Aula 18

Sistemas de conversão AD e DA

Introdução

A maior parte dos sistemas eletrônicos tem em seu núcleo um processamento digital; desde os sistemas mais familiares como Televisão, Computadores Pessoais, Vídeo Cassetes, etc. até sistemas mais especializados em ambientes industriais e científicos. Desde que o mundo real que nós habitamos é essencialmente de natureza analógico, há a necessidade de se usar dispositivos que convertam os sinais do mundo real para o domínio digital ocupado pelo processador. Os dispositivos descritos nesta seção são um grupo que desempenham esta função.

A figura A.18.1 abaixo ilustra os elementos básicos de um sistema genérico de aquisição de dados. Muitos podem achar que a conversão de dados como sendo somente o Conversor Analógico-Digital (AD) ou o Conversor Digital-Analógico (DA). Entretanto para converter um sinal analógico, o sinal de entrada necessita que seus níveis casem com o do conversor; ainda, é necessário filtrar (filtro anti-aliasing) o sinal de entrada a fim de remover componentes de freqüência acima da razão de Nyquist, e mais, amostrar para converter um sinal contínuo no tempo para um sinal amostrado. Finalmente este pode ser "quantificado" pelo o AD. Para converter do domínio digital de volta para o domínio analógico, o DA necessita de um filtro de reconstrução para converter na banda base correta a saída do DA e um Buffer de saída para alimentar a carga.

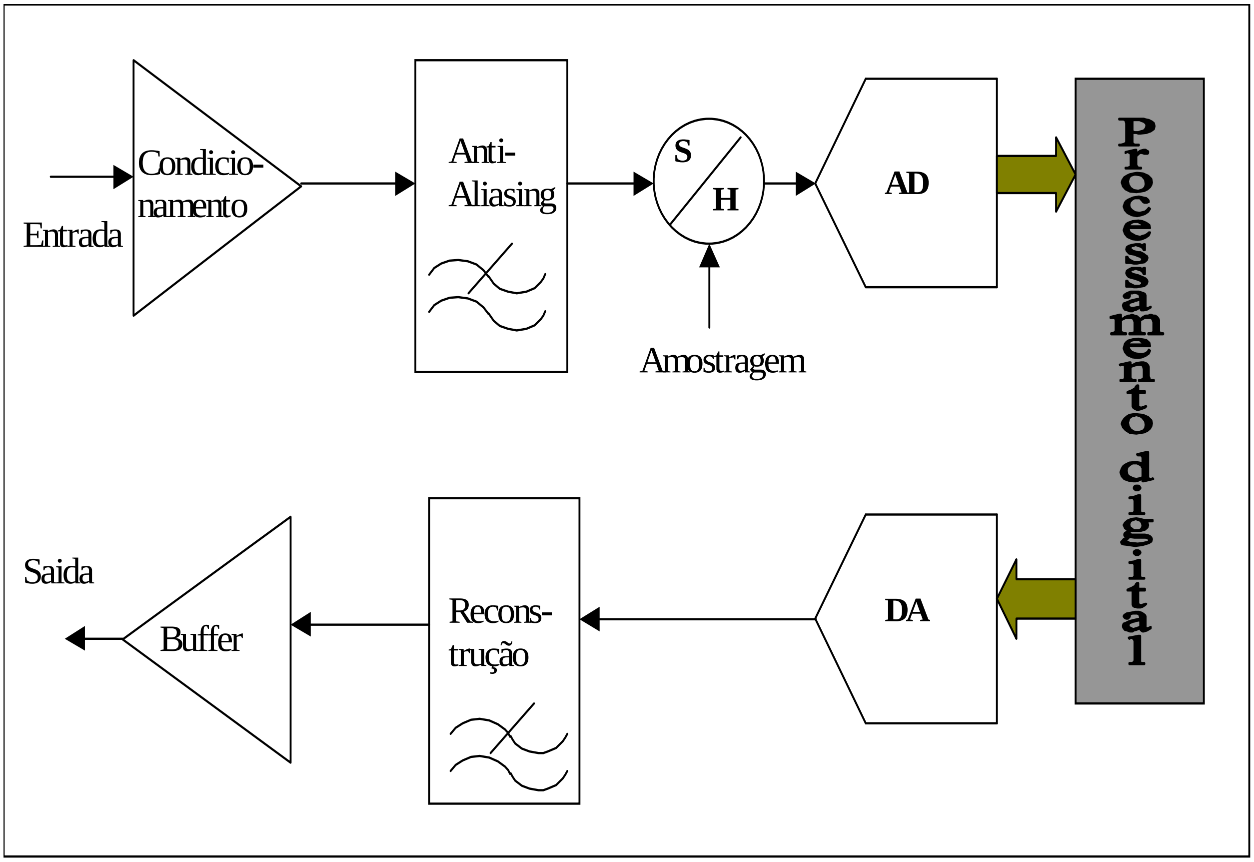


Figura A.18.1 Sistema de aquisição de dados genérico

Selecionando um AD para o seu Sistema

“Range” dinâmico e Bits de precisão

Antes de discutirmos aspectos relacionados com a seleção do conversor AD para o seu sistema vamos falar sobre uma medida da precisão do sistema que é o seu **“range” dinâmico**, ou **faixa dinâmica** que normalmente expresso em dB e é definido como a razão do máximo sinal de saída e o erro total na saída. Esta medida é normalmente usada em aplicações AC onde ruído de banda larga pode ser freqüentemente um fator limitante do desempenho do sistema como um todo.

Entretanto, com o aumento de processamento de sinais digitais é comum expressar a precisão do sistema em termos do número de BIT’s.

A figura A.18.2 mostra para um caso particular de uma aplicação em DC ou em baixa freqüência com amplificadores operacionais todos os erros envolvidos na medida.

A máxima faixa dinâmica do sistema será, portanto, igual à máxima saída, $V_{O(MAX)}$, dividido pelo erro total, $V_{0ET.}$ Convertendo em decibéis, vem:

$$Faixa \quad Dinâmica = -20\mathrm{Log}\left(\frac{\mathrm{V}_{0ET}}{\mathrm{V}_{O(MAX)}}\right)\ \ (\mathrm{dB}) \qquad (\mathrm{A.18.1})$$

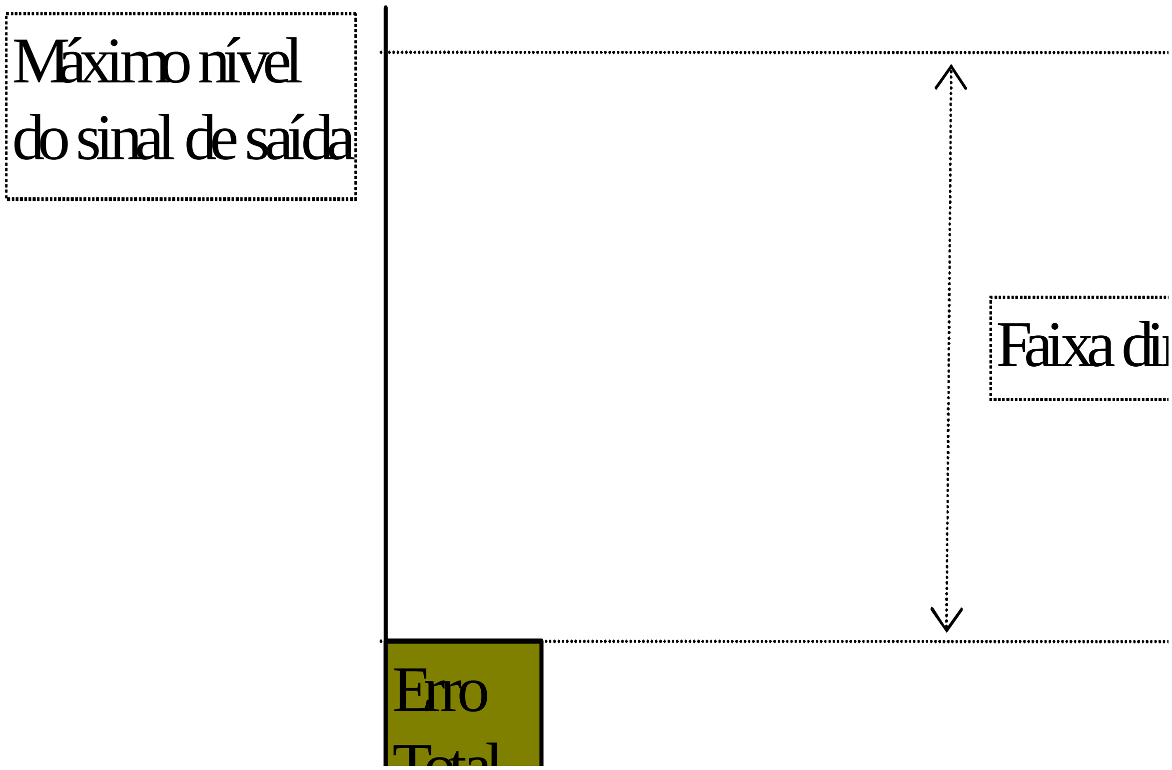


Figura A.18.2 Erros relacionados com projeto DC e faixa dinâmica

Na escolha de um conversor AD para uma aplicação particular você deve considerar vários aspectos do seu desempenho:

Estes parâmetros serão discutidos como maior profundidade mais adiante.

- **Resolução**

Um conversor ideal de N bits tem um total de 2^N-1 “steps” o que, (figura A.18.3) como vimos na seção anterior, equação A.18.1, corresponde a uma faixa dinâmica de aproximadamente 6N dB. Isto necessita ser compatível com a razão sinal/ruído e faixa dinâmica requerida para o sistema.

• Razão de amostragem e Faixa de passagem

A razão de amostragem ou freqüência de amostragem (f_s), de seu sistema precisa ser escolhida no mínimo duas vezes a máxima freqüência do sinal de entrada (após o filtro anti-aliasing), segundo o teorema de amostragem de **Nyquist**. Na prática, (ver figura A.18.3), f_s, deve ser normalmente duas vezes a freqüência na qual o sinal cruza o ruído+erros de fundo do sistema. Portando o tempo de conversão (T_{con}) do conversor AD terá que ser menor que $1/f_s$ a fim de permitir que o circuito “sample-and–hold” tenha tempo para adquirir o sinal com a precisão desejada.

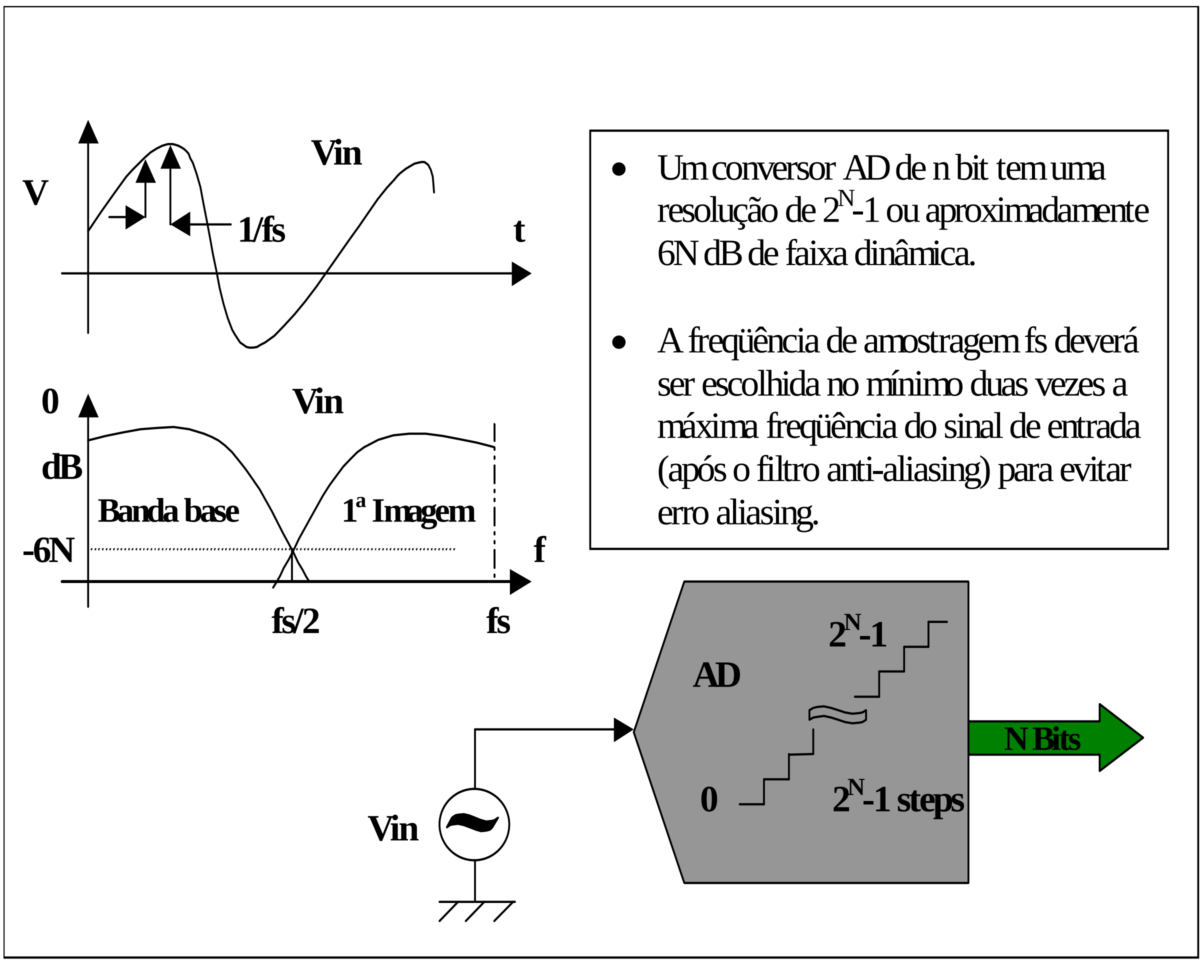


Figura A.18.3 Resolução e faixa de passagem

- **Linearidade, Ganho e Erro de offset**

A função de transferência ideal de um converso AD será afetada pôr erros tais como: Offset, erro no ganho, e não linearidade integral e não linearidade diferencial. (ver figura A.18.4)

O erro de Offset e o erro no ganho podem ser corrigidos pôr um ajuste de offset e ganho. Mas em muitos sistemas isto é um gasto indesejável, desde que envolve componentes adicionais e tempo de ajuste.

A não linearidade integral e a não linearidade diferencial adiciona ruído e distorção ao sistema degradando seu desempenho.

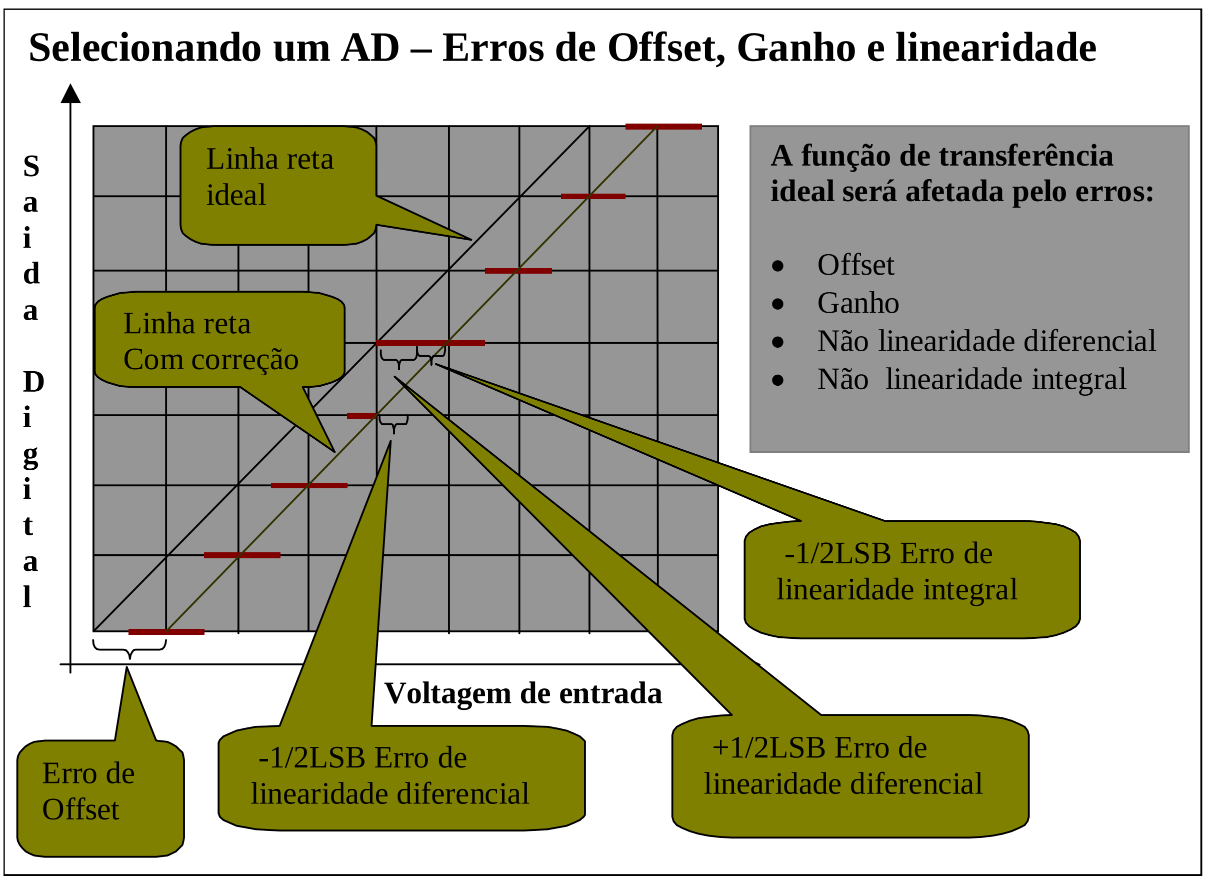


Figura A.18.4 Erros de ganho, offset e linearidade.

- **Erro de offset –** é o valor de entrada no meio "step" quando o código de saída é zero.

- **Erro de ganho** – é a diferença entre o valor no meio do "step" ideal e o valor do "step" real quando o código de saída é máximo.

- **Não linearidade diferencial -** é a diferença entre a largura de 1LSB de um "step" ideal e um "step" real para cada código digital.

- **Não linearidade integral –** é o desvio entre o meio do "step" e a linha reta corrigida que o meio do "step" máximo ao "step" mínimo (isto é, sem o erro de offset e de ganho).

Projetando com conversão de dados

Nesta seção nós discutiremos como as especificações para os conversores de dados são definidas nos "Data sheets" dos fabricantes e consideraremos alguns aspectos de projetos de sistemas com conversão de dados. Isto aborda as fontes de erros que mudam as características dos dispositivos da função ideal.

A função de transferência ideal

- **Conversores Analógico Digital (AD)**

Um conversor AD ideal representa unicamente todas as entradas analógicas dentro de um certo intervalo por um número limitado de código de saída digital. A figura A.18.5 abaixo mostra que cada código digital representa uma fração do intervalo total do sinal analógico de entrada. Desde que a escala analógica é contínua, enquanto os códigos digitais são discretos, existe um processo de quantificação que introduz um erro (erro de quantificação). Quando o número de código discreto aumenta (número de bits aumenta), este erro diminui e a função de transferência se aproxima de uma linha reta ideal. Os “steps” (degraus) são projetados de maneira que a transição aconteça no meio de cada “step” correspondendo ao ponto sobre esta reta ideal.

A largura de um “step” é definida como 1LSB (um Bit Menos Significativo) e é freqüentemente usada como unidade de referência para outras especificações. Ela também é uma medida da resolução do conversor já que esta define em quantas porções o máximo sinal de entrada foi dividido. Portanto, ½ LSB representa uma quantidade analógica igual à metade da resolução analógica.

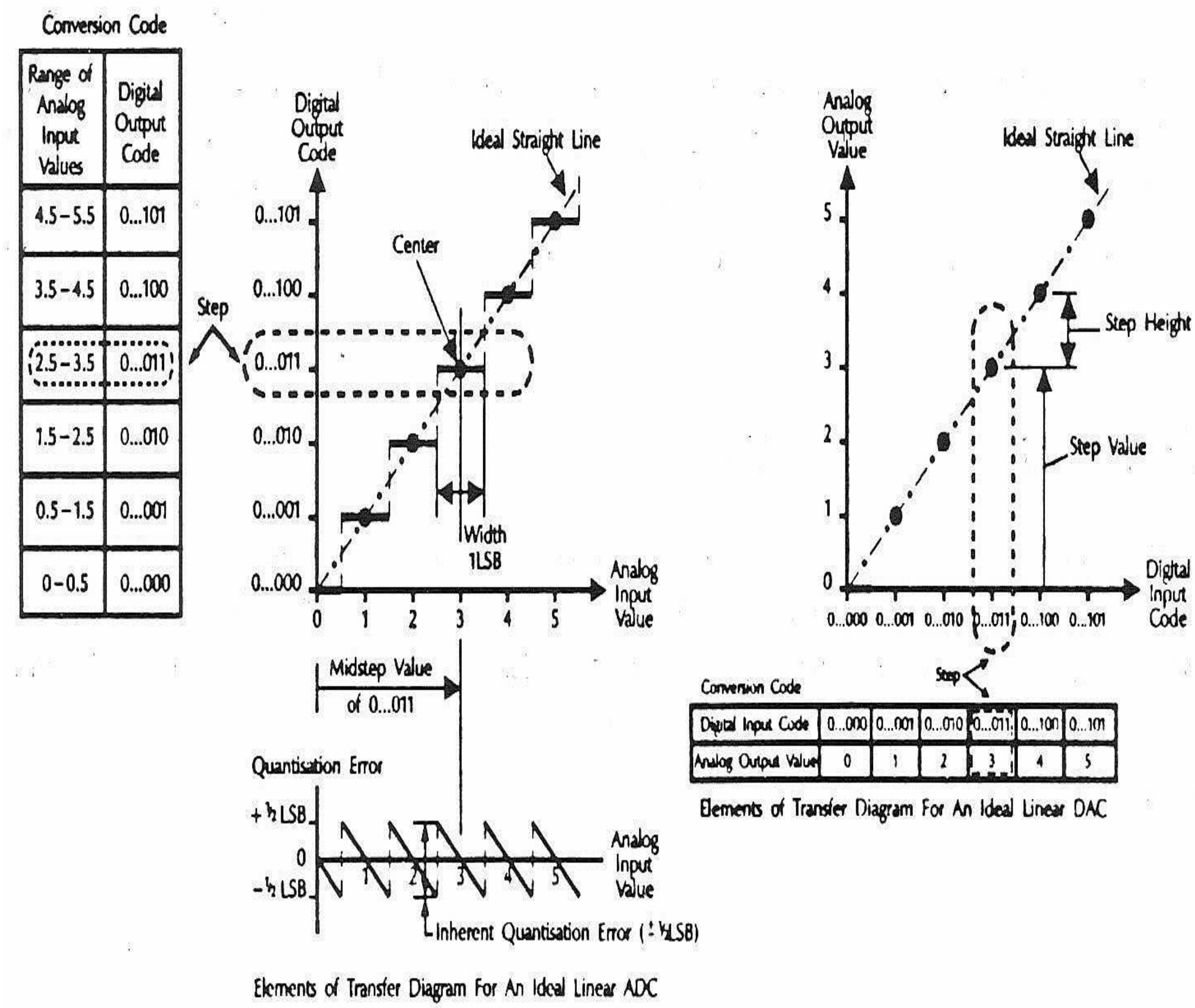


Figura A.18.5 função de transferência ideal.

A resolução de um conversor AD é normalmente expressa como o número de bits no seu código de saída digital. Por exemplo, um conversor com uma resolução de N bits tem 2^N possíveis códigos digitais o que define 2^N níveis de "steps". Portanto, desde que o primeiro (zero) e o último "step" tem somente metade da largura (ver figura A.18.5), todo o intervalo da escala (FSR) é dividido em $2^N - 1$ "steps". Assim

$$1\ \mathrm{LSB} = \mathrm{FSR}/(2^N - 1) \qquad \text{para um conversor de N bits.} \qquad (A.18.2)$$

- **Conversores Digital Analógico (DA)**

Um conversor DA representa um numero limitado de códigos digitais de entrada pelo número correspondente de valores analógico discretos de saída. Portanto, a função de transferência de um DA é uma série de pontos discretos. Para um DA, 1 LSB corresponde ao peso de um "step" entre voltagem analógicas sucessivas, cujo o valor é definido pelo mesmo modo como no conversor AD. Um DA pode ser encarado como um potenciômetro controlado digitalmente cuja saída é uma fração da voltagem analógica de fundo de escala determinada pelo código digital.

Fontes de erros estáticos

Erros estáticos, isto é aqueles erros que afetam a precisão do conversor quando este converte sinal DC, podem ser completamente descritos pelos quatro termos. Estes termos são erro de **Offset**, erro de **Ganho**, **Não linearidade Integral** e **Não linearidade Diferencial.** Cada um pode ser expresso em unidades de LSB, ou em algumas vezes, como percentagem de FSR (fundo de escala). Por exemplo, um erro de ½ LSB para um conversor de 8 bits corresponde a

Da equação (A.18.2)

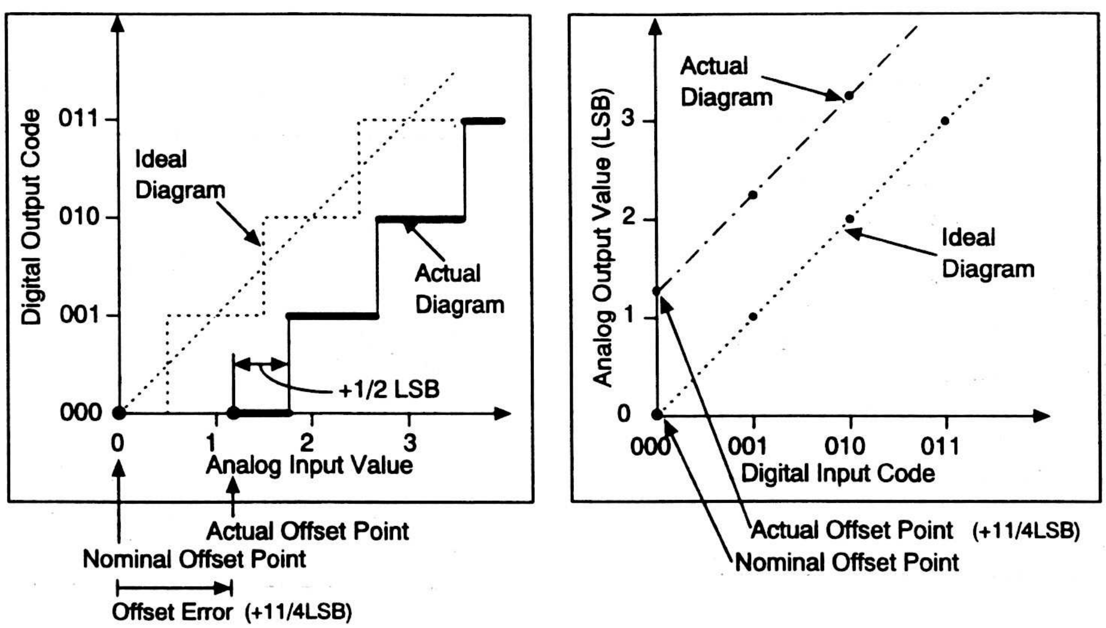
$$\text{Erro} = \tfrac{1}{2}\,\text{LSB} = 1/2 * \text{FSR}/(2^N - 1) = \tfrac{1}{2} * \text{FSR}(255) = \text{FSR}/510$$

Logo

$$\text{Erro} = \tfrac{1}{2}\,\text{LSB}(\%\ \text{de FSR}) = 100/510 = 0.2\% \qquad \text{(A.18.3)}$$

- **Erro de offset**

O erro de Offset é definido como a diferença entre o ponto de Offset real e o ponto de Offset nominal como mostrado na figura A.18.6 (conversor de 3 bits). Para um conversor AD, o ponto de offset é valor no meio do “step” quando a saída digital é zero, e para um conversor DA é o valor do “step” quando a entrada analógica é zero. Este erro afeta todos os códigos pela mesma quantidade e normalmente podem ser compensados por ajustes. A figura A.18.6) mostra o erro de offset para conversores AD e DA de 3 bits.

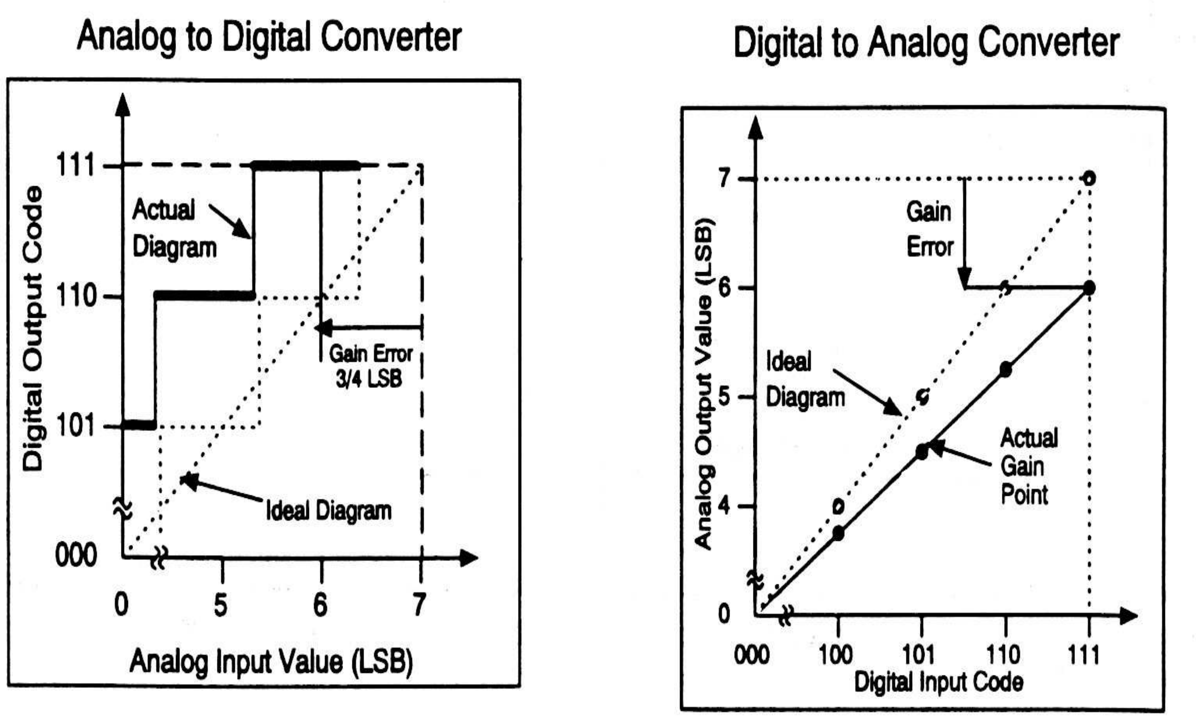


a) b)

Figura A.18.6 Erros de offset nos conversor a) AD e b) DA (3 Bits)

- **Erro de ganho**

O erro de ganho é definido como a diferença entre os pontos de ganho real e o ganho nominal na função de transferencia após a remoção do erro de offset. Para um conversor AD, o ponto de ganho é o valor no meio do “step” quando a saída digital está no fundo de escala, e para o conversor DA é o valor do “step” na saída analógica quando a entrada digital está no fundo de escala. Este erro representa uma diferença na inclinação da função de transferencia ideal e a real e corresponde, como tal, ao mesmo erro percentual em cada “step”. Este erro normalmente pode ser minimizado por ajustes. A figura A.18.7 mostra o erro de ganho para conversores AD e DA de 3 bits.

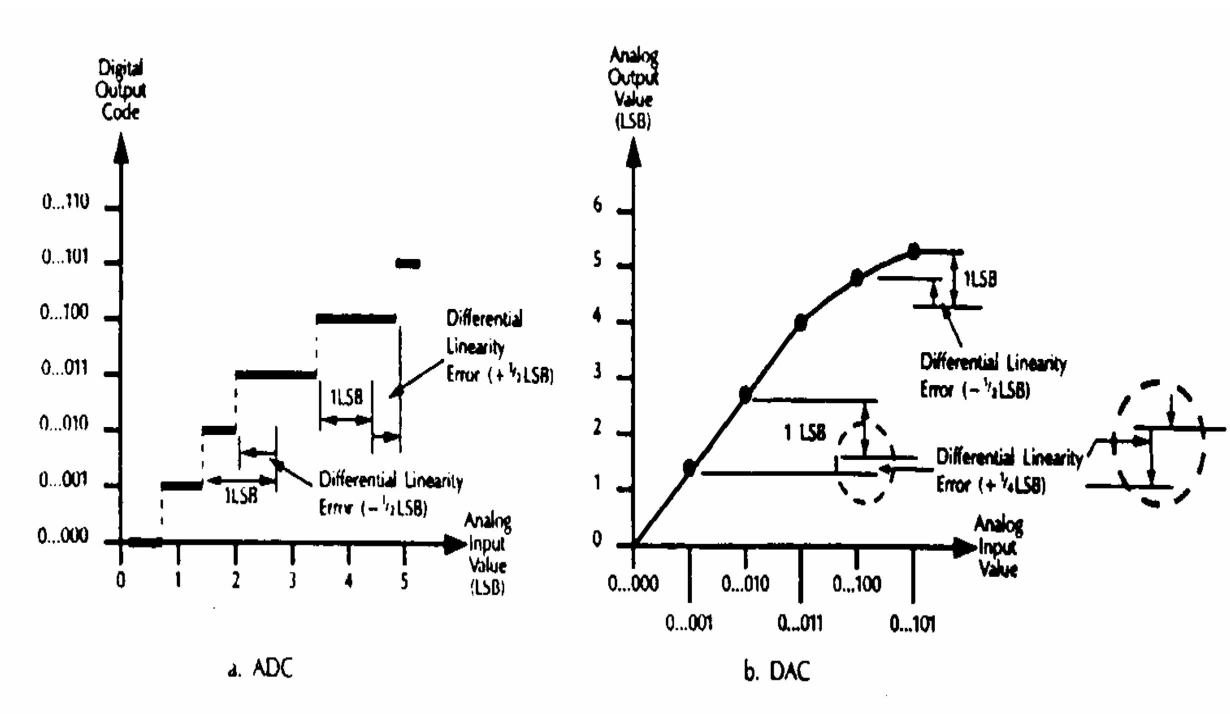


b) b)

Figura A.18.7 Erros de ganho no conversor a) AD e b) DA (3 Bits)

- **Erro de linearidade diferencial (DNL)**

O erro de linearidade diferencial (DNL, do inglês, Differential Non-Linearity), também chamado simplesmente de *linearidade diferencial*, é a diferença entre a largura do "step" real (para um AD) ou a altura do "step" (para um DA) e o valor ideal de 1 LSB. Portanto se a largura ou a altura do "step" é exatamente igual a 1 LSB, então o erro da linearidade diferencial é igual a zero. Se o DNL excede 1 LSB, existe a possibilidade do conversor se tornar não uniforme. Isto significa que a magnitude da saída pode diminuir com o aumento do sinal de entrada. No conversor AD existe também a possibilidade da ausência de códigos, isto é, um ou dos possíveis 2^N códigos binários nunca estejam presente na saída. A figura A.18.8 ilustra este erro para um conversor AD a) e um conversor DA b).



Differential Linearity Error of a Linear ADC or DAC

Figura A.18.8 Erro de linearidade diferencial

• Erro de linearidade integral (INL)

O erro de linearidade integral (do inglês, INL, Integral Non-Linearity error), também conhecido simplesmente como erro de linearidade, é o desvio dos valores da função de transferência real de uma linha reta. Esta linha reta pode ser ou a melhor reta que minimizar este erro ou a reta que liga os pontos extremos da função, admitindo-se a ausência de erro de ganho e offset. O segundo método é chamado “end-point linearity” e é a definição normalmente usada, desde que este erro pode verificado diretamente.

Para um conversor AD (figura A.18.9 a)) os desvios são medidos na transição de um “step” ao próximo, e para um conversor DA (figura A.18.9 b)) eles são medido em cada “step”. O nome linearidade integral vem do fato de que a soma do erro da linearidade diferencial do primeiro “step” até um “step” particular, determina o valor do erro da linearidade integral nesse “step”.

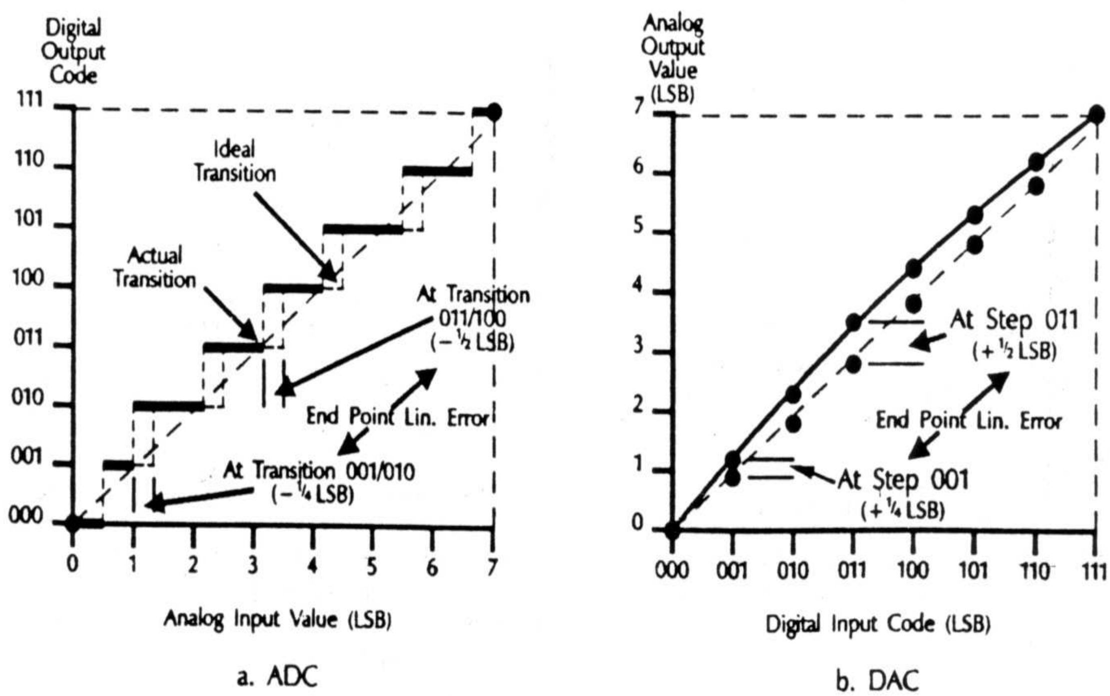


Figura A.18.9 Erro de linearidade integral

- **Erro de precisão absoluta (erro total)**

O erro de precisão absoluta ou erro total de um conversor é o máximo valor da diferença entre o valor da voltagem analógica e o valor no meio do "step" ideal. Ele inclui erros de ganho, offset, linearidade diferencial e integral e também erro de quantização no caso do conversor AD. A figura A.18.10 ilustra este erro.

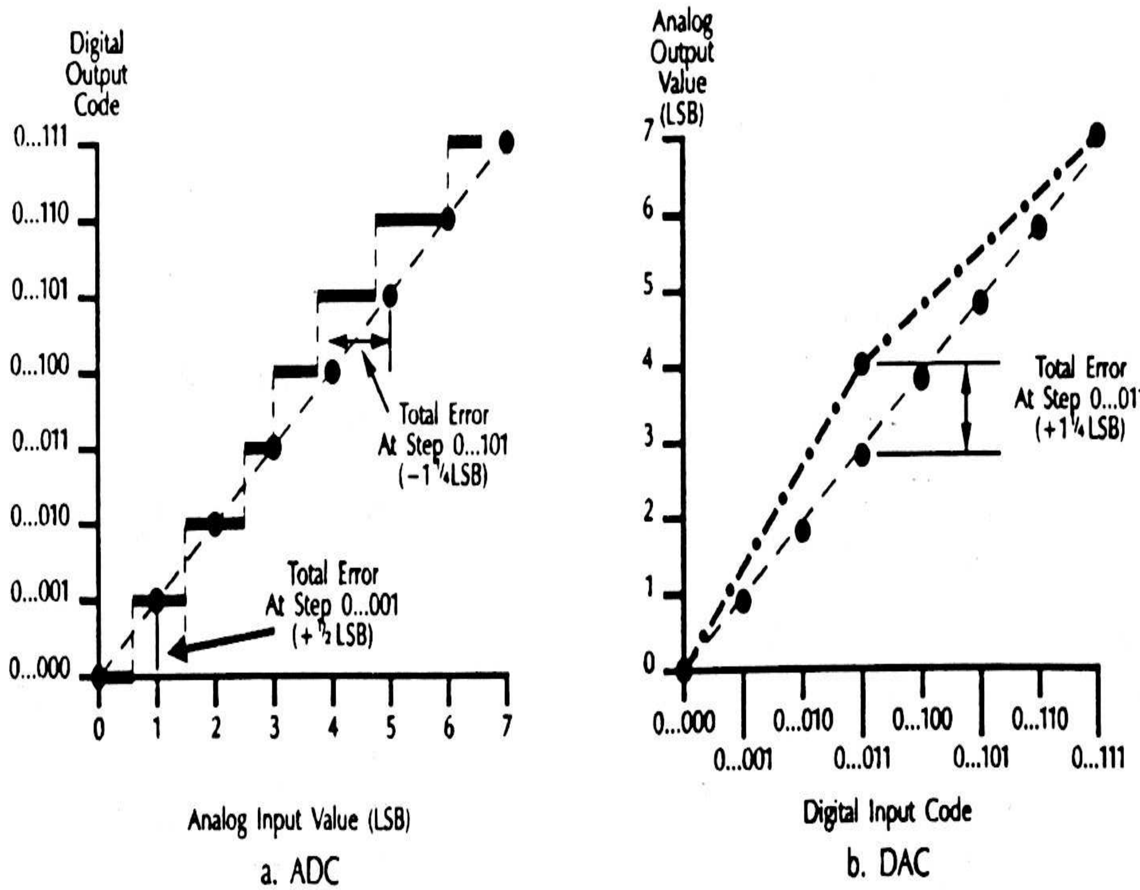


Figura A.18.10 Erro de precisão absoluta.

Erro de abertura (conversor AD)

O erro de abertura é causado pela incerteza no tempo onde o circuito de Sample/hold (do próprio conversor ou na entrada deste) muda da estado *Sample* para o estado *hold*. Esta variação é devido ao tempo finito para mudança de estado e, também, devido à presença de ruído no sinal de entrada ou no clock. O efeito causado pelo erro de abertura é limitar o máximo *Slew rate* do sinal de entrada, o que implica em outra limitaçãoa máxima freqüência no sinal de entrada.

Por exemplo, por simplicidade, vamos admitir que o sinal de entrada seja uma senóide definida por:

$$V = Vo\sin(2\pi ft) \qquad \text{(A.18.4)}$$

O máximo *Slew rate* ocorre nos cruzamentos de zero e é dado por:

$$dv/dt|\max = 2\pi fVo \qquad \text{(A.18.5)}$$

Para que o erro de abertura (E_a) não afete a precisão do conversor, este deve ser menor do que 1 LSB no ponto de máximo *Slew rate*. Portanto, para um conversor AD de N bits: (veja figura A.18.11).

$$Ea = t_A\, dv/dt = \tfrac{1}{2} LSB = \frac{2Vo}{2^{N+1}} \qquad \text{(A.18.6)}$$

Substituindo a equação (A.18.5) resulta

$$\frac{2Vo}{2^{N+1}} = 2\pi fVot_A \qquad \text{(A.18.7)}$$

De modo que a máxima freqüência é dada por

$$f_{MAX} = \frac{1}{t_A \pi 2^{N+1}} \qquad \text{(A.18.8)}$$

A figura A.18.11 ilustra o erro de abertura.

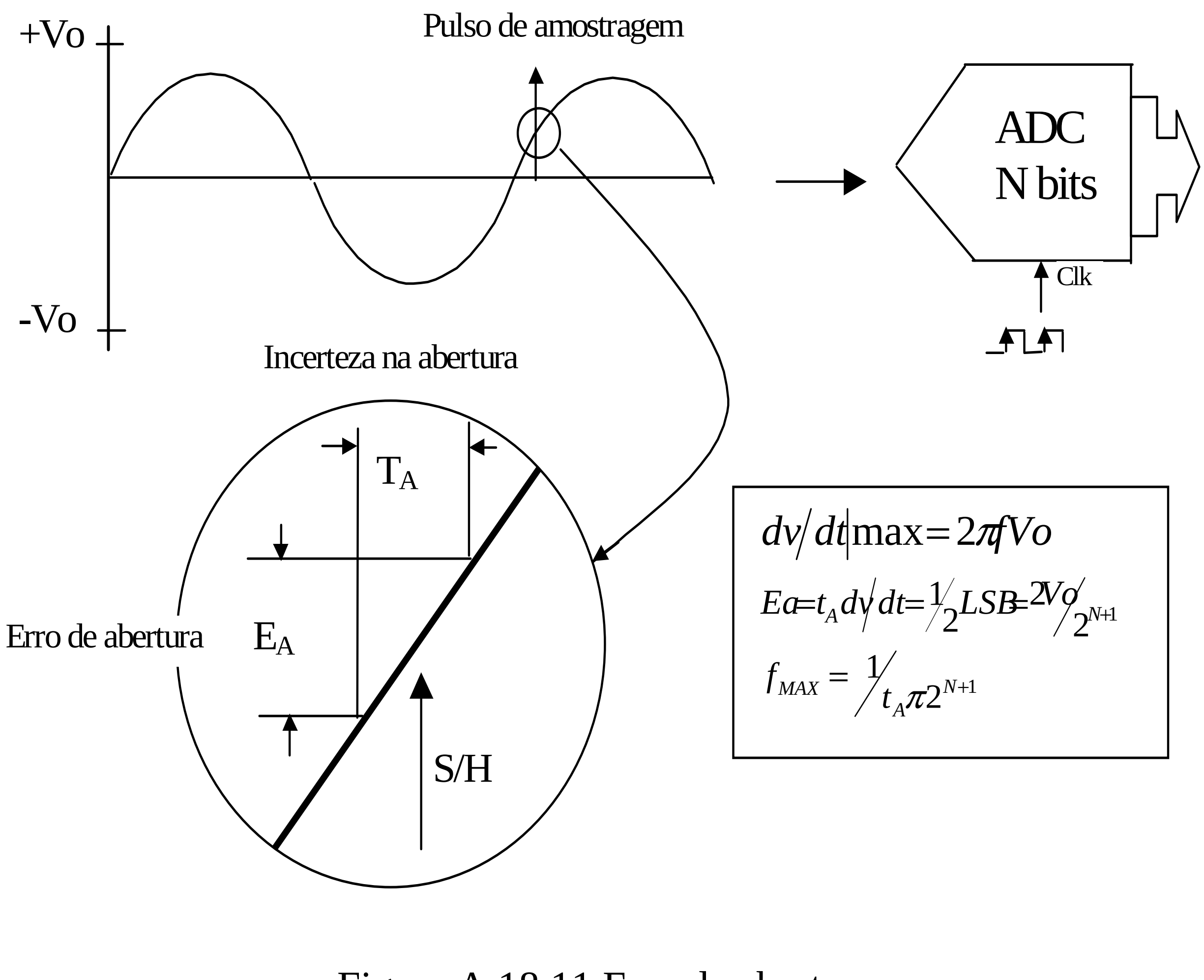


Figura A.18.11 Erro de abertura

Efeito de quantização

A entrada analógica no mundo real de um conversor AD é um sinal contínuo com um número infinito de estados possíveis, enquanto a saída digital é por natureza uma função discreta no tempo com um número de estados diferentes determinados pela resolução do conversor. A decorrência disso é que na conversão de um sinal analógico para um sinal digital, certos valores do sinal analógicos de entrada que são representados por voltagem diferentes, são representados na saída pelo mesmo código digital. Desta forma, alguma informação é perdida e distorção é introduzida no sinal. Isto é chamado de **Ruído de quantização.** Vamos nos reportar a figura A.18.12 para toda a análise que segue.

Se nós tomarmos uma função de transferência ideal de um conversor AD, o erro entre a entrada real e a sua forma digital terá uma função de densidade de probabilidade uniforme, p(ε) quando o sinal de entrada é assumido ser randômico. Este erro pode variar no intervalo ± ½ LSB ou ± q/2, onde q é a largura de um "step". Assim,

$$p(\varepsilon) = 1/q \qquad \text{para } (-q/2 \le \varepsilon \le q/2)$$

$$p(\varepsilon) = 0 \qquad \text{se não} \tag{A.18.9}$$

A potência do ruído médio (média quadrática) do erro sobre um "step" é dada por,

$$E^2(\varepsilon) = \frac{1}{q} \int_{-q/2}^{+q/2} p(\varepsilon) d\varepsilon \qquad \text{(A.18.10)}$$

O que resulta em

$$E^2(\varepsilon) = q^2/12 \qquad \text{(A.18.11)}$$

O erro médio quadrático total, N^2, sobre toda a área de conversão será a soma das médias quadráticas de cada nível de quantização multiplicado pela sua probabilidade. Assumindo que a conversão é ideal, a largura de cada “step” é idêntica e, portanto, tem igual probabilidade. Assim, para o caso ideal, tem-se

$$N^2 = q^2/12 \qquad \text{(A.18.12)}$$

Que é a potência do ruído de saída.

Considere agora um sinal de entrada senoidal V(t) de amplitude A dada por

$$V(t) = Asin\ \omega t \qquad \text{(A.18.13)}$$

O médio quadrático de V(t) é dado por

$$V^2(t) = 1/2\pi \int_0^{2\pi} Asin^2(\omega t) dt = \frac{A^2}{2} \qquad \text{(A.18.14)}$$

que é a potência do sinal de entrada. Portanto, a razão sinal ruído, SNR, é dada por

$$SNR(dB) = 10\log\left[V^2(t) \big/ N^2 \right] = 10\log\left[\left(\frac{A^2 / 2}{q^2 / 12} \right) \right] \qquad \text{(A.18.15)}$$

mas, q = 1LSB = 2A/2^N = A/2^{N-1}. Substituindo resulta

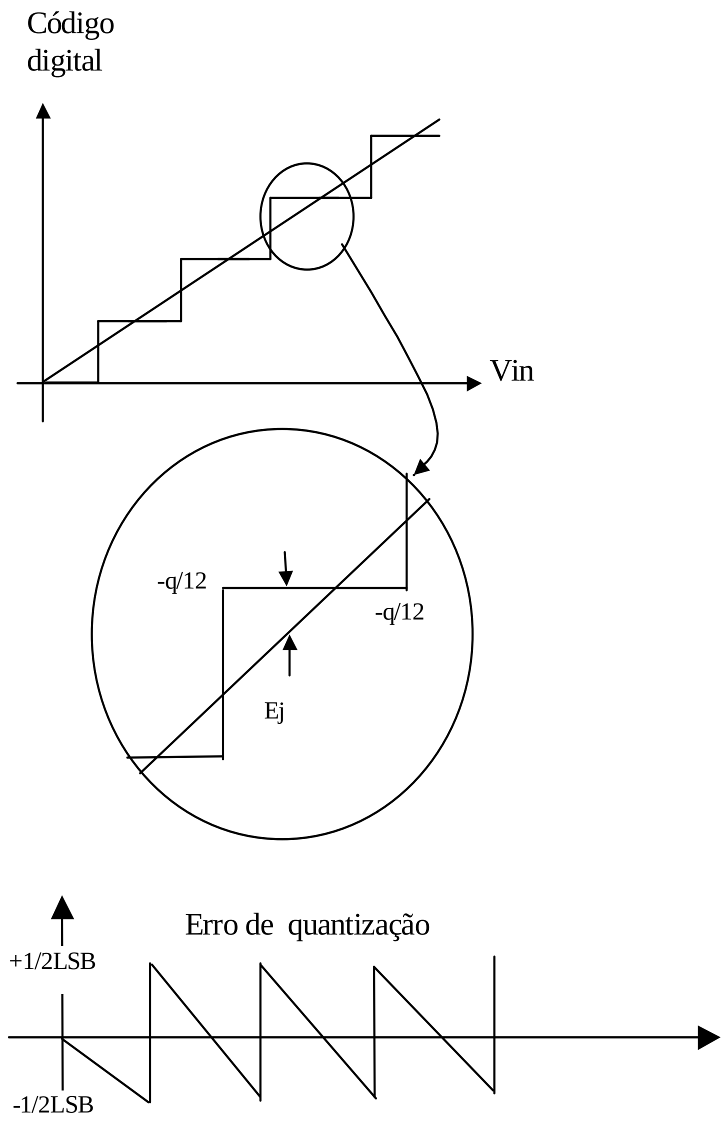
$$SNR(dB) = 10\log\left[3 \times 2^{2N} \big/ 2 \right] \cong 6.02N + 1.76dB \qquad \text{(A.18.16)}$$

A equação acima mostra que para um conversor ideal, cada bit extra contribui para uma melhoria de 6dB na razão sinal ruído.

Na prática, os erros mencionados anteriormente introduzem não linearidades que levam a redução deste valor. Por exemplo, um erro ½ LSB no erro de linearidade diferencial é uma condição de ausência de código que é equivalente a uma redução de 1 bit de resolução e consequentemente uma redução de 6dB na SNR. Isto da um valor de pior caso para a SNR de um conversor AD de N bits com um erro de linearidade de ½ LSB. O que pode ser escrito por

$$SNR(dB)(pior \cdot caso) = 6.02N + 1.76dB - 6dB = 6.02N - 4.24dB \qquad \text{(A.18.17)}$$

Assim baseado no valor da razão sinal ruído, SNR, desejada, as equações (A.18.16) ou (A.18.17) nos permite determinar a resolução do conversor AD.



Erro no step j

Ej = (Vj-Vin)

Erro médio quadrático no step j

Assumindo steps igual, erro total

$$N^2 = q^2/12$$

Para entrada senoidal

$$V^2(t) = 1/2\pi \int_0^{2\pi} Asin^2(\omega t)dt = \frac{A^2}{2}$$

A razão sinal ruído é dada por

$$SNR(dB) = 6.02N + 1.76dB$$

Figura A.18.12 Efeito de quantização

Amostragem ideal

No processo de conversão de um sinal contínuo no tempo para uma representação discreta, o processo de amostragem é uma necessidade importante. No caso ideal, a amostragem se dar através de um trem de impulso de largura infinitesimal e área unitária (veja figura A.18.13). O recíproco do tempo entre cada impulso é chamada de **taxa de amostragem**. Ainda, o sinal de entrada é assumido ser de banda limitada, isto é, não contém componentes no seu espectro acima de certo valor.

A figura A.18.13 mostra a condição de amostragem ideal, representada em ambos os domínio, do tempo e da freqüência. O efeito da amostragem no domínio do tempo é produzir um trem de impulso modulado em amplitude representando o sinal de entrada no instante da amostragem. No domínio da freqüência, o espectro do trem de impulso é uma série de freqüências discretas múltiplas da freqüência, ou taxa de amostragem. O processo de amostragem, pelo teorema da convolução, significa que, uma multiplicação no tempo implica na convolução dos espectros envolvido. De maneira que os espectros resultantes apresentam duas bandas laterais centradas em cada freqüência discreta. Como pode ser observado na figura A.18.13, as altas freqüências do sinal de entrada são refletidas para uma região mais baixa no espectro e podem causar interferência. Esta interferência causa distorção no sinal amostrado e é chamada de "**aliasing**".

Se nós assumirmos que o sinal de entrada é de banda limitada em f_1, e é amostrado na freqüência f_s é fácil de ver pelo gráfico na figura que há superposição (e assim, o "**aliasing**") caso

$$f1 < fs - f1 \qquad \text{isto é,} \qquad 2f1 < fs \qquad \text{(A.18.18)}$$

Portanto, se a amostragem for feita numa freqüência no mínimo duas vezes maior que a máxima freqüência do sinal de entrada, nenhum “aliasing” ocorrerá e toda informação pode ser extraída. Este é o **Teorema de Nyquist**.

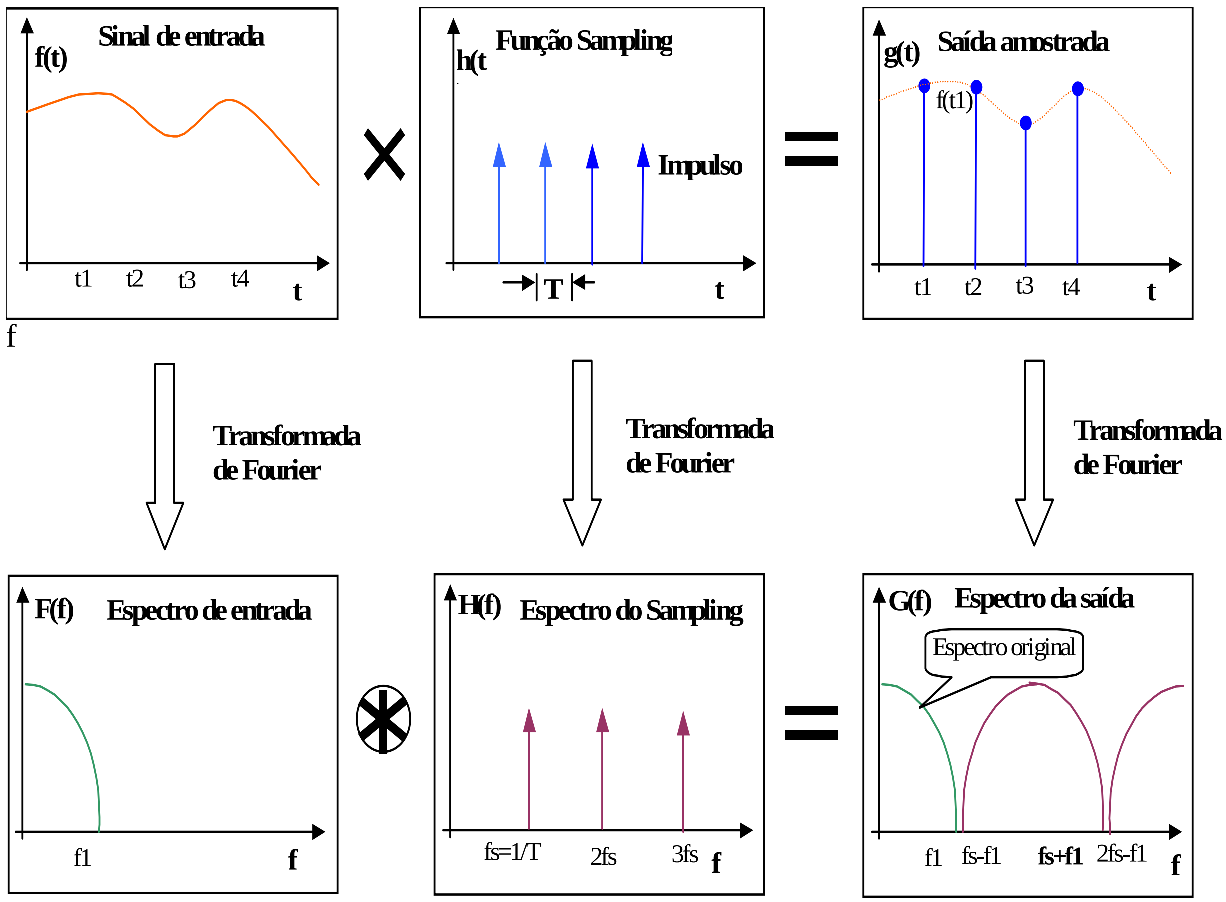


Figura A.18.13 Amostragem ideal

Amostragem real

O conceito de um impulso de largura infinitesimal é usado apenas para simplificar a analises de sistemas amostrados. De qualquer forma, isto é um conceito teórico ideal que pode ser aproximado mas nunca alcançado na prática. De fato, o sinal real será uma série de pulsos de período igual a recíproco da freqüência de amostragem. O resultado da amostragem com este trem de pulsos é uma série de pulso modulados em amplitude pelo sinal de entrada.

A figura A.18.14 mostra que o espectro de um trem de pulso é uma série de freqüências discreta como no caso ideal, só que agora a amplitude dessas freqüências é modificada por um envelope (envoltória) definida por sinx/x (alguma vezes escrita com sinc(x)) onde x neste caso é πfs. Para um trem de pulso de amplitude A, o envelope do espectro é dado por

$$Envelope = A\left(\tau/T\right)\left[sin\left(\pi fs\tau\right)\right]/\pi fs\tau \qquad (A.18.19)$$

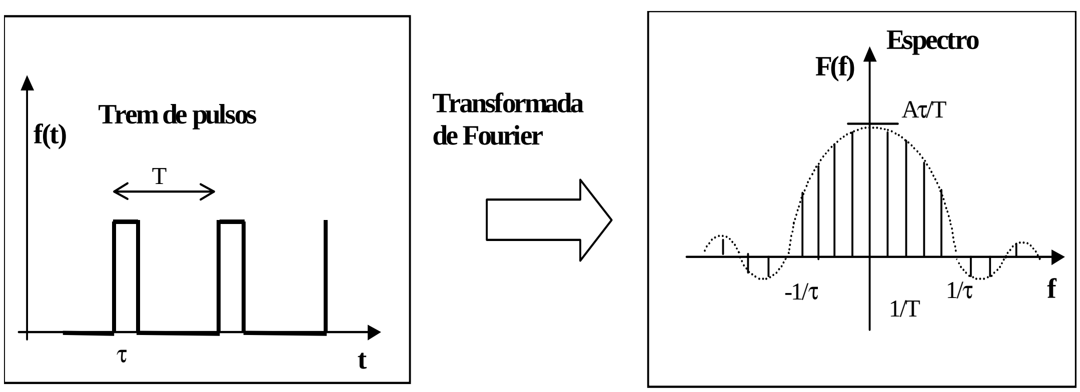


Figura A.18.14 Espectro de um trem de pulso

Note agora, (veja figura A.18.15)) que um erro é introduzido no espectro original. Este erro pode ser eliminado ou minimizado através de um filtro que compense o envelope sinc(x). Isto pode ser implementado com um filtro digital num DSP, ou utilizando técnicas analógicas convencionais. (existem disponíveis comercialmente Chips que incorporam funções de correção de sinc).

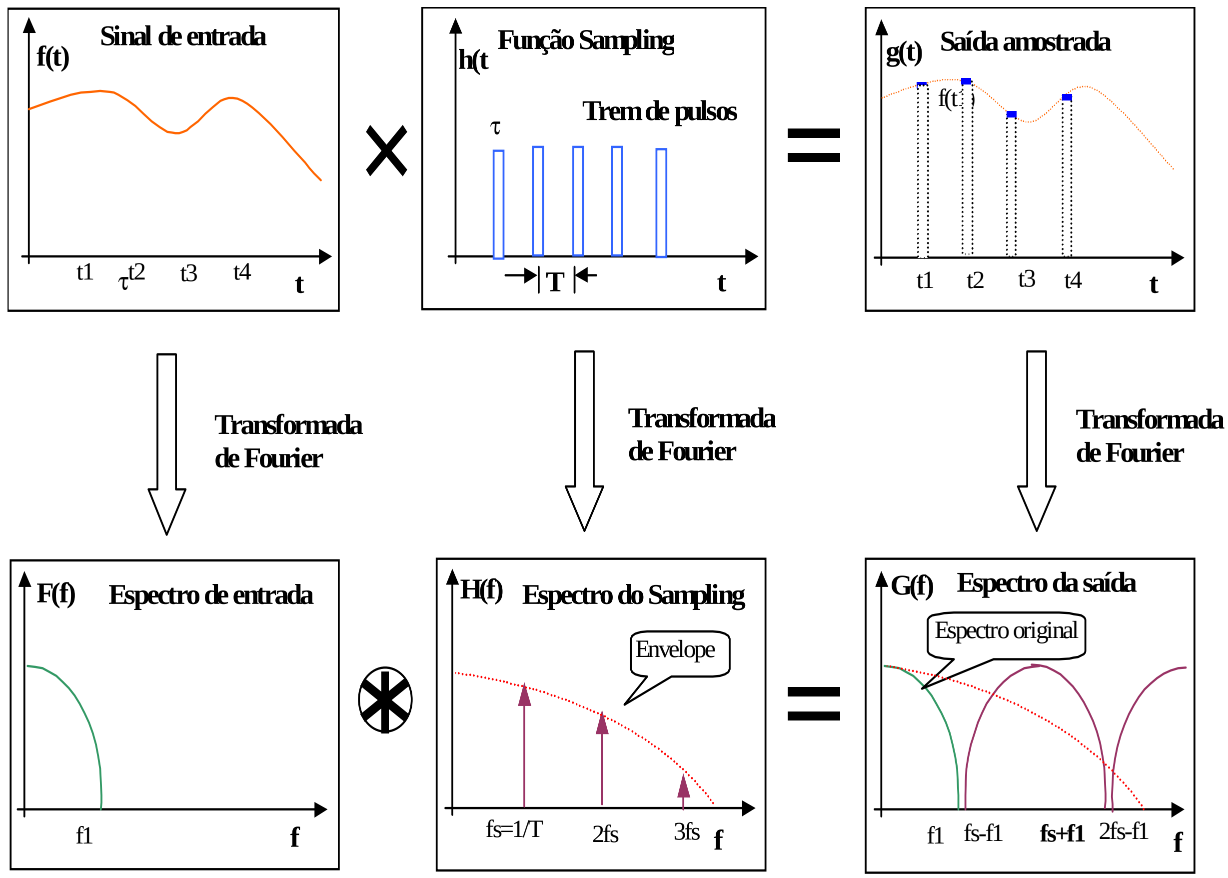


Figura A.18.15 Amostragem real

Efeito aliasing

Nenhum sinal é verdadeiramente determinístico e, portanto, tem banda não limitada. Entretanto, as energias das componentes de altas freqüências são bem menores de modo que a partir de certo valor de freqüência podem ser desconsideradas. Este valor é uma escolha que dever ser feita pelo o projetista do sistema.

Como já foi visto na seção anterior, a quantidade de aliasing (superposição) será afetada pela freqüência de amostragem e pela largura da banda do sinal de entrada. O fator que determina quanto "aliasing" pode ser tolerado é a resolução do sistema. Se o sistema tem baixa resolução então o ruído de fundo (ruído total devido a todas as fonte de ruído) já bastante alto e o aliasing pode não ser significativo. Entretanto, em sistemas de alta resolução o aliasing pode aumentar o ruído de fundo significativamente e portanto, precisa ser controlado adequadamente.

O aumento da taxa de amostragem é uma das formas de evitar erros devido a aliasing. Entretanto, há um limite máximo de freqüência imposto pelo o conversor AD ou pelo clock do processador digital que manuseia os dados digitais. Portanto, para reduzir o efeito de aliasing para níveis aceitáveis, filtros analógicos podem ser usados para alterar a banda do sinal de entrada.

Vários tipos de filtros podem ser utilizados para modificar a banda do sinal de entrada. Um filtro ideal para esta finalidade seria aquele que não apresentasse nenhuma atenuação na banda de passagem (passband), tivesse uma largura zero na região de transição e rejeitasse totalmente as componentes de freqüência na banda de atenuação (stopband). Na prática, isto é aproximado por um filtro que introduz alguma atenuação na banda de passagem, tem uma largura finita na região de transição, e passa alguma componente do sinal na banda de atenuação. Este ainda pode introduzir algum tipo de distorção de fase ou de amplitude. A escolha da ordem e do tipo de filtro de modo a se obter as especificações desejadas do sistema.

A literatura cobre de forma bem abrangente o projeto de filtro analógico e foge do escopo desse curso. Dentre estes filtros, adequados para realizar a função de filtro anti-aliasing, podemos citar os filtros Butterworth, Chebyshev, Cauer, e Bessel-Thomson.