
計測コラム emm85 号用

デジタル計測の基礎 – 第 13 回「A/D コンバータの基礎」

本コラム「デジタル計測の基礎」を担当して丸一年経ちましたので、再度基本的な内容を取り上げていきます。

今回は、「A/D コンバータの基礎」についてお話しします。チュートリアルな内容ですが、おつきあいください。

アナログ信号をデジタル信号に変換する A/D コンバータは、デジタル計測器において、非常に重要なデバイスです。その A/D コンバータの性能を決める主要な要素は、サンプリング周波数と分解能です。サンプリング周波数は、入力できるアナログ信号の最大の周波数帯域を決め、また分解能は、入力アナログ信号をどれくらい小さい信号まで再現できるかの能力を表し、デジタルデータのビット数で決まります。

一般にアナログ入力電圧を離散化したデジタル値に変換することを量子化と呼び、どれくらい細かく分割するかは、2 進数（バイナリ）のビット数となります。たとえば、ビット数が 8 の場合は、入力電圧は 256（=2 の 8 乗）分割されることとなります。

サンプリング周波数（変換速度）とビット数によって、デジタル計測器に使われる主な A/D コンバータは、以下に分類できます。

変換速度 (サンプリング周波数)	ビット数	主な方式	主な応用
低速用 (数 Hz ~ 数 kHz)	8 ~ 20	二重積分型	パネルメータ、はかり 温度計
中速用 (数 kHz ~ 数 100kHz)	16 ~ 24	$\Delta \Sigma$ 変調型	オーディオ、計測器
中高速用 (数 10kHz ~ 数 MHz)	8 ~ 16	逐次比較型	計測器、数値制御
高速用 (数 MHz ~ 数 GHz)	4 ~ 8	並列比較型 (フラッシュ型)	オシロスコープ、ビデオ

低速用 A/D の代表的な方式である二重積分方式とは、図 1 に示すような構成で、入力電圧 V_{in} を一定時間 ($m\Delta t$; m は固定値) だけ積分をしてそののちに、その積分した電圧値を基準電圧 V_{Ref} で 0V になるまで再度積分して (放電して) その時間をカウンタでカウントします。そのカウント値を n とすると ;

$$n = \left(\frac{V_{in}}{V_{Ref}} \right) m \dots\dots\dots (1)$$

となり、入力電圧 V_{in} に比例したデジタル値 n を得ることができます。

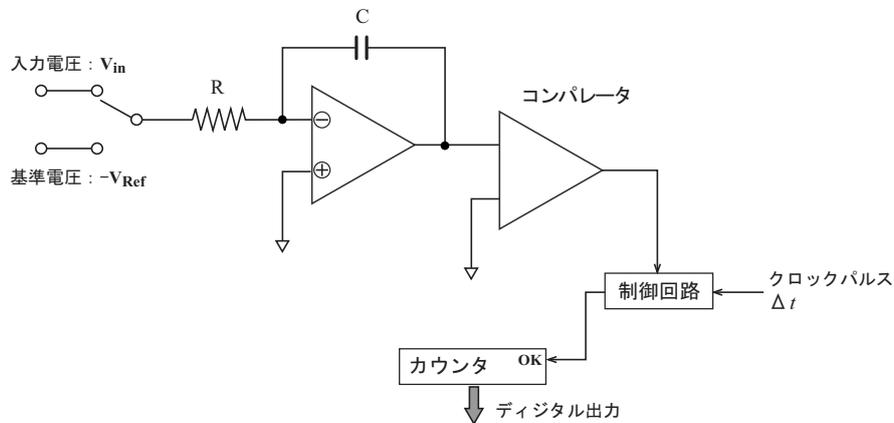


図 1 二重積分型 A/D コンバータのブロック図

本方式は ;

- ① 構成部品 (R や C など) の変動に左右されない
- ② クロックパルスの長期的変動に左右されない
- ③ 入力電圧を積分するので、重畳したノイズを除去できる

などの特徴を持ち、高精度な A/D 変換器を安価に作製できますので、デジタルパネルメータなどには広く使われています。

逐次比較型 A/D コンバータは、図 2 のような構成で、従来から計測制御用として広く使われている方法です。その方式は、その名の通り、入力電圧を仮に決めたデジタル値を D/A 変換してそのアナログ値を順次上位ビットから比較して各ビットが 1 か 0 かを決定していき、最下位ビットの比較で変換を終了します。このように、本方式は原理的に変換にある時間を要しその間入力電圧が一定である必要があるため、前段にサンプルホールド回路は不可欠です。

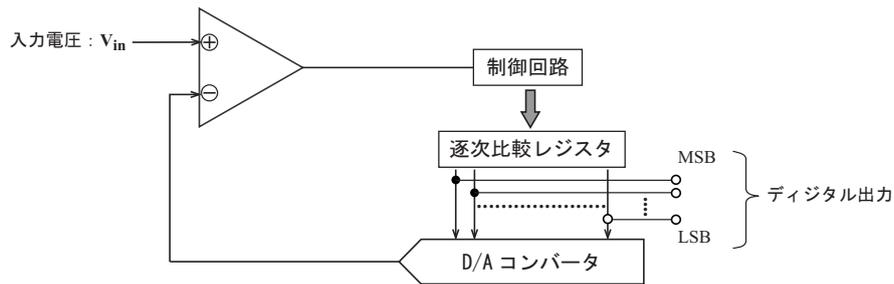


図2 逐次比較型 A/D コンバータのブロック図

本方式は；

- ① 原理的にシンプルで、比較的高速でかつ分解能を高くできる
- ② マイコンでも簡単に構成できる
- ③ 部品（特に D/A コンバータ）のばらつきに依存しやすい

などの特徴を有しており、現在でも幅広く使われています。

$\Delta \Sigma$ 変調型 A/D コンバータは、近年日本で開発された方式（構成は、図3）で、最近のデジタルオーディオの分野（いわゆる 1 ビットオーディオ）で広く使われています。

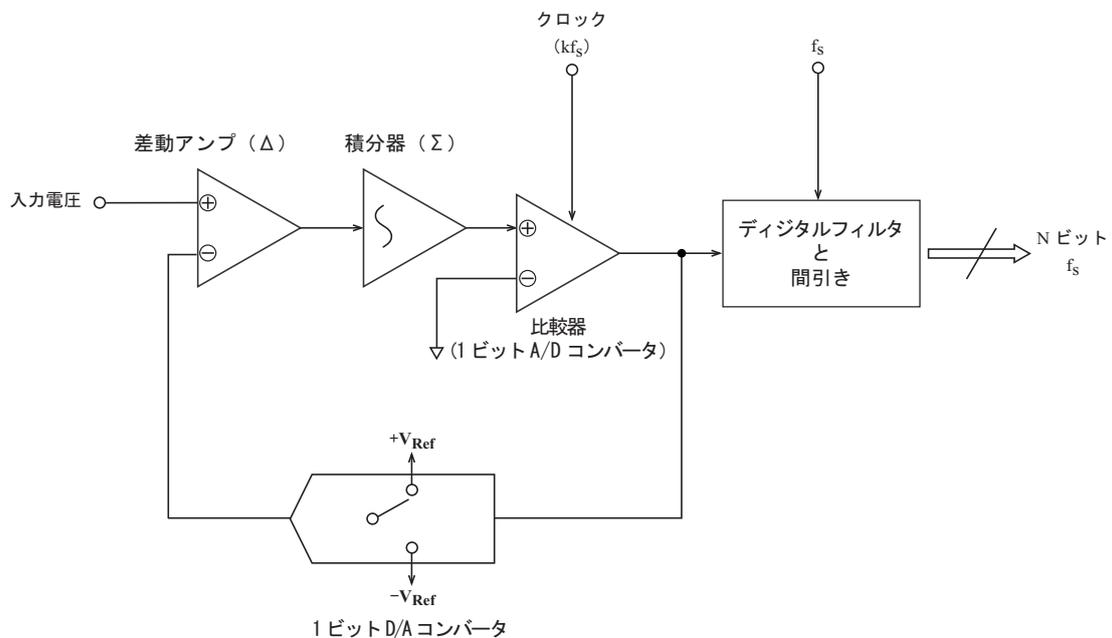


図3 $\Delta \Sigma$ 変調型 A/D コンバータ（1次）のブロック図

本方式の大きな特徴は、オーバサンプリング技術とノイズシェーピング技術を用い、実際利用する周波数帯域（いわゆるナイキスト周波数、図3のサンプリング周波数 f_s の1/2の帯域）において、量子化ノイズを格段に下げることができます。図3は、1次ですがこれを多段従属接続したものを、とくにMASH（Multi Stage Noise Shaping）と呼ぶことがあります。また本方式は、アナログ回路系は非常に簡単のため、ワンチップ化が容易です。

本方式は、上記で記したようにオーバサンプリング技術を用いていますので、サンプルクロックは、実際のサンプリング周波数 f_s の k 倍（例えば、64や128）となり、 $k f_s$ の周波数の1ビットデータ列が出力され、それをデジタルフィルタ（FIRなど）に通したのちに $1/k$ に間引きして、最終的にサンプリング周波数 f_s で N ビットのデジタルデータを得ることができます。

本方式のもう1つの大きな特徴は、デジタル化するサンプリング周波数 $k f_s$ が実際に分析したい周波数帯域（ $1/2f_s$ ）より非常に高いため、折り返し防止のフィルタ（アンチエイリアシングフィルタ）が逐次比較型と比較して、より簡単なローパスフィルタでいいということです。

このように、 $\Delta \Sigma$ 変調型は、従来の逐次比較型と比較して、多くの長所を持つので、計測器分野でもかなり置き換えられるようになってきています。

$\Delta \Sigma$ 変調型の最大の欠点は、内部にデジタルフィルタを含むため、出力の待ち時間が大きいことです。そのため、高速応答が要求される制御系の用途には不向きです。また、多チャンネルを時分割して1つのA/Dコンバータというような用途にも、逐次比較型と比べてあまり適していません。

並列比較型A/Dコンバータは図4の構成をとり、 N ビットのA/Dコンバータでは、 (2^N-1) 個のコンパレータで基準電圧を抵抗分割した電圧値と比較して、その結果をコード化して N ビットのデジタルデータを得る方式です。いわば、力づくで変換する方法で、非常に高速で瞬時に変換可能ですので、サンプルホールド回路は不要ですが、ビット数をあげようとする回路規模が大きくなり、現実的に実現が困難です。

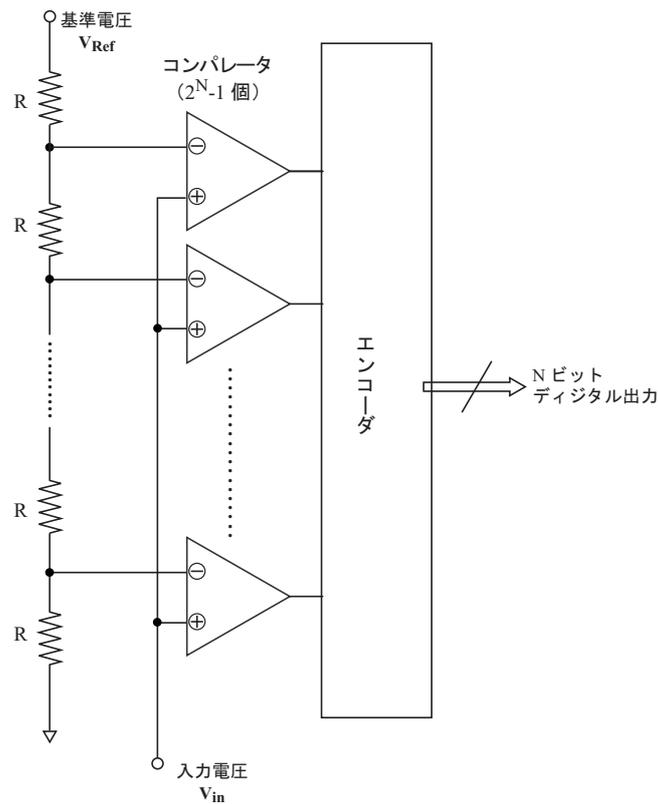


図4 並列比較型 A/D コンバータのブロック図

さて、A/D コンバータは、アナログ時間信号をある分解能で量子化しますので、原理的に量子化誤差は避けられません。今、入力電圧のフルスケール値を F_S (V)、ビット数を N ビットとすると、最小の分解電圧値 q (これを 1 LSB と呼び、 $q = 1\text{LSB}$) は；

$$q = \frac{F_S}{2^N} \dots\dots\dots (2)$$

；となります。図5の量子化誤差を時間の関数 $e(t)$ と見なして、 $e(t)$ の実効値を計算すると、

$$\sqrt{e^2(t)} = \frac{q}{\sqrt{12}} \dots\dots\dots (3)$$

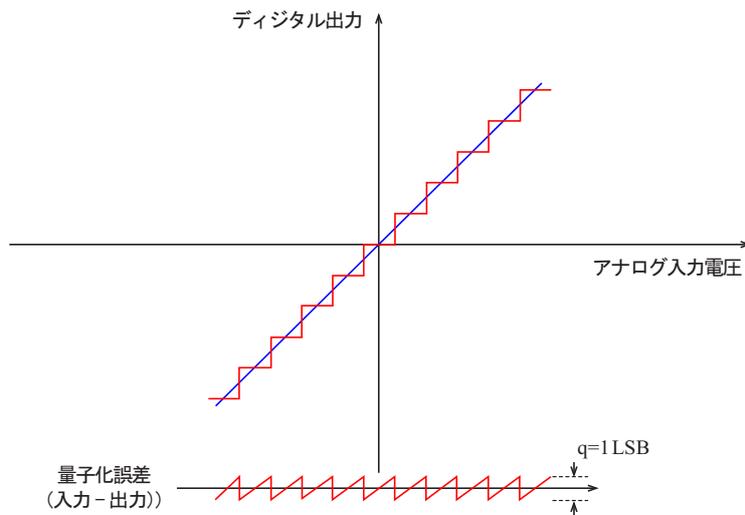


図5 アナログ - デジタル変換特性と量子化誤差

となります。次に、両振幅が F_s と等しい正弦波が入力信号とすると、その実効値は、 $F_s/2\sqrt{2}$ となるので、SN 比 (SNR) は；

$$\text{SNR} = 20 \log \left(\frac{F_s/2\sqrt{2}}{q/\sqrt{12}} \right) = 20 \log \left(2^N \sqrt{\frac{3}{2}} \right) = 6.02 N + 1.78 \quad (\text{dB})$$

例えば、16 ビットの A/D コンバータに入力電圧がフルスケールの正弦波を入力した場合の理想的な SN 比は、約 98dB となりますが、現実的には、以下の理由により、これより値は小さくなるのが普通です。

- (1) A/D の非直線性誤差、オフセット誤差、利得誤差などがある。
- (2) 実際の信号のクレストファクタは、サイン波より小さいのが普通なので、SN 比も上記より小さくなる。

実際の FFT アナライザなどの計測器における SN 比やダイナミックレンジなどの仕様は、A/D コンバータの性能だけでなく、アナログ部の自己ノイズとデジタル化した後の演算精度にも大きく影響されます。それらの総合した能力が仕様となります。

以上