

ここからアナ・ディジ 始める混載設計



第6回 オーバサンプリング技術と Δ - Σ 変調器の構成

湯川 彰

今回は、オーバサンプリングを用いる Δ - Σ (デルタ・シグマ)変調技術について解説する。 Δ - Σ 変調はCMOS回路に向けた方式で、1980年代後半から盛んに使われるようになった。電話音声、オーディオに始まり、最近では精密計測や電力メータ、無線通信などにも応用されている。ここでは Δ - Σ 変調器の動作原理、および構成例について説明する。(編集部)

今まで述べてきたA-DコンバータとD-Aコンバータは、アナログ量の瞬時値をバイナリ表現のデジタル値に1対1で対応させるものでした。このようなコンバータをナイキスト・レート・コンバータ(Nyquist rate data converter)と呼びます。これに対して、今回紹介するオーバサンプリング技術は、アナログ信号と、バイナリ表現のデータの並びで表現されたデジタル信号の間を、少ないビット数(通常は1ビットの符号列)でインターフェースする技術です。少ないビット数で表現する代わりに、本来のナイキスト周波数よりはるかに高い周波数でサンプリングを行います。そのため、「オーバサンプリング」と呼ばれます。

1ビットでデジタル表現したとき、個々のサンプリング時点での値は大きな意味を持ちませんが、データの並びとしてアナログ波形を忠実にデジタル表現します。ここ

で、0から1までの間の値を'1'と'0'の2値のパルス列で表現することを考えてみます。例えば0.5では、ある期間を見たとき、'1'と'0'が半分ずつの割合で出力されるようすをイメージしてください。0.5より大きいときには'1'の割合を多くします。さらに、'1'と'0'を出力する順番に規則性を持たせることで、単に出現頻度の違いによって達成できる精度をはるかに上回る高い精度を実現できます。これが Δ - Σ (デルタ・シグマ)変調技術です。

これらの技術は、最近、急速に応用範囲を広げています。以前は、ごく限られた専門家が扱う世界でした。しかし、LSIの微細化が進み、デジタル回路の集積度が飛躍的に高くなった現在では、アナログ-デジタル・インターフェースを設計する際の有力な選択肢の一つになっています。

● 折り返しノイズ防止フィルタをデジタル化

この技術を使うとき、周りの回路やその仕様も変更する必要が出てくるので、ここではまず、システム構成の話から始めましょう。

従来用いられてきたナイキスト・レート・コンバータを用いるとき、信号帯域とナイキスト周波数は近接しています。そこで、A-D変換するときには、折り返しノイズの発生を防ぐため、カットオフ特性の良いフィルタをサンプル・ホールド回路の前に置き、必要な信号対ノイズ比が得られる分解能と精度を持つA-Dコンバータを接続する構成をとります(図1)。

フィルタのカットオフ特性を良くするためには、伝達関数の次数を高くする必要があります。必然的にアナログ回路の規模が非常に大きくなります。また、カットオフ周波数の精度を確保するのもたいへんです。さらに、サンプル・ホールド回路のもっとも厳しい動作条件は、正弦波の正のピ

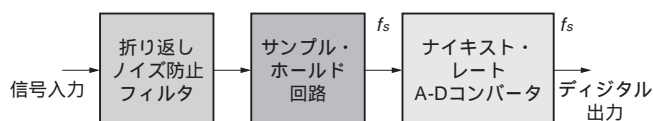
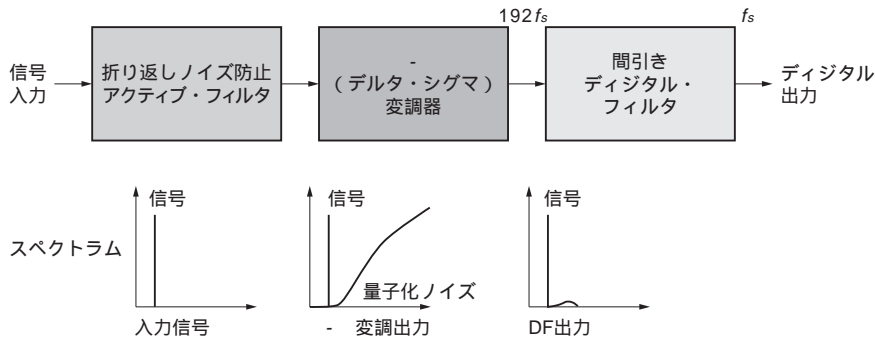


図1 ナイキスト・レート・コンバータの構成

A-Dコンバータの前に折り返しノイズの発生を防ぐフィルタを配置し、そのあと変換期間中、一定電圧を保持するサンプル・ホールド回路を置き、A-D変換を行う。ナイキスト周波数と通過帯域の上限の周波数が近いので、折り返しノイズ防止フィルタに急しゅんな特性が必要で、次数の高いフィルタが必要になる。このフィルタのひずみ率の仕様は、A-Dコンバータの分解能に応じて小さい値にする。

図2
オーバーサンプリングA-Dコンバータの構成

ナイキスト周波数が信号周波数の上限よりはるかに高い周波数になるので、折り返しノイズを防ぐフィルタは簡単で済む。その代わりに、 $\Delta\Sigma$ 変調したあとにデジタル・フィルタを用いて信号帯域以上のノイズ成分を除いたあと、高速なデータを間引いて所望のサンプリング周波数のデータを得る。ちょうど高精度のアナログ・フィルタをデジタル・フィルタに置き換えた構成になる。



ークをサンプリングした次の周期で負のピークをサンプリングする場合です。このときも、A-Dコンバータの分解能に合わせた精度でサンプリングできなければなりません。これを実現するためのアナログ回路に対する利得や帯域幅などの制約条件は、A-Dコンバータの分解能が高くなるほど厳しくなります。

これに対して、オーバーサンプリングA-Dコンバータでは、まず、アナログ信号を簡単なプレフィルタに通して、ナイキスト周波数以上のノイズを除去します(図2)。このときの制約条件は、最終的に必要な信号帯域内を減衰させないことです。次に、 $\Delta\Sigma$ 変調器により、高いサンプリング周波数で1ビットもしくは少数ビットのデジタル値に変換します。このときに量子化ノイズが生じますが、 $\Delta\Sigma$ 変調器の作用により、信号帯域外の周波数に偏って分布します。さらに、デジタル・フィルタによって、このデータから必要な周波数帯域の成分だけを抜き出し、最終的に必要な分解能のデジタル信号に変換します。量子化ノイズの大半は、この時点で除去されます。最後に、本来必要とされるサンプリング周波数になるように、データをいくつかおきかき出力します。信号を間引くことで、高い周波数のノイズは折り返されて信号帯域に混入します。このノイズが十分小さくなるように、前もってデジタル・フィルタで帯域外ノイズを減衰させておくわけです。

信号帯域の上限とオーバーサンプリング周波数は大きく違っているため、アナログの折り返しノイズ防止フィルタの特性はなだらかな特性でよく、普通は1次ないし2次のフィルタで十分です。また、サンプリング周期が非常に短いので、連続するサンプリング間の入力信号の変化は小さいのが普通です。ですから、サンプリング回路の動作周波数は高いのですが、アナログ回路に要求される特性はナイキスト・レート・コンバータと比べて格段に緩和されます。

● オーディオ用D-A変換は25年前からオーバーサンプリング

D-A変換についても、イメージ信号^{注1}除去のためのフィルタに要求される性能はA-Dコンバータの場合と同じことが言えます。

ところで、オーディオ用D-Aコンバータでは、ナイキスト・レートD-Aコンバータを用いた時代でもオーバーサンプリング技術が用いられていました。もう25年くらい前の話になります。当時のCDプレーヤでは、 $\Delta\Sigma$ 技術は使われていませんでしたが、「8倍オーバーサンプリング・デジタル・フィルタ搭載」がキャッチ・フレーズでした。係数がフィルタ・タップの中心に対して対称であるFIRデジタル・フィルタ^{注2}は群遅延ひずみを発生させない特徴があります。そこで、サンプリング・レートを8倍にするFIRデジタル・フィルタを搭載することで、イメージ信号除去のためのアナログ・フィルタのカットオフ特性を緩和し、群遅延ひずみの少ないCDオーディオになっていると主張したわけです。最近では低コストが強く求められるうえ、位相ひずみに対する人の聴覚感度が低いせいもあって、群遅延ひずみはそれほど重要視されなくなっています。それでも、アナログ・フィルタを簡単な回路で済ませるためにオーバーサンプリングのデジタル・フィルタは必要で、IIRデジタル・フィルタに簡略化して搭載されています。

オーバーサンプリングD-Aコンバータの構成を図3に示し

注1：D-A変換を行ったとき、ナイキスト周波数(f_B)までに分布する本来の信号のほかに、 f_B より高い周波数にも f_B を周期として同じ分布を持つ信号成分が現れる。これをイメージ信号と呼ぶ。

注2：デジタル・フィルタは、大きく分けて2種類ある。一方はFIRフィルタで、信号経路に遅延線を設け、遅延線のタップの信号を重み付けして足し合わせる。FIRはfinite impulse responseの略で、有限時間内にインパルス応答が収束することを意味する。FIRフィルタの重み付けにおいて、タップの中心に対して対称な係数を持つフィルタは、群遅延ひずみを発生させない特徴がある。もう一方はIIR(infinite impulse response)フィルタで、遅延した信号に係数をかけて入力側にフィードバックする。インパルス応答が無限に繰り返される応答特性を持つ。