



INSTITUTO SUPERIOR TÉCNICO  
MESTRADO INTEGRADO EM ENGENHARIA ELECTROTÉCNICA E DE  
COMPUTADORES

SISTEMAS INTEGRADOS ANALÓGICOS  
**Projecto de Alto Nível de um ADC e DAC**

Maria Margarida Dias dos Reis	n.º 73099
Nuno Miguel Rodrigues Machado	n.º 74236

Lisboa, 16 de Março de 2015

# Índice

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Introdução Teórica</b>	<b>1</b>
2.1	Conversores A/D e Conversores D/A . . . . .	1
2.2	SINAD, SNR, SFDR e ENOB . . . . .	2
2.3	Janela Rectangular, Janela de Hamming e Janela de Blackman-Harris . . . . .	3
<b>3</b>	<b>Demonstração de Resultados</b>	<b>4</b>
3.1	Análise de uma onda sinusoidal com frequência de amostragem de 1 Mhz . . . . .	4
3.2	Análise de uma onda sinusoidal com frequência de amostragem de 1.1 Mhz . . . . .	5

# 1 Introdução

Com este trabalho laboratorial pretende-se introduzir o *software* Cadence, projectando um conversor AD/DA de alto nível. Analisando os conversores analógico-digitais (ADC) pode-se melhor compreender o conceito de *Fast Fourier Transform* (FFT), e a maneira como pode ser aplicada para medir parâmetros dos ADC, como a SINAD e o ENOB. Pretende-se também estudar o efeito de aplicar diversas janelas sobre a FFT.

## 2 Introdução Teórica

### 2.1 Conversores A/D e Conversores D/A

Começando por analisar os conversores analógico-digitais, as arquitecturas que os permitem podem ser divididas em três categorias: baixa-a-média velocidade, média velocidade e alta velocidade. O ADC utilizado neste trabalho é de aproximações sucessivas (SAR), sendo de média velocidade e exactidão.

Os conversores deste tipo estão entre os mais populares para realizar ADCs devido à sua versatilidade - conseguem efectuar conversões rápidas ou podem ser utilizados para que haja uma maior exactidão, operando a baixa potência nos dois casos. Este conjunto de características deriva de, no caso mais simples, o conversor necessitar apenas de um só comparador, um banco de condensadores com interruptores e pouca lógica de controlo digital. Na figura abaixo está esquematizado o circuito referido.

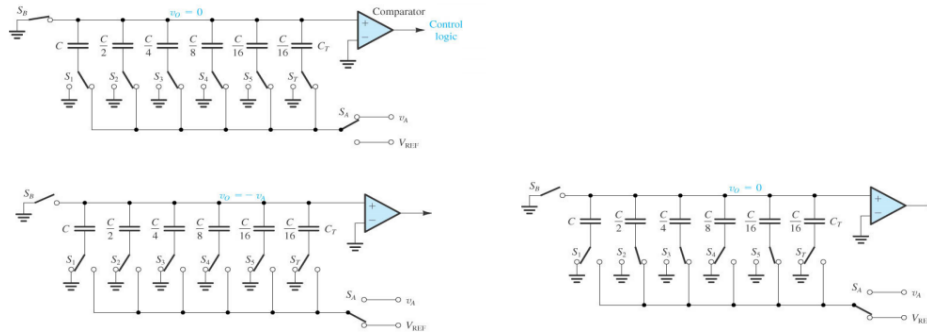


Figura 1: ADC construído com uma arquitectura de aproximações sucessivas.

O diagrama de blocos de um ADC unipolar de aproximações sucessivas que utiliza também um DAC é apresentado de seguida.

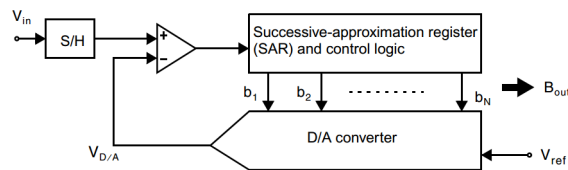


Figura 2: Diagrama de blocos de um ADC de aproximações sucessivas.

OS ADCs de aproximações sucessivas têm por base o algoritmo de procura conhecido como “procura binária”, onde os dados podem ser calculados em  $N$  passos, para um conjunto de dados organizados de tamanho  $2^N$ .

Existe um circuito *sample-and-hold* que permite adquirir a tensão de entrada. De seguida um comparador analógico de tensão compara a tensão de entrada com a saída do DAC e coloca o resultado da comparação no registo de aproximações sucessivas (SAR). O SAR é inicializado de maneira a que o *bit* mais significativo seja 1. Este código é dado ao DAC, que fornece então ao comparador uma tensão analógica equivalente à do código digital. O circuito comparador é assim capaz de efectuar a comparação entre a tensão de entrada amostrada e a tensão de referência. Se a tensão de referência for superior à tensão de entrada então é feito *reset* ao *bit*, passa a 0, caso contrário permanece a 1.

De seguida, o próximo *bit* é colocado a 1 e feito o mesmo teste, continuando esta “procura binária” até que todos os *bits* tenham sido testados no SAR. Assim, o conversor aplica o algoritmo para determinar a palavra digital mais próxima que corresponde à tensão de entrada amostrada.

## 2.2 SINAD, SNR, SFDR e ENOB

O *signal-to-noise and distortion* (SINAD) é uma medida da *performance* dinâmica geral de um ADC. É o rácio entre a amplitude do sinal em *root-mean-square* (valor eficaz) e o valor médio da *root-sum-square* das restantes componentes espectrais, incluindo harmónicas, mas excluindo a componente DC. O cálculo do SINAD em *dB* é feito de acordo com a expressão

$$\text{SINAD} = 10 \times \log_{10} \left( \frac{A_{\text{bin}(f_{in})}^2}{\sum_{n=2}^{\text{size}/2} (A_n^2 - A_{\text{bin}(f_{in})}^2)} \right). \quad (2.1)$$

O *signal-to-noise ratio* (SNR) é calculado a partir dos dados da FFT, tal como a SINAD, mas as harmónicas do sinal são excluídas dos cálculos, deixando apenas os termos de ruído. De uma maneira mais abstracta pode ser descrito como a comparação entre o nível de sinal desejado ao nível de ruído. O cálculo do SNR, em *dB*, para um número  $N$  de amostras é feito de acordo com a expressão

$$\text{SNR} = 6,02N + 1,76. \quad (2.2)$$

A *spurious free dynamic range* (SFDR) é o rácio entre a amplitude máxima do sinal a amplitude máxima seguinte, ou seja, é a diferença entre as duas amplitudes máximas. À semelhança da SINAD não inclui a componente DC. O cálculo da SFDR em *dB* é feito de acordo com a expressão

$$\text{SFDR} = 10 \times \log_{10} \left( \frac{A_{\text{bin}(f_{in})}^2}{A_{\text{binmax}(\neq f_{in})}^2} \right). \quad (2.3)$$

O *effective number of bits* (ENOB) é uma medida da resolução de um ADC. De facto, a resolução de um ADC é dada pelo número de *bits* que são utilizados para representar um valor analógico porém, todos os ADCs reais introduzem ruído e distorção. Assim, o ENOB especifica o número

efectivo de *bits* que se tem na realidade, quando se considera a existência de ruído. O cálculo do ENOB é feito de acordo com a expressão

$$\text{ENOB} = \frac{\text{SINAD} - 1,76}{6,02}. \quad (2.4)$$

No caso do trabalho laboratorial o ENOB é de 4 *bits*.

### 2.3 Janela Rectangular, Janela de Hamming e Janela de Blackman-Harris

A FFT é um algoritmo que permite obter a *Discrete Fourier Transform* (DFT), sendo então uma análise que permite converter tempo para frequência. Quando se calcula a DFT a entrada é um sinal digital e a saída é a análise digital espectral desse sinal. Inerentes à DFT estão erros e, para mitigar esses erros, recorre-se a um processo denominado de *windowing*.

A análise espectral da DFT depende de uma determinada frequência de amostragem,  $f_s$ , e, consequentemente, toda essa análise estará entre 0 e metade de  $f_s$ . Assim, a largura de banda da DFT é proporcional ao ritmo de amostragem. Este período de amostragem é dado por

$$\Delta t = \frac{1}{f_s}, \quad (2.5)$$

sendo que no domínio da frequência existem os chamados *bins*. A frequência de um determinado *bin*  $k$  relaciona-se com a frequência do sinal de entrada de acordo com

$$f_k = \frac{k}{N \Delta t}, \quad (2.6)$$

onde  $k$  corresponde ao número do *bin*, que é sempre um inteiro, e  $N$  ao número de amostras. Através de 2.6 pode-se deduzir qual é a máxima frequência que pode ser representada por um dado número de amostras.

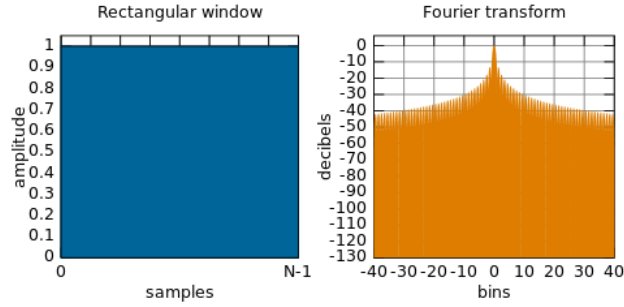
$$k = \frac{N f_k}{f_s}. \quad (2.7)$$

Analise-se agora o caso do trabalho laboratorial, em que a onda de entrada tem uma frequência de 13,671875 kHz, a frequência de amostragem é de 1 MHz e são utilizadas 512 amostras. Espera-se que o máximo da amplitude ocorra em  $k = 7$ .

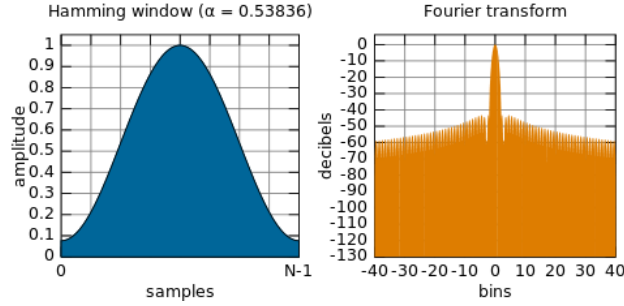
Ainda para o mesmo sinal de entrada, quando a frequência de amostragem passa para 1,1 MHz, espera-se que o máximo de amplitude ocorra em  $k = 6,36364$ . Este valor não é inteiro e cada *bin* corresponde a uma frequência e não a um intervalo de frequências. Assim sendo, a DFT não consegue representar energia em  $k = 6,36364$  pelo que a energia tem uma *leak* entre os *bins*  $k = 6$  e  $k = 7$ , fenómeno conhecido como *spectral leakage*.

Para procurar resolver este problema de *spectral leakage* existe *windowing*. Com esse processo é possível concentrar a energia nos *bins* que têm maior amplitude (os que estão próximos do *bin* de amplitude máxima) e atenuar a energia dos *bins* circundantes.

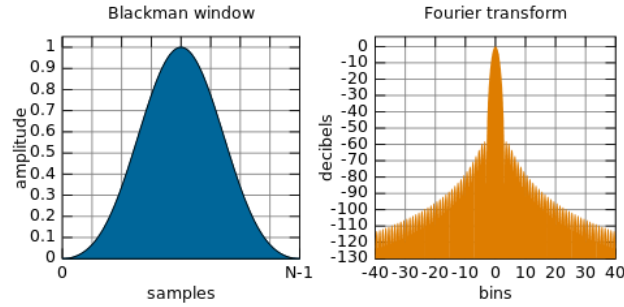
O *windowing* é implementado multiplicando o sinal de entrada por uma função de janela. Existem diversas funções de janelas, considerando-se aqui a janela rectangular, a janela de Hamming e a janela de Blackman-Harris.



(a)



(b)



(c)

Figura 3: Magnitude (azul) e representação gráfica da DFT (laranja) da janela rectangular (a), magnitude (azul) e representação gráfica da DFT (laranja) da janela de Hamming (b) e magnitude (azul) e representação gráfica da DFT (laranja) da janela de Blackman-Harris (c).

### 3 Demonstração de Resultados

#### 3.1 Análise de uma onda sinusoidal com frequência de amostragem de 1 Mhz

Na análise presente verificou-se a coerência entre a frequência do sinal de entrada e a frequência de amostragem, podendo dispensar-se o uso do processo *windowing*, na FFT implementada. Como já foi referido é necessário cumprir as seguintes exigências:

$k$  tem que ser um número inteiro, com a frequência  $f_k = f_{in} = 13,671875\text{kHz}$ . Usando a equação anterior (2.7), aplica-se uma frequência de amostragem de 1 MHz e um número de amostras igual 512. Concluido que  $k = 7$  onde se espera uma máximo de amplitude.

Para que a FFT consiga reproduzir o sinal correctamente sem distorção apartir das amostras obtidas é necessário que o  $k$  seja um número inteiro, e que a frequência de amostragem da FFT seja

igual à frequência de amostragem do ADC. Como foi escolhido usar 512 amostras, e sapesse que a frequência de amostragem do ADC é de 1MHz, logo para que a FFT tenha a mesma frequência de amostragem, aplicando a equação seguinte (3.1) obteve-se uma janela temporal,  $t_{wind} = 512\mu s$ .

$$t_{wind} = \frac{N}{f_s}. \quad (3.1)$$

### 3.2 Análise de uma onda sinusoidal com frequência de amostragem de 1.1 Mhz

Mantendo a mesma frequência de entrada, 13,671875kHz, e alterando a frequência de amostragem para 1.1MHz verifica-se a não coerência entre as duas frequências. Sendo necessário o uso do processo *windowing*.

Seguindo os passos da análise anterior, utilizou-se a equação (2.5) de forma a obter o valor de  $k$  usando uma frequência  $f_k = f_{in} = 13,671875$  kHz, uma frequência de amostragem de 1.1MHz e um número de amostras igual a 512. Obteve-se um  $k = 6.36364$ , confirmando a não coerência e a ocorrência de *spectralleakage*.

Para que a FFT consiga representar correctamente o sinal pretendido , é necessário defenir um tamanho da janela correcto. Como já foi referido a frequência de amostragem da FFT tem que ser igual à frequência de amostragem do sinal de entrada, ou seja de 1,1MHz e um número de amostras igual a 512. Assim sendo, usando a equação (3.1), obteve-se uma janela temporal,  $t_{wind} = 465,455\mu s$ .