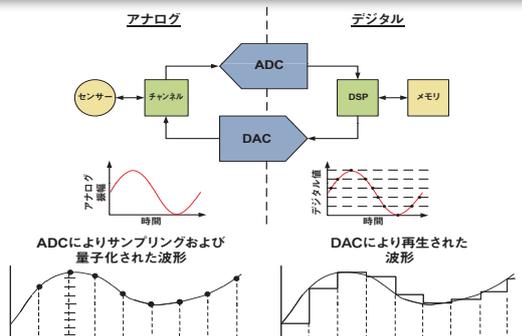


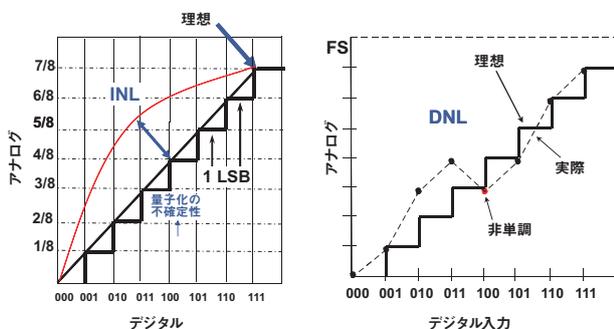
# データ変換の基本ガイド

現実存在するデータをサンプリングして処理するシステムをADCとDACで構成



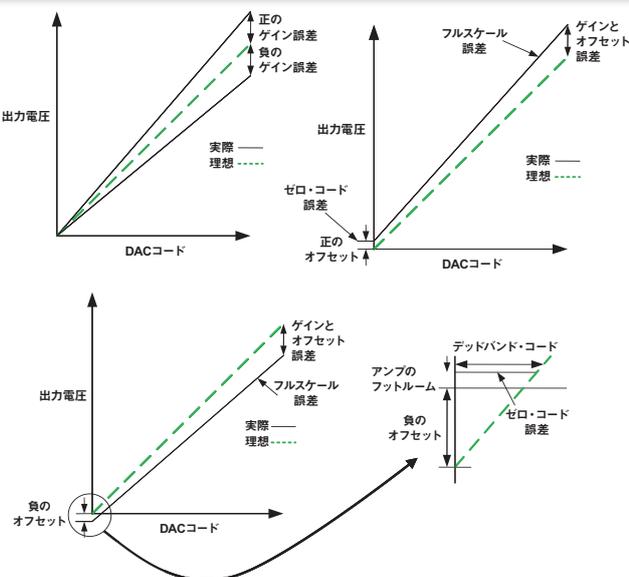
- ◆ DSPは、A/Dコンバータ (ADC) とD/Aコンバータ (DAC) によって現実存在する信号を処理します。
- ◆ 現実存在する信号は連続的な (アナログ) 信号です。
  - 圧力センサー
  - 温度センサー など
- ◆ 現実存在する信号を処理することによって、その信号から効率的かつ経済的に情報を取得することができるようになります。
  - 信号振幅
  - 位相 など
- ◆ デジタル情報は、サンプリングおよび量子化というプロセスが行われているという2つの点で現実存在する情報とは異なります。いずれのプロセスも、デジタル信号が担う情報量を制限します。

## コンバータの分解能、INL、DNL



- ◆ コンバータの分解能は、アナログ信号を離散的なレベルまたはステップの数で表現します。
  - 分解可能な最小の信号は1 LSB (最下位ビット) であり、この例ではFS/8になります。
- ◆ 積分非直線性 (INL) は、負のフルスケールと正のフルスケールを結ぶ直線からの最大偏差 (LSB単位) の大きさです。
  - オープン・ループ・システムや多くのクローズド・ループ・システムの場合、優れたINLが求められます。
- ◆ 微分非直線性 (DNL) は、隣接する2個のコード間での実際のステップ・サイズと理想的な1 LSB変化との差です。
  - DNL誤差のために次の現象が生じます。
    - ステップ・サイズが理想値よりも小さくなったり大きくなったりします。
    - 量子化の影響以上の、ノイズ/スプリアスが付加されます。
- ◆ デジタル・コードの増加に対してDACの出力が増加するか一定のままである場合、そのDACは単調性を持つといえます。つまり、 $DNL > -1 \text{ LSB}$  となります (制御システムの重要な条件)。
  - 逆に、デジタル・コードの増加に対してDACの出力が減少する場合、そのDACは非単調性を持つといえます。
- ◆ ADCのノー・ミッシング・コードとは、入力電圧が入力レンジの全体にわたって掃引され、コンバータ出力に出力コードのすべての組み合わせが出現することをいいます。DNL誤差が $-0.99 \text{ LSB}$ を上回れば、そのコンバータのノー・ミッシング・コードが保証されます。

## コンバータの誤差 (ユニポーラ)



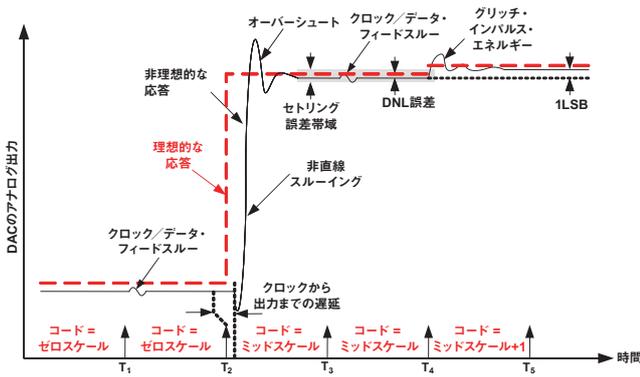
### DACの定義

- ◆ ゼロ・コード誤差は、DACレジスタにゼロ・コード (オール・ゼロ) がロードされたときのDACのVOUTからの出力電圧の値です。
  - ゼロ・コード誤差は一般にLSB単位で表します。
- ◆ DACオフセット誤差は、伝達関数の直線領域における実際のVOUTと理想のVOUTとの差です。DACと出力アンプでは、オフセット誤差は負の場合も正の場合もあります。
  - オフセット誤差は一般にmVまたはmA単位で表します。
- ◆ DACゲイン誤差は、DACのスパン誤差の大きさです。これは、実際のDAC伝達特性のスロープの理想値からの偏差になります。
  - ゲイン誤差は、一般にフルスケール・レンジのパーセント値として表します。
- ◆ フルスケール誤差は、DACレジスタにフルスケール・コード (0xFFFF) がロードされたときの出力誤差の大きさです。理想的には、出力は $V_{REF} - 1 \text{ LSB}$ になります。(フルスケール誤差 = オフセット誤差 + ゲイン誤差)
  - フルスケール誤差は、一般にフルスケール・レンジのパーセント値として表します。
- ◆ デッドバンド誤差: 出力アンプを内蔵したDACは、出力アンプの直線領域を外れるコードで性能低下 (デッドバンド) が生じます。
  - デッドバンド・コードの数は、DAC出力電圧スパン、アンプのヘッドルームとフットルーム、使用する電源レールに依存します。

### ADCの定義

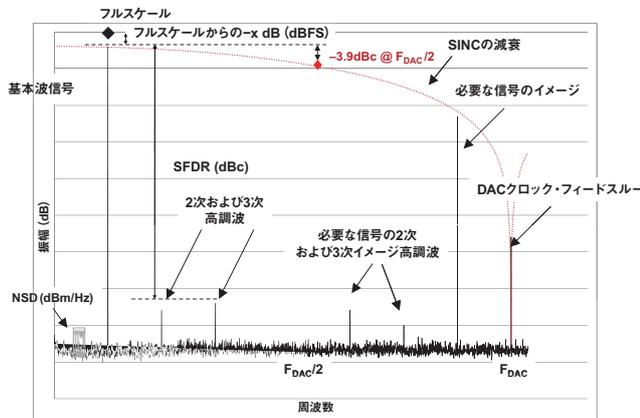
- ◆ ADCオフセット誤差は、最初のコード遷移、たとえば(000...000)から(000...001)への遷移と理想値 ( $A_{GND} + 0.5 \text{ LSB}$ ) との偏差です。オフセット誤差は一般にLSB単位で表します。
- ◆ ADCゲイン誤差は、オフセット調整後の最後のコード遷移、たとえば(111...110)から(111...111)への遷移と理想値 ( $V_{REF} - 1.5 \text{ LSB}$ ) との偏差です。ADCのゲイン誤差にはリファレンス誤差は含まれません。一般にLSB単位で表します。

## 時間領域のDAC出力



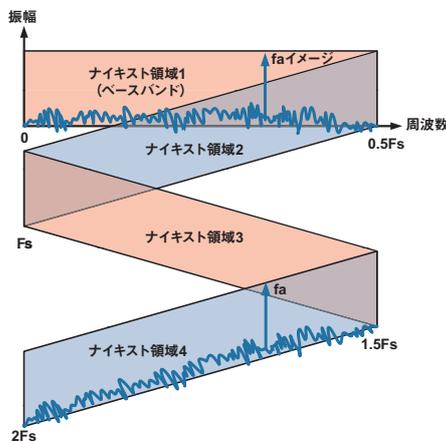
- ◆ クロックから出力までの遅延
  - DAC伝搬遅延に起因する群遅延
- ◆ セットリング時間
  - 出力信号のみを基準にして測定します。
  - 信号が $\pm 0.5$  LSB誤差帯域を離れてから、最終値の $\pm 0.5$  LSB誤差帯域内にとどまるまでの時間
- ◆ スルーレート
  - 出力における電圧または電流の最大変化率のことです。
  - DAC出力段に応じて、V/秒またはA/秒として規定されます。
  - 一般に、フルスケールの10%から90%のステップ・サイズに対して測定します。
- ◆ グリッチ・インパルス・エネルギー
  - DAC内での不均一な伝搬遅延によって生じます。
  - 通常は、ミッドスケールLSB遷移(011..111から100..000)を測定します。
  - 単位pV秒、nV秒またはpA秒、nA秒のグリッチ・インパルスの「面積」として測定します。

## 周波数領域のDAC出力



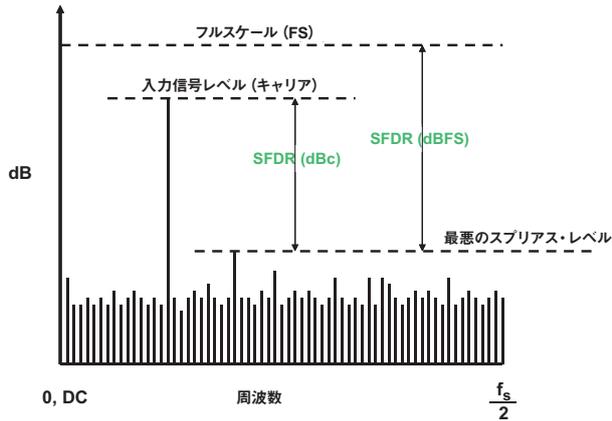
- ◆ Sinc(x)
  - DACの時間領域ステップ応答(ゼロ次ホールド)によってDACの周波数応答が変化します。
  - DAC出力信号は $\sin(\pi f/f_{dac})/(\pi f/f_{dac})$ エンベロープだけ減衰します。
- ◆ 高調波
  - DACの静的/動的非直線性によって発生します。
- ◆ イメージ
  - 高次ナイキスト領域における必要な信号(およびそのDACによって誘起された高調波)の複製です。
  - サンプリング理論によってイメージを予測します。
- ◆ SFDR
  - 最初のナイキスト帯域においてシングルトーン出力で測定します(dBc単位)。
  - 次に大きなスプリアス・トーンに対するシングルトーン振幅の差です。
- ◆ ノイズ・スペクトル密度(NSD)
  - 小周波数帯域におけるノイズ・フロアの積分値(dBm/HzまたはnV/√Hz単位)です。

## ナイキストの基準



- ◆  $F_s$ においてサンプリングされたアンダーサンプリング・アナログ信号 $f_a$ には、 $|\pm K F_s \pm f_a|$  ( $K=0.5, 1, 1.5 \dots$ ) にイメージ(エイリアス)があります。
- ◆ エイリアシングによって信号の情報が失われることがないように、最大周波数 $f_a$ の信号は $F_s > 2f_a$ のレートでサンプリングする必要があります。
- ◆  $F_s < 2f_a$ においてエイリアシングが発生します。
- ◆ エイリアシングの概念は、ダイレクトIF/デジタル変換などの通信アプリケーションで広く使われています。
- ◆ 信号周波数にエイリアス成分が重ならないようにするには、 $f_a$ と $f_b$ の間の周波数成分を持つ信号を $F_s > 2(f_b - f_a)$ のレートでサンプリングする必要があります。

## A/DコンバータのAC性能仕様



### ◆ S/N比 (SNR, dBまたはdBFS)

- 測定した出力信号のrms値 (ピークまたはフルスケール) と、その他のすべてのスペクトル成分のrms値の合計から最初の6つの高調波とDCを除いた値との比です。

$$\text{rms 信号} = (\text{FSR} / 2) / \sqrt{2}, \text{ rms ノイズ} = Q_n = q / \sqrt{12}$$

$$\text{S/N比 (dB)} = \text{rms 信号} / \text{rms ノイズ} = 20 \times \log(2^{(n-1)} \times \sqrt{6}) = 6.02 \times n + 1.76$$

### ◆ SINAD (信号/ノイズ&歪み, dB)

- 信号振幅のrms値と、その他のすべてのスペクトル成分のrms値の合計 (DC以外の高調波成分を含む) との比です。

$$\text{SINAD (dB)} = -20 \times \log(\sqrt{(10^{(-\text{SNR W/O DIST}/10)} + 10^{(\text{THD}/10)})})$$

$$\text{有効ビット数 (ビット)} = (\text{SINAD} - 1.76 + 20 \times \log(\text{FSR} / \text{実際の FSR})) / 6.02$$

### ◆ THD (全高調波歪み, dBc)

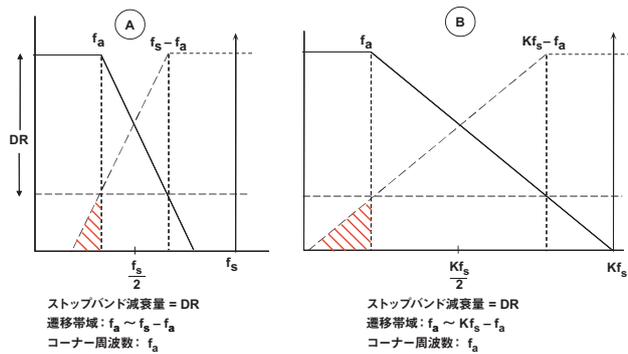
- 最初の6つの高調波のrms値の合計と測定した基本波のrms値の比です。

$$\text{THD (-dB)} = 20 \times \log(\sqrt{(10^{(-2\text{ND HAR}/20)^2} + 10^{(-3\text{RD HAR}/20)^2} + \dots + 10^{(-6\text{TH HAR}/20)^2})})$$

### ◆ SFDR (スプリアス・フリー・ダイナミック・レンジ, dBまたはdBFS)

- ピーク信号振幅 (またはフルスケール) のrms値とピーク・スプリアス・スペクトル成分の振幅のrms値との比です。ピーク・スプリアス成分は、高調波である場合もそうでない場合もあります。

## オーバーサンプリングによってベースバンド・アンチエイリアシング・フィルタの条件を緩和



- ◆ 一般に、ADCのアナログ・フロントエンドにはアンチエイリアシング・フィルタが必要です。

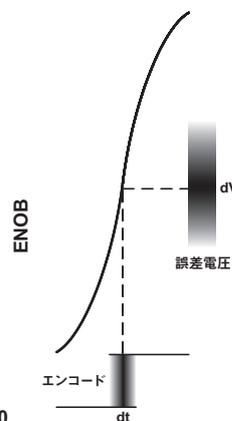
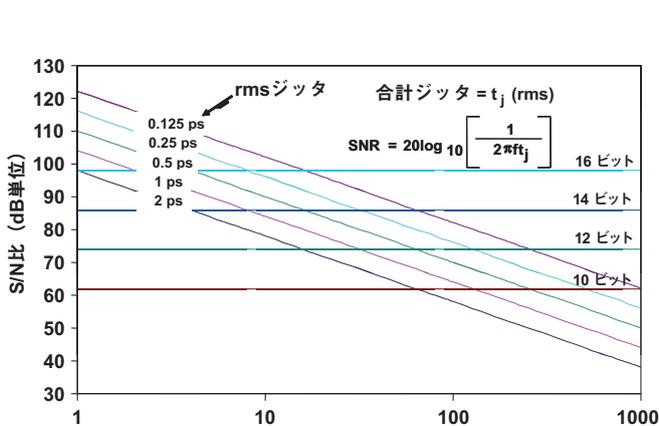
- サンプル周波数が最大入力周波数  $f_a$  に比べてそれほど大きくない場合、アンチエイリアシング・フィルタの条件は (A) に示すように厳しくなります。
- 点線の領域は、対象となる帯域幅外の信号によってダイナミック・レンジが制限される可能性がある部分を示しています。

- ◆ オーバーサンプリングによって、(B) に示すようにアナログ・アンチエイリアシング・フィルタの条件がゆるくなります。

- $\Sigma\Delta$ コンバータは、その良い例です。

- ◆ DACの出力にもフィルタが必要ですが、これは「アンチエイジング」フィルタと呼ばれます。これは、ADCの前段にあるアンチエイリアシング・フィルタと基本的に同じ目的で使われます。

## ジッタとフルスケール・サイン波アナログ入力周波数に起因する理論的なS/N比と有効ビット数の比較



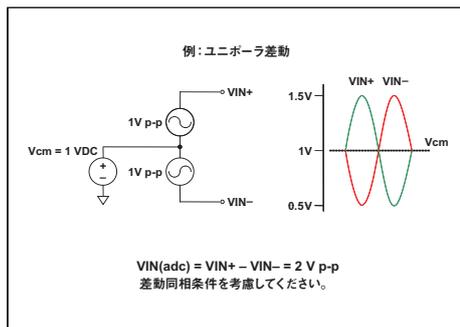
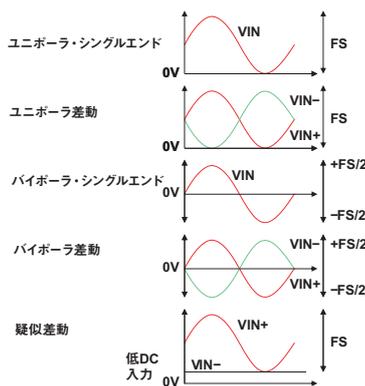
- ◆ ジッタの合計値は、コンバータ内の実効アパーチャ・ジッタのほか、サンプリング・クロック回路によって生じた外部ジッタにも依存します。

- サンプル周波数が最大入力周波数  $f_a$  に比べてそれほど大きくない場合、アンチエイリアシング・フィルタの条件は (A) に示すように厳しくなります。

$$\text{合計ジッタ} = \sqrt{(\text{ADCアパーチャ・ジッタ})^2 + (\text{サンプリング・クロック・ジッタ})^2}$$

- ◆ この例では、100MHzのアナログ入力周波数を用いる設計に対して12ビットの有効ビット数と74dBのS/N比が必要な場合、合計ジッタを0.5ps以下にする必要があります。

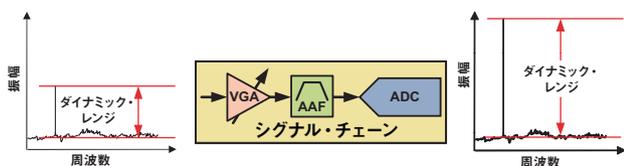
## アナログ入出力の設定



- ◆ シングルエンド信号方式が最も一般的です。
- ◆ 差動信号は、正と負の入力端子間の電圧差を測定します。
  - 入力位相は互いに180度ずれています。
- ◆ 差動入力には多くの利点があります。
  - 過渡入力の減少
  - 入力ノイズの減少
  - 信号振幅の倍増
- ◆ 疑似差動は、シングルエンド/差動のハイブリッドです。
  - ADC変換ではADCグラウンドから信号グラウンドが分離します。
- ◆ ADC同相条件  $V_{cm} = (V_p + V_n) / 2$  を考慮してください。
- ◆ ADCはVIN+とVIN-の差を変換します。

## 必要な分解能は? ダイナミック・レンジ 対 S/N比の条件

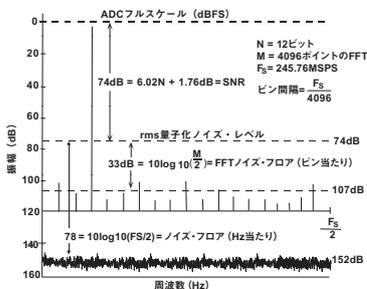
- ◆ ダイナミック・レンジ (DR) は、システムによって再生できる最高の信号ピークとノイズ・フロアの最高のスペクトル成分の振幅との間のレベル差です。
  - DRによって振幅の範囲がわかり、コンバータは対象の信号を見分けることができます。
  - コンバータのDRは、SFDRと、理論的にはその分解能によって制限されます。
- ◆ システムのDR機能を高めるため、アナログ・ゲインの使用を検討してください。



- 例: FSR = 4V p-pの10ビットADCでは、LSB = 3.9mV p-pまたは  $4/2^{10}$  です。したがって、 $4V / 3.9mV = 1024$  コードです。これはdB単位で表すことができ、 $20 \times \log(1024) = 60dB$  となります。

- ◆ S/N比 (SNR) は、rms信号レベルと、最初の6つの高調波とDCを除くノイズ・フロアのrmsレベルとの差です。

- S/N比は、コンバータが小信号を見分ける能力を制限します。
- コンバータのS/N比は、理論的にはその分解能によって制限されます。
- 理想的なADCの量子化ノイズは、S/N比 =  $6.02N + 1.76$  (dB) です。ここで、N = ビット数です。
- 有効ビット数 (ENOB) はS/N比から計算します。  
 $ENOB = (SNR - 1.76) / 6.02$  (ビット)



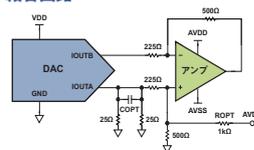
## 量子化: 最下位ビット (LSB) のサイズ

分解能N	$2^N$	電圧 (2V/10V FS)	ppm FS	% FS	dBFS
2ビット	4	0.5/2.5 V	250,000	25	-12
4ビット	16	125/625 mV	62,500	6.25	-24
6ビット	64	31.3/156 mV	15,625	1.56	-36
8ビット	256	7.8/39.1 mV	3906	0.39	-48
10ビット	1024	2.9/7.7 mV	977	0.098	-60
12ビット	4096	0.49/2.44 mV	244	0.024	-72
14ビット	16,384	122/610 μV	61	0.0061	-84
16ビット	65,536	30.5/153 μV	15	0.0015	-96
18ビット	262,144	7.6/38 μV	4	0.0004	-108
20ビット	1,048,576	1.9/9.54 μV	1	0.0001	-120
22ビット	4,194,304	0.47/2.38 μV	0.24	0.000024	-132
24ビット	16,777,216	119/596 nV*	0.06	0.000006	-144

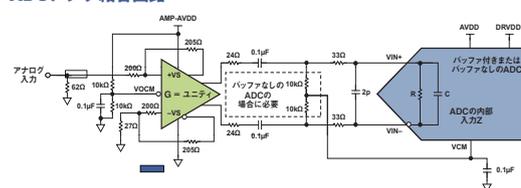
\*600nVは、25°Cでの2.2kΩ抵抗の10kHz BWに含まれるジョンソン・ノイズです。  
注意: 10ビットと10V FSによって、10mV、1000ppm、または0.1%のLSBが得られます。  
(その他すべての値は、2の乗数によって計算できます。)

## コンバータ回路

### DACアンブ結合回路



### ADCアンブ結合回路



## アナログ・デバイス株式会社

本社 〒105-6891 東京都港区海岸 1-16-1 ニューピア竹芝サウスタワービル  
大阪営業所 〒532-0003 大阪府大阪市淀川区宮原 3-5-36 新大阪トラストタワー

お問い合わせは… [www.analog.com/jp/contact](http://www.analog.com/jp/contact)

©2011 Analog Devices, Inc. All rights reserved.  
本紙記載の商標および登録商標は、  
各社の所有物に属します。  
Printed in JAPAN P09473-5-6/11

[www.analog.com/jp/DataConverters](http://www.analog.com/jp/DataConverters)

**ANALOG  
DEVICES**