Vの負電圧信号となります(入力インピーダンスについては5.3で述べます)。Fast NIMは～nsの立ち上がり時間を持ち、精密な

Table 2 NIM 規格

形状寸法	NIM モジュール	巾	1.35 inches × N
		高さ	8.7141 inches
		奥行き	9.6741 inches
	NIM ピン	巾	19 inches
		高さ	8 + 3/4 inches
		奥行き	10 + 3/4 inches
電源仕様	±24 V	各 1A (標準)	各 2A (ハイパワーピン)
	±12 V	各 2A (標準)	各 4A (ハイパワーピン)
	±6 V	各 6A (オプション)	各 12A (ハイパワーピン)
	AC115V	0.4 A	
信号用コネクタ	モジュール間の接続に LEMO, BNC コネクタを用いることを基本とする。		
インピーダンス	同軸ケーブルの特性インピーダンスは 50 Ω		
ロジック信号	Fast NIM (立ち上がり時間 ~ 1 ns)	Logic "0" 出力: -1 ~ +1 mA 入力: -4 ~ +20 mA	Logic "1" 出力: -14 ~ -18 mA 入力: -12 ~ -36 mA

Table 3 NIM BIN 電源のピンアサイン. NIM コネクタには他にも信号線などがアサインされているが多くのモジュールでは電源のみ用いている

ピン番号	電圧
10	+6 Volts
11	-6 Volts
16	+12 Volts
17	-12 Volts
28	+24 Volts
29	-24 Volts
33	115 Volts ac (Hot)
34	Power Return Ground
41	115 Volts ac (neut.)
42	High Quality Ground
G	Ground Guide Pin

タイミング信号や高い繰り返しレートの信号の伝送に向いています。

Fast NIM 以外に TTL (Transistor-Transistor Logic) もよく使われています。NIM 規格の中に TTL は含まれませんが、NIM モジュールであっても TTL レベルの論理信号を受け付けるものがあります。TTL の論理レベルは、論理 "1" が約 +5 V (2.5 V 以上)、論理 "0" が 0 V (0.84 V 以下) です。

NIM の筐体のみを購入することも可能であり、回路設計のスキルのある実験者は、電源ピンだけ確認すればいろいろアナログ回路を自由に組み立てることが可能です。

Table 3 に自作派の方々のために NIM 電源のピンアサインを示します。

## 5.2 同軸ケーブルおよびコネクタ

NIM をはじめ多くの検出器信号処理系のモジュールを接続するのに同軸ケーブルが用いられます (利用情報 4)。同軸ケーブルとは、内部導体、絶縁体、外部導体、シースが同心円上に存在するように作られたケーブルです (Fig. 12 左)。よく用いられている RG 型同軸ケーブルは米国陸海軍連合仕様書 JAN-C-17, MIL-C-17, 及び防衛庁仕様 DSP-C-3102 に準拠した高周波ケーブルです。これはポリエチレン絶縁体により高い絶縁耐圧を持っています (Table 4)。

Table 4 の中に示した特性インピーダンスとは同軸ケーブルの断面形状から決まる値です。具体的には次式 (1) のようになります。

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log \left( \frac{D}{d} \right) \quad (1)$$

ここで  $D$ : 絶縁体外径,  $d$ : 内導体外径,  $\epsilon_r$ : 絶縁体の比誘電率, です。Table 4 のケーブルは式 (1) で決まる特性インピーダンスとなるように設計されています。5.3 で述べますが、この値は特に高速のパルスを送送する場合に重要な意味を持ちます。

RG59 は NIM 規格の特性インピーダンスから外れた 73 Ω ですが、これは専らその高い絶縁耐圧を生かして高電圧バイアス印加電圧を送送するのに用いられます。ここでは高速パルスを扱わないので特性インピーダンスを無視しています。このケーブルを高電圧用として用いる場合、シー

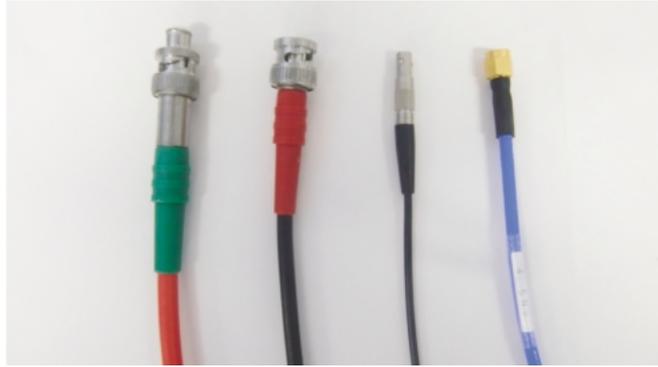
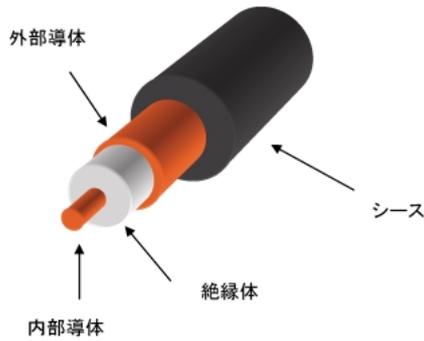


Fig. 12 (左)同軸ケーブルの構造。(右)同軸コネクタ (左から SHV, BNC, LEMO, SMA)

Table 4 よく用いられる同軸ケーブルの特性<sup>6)</sup>

	仕上 外形	使用 最大 電圧	特性 インピー ダンス	減衰 dB/1 m@ 100 MHz	信号伝送速 度：光速に 対する%
RG178B/U	1.8	1.0 kV	50	0.32	70
RG316/U	2.4 mm	1.2 kV	50	0.38	70
RG58C/U	5 mm	1.9 kV	50	0.16	67
RG59/U	6.2 mm	2.3 kV	73	0.12	70

スが赤いものを用いると、高電圧が通電されていることが一目でわかり運用上便利かつ安全です。RG59 以外でも赤い被覆ケーブルはすでに放射光施設で普通に使用されており、これらは高電圧通電用のケーブルであることを示しています。

3.1に述べた電流型検出器からの微小電流出力を電流アンプまで伝送する場合にも同軸ケーブルが使われます。ただし同軸ケーブルを用いて、 $\sim$ pA 程度の微小電流を伝送しようとするときケーブルの振動による測定値のふらつきが問題となります。これは摩擦により生じた静電気の移動が原因と言われています<sup>7)</sup>。検出器-電流電圧変換器間を極力短いケーブルで接続し、ケーブルの敷設経路として振動源付近を避けるとよいでしょう。更に同軸ケーブルの内絶縁体とシールドの間に半導電層（グラファイトなど）を設けた低雑音ケーブルを用いることで2桁程度も雑音を起こしにくくすることができます（利用情報5）。ただし低雑音ケーブルに BNC コネクタを取り付ける時には注意を要します。端部では半導電層をしっかりと取り除いておかないと漏れ電流の原因になります。

Fig. 12 及び Table 5 に同軸コネクタを示しました。これらの同軸コネクタも高周波仕様であり一定の特性インピーダンスとなるよう設計されています。それぞれケーブル側に取付けるもの、装置パネルに取付けるもの（レセプタクル）が存在します。また同じ形状のコネクタをメーカーに

より別の呼び方をしている場合があります。例えば通称 LEMO コネクタと呼ばれているものは、LEMO 社の LEMO00.250 シリーズのコネクタですが、同じ形状のコネクタを HUBER + SUHNER 社は QLA 型と呼びます。詳細についてはメーカーのホームページ等を利用して下さい。

SMA は使用周波数が高い領域まで伸びており、高速信号の伝送に用いられます。タイミング信号系を構成する回路の入出力でよく使われます。

MHV と BNC は形状が似ており、誤接続・誤用のおそれがあります。この誤用は高電圧印加による機器損傷、更には人体への危険も伴います。数多くの BNC コネクタが用いられる放射光施設では、こうした誤用を避けるため高電圧用として MHV の使用は推奨されません。

コネクタの規格を変換する変換コネクタが多数販売されています。LEMO-BNC, SMA-BNC, SHV-MHV などの変換はこのようなコネクタにより可能です。詳細は各メーカーの HPなどを参考にして下さい。

### 5.3 装置のインピーダンス

検出器の信号処理系は多くの場合、複数の装置を同軸ケーブルでつなぎ合わせて実現します。このとき信号の大きさと波形が変わらないように伝送しなくてはなりません。このとき重要なのが、装置の出力インピーダンスと入力インピーダンス、及び上述したケーブルの特性インピーダンスです。インピーダンスは電流の流れにくくする性質であり、直流に対しては「抵抗」と同義です。したがってその単位としては  $\Omega$  (オーム) が使われます。交流に対してはコンデンサ C やコイル L も周波数に応じて変化する抵抗となり信号を減衰させます。ただし装置の入出力部における C, L は非常に小さいことが多く、装置のインピーダンスとは多くの場合、装置の入出力部にある抵抗のことです。一方ケーブルは銅線の R 成分が非常に小さく、その特性インピーダンスを決めるものはむしろ C と L になります。式(1)は同軸ケーブルの構造から来る C, L 成分から得られたものです。

Table 5

呼称	特性インピーダンス	絶縁抵抗	周波数範囲	用途
LEMO	50 Ω	≥10 <sup>6</sup> MΩ	DC…1 GHz	モジュール間接続
BNC	50 Ω, 75 Ω	≥5・10 <sup>3</sup> MΩ	DC…4 GHz	モジュール間接続, 信号伝送
SMA	50 Ω	≥5・10 <sup>3</sup> MΩ	DC…18 GHz	高周波 (RF: Radio Frequency) 用
SHV	50 Ω	≥10 <sup>6</sup> MΩ	DC…300 MHz	高電圧印加
MHV	50 Ω	≥10 <sup>6</sup> MΩ	DC…300 MHz	高電圧印加

\* LEMO コネクタとは通称であり、正式には LEMO 社の LEMO00250 シリーズコネクタである。このシリーズは、世界標準規格「NIM-CAMAC CD/N 549」のベースになっている。

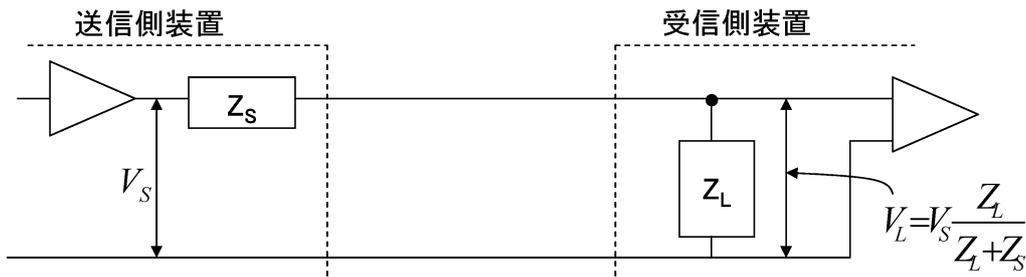


Fig. 13 入力インピーダンスと出力インピーダンス

出力インピーダンス  $Z_s$  は、送信側装置が信号線に直列に持つインピーダンスであり、入力インピーダンス  $Z_i$  とは受信側装置が信号線に並列に持つインピーダンスです (Fig. 13)。図から理解できるように、送信側で波高  $V_s$  の信号を送り出しても、受信側に伝わる信号  $V_L$  の波高は  $Z_s$  と  $Z_i$  による抵抗分割により減衰します。

多くの装置は Fig. 13 の  $Z_s$  に 50 Ω や 100 Ω の抵抗を入れて作られています。これは出力インピーダンスの値を規定するためです。信号の減衰を防ぐには、受信側の装置の入力インピーダンスは  $Z_s$  に比較して十分高くなければなりません。例えば KEITHLEY 428 電流アンプの出力インピーダンスは 100 Ω (DC~175 kHz) です。これをツジ電子の VF 変換器 NVF-2 (入力インピーダンス > 1 MΩ) に接続した場合、信号の減衰は 0.01% 以下にとどまります。もし仮に、入力インピーダンス 50 Ω の装置に接続すると信号量は 33% に減ります。入力インピーダンスの高い装置は複数並列につないでも信号の減衰が少なくてすみます。先の例だと入力インピーダンス 1 MΩ の装置を 4 つ並列にしても信号の減衰は 0.04% 以下です。

一方、極めて速いパルス信号を扱う場合、受信側の入力インピーダンスをただ高くするだけではうまく信号が伝わらないことがあります。高速信号の伝送ではしばしば反射が起きるからです。反射とはケーブルの端まで伝わった信号の一部が送信点まで戻ってくることです。戻ってきた信号は送信側でも反射し、ケーブルの両端を信号が往復しながら減衰していきます。よく用いられる特性インピーダンス 50 Ω の同軸ケーブル RG316 (長さ 1 m) の片端からパ

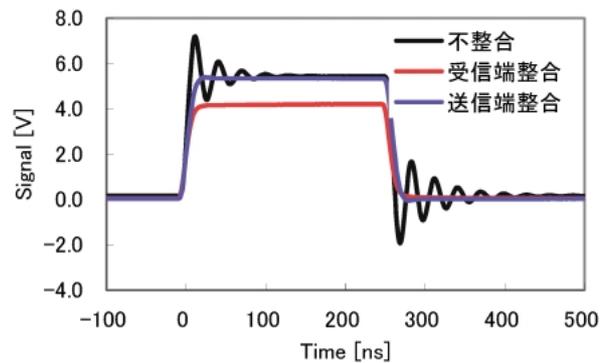


Fig. 14 信号の反射とインピーダンス整合

ルス幅 250 ns の信号を加え、反対の側を 1 MΩ の入力インピーダンスのオシロスコープで観察すると Fig. 14 (黒線) のような振動波形が観察されます。例えば MCA に入力されるパルス信号がこのような波形だと、一つのパルスを何度も数えてしまいます。

反射を防ぐにはケーブルの特性インピーダンスと、送信側の出力インピーダンスまたは受信側の入力インピーダンスを一致させます。これをインピーダンス整合といいます。NIM 規格ではケーブルの特性インピーダンスを 50 Ω に規定しているため、パルスを扱う装置の入出力インピーダンスもそれに合わせて 50 Ω とする必要があります。Fig. 14 でオシロスコープの入力インピーダンスを 50 Ω とすると、反射が無くなります (Fig. 14 赤線)。またオシロスコープの入力インピーダンスを 1 MΩ のままにし、パルス発生

器の出力インピーダンスが $50\Omega$ になるよう適当な抵抗をつけるとやはり反射が無くなります (Fig. 14 青線)。

Fig. 14 に示されたとおり、受信端または送信端のどちらかにおいてインピーダンス整合させれば反射が無くなります。前者を受信端整合、後者を送信端整合といいます。例えば、ORTEC 142シリーズの前増幅器の出力インピーダンスは $50\Omega$ であり、これに特性インピーダンス $50\Omega$ のケーブルを接続すれば送信端整合がとれます。これを入力インピーダンス $1M\Omega$ のORTEC572波形整形アンプに接続する場合、反射が抑制されるとともに、受信端の入力インピーダンスが高いので信号の減衰が0.005%にとどまります。

#### 5.4 ノイズとグラウンド処理

アナログ信号は波形や振幅に微細な情報を持つので、ノイズによる信号劣化は致命的です。ノイズを除く方法の一つは、欲しい信号の周波数成分だけが通過するフィルタを用いることです。現実的には信号よりノイズの周波数が高い場合が多いので、ローパスフィルタ (低い周波数だけ通過するフィルタ) が効果的です。フィルタとしては、例えばNF回路ブロック社の周波数可変フィルタ3611などは低価格で取り扱いやすいフィルタです (利用情報6)。また電離箱電流を電流アンプで電圧変換して、さらにVF変換して1秒積算のカウンタという先に述べた方法は、一種のローパスフィルタによる信号処理です。ケーブルが拾ってくるノイズは、1秒もの長い積算ではほとんど消えてしまいます。またKEITHLEY428電流アンプは可変フィルタを内蔵しているのでそれを用いることもできます。もう一つ付け加えるならばパルス型検出器における波形整形アンプも一種のバンドパスフィルタ (特定周波数だけ通過するフィルタ) です。ただし応答時間を速くするために切り出す周波数帯域を広くした特殊なバンドパスフィルタといえます。

電磁誘導的なノイズが支配的ならば、ノイズ源からの距離を離すことやシールド (遮蔽) が効果的です。放射される電磁波は距離の2乗に反比例して減衰するので、適度に距離をとることが効果的な対策となります。シールドについては、同軸ケーブルを用いれば外導体がシールドとして働きます。しかし、外導体は信号のリターン (帰り道) も兼ねています。本格的な遮蔽が必要なら、トライアクシャルケーブル (3重同軸) を用いることができます。これは通常同軸ケーブルのシースの外側にもう一つの外導体とシースが存在するようなものです。KEITHLEY社ピコアンメータには入力コネクタがトライアクシャルになっているものがあります。またトライアクシャルコネクとBNCコネクタを変換するアダプターもあります。これを用いてBNCケーブルをトライアクシャルコネクタにつなぐことも可能です。しかしこの場合、せっかくのトライアクシャルのノイズ耐性を十分に活用していないことになります。

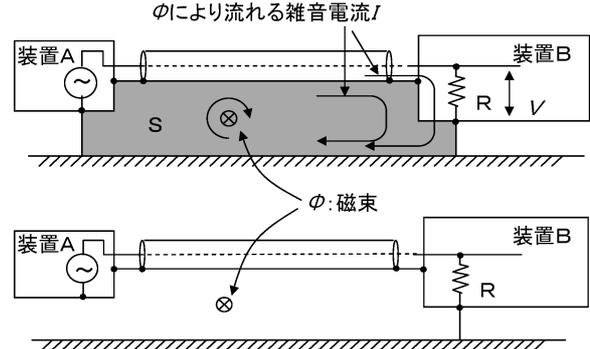


Fig. 15 同軸ケーブルの両端を接地することで形成されるグラウンドループ (上)。及び片側接地によってグラウンドループ形成を防止 (下)。

最後に、ケーブルにおけるグラウンドのつなぎ方について説明します。Fig. 15 (上) に、装置間を結ぶ同軸ケーブルを装置の両側でグラウンドに落とした場合を示します。図中の灰色で示した部分を囲むようにケーブルとグラウンドによってループができています。これをグラウンドループと呼びます。グラウンドループは、グラウンドの取り方によっては大きな面積  $S$  を持つことになります。今ここで面  $S$  を通り抜ける磁束  $\Phi$  が変化すると  $I$  の誘導電流が流れます。この  $I$  がノイズとなります。  $S$  の面積が大きいと沢山の磁束が  $S$  を通り抜け、多くのノイズを拾いこみます。このノイズ電流  $I$  は同軸ケーブルの内導体と外導体に同じ量だけ同じ方向に流れるものであり、コモンモードノイズと呼ばれます。図を見ればわかるように、内導体に誘起された電流  $I$  は装置 B の入力インピーダンス (ここでは単純化して抵抗成分  $R$  だけとする) により  $V = RI$  の電圧を発生します。一方外導体を流れる  $I$  はグラウンドに流れ込みます。装置 B は入力において  $V$  の分だけノイズ電圧を拾いこむというわけです。

ここで Fig. 15 (下) のように装置 A の側をグラウンドから切り離します。装置 B の側は回路が安定動作できるように接地します。こうするとグラウンドループが無くなったことがわかります。その結果コモンモードノイズが無くなります。ケーブルが電磁誘導の妨害を受けにくい状態で使うには、片側だけグラウンドに接地した状態で使うのがよいのです。この基本に立ち返って考察することでノイズの問題が発生した場合の問題解決の糸口となります。

ノイズの取り扱いについて実用的観点からの優れた参考書として 8), 9) をあげておきます。

## 6. アナログ信号処理の今後—DSP によるアナログ信号処理の置き換え

これまで述べてきたようにアナログ信号処理は、検出器内部で発生した電荷を信号処理の世界に導き入れ、そこから様々な情報を取り出せるように工夫されています。しか

しノイズに弱いという弱点があります。次回のテーマとなるデジタル信号処理は、アナログに比較して格段にノイズに強いものです。かなり大きなノイズが来ても、それが一定の閾値を越えなければ情報は正しく伝わります。全ての信号処理をデジタルで置き換えることが出来れば、信頼性の高い計測システムとなりえます。従来、高速なアナログ回路系をデジタルすなわち計算機に置き換えるのは難しいものでした。しかし、1980年代から高速の演算処理が可能なマイクロプロセッサである Digital Signal Processor (DSP) がテキサスインスツルメンツ社により開発販売されるようになると、それまでアナログ回路でしかなしえなかった精細な信号処理がデジタルにより行えるようになりました。その後も DSP は進歩を続け、現在ではクロック周波数が GHz 級となっています。更に大規模なデジタル回路を一つの LSI の中に好きなように再構成することができる Field Programmable Gate Array (FPGA) に DSP の機能を書き込んでしまえるようになってきており、回路全体が小型化高性能化しています。もはや、初段の AD 変換によりアナログ信号をデジタルの世界に取り込んでしまえば、あとは自由にしかも非常に複雑な信号処理が可能となってきているわけです。検出器の信号処理の世界にもこの流れは押し寄せています。例えば XIA LLC 社の DXP-XMAP は前置増幅器からの信号をそのまま入力してやれば、波形整形から MCA まですべて DSP により行ってくれます (利用情報 7)。

このようにアナログ信号処理は DSP により多くの領域を置き換えられつつあります。しかし、デジタル回路といえどもその基本にはアナログ回路技術があります。また初段エレクトロニクスの部分や、信号の伝送とノイズの関係など、電気そのものの振る舞いを使いこなしていかなければならないものもあります。今回の記事が、検出器システムのパフォーマンスを最大限に引き出して使ってゆくためのアナログ回路理解の一助となれば幸いです。

#### 謝辞

本稿における写真の一部をセイコー・イージーアンドジー株式会社様から提供していただきました。また執筆にあたり財団法人高輝度光科学研究センターの豊川秀詞氏、谷田肇氏、大沢仁志氏、坂田修身氏、岡田京子氏から多くの情報をいただきました。皆様に感謝いたします。

#### 利用情報

1. 電流アンブ  
ケースレーインスツルメンツ株式会社  
<http://www.keithley.jp/>
2. NIM モジュール, MCA 他  
ORTEC <http://www.ortec-online.com/>  
セイコー・イージーアンドジー株式会社  
<http://speed.sii.co.jp/pub/segg/hp/index.jsp>
3. NIM ブランクモジュール, NIM モジュール, その他  
検出器関係エレクトロニクス特注  
クリアパルス株式会社など  
<http://www.clearpulse.co.jp/>  
ツジ電子株式会社 <http://www.tsuji-denshi.co.jp/>
4. 同軸コネクタ, 同軸ケーブル, 林栄精器株式会社  
<http://www.repic.co.jp/>  
レモジャパン株式会社  
<http://www.lemo.co.jp/company/index.html>
5. 低雑音ケーブル  
HLN RG-55/U 等 日立電線  
<http://www.hitachi-cable.co.jp/index.html>  
(販売 電子ブロック : TEL0425-35-8900)
6. フィルタ  
エヌエフ回路設計ブロック等  
<http://www.nfcorp.co.jp/>
7. DSP による波形整形システム  
XIA LLC 社  
<http://www.xia.com/>

#### 参考文献

- 1) 「放射線計測の理論と演習」上巻 ニコラス ツルファニデス 阪井英次 訳 現代工学社 ISBN4-87472-127-3 C3042
- 2) Y. Nishino, T. Kudo, M. Suzuki and T. Ishikawa: Proceedings of the SPIE, Volume 5195, pp. 94-103 (2003).
- 3) T. Kudo and H. Tanida: Rev. Sci. Instrum. **78**, 033104 (2007)
- 4) 「放射線計測ハンドブック」 Glenn F. Knoll 木村逸郎, 阪井英次 訳 ISBN4-526-04720-1 日刊工業新聞社
- 5) 「放射線応用計測 基礎から応用まで」野口正安 富永洋 ISBN 4-526-05374-0 C 3050 日刊工業新聞社
- 6) 「RG タイプ高周波同軸ケーブルカタログ」株式会社フジクラ  
[http://www.fujikura.co.jp/products/cable/coaxial/\\_icsFiles/afieldfile/2009/04/03/cd1203\\_10\\_rg\\_p6\\_8.pdf](http://www.fujikura.co.jp/products/cable/coaxial/_icsFiles/afieldfile/2009/04/03/cd1203_10_rg_p6_8.pdf)
- 7) 定本 OP アンブ回路の設計」岡村迪夫 ISBN-10: 4789830500
- 8) 「解析ノイズメカニズム」岡村迪夫 ISBN
- 9) 「良くわかるノイズ対策技術」宮崎技術研究所,  
<http://www.miyazaki-gijutsu.com/series2/index.html>