

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



Processo de Conversão A/D para Aquisição de Sinais Mielétricos

Ricardo Filipe Gonçalves Lopes

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Prof. José Machado da Silva

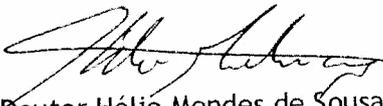
30 de Outubro de 2014

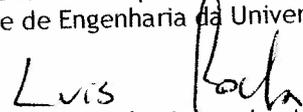
A Dissertação intitulada

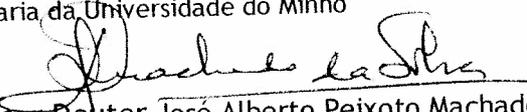
“Processo de Conversão A/D para Aquisição de Sinais Mioelétricos”

foi aprovada em provas realizadas em 10-10-2014

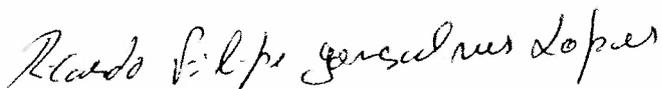
o júri


Presidente Professor Doutor Hélio Mendes de Sousa Mendonça
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto


Professor Doutor Luís Alexandre Machado Rocha
Professor Associado do Departamento de Eletrónica Industrial da Escola de
Engenharia da Universidade do Minho


Professor Doutor José Alberto Peixoto Machado da Silva
Professor Associado do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de
Computadores da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projeto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extratos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são corretamente citados.


Autor - Ricardo Filipe Gonçalves Lopes

Resumo

Os sinais mioelétricos são gerados em consequência da movimentação de cargas elétricas durante a atividade muscular. Dependendo do fim e contexto em que são usados, diferentes informações podem ser retiradas destes sinais, entre as quais, a simples ocorrência de atividade de um determinado músculo, a intensidade de contração do músculo, ou a periodicidade desta atividade. Dependendo do fim, pode ser analisado todo o sinal capturado durante um determinado período ou apenas certos parâmetros característicos tais como a amplitude de pico, a duração do sinal, ou o valor médio quadrático.

O objetivo principal do trabalho aqui apresentado é o de desenvolver uma arquitetura de conversores analógico-digital, baseada em sensores de valor binário. Esta arquitetura tem na sua origem as leis do controlo, mais propriamente as de uma classe de sistemas de primeira ordem da forma $y_k = \theta u_k + d_k$, tirando partido de algoritmos de estimação do parâmetro desconhecido. Os resultados obtidos mostram que esta arquitetura permite realizar um conversor inovador adaptado às características dos sinais mioelétricos e mais simples comparado com as soluções equivalentes existentes atualmente. De facto, com este conversor é possível implementar a aquisição de sinais quando a resolução pretendida é da ordem dos 4 ou 5 bits, e a largura de banda não excede alguns kHz, com a vantagem de economizar a potência consumida e a componente analógica dos circuitos.

Palavras Chave: Sinais mioelétricos, Conversão Analógico-Digital, Leis do Controlo.

Abstract

Myoelectric signals are generated as a result of the movement of electric charges during muscle activity. Depending on the purpose and the context in which they are used, different information can be taken of these signs, including the level of contraction, the occurrence of a given muscle activity, or the frequency of this activity. Depending on the order, can be analyzed all the captured signal over a given period or only certain characteristic parameters such as peak amplitude, signal duration, or the root mean square value.

The main objective of the work here presented is to develop a digital analog converter architecture based on binary value sensors. This architecture has at its roots control laws, more specifically those of a class of first-order systems at the form $y_k = \theta u_k + d_k$, taking advantage of the unknown parameter estimation algorithms. The results obtained shows that this architecture can do a innovative converter adapted to the characteristics of the myoelectric signals and simpler compared to currently existing solutions. In fact, with this converter permits to implement the acquisition of signals when the desired resolution is on the order of 4 or 5 bits, and the bandwidth don't exceed a few kHz, whit the advantage of saving the power consumed and analog circuitry component.

Keywords: Myoelectric signals, Analog-Digital Conversion, Control Laws

Agradecimentos

Em primeiro lugar gostava de agradecer ao meu orientador, o professor José Machado da Silva, pelos ensinamentos e apoio que me transmitiu ao longo deste projeto. Gostava também de agradecer aos meus pais pelo apoio e compreensão demonstrado, mais uma vez, nesta etapa da minha vida. Um agradecimento especial à minha tia Luísa, que apesar de travar as suas próprias batalhas, esteve sempre presente nestes últimos anos de faculdade.

Ricardo Lopes

*“Saber muito não faz do ser humano inteligente.
A inteligência traduz-se na forma como ele recolhe, avalia,
gere e, sobretudo, onde e como aplica a informação.”*

Carl Sagan

Conteúdo

| | | |
|----------|---|-----------|
| 1 | Introdução | 1 |
| 1.1 | Motivação | 1 |
| 1.2 | Objetivos | 1 |
| 1.3 | Estrutura da Dissertação | 2 |
| 2 | Revisão da Literatura e Estado da Arte | 3 |
| 2.1 | Introdução | 3 |
| 2.2 | Sinais Mioelétricos | 3 |
| 2.3 | Conversores Analógico-Digital | 6 |
| 2.3.1 | Parâmetros de caracterização dos conversores | 7 |
| 2.3.2 | Visão Geral dos Conversores A/D Mais Comuns | 8 |
| 2.4 | Resumo | 12 |
| 3 | Conversor Analógico/Digital Baseado em Sensor de Valor Binário | 13 |
| 3.1 | Introdução | 13 |
| 3.2 | Algoritmo funcional | 13 |
| 3.3 | Simulação e Caracterização Funcional | 17 |
| 3.3.1 | Simulação | 17 |
| 3.3.2 | Desempenho | 24 |
| 3.4 | Resumo | 28 |
| 4 | Protótipo de Avaliação Experimental | 29 |
| 4.1 | Introdução | 29 |
| 4.2 | Implementação | 29 |
| 4.2.1 | Sensor de valor binário | 29 |
| 4.2.2 | Filtro | 30 |
| 4.2.3 | Bloco Digital | 30 |
| 4.2.4 | Implementação em Microprocessador | 30 |
| 4.2.5 | Desempenho, Validação experimental | 32 |
| 4.3 | Conclusão | 40 |
| 5 | Conclusões e Trabalho Futuro | 41 |
| 5.1 | Satisfação dos Objetivos | 41 |
| 5.2 | Trabalho Futuro | 42 |
| A | Dimensionamento do Filtro | 43 |
| A.1 | Filtro Passa Baixo | 43 |
| A.1.1 | Implementação | 43 |
| A.1.2 | Dimensionamento | 43 |

| | |
|-----------------------------------|-----------|
| B Código simulação | 45 |
| B.1 Simulação Principal | 45 |
| B.2 Função S_k | 48 |
| Referências | 51 |

Lista de Figuras

| | | |
|------|--|----|
| 2.1 | Sinal mioelétrico e força respetiva | 4 |
| 2.2 | Unidade motora e respetivo sinal mioelétrico | 5 |
| 2.3 | Arquitetura genérica do conversor A/D. | 7 |
| 2.4 | Não-Linearidades de um conversor A/D: (a) DNL e (b) INL | 8 |
| 2.5 | Desempenho: Resolução vs velocidade | 9 |
| 2.6 | Conversor Sigma - Delta | 10 |
| 3.1 | Mecanismo de design da lei de controlo adaptativa | 15 |
| 3.2 | Mecanismo de controlo adaptativo adaptado. | 15 |
| 3.3 | Fluxo de execução do algoritmo do conversor. | 16 |
| 3.4 | Estimativa do valor de referência(cima) e de tetha(baixo) para diferentes valores de beta | 18 |
| 3.5 | Sinusoides com 100 Hz para diferentes valores do passo | 19 |
| 3.6 | Sinusoides com 100 Hz para diferentes valores de theta | 20 |
| 3.7 | Sinusoides com 100 Hz para diferentes valores de amplitude | 21 |
| 3.8 | Sinusoides com frequências de 0, 50, 100, 200, 300, 400 e 500 Hz com os restantes parâmetros constantes. | 22 |
| 3.9 | Dente de serra com uma frequência de 50 Hz e tensão pico-a-pico de 1 Volt. | 22 |
| 3.10 | Onda Quadrada com uma frequência de 50Hz, 50% de <i>duty-cycle</i> e tenção pico-a-pico de 1 Volt. | 23 |
| 3.11 | Sinal mioelétrico real | 23 |
| 3.12 | Relação sinal ruído em função da frequência do sinal analógico (em cima), número efetivo de bits em função da frequência do sinal analógico (em baixo). | 25 |
| 3.13 | Distorção harmónica total em função da frequência do sinal analógico (em cima), relação sinal ruído e distorção em função da frequência do sinal analógico (em baixo). | 26 |
| 4.1 | Diagrama de blocos do conversor A/D. | 30 |
| 4.2 | Filtro Sallen-Key passa-baixo. | 31 |
| 4.3 | Exemplo de comportamento do valor do ganho controlado. | 32 |
| 4.5 | Tenção DC com uma amplitude de 3v (Escala: 0, 2V/div.(verde, vermelho), 2V/div.(amarelo, azul) eixo yy; 2ms/div. eixo xx). | 34 |
| 4.6 | Rampa com amplitude de 3.5 V e 1 Hz de frequência (Escala: 0, 5V/div. eixo yy; 20ms/div. eixo xx) | 35 |
| 4.10 | Sinusoide com 40 Hz frequência e 3,5 V de amplitude, filtro a uma frequência de corte de 250 Hz.(Escala: 0, 5V/div. eixo yy; 2ms/div. eixo xx) | 38 |

Lista de Tabelas

| | | |
|-----|---|----|
| 2.1 | Características dos sinais biológicos | 6 |
| 3.1 | Valores para a relação sinal-ruído(em dB) para diferentes frequências e diferentes valores do parâmetro de referência y^* | 25 |

Abreviaturas e Símbolos

| | |
|-------------------|--------------------------------------|
| A/D | Analógico-Digital |
| D/A | Digital-Analógico |
| DC | Direct Current |
| DNL | Differential NonLinearity |
| EMG | Electromyography |
| N_{eff} | Effective number of bits |
| INL | Integral NonLinearity |
| LSB | Least Significant Bit |
| MSB | Most Significant Bit |
| N | Newton |
| PWM | Pulse With Modulation |
| $\Sigma - \Delta$ | Sigma-Delta |
| SINAD | Signal-to-Noise and Distortion Ratio |
| SNR | Signal-to-Noise Ratio |

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

Os sinais mioelétricos são gerados em consequência da movimentação de cargas elétricas durante a atividade muscular. Estes sinais têm amplitudes que vão da ordem de alguns microns de Volt até alguns milésimos de Volt. As frequências a que estes sinais se manifestam são relativamente baixas, geralmente compreendidas entre alguns Hertz até cerca de 400 Hz, podendo por vezes chegar aos 500 Hz, sendo esta banda dependente do indivíduo. Em função do propósito e contexto em que são usados, diferentes informações podem ser retiradas destes sinais, entre as quais, a simples detecção da ocorrência da atividade de um determinado músculo, a intensidade do nível de contração, ou a periodicidade da atividade, sendo para o efeito analisado todo o sinal capturado durante um determinado período ou apenas certos parâmetros característicos tais como a amplitude de pico, a duração do sinal, ou o valor médio quadrático [1, 2].

Atendendo às características deste tipo de sinais e ao tipo de informação de interesse, assim podem ser determinadas as características dos circuitos de aquisição e condicionamento do sinal. Nomeadamente, pode ser usado um conversor analógico/digital (A/D) cujas características não são muito exigentes em termos de resolução e rapidez de conversão.

1.2 Objetivos

O principal objetivo é desenvolver uma nova arquitetura de conversor A/D que permita garantir os requisitos mínimos exigidos em termos de gama dinâmica e banda de frequências face as características dos sinais mioelétricos e que, simultaneamente, seja simples em termos da sua estrutura física analógica e digital.

Os conversores A/D do tipo Sigma-Delta ($\Sigma - \Delta$) satisfazem em parte este objetivo, contudo exigem o uso de amplificadores operacionais de elevado desempenho, que exigem o consumo de uma corrente de polarização, e de filtros digitais passa-baixo.

A arquitetura de conversor analógico-digital aqui proposta recorre de igual modo a uma amostragem binária do sinal analógico mas dispensa o uso do modulador $\Sigma - \Delta$. Pretende diminuir a

complexidade da parte analógica do conversor, tirando partido das potencialidades de plataformas digitais para implementação de algoritmos de interpolação de dados, e recorre a conceitos das leis de controlo adaptativo de primeira ordem com observações de valor binário geradas por níveis de decisão *thresholds* fixos.

1.3 Estrutura da Dissertação

Para além da introdução, esta dissertação é composta por mais 3 capítulos.

No capítulo 2 são apresentados os sinais mioelétricos e alguns fins em que estes são utilizados. É ainda feita uma apresentação sumária das arquiteturas dos conversores A/D mais utilizados, focando as suas características funcionais principais e campos de aplicação mais comuns.

No capítulo 3 é apresentado o algoritmo da nova arquitetura proposta, apresentando as suas vantagens e desvantagens. Para além da descrição funcional são apresentados resultados de simulação comportamental e é feita uma caracterização do processo de conversão em termos de distorção harmónica e número efetivo de bits obtidos, incluindo uma avaliação da influência dos parâmetros funcionais nestes parâmetros.

No capítulo 4 é apresentado o protótipo laboratorial implementado recorrendo a uma plataforma microcontrolador/**Arduino** e alguns circuitos externos adicionais e são descritos resultados experimentais obtidos.

No capítulo 5 são resumidas as conclusões principais do trabalho realizado. São ainda apresentadas algumas sugestões de melhoria dos resultados obtidos e perspetivas de trabalhos futuros.

Capítulo 2

Revisão da Literatura e Estado da Arte

2.1 Introdução

A motivação para o desenvolvimento deste trabalho decorre da constatação de que a análise das características e da informação que se retira dos sinais mioelétricos que, em última instância, determinam as necessidades em termos de condicionamento e conversão A/D destes sinais, levam a que nem sempre sejam necessários os índices de resolução e rapidez comumente usadas nestas aplicações.

Neste capítulo apresentam-se as características principais dos sinais mioelétricos, exemplos de aplicações que ilustram a sua utilização, e descrevem-se circuitos típicos de condicionamento e aquisição destes sinais.

2.2 Sinais Mioelétricos

Os sinais mioelétricos são gerados em consequência da movimentação de cargas elétricas durante a atividade muscular. A amplitude destes sinais anda na ordem de alguns μV até alguns mV [3, 4]. São muito semelhantes, em amplitude e características das suas formas de onda, às ondas de radio e ao ruído eletromagnético que as lâmpadas fluorescentes emitem, o que pode levar os sinais mioelétricos a serem confundidos com ruído. Uma característica principal é que a sua amplitude é proporcional à força e à intensidade da contração muscular realizada. A figura seguinte ilustra formas de onda correspondentes a realização de um exercício em que o sujeito realiza uma força de 362 Newton (N) (primeira contração), uma força de 575 N (segunda contração) e uma força de 772 N (terceira contração)[5].

A contração dos músculos é controlada por nervos motores que os envolvem. Estes nervos são constituídos por vários axónios que por sua vez controlam um número de fibras musculares. A chamada 'unidade motora' consiste num axónio e nas fibras musculares que este controla [1]. Estas unidades motoras estão diretamente envolvidas na movimentação das cargas elétricas nos músculos. Quando estes estão relaxados, há uma maior concentração de iões carregados positivamente fora do músculo do que dentro. Quando o músculo é estimulado os iões positivos fluem

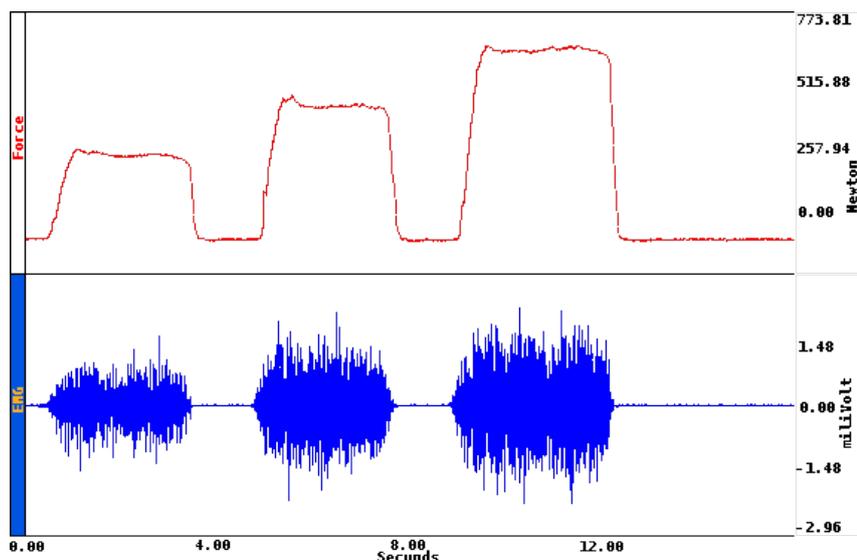


Figura 2.1: Sinal mioelétrico e força respectiva

para dentro das células e os negativos fazem o trajeto oposto, levando a mudança de polarização. À medida que este fenômeno se espalha pelo músculo, começa a repolarização no local onde a estimulação começou, o que retorna o músculo ao seu estado inicial [6, Cap.2].

Quando um músculo está relaxado, as unidades motoras enviam algumas cargas para que o músculo fique minimamente tonificado. À medida que a tensão muscular aumenta mais unidades motoras disparam e cada uma com maior intensidade. Ao serem observados os padrões elétricos gerados por estes eventos num osciloscópio, inicialmente vemos alguns desvios verticais no sinal ao redor do ponto zero à medida que as unidades motoras polarizam e despolarizam. Ao aumentar a tensão muscular mais unidades motoras disparam e os sinais destas, que chegam aos sensores praticamente ao mesmo tempo, tendem a somar-se uns com os outros numa aparente forma aleatória de ondas positivas e negativas. Quanto mais sinais chegarem ao mesmo tempo aos sensores maior será a amplitude do sinal observado.

A forma mais comum de caracterizar a amplitude do sinal é por meio da sua amplitude pico-a-pico. As ondas geradas têm um aspecto característico e podem ser frequentemente diferenciadas visualmente. Os músculos ao contraírem produzem sinais com um conteúdo espectral diverso, mas vendo o sinal em bruto podem-se distinguir alguns picos que se repetem algumas vezes por segundo e outros de aspecto diferente que acontecem centenas de vezes por segundo. A gama de frequências alvo para efeitos práticos e pesquisa anda entre os 8 e os 500 Hz[8], pelo que normalmente no condicionamento dos sinais capturados são usados filtros com bandas passantes nesta banda de frequências.

Cada músculo gera um padrão de frequências característico para diferentes níveis de contração muscular. Isto leva a que cada músculo apresente densidades espectrais diferentes para cada nível de tensão muscular. Por exemplo, o músculo oblíquo interno (figura 2.2) tem praticamente todo o seu espectro de potências entre os 8 e os 150 Hz enquanto que ambos os *biceps* e *flexor radialis*

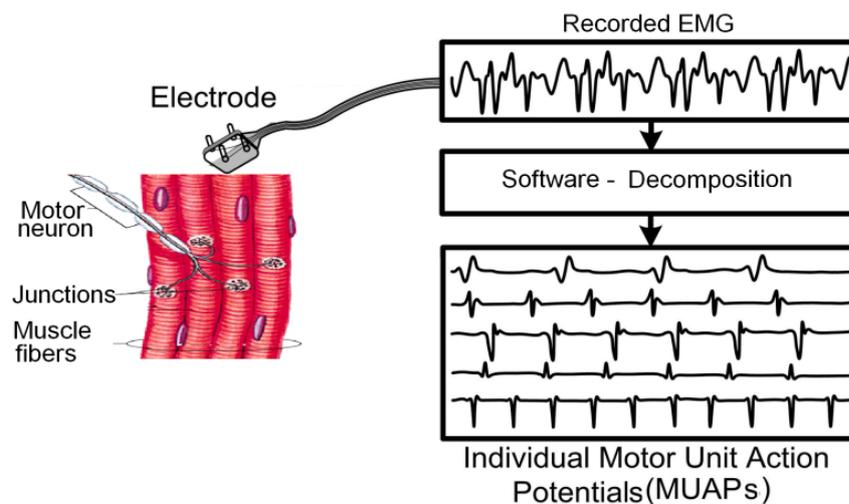


Figura 2.2: Unidade motora e respetivo sinal mioelétrico [7]

apresentam uma distribuição bimodal do seu espectro. Os *biceps* têm a maioria da sua potência abaixo dos 100 Hz, um poço entre os 100 e os 150 Hz, e depois mais potência entre os 150 e os 500 Hz. O *flexor radialis* apresenta a maioria da sua potência centrada nos 100 e nos 200 Hz e potência mais reduzida nas bandas abaixo, acima e entre estas duas frequências [9].

Os sinais mioelétricos podem ser usados para diversos fins. Por exemplo podem servir para a caracterização de propriedades relacionadas com padrões de movimento, identificar relações entre força e sinais mioelétricos em circunstâncias específicas, podem servir para identificar fadiga muscular e alterações na unidade motora. Outra forma interessante de usar os sinais mioelétricos é no controlo de próteses. Em função da aplicação, a informação que pretendemos extrair pode variar [10, 11].

Em aplicações onde é necessário a captura de sinais mioelétricos os conversores comerciais têm resoluções que podem ir desde os 8 aos 24 bit, sendo mais predominante o uso de conversores com resoluções de 12 bit [12]. Em [13] são apresentados resultados da observação de sinais EMG gerados por diferentes indivíduos ao realizarem padrões de força controlados recorrendo a um dinamómetro. O objetivo da experiência era reconhecer a força exercida pelo indivíduo e a forma como a fadiga muscular altera os sinais mioelétricos. O conversor usado nesta experiência tem 16 bits de resolução e o sinal mioelétrico é amostrado a 4096 Hz. O sinal recolhido pelos sensores passa por um filtro ativo de segunda ordem, passa-banda (25 – 1350 Hz) antes de ser convertido. As anomalias são detetadas recorrendo ao domínio das frequências nomeadamente à frequência média e mediana da frequência. Um exemplo de aplicação concreta é o do controlo de um membro superior com recurso a sinais mioelétrico recolhidos à superfície da pele [14]. Nesta aplicação é usado um conversor comercial que faz parte de um sistema integrado composto por amplificador, conversor e sensores de captura. A frequência de amostragem utilizada é de 1 kHz e a resolução de 14 bits.

Os sensores são colocados à superfície da pele e o amplificador tem uma largura de banda de 20 aos 450 Hz e um ganho variável dos 0 aos 10.000. A característica do sinal mioelétrico usada para o controlo da prótese é a amplitude; quando esta atinge um determinado *threshold* é gerado um comando adequado para o movimento da prótese. Em [15] é realçado que, atendendo às características destes sinais, os conversores A/D necessitam de uma resolução entre 8 a 10 bit. O conversor apresentado no artigo citado anteriormente tem uma resolução de 8 bit e uma taxa de amostragem de 10 kHz, sendo este um conversor por aproximações sucessivas. Outra aplicação dos sinais mioelétricos é o controlo de uma cadeira de rodas elétrica [16]. Na conversão dos sinais é usado um conversor com uma resolução de 12 bit e uma taxa de amostragem de 1 kHz.

A tabela seguinte apresenta um resumo das características e requisitos típicos para a aquisição de bio-sinais [17, 18]. Como se pode ver em alguns casos, incluindo o dos sinais mioelétricos, a resolução de conversão A/D necessária pode ser da ordem dos 4 bits.

Tabela 2.1: Características dos sinais biológicos

| Sinal | Largura de Banda (Hz) | Amplitude | Quantificação(bits) |
|--|-----------------------|---------------------|-----------------------------------|
| Eletroencefalografia | 0,01 – 150 | $< 1\mu V - 1mV$ | 4 – 6 |
| Eletrooculografia | 0,01 – 50 | $< 10\mu V - 1mV$ | 4 – 6 |
| Eletrocardiografia | 0,01 – 300 | $< 50\mu V - 1mV$ | 10 – 12 |
| Eletromiografia(interno) | 0,01 – 15 k | $< 200\mu V - 20mV$ | 4 – 12 |
| Eletromiografia(externo) | 10 – 8 k | $< 10\mu V - 100mV$ | 4 – 12 |
| Neuronal (EEG intra-craniano, <i>spikes</i> neuronais) | 0,01 – 10 k | $< 200\mu V - 20mV$ | 8 – 12 (5 para <i>spikes</i>) |
| Voz(telefone) | 300 – 3400 | | 12 |
| Voz(alta definição) | 10 – 22000 | | 16 – 24 |

2.3 Conversores Analógico-Digital

A necessidade da conversão A/D decorre do facto de a maioria dos transdutores converter fenómenos físicos em sinais elétricos analógicos. Por outro lado, o formato dos dados para computação ou transmissão é maioritariamente digital, usualmente devido a requisitos relacionados com resolução ou velocidade de processamento dos dados. O processo de conversão passa geralmente por três fases, em primeiro lugar o sinal analógico é amostrado e mantido o valor capturado por um circuito de retenção *sample-and-hold* durante o processo de conversão. Neste processo o valor resultante da quantificação é codificado num determinado número de bits digitais correspondentes à resolução pretendida. Geralmente é introduzido um filtro *anti-aliasing* na entrada do conversor A/D para limitar a banda do sinal amostrado e evitar o fenómeno de captura de falsas frequências por sub-amostragem (*aliasing*) [19, Cap. Inroduction]. A figura 2.3 ilustra um diagrama de blocos da arquitetura comum de um conversor A/D genérico.

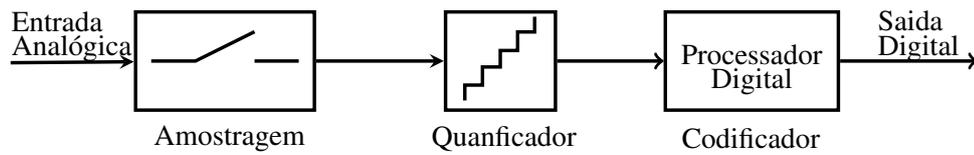


Figura 2.3: Arquitetura genérica do conversor A/D.

2.3.1 Parâmetros de caracterização dos conversores

O processo de conversão A/D implica a quantificação, em segmentos discretos, do sinal analógico. O número de níveis de quantificação é dado por 2^N em que N é o número de *bits* da saída digital.

2.3.1.1 Resolução

Resolução é o termo usado para descrever a tensão (ou corrente) mínima que um conversor A/D consegue distinguir. Num conversor com N *bits* o incremento mínimo de tensão detetável à entrada é dado por $V_{ref}/2^N$, pelo que inerentemente é introduzido um erro de quantificação correspondente a este intervalo.

A relação entre sinal e ruído (SNR) é definida como a relação entre as potências do sinal e do ruído não correlacionado na banda do sinal. A SNR de um conversor A/D ideal é aproximadamente dada por:

$$SNR = 20 * \log(2^{N-1} \times 6^{1/2}) \approx 6.02N + 1.76 \text{ (dB)}. \quad (2.1)$$

A gama dinâmica de conversão é determinada normalmente pela SNR mas na realidade é melhor caracterizada pela relação entre o sinal e o ruído mais distorção (SINAD). Este parâmetro dá a relação entre a potência do sinal e a potência do ruído total na banda do sinal, onde se incluem as distorções harmónicas. Na prática a resolução não é só limitada pelo ruído de quantificação mas também por ruído dos componentes do circuito, acoplamento da fonte de alimentação e pelo substrato, *jitter*, tempo de estabelecimento (*settling*) e não linearidades devidas, por exemplo, a desvios de valores de componentes usados no circuito analógico do conversor [20].

Assim, uma definição alternativa de resolução é a dada pelo número efetivo de bits (N_{eff}):

$$N_{eff} = \frac{SINAD - 1.76}{6.02} \text{ (bits)}. \quad (2.2)$$

Esta equação pressupõe que o sinal a converter cobre toda a gama de amplitudes da entrada. Caso assim não seja deve introduzir-se a correção dada pela seguinte equação:

$$N_{eff} = 0.5 \log_2(SINAD) - 0.5 \log_2(1.5) - \log_2\left(\frac{A}{V}\right) \text{ (bits)}. \quad (2.3)$$

em que A representa a tensão pico-a-pico, V representa a gama completa do dispositivo em teste e $SINAD$ é dado por:

$$SINAD = \frac{P_s}{P_{NAD}}, \quad (2.4)$$

isto é, a potência do sinal sobre a potência da distorção e ruído.

Esta equação de medição do número efetivo de bits encontra-se definida no *standard* do IEEE em [21].

Geralmente o N_{eff} é definido para o sinal a metade da frequência de amostragem.

2.3.1.2 Linearidade

As gamas de entrada e de saída de um conversor ideal com N bits está igualmente dividida em 2^N unidades de um bit menos significativo (LSB). No que diz respeito à característica de transferência, o desempenho estático de conversores A/D e D/A é caracterizado pelas não linearidades diferencial (DNL) e integral (INL). A DNL e a INL são uma medida do desvio da característica de transferência do conversor do segmento de reta de interpolação de primeira ordem entre os dois pontos extremos (interpolação mais comum) da característica de transferência. Tanto uma como a outra são medidas em unidades de LSB. A figura 2.4 ilustra estas duas não linearidades.

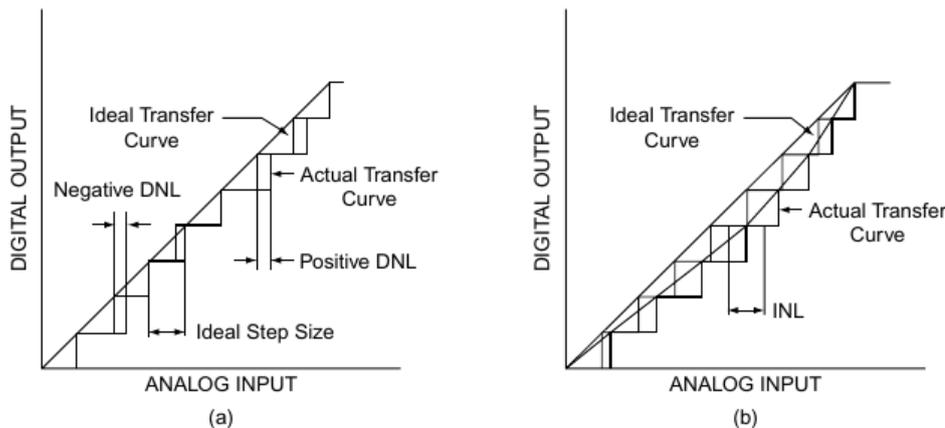


Figura 2.4: Não-Linearidades de um conversor A/D: (a) DNL e (b) INL [20, Cap.58.1.2]

2.3.2 Visão Geral dos Conversores A/D Mais Comuns

Existem diversas arquiteturas de conversores analógico digital cujo desempenho se pode comparar essencialmente por parâmetros como resolução, consumo de potência, tempo de conversão, e custo.

Apesar das muitas diferenças entre as várias arquiteturas de conversores A/D, todos partilham algumas características funcionais. O elemento principal de todos os conversores A/D é um comparador. Este comparador tem duas entradas analógicas e uma saída digital com resolução de um

bit. Um dos sinais de entrada analógico é uma tensão de referência com um valor conhecido. O outro sinal de entrada é o sinal analógico a converter que apresentará amplitude maior ou menor do que esta referência, pelo que o resultado da comparação será, em termos lógicos, um "1" ou um "0". Apesar de alguns conversores possuírem vários comparadores o princípio de funcionamento é igual em cada um deles [22].

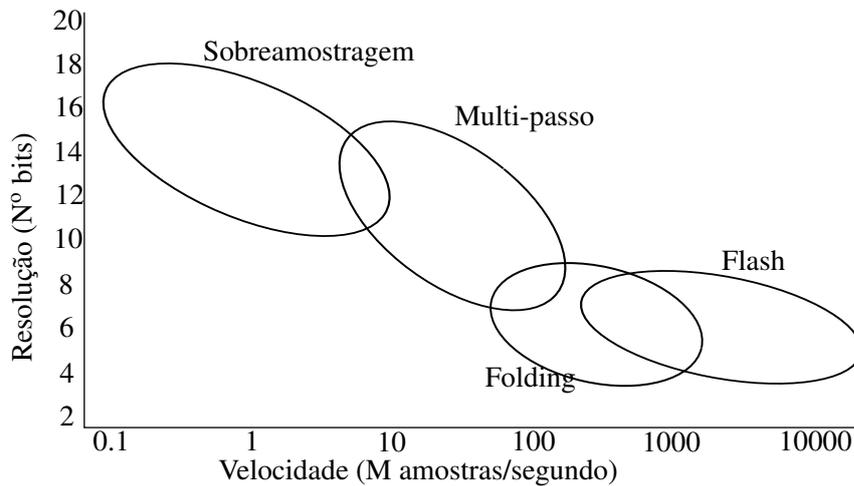


Figura 2.5: Desempenho: Resolução vs velocidade

Na figura 2.5 apresenta-se uma distribuição das arquiteturas de conversores mais usadas em termos de resolução e taxa de amostragem. A cada tipo de conversor associa-se, por um lado, o número de bits de resolução e, por outro lado, a taxa de amostragem com que é tipicamente encontrado.

Tendo em conta as características dos sinais mioelétricos, os tipos de conversor mais indicados seriam o sigma-delta e o de aproximações sucessivas. Esta escolha deve-se principalmente ao compromisso entre taxa de amostragem, nº de bits de quantização, e potência consumida.

A propósito da potência consumida por um conversor A/D, é de referir que estes exigem sub-blocos tais como: referências e reguladores de tensão, circuitos de amostragem, circuitos de conversão tensão-corrente e corrente-tensão. Embora, habitualmente, não sejam explicitamente apresentados nos diagramas de blocos dos conversores mas constituem consumidores significativos de potência. As arquiteturas de ADC que requeiram o menor números destes circuitos auxiliares tendem a ser mais eficientes.

2.3.2.1 Sigma-Delta

Um dos tipos mais populares de conversores é o denominado Sigma-Delta ($\Sigma - \Delta$). Os conversores $\Sigma - \Delta$ podem apresentar resoluções de 16 a 24 *bits* com taxas de amostragem até centenas de milhares de amostras por segundo. As suas velocidade e resolução tornam-no ideal para aplicações

de captura de sinais de reduzida largura de banda, pelo que esta topologia é usada predominantemente em aplicações tais como áudio, instrumentação e sonar. A largura de banda típica nestas aplicações anda em torno dos 1 MHz com uma gama de 12 a 18 bits reais.

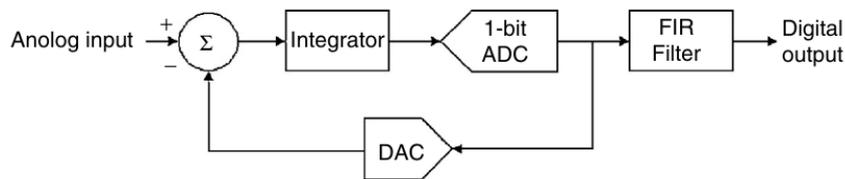


Figura 2.6: Conversor Sigma - Delta

A figura 2.6 ilustra o diagrama de blocos típico do conversor $\Sigma - \Delta$. Na parte analógica o componente principal é o amplificador do integrador que deve apresentar um pequeno desvio na origem (*offset*) e cuja polarização contribui também para o consumo do conversor. Outro elemento chave do sistema é o conversor de um *bit* que deve apresentar um reduzido tempo de resposta. Normalmente este conversor de um *bit* captura amostras a 64 ou mesmo a 128 vezes a taxa de amostragem normalmente exigida. A este processo dá-se o nome de sobre-amostragem.

Para além do conversor de alta velocidade a arquitetura do conversor $\Sigma - \Delta$ inclui um filtro passa-baixo (ou integrador), e um conversor digital-analógico também de um *bit* na malha de realimentação. A saída do modulador $\Sigma - \Delta$, um *bit-stream* com a cadência da taxa de sobre-amostragem, é aplicada a um filtro digital (passa-baixo) e a um circuito decimador que elimina as componentes de ruído de quantização, entretanto transladadas para altas-frequências e reduz a taxa de dados. À saída do conversor $\Sigma - \Delta$ ficam apenas sinais com alta resolução e na banda de frequências de interesse, eliminando assim a maior parte do ruído eletrónico inerente.

No entanto a implementação deste tipo de filtro pode tornar-se bastante complexa, e com um consumo de potência significativo, decorrente do número de portas lógicas envolvidas e da elevada frequência de operação. De facto, a necessidade deste circuito de filtragem e de decimação, que introduz um compromisso entre largura de banda e nível de quantização efetivos, constitui uma das desvantagens destes conversores.

Na verdade, nos conversores $\Sigma - \Delta$ a resolução obtida consegue-se conjugando dois efeitos: a sobre-amostragem e a transladação do ruído de quantização para as altas frequências. Considerando apenas o efeito da sobre-amostragem, a SNR obtida é dada por:

$$SNR \approx 6.02N + 1.76 (dB) + 10\log(O) \quad (2.5)$$

em que O é a taxa de sobre-amostragem.

2.3.2.2 Flash

No conversor do tipo *flash* compara-se o sinal de entrada com todos os níveis de referência em simultâneo o que permite fazer a conversão em apenas um passo, o que permite realizar uma

rápida conversão A/D. O conceito do conversor *flash* assenta num divisor resistivo, onde a tensão de referência é dividida em vários níveis e estes comparados com a entrada. É necessário um codificador binário, na medida em que, à saída do comparador obtém-se uma conversão A/D numa escala termométrica. A resolução é limitada pela precisão da divisão das tensões de referência e na resolução do comparador [23]. Este tipo de conversores é utilizado normalmente até uma resolução de 8 a 10 *bits*. A precisão e resolução dos comparadores vai diminuindo à medida que o número de bits do conversor aumenta. É utilizado em aplicações que requerem uma largura de banda muito elevada, tais como, aquisição de dados, comunicações com satélites, radares, discos de alta densidade. O seu elevado consumo de potência e por vezes o custo limitam o seu uso a aplicações com elevada frequência de operação para as quais não há normalmente soluções alternativas.

2.3.2.3 Pipeline

O conversor *pipeline* tem uma arquitetura semelhante à dos conversores com passos múltiplos, sendo que neste caso em cada andar obtém-se a conversão de um determinado número de *bits*, começando com a dos mais significativos, e passando para o andar seguinte o resíduo (erro) da conversão realizada.

Por outro lado, a exatidão da amplificação do resíduo entre estágios limita o desempenho, tal como alguns erros de linearidade. O *offset* do amplificador do resíduo não afeta a linearidade, mas aparece como um *offset* do sistema. No caso da gama do resíduo ser mais pequena do que a gama total ocorre uma falha de códigos. Se o resíduo ultrapassar os limites são gerados códigos em excesso nos *thresholds* do conversor. Ao contrário do conversor D/A e dos erros de ganho, os erros do conversor A/D manifestam-se como um deslocamento de V_{ref} no valor do resíduo desde que o conversor D/A e o amplificador do resíduo sejam ideais. Isto permite que o erro do conversor A/D possa ser corrigido digitalmente ao restaurar a gama ideal de V_{ref} [20].

Esta arquitetura é amplamente usada em aplicações com taxas de amostragem entre alguns milhões de amostras por segundo até algumas centenas de milhões ou mais e com resoluções na casa dos 8 a 16 bits. As suas características permitem cobrir uma gama ampla de aplicações, entre as quais se incluem, imagiologia médica ultra-sónica, receção digital, estações base, vídeo digital, xDSL, e *ethernet*.

2.3.2.4 Aproximações sucessivas

O conversor de aproximações sucessivas é um dos conversores A/D mais usados. Este processo de conversão consiste basicamente em começar com a obtenção do *bit* mais significativo (MSB) e sucessivamente tentar um 'um' em cada *bit* do conversor D/A. À medida que se vai tentando cada *bit*, a saída do conversor D/A é comparada com o sinal analógico da entrada. No caso de a saída do conversor D/A ser maior, o 'um' é removido daquele *bit* e à medida que o processo continua tenta-se colocar novamente um 'um' no próximo MSB. Se a entrada analógica for maior, o 'um' mantém-se naquele *bit*. No final deste processo a palavra digital no conversor D/A é o

equivalente digital da tensão analógica da entrada. A taxa de conversão de palavras é limitada pelo facto de cada bit ter de ser sucessivamente experimentado antes da conversão estar completa. Além disso, uma vez que é um processo programado, tem de se dar tempo suficiente para que todas as transições aconteçam antes de passar para o passo seguinte. Em cada passo do processo tem de existir tempo suficiente para o comparador recuperar da entrada anterior e gerar uma saída dependendo da entrada nova que vem do conversor D/A, que por sua vez, tem de ter tempo para chegar ao valor final dentro das restrições de precisão [19]. Aplicações que requerem resoluções na gama média-alta (8 a 16 bits), na ordem das 5 milhões de amostras e baixo consumo, tornam esta arquitetura o candidato ideal. Alguns exemplos deste género de aplicações são instrumentos portáteis alimentados a baterias, controlos industriais, digitalizadores portáteis, e aquisição de dados e sinal.

2.3.2.5 Rampa

Os conversores em rampa ou contador utilizam um comparador analógico para detetar quando uma tensão analógica gerada internamente a partir dum conversor D/A, iguala o sinal analógico da entrada.

À medida que o contador incrementa um *bit* a saída analógica do decodificador segue uma característica em escada, em que cada passo corresponde a um nível do decodificador. A sequência temporal do processo é a seguinte: o impulso de *reset* reinicia os *flip-flops* para o estado 'zero'. Em seguida enquanto a entrada analógica V_{ia} for maior do que a saída analógica V_{oa} do decodificador, a saída do comparador é 'um' e o sinal de *enable* mantém-se a 'um' para que os impulsos do relógio continuem a incrementar o contador. Quando a contagem chegar ao fim, é iniciada novamente uma nova contagem e o valor do contador retorna a zero. Se no processo descrito anteriormente a entrada V_{ia} igualar ou superar V_{oa} a saída do comparador muda para 'zero', o sinal de *enable* passa a 'zero'. Isto para a contagem no tempo em que as saídas digitais dos *flip-flops* no contador possam ser lidas, o que corresponde à palavra digital de conversão do sinal de tensão analógica de entrada [19, Cap. 11].

2.4 Resumo

Neste capítulo são apresentados aspetos determinantes dos sinais mioelétricos, nomeadamente os fenómenos que lhes dão origem e as suas características em termos de amplitude e frequência. São ainda apresentados exemplos do modo como estes sinais podem ser usados. Em alguns casos foi constatado que é possível utilizar um menor número de bits do que os normalmente utilizados. Foram mencionadas as topologias de conversores A/D mais comuns e aplicações típicas, bem como alguns parâmetros de caracterização dos mesmos.

Capítulo 3

Conversor Analógico/Digital Baseado em Sensor de Valor Binário

3.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados o algoritmo descritivo da funcionalidade deste novo processo de conversão A/D e as suas vantagens em relação aos conversores convencionais, nomeadamente aos sigma-delta que são os que mais se aproximam funcionalmente do aqui proposto. São ainda apresentados alguns resultados com vista à caracterização e comportamento deste conversor.

3.2 Algoritmo funcional

O conversor proposto tem por base as leis do controlo, mais propriamente as de uma classe de sistemas de primeira ordem da forma

$$y_k = \theta u_k + d_k, \quad k = 1, 2, \dots, \quad (3.1)$$

em que $u_k \in \mathfrak{R}$, $\theta \in \mathfrak{R}$ e $d_k, k \geq 1$ são, respetivamente, a entrada do sistema, um parâmetro de calibração desconhecido e o ruído. y_k é a saída controlada, que não pode ser medida mas é o sinal a ser regulado. O sinal que pode ser observado e que é usado para projetar o controlo é o sinal de valor binário seguinte:

$$s_k = I_{[y_k \leq C]} \begin{cases} 1 & \text{se } y_k \leq C \\ 0 & \text{outros casos} \end{cases}$$

em que C é um nível de decisão binária. Como a saída controlada y_k é desconhecida, pretende-se projetar um controlo adaptativo para gerar e controlar um sinal y_k^* que seja uma estimativa suficientemente aproximada e capaz de seguir a saída controlada y_k . A cada instante de tempo k , pretende-se atualizar o sinal u_k baseado nas observações passadas, $\{s_1, \dots, s_{k-1}, u_1, \dots, u_{k-1}\}$ com

o objetivo de minimizar o erro dado por:

$$J_k = E(y_k - y_k^*)^2 \quad (3.2)$$

A informação *a priori* sobre o parâmetro desconhecido, sinal de referência e ruído do sistema têm por base determinados pressupostos e observações, que podem ser consultados em [24].

A formulação da lei de controlo adaptativa, quando se conhece o parâmetro θ , a lei do controlo que minimiza 3.2 deve satisfazer

$$y_k^* = \theta u_k. \quad (3.3)$$

Depois de substituir 3.3 em 3.1, obtém-se a seguinte equação:

$$y_k - y_k^* - d_k = 0,$$

e então

$$J_k = E(y_k - y_k^*)^2 = E d_k^2 = E d_1^2.$$

Por outro lado, quando o parâmetro θ é desconhecido, necessitamos de o estimar. Para isso é proposto, por Guo et al. em [24], o seguinte algoritmo de projecção recursiva :

$$\hat{\theta}_k = \Pi_{\Theta} \left\{ \hat{\theta}_{k-1} + \beta \frac{P_{k-1} u_k}{1 + P_{k-1} u_k^2} [F(C - \theta_{k-1} u_k - s_k)] \right\}, \quad (3.4)$$

$$P_k = P_{k-1} - \gamma \frac{P_{k-1}^2 u_k^2}{1 + P_{k-1} u_k^2}, \quad (3.5)$$

onde $\Theta = [-\underline{\theta}, \bar{\theta}]$, o valor inicial $|\theta_0| \in [\underline{\theta}, \bar{\theta}]$ e $P_0 > 0$ pode ser escolhido arbitrariamente, $\beta > 0$ e $\gamma \in]0, 1[$ são dois números reais; $\Pi_{\Theta}(\cdot)$ é a projecção do operador definido por $\Pi_{\Theta}(x) = \operatorname{argmin}_{z \in \Theta} |x - z|$ para qualquer valor de $x \in \Re$; $F(\cdot)$ é a função distribuição de probabilidade dada pelo pressuposto 3 descrito em [24], e que esta função é uma sequencia estocástica com média nula e variância finita; C é o nível de decisão binária (*threshold*). Aplicando um principio equivalente, ao substituir θ em 3.3 pela sua estimativa $\hat{\theta}_{k-1}$, obtém-se uma equação da lei de controlo adaptativa: $y_k^* = \hat{\theta}_{k-1} u_k$ em que u_k não pode ser obtido quando $\hat{\theta}_{k-1} = 0$. Para evitar isto, é feita a seguinte modificação:

$$u_k = \frac{y_k^*}{\hat{\theta}_{k-1}} I_{[\underline{\theta} < \hat{\theta}_{k-1} \leq \bar{\theta}]} + \frac{y_k^*}{\underline{\theta}} (I_{[0 < \hat{\theta}_{k-1} < \underline{\theta}]} - I_{[-\underline{\theta} < \hat{\theta}_{k-1} \leq 0]}) \quad (3.6)$$

As modificações feitas em 3.6, permitem fazer uso total da informação *a priori* sobre θ . A figura 3.1 ilustra em diagrama de blocos este processo de controlo adaptativo.

Tendo por base os princípios descritos nos parágrafos anteriores, os algoritmos e as equações apresentadas anteriormente foram adaptados de forma a se adaptarem aos requisitos do conversor.

As adaptações foram realizadas após uma primeira análise, através de simulação em ambiente **MatLab**, do comportamento das equações de controlo adaptativo e do algoritmo de projecção recursiva. Em primeiro lugar, dado o seu peso computacional e com vista à implementação, foram

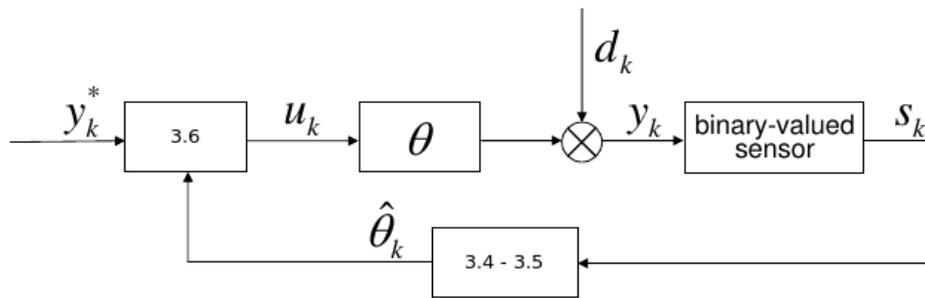


Figura 3.1: Mecanismo de design da lei de controlo adaptativa

substituídos 3.4 e 3.5 por uma tabela de valores ordenados G_0, G_1, \dots, G_n em que $G_n = G_{(n-1)} + K$ em que K é uma constante.

Com isto a equação 3.6 pode ser simplificada ficando apenas

$$u_k = \frac{y_k^*}{\hat{\theta}_k} \quad (3.7)$$

e em que $\hat{\theta}_k$ é um dos valores da tabela de valores ordenados.

Após estas simplificações o processo de controlo adaptativa foi reorganizado de forma a melhorar o desempenho e por outro lado a simplificar a parte analógica do conversor tendo em vista a implementação, de modo que esta seja feita o mais possível em plataformas digitais. Estas reorganizações podem ser visualizadas na figura 3.2, que ilustra o diagrama de blocos do novo mecanismo de controlo adaptativo, e 3.3, visão geral da execução do algoritmo do conversor.

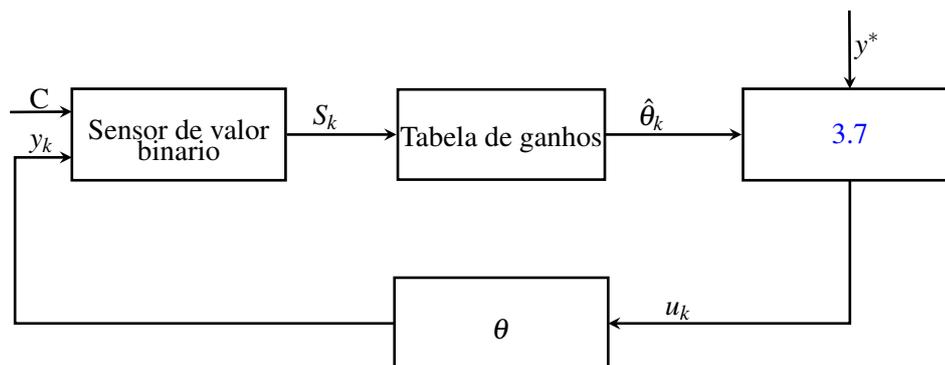


Figura 3.2: Mecanismo de controlo adaptativo adaptado.

Cada uma das variáveis apresentadas nas equações anteriores, equivale a um sinal ou parâmetro do conversor. Fazendo a correspondência entre eles temos:

- y_k — sinal analógico usado como realimentação do sinal digital resultante da conversão A/D;

- C — sinal analógico a converter que na verdade será tomado como nível de decisão binária para avaliar a progressão de y_k ;
- S_k — sinal binário resultante da comparação entre C e y_k ;
- $\hat{\theta}_k$ — ganho variável;
- y^* — parâmetro do conversor (referência controlada de valor constante);
- u_k — resultado intermédio resultante da equação 3.7;
- θ — ganho fixo.

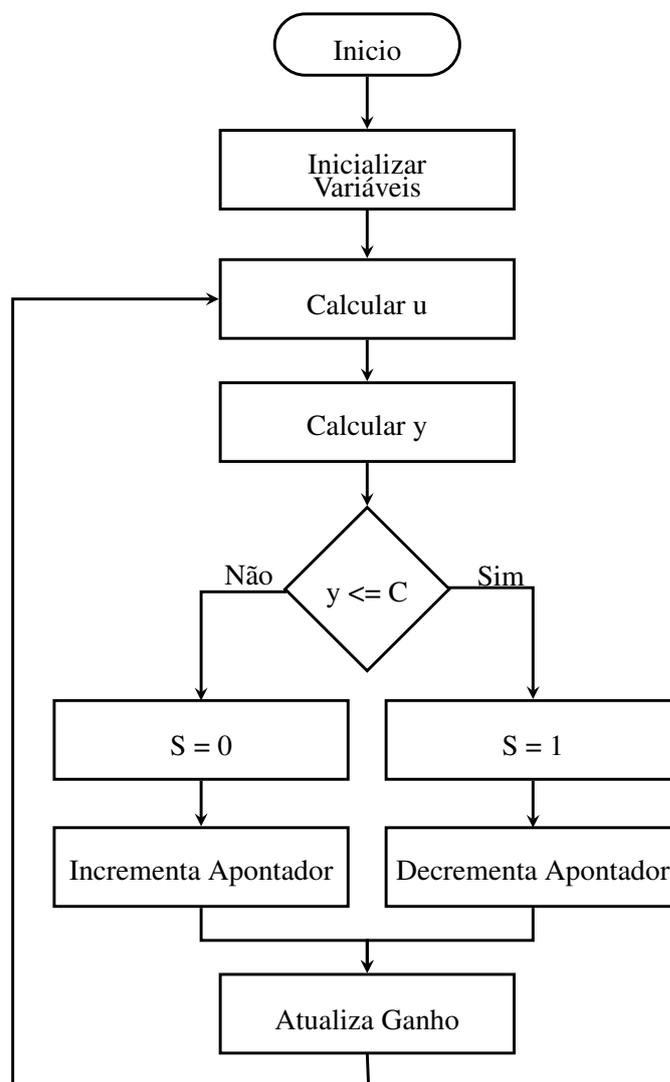


Figura 3.3: Fluxo de execução do algoritmo do conversor.

A figura 3.3 ilustra a seqüência em que o algoritmo do conversor é executado. O primeiro passo é inicializar todas as variáveis, isto é, definir y^* , u_k e θ , construir a tabela de ganhos e

inicializar o apontador para a mesma. Feito isto é calculado o valor de u_k com base no ganho controlado $\hat{\theta}$ definido pelo apontador para a tabela de ganhos e y^* recorrendo à expressão 3.6. No passo seguinte, é calculado y_k através da expressão 3.1 em que d_k pode ser visto como ruído de quantificação. Em seguida, é efetuada uma comparação entre y_k e C . O resultado desta comparação é dado pela expressão $I_{[y_k \leq C]}$ através da qual se obtém o valor de s_k . Caso s_k seja '1' o apontador da tabela de ganhos é decrementado, caso contrário, se s_k for '0' o apontador é incrementado. Por fim, o valor para o qual o apontador aponta na tabela de ganhos é atribuído a $\hat{\theta}$ e volta-se novamente a calcular u_k , y_k e assim por diante.

Comparativamente ao $\Sigma\Delta$, este conversor permite simplificar não só a parte analógica, mas também reduzir a complexidade da componente digital do mesmo. Quanto à parte analógica, a arquitetura proposta apenas necessita de um comparador e de um filtro passa-baixo usado na reconstrução do sinal digitalizado por meio de um modulador $\Sigma\Delta$ D/A digital. O conversor A/D $\Sigma\Delta$ usa um modulador $\Sigma\Delta$, que compreende um somador, um integrador (no caso do modulador de 1ª ordem) e de um comparador. Já na parte digital, enquanto que no $\Sigma\Delta$ é obrigatório recorrer-se a um filtro passa-baixo digital seguido de um processo de *down-sampling*, nesta solução, embora se obtenha melhores resultados se se usar também uma filtragem passa-baixo do sinal digitalizado, pode-se contudo obter uma conversão A/D apenas pela implementação do algoritmo apresentado anteriormente que é comparativamente mais simples.

3.3 Simulação e Caracterização Funcional

De forma a compreender o funcionamento dos algoritmos e para servir como prova de conceito foram realizadas numa fase inicial simulações em *MatLab*. Foram também efetuadas alguns cálculos e medições para verificar o desempenho do conversor.

3.3.1 Simulação

De início foi realizada uma simulação funcional com recurso ao *MatLab*, com o intuito de implementar o algoritmo apresentado anteriormente de forma a verificar o conceito apresentado.

Tendo em conta as equações iniciais, constatou-se que o valor do parâmetro γ da equação 3.5, caso tome valores próximos dos seus limites superior e inferior faz com que o resultado do cálculo de $\hat{\theta}_k$ em 3.4 leve a uma divergência, isto é, que tome valores muito distantes do esperado e assim não é possível estimar de todo y_k . O valor de $\gamma = 0.5$ mostrou-se ser o que permite um melhor desempenho.

Já o valor do parâmetro β da equação 3.4 influencia a rapidez e a exatidão com que o algoritmo estima o valor de referência y_k^* e o parâmetro θ . Valores baixos, na ordem de algumas unidades fazem com que o algoritmo convirja mais lentamente, enquanto que por outro lado à medida que aumentamos β a rapidez de convergência aumenta. Quanto à exatidão, para valores baixos de β temos aproximações mais finas ao sinal que estamos a seguir enquanto que para valores maiores obtemos uma exatidão menor, proporcional ao aumento de β .

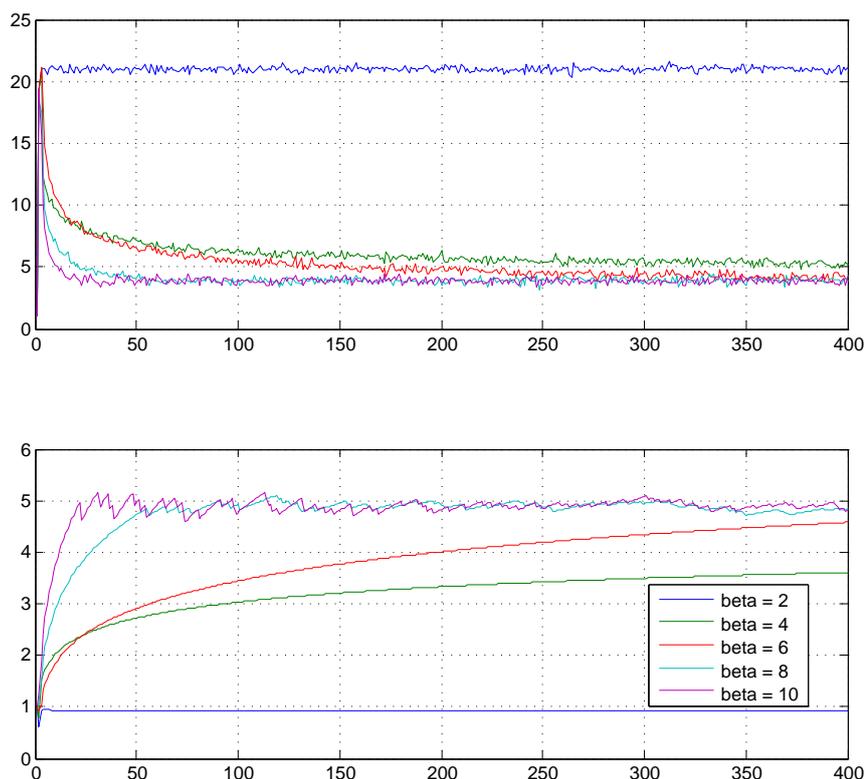


Figura 3.4: Estimativa do valor de referência(cima) e de tetha(baixo) para diferentes valores de beta

Na figura 3.4 é visível, para diferentes valores de β , o comportamento tanto da estimativa do valor de referência y_k^* como da estimativa do valor de θ . Para valores mais baixos de β as estimativas têm uma aproximação mais suave aos valores de referência, de notar que para $\beta = 2$ não há convergência. À medida que se aumenta o valor de β temos aproximações mais rápidas aos valores de referência. Em termos de exatidão, como é evidenciado na figura, com valores de β maiores temos uma maior oscilação do valor estimado, em torno do valor esperado após atingido esse valor. Neste exemplo, temos como referências $y_k^* = 4$ e $\theta = 5$.

Este comportamento implica chegar a um compromisso entre rapidez de convergência e exatidão na escolha do parâmetro β . Por um lado, queremos que o sinal convirja rapidamente, por outro, pretendemos um sinal suficientemente preciso.

Depois de aplicadas as alterações mencionadas na secção anterior, foram efetuadas novas simulações, com vista a perceber de que forma este conversor se comporta. Verificou-se que com estas alterações e a utilização de uma tabela de ganhos, o parâmetro que mais influencia o comportamento do conversor é a diferença entre valores sucessivos dessa mesma tabela, denominado de passo. Com um passo mais pequeno consegue-se uma maior aproximação ao sinal original, por outro lado, quando este apresenta variações mais acentuadas em amplitude e frequência, o conversor não consegue acompanhar essas variações, uma vez que é necessário um maior número de iterações para chegar ao valor a converter desejado. Valores de passo muito pequenos incremen-

tam o espaço em memória necessário para a elaboração da tabela de ganhos. Portanto a escolha do passo depende das características do sinal original, nomeadamente a amplitude e a banda de frequências, e é necessário chegar a um compromisso entre exatidão e rapidez de resposta. Na figura 3.5 estão representados alguns sinais para diferentes valores do passo. No primeiro gráfico foi utilizado o passo com menor valor e nos seguintes esse valor foi aumentado gradualmente. A forma de onda tem as seguintes características: frequência de 100 Hz e uma tenção pico-a-pico de 1 Volt. Os parâmetros y^* e θ são 6 e 5, respetivamente. Os passos utilizados foram 0.5, 1, 2, 3 e 4.

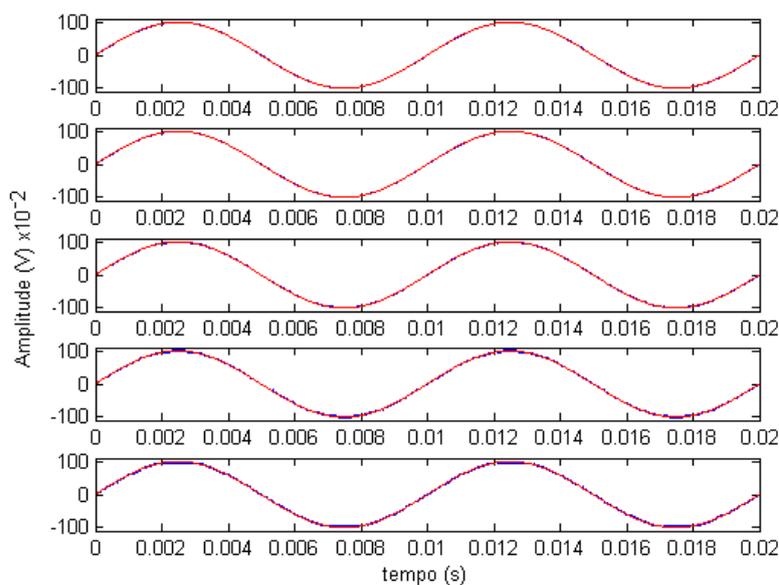


Figura 3.5: Sinusoides com 100 Hz para diferentes valores do passo

Outros parâmetros com influência no comportamento do conversor são o ganho θ e o parâmetro y^* . Olhando com mais atenção para a formulação do algoritmo e substituindo a expressão 3.7 em 3.1 obtemos

$$y_k = \theta \times \frac{y^*}{\theta_k} \quad (3.8)$$

$$y_k = \frac{\Gamma}{\theta_k} \quad (3.9)$$

em que $\Gamma = \theta \times y^*$. Isto é equivalente a ter apenas um parâmetro. A variação dos parâmetros θ e y^* levam a comportamentos semelhantes no processo de convergência.

Utilizando valores de Γ mais pequenos obtemos uma conversão menos exata e com ligeira oscilação em torno dos picos da onda original. Aumentando o valor de Γ estas oscilações vão diminuindo, principalmente quando a forma de onda atinge os seus picos, e conseqüentemente aumenta a exatidão da conversão. Observando a figura 3.6 podemos verificar este comportamento. Nesta simulação foi usada uma onda sinusoidal com uma frequência de 100 Hz e uma tenção

pico-a-pico de 1 Volt. Foi utilizado um passo de 1 unidade e $y^* = 6$. O parâmetro θ assume os valores 1, 2, 3, 4 e 5.

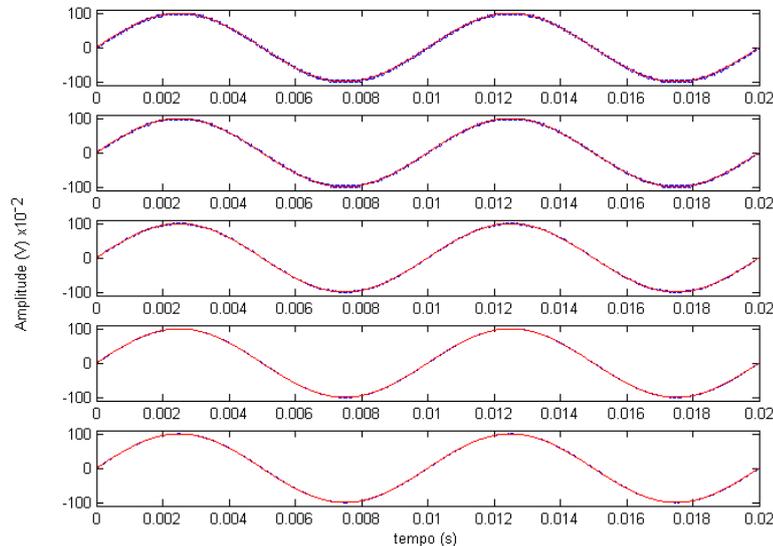


Figura 3.6: Sinusoides com 100 Hz para diferentes valores de theta

Para verificar o comportamento referido anteriormente foi feita uma nova simulação. Esta visou entender de que forma a amplitude do sinal afeta o resultado final. Na figura 3.7 podemos observar os resultados obtidos para diferentes valores de amplitude do sinal de referência, sendo os seus valores 0.2, 0.5, 1, 1.5 e 2 Volt respectivamente. Nesta simulação foi usada uma onda sinusoidal com uma frequência de 100 Hz, passo de 1 unidade e $y^* = 6$ e o parâmetro $\theta = 5$. À medida que a amplitude aumenta torna-se perceptível uma ligeira oscilação quando a onda passa pelos picos.

O facto deste aumento de oscilação com o aumento da amplitude e do passo e diminuição do parâmetro Γ deve-se ao estarmos a dividir um valor constante por um outro que vai variando à razão de uma constante. À medida que vamos aumentando o denominador a razão com que o resultado da equação 3.9 aumenta é cada vez menor. Por forma a diminuir este comportamento a tabela de ganhos poderia ser elaborada de forma diferente. Em vez de utilizar um passo fixo poderia ser usado um passo incremental.

Na figura 3.8 temos representado um comparativo do comportamento do algoritmo para diferentes frequências. Nas frequências mais elevadas, nomeadamente nos 400 Hz e 500 Hz, começa-se a notar uma ligeira distorção no sinal convertido. Nesta simulação foram usadas ondas sinusoidais com frequências de 0, 50, 100, 200, 300, 400 e 500 Hz com uma tensão pico-a-pico de 1 Volt. Foi utilizado um passo de 1 unidade, $y^* = 6$ e o parâmetro $\theta = 5$.

Das experiências anteriores constatou-se que o algoritmo segue sem dificuldades referências contínuas e sinusoides. O passo seguinte foi verificar como o algoritmo se comportava ao seguir

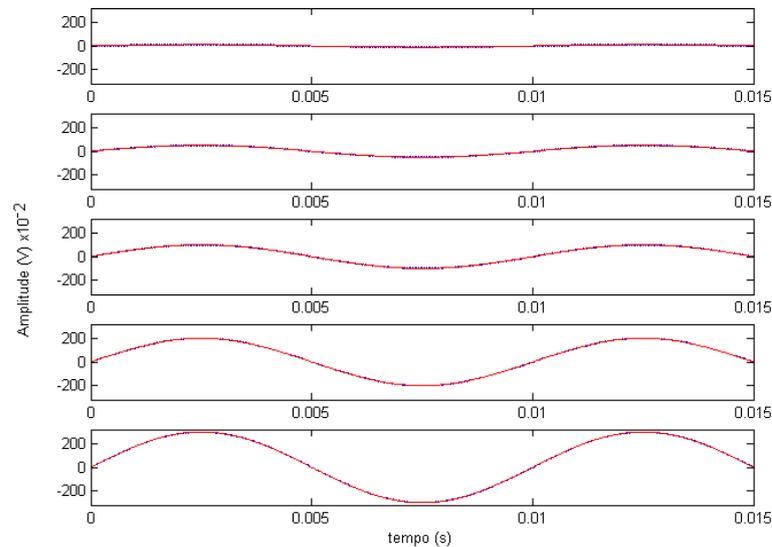


Figura 3.7: Sinusoides com 100 Hz para diferentes valores de amplitude

outros tipos de sinais com comportamento bem definido ao longo do tempo, como por exemplo, onda dente de serra ou triangular e onda quadrada.

Uma onda dente de serra está ilustrada na figura 3.9. As características desta onda são uma frequência de 100 Hz e uma tensão pico-a-pico de 1 Volt. Foi utilizado um passo de 1 unidade, $y^* = 6$ e o parâmetro $\theta = 5$. Neste sinal podemos observar que o sinal convertido segue relativamente de perto o sinal original na rampa ascendente, novamente com algum ruído, oscilação pelas mesmas razões referidas anteriormente. Nas transições descendentes o sinal convertido apresenta uma ligeira distorção, já que, tem alguma dificuldade em acompanhar a entrada, uma vez que, esta transição representa uma frequência bastante elevada.

Outro sinal interessante de observar é uma onda quadrada, ilustrado na figura 3.10. Este sinal tem uma frequência de 100 Hz, uma tensão pico-a-pico de 1 Volt e um *duty-cycle* de 50%. Novamente foi utilizado um passo de 1 unidade, $y^* = 6$ e o parâmetro $\theta = 5$. Neste caso nota-se um ligeiro ruído e oscilação nos extremos. Nas transições o comportamento é semelhante ao de dente de serra.

Por forma a compreender como o algoritmo de conversão aqui proposto se comportava em casos mais realista, nomeadamente convertendo um sinal mioelétrico (EMG), foi efetuada uma simulação para este tipo de sinais. O resultado da conversão encontra-se ilustrado na figura 3.11. O EMG real foi obtido na biblioteca de sinais disponibilizada em [25]. Observa-se na figura que a saída y consegue acompanhar o sinal EMG a maior parte do tempo, sendo o erro maior quando este apresenta transições, ascendentes como descendentes, bastante bruscas, ou seja, mudanças acentuadas em amplitude e frequência.

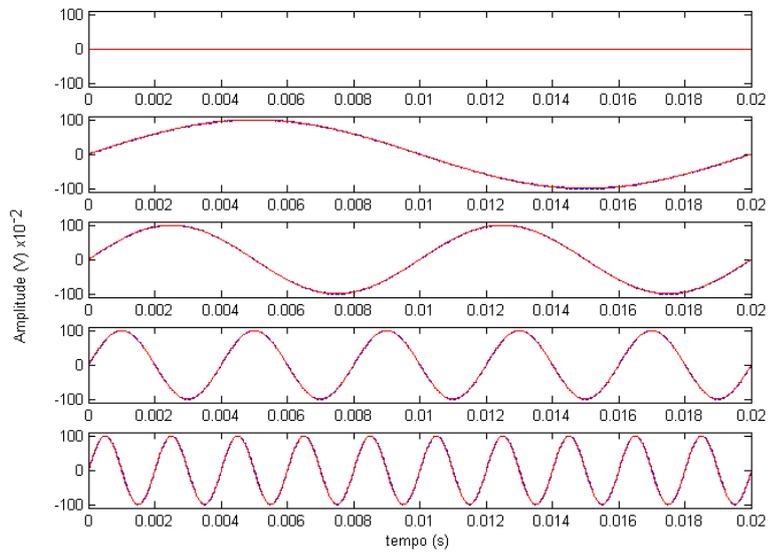


Figura 3.8: Sinusoides com frequências de 0, 50, 100, 200, 300, 400 e 500 Hz com os restantes parâmetros constantes.

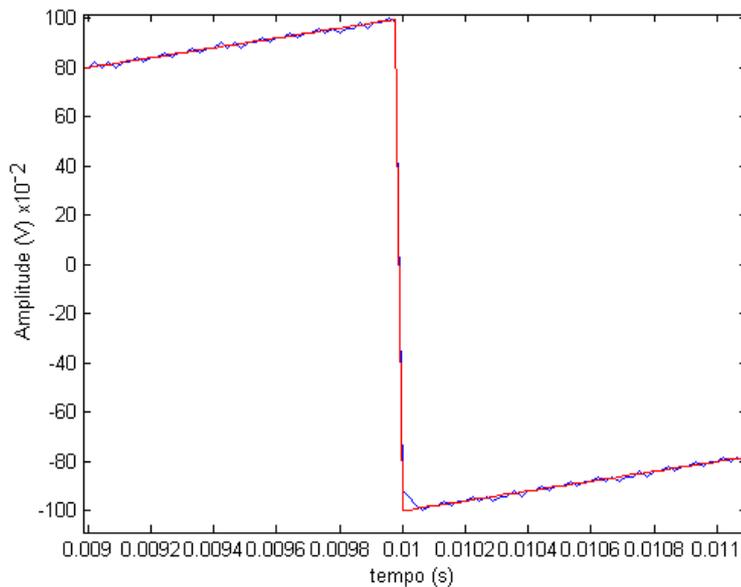


Figura 3.9: Dente de serra com uma frequência de 50 Hz e tensão pico-a-pico de 1 Volt.

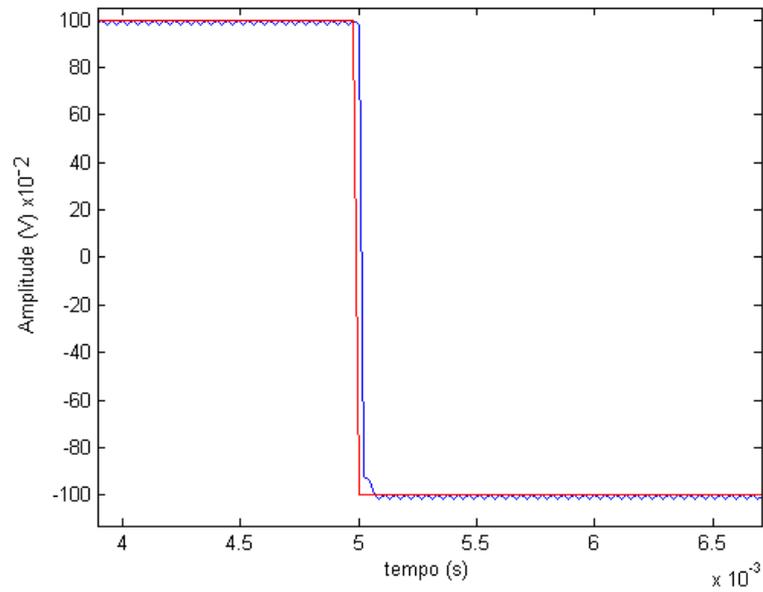


Figura 3.10: Onda Quadrada com uma frequência de 50Hz, 50% de *duty-cycle* e tensão pico-a-pico de 1 Volt.

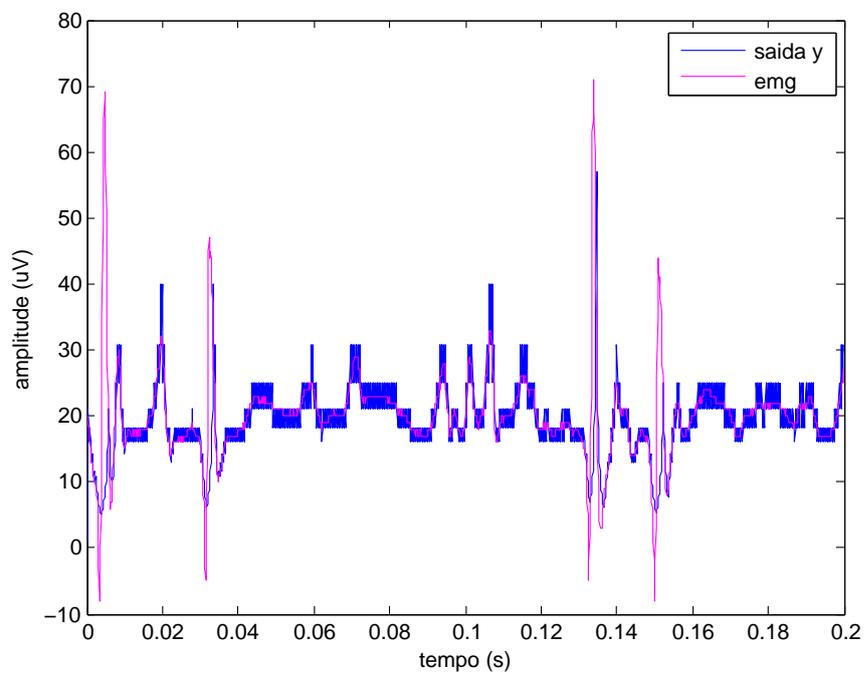


Figura 3.11: Sinal mioelétrico real

Um aspeto comum em todos os casos é o de na fase inicial o sinal convertido y não seguir o sinal de entrada. Isto deve-se ao facto de o algoritmo estar a fazer o *tracking* do sinal inicial, ou seja, o ganho controlado está a ser ajustado de modo a que o sinal convertido se aproxime do valor do sinal de entrada.

De notar que os sinais obtidos não foram sujeitos a qualquer tipo de filtragem. Como referido anteriormente, o sinal digital obtido pode ser filtrado com recurso a um filtro digital, eventualmente também por um processo de *down-sampling* e interpolação dos pontos é uma possibilidade com vista a diminuir o ruído na banda do sinal.

3.3.2 Desempenho

Com base nos resultados experimentais extraídos das simulações foram calculados alguns parâmetros para caracterizar o desempenho do conversor. Para este fim são usados os parâmetros:

Relação sinal-ruído

$$SNR_{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_{Sinal}}{P_{Rudo}} \quad (3.10)$$

em que P_{Sinal} é a potência do sinal e P_{Rudo} a potência do ruído na banda do sinal de entrada.

Número efetivo de bits

$$N_{eff} = \frac{SNR - 1,76}{6,02} \quad (3.11)$$

Relação sinal ruído e distorção

$$SINAD_{dB} = -20 \log_{10} \sqrt{\sum_h \left(10 \frac{Y_n[fh]}{20} \right)^2} \quad (3.12)$$

em que $Y_n[fh]$ corresponde às potencias dos harmónicos da frequência base.

Distorção harmónica total

$$THD_{dB} = 20 \log_{10} \sqrt{\sum_{h=2}^m \left(10 \frac{Y_n[fh]}{20} \right)^2} \quad (3.13)$$

Na figura 3.12 podemos observar a evolução da relação sinal-ruído para um conjunto de frequências do sinal de entrada que vão desde os 0 até aos 500 Hertz. Note-se que no cálculo da potência do ruído não é feita restrição à banda do sinal de entrada. Podemos visualizar o número efetivo de bits para a respetiva frequência. O valor destes indicadores poderiam ser melhorados, nomeadamente para frequências mais baixas, com o aumento do parâmetro Γ mas com um degraamento para as frequências mais elevadas. Este comportamento pode ser observado na tabela 3.1.

Na figura 3.13 temos a evolução da distorção harmónica total e a relação sinal ruído e distorção. Para o cálculo da SINAD e THD foram utilizados os harmónicos da frequência fundamental

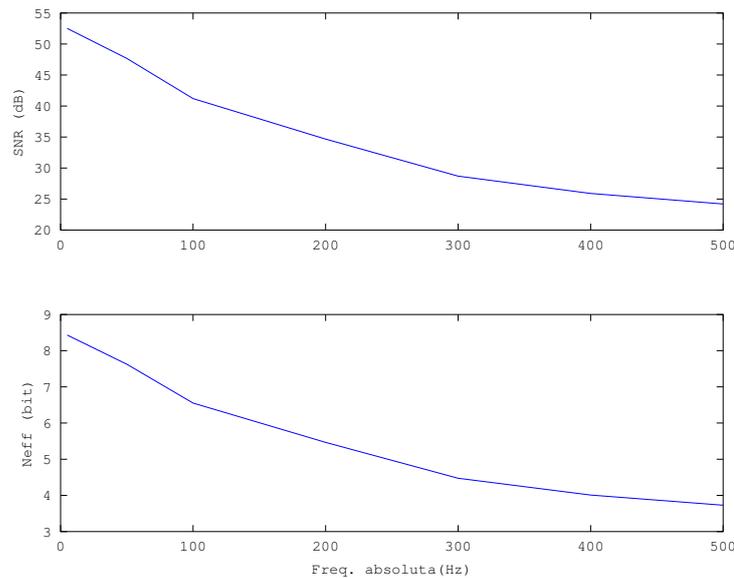


Figura 3.12: Relação sinal ruído em função da frequência do sinal analógico (em cima), número efetivo de bits em função da frequência do sinal analógico (em baixo).

até à quinta ordem. Os valores encontrados para estes dois indicadores são interessantes nomeadamente para o SINAD que vem comprovar as observações das simulações anteriores.

Tabela 3.1: Valores para a relação sinal-ruído(em dB) para diferentes frequências e diferentes valores do parâmetro de referência y^*

| Iteração de y^* para diferentes frequências | | | | | |
|---|-----------|-----------|-----------|------------|------------|
| f | $y^* = 2$ | $y^* = 4$ | $y^* = 8$ | $y^* = 16$ | $y^* = 32$ |
| 0 | 15.050 | 22.096 | 28.586 | 34.832 | 40.963 |
| 50 | 16.988 | 22.363 | 28.932 | 34.425 | 38.988 |
| 100 | 16.922 | 22.290 | 28.639 | 32.792 | 14.345 |
| 200 | 17.069 | 22.091 | 27.965 | 13.923 | 10.708 |
| 300 | 16.719 | 21.665 | 18.997 | 11.754 | 10.127 |
| 400 | 16.766 | 21.617 | 13.847 | 10.505 | 9.7696 |
| 500 | 16.513 | 18.293 | 11.474 | 10.452 | 9.5784 |

Na figura 3.14 estão em comparação os resultados obtidos para duas estratégias diferentes para a elaboração da tabela de ganhos controlados. Numa das estratégias (curva azul) para a elaboração da tabela de ganhos foram definidos três valores para o passo, o primeiro na ordem das unidades, o segundo é aproximadamente o dobro do primeiro enquanto que o terceiro é dez vezes o valor do segundo. O passo utilizado para incrementar os valores na tabela foi tanto maior quanto maior o valor do ganho controlado. Enquanto que a outra (curva magenta) é a descrita anteriormente neste capítulo.

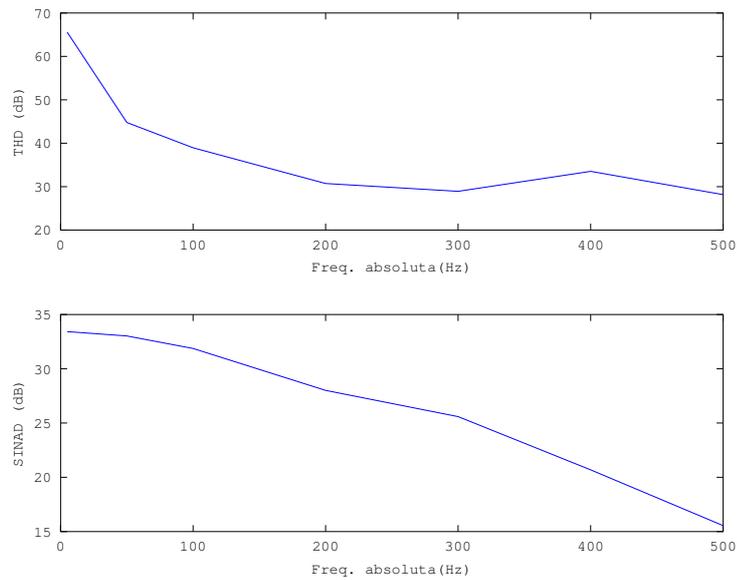
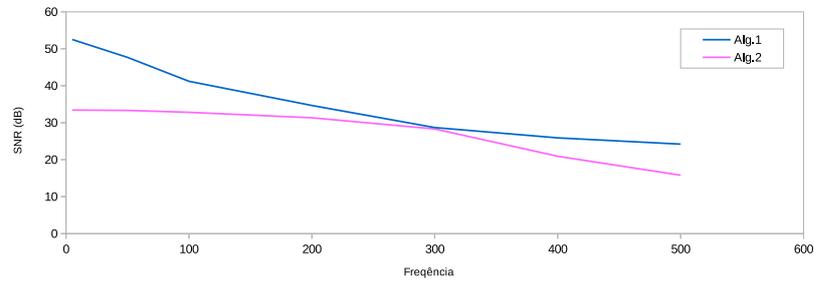
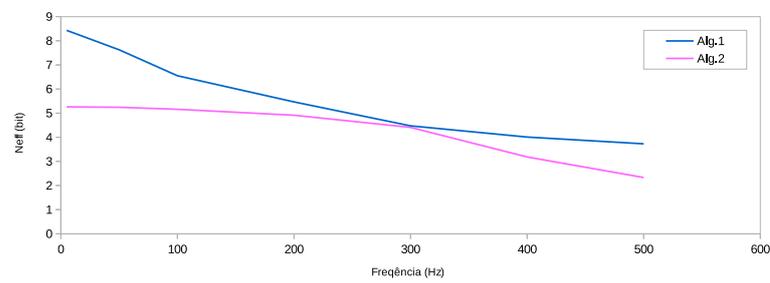


Figura 3.13: Distorção harmónica total em função da frequência do sinal analógico (em cima), relação sinal ruído e distorção em função da frequência do sinal analógico (em baixo).

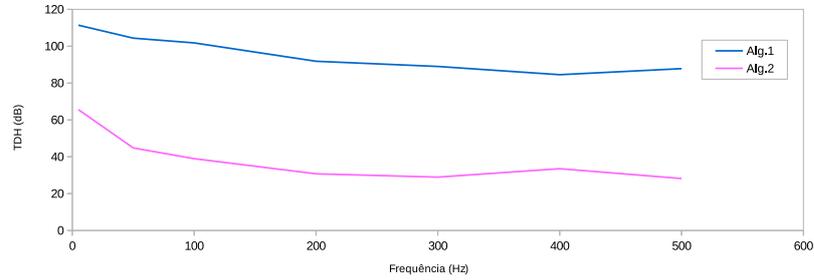
Torna-se evidente que, com o uso de três passos para a construção da tabela de ganhos, as medidas do desempenho melhoram significativamente, nomeadamente uma SNR e consequentemente para o N_{eff} nas muito baixas frequências, ficando nos dois casos com desempenho semelhante em torno dos 300Hz, melhorando novamente a medida que a frequência aumenta. Por outro lado tanto a THD apresenta um desempenho francamente melhor. Quanto a SINAD apresenta um aumento de desempenho semelhante ao SNR.



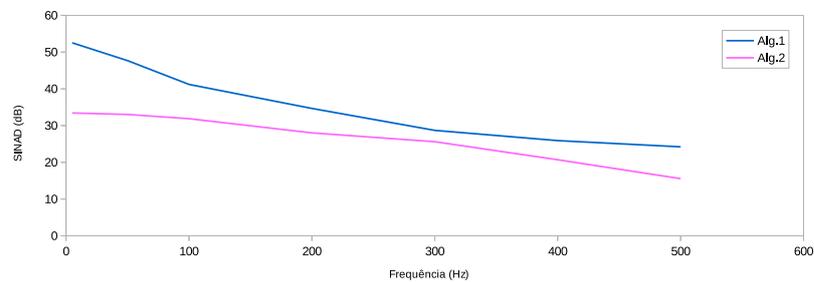
(a) Relação sinal ruído



(b) Número efetivo de bits



(c) Distorção harmônica total



(d) Relação sinal ruído e distorção

Figura 3.14: Comparação entre as duas estratégias para elaboração do ganho controlado, Alg.1 usa três passos e Alg.2 usa um passo.

3.4 Resumo

Neste capítulo foi apresentado o algoritmo funcional do processo de conversão analógico/digital proposto. É feita uma comparação qualitativa com o conversor A/D do tipo $\Sigma\Delta$ e são apresentados resultados de avaliação preliminar da qualidade do desempenho. A influência dos parâmetros do conversor no comportamento do mesmo foi analisada bem como apresentados alguns indicadores de desempenho. Destes resultados pode-se concluir que, em primeira instância, para sinais na gama de frequências comuns dos sinais mioelétricos, o processo de conversão aqui proposto permite uma conversão com bastante exatidão, e uma relação sinal-ruído aceitável.

Capítulo 4

Protótipo de Avaliação Experimental

4.1 Introdução

Neste capítulo é apresentado o protótipo implementado para efeitos de avaliação experimental. São ainda apresentados os resultados obtidos nas avaliações funcionais do protótipo do conversor proposto.

4.2 Implementação

Com base no algoritmo apresentado no capítulo anterior, foi desenhado e implementado um protótipo para verificar o funcionamento do conversor proposto em condições reais. Partindo deste e analisando o diagrama de blocos apresentado na figura 3.2 foi possível identificar os blocos que seriam implementados do lado analógico e os blocos passíveis de implementação em plataformas digitais. No lado analógico, e observando o diagrama de blocos 3.2, identificámos o sensor de valor binário. Do lado digital temos o bloco da tabela de ganhos, o bloco para o cálculo de u_k e finalmente o bloco para o cálculo de y_k .

Para efeitos de comparação do sinal de entrada com o valor y_k estimado, é incluído do lado digital um conversor digital-analógico (D/A) e à sua saída, do lado analógico, um filtro passa-baixo para filtrar as componentes de alta frequência. O diagrama ds figura 4.1 ilustra a distribuição dos vários blocos do protótipo que compõem o conversor A/D.

4.2.1 Sensor de valor binário

O sensor de valor binário pode ser implementado basicamente como um comparador, visto que este tem como função comparar o sinal de entrada (sinal analógico de referência) com o resultado da conversão. O comparador foi implementado com recurso ao circuito integrado LM311. Este é um comparador de tensão cujas características principais são um tempo de resposta suficiente rápido (na ordem das dezenas de nanosegundos), versátil quanto à tensão de alimentação, cuja saída é compatível com diversas tecnologias de circuitos, tais como TTL, MOS entre outras, e com correntes de entrada e de *offset* na ordem dos nanoamperes.

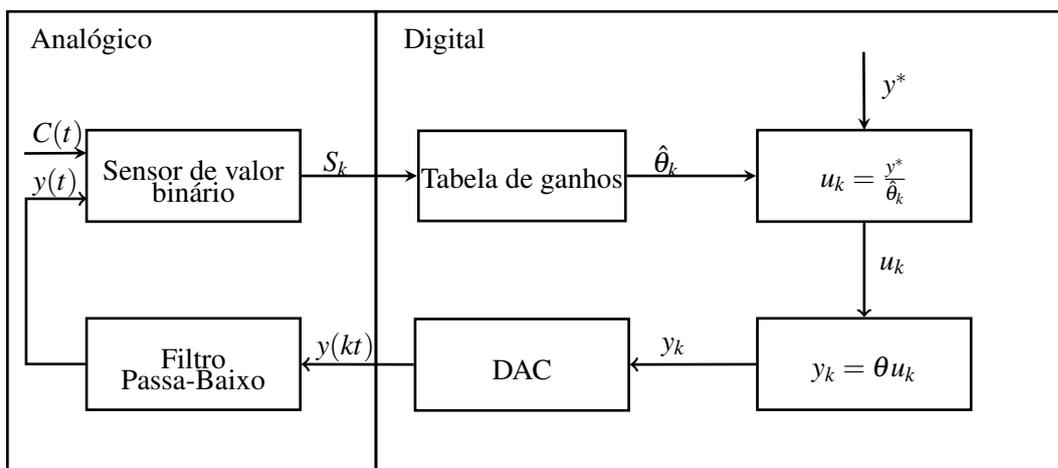


Figura 4.1: Diagrama de blocos do conversor A/D.

4.2.2 Filtro

Dadas as características dos sinais mioelétricos, as frequências com interesse são de até aproximadamente 500 Hz (Cap. 1.1), o que implica um filtro passa-baixo com uma frequência de corte de 500 Hz.

O filtro passa-baixo tem como finalidade finalizar a conversão de digital para analógico, isto é, extrair o valor médio (variável) dos impulsos do sinal convertido, filtrando as componentes de alta frequência do sinal obtido à saída do microcontrolador. O filtro implementado é do tipo ativo, de segunda ordem, com uma topologia *Sallen-Key*. A escolha recaiu neste tipo de filtro, em detrimento dos de tipo passivo, devido ao facto de ser bastante simples, não ser necessário o uso de indutâncias, as capacidades serem mais pequenas, o ganho poder ser controlado, ter impedância de entrada bastante elevada, impedância de saída praticamente nula, e possibilitar um elevado fator de qualidade Q .

A figura 4.2 ilustra a implementação do filtro. O dimensionamento do filtro pode ser consultado no anexo A.

4.2.3 Bloco Digital

Por forma a implementar os vários sub-blocos do lado digital foi utilizada uma plataforma baseada em microprocessador. A implementar a tabela de ganhos controlados, as expressões matemáticas e o conversor digital analógico.

4.2.4 Implementação em Microprocessador

Devido à sua popularidade, baixo custo, e possibilidade de desenvolvimento rápido de protótipos, foi usada uma plataforma **Arduino** para implementar o algoritmo de conversão. De entre as várias opções foi escolhida a placa **Arduino nano**. Esta possui um microprocessador de 8 bits, 32

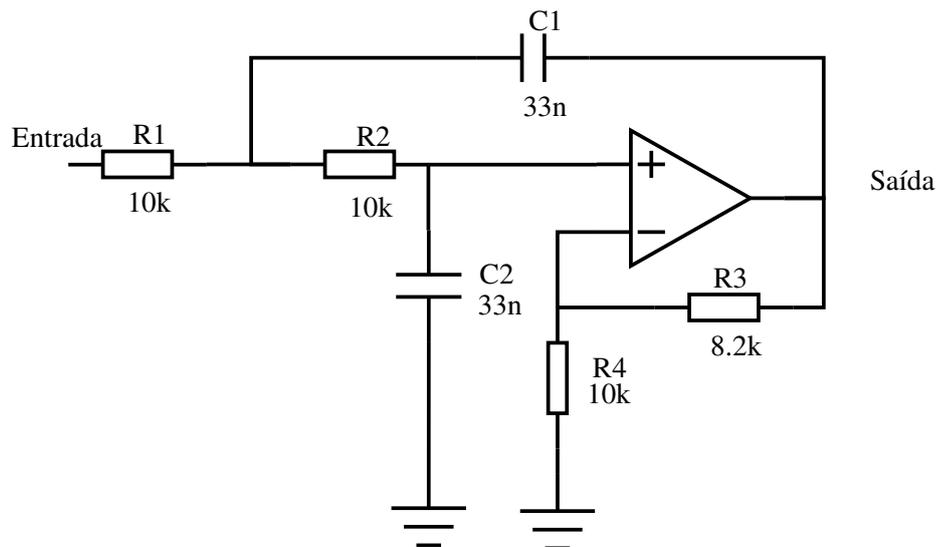


Figura 4.2: Filtro Sallen-Key passa-baixo.

kb de Flash, 1kb EEPROM, 2kb de SRAM (Atmega 328p), operando a uma frequência de relógio de 16 MHz.

A implementação do algoritmo consistiu basicamente em converter o algoritmo escrito em **MatLab** para o IDE do **Arduino**, com as devidas correções e configurações específicas a esta plataforma, nomeadamente a da definição de entradas e saídas, configuração de portos e modos de funcionamento dos mesmos.

Os blocos implementados no **Arduino** são os descritos na secção anterior (tabela de ganhos controlados, operações matemáticas, conversão D/A). Para estes blocos são usadas soluções diferentes inerentes aos recursos e arquitetura do microprocessador.

O resultado do sensor binário é lido através de uma entrada digital do microprocessador, os ganhos controlados são definidos a priori e guardados em memória, o cálculo intermédio e o da estimação do sinal analógico é feito com recurso a duas funções em linguagem C.

A construção da tabela de ganhos com base num passo constante da forma $S_n = S_{(n-1)} + k$; k inteiro leva a que os intervalos entre os níveis de quantificação sejam diferentes (não uniformes).

Para tornar estes intervalos equidistantes, em primeiro lugar há que defini-los com base no número de bits pretendidos para o conversor, e em seguida calcular os ganhos controlados com base nas expressões de y e u .

O valor de k a utilizar na expressão S_n é tanto maior quanto maior for o valor de S_n . A figura 4.3 ilustra bem o comportamento descrito anteriormente para os valores do ganho controlado.

A conversão da estimativa para analógico é implementada com recurso a um processo PWM, onde é feita uma correspondência entre os níveis de quantificação e a largura do impulso da onda. Esta encontra-se ligada à entrada do filtro analógico onde é finalizada a conversão do sinal para analógico. O microcontrolador usado permite a geração de ondas PWM com valores médios com uma resolução de 8 bit. Com isto, o número máximo de valores possíveis é de $2^8 = 256$

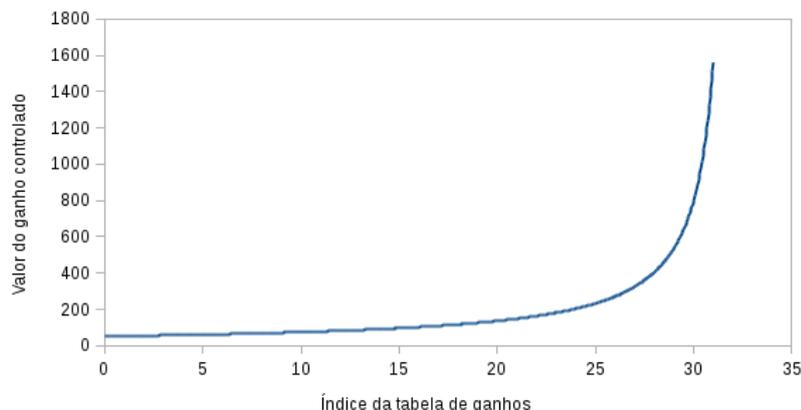


Figura 4.3: Exemplo de comportamento do valor do ganho controlado.

níveis. Atendendo a que o microcontrolador é alimentado a 5 V consegue-se uma resolução de $5/256 \approx 19.5mV$. O sinal de PWM é gerado com uma frequência de 2 MHz. Esta frequência resulta do uso do valor do *prescaler* de 8 e como o microcontrolador opera a uma frequência de 16 MHz daí resultar uma frequência de portadora para o sinal PWM gerado de 2 MHz.

4.2.5 Desempenho, Validação experimental

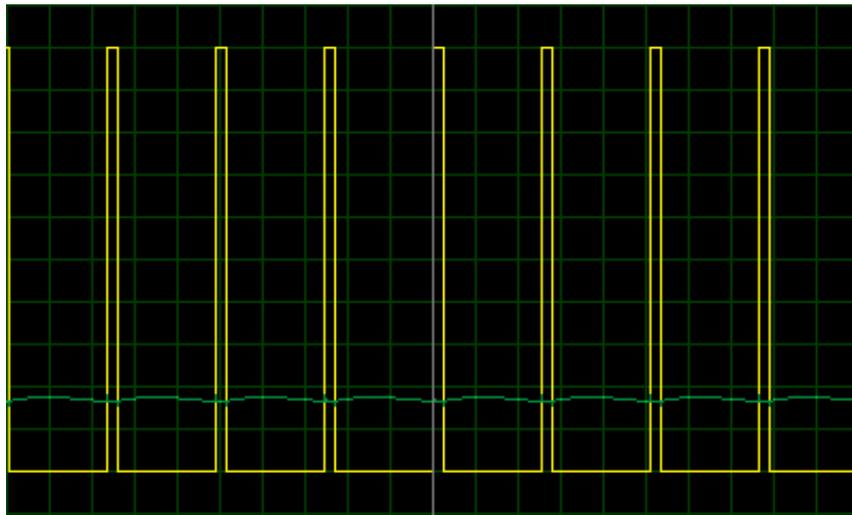
Depois de implementados o circuito e os módulos digitais foram efetuados testes para validar experimentalmente o processo de conversão proposto. Em primeiro lugar foi testada a conversão D/A por PWM, para conhecer os seus limites. A estratégia consistiu em variar a largura do impulso e em colocar o sinal resultante à entrada do filtro analógico e na medição do valor DC do sinal após filtragem. Na figura 4.4 estão ilustradas algumas medições. Para praticamente toda a gama da largura de impulso a conversão é feita com ligeiros desvios do valor teórico esperado. Porém, constatou-se que acima dos 85 % de largura de impulso o valor da conversão medido à saída do filtro saturou em (aproximadamente) 4,1 V .

De seguida, foi verificado o processo de conversão completo. Para perceber o seu desempenho, foram usadas diversas formas de onda com diferentes características tanto em termos de frequência, como de amplitude e forma.

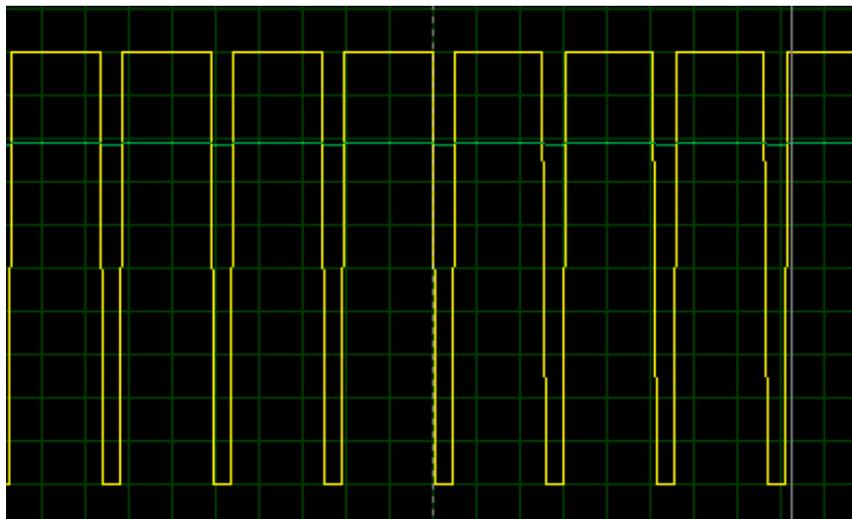
Inicialmente foi selecionada uma tenção DC para verificar o comportamento do conversor a frequência nula.

Para melhor compreensão das próximas imagens segue-se uma descrição das formas de onda observadas. A amarelo temos a onda PWM obtida à saída do microprocessador ($y(kt)$). A azul o resultado do sensor binário(S_k), a vermelho temos o sinal analógico de referência ($C(t)$), por fim, a verde temos o resultado da conversão D/A ($y(t)$).

Como está ilustrado na figura 4.5, é visível uma ligeira oscilação do sinal a verde em torno do sinal de referência. De notar que a escala vertical tem uma resolução de 0.2 V por divisão. Este



(a) 1 V aproximadamente(verde) PWM a 20 % (amarelo)



(b) 4 V aproximadamente (verde) PWM a 80 % (amarelo)

Figura 4.4: Onda PWM e respetiva conversão para DC para diferentes larguras de impulso.(Escala: 0,5V/div. eixo yy; 0,2ms/div. eixo xx).

comportamento ocorre para outras amplitudes para tensão DC, tornando-se mais pronunciado à medida que a tensão aumenta.

Este comportamento manifesta-se em sinais de baixa frequência como é visível na figura 4.6 em que o sinal de referência é uma rampa com muito baixa frequência(5 Hz). Outro dado importante observado nesta imagem é o facto de esta tendência oscilatória em torno do sinal de referência tender a aumentar de amplitude de oscilação à medida que a amplitude do outro sinal também aumenta.

Para encontrar o limite em amplitude, foi usado um sinal em rampa com 5 Hz de frequência com a amplitude a variar de forma crescente iniciando em 1 mV até ser encontrado o limite. Este limite começou a tornar-se evidente por volta dos 4 V, como é visível na figura 4.7(b), o sinal a

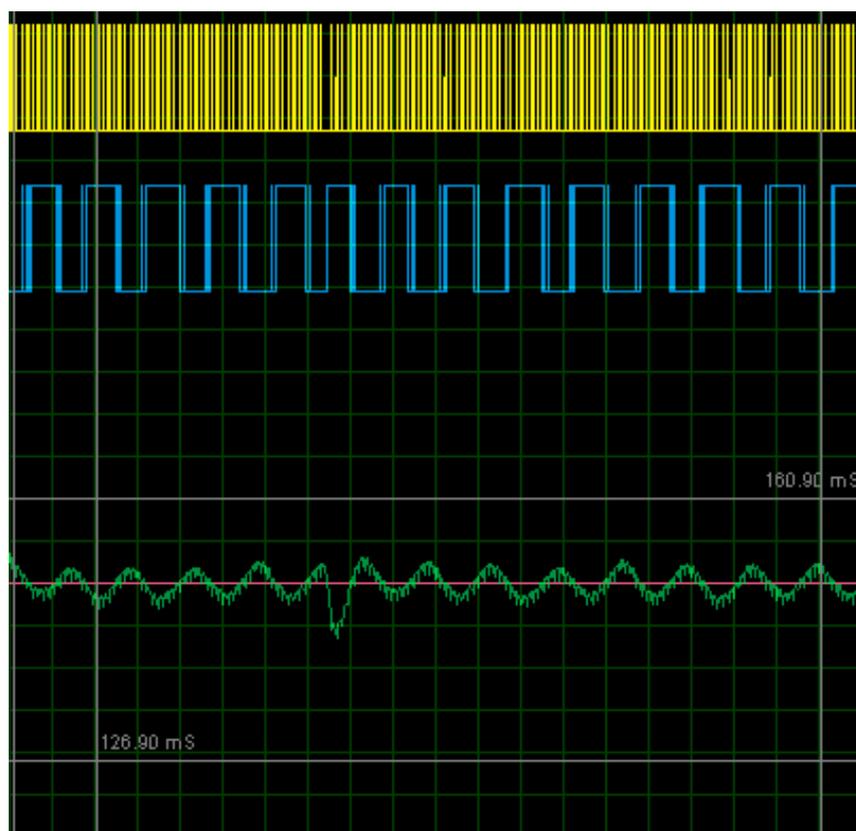


Figura 4.5: Tenção DC com uma amplitude de 3v (Escala: $0,2V/div.$ (verde, vermelho), $2V/div.$ (amarelo, azul) eixo yy; $2ms/div.$ eixo xx).

verde atinge a saturação. Mesmo para amplitudes superiores do sinal a converter o resultado da saturação manteve-se no valor referido anteriormente.

Outro dado importante é o de perceber quais os limites de frequência em que o conversor funciona. Foram utilizados diversos valores para a frequência do sinal de referência, iniciando com valores baixos e aumentando progressivamente esses valores. Na figura 4.8 são ilustrados os resultados para as frequências de 25, 50, 100 e 200 Hz todos com uma amplitude de 3,5 V. A partir dos 100 Hz começa-se a notar uma ligeira degradação do sinal. Nas transições ascendentes é notório um ligeiro atraso face ao sinal de referência. Aos 200 Hz é bem perceptível a degradação tanto na amplitude, cerca de metade do sinal de referência, como em termos de atraso. O conversor não consegue acompanhar o sinal de referência tanto nas transições de subida, como nas rampas descendentes.

Na figura 4.9 estão ilustradas duas ondas, uma sinusoidal e uma triangular. Ambas têm as mesmas características em termos de frequência e amplitude, 40 Hz, 3,5 V. De notar que nestas formas de onda também se observa oscilação na conversão em torno da onda de referência.

Em todas estas simulações o passo usado é da forma apresentada em 4.3- Esta forma mostrou ser a que levava a melhores resultados na conversão.

Esta implementação para frequências baixas, da ordem das dezenas de Hz, segue o sinal a

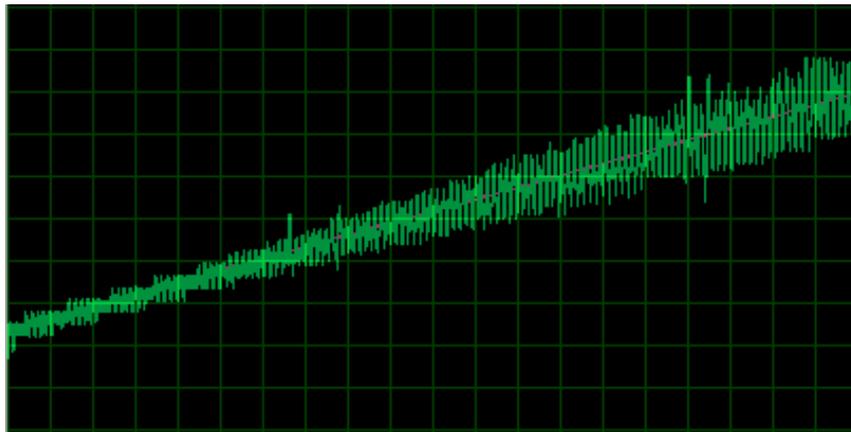
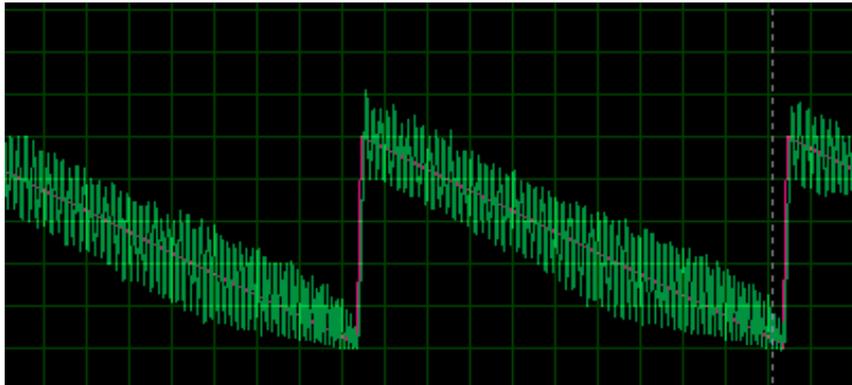
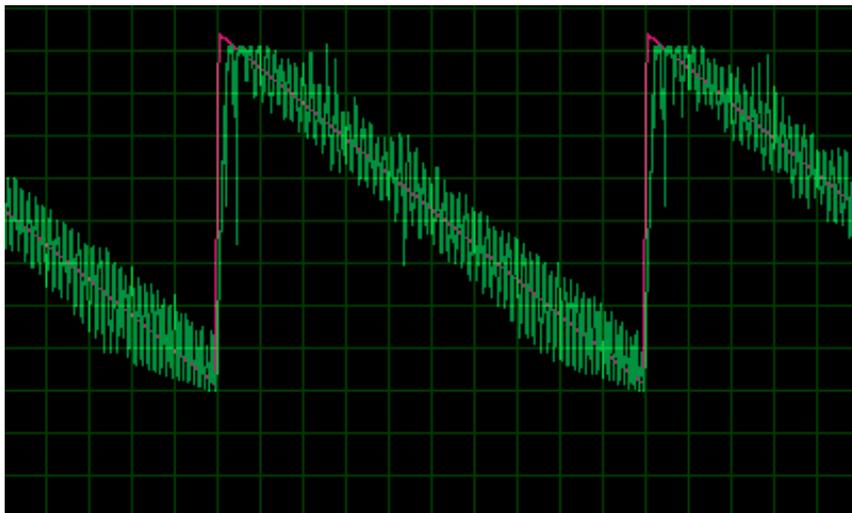


Figura 4.6: Rampa com amplitude de 3.5 V e 1 Hz de frequência (Escala: 0,5V/div. eixo yy; 20ms/div. eixo xx)

converter de forma razoável, apesar das oscilações em torno do mesmo. Esta oscilação, que ocorre de forma ressonante ao longo de todo o sinal, pode ser diminuída ajustando o filtro para uma frequência de corte mais baixa. Outra solução é com o melhoramento da conversão D/A, usando um conversor dedicado de modo a melhorar a qualidade da conversão. Na figura 4.10 ilustra uma onda com as mesmas características da apresentada na figura 4.9(a) mas com uma frequência de corte do filtro passa baixo ajustada para metade (cerca de 250 Hz). A oscilação diminuiu em relação ao caso anterior, mas não foi eliminada totalmente, ficando ainda com alguma oscilação remanescente em torno do pico da amplitude máxima. Para os outros casos foram efetuadas novas medições para verificar as novas condições de funcionamento, com esta nova configuração do filtro. Para todos os casos apresentados, ouve uma ligeira melhoria, visto que a frequência de oscilação diminuiu. Estes resultados podem ser observados na figura 4.11.

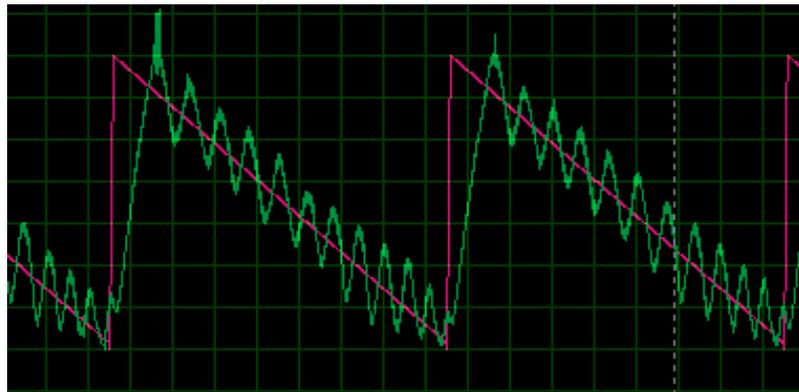


(a) Amplitude 2.5 Volt

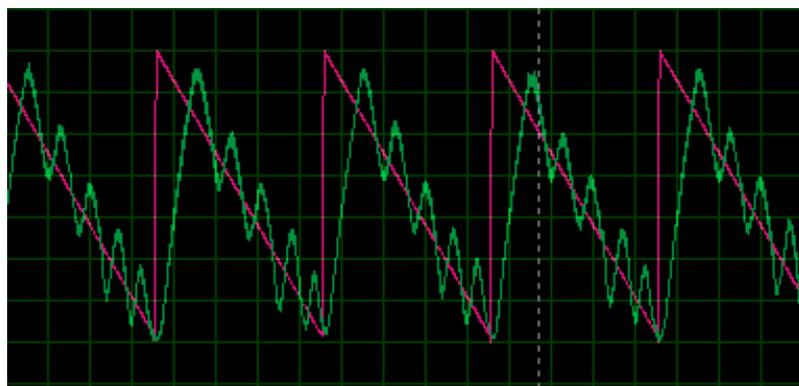


(b) Amplitude 4 Volt

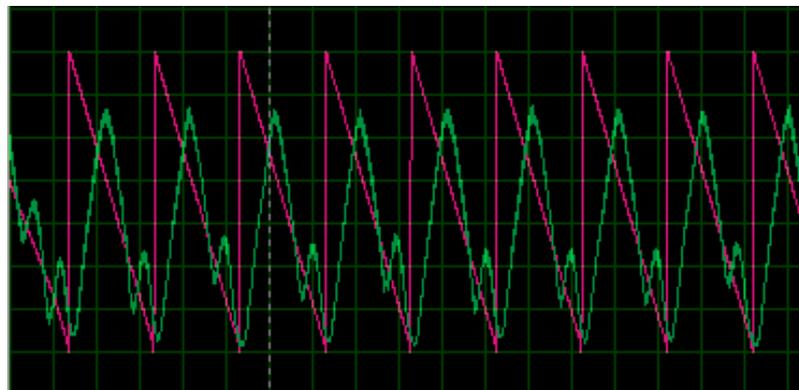
Figura 4.7: Onda em rampa com diferentes amplitudes, com frequência de 5 Hz. (Escala: $0,5V/div.$ eixo yy; $20ms/div.$ eixo xx)



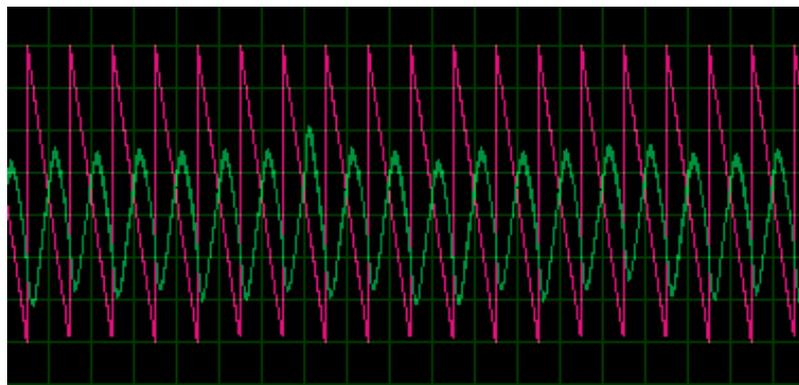
(a) Frequência de 25 Hz, Amplitude 3 Volt



(b) Frequência de 50 Hz

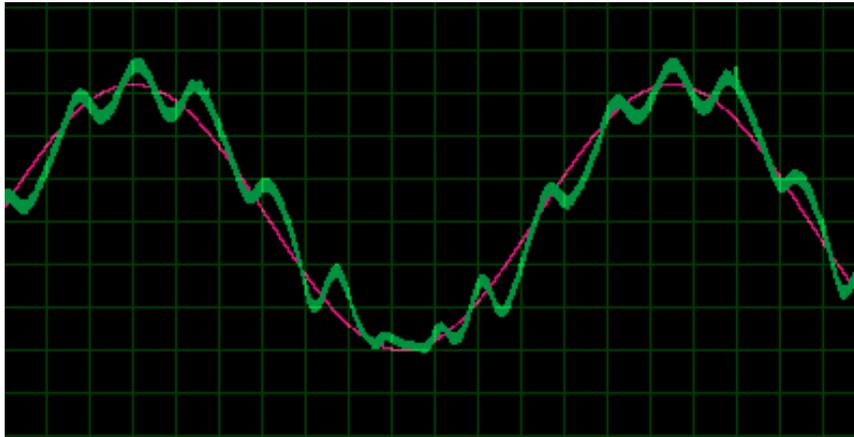


(c) Frequência de 100 Hz

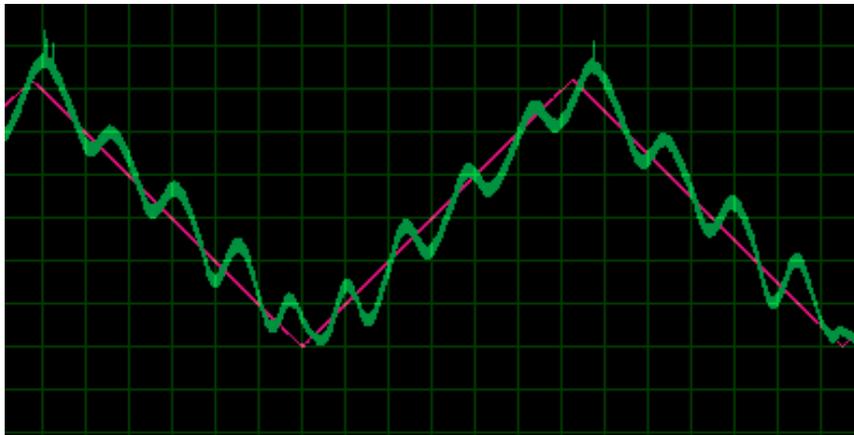


(d) Frequência de 200 Hz

Figura 4.8: Onda em rampa com diferentes frequências, amplitude de 3 Volt. (Escala: $0,5V/div.$ eixo yy; $5ms/div.$ eixo xx)



(a) Onda sinusoidal



(b) Onda triangular

Figura 4.9: Ondas com 40 Hz frequência e 3,5 V de amplitude. (Escala: 0,5V/div. eixo yy; 2ms/div. eixo xx)

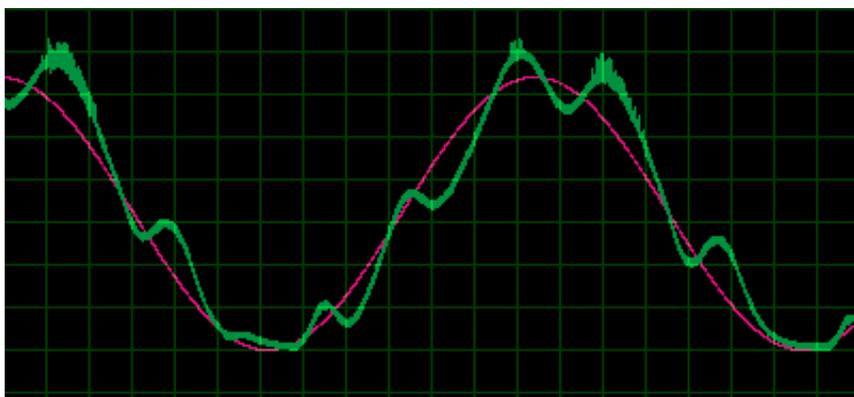
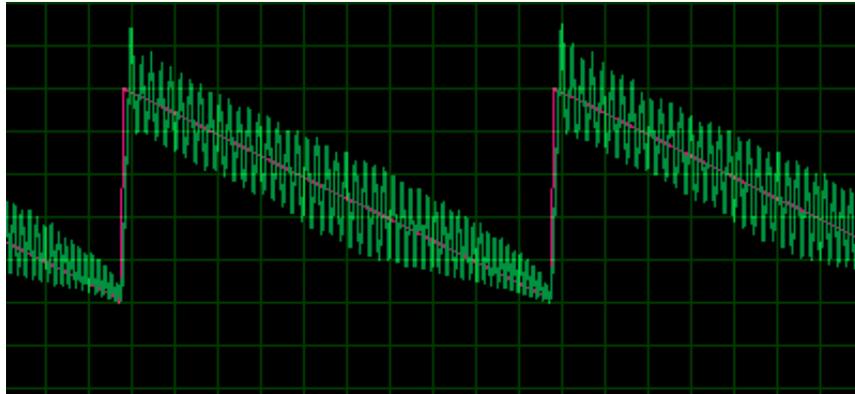
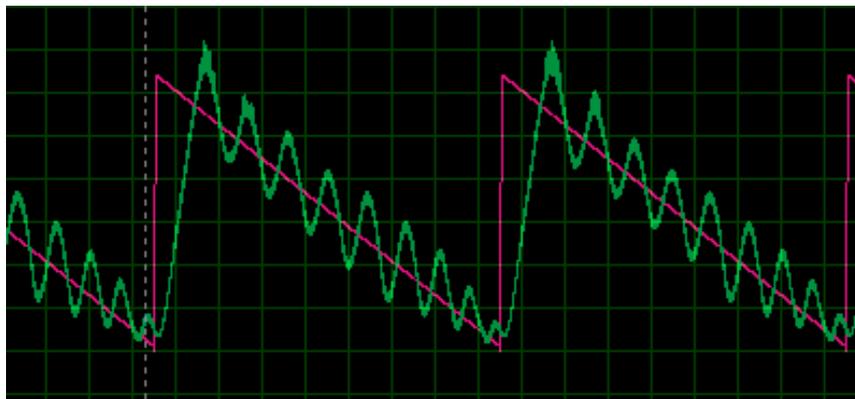


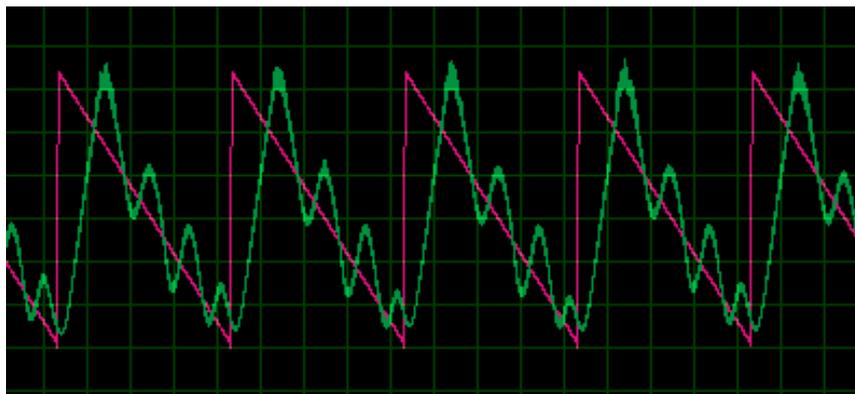
Figura 4.10: Sinusoide com 40 Hz frequência e 3,5 V de amplitude, filtro a uma frequência de corte de 250 Hz.(Escala: 0,5V/div. eixo yy; 2ms/div. eixo xx)



(a) Frequência de 5 Hz, amplitude de 2,5 V



(b) Frequência de 25 Hz, amplitude de 3 V



(c) Frequência de 50 Hz, amplitude de 3 V

Figura 4.11: Ondas dente serra, com o filtro a uma frequência de corte de 250 Hz. (Escala: 0,5V/div. eixo yy; 20ms/div.(a), 5ms/div.(b,c) eixo xx)

4.3 Conclusão

Neste capítulo é apresentada uma implementação do conversor proposto — um sistema baseado em microcontrolador. É descrita a estrutura da arquitetura de implementação, e são apresentados os circuitos que constituem a componente analógica da implementação. Nesta implementação segue-se uma abordagem que essencialmente se baseia na conversão do algoritmo implementado em MatLab para código C compatível. São finalmente apresentados resultados preliminares de validação experimental.

Capítulo 5

Conclusões e Trabalho Futuro

5.1 Satisfação dos Objetivos

O principal objetivo deste trabalho era o de desenvolver uma arquitetura de conversor A/D que permitisse a aquisição de sinais mioelétricos com uma resolução superior a 4 bits numa largura de banda de algumas centenas de Hz e que, simultaneamente, seja simples em termos dos seus blocos constituintes analógicos e digitais.

Atendendo a estes objetivos, foi validado por simulação o conceito do conversor analógico-digital proposto e foi implementado um protótipo de demonstração. Comparativamente aos conversores $\Sigma\Delta$, este conversor apresenta um menor número de blocos analógicos e não necessita do filtro digital.

Analisando os resultados obtidos experimentalmente conclui-se que o protótipo implementado permite a conversão de sinais de baixa frequência (até uma dezena de Hertz) e de amplitudes até alguns V. Usando no protótipo os parâmetros de configuração usados nas simulações, observa-se uma maior dificuldade em conseguir-se o seguimento de sinais com componentes de elevada frequência (ou que apresentam transições rápidas da amplitude). Esta dificuldade pode ser parcialmente ultrapassada aumentando o passo dos ganhos controlados, mas em contrapartida observa-se um aumento do ruído do sinal convertido. Outra possibilidade é aumentar a taxa de amostragem.

Quando posto à prova com sinais mioelétricos reais, verificou-se que este conversor acompanha bem o sinal quando este tem transições suaves e amplitudes não muito elevadas. A maior dificuldade, como referido no parágrafo anterior, ocorre nas transições abruptas de amplitude e frequência do sinal.

Os parâmetros que mais influenciam o desempenho são o passo dos ganhos controlados e em seguida os valores dos parâmetros y^* e do parâmetro θ . Obteve-se bom desempenho para diferentes situações com o passo de uma unidade e com os parâmetros y^* e θ com valores na ordem de algumas unidades.

O ajuste dos diversos parâmetros do conversor é algo complicado, pois requer encontrar-se uma combinação ótima de valores de modo a obter um equilíbrio no desempenho para uma banda de frequências o mais alargada possível.

Um facto a salientar é a não utilização de filtragem do sinal convertido. Esta técnica poderia melhorar as características do sinal convertido, nomeadamente a redução do ruído. Adicionalmente poder-se-ia usar um algoritmo de interpolação para a obtenção de um sinal com melhor relação sinal-ruído mais distorção.

5.2 Trabalho Futuro

Um dos aspetos que requer um novo estudo é o da identificação dos parâmetros de configuração para desempenho ótimo para dada largura de banda. Neste contexto há também que considerar no modelo de simulação os atrasos temporais dos blocos.

Por outro lado, é necessário fazer um estudo da função de transferência de modo a identificar a ocorrência de pólos que podem introduzir alguma oscilação no processo de convergência da solução de conversão.

Por forma a melhorar o comportamento e desempenho do conversor, poder-se-ia desenvolver um algoritmo para o ajuste dinâmico do passo da tabela de ganhos de modo a diminuir a oscilação observada para os valores de tensão mais elevados e de igual modo minimizar a distorção observada com o aumento da frequência.

Contudo, em termos de implementação deve-se procurar o desenvolvimento de blocos dedicados (analógicos ou mistos) que permitam ultrapassar as limitações decorrentes da implementação em microprocessador e o correspondente atraso temporal devido ao tratamento sequencial das operações.

Por fim é necessário proceder à avaliação de figuras de mérito que permitam comparar o desempenho conseguido e compará-lo com o das soluções alternativas.

Anexo A

Dimensionamento do Filtro

A.1 Filtro Passa Baixo

À saída do microcontrolador está conectado um filtro passa baixo de segunda ordem. Este tem como função realizar o *downsampling* do sinal (*bitstream*) de saída em PWM, conforme mencionado em 4.

A.1.1 Implementação

O filtro implementado é do tipo ativo e usando a topologia Sallen-Key. As razões que levaram a esta escolha foram o facto de que este tipo de filtro não tem indutâncias, as capacidades são menores, É mais pequeno do que o passivo de características semelhante,s os paramentos são facilmente ajustáveis.

A.1.2 Dimensionamento

O filtro Sallen-Key, passa-baixo tem como função de transferência a seguinte equação(admitindo que o valor das resistências são iguais):

$$H(j\omega) = \frac{k}{1 + j\omega R[2C_1 + C_2(1 - k)] + (j\omega R\sqrt{C_1 C_2})^2} \quad (\text{A.1})$$

Com C's iguais fica

$$H(j\omega) = \frac{k}{1 + j\omega R[2C + C(1 - k)] + (j\omega RC)^2} \quad (\text{A.2})$$

Os parâmetros do filtro são:

$$A = k \quad (\text{A.3})$$

$$\omega_o = \frac{1}{RC} \quad (\text{A.4})$$

$$Q = \frac{1}{2m} \quad (\text{A.5})$$

$$m = \frac{3-k}{2} \quad (\text{A.6})$$

$$(\text{A.7})$$

Para garantir a estabilidade do filtro o parâmetro k tem de cumprir os seguintes requisitos:

$$k < \frac{2R \times C}{RC} \quad (\text{A.8})$$

O filtro foi dimensionado inicialmente para uma frequência de corte na ordem dos 500 Hz.

Para esta frequência e substituindo na equação A.4 temos:

$$\omega_o = 2\pi f_o = \frac{1}{RC} \quad (\text{A.9})$$

$$2\pi 500 = \frac{1}{RC} \quad (\text{A.10})$$

ficámos com uma equação e duas incógnitas. Fixamos $C = 33nF$ que é um valor normalizado e assim ficamos com:

$$R = \frac{1}{2\pi 500 \times 33n} \quad (\text{A.11})$$

$$R \approx 9645.8\Omega \quad (\text{A.12})$$

Tendo em conta o valor encontrado para a resistência, este foi arredondado para o valor normalizado mais próximo para facilitar a implementação do filtro.

Anexo B

Código simulação

B.1 Simulação Principal

```
1 %%  
  %inicializacao  
3 clear all  
  close all  
5  
  T = 10000; % # de iteracoes  
7 Ts = 0.00005;  
  Fs = 1/Ts;  
9 %tempo  
  t1 = [0:Ts:10]';  
11 t = t1(1:T,:);  
  STEP = 1;% Passo dos ganhos controlados  
13  
  P_e = zeros(5,1);  
15 P_c = zeros(5,1);  
  SNR_dB = zeros(5,1);  
17 N_eff= zeros(5,1);  
  
19 y = ones(T,1);  
  u = zeros(T,1);  
21 S = ones(T,1);  
  erro = zeros(T,1);  
23 theta = zeros(T,1);  
  
25 nfft = 2^nextpow2(length(y));
```

```

27 theta_tab = 1:STEP:600;
   teta = 3; %ganho fixo
29 r = 6;% referencia

31 i = 5;%apontador para tabela valores de theta
   sigma_sq = .01;
33 theta(1) = 5;%valor inicial theta
   %%
35 %Sinais
   f = [10 50 100 200 300 400 500];%frequencia
37 A = 1;%amplitude
   for l=1:length(f)
39 %C = A*square(2*pi*f(l)*t,50) + 2 ;
   %C = A*sawtooth(2*pi*f(l)*t) + 2 ;
41 C = A(l)*sin(2*pi*f*t) + 2.5;

43 %%
   %Ciclo principal
45     for k = 2:T

47         u(k) = r/theta(k-1);
           y(k) = teta*u(k) + sigma_sq*randn();

49         S(k) = Sk(y(k),C(k)); %sensor binario

51         if S(k) == 0
53             i = i + 1;
           else
55             i = i - 1;
           end

57         theta(k) = theta_tab(i);

59         erro(k) = C(k) - y(k);

61     end
   %%
63 %erro
   c = C(1000:5000);
65 E = erro(1000:5000);

```

```

67 P_e(1) = mean(E.^2);

69 P_c(1) = mean(c.^2);
    %Rel sinal ruído
71 SNR_dB(1) = 10 *log10(P_c(1)/P_e(1));

73 %N efetivo de bits
    N_eff(1) = (SNR_dB(1) - 1.76)/6.02;
75
    %FFT
77 Y_spect=fft(y(5:length(y)), nfft);
    Y_dB=20*log10(abs(Y_spect));
79 Y_P = (abs(Y_spect).*abs(Y_spect));
    maxdB=max(Y_dB(5:nfft/2));
81 %figure;
    % plot([0:nfft/2-1].*Fs/nfft, Y_dB(1:nfft/2));
83 % grid on;
    % title('FFT PLOT');
85 % xlabel('ANALOG INPUT FREQUENCY (Hz)');
    % ylabel('AMPLITUDE (dB)');

87
    fin=find(Y_dB(1:nfft/2)==maxdB);
89 %fo + harmônicos
    HD(1,:) = Y_dB(fin:fin:fin*5);
91
    %Rel sinal ruído e distorção
93 SINAD_dB(1) = -20*log10(sqrt((10^(HD(1,1)/20))^2 + ...
        (10^(HD(1,2)/20))^2 + (10^(HD(1,3)/20))^2 + ...
95        (10^(HD(1,4)/20))^2 + (10^(HD(1,5)/20))^2));

97 THD_dB(1) = 20*log10(sqrt((10^(HD(1,2)/20))^2 + ...
        (10^(HD(1,3)/20))^2 + (10^(HD(1,4)/20))^2 + ...
99        (10^(HD(1,5)/20))^2));

101 figure(2);
    subplot(length(f),1,1)
103 plot(t,y,t,C,'m');%legend('saida y','entrada C');
    axis([0 0.05 0 5])
105 xlabel('tempo_(s)');
    ylabel('Amp._(V)');

```

```

107 end
    %%
109 %Plots

111 figure
    subplot(2,1,1);
113 plot(f,SNR_dB);
    %title('SNR (dB)');
115     %xlabel('Freq. absoluta(Hz)');
        ylabel('SNR_(dB)');
117
    subplot(2,1,2);
119 plot(f,N_eff);
    %title('N Efetivo de bits');
121     xlabel('Freq. absoluta(Hz)');
        ylabel('Neff_(bits)');
123

125 figure(4)
    subplot(2,1,1);
127 plot(f,THD_dB)
        xlabel('Freq. absoluta(Hz)');
129     ylabel('THD_(dB)');

131 subplot(2,1,2);
    plot(f,SINAD_dB)
133     xlabel('Freq. absoluta(Hz)');
        ylabel('SINAD_(dB)');

```

B.2 Função S_k

```

1 function s = Sk (y, C)
    %returns 1 if y < C, and 0 otherwise
3 %y – Value of the sample
    %C – Threshold
5 %s – Result of the comparison
    if y <= C
7         s = 1;
    else
9         s = 0;

```

```
    end  
11 end
```


Referências

- [1] Leif Sörnmo e Pablo Laguna. *Bioelectrical Signal Processing in Cardiac and Neurological Applications: Biomedical Engineering*. Academic Press, 2005.
- [2] Angkoon Phinyomark, Franck Quaine, Sylvie Charbonnier, Christine Serviere, Franck Tarpin-Bernard, e Yann Laurillau. {EMG} feature evaluation for improving myoelectric pattern recognition robustness. *Expert Systems with Applications*, 40(12):4832 – 4840, 2013. URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0957417413001395>, doi:<http://dx.doi.org/10.1016/j.eswa.2013.02.023>.
- [3] C.J. De Luca. Physiology and mathematics of myoelectric signals. *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, BME-26(6):313–325, June 1979. doi:10.1109/TBME.1979.326534.
- [4] E.A Clancy, E.L Morin, e R Merletti. Sampling, noise-reduction and amplitude estimation issues in surface electromyography. *Journal of Electromyography and Kinesiology*, 12(1):1 – 16, 2002. URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1050641101000335>, doi:[http://dx.doi.org/10.1016/S1050-6411\(01\)00033-5](http://dx.doi.org/10.1016/S1050-6411(01)00033-5).
- [5] EMG-force relationship. disponível em <http://www.ucs.mun.ca/~dbehm/Lab5.htm>, acessado pela última vez em 24 de Setembro de 2014.
- [6] *Powered Upper Limb Protheses*. Springer Berlin Heidelberg, 2004. doi:10.1007/978-3-642-18812-1.
- [7] Motor Unit and EMG signal. disponível em <http://www.intechopen.com/source/html/18019/media/image19.png>, acessado pela última vez em 24 de junho de 2013.
- [8] C.J. De Luca. Surface electromyography: Detection and recording. *Delsys Inc.*, 2002. URL: http://delsys.com/Attachments_pdf/WP_SEMGintro.pdf.
- [9] Richard A. Sherman. Instrumentation Methodology for Recording and Feeding-Back Surface Electromyography(SEMG) Signals. *Applied Psychophysiology and Biofeedback*, 28(2):107–119, Junho 2003.
- [10] Edward A. Clancy, Dario Farina, e Roberto Merletti. Cross-comparison of time- and frequency-domain methods for monitoring the myoelectric signal during a cyclic, force-varying, fatiguing hand-grip task. *Journal of Electromyography and Kinesiology* 15, páginas 256–265, 11 2004. doi:10.1016/j.jelekin.2004.11.002.
- [11] C. Frigo, M. Ferrarin, W. Frasson, E. Pavan, R. Thorsen, et al. EMG signals detection and processing for on-line control of functional electrical stimulation. *Journal of Electromyography and Kinesiology* 10, 2000.

- [12] A.M. Husain e A. Husain. *A Practical Approach to Neurophysiologic Intraoperative Monitoring*. Demos Medical Publishing, 2008. URL: <http://books.google.pt/books?id=Gxz22SdPwa4C>.
- [13] Edward A. Clancy, Dario Farina, e Roberto Merletti. Cross-comparison of time- and frequency-domain methods for monitoring the myoelectric signal during a cyclic, force-varying, fatiguing hand-grip task. *Journal of Electromyography and Kinesiology*, 15:256–265, 2005.
- [14] S. Herle, S. Man, G. Lazea, C. Marcu, P. Raica, e R. Robotin. Hierarchical myoelectric control of a human upper limb prosthesis. Em *Robotics in Alpe-Adria-Danube Region (RAAD), 2010 IEEE 19th International Workshop on*, páginas 55–60, 2010. doi:10.1109/RAAD.2010.5524609.
- [15] Shuenn-Yuh Lee, Chih-Jen Cheng, Cheng-Pin Wang, e Shyh-Chyang Lee. A 1-v 8-bit 0.95mw successive approximation adc for biosignal acquisition systems. Em *Circuits and Systems, 2009. ISCAS 2009. IEEE International Symposium on*, páginas 649–652, May 2009. doi:10.1109/ISCAS.2009.5117832.
- [16] M.A Oskoei e Huosheng Hu. Myoelectric based virtual joystick applied to electric powered wheelchair. Em *Intelligent Robots and Systems, 2008. IROS 2008. IEEE/RSJ International Conference on*, páginas 2374–2379, Sept 2008. doi:10.1109/IROS.2008.4650664.
- [17] John G. Webster. *The Measurement, Instrumentation, and Sensors: Handbook*. Electrical engineering handbook series. 1999.
- [18] M. B. I. Reaz, M. S. Hussain, e F Mohd-Yasin. Techniques of emg signal analysis: detection, processing, classification and applications. *Biological Procedures Online*, 2006.
- [19] D.F. Hoeschele. *Analog-to-digital/digital-to-analog Conversion Techniques*. Wiley, 1968. URL: <http://books.google.pt/books?id=QYhQkgEACAAJ>.
- [20] Bang-Sup Song. *Nyquist-Rate ADC and DAC*, chapter 58. Principles and Applications in Engineering. CRC Press, mar 2003. doi:10.1201/9780203008812.ch7. doi:10.1201/9780203008812.ch7.
- [21] Ieee standard for terminology and test methods for analog-to-digital converters. *IEEE Std 1241-2010 (Revision of IEEE Std 1241-2000)*, páginas 1–139, Jan 2011. doi:10.1109/IEEESTD.2011.5692956.
- [22] Daniel H. Sheingold. *Analog-Digital Conversion Handbook*. Englewood Cliffs : Prentice-Hall, cop, Third edição, 1986.
- [23] Brian Betts. A/D and D/A Conversion. *Mechatronic System Control, Logic, and Data Acquisition*, chapter 31. Taylor & Francis Group, LLC, 2008.
- [24] Jin Guo, Ji-Feng Zhang, e Yanlong Zhao. Adaptive tracking of a class of first-order systems with binary-valued observations and fixed thresholds. *Journal of Systems Science and Complexity*, 25:1041–1051, 2012. URL: <http://dx.doi.org/10.1007/s11424-012-1257-0>, doi:10.1007/s11424-012-1257-0.
- [25] McGill KC. EMG signal. Online dataset R005, disponível em <http://www.emglab.net>, acessado pela última vez em 20 de junho de 2013.