



**Universidade do Minho**

Escola de Engenharia

Carlos Eduardo Esteves da Silva

## **Sistema de Tracção de Cabos Eléctricos para Canalizações Embebidas**

Dissertação submetida à Universidade do Minho para a obtenção do grau de  
Mestre em Electrónica Industrial e Computadores

Novembro de 2008



Dissertação realizada sob a orientação  
científica do Doutor Manuel João  
Sepúlveda Mesquita de Freitas,  
Professor do Departamento de  
Electrónica Industrial pertencente à  
Universidade do Minho



“Aprender sem pensar é esforço vão,  
pensar sem aprender é nocivo.”

Confúcio



# Agradecimentos

A realização deste trabalho não seria possível sem a ajuda e contributo de algumas pessoas, às quais não posso deixar de agradecer.

Ao meu orientador, Doutor Manuel João Sepúlveda Mesquita de Freitas pelos seus conselhos sempre proveitosos, pela sua disponibilidade, ajuda e pela revisão da tese.

À professora Filomena Soares pelo seu apoio, ideias, incentivo e ajuda.

A todos os professores do Departamento de Electrónica Industrial que directa ou indirectamente contribuíram para a realização deste projecto, pelos seus conhecimentos transmitidos ao longo dos anos que ajudaram na minha formação não só científica mas também como homem.

Aos técnicos das oficinas do departamento de Electrónica Industrial, Ângela, Carlos e Joel pela disponibilidade, ajuda e compreensão na busca de só mais um componente.

Aos meus colegas e amigos de laboratório, Alcides, Daniel e Ricardo pela amizade, sugestões, ajudas e pelo belo ambiente desenvolvido que tornou um prazer estar no laboratório dia após dia.

Aos meus amigos do Núcleo Estudantil do IEEE da Universidade do Minho, parceiros nesta longa caminhada que sempre estiveram lá e me apoiaram nas horas mais difíceis mostrando a sua verdadeira amizade.

Aos meus colegas e superiores da loja 3435 da Toys'r'us pelo apoio dado, trocas realizadas para que eu tivesse mais tempo e pela extensão de horário que me permitiu conseguir ter material para a construção deste projecto.

Aos meus amigos que sempre estiveram lá quando deles precisei.

Aos meus avós que sempre me encorajaram e que me muito me ensinaram com a sua experiência e vivências transmitidas.

Ao meu irmão por todo o apoio que sempre me deu e pela confiança que sempre depositou em mim.

À Gabriela um especial obrigado pois tornou tudo mais fácil, que sempre esteve lá quando precisei e que me “aturou” pacientemente, sempre com um sorriso de incentivo e uma palavra motivadora.

Por último um profundo e sentido obrigado aos meus pais, pois sem a sua ajuda isto seria impossível, por todo o apoio incondicional, força e incentivo dado nas horas mais difíceis e disponibilidade total para ajudar não só neste projecto mas em toda a minha vida.



# Resumo

A implementação de uma instalação eléctrica de uma habitação doméstica pode ser dividida em três fases: colocação dos canalizações embebidas nas paredes da habitação, colocação dos condutores eléctricos nessas mesmas canalizações e por último colocação do material eléctrico que realiza a interface da instalação com o utilizador final, tais como tomadas, comutadores e interruptores. A segunda etapa é a única que não pode ser realizada apenas por um profissional da área. Para tal execução são necessários dois electricistas, um para empurrar os condutores eléctricos e outro para puxar uma guia à qual os condutores estão agarrados.

O objectivo desta tese é o estudo, simulação e implementação de inversores de frequência para uso em motores de indução trifásicos que permitam criar um sistema que seja capaz de executar a tarefa de puxar os condutores eléctricos pelas canalizações. Para tal o motor terá de rodar a baixas velocidades exercendo um binário considerável.

O sistema possui um motor de indução alimentado por um inversor de tensão cuja saída é variável, tanto em tensão ( $U$ ), como em frequência ( $f$ ) mas garantindo sempre  $U/f$  constante. A saída do inversor de tensão é controlada por um micro controlador programado em linguagem C que permite ao utilizador seleccionar e alterar em tempo real a frequência desejada ajustando automaticamente os parâmetros da tensão de forma a garantir que a relação entre tensão e frequência não se altera. Para se garantir que a frequência desejada não se altera e para correcção de erros provenientes de variações da carga implementou-se um controlo PID no microcontrolador que recebe o valor da velocidade em tempo real através de um *encoder*.

Por último foi implementado um rectificador monofásico de onda completa para se obter uma tensão contínua capaz de alimentar o inversor. Este rectifica a tensão proveniente da rede eléctrica tornando o sistema capaz de operar em qualquer lugar que seja abastecido pela mesma. Por outro lado limita o barramento a uma tensão que determina que a frequência máxima de operação do motor de indução seja de 25 Hertz.

**Palavras chave** – Motor de Indução, Inversor de Frequência, Controlo de Tensão e Frequência, *Encoder*, Controlo PID.



# Abstract

The construction of an electrical installation of a residential home can be divided into three stages: placement of pipes embedded in the walls of the residential home, placement of electric conductors in these pipes and finally the placement of electrical equipment that makes the interface of the installation with the final user, such as sockets and switches. The second step is the only one that can not be performed only by one professional in the area. This application requires two electricians, one to drive the electric conductors and the other for pulling a guide to which drivers are stuck.

The aim of this thesis is the study, simulation and implementation of frequency inverters for use in three-phase induction motors to create a system that is capable of performing the task of pulling the electric conductors by pipelines. To do this it's necessary to run a motor at low velocities exerting a considerable torque.

The system has an induction motor powered by a voltage inverter whose output is variable, both in voltage ( $U$ ), as in frequency ( $f$ ) but always ensuring  $U/f$  constant. The output of the inverter voltage is controlled by a microcontroller programmed in C language that allows the user to select and change in real time the desired frequency automatically adjusting the parameters of voltage to ensure that the relationship between voltage and frequency does not change. To ensure that the desired frequency doesn't change and to correct errors from variations in the load was created a PID control in the microcontroller. This control receives the value of speed in real time through an encoder. This task is done in real time.

Finally, it was implemented a full wave single phase rectifier to convert alternate voltage in a continuous voltage capable to provide energy to the inverter, this rectifier converts the voltage from the electrical network making the system capable to operate anywhere where the national power grid is available. On the other hand this rectifier limits the bus of the inverter to a voltage that determines that the maximum frequency of operation of the induction motor it's 25 Hertz.

**Key words** – Induction Motor, Frequency Inverter, voltage and frequency control, Encoder, PID Control



# Índice

|                                                                                                       |      |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| Agradecimentos .....                                                                                  | vii  |
| Resumo.....                                                                                           | ix   |
| Abstract .....                                                                                        | xi   |
| Índice.....                                                                                           | xiii |
| Lista de Figuras.....                                                                                 | xv   |
| Lista de Tabelas .....                                                                                | xix  |
| Capítulo 1                                                                                            |      |
| Introdução.....                                                                                       | 1    |
| 1.1 Motivações do Trabalho .....                                                                      | 1    |
| 1.2 Objectivos do Trabalho.....                                                                       | 3    |
| 1.3 Estrutura da Tese .....                                                                           | 3    |
| Capítulo 2                                                                                            |      |
| Conversores de Frequência para Motores de Indução .....                                               | 5    |
| 2.1 Introdução .....                                                                                  | 5    |
| 2.2 O Motor de Indução.....                                                                           | 5    |
| 2.2.1 Constituição e Princípio de Funcionamento do Motor de Indução .....                             | 7    |
| 2.3 Variação da Velocidade em Motores de Indução.....                                                 | 14   |
| 2.3.1. Variação da Velocidade do Motor de Indução através da Tensão do Estator.<br>.....              | 14   |
| 2.3.2 Variação da Velocidade do Motor de Indução através da Frequência .....                          | 16   |
| 2.3.3 Efeito da Variação da Carga Aplicada ao Motor de Indução na Corrente do<br>Estator .....        | 17   |
| 2.3.4 Variação da Velocidade do Motor de Indução através da Tensão do Estator<br>e da Frequência..... | 18   |
| 2.4 Conversores de Frequência .....                                                                   | 19   |
| 2.4.1 Conversor de Frequência Baseado no Controlo Escalar com Característica<br>U/f constante .....   | 20   |
| 2.4.2 Conversor de Frequência Baseado em Controlo Vectorial.....                                      | 22   |
| 2.5 Topologia de Inversores e Técnicas de Comutação .....                                             | 27   |
| 2.5.1 Inversores Trifásicos do tipo PWM.....                                                          | 29   |
| 2.6 Estado da Arte .....                                                                              | 33   |

|            |                                                                                        |     |
|------------|----------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 2.7        | Conclusões .....                                                                       | 36  |
| Capítulo 3 |                                                                                        |     |
|            | Simulação de um Conversor de Frequência em Várias Condições de Operação.....           | 37  |
| 3.1        | Introdução .....                                                                       | 37  |
| 3.2        | Diagrama de Blocos .....                                                               | 38  |
| 3.3        | Modelo Desenvolvido no Matlab/Simulink.....                                            | 39  |
| 3.3.1      | Andar de Potência.....                                                                 | 40  |
| 3.3.2      | Andar de Controlo .....                                                                | 43  |
| 3.3.2.1    | Circuito de Controlo em Malha Aberta .....                                             | 44  |
| 3.3.2.2    | Circuito de Controlo em Malha Fechada .....                                            | 46  |
| 3.3.3      | O Motor de Indução Trifásico.....                                                      | 50  |
| 3.4        | Resultados Obtidos na Simulação .....                                                  | 51  |
| 3.5        | Conclusões .....                                                                       | 64  |
| Capítulo 4 |                                                                                        |     |
|            | Implementação de um Conversor de Frequência para Controlo de um Motor de Indução ..... | 65  |
| 4.1        | Introdução .....                                                                       | 65  |
| 4.2        | Teste do Motor de Indução .....                                                        | 68  |
| 4.3        | Circuito de Controlo .....                                                             | 73  |
| 4.3.1      | Circuito de Controlo em Malha Aberta .....                                             | 76  |
| 4.3.2      | Circuito de Controlo em Malha Fechada .....                                            | 79  |
| 4.4        | Circuito de Interface entre Circuito de Controlo e Andar de Potência.....              | 81  |
| 4.5        | Implementação do Andar de Potência.....                                                | 84  |
| 4.5.1      | Rectificador Monofásico de Onda Completa a Díodos .....                                | 84  |
| 4.5.2      | Inversor de Tensão Trifásico com IGBT's .....                                          | 87  |
| 4.6        | Sistema Implementado.....                                                              | 90  |
| 4.7        | Sistema Completo.....                                                                  | 91  |
| Capítulo 5 |                                                                                        |     |
|            | Resultados Experimentais .....                                                         | 93  |
| Capítulo 6 |                                                                                        |     |
|            | Conclusões e Propostas Futuras .....                                                   | 97  |
| 6.1        | Conclusões .....                                                                       | 97  |
| 6.2        | Propostas de Trabalho Futuro .....                                                     | 98  |
|            | Referências .....                                                                      | 101 |

# Lista de Figuras

|                                                                                                                                     |    |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 2.1 – Motor de Indução [34]                                                                                                  | 6  |
| Figura 2.2 – Constituição básica do motor de indução [2]                                                                            | 7  |
| Figura 2.3 – Constituição de estator [2]                                                                                            | 7  |
| Figura 2.4 – Rotor em gaiola de esquilo [33]                                                                                        | 8  |
| Figura 2.5 – Rotor bobinado [33]                                                                                                    | 9  |
| Figura 2.6 – Gráficos tipo do comportamento do motor de indução [34]                                                                | 12 |
| Figura 2.7 – Distribuição das perdas no motor de indução [34]                                                                       | 13 |
| Figura 2.8 – Circuito equivalente do motor de indução por fase                                                                      | 13 |
| Figura 2.9 – Relação entre binário e deslizamento para tensões de alimentação diferentes [20]                                       | 15 |
| Figura 2.10 – Comportamento do binário a diferentes frequências de alimentação [20]                                                 | 16 |
| Figura 2.11 – Variação da característica binário-velocidade através da variação da corrente do estator [20]                         | 17 |
| Figura 2.12 – Característica binário-velocidade para frequência e tensão de alimentação variáveis e relação constante entre si [20] | 18 |
| Figura 2.13 – Diagrama de blocos de um conversor de frequência trifásico                                                            | 20 |
| Figura 2.14 – Relação entre binário e velocidade em controlo escalar [19]                                                           | 22 |
| Figura 2.15 – Referencial da transformada de <i>Clarke</i> [2]                                                                      | 24 |
| Figura 2.16 – Referencial nas coordenadas de <i>Park</i> [19]                                                                       | 25 |
| Figura 2.17 – Diagrama de blocos de um conversor de frequência baseado em controlo vectorial [2]                                    | 26 |
| Figura 2.18 – Inversor trifásico do tipo VSI                                                                                        | 27 |
| Figura 2.19 – Inversor trifásico do tipo CSI                                                                                        | 28 |
| Figura 2.20 – Forma de onda na saída dum inversor de onda quadrada [40]                                                             | 28 |
| Figura 2.21 – Onda de saída do inversor do tipo PWM e sua fundamental [41]                                                          | 29 |
| Figura 2.22 – PWM trifásico, comparação, saída simples e saída composta [1]                                                         | 31 |
| Figura 2.23 – Inversores de 3 fases, Tensão fase, fase como função do índice de modelação [1]                                       | 32 |
| Figura 2.24 – Conversor de frequência, modelo 3G3MV da marca Omron [38]                                                             | 33 |
| Figura 2.25 – Comparação entre controlo escalar $U/f$ e controlo vectorial para binário elevado (acima do nominal) [38]             | 34 |

|                                                                                                                                                  |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 2.26 – Conversor de frequência da marca Mitsubishi Electric, modelo FR-E700 [36]                                                          | 35 |
| Figura 2.27 – Conversor de frequência da marca WEG, modelo CFW 11 [37]                                                                           | 35 |
| Figura 3.1 – Sistema implementado em Matlab/Simulink                                                                                             | 39 |
| Figura 3.2 – Esquema do rectificador monofásico de onda completa a simular                                                                       | 40 |
| Figura 3.3 – À esquerda a forma de onda da tensão de saída sem condensador (azul) e com condensador (verde). À direita pormenor do <i>ripple</i> | 41 |
| Figura 3.4 – Inversor de tensão trifásico a simular                                                                                              | 42 |
| Figura 3.5 – Formas de onda da tensão de saída das 3 fases do inversor                                                                           | 43 |
| Figura 3.6 – Referência vs triangular (cima). Impulsos resultantes (baixo)                                                                       | 45 |
| Figura 3.7 – Diagrama de blocos, gráfico do erro e acção dos controladores PI, PD e PID [41]                                                     | 47 |
| Figura 3.8 – Exemplo de oscilações constantes numa sintonização de um controlador PID [15]                                                       | 48 |
| Figura 3.9 – Controlador PID sintonizado no <i>Matlab/Simulink</i>                                                                               | 50 |
| Figura 3.10 – Velocidade do motor de indução em vazio com frequência de alimentação de 25Hz em malha aberta                                      | 51 |
| Figura 3.11 – Velocidade do motor de indução em vazio com frequência de alimentação de 20Hz em malha aberta                                      | 52 |
| Figura 3.12 – Velocidade do motor de indução em vazio com frequência de alimentação de 15Hz em malha aberta                                      | 52 |
| Figura 3.13 – Velocidade do motor de indução em vazio com frequência de alimentação de 10Hz em malha aberta                                      | 53 |
| Figura 3.14 – Velocidade do motor de indução em vazio com frequência de alimentação de 5Hz em malha aberta                                       | 53 |
| Figura 3.15 – Velocidade do motor de indução em vazio com frequência de alimentação de 25Hz em malha fechada                                     | 54 |
| Figura 3.16 – Velocidade do motor de indução em vazio com frequência de alimentação de 20Hz em malha fechada                                     | 55 |
| Figura 3.17 – Velocidade do motor de indução em vazio com frequência de alimentação de 15Hz em malha fechada                                     | 55 |
| Figura 3.18 – Velocidade do motor de indução em vazio com frequência de alimentação de 10Hz em malha fechada                                     | 56 |
| Figura 3.19 – Velocidade do motor de indução em vazio com frequência de alimentação de 5Hz em malha fechada                                      | 56 |



|                                                                                                                           |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 3.20 – Velocidade do motor de indução com binário nominal a uma frequência de alimentação de 25Hz em malha aberta  | 57 |
| Figura 3.21 – Velocidade do motor de indução com binário nominal a uma frequência de alimentação de 20Hz em malha aberta  | 58 |
| Figura 3.22 – Velocidade do motor de indução com binário nominal a uma frequência de alimentação de 15Hz em malha aberta  | 58 |
| Figura 3.23 – Velocidade do motor de indução com binário nominal a uma frequência de alimentação de 10Hz em malha aberta  | 59 |
| Figura 3.24 – Velocidade do motor de indução com binário nominal a uma frequência de alimentação de 5Hz em malha aberta   | 59 |
| Figura 3.25 – Velocidade do motor de indução com binário nominal a uma frequência de alimentação de 25Hz em malha fechada | 60 |
| Figura 3.26 – Velocidade do motor de indução com binário nominal a uma frequência de alimentação de 20Hz em malha fechada | 61 |
| Figura 3.27 – Velocidade do motor de indução com binário nominal a uma frequência de alimentação de 15Hz em malha fechada | 61 |
| Figura 3.28 – Velocidade do motor de indução com binário nominal a uma frequência de alimentação de 10Hz em malha fechada | 62 |
| Figura 3.29 – Velocidade do motor de indução com binário nominal a uma frequência de alimentação de 5Hz em malha fechada  | 62 |
| Figura 4.1 – Fonte de tensão usada para alimentar o circuito de controlo                                                  | 66 |
| Figura 4.2 – Fonte de tensão usada para alimentar o circuito de interface                                                 | 66 |
| Figura 4.3 – Variac monofásico para alimentar ponte rectificadora                                                         | 66 |
| Figura 4.4 – Osciloscópio usado para visualizar formas de onda                                                            | 67 |
| Figura 4.5 – Multímetros usados para medir tensões, correntes, resistências, capacidades e continuidades                  | 67 |
| Figura 4.6 – Tacómetro usado para ler velocidades do motor de indução                                                     | 68 |
| Figura 4.7 – Motor de indução trifásico utilizado no projecto                                                             | 68 |
| Figura 4.8 – Placa identificadora dos valores nominais do motor de indução                                                | 69 |
| Figura 4.9 – Bancada onde foram realizados os ensaios do motor de indução                                                 | 69 |
| Figura 4.10 – Circuito equivalente do motor de indução no ensaio em vazio                                                 | 70 |
| Figura 4.11 – Circuito equivalente do motor de indução no ensaio em curto-circuito                                        | 71 |
| Figura 4.12 – Circuito equivalente com correspondentes valores das impedâncias e indutâncias                              | 73 |
| Figura 4.13 – PIC18f4431 da Microchip                                                                                     | 73 |

|                                                                                                  |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 4.14 – Placa programadora do PIC 18f4431                                                  | 75 |
| Figura 4.15 – Esquema eléctrico do circuito de controlo implementado em malha aberta             | 76 |
| Figura 4.16 – Circuito de controlo implementado em malha aberta                                  | 77 |
| Figura 4.17 – Definições do modo de operação do PWM                                              | 78 |
| Figura 4.18 – Configuração do ADC                                                                | 78 |
| Figura 4.19 – Configuração do modo de operação para leitura do <i>encoder</i>                    | 80 |
| Figurara 4.20 – Esquema eléctrico implementado para o circuito de controlo em malha fechada      | 81 |
| Figura 4.21 – Imagem do Acoplador Óptico 6N136 e respectivo esquema interno                      | 82 |
| Figura 4.22 – Integrado NCP5304-D da marca <i>On Semiconductor</i> e correspondente pinagem      | 82 |
| Figura 4.23 – Esquema eléctrico do circuito de interface implementado                            | 83 |
| Figura 4.24 – Placa com o circuito de interface entre circuito de controlo e andar de potência   | 84 |
| Figura 4.25 – Ponte rectificadora monofásica da marca <i>DC Components</i>                       | 86 |
| Figura 4.26 – Esquema eléctrico do rectificador monofásico a díodos mais o circuito de protecção | 86 |
| Figura 4.27 – Circuito de protecção mais ponte rectificadora implementado                        | 87 |
| Figura 4.28 – Esquema do IGBT da marca <i>Fairchild Semiconductors</i>                           | 87 |
| Figura 4.29 – Esquema do circuito inversor e respectivo <i>snubber</i> a implementar             | 89 |
| Figura 4.30 – Inversor trifásico implementado                                                    | 89 |
| Figura 4.31 – Sistema implementado                                                               | 90 |
| Figura 4.32 – Sistema completo                                                                   | 91 |
| Figura 5.1 – Diagrama de blocos implementado em malha aberta                                     | 93 |
| Figura 5.2 – Relação entre velocidade síncrona e velocidade real obtida no motor de indução      | 94 |
| Figura 5.3 – Diagrama de blocos do sistema implementado em malha fechada                         | 95 |

## **Lista de Tabelas**

|                                                                                     |    |
|-------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Tabela 3.1 – Resposta do sistema a cada uma das componentes do controlador [15] ... | 48 |
| Tabela 3.2 – Equação de cálculo para os diferentes controladores [15] .....         | 49 |
| Tabela 4.1 – Valores obtidos no ensaio em vazio.....                                | 70 |
| Tabela 4.2 – Valores obtidos no ensaio em curto-circuito.....                       | 71 |



# Capítulo 1

---

## Introdução

Nos dias que correm em que o mundo é cada vez mais competitivo e a tecnologia torna-se uma arma a favor de quem a usa, é necessário encontrar novas soluções, isto é, novos métodos e sistemas capazes de substituir o homem nas suas funções, libertando-o assim para outras. Este processo evolutivo torna-se ainda mais vantajoso quando essas funções são difíceis de executar, ora por serem demasiado complexas, ora por serem demasiado duras exigindo uma carga de trabalho realizada pelo homem por vezes desproporcional comparativamente às suas capacidades físicas podendo até ser prejudiciais para a saúde.

Os avanços que se têm vindo a dar na electrónica de potência fazem desta uma aposta de futuro em termos de desenvolvimento, como se tem vindo a verificar com a evolução e desenvolvimento ao nível dos accionamentos electrónicos e mais recentemente com o “*boom*” das energias renováveis. Torna-se por isso uma área bastante atractiva e de interesse reforçado.

### 1.1 Motivações do Trabalho

A realização de uma instalação eléctrica de uma habitação pode ser dividida em três fases distintas. A primeira consiste na entubação da obra que é o processo em que se abre os rasgos nas paredes e se embutem nas mesmas os respectivos tubos. O segundo passo é a colocação dos cabos eléctricos nos tubos. Esta é a mais morosa e de difícil execução. A terceira e última fase da implementação é a colocação dos dispositivos que realizam o respectivo interface com o utilizador da habitação, ou seja, colocação de tomadas, interruptores, etc.

Para a execução da primeira e terceira fase apenas é necessário um profissional da área, sendo que não é possível realizar a segunda apenas com um electricista. Esta consiste em inserir uma guia no tubo e forçar esta a seguir pelo mesmo até sair pela

outra extremidade. Após isto prende-se os fios de cobre à respectiva guia e puxa-se este até os fios alcançarem a outra extremidade. O problema deste processo é que devido as características dos fios de cobre é necessário ter alguém em ambas as extremidades, um electricista a empurrar os cabos e outro a puxar a guia à qual os cabos estão agarrados.

Será então importante e vantajoso conseguir criar e implementar um sistema que consiga substituir um destes profissionais, pois para além de libertar o electricista de um trabalho bastante exigente a nível físico torna possível a realização completa da instalação apenas por um profissional da área, reduzindo assim os encargos finais tanto para a empresa realizadora da instalação como para o cliente.

O trabalho realizado pelo operário que puxa o cabo pode ser substituído por uma máquina, mais especificamente por um motor. O problema deste processo é que a força necessária pode variar de forma brusca. Esta variação pode resultar de diversos factores, número de fios que têm de passar pelo tubo, comprimento do tubo, inclinação, e talvez o mais importante, número de curvas que este faz, desde uma extremidade até à outra.

Em termos de velocidade, o motor terá de rodar a uma velocidade muito baixa pois está condicionado à velocidade com que o electricista guia os cabos na outra extremidade, estes têm de ser esticados para facilitar a sua introdução no tubo e dado que vêm em bobines, esticá-los é um processo realizado no momento em que são introduzidos nos tubos.

Como se pode perceber o sistema desenvolvido tem que garantir dois factores muito importantes, baixas velocidades e binário elevado.

Pretende-se então saindo da rede eléctrica, que é de frequência e amplitude fixa criar um sistema capaz de alimentar uma carga de amplitude e frequência variáveis.

## 1.2 Objectivos do Trabalho

Este trabalho compreende os seguintes objectivos:

Estudo de conversores de frequência para motores de indução trifásicos, métodos de controlo e técnicas usadas na comutação dos semicondutores de potência.

Simulação de um conversor de frequência trifásico baseado em controlo escalar garantindo  $U/f$  constante para accionamento de motores de indução.

Implementação de um sistema baseado em controlo escalar do tipo  $U/f$  constante para comando do motor de indução e respectivas interfaces com o conversor de frequência.

## 1.3 Estrutura da Tese

Esta tese de Dissertação encontra-se dividida em 6 capítulos.

No capítulo 1 referem-se as motivações que levam à execução deste trabalho, assim como os objectivos delineados para que a realização do mesmo seja executada com sucesso. É também definida a sua estrutura.

No capítulo 2 será elaborado um estudo teórico sobre conversores de frequência, sobre motores de indução e métodos de variar a velocidade nestes. Será feita uma análise aos métodos de controlo dos conversores, assim como às técnicas existentes para a comutação dos semicondutores de potência. Por último será feita um estudo sobre o estado de arte.

No capítulo 3 será apresentada a simulação computacional deste trabalho, respectivo diagrama de blocos, execução da simulação, respectivas explicações sobre as decisões tomadas na selecção dos blocos constituintes e os resultados obtidos em simulação.

No capítulo 4 será apresentada e explicada, passo a passo a implementação do sistema desenvolvido em ambiente laboratorial.

No capítulo 5 serão apresentados e analisados os resultados obtidos.

No capítulo 6 serão apresentadas as conclusões do trabalho, uma análise global do trabalho bem como propostas futuras que visam o melhoramento do mesmo.





## Capítulo 2

---

# Conversores de Frequência para Motores de Indução

## 2.1 Introdução

Neste capítulo faz-se um estudo teórico sobre métodos de variação da velocidade em motores de indução, conversores de frequência, seu princípio de funcionamento, características e constituição. Serão apresentados vários métodos de controlo do conversor de frequência com principal incidência sobre os métodos, escalar e vectorial. Serão abordadas as técnicas de comutação dos semicondutores de potência. Serão também apresentados conversores existentes e analisadas as suas principais diferenças.

Como a implementação do conversor de frequência aqui explicitada tem por objectivo controlar um motor de indução trifásico, começa-se a análise teórica sobre este. Em seguida estudam-se os vários métodos de variação da velocidade através do controlo das variáveis presentes no motor.

## 2.2 O Motor de Indução

O motor de indução, também conhecido como máquina assíncrona é a máquina rotativa mais usada de todos os motores eléctricos. O nome motor de indução surge do facto do sistema induzido ou rotor não ser alimentado por nenhuma fonte de energia externa, mas por ser percorrido apenas pelas correntes induzidas nele pelo campo girante produzido pelo indutor ou estator. Este é também conhecido como máquina assíncrona pois a sua velocidade não está rigidamente ligada à velocidade do campo

girante indutor [7]. A energia eléctrica é transmitida dum sistema fixo para um sistema móvel, ou vice-versa apenas devido a fenómenos de indução mútua.

O motor polifásico de indução foi inventado em 1885 quase simultaneamente por Galileo Ferraris e Nikola Tesla.

É actualmente o motor mais utilizado na indústria devido ao seu baixo preço e elevada robustez, tendo baixas necessidades de manutenção e garantindo um bom factor de potência caso a sua selecção seja adequada. Estes factos fazem do motor de indução uma opção viável e vantajosa relativamente aos outros motores.

Este motor tem uma aplicação em larga escala na indústria mas não só, também no uso doméstico este tem grande utilidade dada a sua enorme robustez, preço reduzido, arranque relativamente fácil. Além disso não possui anéis (motor de gaiola de esquilo) que são peças delicadas, caras e que exige frequente manutenção. Por norma é utilizado o motor de indução monofásico para baixas potências, isto é, até 1 ou 2kW, sendo o polifásico usado para potências superiores.



Figura 2.1 – Motor de Indução [34]

O motor de indução toma um papel cada vez mais importante na indústria dos nossos dias podendo mesmo referir-se que, associado aos conversores electrónicos de frequência e tensão variáveis, como por exemplo variadores de velocidade, estes tendem a assumir um papel fundamental e quase exclusivo nos accionamentos eléctricos.

## 2.2.1 Constituição e Princípio de Funcionamento do Motor de Indução

O motor de indução tem uma constituição relativamente simples quando comparado com outros motores. Duas partes essenciais: estator e rotor.

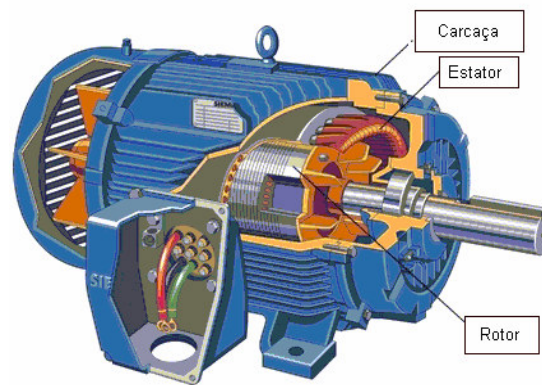


Figura 2.2 – Constituição básica do motor de indução [2]

Este caracteriza-se por possuir um estator, que é um circuito magnético constituído por chapas ferromagnéticas empilhadas e isoladas entre si, neste existem ranhuras pelas quais irão passar os enrolamentos do estator, estes enrolamentos não são nada mais, nada menos que bobinas. Fazendo uma analogia com um transformador, pode-se dizer que o estator será o primário e o rotor funciona como secundário.

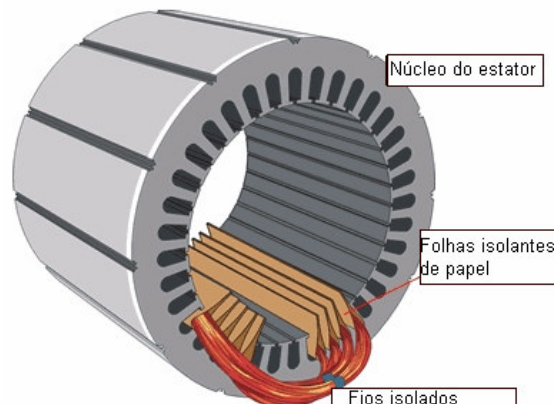


Figura 2.3 – Constituição de estator [2]

O rotor é constituído por um núcleo ferromagnético, laminado sobre o qual existem enrolamentos ou condutores paralelos pelos quais irão circular as correntes induzidas pelo estator, cravado a si possui um veio por onde transmite energia mecânica à carga. De salientar ainda que entre rotor e estator existe uma zona chamada entreferro, esta terá de ser de dimensões bastantes reduzidas para assim evitar correntes em vazio e consequentes perdas e também para aumentar o factor de potência em vazio.

O motor de indução pode ter rotores de vários tipos. Rotor em gaiola de esquilo, este é constituído por um núcleo de chapas ferromagnéticas isoladas entre si, sobre o qual existem umas barras de alumínio que funcionam como condutores estando dispostas de forma paralela entre si e que são unidas nas suas extremidades através de dois anéis condutores também em alumínio, estes curto circuitam os condutores [20]. É o rotor mais usual. O motor de indução com rotor em gaiola de esquilo comparativamente ao motor de indução com rotor bobinado possui a vantagem de ter uma construção mais rápida, mais prática e barata. É um motor robusto, de rápida produção e de fácil ligação à rede. Normalmente as barras condutoras da gaiola são colocadas com uma certa inclinação de modo a evitar trepidações e ruídos provenientes da acção electromagnética entre os dentes das cavas do rotor e do estator.

A principal desvantagem deste tipo de rotor prende-se com o facto de o binário de arranque ser reduzido comparativamente à corrente absorvida pelo estator.

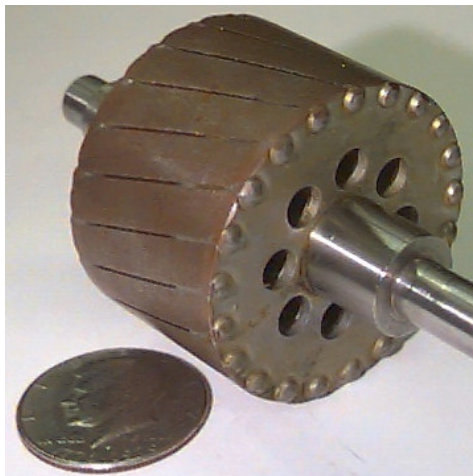


Figura 2.4 – Rotor em gaiola de esquilo [33]

O motor de indução com rotor bobinado apenas difere relativamente ao motor de indução em gaiola de esquilo no rotor, tal como o próprio nome indica. O rotor deste é constituído por um núcleo ferromagnético laminado sobre o qual são inseridos os enrolamentos. Os terminais destes enrolamentos são ligados a anéis colectores e estes posteriormente a um reóstato de arranque através de escovas [7]. Deste modo os enrolamentos do rotor ficam em circuito fechado. A função do reóstato de arranque é de diminuir as correntes de arranque e aumentar.

À medida que o motor aumenta a sua velocidade, a resistência do reóstato vai sendo diminuída progressivamente até ser nula ficando assim curto-circuitada, isto dá-se quando o motor passa a operar em regime nominal. Como se pode perceber, quando opera em regime nominal o comportamento deste rotor é idêntico ao comportamento do rotor em gaiola de esquilo.

O motor com rotor bobinado é essencialmente utilizado para potências muito elevadas devido a garantir correntes menores aquando do seu arranque. Também se destaca por ser usado normalmente quando as velocidades de serviço são variáveis, ao contrário do motor com rotor em gaiola de esquilo que é um motor usado essencialmente para velocidades constantes.

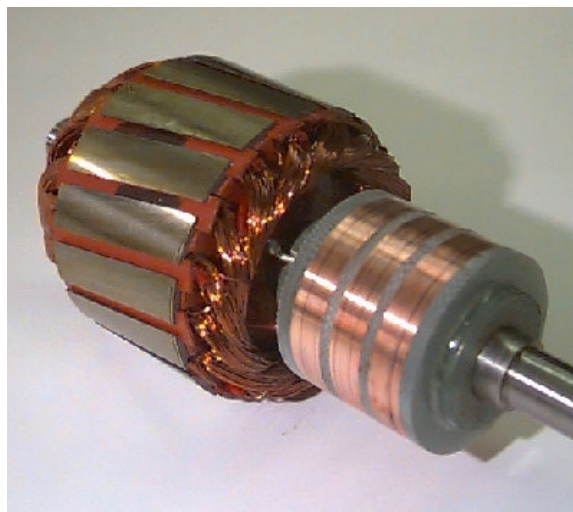


Figura 2.5 – Rotor bobinado [33]

O motor de indução, monofásico ou polifásico é alimentado externamente pelos enrolamentos do estator, e a partir do momento em que estes são percorridos por uma corrente é criado um campo magnético girante no estator e por consequência, no rotor

surge uma força electromotriz induzida, esta deve-se ao fluxo magnético variável que atravessa o rotor. Esta força electromotriz induzida irá dar origem a correntes induzidas no rotor que se opõem à causa que lhes deu origem, criando assim o movimento giratório no rotor [20].

Através do que foi descrito antes pode-se afirmar que o princípio de funcionamento do motor de indução se baseia em duas leis do electromagnetismo, a Lei de Faraday e a Lei de Lenz, esta última afirma que “O sentido da corrente induzida é tal que esta, pelas suas acções magnéticas tende sempre a opor-se à causa que lhe deu origem.” A Lei de Faraday diz-nos que “Sempre que através da superfície abraçada por um circuito tiver lugar uma variação do fluxo, será gerada nesse circuito uma força electromotriz induzida. Se o circuito é fechado será sempre percorrido por uma corrente induzida.”.

O motor eléctrico converte potência eléctrica em potência mecânica mais as consequentes perdas que se dão no processo. Estas perdas podem ser quantificadas através do cálculo do rendimento do motor eléctrico.

$$\eta = \frac{P_{mec}}{P_{ele}} (\%) \quad (2.1)$$

Onde:

|           |                    |
|-----------|--------------------|
| $\eta$    | Rendimento         |
| $P_{mec}$ | Potência mecânica  |
| $P_{ele}$ | Potência Eléctrica |

A potência mecânica traduz-se basicamente, no binário que é gerado no veio do rotor pelo motor, a uma determinada velocidade. O binário é consequência directa do efeito que é originado pela indução magnética do estator em interacção com a indução magnética do rotor.

A equação 2.2 mostra isso mesmo.

$$T = K \times Best \times Brot \times \sin \alpha \text{ (N.m)} \quad (2.2)$$

Onde:

|               |                                                                    |
|---------------|--------------------------------------------------------------------|
| $T$           | Binário                                                            |
| $K$           | Constante                                                          |
| $Best$        | Indução magnética do estator                                       |
| $Brot$        | Indução magnética do rotor                                         |
| $\sin \alpha$ | Ângulo entre campo magnético do estator e campo magnético do rotor |

A velocidade do motor de indução é determinada pela frequência de alimentação das tensões do estator e pelo número de pares de pólos existentes no motor. No motor de indução, o campo girante roda à velocidade síncrona. Esta velocidade obtém-se a partir da seguinte equação.

$$Ns = (60 \times f) / p \text{ (rpm)} \quad (2.3)$$

Onde:

|      |                           |
|------|---------------------------|
| $Ns$ | Velocidade de sincronismo |
| $f$  | Frequência de alimentação |
| $p$  | Pares de pólos            |

Porém o rotor nunca atinge esta velocidade, denominada de velocidade de sincronismo ficando a girar a uma velocidade sempre inferior, daí também se dar o nome de motor assíncrono ao motor de indução. A esta diferença de velocidades entre a velocidade de sincronismo e a velocidade do rotor dá-se o nome de deslizamento relativo e este é calculado através da seguinte equação.

$$s = (Ns - N) / Ns \quad (2.4)$$

Onde:

|      |                           |
|------|---------------------------|
| $s$  | Deslizamento relativo     |
| $Ns$ | Velocidade de sincronismo |
| $N$  | Velocidade do rotor       |

Na Figura 2.6 são apresentados alguns gráficos que caracterizam os fenómenos que ocorrem no motor de indução.

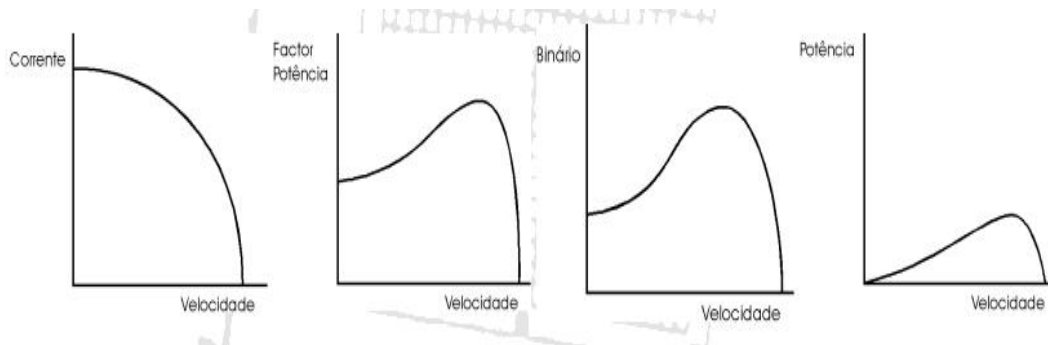


Figura 2.6 – Gráficos tipo do comportamento do motor de indução [34]

As perdas que podem ocorrer neste motor dividem-se em 4 tipos.

- Perdas eléctricas, são do tipo  $RI^2$  e caracterizam-se por aumentarem de forma aproximadamente proporcional ao quadrado do aumento de carga no motor. Estas perdas, também conhecidas como perdas por efeito de joule podem ser diminuídas com o aumento de secção dos condutores do estator e dos condutores do rotor.
- Perdas magnéticas, ocorrem nas lâminas de ferro tanto do estator como do rotor. Devem-se ao efeito de histerese e às correntes de Foucault e podem variar consoante a densidade do fluxo e a frequência. Para se diminuir o seu efeito pode-se aumentar as secções de ferro no estator e rotor, usar lâminas delgadas e usar melhores materiais magnéticos.
- Perdas mecânicas, devem-se à ventilação e oposição do ar e também à fricção dos rolamentos. Estas podem ser reduzidas através de um aperfeiçoamento do sistema de ventilação e do uso de rolamentos de baixa fricção.
- Perdas parasitas (*stray losses*), devem-se a distribuição de corrente de forma não uniforme e mau dimensionamento a nível mecânico. Estas podem ser reduzidas através do aperfeiçoamento e optimização do projecto do motor e também através de um processo de fabrico mais cuidadoso.



A Figura 2.7 apresenta a distribuição destas perdas antes mencionadas, as perdas parasitas não estão incluídas devido a terem um valor insignificante, face às restantes.

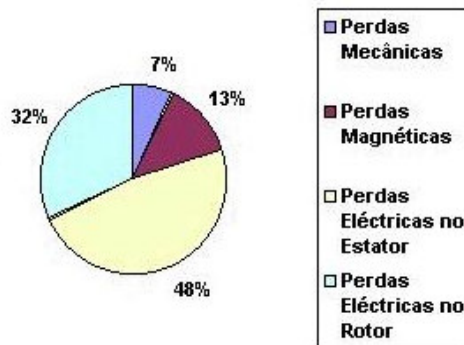


Figura 2.7 – Distribuição das perdas no motor de indução [34]

Por último relativamente ao motor de indução trifásico é apresentado o seu circuito equivalente por fase [18].

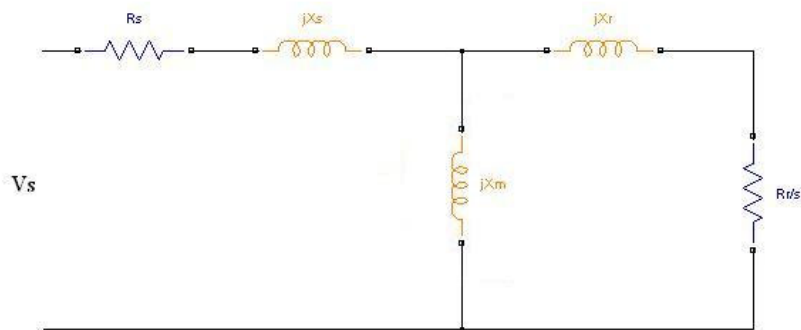


Figura 2.8 – Circuito equivalente do motor de indução por fase

Onde.

- $R_s$  Resistência de um enrolamento de uma fase do estator.
- $jX_s$  Reactância de dispersão de uma das fases do estator.
- $jX_m$  Reactância de magnetização vista do estator.
- $jX_r$  Reactância de dispersão do rotor vista pelo estator.
- $R'_{r/s}$  Resistência efectiva do rotor vista pelo estator (depende do deslizamento).

## 2.3 Variação da Velocidade em Motores de Indução

O problema e a necessidade de conseguir variações de velocidades em motores na sua generalidade e nos motores de indução em particular é algo que não é novo, sendo que é alvo de estudo desde há vários anos. Sempre se procuraram técnicas para que tal seja possível, sendo que um bom controlo terá de implicar obrigatoriamente um melhor desempenho e maior eficácia do motor.

Quando se trata de variar a velocidade dum motor de indução pode-se consegui-lo através do controlo de algumas grandezas presentes no motor. Estas podem-se dividir em duas categorias, isto devido ao facto de actuarem em diferentes partes do motor, estator e rotor. No rotor pode-se variar a sua velocidade através da variação da sua resistência rotórica. Este não será alvo de estudo pois apenas é possível para motores de indução com rotor bobinado. No que diz respeito ao estator os processos mais comuns são o controlo de tensão, frequência de alimentação, tensão e frequência de alimentação e ainda da corrente.

Em seguida analisam-se cada um destes casos.

### 2.3.1. Variação da Velocidade do Motor de Indução através da Tensão do Estator

Como já foi referido uma das formas de variar a velocidade do motor de indução é variando a sua tensão de alimentação, como se pode ver na equação 2.5, o binário do motor de indução é proporcional ao quadrado da tensão.

$$T = \frac{3RrV_s^2}{s \times N_s \times \left[ \left( R_s + \frac{Rr}{s} \right)^2 + (X_s + X_r)^2 \right]} \quad (2.5)$$

Onde:

|       |                                    |
|-------|------------------------------------|
| $T$   | Binário                            |
| $R_r$ | Resistência do rotor               |
| $s$   | Deslizamento                       |
| $N_s$ | Velocidade síncrona                |
| $R_s$ | Resistência do estator             |
| $X_s$ | Reactância de dispersão do estator |
| $X_r$ | Reactância de dispersão do rotor   |

Assim para o um dado binário a diminuição da tensão de alimentação ira resultar num aumento do deslizamento e conseqüentemente numa diminuição da velocidade, isto deve-se ao facto de a diminuição da tensão originar uma diminuição do fluxo no entreferro e do binário.

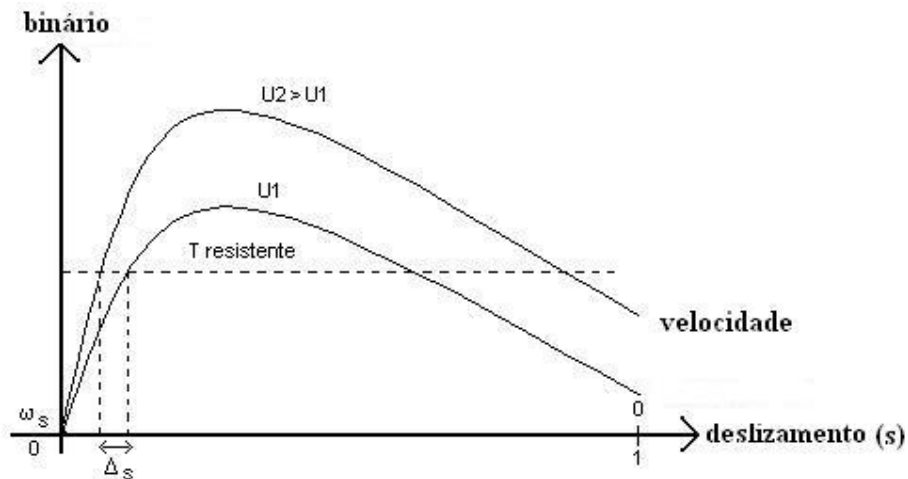


Figura 2.9 – Relação entre binário e deslizamento para tensões de alimentação diferentes [20]

Este tipo de controlo não é adequado para situações em que se requer um binário constante sendo aplicado em casos onde o binário de arranque tem de ser baixo e o modo de operação é realizado numa faixa de velocidades baixa com deslizamento elevado.

## 2.3.2 Variação da Velocidade do Motor de Indução através da Frequência

Como se pode observar na equação 2.5 é possível variar o binário e a velocidade do motor através da frequência de alimentação.

Quando tensão e frequência estão nos seus valores nominais, o fluxo do entreferro do motor também o está. Caso seja mantida a tensão e diminuída a frequência o fluxo do entreferro irá aumentar o que irá originar a saturação do motor e consequente alteração nos parâmetros do motor e da sua característica binário-velocidade. Se a frequência for aumentada acima do seu valor nominal, o fluxo do entreferro assim como o binário irão diminuir.

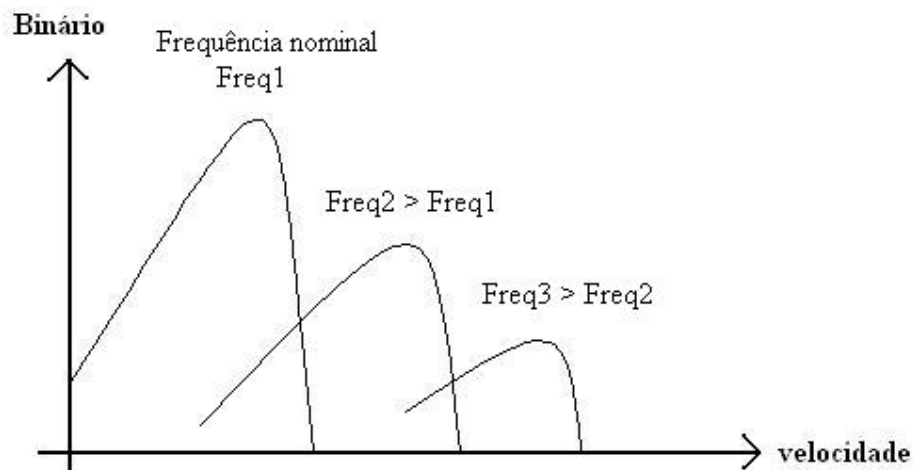


Figura 2.10 – Comportamento do binário a diferentes frequências de alimentação [20]

A Figura 2.10 mostra as diferentes curvas binário-velocidade para várias frequências de alimentação acima da frequência que garante a velocidade nominal do motor. O binário deve ser limitado ao seu valor nominal. Aumentando-se a frequência consegue-se um aumento da velocidade, mas este fenómeno acontece graças à perda de binário.

### 2.3.3 Efeito da Variação da Carga

### Aplicada ao Motor de Indução na

### Corrente do Estator

A variação da carga no motor de indução pode ser compensada através da variação de corrente. No entanto apenas é possível variar a corrente do estator (de entrada) pois é a única que se pode controlar de forma directa.

Na Figura 2.11 mostram-se as curvas características binário-velocidade com vários valores de corrente de entrada. Note-se que quanto maior a corrente do estator maior é o binário produzido.

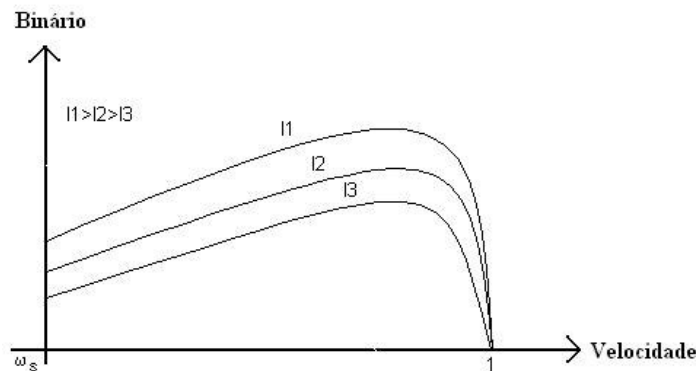


Figura 2.11 – Variação da característica binário-velocidade através da variação da corrente do estator [20]

No arranque do motor ( $s=1$ ) o valor  $R_r/s$  é mínimo, de modo que a corrente que flui pela indutância de magnetização é pequena produzindo assim um baixo fluxo e consequentemente um pequeno binário. À medida que o motor aumenta a sua velocidade, diminui o deslizamento aumentando assim a sua corrente de magnetização, o fluxo e o binário no sentido da saturação do material ferromagnético. Para que a saturação seja evitada o motor é accionado normalmente na região instável da curva binário-velocidade. Isto só é possível através de um inversor de corrente que fornece corrente de valor eficaz constante a operar em malha fechada com controlo sobre a tensão para que assim se impeça a sua saturação.

### 2.3.4 Variação da Velocidade do Motor de Indução através da Tensão do Estator e da Frequência

Se a relação entre tensão do estator e a frequência for mantida constante, o fluxo no entreferro não se altera, o que irá originar a que também o binário não se altere.

A Figura 2.12 mostra a relação entre binário e velocidade para frequências e tensões do estator variáveis e com razão constante entre si. Este princípio apenas se aplica para frequências abaixo da nominal pois acima a relação deixa de ser mantida devido à perda de binário, esta é conhecida como zona de potência constante.

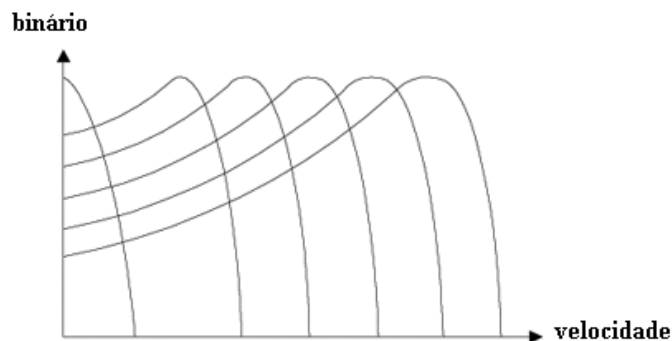


Figura 2.12 – Característica binário-velocidade para frequência e tensão de alimentação variáveis e relação constante entre si [20]

Este método de controlo aplica-se quando se quer o motor a rodar a uma velocidade menor que a velocidade nominal.

Por outro lado, diminuindo a frequência em demasia diminui-se também o fluxo do entreferro devido à queda de tensão que se dá na impedância série do estator, isto provoca uma redução na tensão aplicada sobre a reactância de magnetização. Para que se consiga manter o fluxo constante e consequentemente o binário, eleva-se a tensão alterando assim a razão entre tensão e frequência.

Este tipo de controlo será o aplicado no presente trabalho pois mostra ser o mais apropriado para a aplicação em causa sendo mais aprofundado no seguinte subcapítulo.

## 2.4 Conversores de Frequência

Um conversor de frequência tem como função colocar na sua saída uma tensão de amplitude e frequência variáveis tendo na sua entrada uma tensão de amplitude e frequência fixas.

Graças ao avanço da electrónica de potência associado ao desenvolvimento na área dos microprocessadores consegue-se nos dias de hoje substituir variados sistemas, como por exemplo sistemas de controlo de fluxo com válvulas (bombas), *dampers* (ventiladores) e outros, ou seja, sistemas que incluam um motor assíncrono a rodar a velocidade variável. O uso de conversores de frequência torna-se assim bastante útil pois permite um funcionamento normal com menos perdas.

Outra vantagem do uso de conversores de frequência é a redução nos custos de manutenção ao nível do motor devido às suas características, pois permite arranques suaves, evitando assim danos em correntes ou rodas dentadas, peças que normalmente se danificam através de arranques bruscos ou solavancos.

Para se perceber o seu funcionamento será feita primeiro uma explicitação dos seus elementos constituintes para que assim se tenha uma melhor percepção do que é um conversor de frequência (figura 2.13).

O conversor de frequência é ligado à rede eléctrica podendo esta ser monofásica ou trifásica, e na sua saída estará uma carga (motor de indução) que necessita de ser alimentado a frequências e tensões diferentes. Para tal a tensão alternada e de frequência fixa da rede eléctrica é rectificada através dum rectificador de tensão, monofásico ou trifásico, sendo que este é o primeiro estágio do andar de potência. Na sua saída tem, normalmente um condensador cujo objectivo passa por diminuir o *ripple* para tornar a saída o mais constante possível. O segundo estágio do andar de potência é constituído por um inversor que tem como função realizar o inverso, ou seja, transformar a tensão que agora é contínua numa tensão alternada monofásica ou trifásica de amplitude e frequência variáveis.

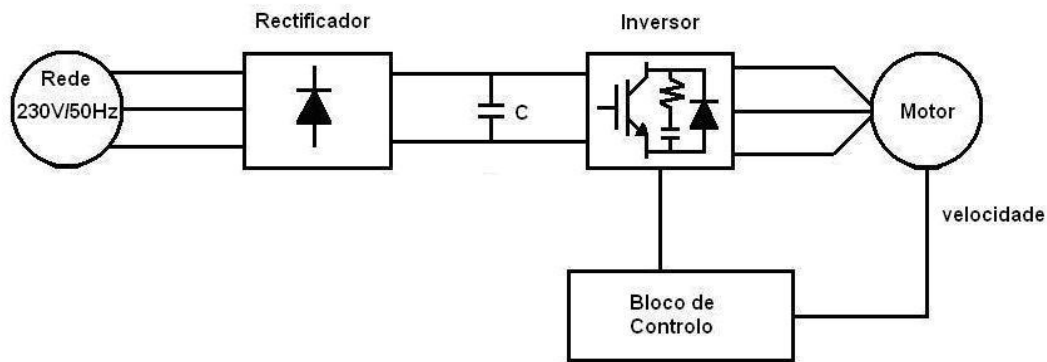


Figura 2.13 – Diagrama de blocos de um conversor de frequência trifásico

O bloco de controlo é um estágio diferente do andar de potência e isolado deste. É o bloco onde é implementado o controlo e comando dos impulsos para dar aos semicondutores de potência do inversor. É através deste controlo que se garante frequência e amplitude variável na tensão de saída do inversor assim como correcção de erros e realimentação do sistema.

Existem alguns tipos de conversores de frequência, dependendo da carga e daquilo que se pretende controlar pode aumentar ou diminuir a complexidade do algoritmo de controlo deste sendo que a sua estrutura física se mantém.

## 2.4.1 Conversor de Frequência Baseado no Controlo Escalar com Característica $U/f$ constante

Um conversor estático que consegue entregar ao motor uma frequência ajustável na saída, deve também ser capaz de variar a sua tensão em função da frequência. Isto para que as condições magnéticas do motor de indução sejam mantidas. Na prática qualquer dispositivo magnético opera próximo da saturação, para que assim consiga uma máxima utilização do material. Quando a frequência de operação é reduzida deve-se reduzir a tensão aplicada na mesma proporção, caso contrário a densidade do fluxo de saturação é excedida, o que resulta em maiores perdas no ferro e correntes de magnetização em excesso [29]. Quando se aumenta a frequência de operação, deve-se aumentar a tensão em proporção para que assim seja mantida a densidade do fluxo



magnético. Para se entender este princípio é necessário perceber que a força electromagnética induzida nos enrolamentos é proporcional à variação do fluxo magnético. Isto significa que para manter constante o fluxo, a tensão aplicada deve aumentar linearmente com a frequência e por consequência a taxa tensão/frequência deve ser mantida constante para assim se cumprir o objectivo que é manter constante o fluxo electromagnético. Este método de operação é conhecido como constante  $U/f$  (Volts/Hertz).

O conversor de frequência baseado no controlo escalar é um método já considerado tradicional usado, onde atendendo à gama de velocidades envolvidas (motor de indução) este pré-definir uma tensão e frequência de saída. Através do uso deste método de controlo garante-se que a característica  $U/f$  no motor é mantida constante.

O controlo escalar típico  $U/f$  baseia-se nas características mecânicas do motor de indução em regime permanente, e assume que, tanto as tensões como as correntes do estator, são sinusóides puras.

O princípio do controlo escalar do tipo  $U/f$  diz que tensão e frequência do estator devem variar na mesma proporção para que as características do motor sejam mantidas constantes, tais como fluxo do entreferro e binário. Assim sendo esta técnica de controlo baseia-se no controlo de frequência de alimentação e tensão do estator. Um controlo escalar apenas olha ao valor da grandeza, isto é não controla o valor instantâneo das grandezas mas apenas o seu valor eficaz.

Utilizando o modelo do motor de indução em regime permanente é fácil deduzir que:

$$U / w = cte \quad (2.6)$$

$$w = 2\pi f \quad (2.7)$$

$$\text{Logo: } U / 2\pi f = cte \quad (2.8)$$

Onde:

|     |                                  |
|-----|----------------------------------|
| $U$ | Tensão de alimentação do estator |
| $w$ | Velocidade angular               |
| $f$ | Frequência de alimentação        |

Através das equações anteriores pode-se perceber a relação entre tensão e frequência e relacionando estas equações com a equação 2.2 e 2.5 o porquê de fluxo e binário serem mantidos constante variando a tensão e a frequência na mesma razão.

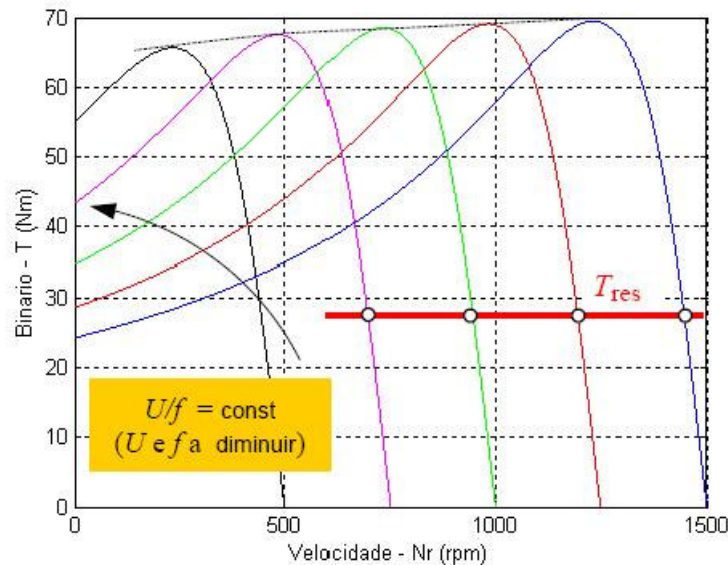


Figura 2.14 – Relação entre binário e velocidade em controlo escalar [19]

## 2.4.2 Conversor de Frequência Baseado em Controlo Vectorial

Grande parte dos métodos de controlo usados são escalares, os métodos de controlo vectoriais são usados apenas quando se quer controlar os valores instantâneos das grandezas, além disso apresentam um melhor desempenho no controlo de sistemas dinâmicos. Através do controlo vectorial pode-se controlar de forma directa, não só a velocidade mas também o binário.

Em controlo vectorial não se controla apenas a amplitude das grandezas mas também a fase. Esta é a grande diferença entre controlo escalar e controlo vectorial.

Este controlo tem como ideia base o desacoplamento entre fluxo e binário electromagnético, fazendo com que o comportamento da máquina assíncrona se assemelhe ao de um motor de corrente contínua.

Este controlo tem como principais características a utilização de vectores espaciais cujas projecções são as variáveis trifásicas [35]. Consegue a transformação dum sistema trifásico e variável no tempo num sistema difásico e invariante no tempo e o mais importante, consegue o desacoplamento entre fluxo e binário electromagnético que são as duas grandezas essenciais do motor de indução.

Para se conseguir transformar o sistema trifásico variável no tempo num sistema difásico e invariável no tempo é necessário recorrer a duas transformadas, primeiramente a transformada de *Clarke* e em seguida a transformada de *Park*.

A transformada de *Clarke* converte o sistema trifásico num sistema de dois eixos,  $\alpha$  e  $\beta$  onde um destes eixos fica sobreposto a um dos eixos trifásicos.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Para esta transformada assume-se que o sistema é conservativo, isto é, que a soma das três tensões é igual a 0.

A transformada inversa de *Clarke* consegue que se retorne ao sistema de três eixos a,b e c a partir das coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$ .

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Na figura seguinte podemos ver em termos de representações vectoriais o processo desta transformada e como ela transforma um referencial trifásico num referencial difásico.

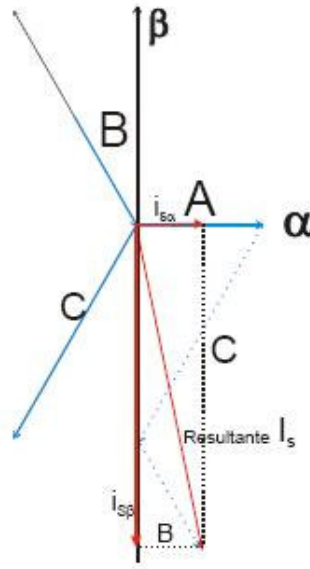


Figura 2.15 – Referencial da transformada de *Clarke* [2]

Em seguida realiza-se a transformada de *Park* e converte-se o sistema num sistema difásico e invariante no tempo. Esta transformada passa de um sistema difásico para um sistema difásico ortogonal girante a uma velocidade  $\omega$  que faz um ângulo fixo com o eixo  $\alpha$ . Esta transformada irá converter o sistema que se encontra referenciado ao estator num sistema referenciado ao rotor.

Definindo-se o eixo d como o sentido do fluxo do rotor consegue-se facilmente calcular as correntes.

Conhecendo-se a posição do fluxo pode-se considerar  $i_d$  e  $i_q$  como sendo valores contínuos.

Após a realização destas transformações passamos a ter um sistema difásico invariante no tempo num referencial difásico solidário com o rotor.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{fluxo} & \sin \theta_{fluxo} \\ -\sin \theta_{fluxo} & \cos \theta_{fluxo} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

A correspondente transformada inversa transforma as coordenadas dq em coordenadas  $\alpha\beta$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{fluxo} & -\sin \theta_{fluxo} \\ \sin \theta_{fluxo} & \cos \theta_{fluxo} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

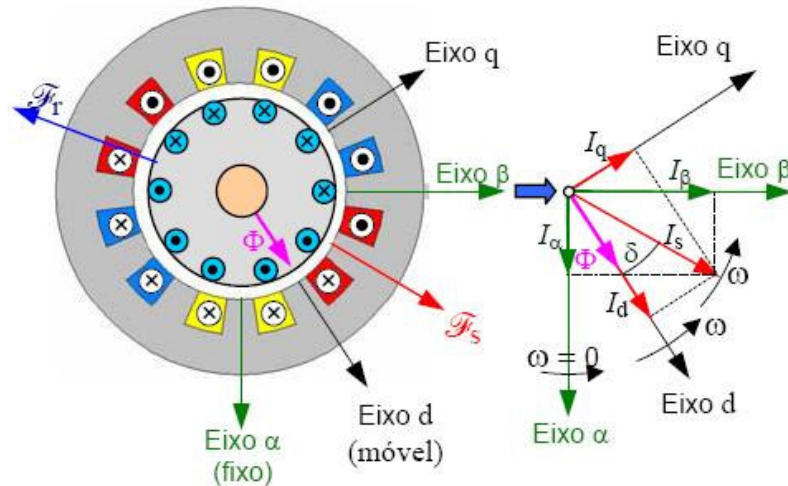


Figura 2.16 – Referencial nas coordenadas de *Park* [19]

O controlo vectorial utiliza um modelo do motor de indução num referencial tal que a ortogonalidade entre o fluxo e a componente activa da corrente é mantida.

Num sistema baseado no controlo vectorial, existem as seguintes funções a desempenhar pela estrutura:

- ➔ Medir variáveis do motor de indução, correntes e tensões.
- ➔ Transformar as variáveis trifásicas em coordenadas de duas fases,  $\alpha$  e  $\beta$  através da transformada de *Clarke*.
- ➔ Calcular o fluxo do rotor, amplitude e fase, isto é, a sua posição.
- ➔ Transformar correntes do estator através da transformada de *Park* para as coordenadas dq.
- ➔ Controlar em separado a corrente  $i_q$  (binário) e  $i_d$  (fluxo) pois produzem efeitos diferentes.
- ➔ Desacoplar as tensões do estator.
- ➔ Usar a transformada inversa de *Park* para transformar os vectores de tensão que estão em coordenadas dq para coordenadas  $\alpha\beta$ .
- ➔ Usar modulação vectorial e gerar novamente três fases de tensão.

Na figura abaixo podemos visualizar um diagrama de blocos típico para um sistema baseado em controlo vectorial e que realiza as funções acima descritas.

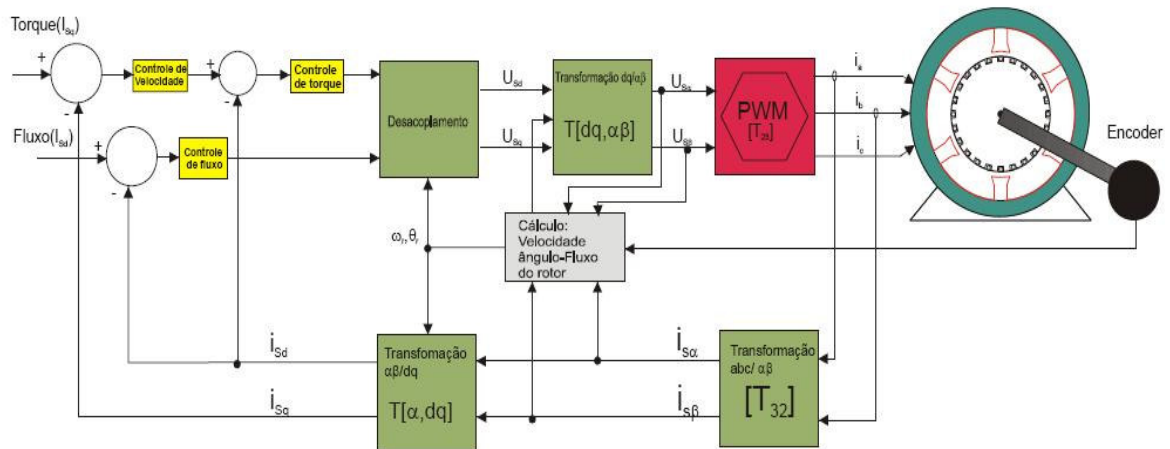


Figura 2.17 – Diagrama de blocos de um conversor de frequência baseado em controlo vectorial [2]

Em controlo vectorial existem dois métodos de obtenção das variáveis do sistema, método directo e o método indirecto. No método directo os parâmetros do sistema são obtidos através de leituras, no método indirecto estes parâmetros são estimados através dos parâmetros do motor, o que irá aumentar a complexidade do sistema através da implementação de estimadores.

Em ambiente industrial o método de controlo directo acarreta consigo vários problemas de implementação. Na prática usa-se o controlo indirecto para o controlo da velocidade do motor de indução.

## 2.5 Topologia de Inversores e Técnicas de Comutação

O motor de indução assíncrono assim como muitos outros motores funcionam em corrente alternada, como tal, a sua alimentação terá de ser obrigatoriamente feita de forma alternada. Neste contexto inserem-se os inversores. Um inversor garante a transformação de um sistema contínuo para um sistema alternado. A rede eléctrica que garante fornecimento entrega ao consumidor energia na forma alternada, porém esta tem amplitude e frequência fixa. Assim sendo, para se conseguir que na saída do sistema, ou seja, nos enrolamentos do estator do motor se tenha uma tensão de amplitude e frequência variável é necessário rectificar a tensão alternada da rede para uma tensão contínua e só depois invertê-la para alternada. Assume-se então que a entrada do inversor terá uma tensão contínua.

Este tipo de inversor, onde a sua entrada funciona como se de uma fonte de tensão se tratasse é conhecido por VSI (*Voltage Source Inverter*). É a topologia mais comum. Outro tipo de inversor também pode ser usado para alimentar motores, mas apenas são usados para motores de elevada potência, estes são conhecidos como inversores do tipo CSI (*Current Source Inverter*), como o próprio nome indica a sua entrada funciona como se de uma fonte de corrente se tratasse.

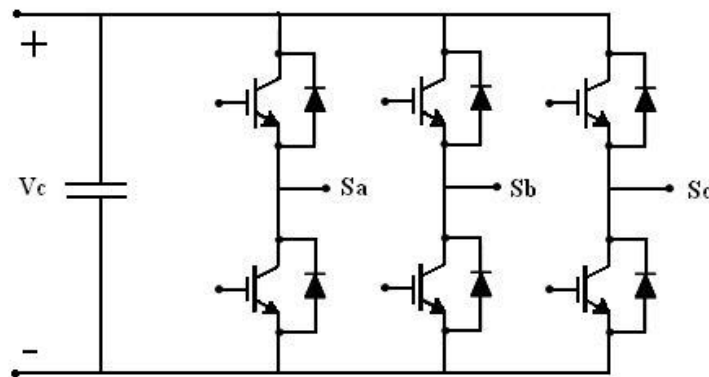


Figura 2.18 – Inversor trifásico do tipo VSI

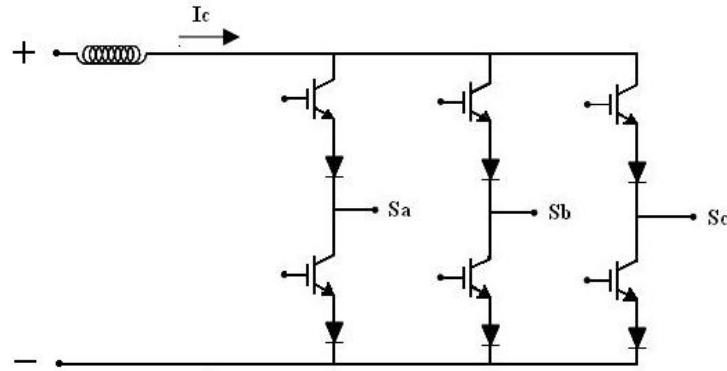


Figura 2.19 – Inversor trifásico do tipo CSI

Os inversores do tipo VSI podem ser divididos em três categorias, Inversores PWM (*Pulse-Width-Modulated*), ou inversores comandados a modelação de largura de impulso, inversores de onda quadrada e por último inversores monofásicos com cancelamento de voltagem que não serão aqui aprofundados pois são monofásicos sendo irrelevantes para o estudo em causa [1].

Nos inversores de onda quadrada a tensão proveniente do barramento CC (Corrente Contínua) é controlada para que se consiga controlar a magnitude da tensão de saída do inversor. Assim sendo o inversor apenas controla a frequência de saída. A forma de onda resultante na saída do inversor assemelha-se a uma onda quadrada, daí o nome deste tipo de inversores.

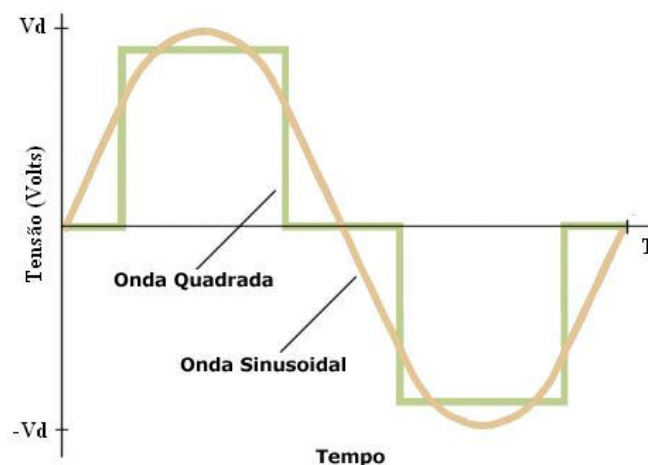


Figura 2.20 – Forma de onda na saída dum inversor de onda quadrada [40]



Os inversores do tipo PWM são os mais utilizados, este facto deve-se à sua implementação fácil e resultados eficazes, decidiu-se aprofundar mais o estudo sobre estes pois será a técnica implementada.

## 2.5.1 Inversores Trifásicos do tipo PWM

Os inversores por modelação da largura do pulso caracterizam-se por conseguir entregar na saída do inversor uma tensão sinusoidal, isto é, a saída do inversor não será propriamente uma sinusóide, esta será um conjunto de impulsos com *duty-cycle* variável, cuja sua fundamental é uma sinusóide.

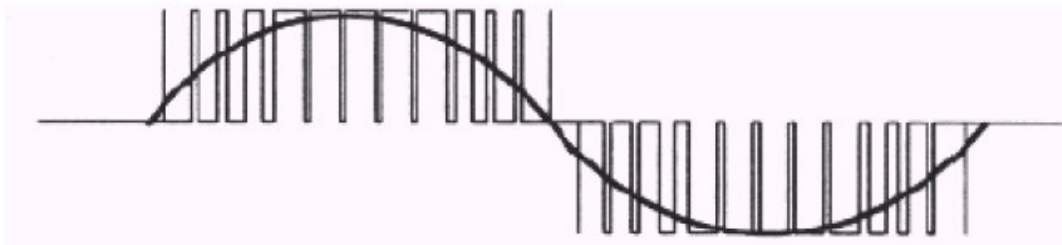


Figura 2.21 – Onda de saída do inversor do tipo PWM e sua fundamental [41]

Neste tipo de inversores tanto a sua frequência como a sua tensão podem ser controladas. Normalmente compara-se uma sinusóide chamada de sinusóide de referência com uma onda triangular. A sinusóide de referência indica a frequência da onda de saída do inversor enquanto que a frequência da onda triangular indica a frequência a que irão comutar os semicondutores de potência.

A frequência desejada na saída como já se percebeu, é obtida através da referência. A forma de obtenção da amplitude da fundamental da onda de saída será explicada para o caso de inversores trifásicos onde se pretende na saída, tensões compostas entre fases.

Comparativamente, inversores monofásicos e trifásicos pouco diferem, ou seja, a única variação existente é que em vez de existir apenas uma referência, existem três, desfasadas entre si de  $120^\circ$ .

A equação que nos dá o valor eficaz das tensões compostas na saída do inversor é a seguinte:

$$V_{fase-fase(rms)} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} \times ma \times Vd \approx 0,612 \times ma \times Vd \quad (2.13)$$

Onde:

|                      |                                                      |
|----------------------|------------------------------------------------------|
| $V_{fase-fase(rms)}$ | Valor eficaz da tensão composta de saída do inversor |
| $ma$                 | Índice de modulação                                  |
| $Vd$                 | Tensão de entrada do inversor                        |

O índice de modulação é obtido através da razão entre a amplitude da sinusóide de referência e a amplitude da onda triangular com a qual é comparada.

$$ma = \frac{\text{Amplitude da sinusoide de referência}}{\text{Amplitude da onda triangular}} \quad (2.14)$$

Na Figura 2.22 pode-se verificar todos os passos, a comparação entre a referência e a triangular, as ondas de saídas consequentes para duas fases e em seguida a tensão composta na saída entre essas duas fases.

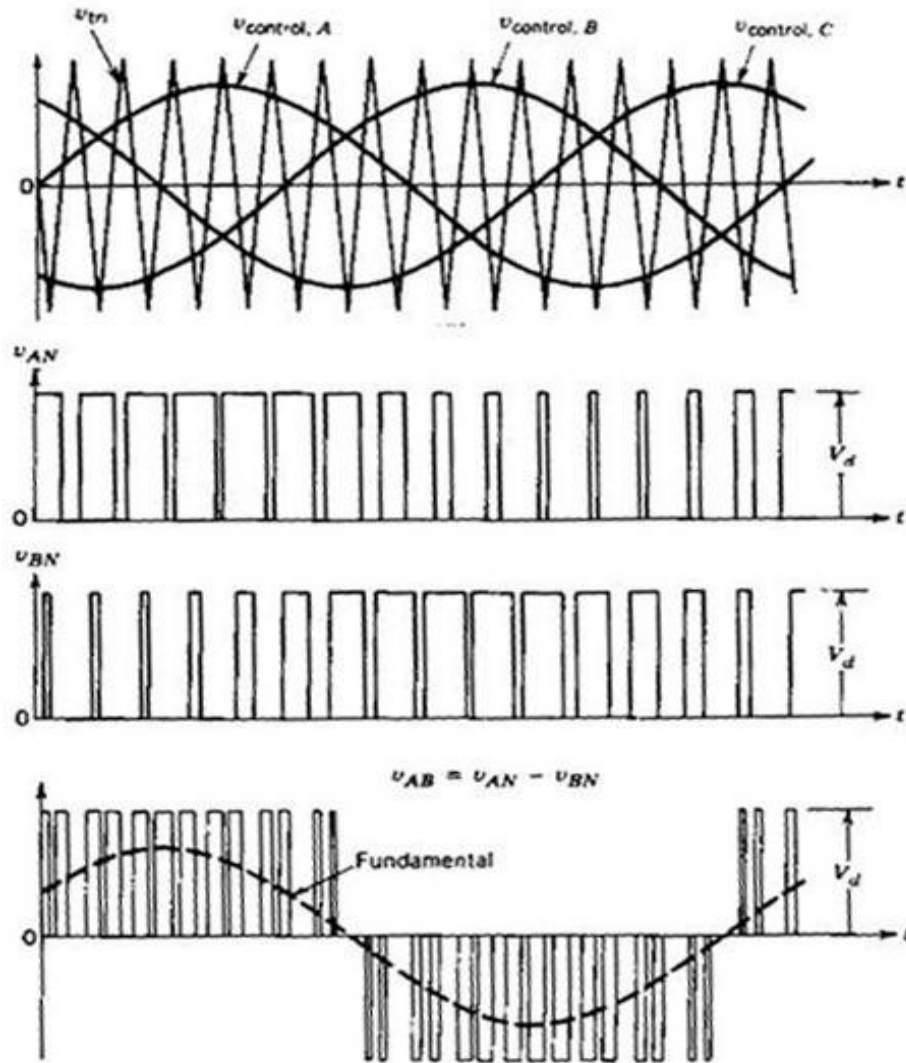


Figura 2.22 – PWM trifásico, comparação, saída simples e saída composta [1]

Na execução desta técnica diz-se que quando o índice de modulação está entre 0 e 1 o sistema opera na sua zona linear.

Vai analisar-se agora um caso especial, a operação na zona de sobre modulação.

Na zona linear a fundamental da saída aumenta proporcionalmente com o aumento do índice de modelação, o mesmo não ocorre na zona de sobre modulação. Diz-se que o sistema opera nesta zona quando o índice de modelação é superior a 1, ou seja, quando o pico da sinusóide de referência é de maior amplitude que o pico da onda triangular. Nesta zona de operação o PWM assemelha-se a um inversor de onda quadrada.

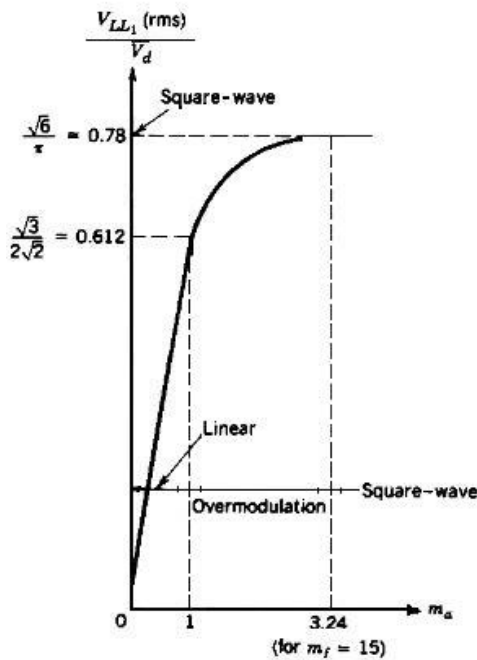


Figura 2.23 – Inversores de 3 fases, Tensão fase,fase como função do índice de modelação [1]

Como se pode ver através da Figura 2.23 o índice de modulação influencia a amplitude de tensão de saída do inversor, sendo que na região linear este aumenta de forma proporcional com a tensão de saída do inversor. No caso da sobre modulação vemos que esse aumento deixa de se dar de forma proporcional. Por outro lado, na região de sobre modulação consegue-se obter maiores amplitudes da tensão de saída.

## 2.6 Estado da Arte

No mercado existe actualmente uma vasta gama de inversores de frequência. É uma tecnologia já consolidada que permite uma certa abrangência na escolha. Os inversores existentes vão desde o simples inversor de frequência de controlo escalar com característica  $U/f$  constante até ao sofisticado controlo vectorial com controlo específico sobre fluxo e binário. Também é possível encontrar os dois tipos de controlos combinados num só conversor seleccionando o utilizador o método mais apropriado para a sua aplicação.

Algumas das marcas que fabricam conversores de frequência são a Mitsubishi Electric, Omron, Siemens, Fuji Electric, General Electrics, Hitachi entre outras.

Em quase todos a tensão de entrada varia entre os 200 e os 480 Volts. Já no que diz respeito à frequência de saída assim como à tensão encontra-se grande variedade.



Figura 2.24 – Conversor de frequência, modelo 3G3MV da marca Omron [38]

O modelo 3G3MV da marca Omron é um conversor que permite optar entre controlo vectorial e escalar, permite programar arranques suaves, tem compensação de deslizamento, compensação de binário, controlador PID (Proporcional, Integrativo e

Derivativo) incorporado para correcção do erro em malha fechada, vasta gama de velocidades e função de poupança de energia.

A Figura 2.25 mostra a diferença entre controlo escalar e vectorial neste conversor. Como se pode verificar em controlo vectorial apesar do aumento excessivo do binário a frequência de operação mantém-se.

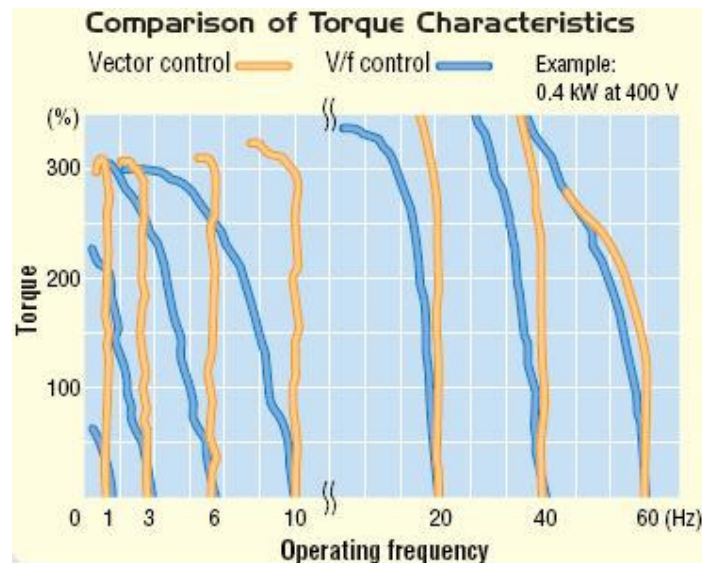


Figura 2.25 – Comparação entre controlo escalar U/f e controlo vectorial para binário elevado (acima do nominal) [38]

Para finalizar dizer que este conversor de frequência tem 13 cm de comprimento!

O conversor da Figura 2.26 é um conversor de frequência da marca Mitsubishi Electric, modelo FR-E700. Este conversor também possui a opção de controlo vectorial e escalar, tem uma potência de saída que varia desde os 400 Watts até aos 15000 Watts, uma frequência de saída que varia desde os 0,2 até aos 400 Hertz, tem uma capacidade para operar em sobrecarga até 200% durante 3 segundos, limitador de binário, controlador PID, ligação USB para conectar ao computador e programação através deste e capacidade de resposta aquando de falhas de energia, isto é desaceleração progressiva para não danificar o motor e o próprio hardware e capacidade de ligar automaticamente após o restabelecimento de energia.



Figura 2.26 – Conversor de frequência da marca Mitsubishi Electric, modelo FR-E700 [36]

Por último é apresentado um conversor de frequência da marca WEG Electric, este possui as mesmas características enunciadas para os anteriores exemplos, além disso oferece a possibilidade de programação pelo computador, assim como, a possibilidade de monitorização do comportamento do conversor. Destaca-se ainda pela fácil interface entre homem e máquina que possui.



Figura 2.27 – Conversor de frequência da marca WEG, modelo CFW 11 [37]

Resumindo, pode-se encontrar no mercado conversores de frequência com vastas gamas de frequência de saída, potência de saída, opção de escolha entre vários métodos de controlo, com realimentação através de controladores de vários tipos e com a capacidade de programação e monitorização. É uma tecnologia já segura e fiável ao nível de mercado e com provas dadas, que ganha cada vez mais força no que diz respeito ao controlo e variação da velocidade de motores eléctricos. Apenas foram referidos estes exemplos pois caracterizam a maioria dos equipamentos disponíveis no mercado.

## **2.7 Conclusões**

Após o estudo dos vários métodos de variação da velocidade optou-se pelo método de variar a frequência e tensão em simultâneo mantendo a sua razão constante. Este é o método mais apropriado pois consegue garantir um binário constante a baixas velocidades de operação. É um método para o qual o motor consegue apresentar bom factor de potência e um rendimento razoável, além disso é um método de controlo relativamente barato e fiável.

Quanto ao controlo vectorial, é um controlo mais preciso e eficiente que garante melhores resultados porém apresenta uma maior complexidade de implementação assim como custos associados. Dado o sistema que se pretende implementar não precisar de um controlo tão preciso opta-se assim pelo controlo da velocidade do motor de indução através do método escalar do tipo U/f.

Neste capítulo optou-se por aprofundar cada tema mediante a sua importância na componente prática do projecto sendo que foi dada maior relevância aos temas sujeitos a implementação nos capítulos seguintes para assim se ter uma melhor compreensão das implementações que foram realizadas.



## Capítulo 3

---

# Simulação de um Conversor de Frequência em Várias Condições de Operação

### 3.1 Introdução

Nos dias que correm as ferramentas de simulação assumem uma enorme importância devido às vantagens que acarretam.

Estas, permitem que se dimensionem sistemas e que se realizem os mais variados testes sobre os mesmos, permitindo desta forma ver as respostas sem que para tal se use componentes e dispositivos reais evitando assim que estes se danifiquem. Além desta vantagem que é evitar o uso de hardware sem saber a sua resposta de antemão torna-se relevante o facto de manter intacta a segurança do investigador. Por estas razões torna-se óbvia a escolha do uso deste tipo de ferramenta.

O objectivo destas ferramentas torna essencial que estas se aproximem da realidade, isto é, os seus blocos constituintes terão de se aproximar ao máximo do que existe na prática para que os resultados obtidos sejam válidos e úteis.

Actualmente existem várias ferramentas de simulação no que diz respeito à Electrónica de Potência e Máquinas Eléctricas tais como *Matlab/Simulink* através da *toolbox SimPower Systems*, *Pspice* e o *PSCAD (Power Systems Computer Assisted Design)*, entre outras.

Entre as ferramentas enunciadas atrás e outras mais, decidiu-se utilizar o *Matlab/Simulink* devido a um conhecimento já existente sobre a mesma que facilitou o desenvolvimento do sistema. É uma ferramenta que se caracteriza pelo seu elevado grau de resolução ao nível matemático e que contém todos os elementos e sistemas necessários à simulação a efectuar.

## 3.2 Diagrama de Blocos

Para a simulação deste projecto em *Matlab/Simulink* seguiu-se o diagrama de blocos da Figura 2.13 que serviu de apoio teórico, na qual partindo da rede eléctrica se controla o motor de indução trifásico garantindo que a característica  $U/f$  seja mantida sempre constante.

O sistema tem como partida uma fonte de tensão monofásica que tem como objectivo simular a rede eléctrica. Esta tem como valor de amplitude entre fase e neutro 230 Volts (valor eficaz) com uma frequência de 50 Hertz.

O primeiro bloco constituinte deste modelo é o rectificador monofásico de onda completa, este tem como função converter a tensão alternada da rede eléctrica numa tensão contínua para servir de barramento ao inversor de tensão. É um circuito constituído por díodos para proceder à rectificação da tensão e por um condensador ligado em paralelo na saída para diminuir o *ripple* da saída e consequentemente o *ripple* do barramento CC.

O segundo bloco é constituído por um circuito inversor CC/CA (Corrente Alternada) do tipo VSI, este é responsável pela conversão da tensão contínua que provém do rectificador numa tensão trifásica e alternada de frequência e tensão variável. Este circuito denomina-se de inversor e é constituído por IGBT's.

O bloco seguinte é o motor de indução trifásico. Alimentado a várias frequências e amplitudes define-se como objectivo que opere sempre perto do seu binário nominal, ou seja, variando a tensão e a frequência o binário do motor terá de ser mantido constante.

Por último temos o bloco de controlo a partir do qual se controla a frequência e amplitude da tensão do inversor, garantindo sempre que a característica  $U/f$  se mantém constante. Este permite ao utilizador que seleccione o valor de frequência de operação, garantindo que através desse dado o motor rodará à velocidade pretendida. Posteriormente, em malha fechada, este circuito é também responsável pelo tratamento do erro gerado pelo sistema.

### 3.3 Modelo Desenvolvido no Matlab/Simulink

Na Figura 3.1 mostra-se o modelo desenvolvido, isto é, o conversor de frequência simulado.

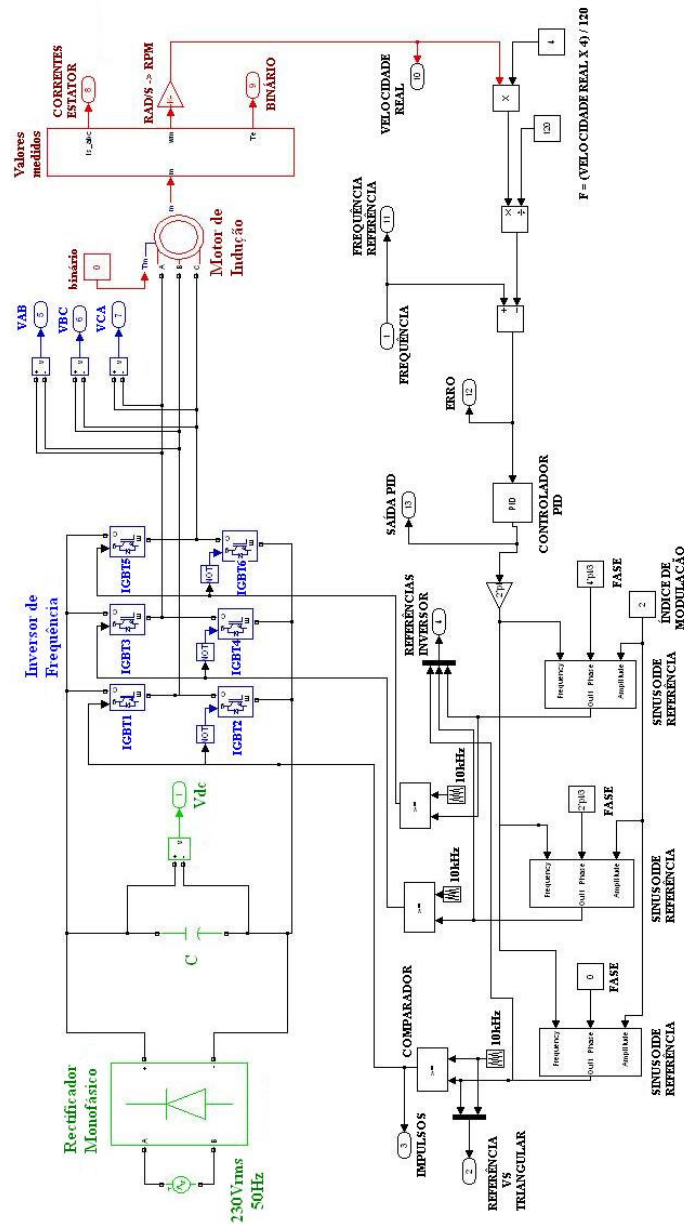


Figura 3.1 – Sistema implementado em Matlab/Simulink

### 3.3.1 Andar de Potência

O andar de potência divide-se em duas partes, a primeira é constituída por um rectificador de tensão monofásico de onda completa, rectificador este constituído por díodos com um condensador em paralelo na saída. A segunda parte é constituída por um inversor de tensão que tem como função transformar a tensão contínua proveniente do rectificador numa tensão trifásica e alternada para alimentar um motor de indução trifásico. Irão ser analisados agora cada um destes blocos pormenorizadamente.

O primeiro bloco constituinte deste trabalho assim como a primeira parte do andar de potência é um rectificador monofásico de onda completa, este irá converter a tensão trifásica da rede numa tensão contínua. Este é constituído por quatro díodos, distribuídos por 2 braços, um para a fase e outro para o neutro.

Na saída do rectificador inseriu-se um condensador, este serve para diminuir a diferença entre a tensão máxima e mínima proveniente do rectificador, com a sua inserção, esta diferença diminui mas mantém-se um *ripple*, a amplitude deste depende do valor do condensador inserido em paralelo com o rectificador e da carga.

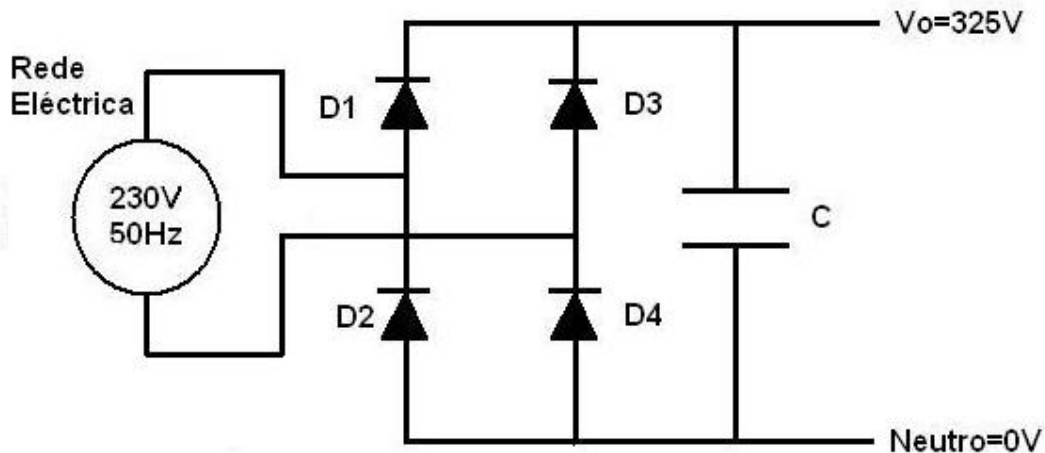


Figura 3.2 – Esquema do rectificador monofásico de onda completa a simular

O resultado obtido na saída deste bloco é uma tensão contínua cujo valor depende da tensão da entrada. No presente caso a tensão é proveniente da rede sendo o seu valor de 230 Volts de valor eficaz.

$$V_{eficaz} \times \sqrt{2} = V_{pico} \quad (3.1)$$

O valor de pico de uma sinusóide é igual ao seu valor eficaz multiplicado por raiz de dois, como se pode ver pela equação 3.1, assim sendo facilmente se percebe que o valor de pico, ou seja, a tensão continua de saída do rectificador terá um valor de 325 Volts.

Assim a saída varia entre 0 e o máximo (325 Volts), com a colocação do condensador em paralelo com a saída do rectificador diminui-se este valor pois o condensador devido às suas características, forma de descarregar lenta, evita que a saída desça até zero. Quanto maior o seu valor, menor o *ripple* de tensão na saída. De salientar ainda que o *ripple* também depende da carga.

Na simulação foi usado um condensador de 1mF, escolheu-se este valor pois garante um *ripple* quase nulo com o motor a funcionar a plena carga.

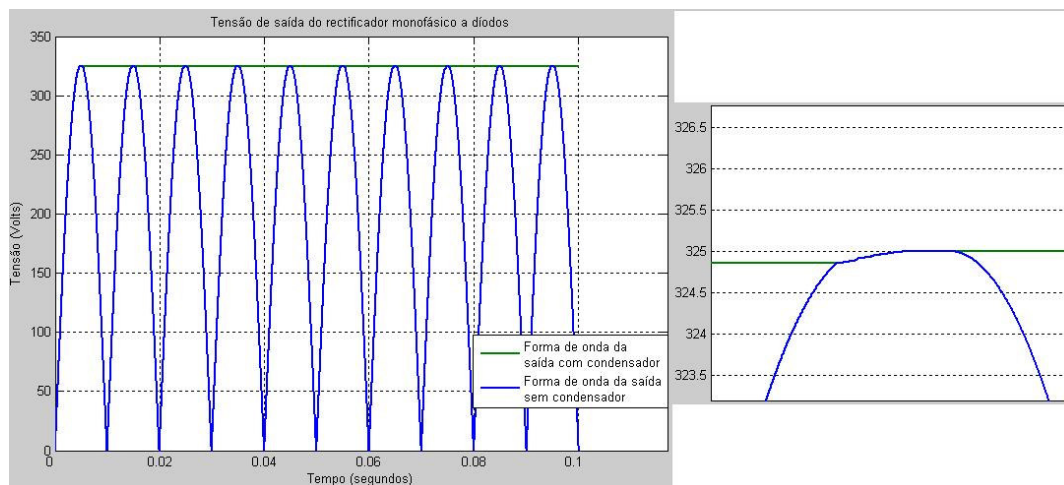


Figura 3.3 – À esquerda a forma de onda da tensão de saída sem condensador (azul) e com condensador (verde). À direita pormenor do *ripple*

Na Figura 3.4 po-de visualizar a tensão de saída sem o condensador e a tensão de saída após a inserção do condensador. Pode-se verificar através do aumento da imagem o valor do *ripple*, este é quase nulo. Como se vê pelas figuras a tensão que na entrada era alternada é contínua na saída.

O bloco seguinte é o inversor de tensão, este irá converter a tensão contínua numa tensão trifásica, sinusoidal e desfasada entre si de  $120^\circ$  com amplitude e frequência controladas. O inversor é constituído por semicondutores, que tem como objectivo comutar a frequências elevadas. Decidiu-se usar IGBT's (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) pois além da sua capacidade de comutar a elevadas frequências podem operar a potências de valor considerável.

O inversor é do tipo VSI pois na sua entrada temos uma tensão contínua que actua como se de uma fonte de tensão se tratasse. Dentro desta categoria de inversores existem vários tipos, no presente caso será implementado um inversor PWM. Esta escolha deve-se ao facto de ser o inversor de uso mais comum aliado ao facto de que o modo como é implementado permite o controlo de amplitude e frequência das ondas de saída de forma simples e eficaz. O princípio de funcionamento deste tipo de inversores foi explicado no Capítulo 2.

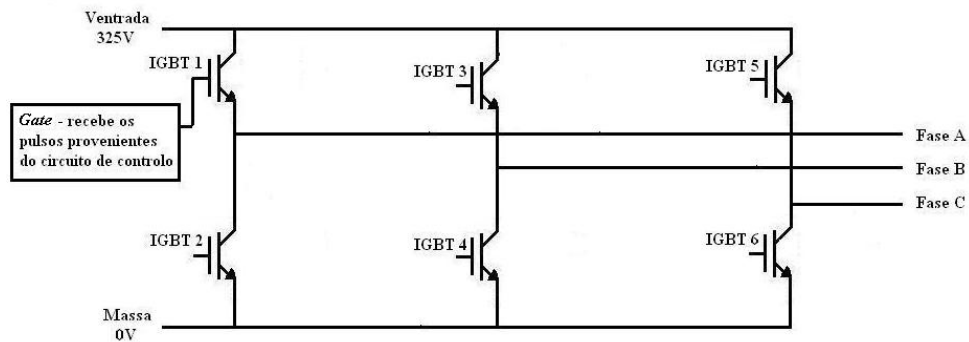


Figura 3.4 – Inversor de tensão trifásico a simular

Como se pode ver pela Figura 3.5, o inversor é constituído por três braços sendo que o ponto médio de cada braço é uma saída.

A saída do inversor é composta por três saídas, cada uma destas saídas é um conjunto de pulsos que varia entre 0 e o valor máximo da tensão do barramento, neste caso 325 Volts, estes pulsos são variáveis, ou seja, têm *duty-cycle* de valor diferente ao longo do tempo para que assim se consiga definir uma sinusóide, estas três sinusóides estão desfasadas entre si de  $120^\circ$ . Dado que a carga que o inversor irá alimentar é um motor de indução não existe necessidade de dimensionar um filtro pois os motores, devido às suas indutâncias permitem esta forma de onda como alimentação sendo que as correntes por si consumidas têm a forma quase sinusoidal.

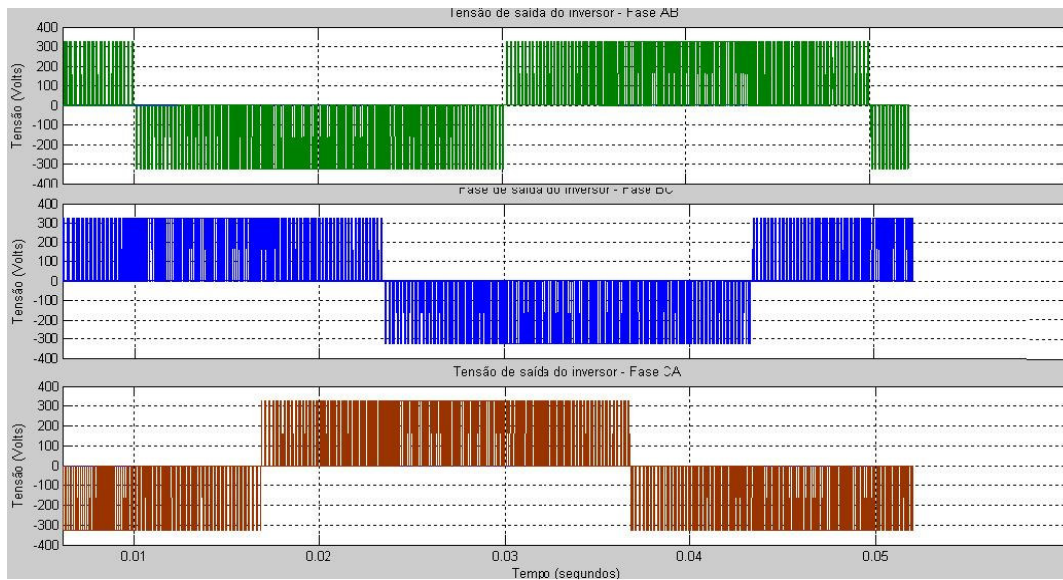


Figura 3.5 – Formas de onda da tensão de saída das 3 fases do inversor

### 3.3.2 Andar de Controlo

A parte de controlo neste trabalho pode-se dizer que é a mais importante. É nesta que se garante que a característica  $U/f$  se mantém, assim como é nesta que se trata o erro quando em malha fechada.

Este pode ser dividida em duas fases, malha aberta que é onde se garante que a característica  $U/f$  é constante e onde é o utilizador quem define a frequência de operação e malha fechada onde se corrige o erro através da implementação de um controlador PID (Proporcional, Integrativo e Derivativo).

### 3.3.2.1 Circuito de Controlo em Malha Aberta

Inicialmente, em malha aberta apenas foi necessário garantir tensão e frequência variáveis de modo a respeitar a característica U/f, para que tal seja possível é necessário criar uma estratégia de comando para os impulsos da *gate*.

O utilizador apenas selecciona a frequência de operação, ficando a cargo do circuito de controlo garantir que o motor é alimentado por essa mesma frequência com a correspondente amplitude, garantindo assim que a característica U/f é mantida constante.

A estratégia usada foi a de criar uma referência com a frequência desejada e comparar esta com uma onda triangular. A onda triangular comuta a uma frequência de 10 kHz, com amplitude variável entre -10 e 10 Volts. Ao definir a frequência de comutação da onda triangular está-se a definir também a frequência de operação dos semicondutores de potência.

Devido ao sistema ser trifásico desfasa-se esta referência em 120° para o segundo braço do inversor e em 240° para o terceiro. Para conseguir este desfasamento apenas se introduz um atraso no período de um terço para o primeiro caso e dois terços para o segundo.

A característica U/f é retirada através da placa do motor, sabendo que este foi construído e dimensionado para operar a 400V (tensão nominal) e frequência de 50 Hz facilmente se retira a razão entre tensão e frequência.

$$400V / 50Hz = 8$$

Logo sabendo que a relação entre tensão e frequência é de 8 podemos calcular o valor eficaz para cada frequência.

Para obter na saída do inversor a tensão desejada utilizam-se as equações, 2.10 e 2.11.

Após isto é possível definir-se a amplitude da sinusóide de referência e consequentemente proceder à comparação das ondas.



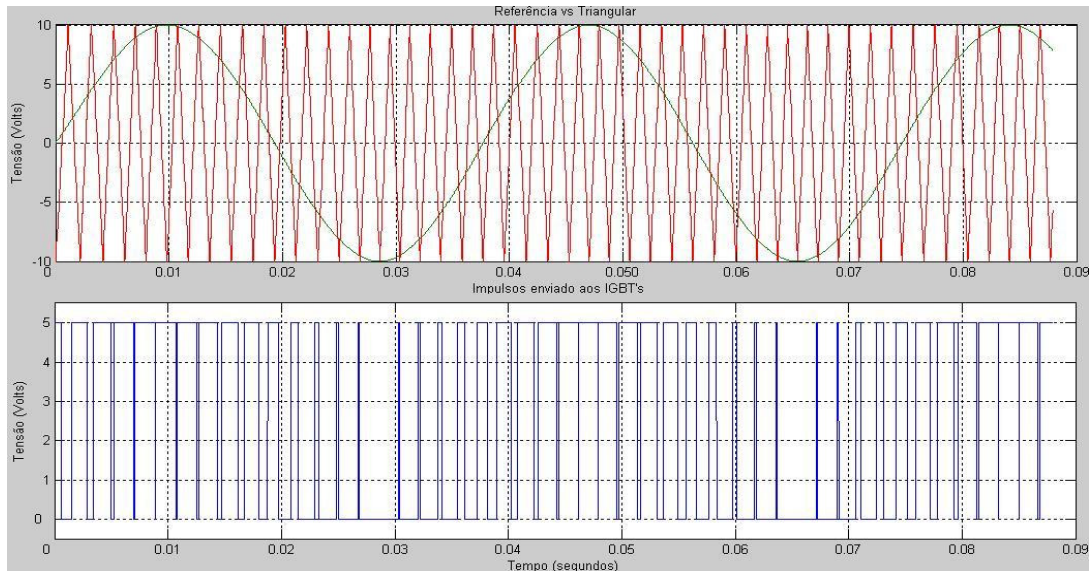


Figura 3.6 – Referência vs triangular (cima). Impulsos resultantes (baixo)

De referir que na figura anterior se diminuiu a frequência da portadora para ser mais perceptível a comparação realizada.

Como se pode verificar, a sinusóide de referência é comparada com a onda triangular sendo que o impulso enviado para o semiconductor tem a duração do espaço de tempo em que a sinusóide é maior que a onda triangular. Como se pode visualizar através do gráfico estes impulsos são variáveis ao longo do tempo.

De notar que o valor máximo de frequência que se pode alcançar neste trabalho é de 25Hertz, frequência à qual correspondem 200 Volts de valor eficaz. Este é o valor máximo pois acima deste valor o índice de modulação será maior que 1.

$$0,612 \times 325 \times im \approx 200im$$

Onde:

$im$  Índice de modulação

Para frequências superiores a 25Hertz e correspondentes tensões (garantindo U/f constante) seria necessário aplicar outras técnicas como sobre modulação, esta técnica permite que se opere na região onde o índice de modulação é superior a 1, mas acarreta problemas consigo, ou seja, operando nesta zona na saída do inversor estarão presentes mais harmónicos do que operando na região linear e mais importante ainda, a amplitude da fundamental não varia de forma linear com o índice de modulação.

Como frequência mínima de operação define-se os 5Hertz, ou seja 10% da frequência e tensão nominal, valores para os quais as indutâncias e resistências do motor já assumem demasiado relevo fazendo com que a tensão e frequência não sejam directamente proporcionais nesta gama de valores para se conseguir um binário constante.

### **3.3.2.2 Circuito de Controlo em Malha Fechada**

Em malha fechada pretende-se que o circuito de controlo corrija os erros associados à malha aberta. No presente caso a realimentação é feita através da velocidade do motor.

Para proceder a correcção do erro irá ser implementado um controlador PID. Entre as várias opções existentes optou-se por este pois é o mais completo apesar de ser o de implementação mais complexa. Dentro dos vários tipos de controlo encontra-se o Controlo Liga-Desliga (*On-Off*) que é o mais básico, o Controlo Proporcional, o Proporcional Integrativo, o Proporcional Derivativo e o já referido Controlo Proporcional, Integrativo e Derivativo.

O controlo Liga-Desliga caracteriza-se por ligar ou desligar caso a saída seja inferior ou superior à referência respectivamente.

O controlo PID (Proporcional Integrativo e Derivativo) surge como função de três componentes, a componente proporcional que visa eliminar o erro medido, este consiste num amplificador de ganho ajustável, a componente integral, que tem como objectivo eliminar o erro em regime estacionário mas torna o sistema mais lento e a componente derivativa, esta surge para compensar a componente integrativa ou seja, procura antecipar o erro tornando o sistema mais estável evitando grandes oscilações, produzindo um efeito estabilizador ao sistema.

Na Figura 3.8 mostram-se os diagramas de blocos característicos destes controladores, o tipo de erro associado e a acção implementada.

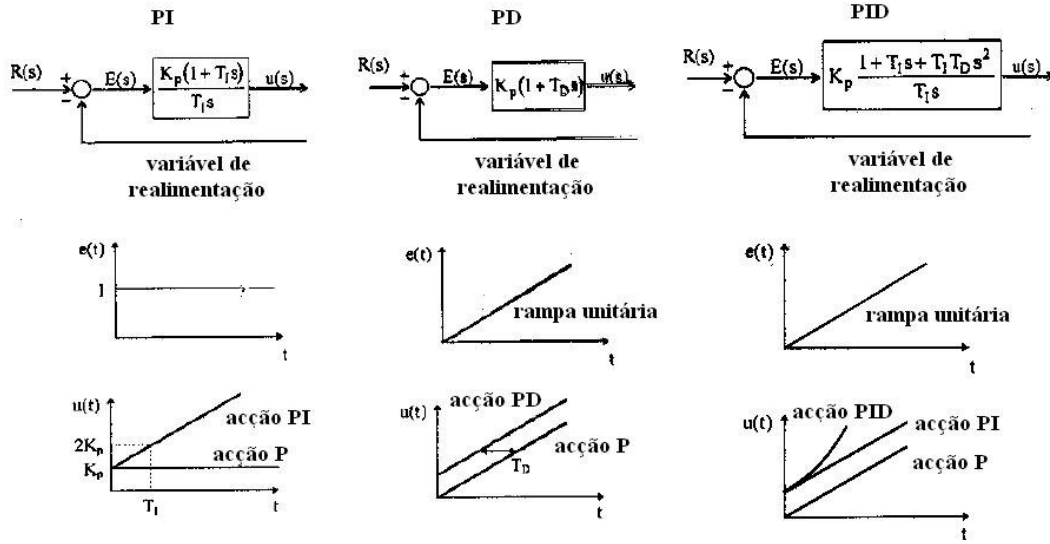


Figura 3.7 – Diagrama de blocos, gráfico do erro e acção dos controladores PI, PD e PID [41]

Analisa-se em seguida o diagrama de blocos do controlador PID. Na entrada deste está a referência (R) à qual será subtraído o resultado, ou seja, o valor proveniente da realimentação (variável de realimentação). A sua saída será o correspondente erro (E). Este será tratado pela função de transferência do controlador, onde se pode ver o ganho proporcional ( $K_p$ ), a constante de tempo de integração ( $T_i$ ) e a constante de tempo de derivação ( $T_d$ ). Neste bloco calculam-se os novos parâmetros a ser enviados para que o erro seja diminuído até ser nulo.

Em seguida é apresentada a equação do controlador PID.

$$u(t) = K_p(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt}) \xrightarrow{L} U(s) = K_p(1 + \frac{1}{T_i s} + T_D s) E(s) \quad (2.9)$$

Na tabela seguinte apresentam-se os efeitos em malha fechada da adição de cada uma das componentes.

| Resposta CF  | Tempo de Subida | Sobreelevação | Tempo de Estabelecimento | Erro Estacionário |
|--------------|-----------------|---------------|--------------------------|-------------------|
| Proporcional | Diminuição      | Aumento       | Sem alteração            | Diminuição        |
| Integral     | Diminuição      | Aumento       | Aumento                  | Elimina           |
| Derivativo   | Sem alteração   | Diminuição    | Diminuição               | Sem alteração     |

Tabela 3.1 – Resposta do sistema a cada uma das componentes do controlador [15]

Como no presente caso é bastante complexo conseguir obter a função de transferência do sistema os parâmetros serão obtidos por sintonização.

Existem vários métodos de sintonização, o usado foi o Método da Sensibilidade Limite, este consiste no ajuste da malha fechada até se obterem sinusóides de amplitude constante, baseia-se num conjunto de fórmulas para determinar os parâmetros do controlador e apenas requer dois parâmetros, o ganho crítico (ganho que garante que o processo seja minimamente estável) e o período último, este é o período correspondente ao ganho crítico.

Para a calibração do controlador segue-se o seguinte procedimento:

- 1 – Reduzir todas as acções, Proporcional, Derivativa e Integrativa ao seu mínimo.
- 2 – Iniciar o processo com ganho reduzido.
- 3 – Aumentar o ganho até se obter na saída oscilações de amplitude constante.

Após o seguimento destes passos anotar o último ganho e respectivo o período.

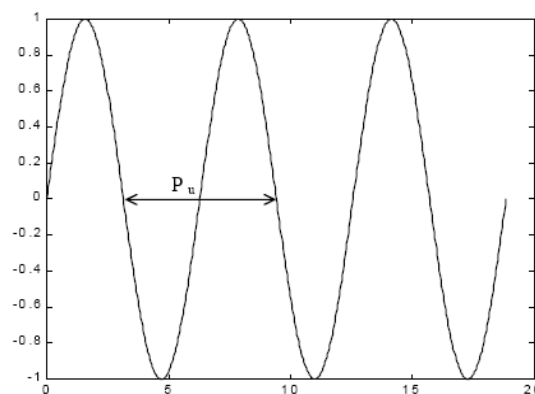


Figura 3.8 – Exemplo de oscilações constantes numa sintonização de um controlador PID [15]

Com a obtenção destes valores pode-se calcular cada um dos parâmetros através das fórmulas presentes na seguinte tabela.

| Controlador | Fórmulas         |                 |               |
|-------------|------------------|-----------------|---------------|
| P           | $K_p = 0.5 G_u$  |                 |               |
| PI          | $K_p = 0.45 G_u$ | $T_i = P_u/1.2$ |               |
| PID         | $K_p = 0.6 G_u$  | $T_i = P_u/2.0$ | $T_d = P_u/8$ |

Tabela 3.2 – Equação de cálculo para os diferentes controladores [15]

Após este processo o controlador PID está sintonizado. De referir apenas que este método não é cem por cento exacto não garantindo uma resposta ideal.

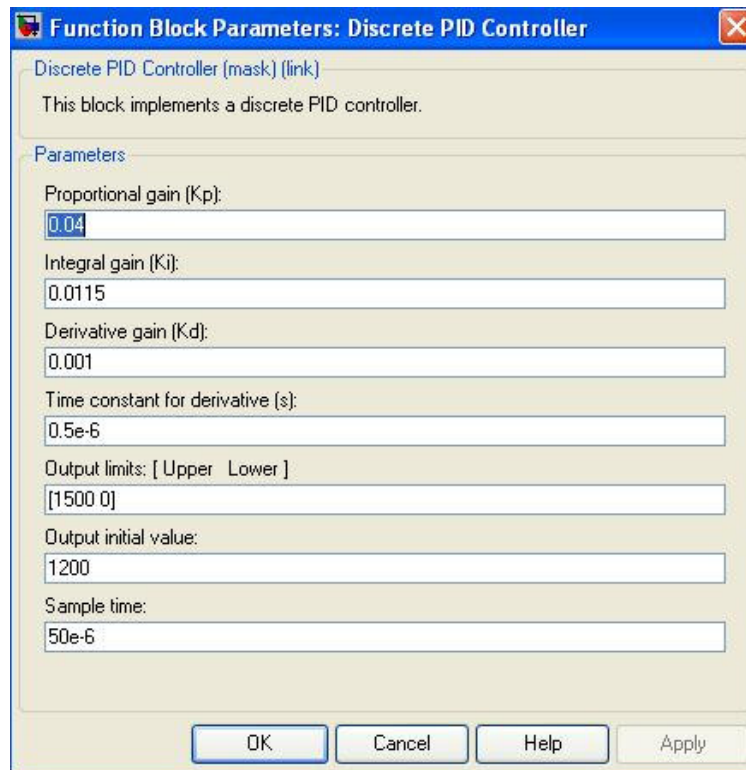
Em malha fechada a velocidade é lida do motor em radianos por segundo e convertida em rotações por minuto. Em seguida esta é convertida em frequência através da seguinte equação.

$$f = (N \times 4) / 120 \quad (3.3)$$

Onde:

$f$                       Frequência (Hz)  
 $N$                       Velocidade (rpm)

Após ser obtido o valor da frequência correspondente à velocidade do motor insere-se esta na entrada do controlador. A sua saída é também em frequência e multiplicando esta pelo valor da constante  $U/f$  obtém-se uma nova amplitude. Esta nova frequência e amplitude irão gerar a nova sinusóide a comparar com a onda triangular na geração dos novos impulsos a ser enviados para os semicondutores de potência.

Figura 3.9 – Controlador PID sintonizado no *Matlab/Simulink*

### 3.3.3 O Motor de Indução Trifásico

O motor é um motor de indução de 1 CV de potência, com dois pares de pólos. Este foi cedido pelo Departamento de Electrónica Industrial da Universidade do Minho e a sua escolha deveu-se ao facto de ser o único motor de indução trifásico com *encoder* disponível.

O motor será alimentado através do inversor e tem como objectivo funcionar sempre nas condições nominais, independentemente da frequência de alimentação. À medida que se diminuir a sua frequência de alimentação, diminui também a tensão de alimentação e por consequência a sua velocidade de rotação, porém o valor do seu binário nominal mantém sempre o mesmo valor, bem como o valor do fluxo também é mantido. Sendo assim pode-se fazer rodar o motor a velocidades mais baixas garantindo que este opera sempre com o seu binário nominal. Deste facto se percebe o porquê de ser importante controlar a amplitude e frequência de saída do inversor de tensão.

Na simulação tentou-se aproximar as características do motor à realidade, para tal foram colocados os valores de resistências e indutâncias obtidos no ensaio prático para obtenção do seu circuito equivalente.

Na simulação verificou-se que por mais que se tente aproximar as características do motor de indução à realidade a resposta deste, deixa algo a desejar em certos aspectos tais como o deslizamento. Mesmo através duma optimização dos parâmetros do motor de indução este revelou algumas discrepâncias com a realidade quando sujeito a cargas simuladas.

### 3.4 Resultados Obtidos na Simulação

Como resultado final desta simulação apresenta-se a velocidade final do motor para as várias frequências seleccionadas.

Inicialmente apresenta-se o gráfico da velocidade ao longo do tempo obtido em malha aberta. Começa-se por ordem decrescente, desde a frequência máxima admissível até a frequência mínima possível garantindo sempre, índice de modulação na zona linear e relação  $U/f$  constante.

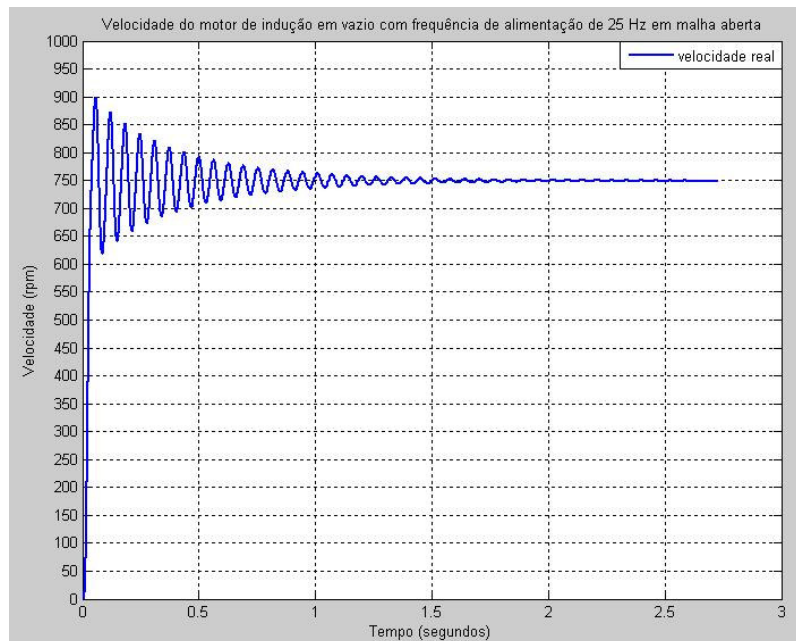


Figura 3.10 – Velocidade do motor de indução em vazio com frequência de alimentação de 25Hz em malha aberta

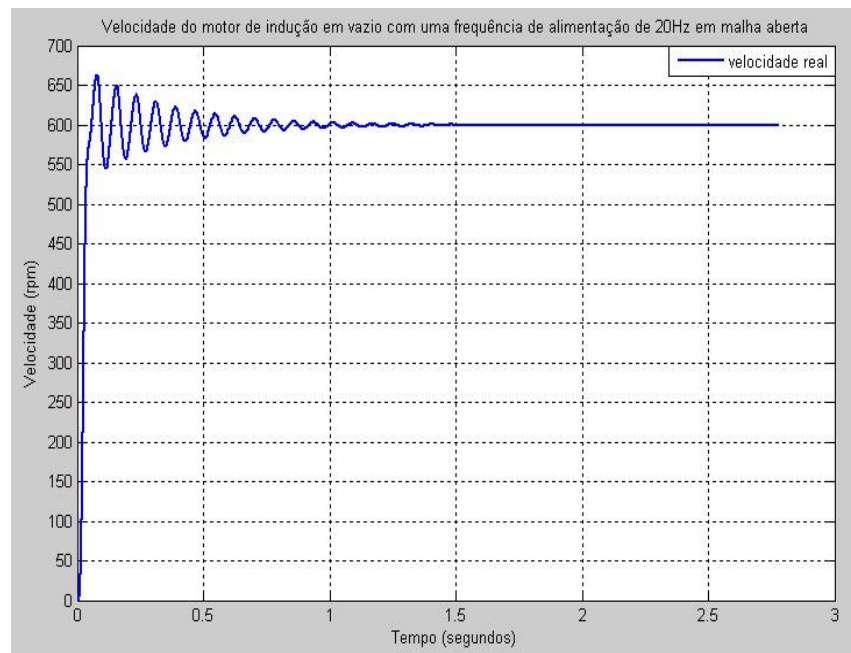


Figura 3.11 – Velocidade do motor de indução em vazio com frequência de alimentação de 20Hz em malha aberta

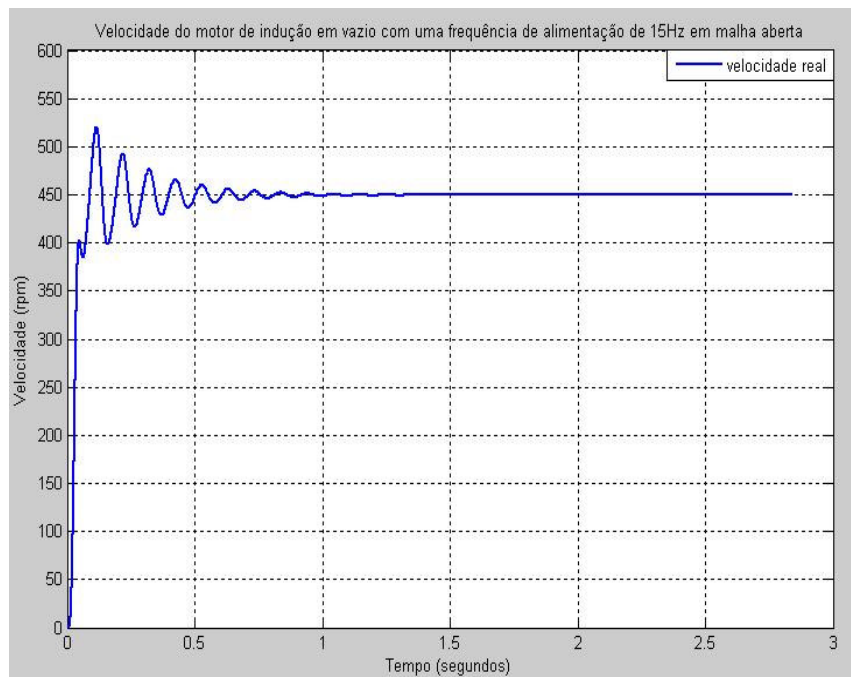


Figura 3.12 – Velocidade do motor de indução em vazio com frequência de alimentação de 15Hz em malha aberta



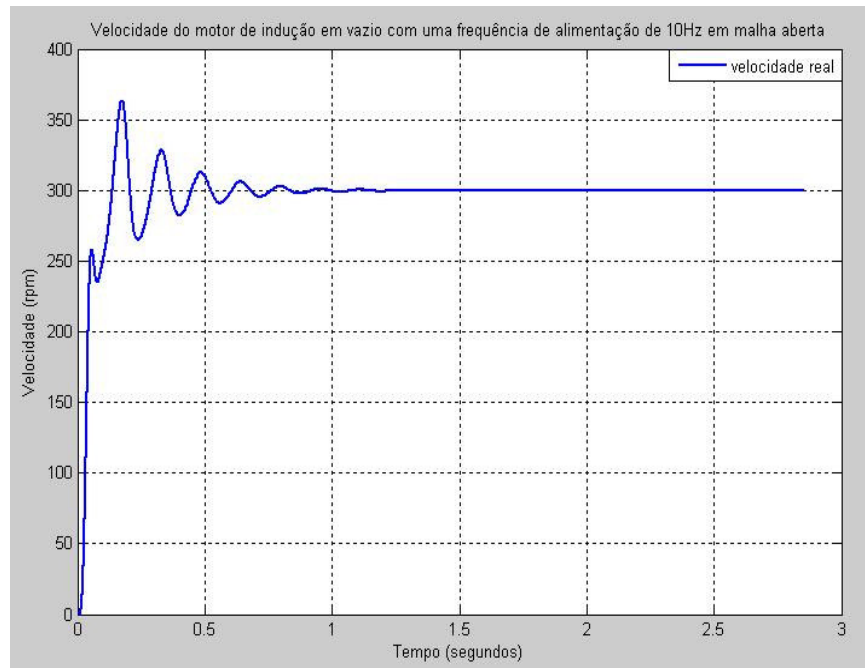


Figura 3.13 – Velocidade do motor de indução em vazio com frequência de alimentação de 10Hz em malha aberta

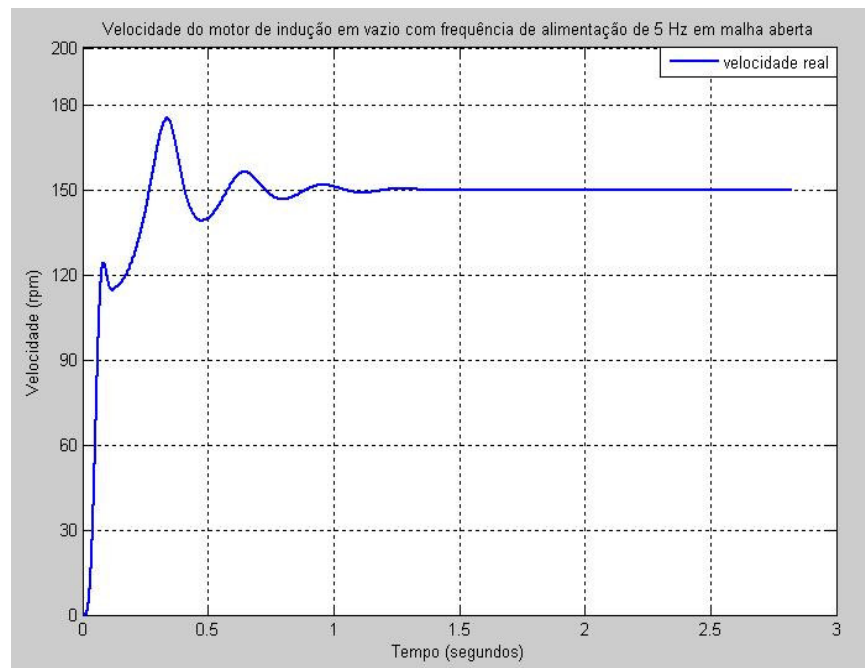


Figura 3.14 – Velocidade do motor de indução em vazio com frequência de alimentação de 5Hz em malha aberta

Como se pode ver através das figuras anteriores o motor em regime estacionário apresenta a velocidade pretendida, isto é, apresenta uma velocidade muito próxima da velocidade de sincronismo, o que é esperado tendo em conta que opera em vazio ( $s=0$ ). De notar que na fase inicial este oscila bastante, este facto prende-se com a tensão que está a ser gerada que é de valor muito próximo da tensão do barramento do inversor, o que faz com que o binário gerado não permita facilmente que se atinja a velocidade de sincronismo. À medida que a frequência e consequente tensão diminuem verifica-se que a velocidade pretendida é atingida em menores espaços de tempo, e que a oscilação diminui consideravelmente, garantindo assim uma estabilidade mais rápida do sistema.

Em seguida são apresentados os gráficos das velocidades obtidas com o motor a operar em vazio mas em malha fechada, ou seja, com o sistema já realimentado através do parâmetro velocidade e com o controlador PID a corrigir o erro gerado.

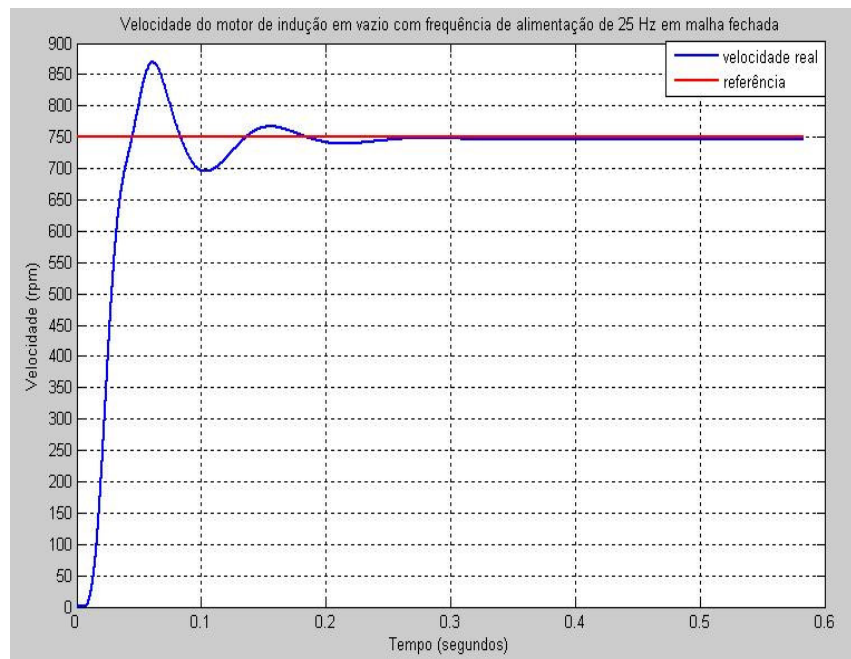


Figura 3.15 – Velocidade do motor de indução em vazio com frequência de alimentação de 25Hz em malha fechada

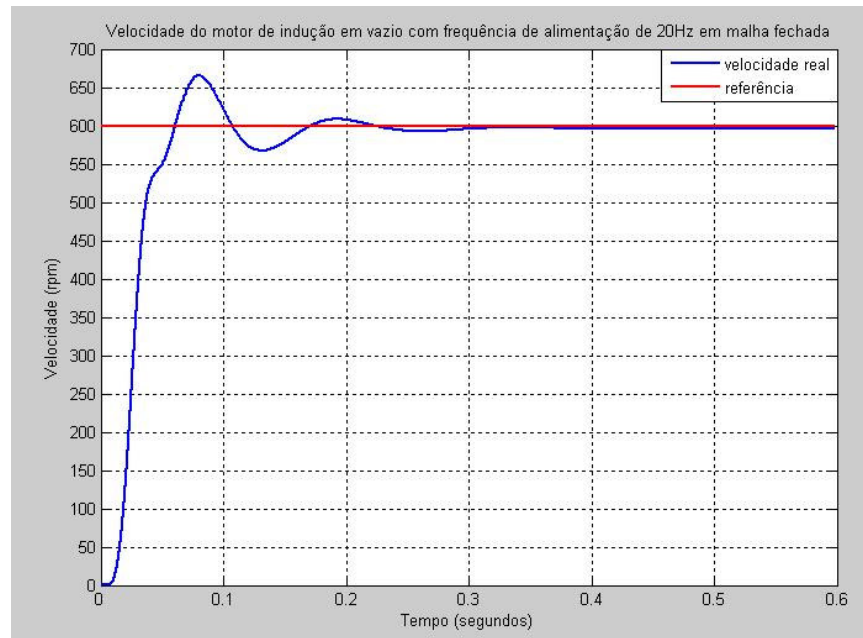


Figura 3.16 – Velocidade do motor de indução em vazio com frequência de alimentação de 20Hz em malha fechada

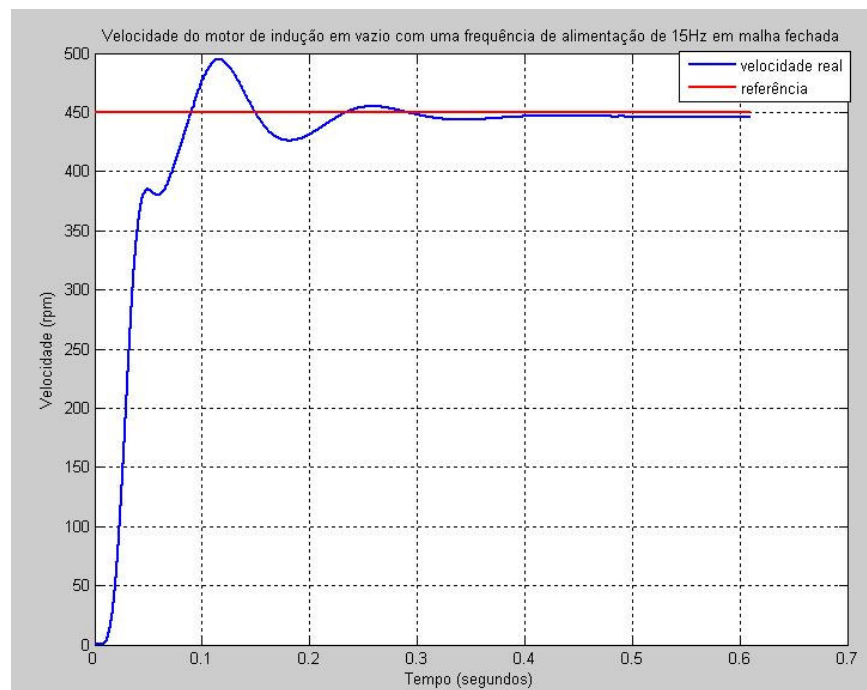


Figura 3.17 – Velocidade do motor de indução em vazio com frequência de alimentação de 15Hz em malha fechada

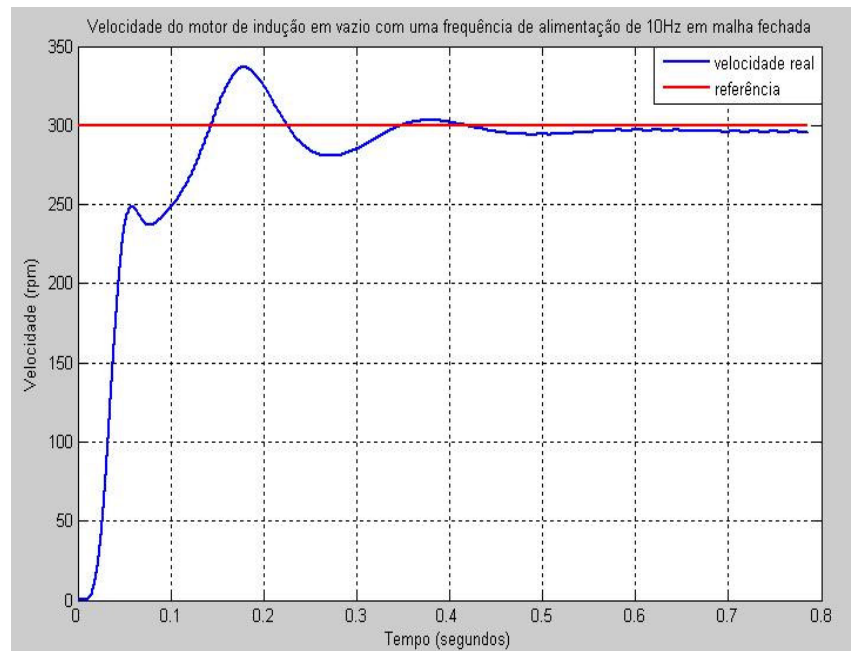


Figura 3.18 – Velocidade do motor de indução em vazio com frequência de alimentação de 10Hz em malha fechada

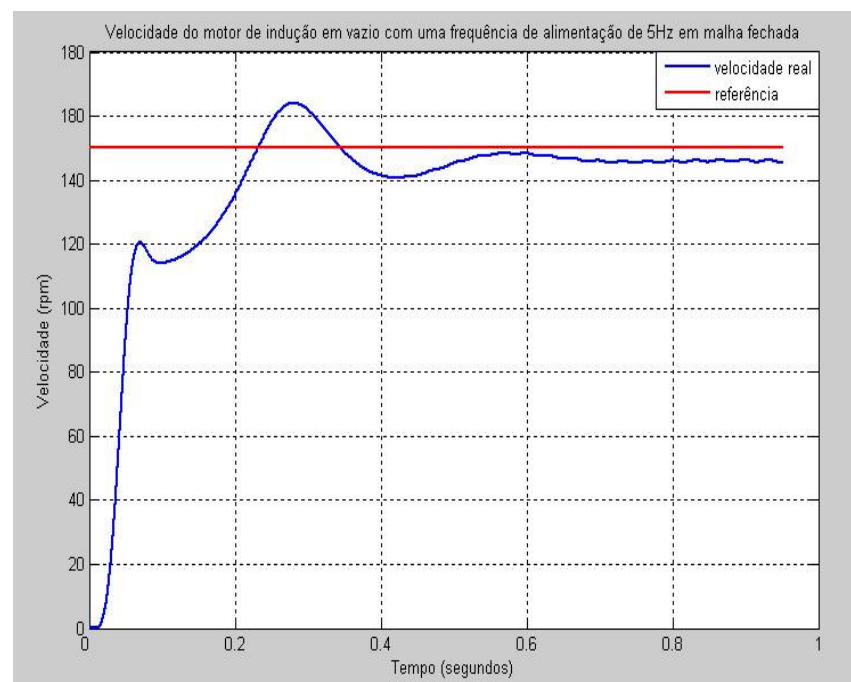


Figura 3.19 – Velocidade do motor de indução em vazio com frequência de alimentação de 5Hz em malha fechada

Em malha fechada pode-se verificar que o sistema atinge a velocidade de sincronismo de forma muito mais rápida e quase sem oscilações, este facto prende-se com o controlo aplicado que garante que a velocidade se aproxime do pretendido (referência) de uma forma mais rápida e eficaz. Os novos pulsos gerados através dos sinais provenientes do controlador PID garantem uma rápida aproximação do erro nulo aumentando assim a velocidade com que se atinge a estabilidade do sistema. Por outro lado verifica-se que para baixas frequências a saída não é puramente constante mas apresenta uma oscilação nunca conseguindo anular o erro.

Em seguida serão apresentados os resultados quando se sujeita o motor a cargas. Neste caso quando se aplica ao motor o binário nominal.

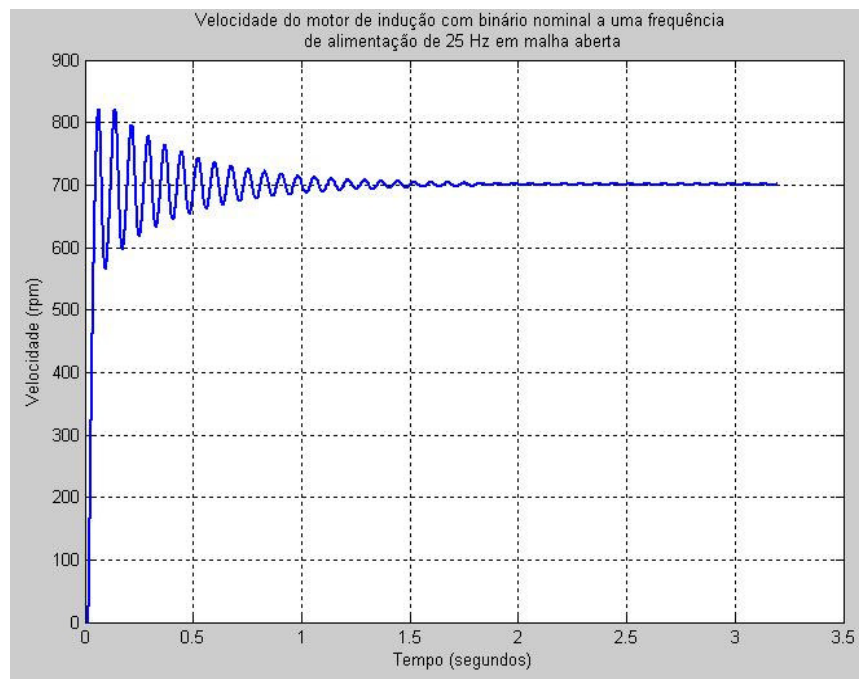


Figura 3.20 – Velocidade do motor de indução com binário nominal a uma frequência de alimentação de 25Hz em malha aberta

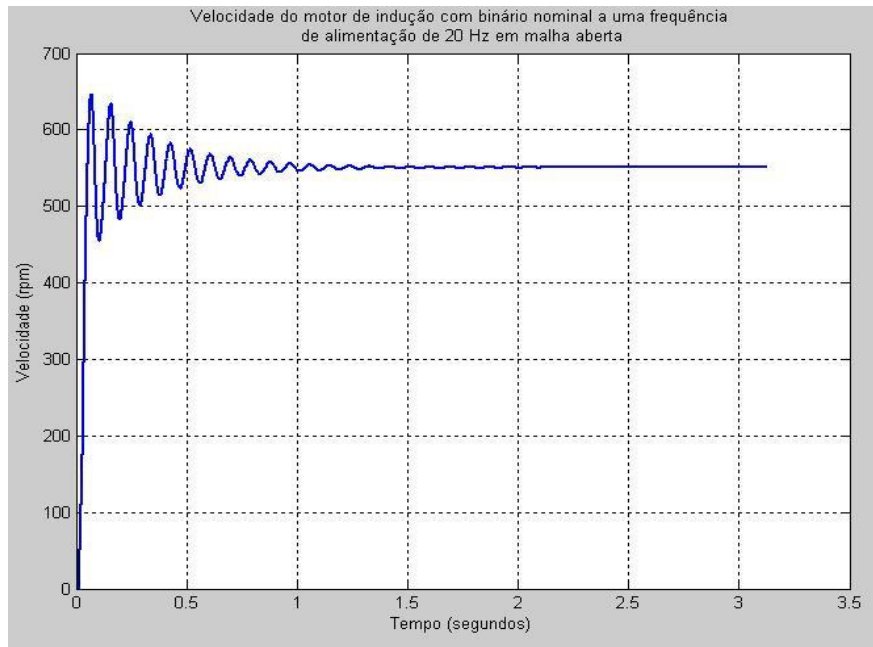


Figura 3.21 – Velocidade do motor de indução com binário nominal a uma frequência de alimentação de 20Hz em malha aberta

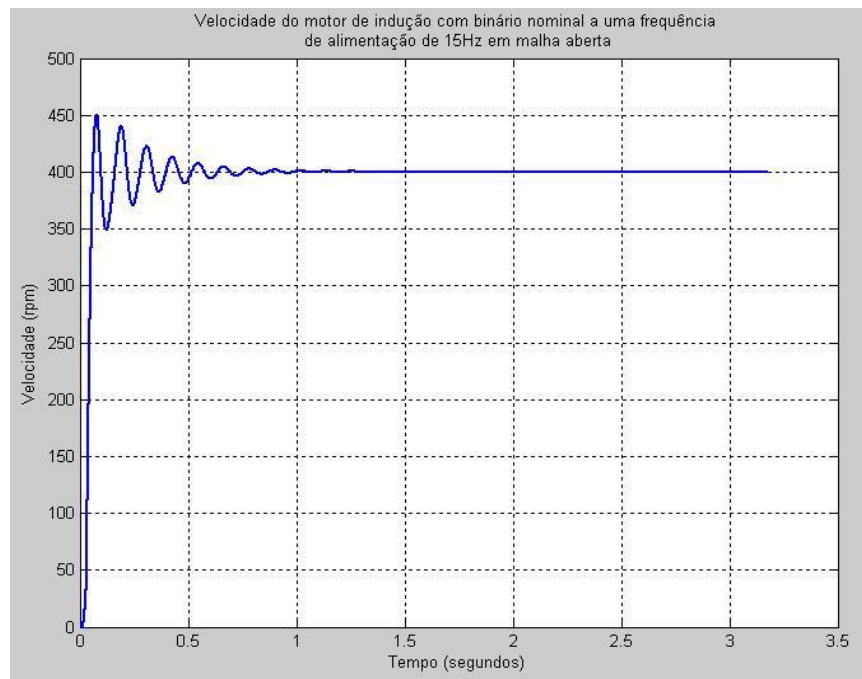


Figura 3.22 – Velocidade do motor de indução com binário nominal a uma frequência de alimentação de 15Hz em malha aberta

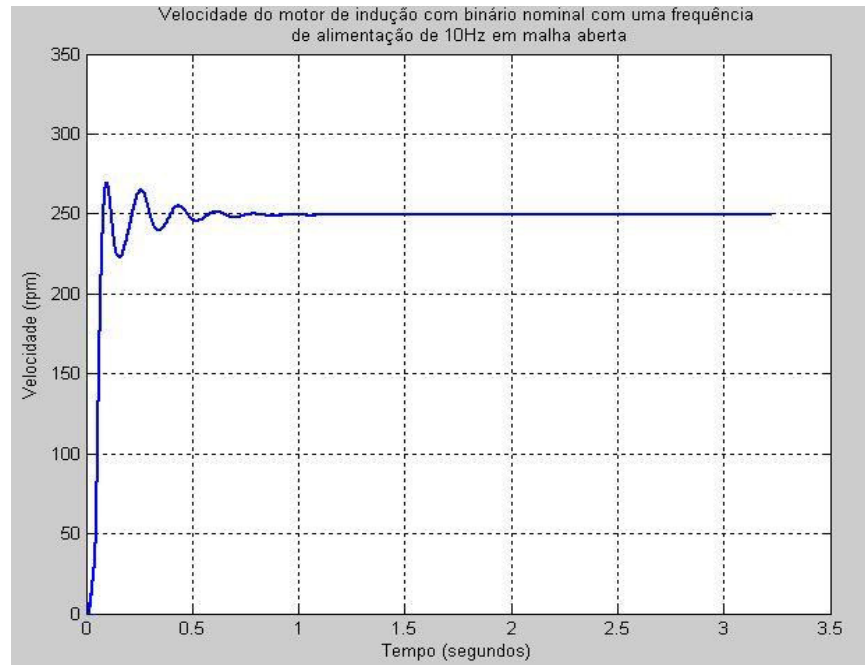


Figura 3.23 – Velocidade do motor de indução com binário nominal a uma frequência de alimentação de 10Hz em malha aberta

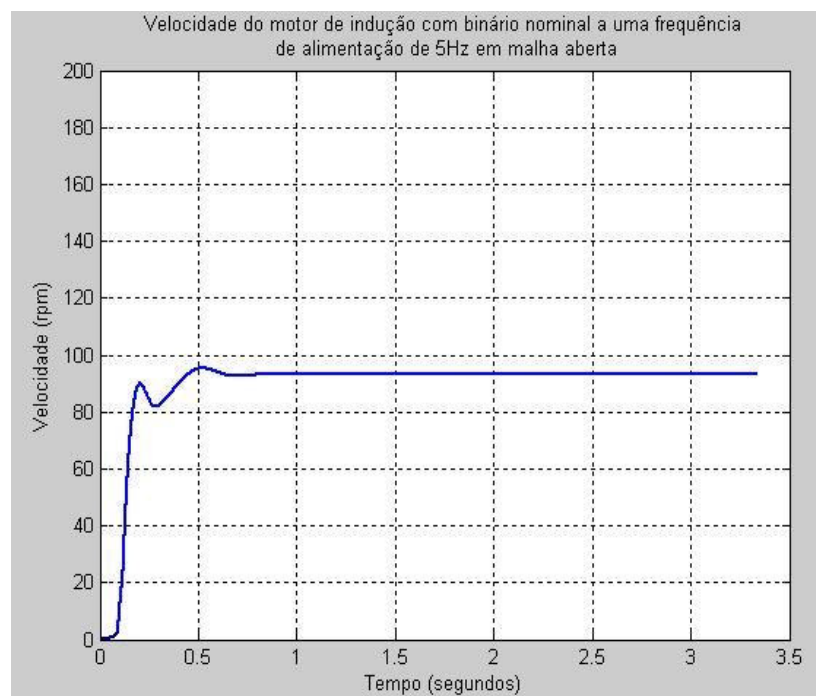


Figura 3.24 – Velocidade do motor de indução com binário nominal a uma frequência de alimentação de 5Hz em malha aberta



Em malha aberta e quando sujeito à aplicação do binário nominal obtém-se uma resposta muito idêntica à obtida em vazio. Obviamente que a velocidade de rotação é menor devido ao deslizamento gerado pela aplicação da carga. Mas em termos de formas de onda a resposta é muito semelhante aquela que se obteve em malha aberta. Oscilações para as frequências mais elevadas com correspondente diminuição à medida que a frequência diminui. Verifica-se também que o deslizamento não atinge o valor pretendido. O deslizamento absoluto deveria ser em todos os casos de 85rpm. Este valor não foi atingido, no entanto o deslizamento foi aproximadamente o mesmo para todos os valores estudados, cerca de 50rpm. Como já foi referido, apesar de várias tentativas de aproximação do modelo do motor de indução à realidade através de diferentes parametrizações do sistema a simular o valor do deslizamento obtido nunca foi conseguido ficando sempre abaixo do esperado.

Analisar-se-ão em seguida os gráficos obtidos para o caso em que é aplicado ao motor o binário nominal em malha fechada.

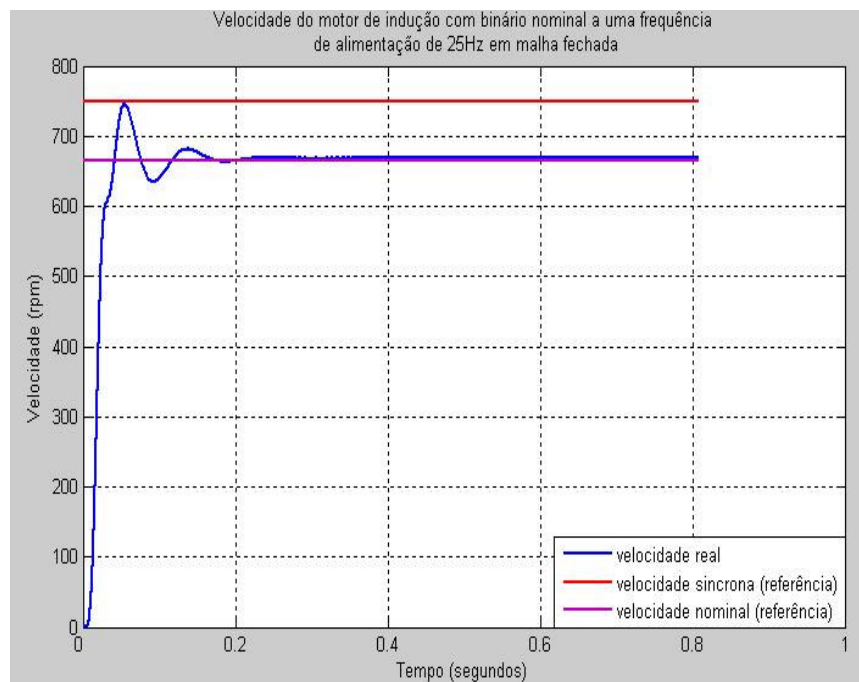


Figura 3.25 – Velocidade do motor de indução com binário nominal a uma frequência de alimentação de 25Hz em malha fechada



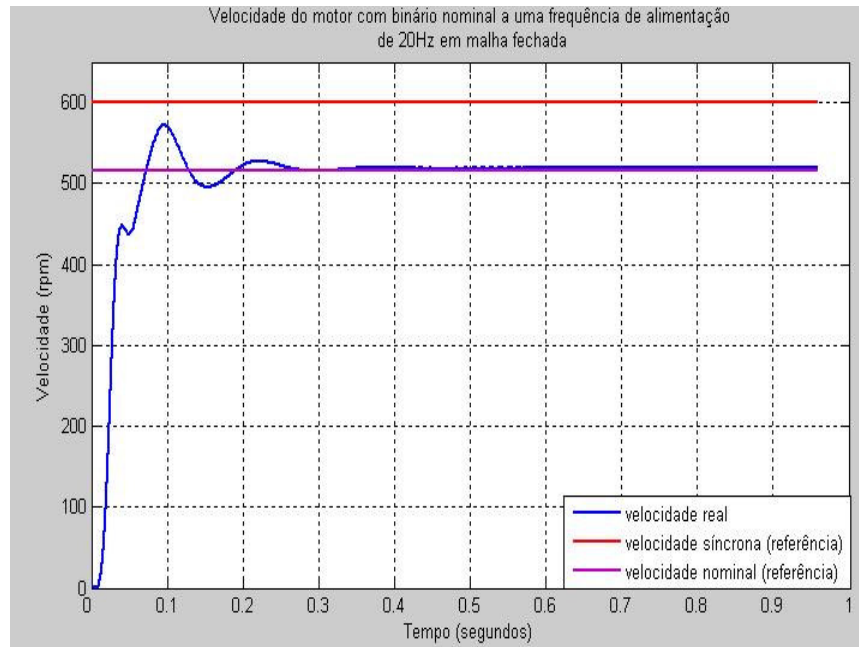


Figura 3.26 – Velocidade do motor de indução com binário nominal a uma frequência de alimentação de 20Hz em malha fechada

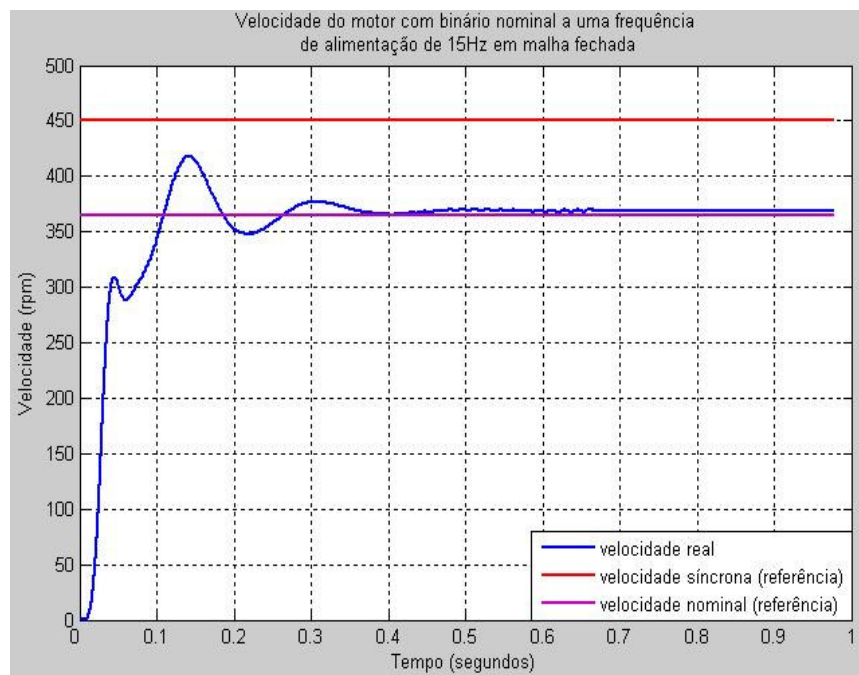


Figura 3.27 – Velocidade do motor de indução com binário nominal a uma frequência de alimentação de 15Hz em malha fechada

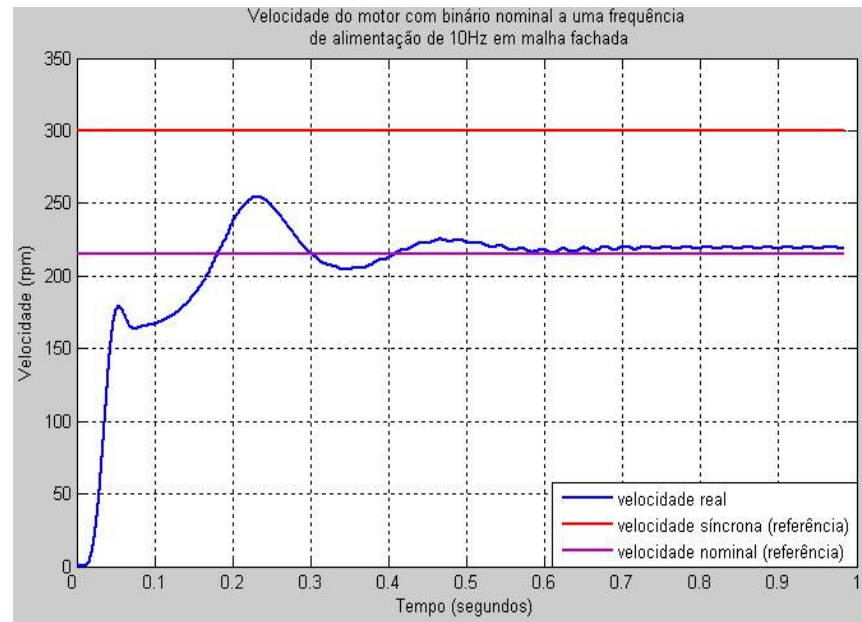


Figura 3.28 – Velocidade do motor de indução com binário nominal a uma frequência de alimentação de 10Hz em malha fechada

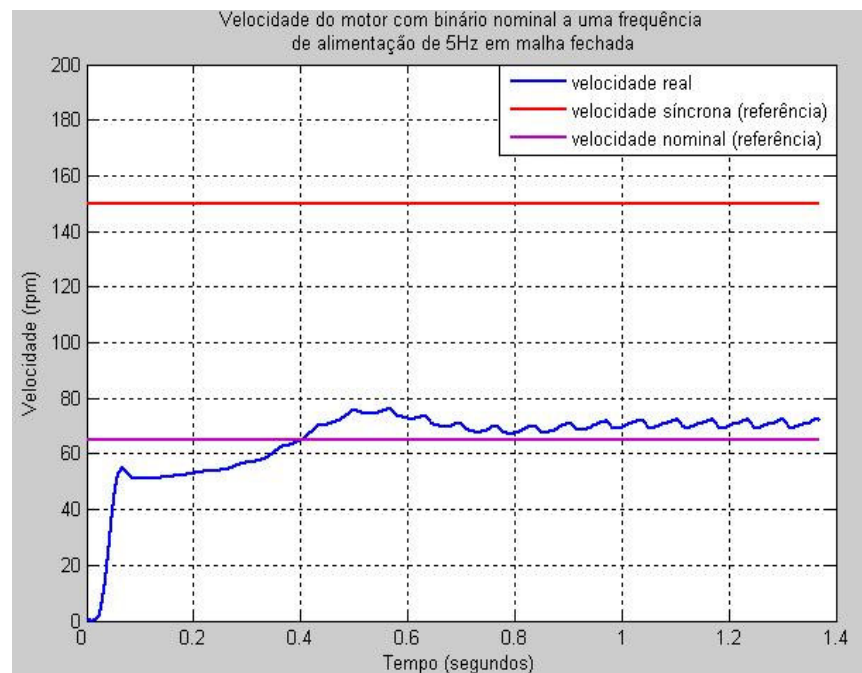


Figura 3.29 – Velocidade do motor de indução com binário nominal a uma frequência de alimentação de 5Hz em malha fechada

Em malha fechada através do controlador PID implementado o deslizamento absoluto é conseguido pois é inserido nos parâmetros do erro. Através da inserção deste

na equação global do sistema consegue-se atingir a velocidade nominal para cada uma das frequências de alimentação.

No caso em que se aplica uma carga ao motor e se realimenta o sistema através da velocidade pode verificar-se que a velocidade nominal é atingida de forma rápida, tornando o sistema estável num curto espaço de tempo à velocidade pretendida.

Os gráficos acima mostram o sucesso obtido na simulação do sistema porém para 5Hz o sistema revelou-se oscilatório assemelhando-se na sua forma a um controlo Liga-Desliga. Como os parâmetros do controlador não se alteram com a alteração do valor da frequência e tensão este não pôde ser corrigido pois em termos globais estes foram os valores que apresentaram melhores resultados.

Através destes resultados obtidos pode-se verificar a importância do uso de controladores na correcção de erros, pois para além de conseguirem corrigir o erro forçando o sistema a responder do modo pretendido, estes conseguem aumentar a velocidade de resposta do sistema garantindo melhores resultados num menor espaço de tempo, levando o sistema a atingir o seu regime estacionário num espaço de tempo mais reduzido.

## 3.5 Conclusões

A simulação é uma ferramenta extremamente proveitosa na criação e desenvolvimento de sistemas do género. Adquire-se experiência na área, permite estudar e compreender as várias opções possíveis assim como os modelos teóricos existentes tornando assim mais fácil escolher as melhores opções, compreender o seu funcionamento e analisar os correspondentes resultados.

A simulação realizada permitiu definir um caminho, topologias, métodos de controlo a utilizar assim como definir certos parâmetros.

Os resultados obtidos mostram que esta foi executada com sucesso e permitiu delinear o caminho para a implementação.

Como qualquer sistema também as ferramentas de simulação não são perfeitas. Terá de se ter em conta o facto de todos os componentes serem ideais e por mais próxima que a simulação esteja da realidade existem sempre pormenores que esta não prevê. O exemplo encontrado que mais se destaca é a forma de onda obtida na saída do inversor, sendo que é puramente quadrada. Mesmo sem o auxílio do circuito de *snubber* a onda obtida na saída do inversor é perfeita. Devido a esse facto não é possível ter a percepção do correcto dimensionamento do mesmo, como tal optou-se por dimensionar este no Capítulo 4 aquando da implementação do mesmo.

## Capítulo 4

---

# Implementação de um Conversor de Frequência para Controlo de um Motor de Indução

## 4.1 Introdução

Nesta fase do projecto foi implementado em laboratório um conversor de frequência para controlar um motor de indução trifásico.

Este trabalho foi separado em 4 partes, na primeira foi implementado o circuito de controlo em malha aberta baseado num microcontrolador, na segunda implementou-se o circuito de interface entre o microcontrolador e o andar de potência através de acopladores ópticos para garantir um total isolamento entre estes, nesta fase foram também implementados os respectivos circuitos de *drivers* para que os impulsos possam ser dados de forma correcta nos semicondutores de potência presentes no inversor. Na terceira fase foi implementado o circuito de potência, rectificador monofásico de onda completa e inversor de tensão trifásico. Por último procedeu-se à ligação do motor de indução trifásico ao inversor e respectiva realimentação para correcção de erros através da implementação dum controlador PID.

Inicialmente foi realizado um ensaio ao motor de indução para obtenção do seu circuito equivalente para que na simulação fosse possível aproximar ao máximo os parâmetros do motor.

Como aparelhos de fornecimento de energia foram usados duas fontes de tensão contínua, um Variac monofásico e consequentemente a rede eléctrica. As fontes de tensão serviram para alimentar a placa programadora do PIC18f4431 (15 Volts), o microcontrolador (5 Volts), os acopladores ópticos (5 Volts) e os *drivers* para as *gates* dos IGBT's (15 Volts). Foi necessário recorrer a duas fontes pois estas não possuíam

isolamento entre as várias saídas. Quanto ao Variac foi necessário para alimentar a ponte rectificadora monofásica, sendo que esta foi posteriormente ligada directamente à rede eléctrica.



Figura 4.1 – Fonte de tensão usada para alimentar o circuito de controlo



Figura 4.2 – Fonte de tensão usada para alimentar o circuito de interface



Figura 4.3 – Variac monofásico pala alimentar ponte rectificadora

Quanto a aparelhos de medida, foram utilizados, um osciloscópio analógico através do qual se pode visualizar formas de onda e valores das tensões e dois multímetros para medir correntes, tensões, resistências, capacidades e também continuidades nos mais diversos circuitos que foram sendo elaborados. Usou-se também um tacómetro para se poder medir a velocidade do motor de indução.



Figura 4.4 – Osciloscópio usado para visualizar formas de onda



Figura 4.5 – Multímetros usados para medir tensões, correntes, resistências, capacidades e continuidades





Figura 4.6 – Tacómetro usado para ler velocidades do motor de indução

## 4.2 Teste do Motor de Indução

O motor de indução trifásico usado neste projecto é um motor de 1 CV da marca EFACEC.

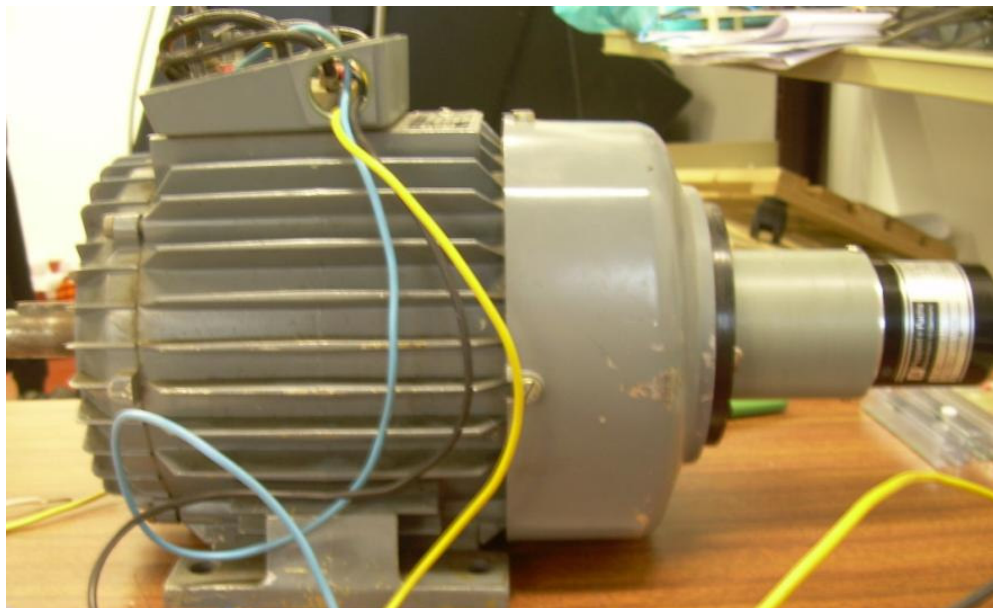


Figura 4.7 – Motor de indução trifásico utilizado no projecto





Figura 4.8 – Placa identificadora dos valores nominais do motor de indução

Pela sua placa pode saber-se que a sua tensão nominal tem o valor de 380 Volts, este valor deve-se ao facto de até finais dos anos 90 a tensão da rede eléctrica nacional ser de 220/380 Volts, dado que hoje em dia são 230/400 Volts decidiu-se considerar o valor de 400 Volts como sendo a sua tensão nominal, a sua corrente nominal é de 2,25 Amperes, possui 2 pares de pólos e a sua velocidade nominal é de 1415 rpm.

Para se conseguir que a simulação se aproximasse ao máximo da realidade foram realizados dois ensaios ao motor de indução para assim se obter o seu circuito equivalente. Ensaio em vazio e ensaio com rotor travado.

Nestes ensaios foram utilizados como aparelhos de medida, um amperímetro, um voltímetro, um wattímetro e um tacómetro, estes para medir tensões, correntes, potência e velocidade respectivamente.

Estes foram realizados no laboratório de máquinas eléctricas do Departamento de Electrónica Industrial da Universidade do Minho.

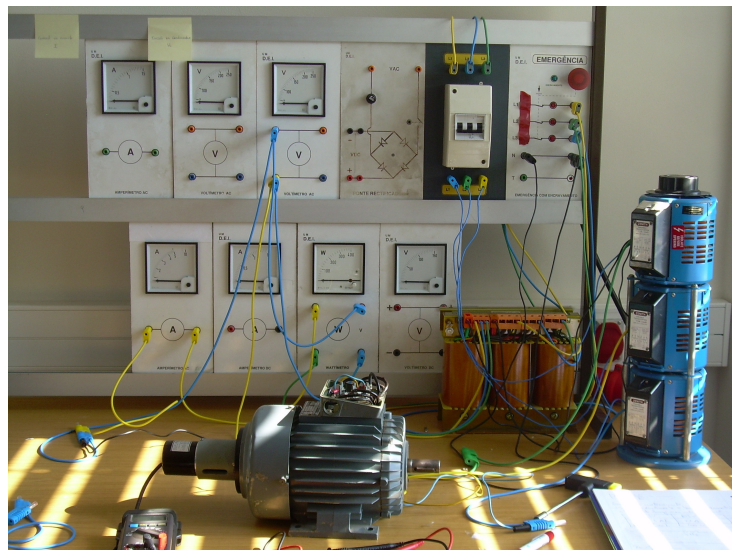


Figura 4.9 – Bancada onde foram realizados os ensaios do motor de indução

Antes do início dos ensaios mediu-se a resistência dos enrolamentos do motor sendo que o valor obtido em cada um dos 3 enrolamentos foi de 29 Ohms.

Em seguida ligou-se o motor em triângulo e deu-se início aos respectivos ensaios.

No ensaio em vazio, como o próprio nome indica o motor não tem nenhuma carga acoplada. Aplica-se a este a tensão nominal, neste caso 400 Volts entre fases. Esta provém de um auto transformador trifásico e o valor nominal da tensão é atingido aumentando a tensão de forma gradual.

Os valores obtidos são apresentados na seguinte tabela.

|                           |         |
|---------------------------|---------|
| Tensão (Volts)            | 400V    |
| Corrente (Amperes)        | 0,55A   |
| Potência por fase (Watts) | 80W     |
| Velocidade (rpm)          | 1498rpm |

Tabela 4.1 – Valores obtidos no ensaio em vazio

Neste ensaio o deslizamento é nulo ( $s=0$ ), logo considera-se que o motor roda à sua velocidade de sincronismo. Assim sendo o circuito equivalente assume a seguinte forma:

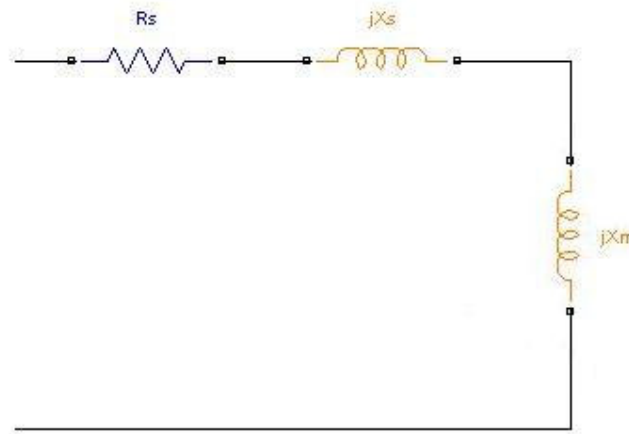


Figura 4.10 – Circuito equivalente do motor de indução no ensaio em vazio

Através dos valores neste ensaio e considerando que as perdas por efeito de Joule são desprezáveis pode desde já calcular-se os valores dos seguintes parâmetros.

$R_s=29\Omega$   $R_s$ , resistência do estator

$$|Z_{eq}| = \frac{U_{vazio}}{I_{vazio}} = R_s + jX_s + jX_m \quad (4.1)$$

Onde:

$Z_{eq}$  Impedância equivalente

$U_{vazio}$  Tensão do estator em vazio

$I_{vazio}$  Corrente do estator em vazio

O segundo teste realizado foi o ensaio com rotor travado. Este consiste em bloquear o veio do motor e aumentar a tensão de alimentação do motor até que se atinja a corrente nominal.

Os valores obtidos neste ensaio são apresentados na tabela seguinte.

|                    |       |
|--------------------|-------|
| Tensão (Volts)     | 105V  |
| Corrente (Amperes) | 2,25A |
| Potência (Watts)   | 200W  |

Tabela 4.2 – Valores obtidos no ensaio em curto-circuito

Neste ensaio o deslizamento é máximo,  $s=1$  sendo que o circuito equivalente do motor pode ser visto na Figura 4.11.

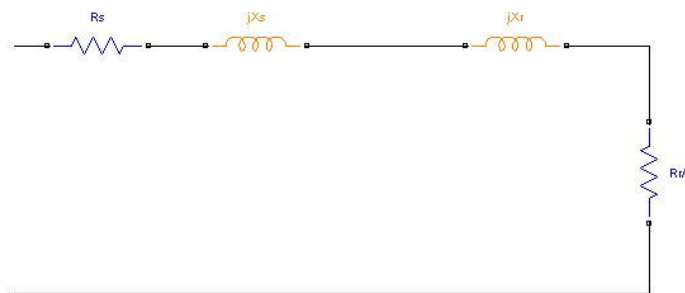


Figura 4.11 – Circuito equivalente do motor de indução no ensaio em curto-circuito

Após os resultados obtidos neste ensaio é possível obter os restantes valores para se conseguir definir o circuito equivalente do motor de indução.

$$Rr = \frac{P - (I^2 \times Rs)}{I^2} \quad (4.2)$$

Onde:

|      |                        |
|------|------------------------|
| $I$  | Corrente do estator    |
| $P$  | Potência obtida        |
| $Rs$ | Resistência do estator |
| $Rr$ | Resistência do rotor   |

$$Xs + Xr = \sqrt{\left(\left(\frac{U}{I}\right)^2 - (Rs + Rr)^2\right)} \quad (4.3)$$

Onde:

|      |                        |
|------|------------------------|
| $I$  | Corrente do estator    |
| $U$  | Tensão de alimentação  |
| $Rs$ | Resistência do estator |
| $Rr$ | Resistência do rotor   |

E sabendo que

$$Xs = Xr$$

Onde:

|      |                       |
|------|-----------------------|
| $Xs$ | Indutância do estator |
| $Xr$ | Indutância do rotor   |

Por fim retira-se o valor de  $Xm$  através da equação:

$$Zeq^2 = (Xm + Xs)^2 + Rs^2 \quad (4.4)$$

Onde:

|       |                            |
|-------|----------------------------|
| $Zeq$ | Impedância equivalente     |
| $Xm$  | Reactância de magnetização |

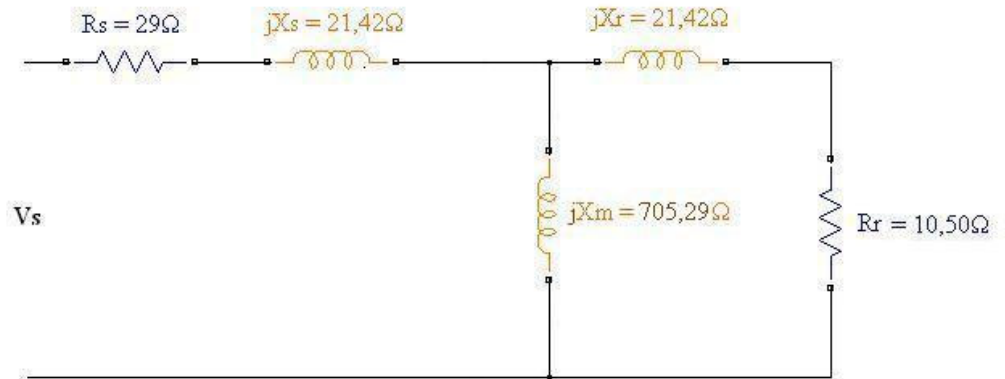


Figura 4.12 – Circuito equivalente com correspondentes valores das impedâncias e indutâncias

### 4.3 Circuito de Controlo

O circuito de controlo é centrado no microcontrolador PIC18f4431 (*Programmable Interface Controller*) da marca *Microchip*. Decidiu-se usar este microcontrolador devido aos seus módulos constituintes pois são adequados para o que se pretende implementar.



Figura 4.13 – PIC18f4431 da Microchip

Em seguida serão enumerados e explicitados os seus módulos mais importantes com vista à execução deste trabalho.

*14-Bit Power Control PWM Module*, o módulo através do qual se conseguem gerar os impulsos a ser enviados aos semicondutores de potência para que a sua comutação garanta a saída desejada no inversor. Este módulo garante até 8 saídas de PWM, garante complementaridade entre braços, isto é, apenas é preciso definir os

impulsos para o semiconductor de potência situado na parte superior do braço criando automaticamente os impulsos complementares a serem disparados na parte inferior, permite o controlo do *dead-time* via software, permite alterar a frequência ou amplitude em tempo real. Tem como principais aplicações o controlo de inversores para motores com especial incidência no motor de indução e é através deste módulo que se irá gerar o PWM do inversor a implementar.

*High Speed, 200 Ksps 10-Bits A/D Converter*, ADC de alta velocidade com resolução de 10 bits. Este módulo será usado para fazer aquisição das leituras na interface entre utilizador e circuito de controlo. Através dum potenciómetro, o utilizador será capaz de definir a frequência de alimentação do motor.

*Motion Feedback Module*, mais especificamente, o submódulo *Quadrature Encoder Interface*, este permite que se possa ligar um *encoder* ao microcontrolador e fazer leituras em tempo real de velocidades. Neste caso será útil pois pode acompanhar-se em tempo real a velocidade do motor de indução e conseguir o seu tratamento através da implementação dum controlador digital PID.

Para além dos módulos já referidos, este microcontrolador possui ainda uma memória EEPROM, uma memória *Flash*, 5 *Timers*, estes de bastante utilidade para se conseguir os tempos certos no que diz respeito à aquisição de dados e tempos de comutação.

Para se poder programar o PIC a partir do computador pessoal foi criado um circuito de interface.

No mercado existem vários circuitos de programação capazes de realizar a interface, no entanto decidiu-se implementar este circuito existente nas oficinas do Departamento de Electrónica Industrial da Universidade do Minho, devido ao seu menor custo e provas dadas do seu bom desempenho em trabalhos realizados anteriormente.

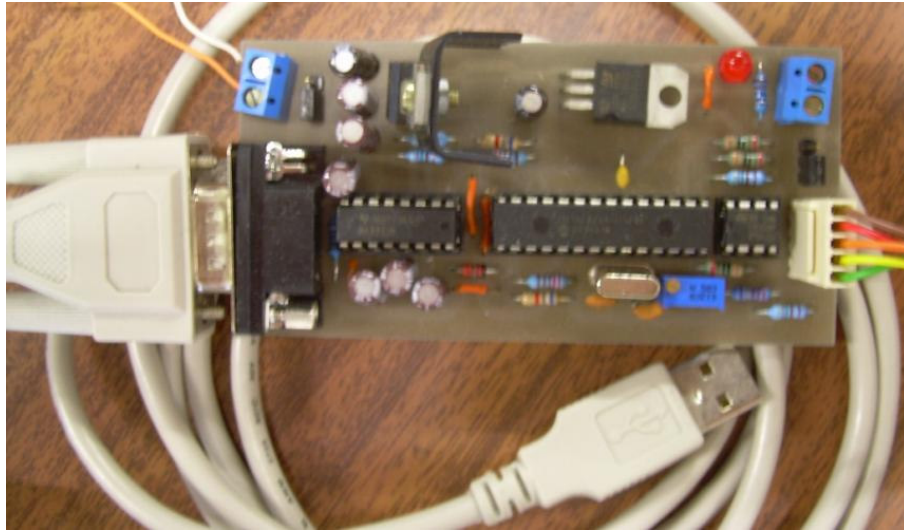


Figura 4.14 – Placa programadora do PIC 18f4431

É um circuito que permite programar o PIC18f4431 em tempo real, o *debugging* e execução dos programas.

O *software* utilizado é o oficial da *Microchip* para programação dos microcontroladores da sua marca. É um *software* gratuito e encontra-se disponível no seu sítio oficial na internet. O *software* tem por nome, MPLAB IDE (*Integrated Development Environment*) sendo que a versão utilizada foi a 8.10. Como compilador usou-se o C18 *Student Edition*, compilador específico para o microcontrolador em causa.

Após o estudo do microcontrolador usado para o circuito de controlo, do *software* e *hardware* que permite a sua programação dividiu-se este em duas fases, na primeira, implementou-se o circuito em malha aberta onde se gerou os impulsos PWM e a interface entre sistema e utilizador. Na segunda fase faz-se a aquisição da velocidade realimentando o sistema através dum *encoder* e implementou-se um controlador PID para tratamento dos erros.

### 4.3.1 Circuito de Controlo em Malha Aberta

Em malha aberta foi elaborado um circuito onde o utilizador através dum potenciômetro consegue controlar e definir a frequência desejada, para tal tem um conjunto de leds através do qual pode ver a sua selecção.

Em seguida apresenta-se o esquema eléctrico implementado.

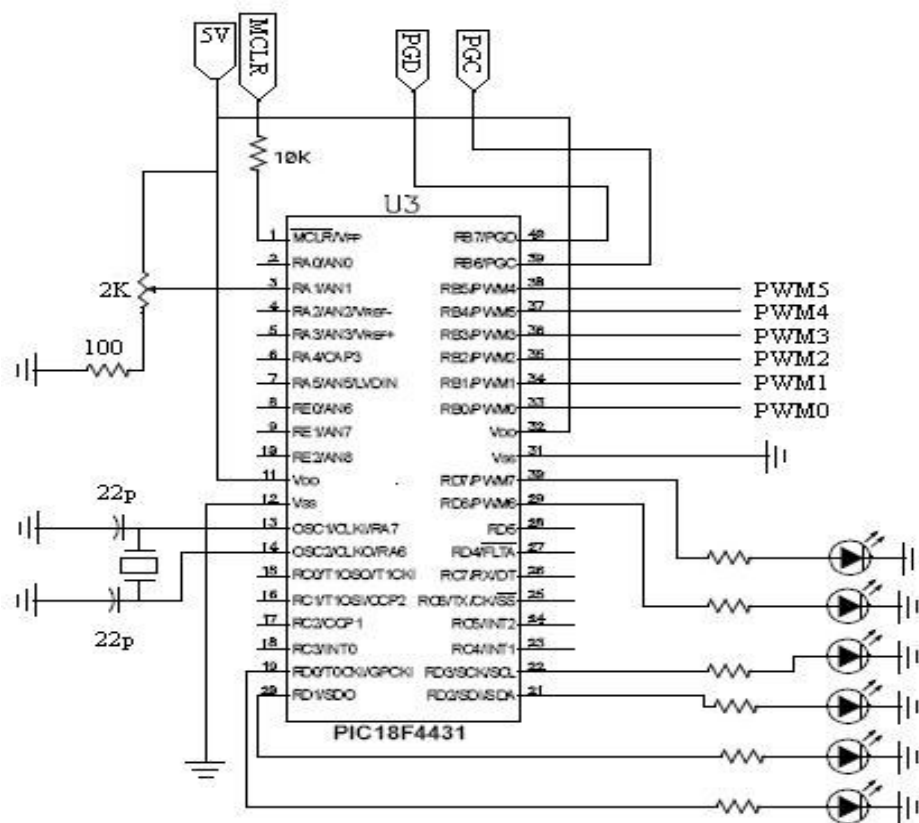


Figura 4.15 – Esquema eléctrico do circuito de controlo implementado em malha aberta

No esquema da figura anterior temos presentes três entradas, MCLR, PGD e PGD. Estas são provenientes da placa programadora e é através destes três sinais que se consegue programar o PIC.



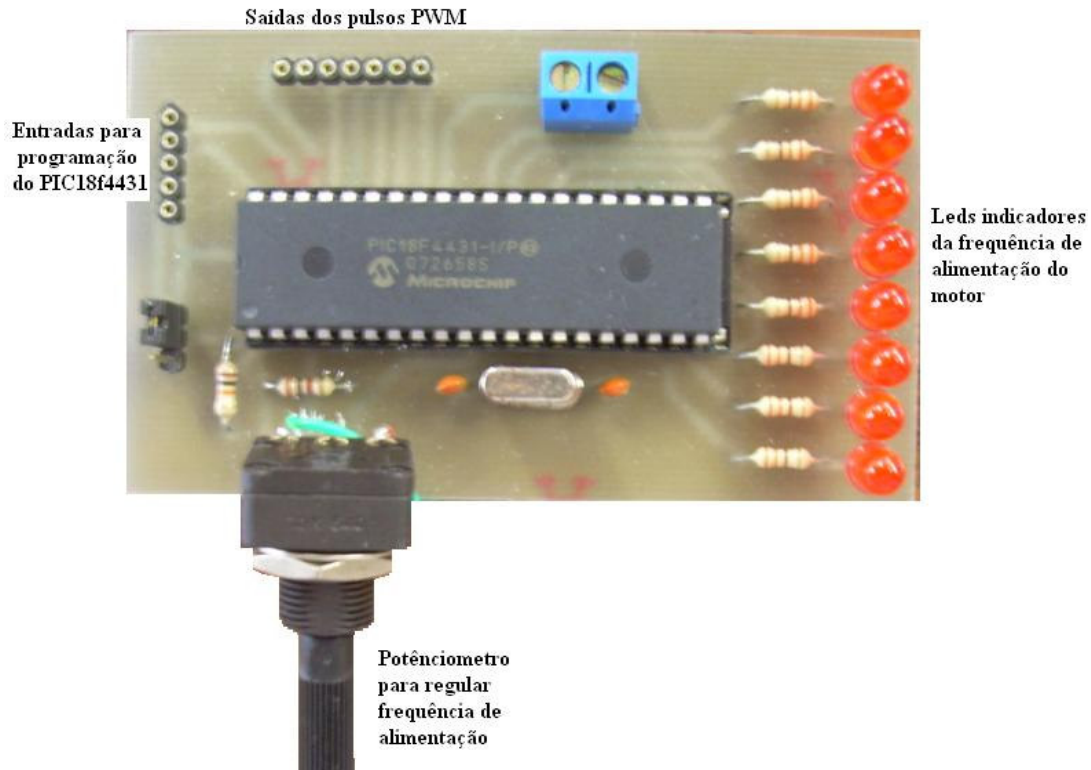


Figura 4.16 – Circuito de controlo implementado em malha aberta

Nesta fase foi implementado o PWM, 6 saídas, uma correspondente a cada IGBT. Para tal teve que se definir quais as que actuam em conjunto por braço, garantindo através de software que estas não estariam em condução simultaneamente. Esta é uma das vantagens do uso deste microcontrolador, permite criar *dead times* e conseguir complementaridade entre as saídas garantindo o correcto funcionamento de cada braço.

Entre braços garantiu-se que estes estão desfasados de  $120^\circ$  entre si e que comutam à mesma frequência, permitindo na saída amplitude de tensão e frequências variáveis.

As Figuras 4.17 e 4.18 mostram o código implementado que visa garantir o correcto funcionamento do inversor, e a sua interface com o utilizador.

Na Figura 4.17 podem-se ver as definições do PWM trifásico com definições de operação no modo complementar, inserção do *dead-time* e definição da frequência de comutação dos semicondutores de potência.

```

void Configurar_PWM(void)
{
    PTCON0=0b00000000;    //PWM timer control register 0 - configurado para modo
                          //de operação Free Running Mode, 1:1 postscale, 1:4 pre-scale
    PWMCON0=0b01000000;    //PWM control register 0 - activa pinos do PWM, PWM5, PWM4,
                          //PWM3, PWM2, PWM1 e PWM0, activa seis saídas de PWM em modo complementar

    PTCON1=0b00000000;    //PWM timer control register 1 - para ligar e desligar PWM time base timer
    PWMCON1=0b00000000;    //PWM control register 1 - configuração da ocorrência dos special events
                          //trigger, output override e PWM update

    DTCON=0b00111111;    //define dead times, selecciona freq do oscilador e configura o valor

    OVDCOND=0b11111111;    //define saída do PWM como função do duty cycle e da base de tempo do PWM

    OVDCONS=0b00000000;    //PWM output manual bits - desactiva a saída do PWM quando

    FLTCONFIG=0b00000000;    //registo para definir e activar as Faults

    //definição do valor da frequência
    PTPERL=0xFA;    //funciona como o valor maximo da onda triangular
    PTPERH=0x00;    //neste caso será de 0 a 1000 para uma frequência de 10KHz

    //Duty Cycle - registos para definir o duty cycle do PWM - inicia registos a zero
    PDCOL=0x00;    //registos que contem o
    PDCOH=0x00;    //duty cycle de PWM0 e PWM1

    PDC1L=0x00;    //registos que contem o
    PDC1H=0x00;    //duty cycle de PWM2 e PWM3

    PDC2L=0x00;    //registos que contem o
    PDC2H=0x00;    //duty cycle de PWM4 e PWM5
}

```

Figura 4.17 – Definições do modo de operação do PWM

```

void Configurar_ADC(void)
{
    ADCON0=0b00000101;    //modo single shot, single channel, sequential mode 2
                          //(tira 4 amostras em sequencia), liga o ADC
    ADCON1=0b00010000;    //Vdd=Vref+ e Vss=Vref-, FIFO activo,
    ADCON2=0b10000000;    //resultado ajustado a direita, sem delay, Fosc/2
    ADCON3=0b00000000;    //interrupções inactivas,

    ADCHS=0b00000000;    //an3,an1,an2,an0 como canais de entrada

    ANSELO = 0b00001111;    // define an1 como entradas analógicas
                          // e o resto como digitais

    ANSEL1 = 0;    // pino an8 definido como Digital I/O

    //activação dos pinos do porto A para o uso do ADC
    TRISA0=1;
    LATA0=1;
    TRISA1=1;
    LATA1=1;
    TRISA2=1;
    LATA2=1;
    TRISA3=1;
    LATA3=1;
}

```

Figura 4.18 – Configuração do ADC

O código apresentado na Figura 4.18 configura o modo de operação do ADC, tensões de referência, canais de entrada (pinos de aquisição), modo de apresentação do resultado e modo de aquisição dos valores de tensão. Valores estes aos quais corresponde uma frequência de operação do motor.

Para se conseguir obter os impulsos de forma correcta foi criada uma tabela com 100 valores descrevendo uma sinusóide. Os valores desta correspondem a uma sinusóide de 40 Volts de amplitude, valor correspondente à menor frequência admissível. Para se conseguir obter os valores de tensão para as frequências superiores foi implementada uma equação para cada uma das tensões a gerar no inversor.

$$valor\_actual = tabela[a] \times multiplo - valor\_medio \times (multiplo - 1) \quad (4.5)$$

A tabela criada tem um valor médio de 500, isto para que os valores nunca tenham que ser negativos. Assim sendo, para dada frequência apenas é necessário encontrar a relação de quantas vezes esta é maior que 5Hz obtendo assim os correspondentes valores de tensão para a frequência desejada.

A frequência de amostragem utilizada foi de 10kHz.

Após a implementação deste código nas saídas PWM do microcontrolador obtemos pulsos que oscilam entre 0 e 5 Volts com *duty-cycle* variável.

## 4.3.2 Circuito de Controlo em Malha Fechada

Em malha fechada acrescentou-se ao código já elaborado para a malha aberta a implementação do controlador PID e a interface entre *encoder* e o PIC.

O *encoder* utilizado é da marca *Pepperl + Fuchs, Mannheim W Germany*. Este é do tipo TRD-J100-RZ. Através do seu modelo pode-se saber a sua série (J), o número de impulsos (1000) e a seu sinal de saída, sendo que a saída deste é composta por duas fases com controlo de posição em operação normal.

Para proceder à ligação do *encoder* ao PIC foi configurado o módulo *Quadrature Interface Encoder*. Este possibilita a detecção de posição, detecção de

direcção, varias frequências de operação, usa o *timer* 5 do PIC e possui um contador de 16 bits. No que diz respeito á medição de velocidades este possui 2 modos de actualização da velocidade, 2 vezes e 4 vezes, suporta altas e baixas velocidades e possui ainda um contador através do *overflow* do *timer*. Estas características fazem com que este módulo seja capaz de fornecer valores de velocidade forma rápida e precisa.

```
//Quadrature Encoder Interface Control Register
//registo onde se define modos de operação

QEICON = 0b10101000; //define leitura da velocidade inactiva,
                      // flag de overflow a 0
                      //modo de update em 2vezes,
                      // reset quando POSCNT=MAXCNT e
                      //inicialização do postcaler a 1:1

DFTLCON = 0b00000000; // desactivar todos os filtros de entrada do encoder

CAP1CON = 0b01000000; //entradal -> define modo de captura dos pulsos
CAP2CON = 0b00000000; //desactivar entrada2
CAP3CON = 0b00000000; //desactivar entrada3

ANSELO = ANSELO & 0b11100011; // define pino A2 (INDX), A3 (QEA), A4 (QEB) como digital
TRISA = TRISA | 0b00011100; // define pino A2 A3 A4
```

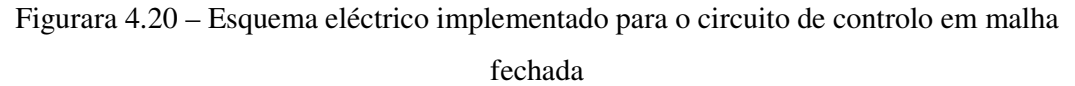
Figura 4.19 – Configuração do modo de operação para leitura do *encoder*

Após a aquisição dos valores provenientes das leituras do *encoder*, novos valores serão gerados para dar origem a novos impulsos na saída do PWM.

No controlador foi implementada uma função para cada componente deste, ou seja, uma função para a componente proporcional, outra para a componente integral e outra para a componente derivativa. Cada uma destas deve ser capaz de calcular novos valores após cada leitura.

Para cada componente do controlador, proporcional, integrativa e derivativa existe uma equação que calcula o valor de saída, neste é também inserido o erro anterior e o erro actual. De referir que a parte derivativa não é chamada em todas as leituras e acções do controlador, apenas se recorre a esta periodicamente. Optou-se por apenas executar esta componente a cada 5 leituras pois não existe necessidade de antecipar o erro a cada leitura efectuada.

Apresenta-se em seguida o esquema eléctrico implementado nesta fase.



O esquema eléctrico em malha fechada apenas acrescenta ao esquema da malha aberta 3 resistências de *pull-up* para activação dos sinais provenientes do *encoder* e as respectivas entradas destes.

#### 4.4 Circuito de Interface entre Circuito de Controlo e Andar de Potência

81

Os acopladores ópticos utilizados, 6N136, são da marca *Texas Instruments*, estes caracterizam-se por ser de alta velocidade. A entrada é propagada para a saída sem ligação eléctrica mas sim através de fotodíodos garantindo assim um isolamento entre entrada e saída.

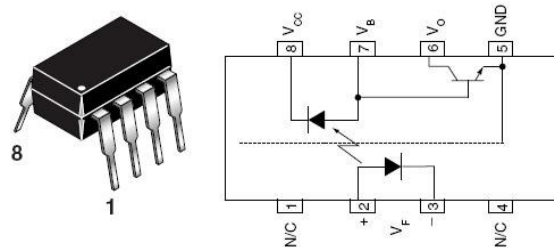


Figura 4.21 – Imagem do Acoplador Óptico 6N136 e respectivo esquema interno

A sua entrada provém do microcontrolador e a sua saída irá ser inserida na entrada do *driver* do correspondente IGBT.

Cada saída de PWM do microcontrolador irá ser ligada a um acoplador óptico.

Na fase seguinte as saídas dos acopladores ópticos serão ligados aos *drivers* para as *gates* dos semicondutores de potência. Como se sabe, cada braço do inversor é constituído por dois IGBT's, um que se situa na parte inferior ligado à massa através do emissor, e outro situado na parte superior sendo que o emissor está ligado ao ponto médio. Assim sendo, será necessário gerar referências diferentes para que os impulsos possam ser enviados. Para tal usam-se estes *drivers*.

Os *drivers* utilizados, NCP5304-D são da marca *On Semiconductor*, suportam tensões até 600 Volts e cada *driver* comanda um braço, ou seja, serão necessários três *drivers*. O seu próprio dimensionamento interno já garante um *dead-time* entre os impulsos.

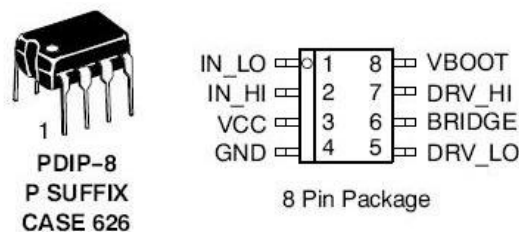


Figura 4.22 – Integrado NCP5304-D da marca *On Semiconductor* e correspondente pinagem

Este tem duas entradas e duas saídas, nas suas entradas recebe os sinais provenientes dos acopladores ópticos referentes a cada braço. As suas saídas ligam directamente às *gates* dos IGBT's. A saída de cada braço também é ligada ao *driver* (*bridge*) e é através desta que se cria a referência para comandar os impulsos para o IGBT da parte superior do braço.

Em seguida pode-se visualizar o esquema eléctrico deste circuito de interface, sendo que os sinais recebidos são provenientes do microcontrolador e os seus sinais de saída ligam directamente nas *gates* dos IGBT's.

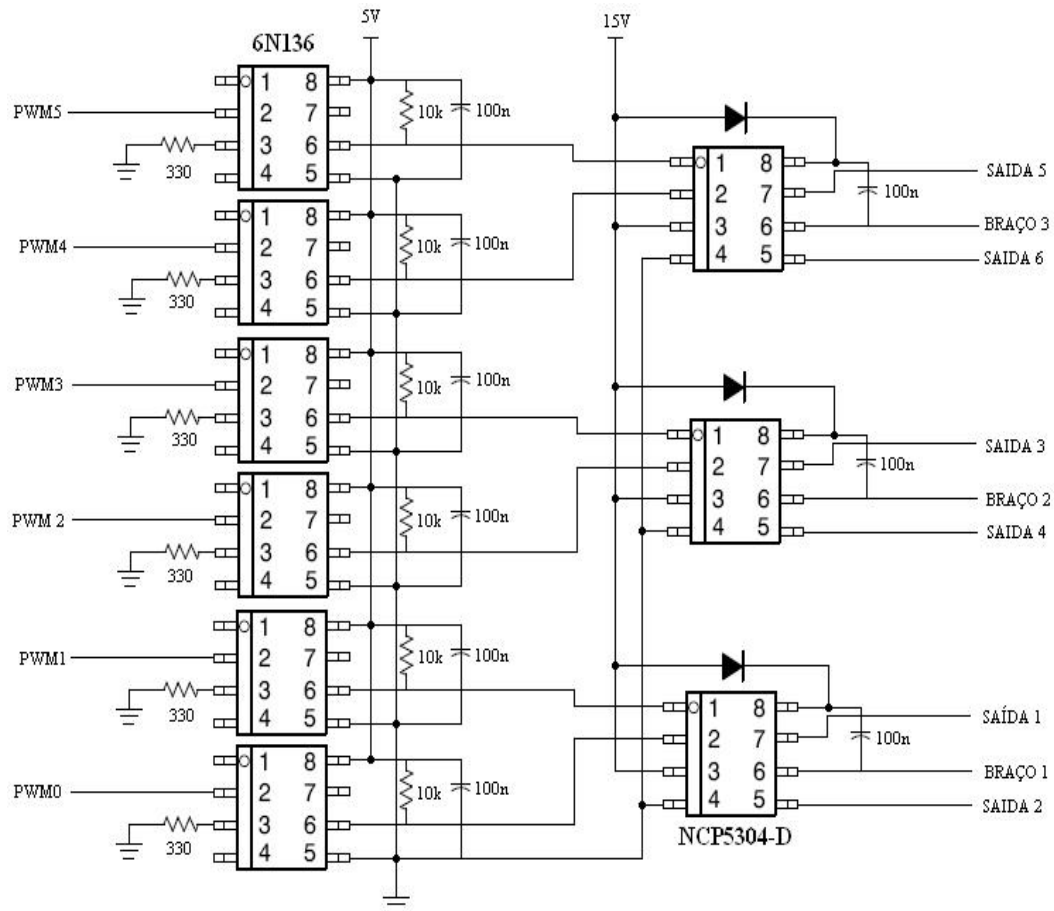


Figura 4.23 – Esquema eléctrico do circuito de interface implementado

Na Figura 4.24 pode-se visualizar a placa com o circuito de controlo em malha fechada implementado mais o circuito de interface entre este e o andar de potência.



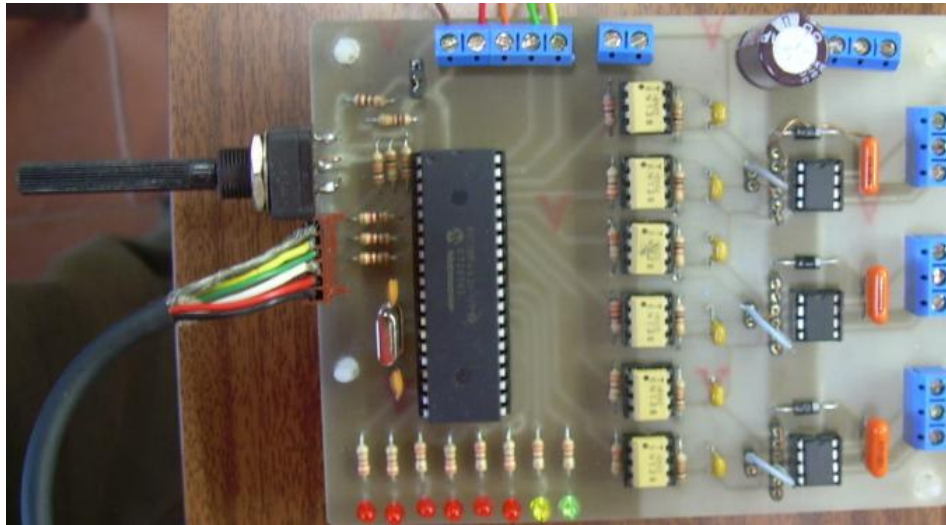


Figura 4.24 – Placa com o circuito de interface entre circuito de controlo e andar de potência

## **4.5 Implementação do Andar de Potência**

Nesta fase do projecto foi implementado o circuito de potência desde a rede eléctrica que chega ao laboratório até à entrada do motor de indução trifásico. Esta fase foi separada em duas partes, implementação do rectificador monofásico de onda completa a díodos e implementação do inversor de tensão trifásico de frequência e tensão de saída variáveis.

Em seguida será analisada detalhadamente a implementação de cada um deles.

### **4.5.1 Rectificador Monofásico de Onda Completa a Díodos**

Ligado à rede eléctrica que abastece o laboratório onde este trabalho foi elaborado implementou-se um circuito de protecção para a ponte rectificadora, este consiste num disjuntor em série com um interruptor em paralelo com uma resistência.



O disjuntor tem por objectivo proteger o circuito desligando-se caso se verifiquem curto-circuitos protegendo assim também a rede eléctrica evitando que se prejudique a fase através da qual é alimentado.

O paralelo entre resistência e interruptor tem uma função diferente. Quando se alimenta directamente a ponte rectificadora da rede eléctrica podem-se criar picos de corrente que podem danificar a ponte. Além disso não existe controlo sobre a corrente. Assim sendo com este circuito, sempre que é ligado à rede eléctrica o interruptor está desligado passando a corrente pela resistência que a irá limitar, garantindo que o condensador carrega de forma lenta e suave. Quando este estiver carregado liga-se o interruptor fazendo com que a passagem de corrente para a ponte rectificadora seja directa.

Sabendo que o condensador está carregado após 5 constantes de tempo e que uma constante de tempo equivale a,

$$\tau = RC \quad (4.6)$$

Onde:

|        |                    |
|--------|--------------------|
| $\tau$ | Constante de tempo |
| $R$    | Resistência        |
| $C$    | Condensador        |

Facilmente se retira o tempo após o qual se pode ligar o interruptor.

Quanto à corrente que percorre inicialmente o circuito é controlada através da Lei de Ohm.

$$I = U / R \quad (4.7)$$

Onde:

|     |                          |
|-----|--------------------------|
| $I$ | Corrente de entrada      |
| $U$ | Tensão da rede eléctrica |
| $R$ | Resistência              |

Na saída deste circuito de protecção podemos então ligar a ponte rectificadora

O rectificador monofásico em ponte completa utilizado tem um alcance que vai até aos 1000 Volts e é da marca *DC Components*.



Figura 4.25 – Ponte rectificadora monofásica da marca *DC Components*

Este tem uma entrada alternada e uma saída em tensão contínua, na sua saída foram colocados dois condensadores electrolíticos em paralelo com capacidades de 680  $\mu\text{F}$  e 220 $\mu\text{F}$ , estes suportam tensões até aos 450 Volts. Com estes dois condensadores garante-se um *ripple* baixo, perfeitamente aceitável para o efeito.

A saída deste circuito será na fase seguinte o barramento DC para alimentar o inversor trifásico.

Apresentam-se em seguida o esquema eléctrico do circuito implementado mais a imagem da implementação realizada.

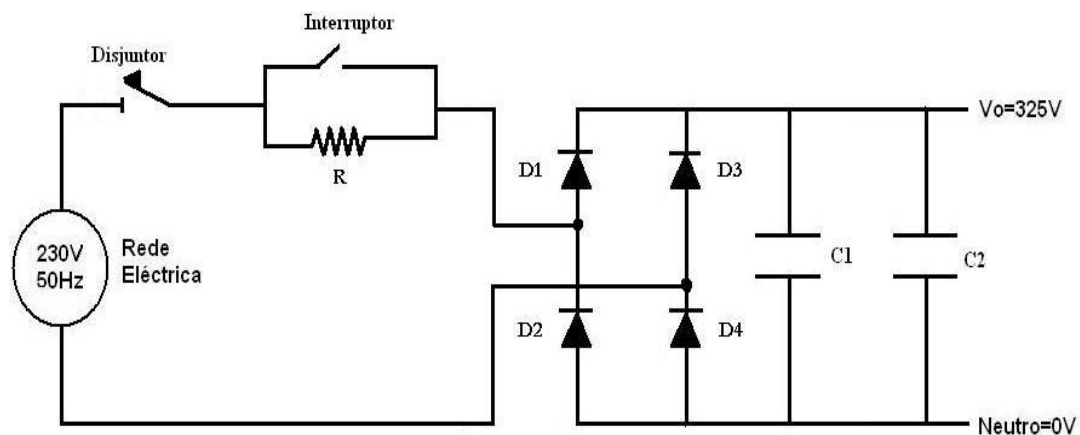


Figura 4.26 – Esquema eléctrico do rectificador monofásico a díodos mais o circuito de protecção

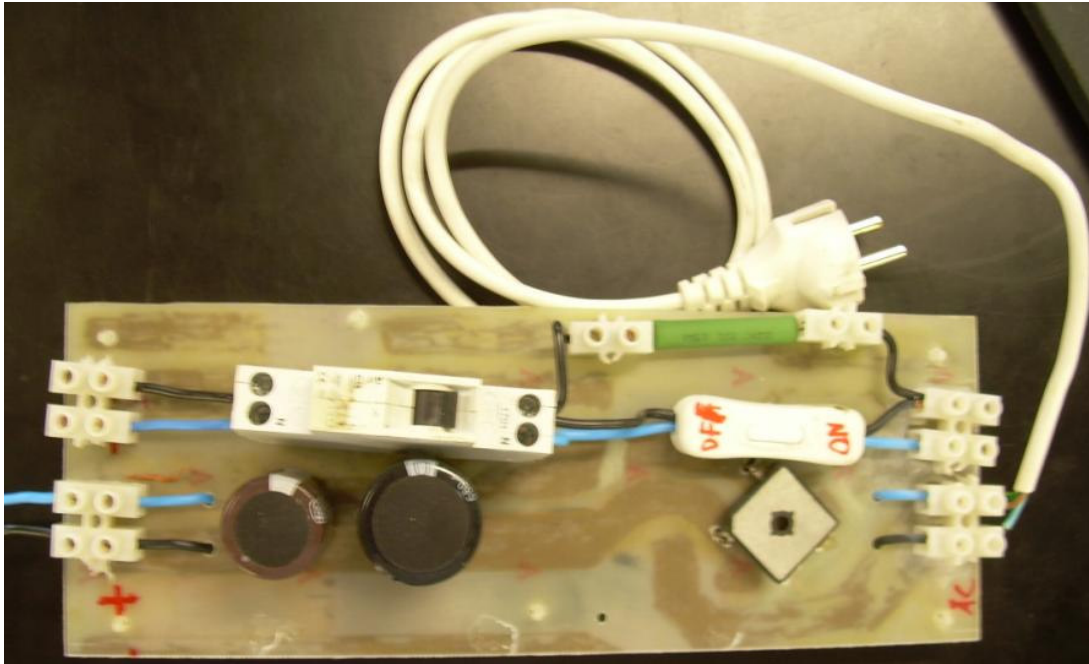


Figura 4.27 – Circuito de protecção mais ponte rectificadora implementado

## 4.5.2 Inversor de Tensão Trifásico com IGBT's

O inversor de tensão trifásico implementado foi feito com IGBT's como foi referido nos capítulos anteriores, é um inversor de tensão trifásico, ou seja composto por três braços, onde cada um dos braços é constituído por dois IGBT's cada um deles com o respectivo díodo em antiparalelo. Os IGBT's utilizados são da marca *Fairchild Semiconductor* e o seu modelo é FGH30N6S2D.

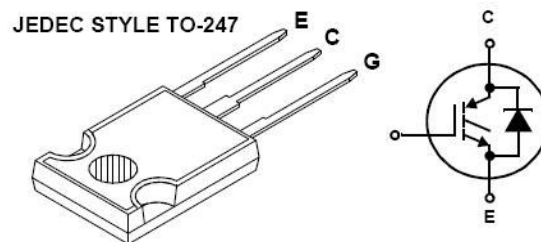


Figura 4.28 – Esquema do IGBT da marca *Fairchild Semiconductors*

São IGBT's com capacidade para comutar tensões até 600 Volts e que permitem correntes até aos 40 Amperes. São semicondutores capazes de comutar a frequências elevadas e com um bom desempenho ao nível do seu uso em inversores.

Em paralelo com cada IGBT inseriu-se um circuito de *snubber*. Estes circuitos têm como função proteger contra sobre tensões e contra o efeito dv/dt aquando do *turn-off* dos IGBT's.

Os *snubbers* implementados são do tipo RCD composto como o próprio nome indica por resistência, díodo e condensador. A resistência surge em paralelo com o díodo estando ambos em série com o condensador.

Optou-se por utilizar este *snubber* devido à sua capacidade de controlar e reduzir os picos de tensão aquando da comutação dos semicondutores de potência. As suas características tornam este adequado para o uso em inversores. No *turn-off*, o *snubber* irá transferir para si a maior parte da corrente de comutação, senão toda, o que irá fazer com que a potência dissipada seja transferida do IGBT para o *snubber*. A menor potência dissipada e a menor amplitude dos picos gerados pela comutação irá aumentar a fiabilidade dos semicondutores de potência [28].

Quando se usa este tipo de *snubber*, RCD, para controlar os picos de tensão gerados nas comutações, deve-se ter em conta a constante de tempo RC, esta deve ser curta comparativamente à frequência de comutação dos IGBT's pois o condensador deve ser capaz de carregar e descarregar a cada ciclo.

$$I = C \times \frac{\Delta V}{\Delta T} \quad (4.7)$$

Onde:

|            |                                                       |
|------------|-------------------------------------------------------|
| $I$        | Valor da corrente de pico no IGBT                     |
| $C$        | Valor do condensador                                  |
| $\Delta V$ | Valor máximo da tensão que o condensador irá carregar |
| $\Delta T$ | Tempo de subida da tensão no condensador              |

Após este cálculo e conhecendo-se o valor do condensador selecciona-se uma resistência. O valor desta foi escolhido para que a constante de tempo resultante fosse de 10% do tempo de comutação dos IGBT's.

Em seguida pode-se ver o esquema eléctrico do circuito inversor implementado.

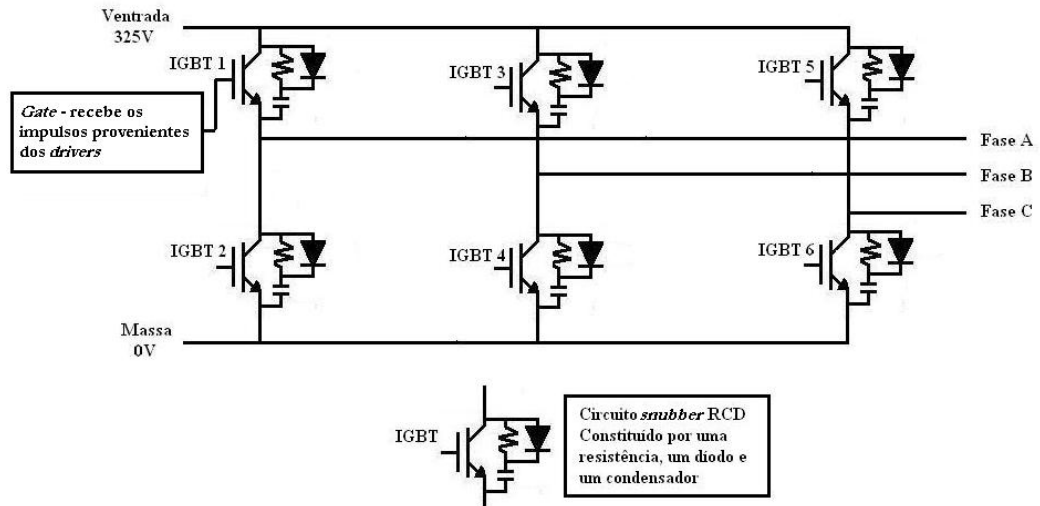


Figura 4.29 – Esquema do circuito inversor e respectivo *snubber* a implementar



Figura 4.30 – Inversor trifásico implementado

Na Figura 4.30 pode-se ver o inversor trifásico implementado, IGBT's, circuitos de *snubber*, entrada do barramento DC, saídas que ligam directamente ao motor, e também as saídas para os *drivers*.

## 4.6 Sistema Implementado

O aspecto final do sistema implementado é apresentado na Figura 4.28, nesta pode-se ver todos os blocos constituintes do sistema interligados entre si.

Neste apenas faltam as fontes de alimentação para entregar energia ao sistema.

Em baixo pode-se ver a placa programadora implementada, ligada a este temos o circuito de controlo e o circuito de interface entre este e o andar de potência. Estes apesar de implementados na mesma placa têm massas isoladas entre si. A saída destes liga às *gates* dos IGBT's e lê a saída de cada braço do inversor. O barramento DC do inversor é alimentado pelo rectificador de tensão e este é alimentado pela rede eléctrica ou através dum Variac. Na saída do inversor está ligado o motor de indução trifásico. Acoplado ao seu veio temos o *encoder* que faz a realimentação do sistema através da leitura da velocidade de rotação

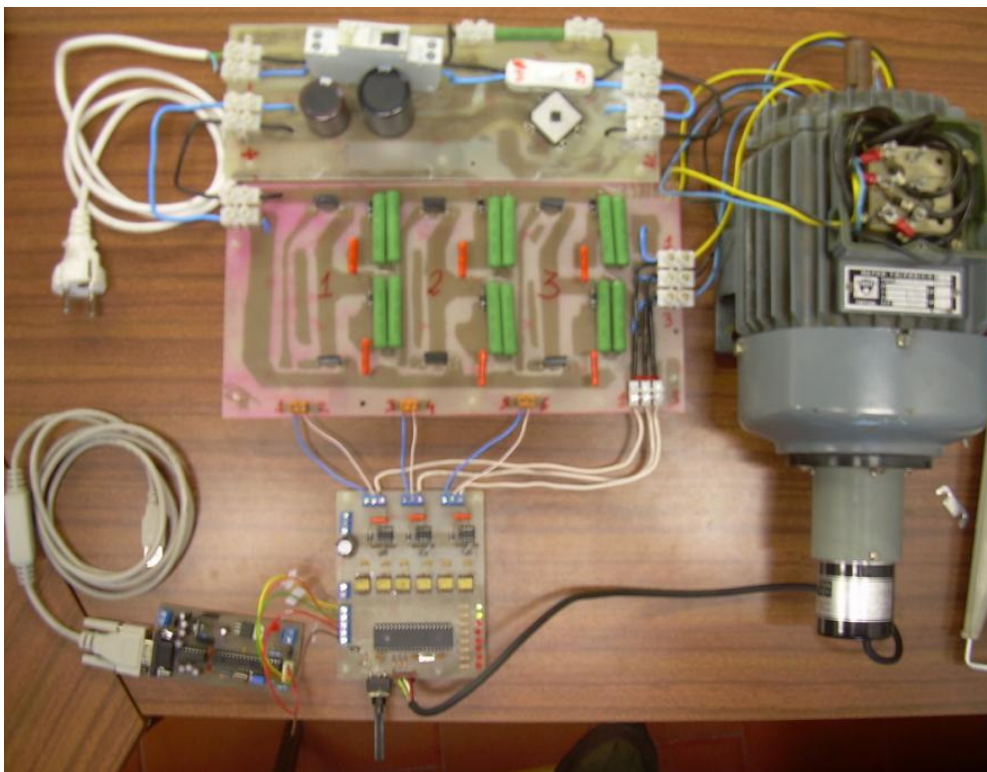


Figura 4.31 – Sistema implementado

## 4.7 Sistema Completo

Após a implementação do conversor de frequência e posterior ligação ao motor de indução, liga-se a este uma caixa redutora. Acoplado à caixa redutora estará um tambor para que seja possível puxar e enrolar a guia à medida que esta vai saindo da canalização.

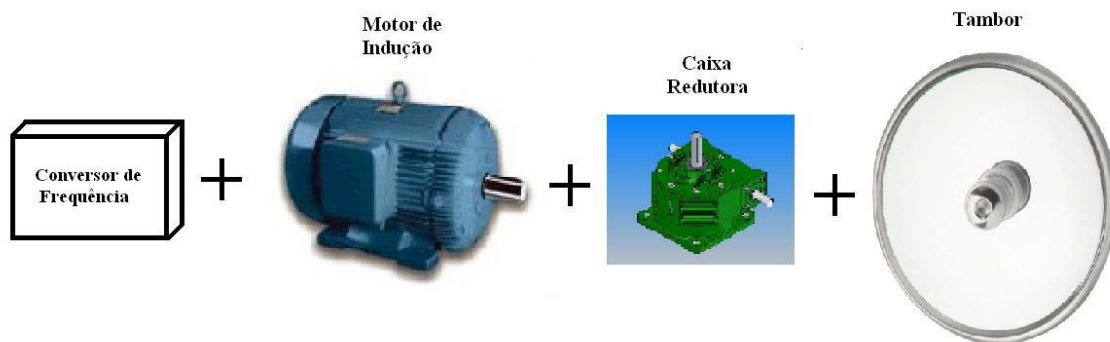


Figura 4.32 – Sistema completo

A caixa redutora tem o propósito de conseguir que o conjunto disponibilize um binário na ordem do que a aplicação exige. Através da caixa redutora aumenta-se o binário disponível pois dada a aplicação em causa, este atinge valores consideráveis.

No mercado existem guias de vários materiais, sendo que a guia mais comum é a de aço. Devido a este facto opta-se por utilizar um diâmetro considerável (1 metro) no tambor para que assim a guia não fique danificada.

Concluindo, após a implementação do conversor de frequência e ligação ao motor de indução, apenas é necessário a adição ao conjunto de estruturas mecânicas (caixa redutora e tambor) para que este possa ser ensaiado em local próprio.





## Capítulo 5

### Resultados Experimentais

Neste capítulo serão abordados os resultados obtidos na implementação do conversor de frequência em ambiente laboratorial.

Inicialmente foi implementada uma interface entre o microcontrolador e o utilizador usando um potenciómetro através do qual é seleccionada a frequência de operação. Devido às limitações do PIC no que diz operações de multiplicação nem todos os valores entre a gama abrangida (5Hz-25Hz) podem ser seleccionados.

Na Figura 5.1 apresenta-se o diagrama de blocos implementado em malha aberta.

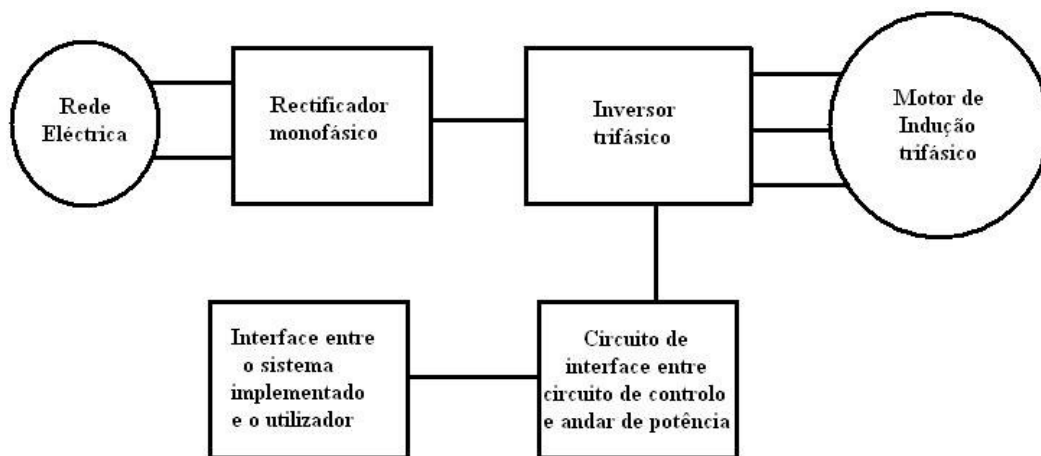


Figura 5.1 – Diagrama de blocos implementado em malha aberta

Após esta implementação observou-se que a velocidade do motor de indução variava seguindo a característica  $U/f$  constante. Isto é, à medida que se diminuía a velocidade e a tensão na mesma razão, a velocidade baixava.

De referir que os resultados (tensões e frequências de saída do inversor de tensão) foram obtidos a partir de um osciloscópio analógico sendo que, no que diz respeito aos valores obtidos principalmente para a tensão existe uma margem de erro na casa das unidades. As tensões, devido ao seu elevado valor, apenas conseguiram ser lidas através do aumento da escala em 10 vezes nas pontas de prova do osciloscópio. Associando isto ao facto de ser um osciloscópio analógico onde o valor de pico é lido com dificuldade e depois dividido por  $\sqrt{2}$  é de prever que os valores obtidos possuam um certo erro de leitura.

Quanto às velocidades, foram obtidas através do uso de um tacómetro óptico. Após a selecção da frequência desejada por parte do utilizador mediu-se a velocidade na saída do motor.

De notar que à medida que se diminui a frequência de alimentação o deslizamento relativo também aumenta pois o deslizamento absoluto mantém-se. Para frequências muito baixas a tensão também é muito baixa, o que torna a queda de tensão no estator significativa fazendo com que o fluxo desça não seguindo a característica  $U/f$  constante. Para tal não acontecer, terá de haver um aumento da tensão para compensar e conseguir manter o fluxo constante e por consequência o binário. Tal não foi o caso, onde não houve compensação ao nível de tensão, por esse facto nota-se pelo gráfico o maior deslizamento obtido para 5Hz.

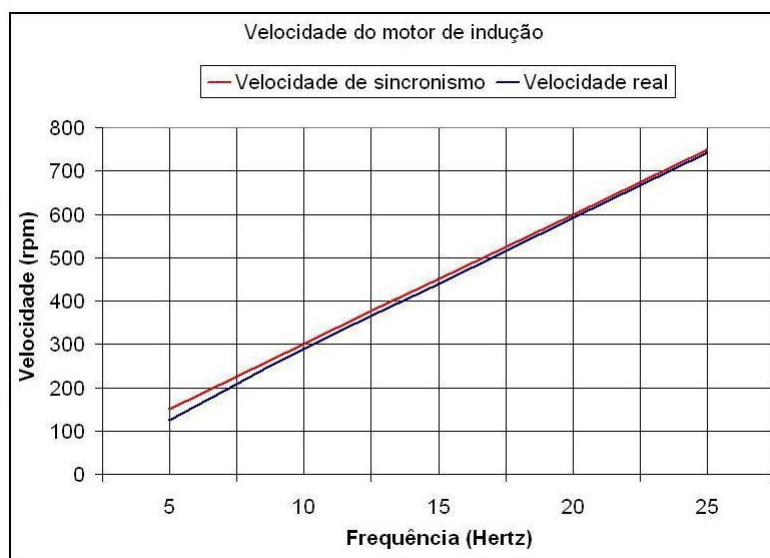


Figura 5.2 – Relação entre velocidade síncrona e velocidade real obtida no motor de indução

Em malha fechada apenas se acrescentou o *encoder* e o correspondente *software* para se sintonizar o mesmo.

Apresenta-se em seguida na Figura 5.4 o correspondente diagrama de blocos do sistema implementado em malha fechada.

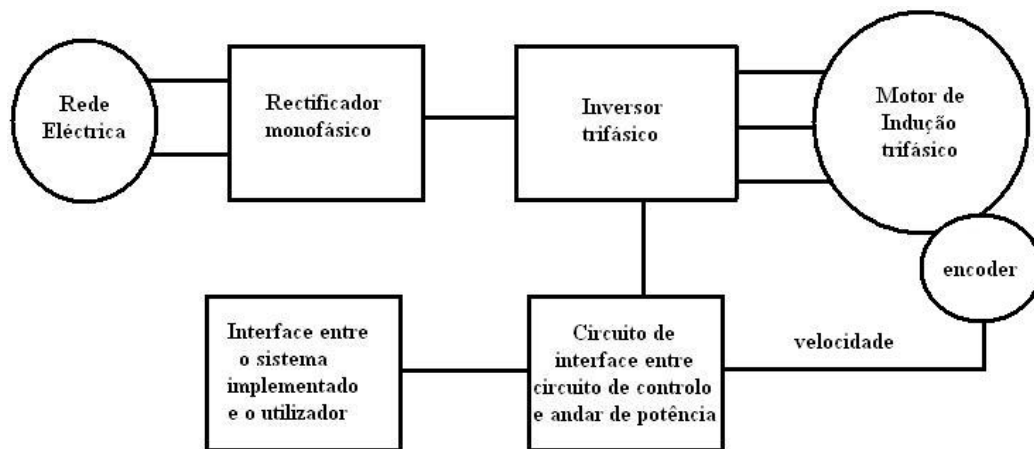


Figura 5.3 – Diagrama de blocos do sistema implementado em malha fechada

Após a inserção do *encoder* e implementação do correspondente *software* no microcontrolador os resultados obtidos não foram os esperados causando demasiada instabilidade no sistema levando mesmo a que parte deste se danificasse.

Mesmo alimentado através de um Variac o sistema que se revelou bastante sensível não reagiu da forma esperada ao controlador implementado. O algoritmo implementado revelou-se demasiado complexo comparativamente ao microcontrolador onde foi implementado, o que originou atrasos na resposta do controlador dando assim origem a falhas na correcção dos erros.



## Capítulo 6

---

# Conclusões e Propostas Futuras

## 6.1 Conclusões

A execução deste trabalho tornou-se na maior experiência em todo o percurso académico realizado. Mostrou ser uma experiência enriquecedora e proveitosa não só a nível teórico através dos temas abordados e interiorizados mas também a nível prático conferindo uma experiência que até à data era quase nula.

Foram abordados os temas de maior interesse com vista à execução deste projecto, isto é, foram estudadas as formas de variar a velocidade do motor de indução através dos parâmetros do estator. A partir do seu conhecimento foi escolhida aquela que melhor se enquadrava nos objectivos deste trabalho, ou seja, a variação da frequência e tensão de alimentação na mesma razão. Após isto decidiu-se optar por um controlo escalar com vista ao controlo do conversor de frequência. Foi analisado ainda o método mais apropriado para proceder à comutação dos semicondutores, o método por variação de largura de pulso.

Realizou-se a simulação do sistema onde foi possível perceber que as opções tomadas a partir do conhecimento adquirido no capítulo 2 eram viáveis e correctas. Conseguiu-se então obter uma simulação bem sucedida onde todos os objectivos foram alcançados, objectivos estes, variação da velocidade através da variação da tensão e frequência de alimentação, sempre garantindo que a razão entre estes era mantida constante. O controlador PID desenvolvido nesta fase mostrou também ser uma escolha acertada pois conseguiu proceder à correcção dos erros e diminuir o tempo de estabilização do sistema.

Procedeu-se à implementação do sistema, conseguindo obter o circuito a funcionar de forma correcta em malha aberta. Em malha fechada não foram alcançados os objectivos propostos, este facto deveu-se também à falta de tempo e de material disponível.

Não foi possível detectar o que realmente falhou para o não correcto funcionamento do sistema em malha fechada.

Após analisar toda a implementação crê-se que as limitações do microcontrolador para responder a um algoritmo complexo a nível matemático (Controlador PID) podem estar na origem do insucesso em malha fechada. Em todo o projecto este microcontrolador revelou-se insuficiente face à complexidade de alguns algoritmos ao nível de resolução matemática, principalmente quando as operações envolviam multiplicações e números fraccionários. Dado que a implementação do controlador PID envolvia um número significativo de equações, algumas delas complexas pensa-se que o tempo de resposta por parte do microcontrolador e os consequentes atrasos e alteração de parâmetros estiveram na origem das falhas reveladas.

Com a realização deste projecto ficou provado que os métodos utilizados são capazes de responder de forma positiva aos objectivos propostos.

O estudo, simulação e implementação de um conversor de frequência baseado em controlo escalar com característica  $U/f$  constante é possível através do caminho aqui delineado e das técnicas utilizadas.

## 6.2 Propostas de Trabalho Futuro

Como trabalho futuro sugere-se que, baseando-se no mesmo tipo de controlo, escalar se adopte pelo uso de um microcontrolador com maior capacidade de resolução a nível matemático tais como DSP (*Digital Signal Processor*) ou DSPic's. Não só pela capacidade que estes possuem em termos de implementação do controlador para correcção de erros mas também porque permitem uma maior gama e precisão ao nível de selecção de frequências de alimentação. Sugere-se também o uso de um rectificador trifásico, pois assim consegue-se obter na entrada do inversor uma maior tensão contínua e por consequência, um aumento na gama de frequências de alimentação.

Como foi visto durante a elaboração deste trabalho, o sistema desenvolvido apenas permite variar a velocidade não tendo qualquer controlo sobre o binário. Para se conseguir um sistema mais preciso e com a grande vantagem de se conseguir controlar a velocidade e o binário de forma precisa pode-se implementar o sistema baseado em

controlo vectorial, conseguindo-se assim obter melhores resultados, mais precisos e sobretudo, ganhando-se na capacidade do motor ao nível do binário.

Por último sugere-se a selecção de um motor de forma cuidada e adequada, o dimensionamento de um redutor para se acoplar a este, e de um sistema que permita puxar as guias para que dessa forma o binário desenvolvido pelo motor seja da mesma ordem do binário requerido pela aplicação em causa e como tal se possa proceder a ensaios práticos no terreno, ou seja, para que este possa proceder à tracção dos cabos através das canalizações podendo assim ser possível analisar a sua resposta na prática.





## Referências

- [1] Mohan, Underland and Robbins (1995); Power Electronics: Converters, Applications, and Design; Seventh Edition; John Wiley & Sons, Ltd.
- [2] Ranconi Jr, Irineu Alfredo; Controle Vectorial (Fasorial) De Um Motor Assíncrono Trifásico Usando DSP's; Fundamentação Teórica para Proposta de Projecto; Universidade do Vale do Rio dos Sinos - UNISINOS
- [3] [www.cefetba.br/Eventos/Palestras/downloads/acinamentos\\_de\\_maquinas\\_eletricas.pdf](http://www.cefetba.br/Eventos/Palestras/downloads/acinamentos_de_maquinas_eletricas.pdf); página consultada a 9 de Setembro de 2008.
- [4] Oliveira, Rodolfo Duarte; “Desenho E Construção De Um Motor Linear De Indução De Baixa Velocidade”; Relatório de Projecto; Departamento de Engenharia Electrotécnica; Secção de Electrotecnia e Maquinas Eléctricas; Universidade Nova de Lisboa; Setembro de 2000.
- [5] Afonso, João Luiz; Apontamentos da cadeira Máquinas Eléctricas do 3º ano do curso de Engenharia Electrónica Industrial e Computadores da Universidade do Minho; 2005.
- [6] Sepúlveda, Manuel João; Apontamentos da cadeira de Electrónica de Potência do 3º ano do curso de Engenharia Electrónica Industrial e Computadores da Universidade do Minho; 2006.
- [7] Vieira, Joaquim; Apontamentos das cadeiras de Electrotecnia I e II do 2º ano do curso de Engenharia Electrónica Industrial da Universidade do Minho, 2003.
- [8] Petry, Clóvis António; Semicondutores Aplicados A Conversores CA-CC; Departamento Académico de Electrónica; Centro Federal de Educação Tecnológica de Santa Catarina; Julho de 2008.
- [9] Dynex Semiconductor; AN4503 – An Introduction To IGBT Operation; Julho de 2002.
- [11] Microchip Technology Inc.; PICDEM MC Development Board For PIC18FXX31 User's Guide; Julho de 2004.
- [12] Microchip Technology Inc.; PIC18F4431 Data Sheet; Julho de 2007
- [13] Burroughs, Jon; Exploiting three-phase, variable-speed AC induction motor capabilities; Abril de 2007.

- [14] Microchip Technology Inc; AN900 – Controlling 3-Phase AC Induction Motors Using the PIC18F4431; 2004
- [15] Lourenço, João; Sintonia de Controladores P.I.D.; Apontamentos da Cadeira de Controlo Discreto; Escola Superior de Tecnologia de Setúbal; Janeiro de 1996.
- [16] Pomilio, J. A.; Conversores Para Accionamento de Máquina de Indução Trifásica; Departamento de Sistemas de Controle e Energia; Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação; Universidade Estadual de Campinas; 2007
- [17] Camargo, Ivan; Motor de Indução Trifásico; Departamento de Engenharia Elétrica; Faculdade de Tecnologia; Universidade de Brasília; Outubro de 2006.
- [18] Fitzgerald, A. E., Kingley, C., Kusko, A. (1979); Máquinas Elétricas; McGraw Hill.
- [19] Pereira, Pedro; Rodrigues, A. Leão; Plataforma para Inspeção de Superfícies Ferromagnéticas com Declive Variável; Artigo do projecto; Departamento de Engenharia Electrotécnica; Faculdade de Ciências e Tecnologia; Universidade Nova de Lisboa.
- [20] Jardim, Rui Gonçalves; Dimensionamento De Um Modelo Protótipo De Um Veiculo de Levitação Magnética, Com Motores Lineares De Indução Trifásica, Projecto Final de Curso; Faculdade de Ciências e Tecnologia; Universidade Nova de Lisboa.
- [21] NEC; Application Note: An Introduction To Vector Control Of AC Motors Using V850; Novembro de 2002
- [22] Monteiro, Joaquim José Rodrigues; Controlo da Máquina de Indução Actuando No Fluxo Estatórico Com Estimação Dos Vectores do Fluxo; Relatório de Mestrado; Instituto Superior de Engenharia de Lisboa; Maio de 2001
- [23] Marques, Gil; Controlo de Motores Eléctricos; Disciplina de Controlo de Accionamentos Electromecânicos; Instituto Superior Técnico de Lisboa; Fevereiro de 2007
- [24] Zhang, Yi; Sobhani, Saed; Chokhawala; Snubber Considerations for IGBT Applications; artigo retirado do *site* oficial do IEEE;
- [25] Peng, Fang Z.; Su, Gui Jia; Tolbert, Leon M.; A Passive Soft Switching Snubber for PWM Inverters; Artigo retirado do *site* oficial do IEEE
- [26] [http://www.ee.bgu.ac.il/~adcirlab/Experiments/book/data\\_sheets/snubber\\_2.pdf](http://www.ee.bgu.ac.il/~adcirlab/Experiments/book/data_sheets/snubber_2.pdf); *site* consultado em 2 de Setembro de 2008

- [27] Botterón, Fernando; Análise, Projeto E Implementação De Um Inversor PWM Trifásico Para UPS De Média Potência; Dissertação de Mestrado; Universidade Federal de Santa Maria; Brasil; 2001.
- [28] <http://www.tecnaut.com.br/old/utilidades/Tecnicas%20e%20cuidados.pdf> site consultado a 19 de Setembro de 2008
- [29] Murphy, J. M. D., Turnbull, F.G.(1988); Power Electronics of AC Motors; First Edition; Pergamon Press.
- [30] Yamayee, Zia A., Bala Jr, Juan L (1994).; Electromechanical Energy Devices And Power Systems; John Wiley Sons, Inc.
- [31] Gottlieb, Irving M. (1994); Power Supplies, Switching Regulators, Inverters And Converters; Second Edition; TAB Books.
- [32] Lobosco, O. S. Dias (1988); Selecção e aplicação de motores Eléctricos; Volume1; McGraw-Hill.
- [33] [www.ewh.ieee.org](http://www.ewh.ieee.org); página do IEEE consultada no dia 15 de Setembro de 2008
- [34] [www.cefetsc.edu.br](http://www.cefetsc.edu.br); página do Centro Federal de Educação Tecnológica de Santa Catarina no Brasil, consultada a 15 de Setembro de 2008
- [35] [www.e-lee.net](http://www.e-lee.net); página da Associação para a promoção de *e-Learning* ferramentas de Engenharia Eléctrica, consultada em Dezembro de 2007
- [36] [www.mitsubishi-automation.com](http://www.mitsubishi-automation.com); página oficial da marca *Mitsubishi Electric* consultada a 26 de Outubro de 2008
- [37] <http://www.weg.net/us>; página oficial da marca *Weg*, consultada a 26 de Outubro de 2008
- [38] <http://omron.pt/>; página oficial da marca *Omron*, consultada a 26 de Outubro de 2008
- [39] <http://www.directindustry.com/>; página oficial da empresa *Direct Industr*, consultada a 26 de Outubro de 2008
- [40] [www.smd.com.pt](http://www.smd.com.pt); página oficial da empresa SMD, consultada a 13 de Novembro de 2008
- [41] Soares, Filomena; Apontamentos da cadeira Controlo Digital do 3º ano do curso de Mestrado Integrado em Engenharia Electrónica Industrial e Computadores da Universidade do Minho; 2005.

