

# PM

## Projeto de um Travão com Máquina Elétrica

PROJETO DE Mestrado

**Manuel Sérgio Vieira Rodrigues**

Mestrado em Engenharia Eletrotécnica - Telecomunicações



UNIVERSIDADE da MADEIRA

*A Nossa Universidade*

[www.uma.pt](http://www.uma.pt)

janeiro | 2020



# Projeto de um Travão com Máquina Elétrica

PROJETO DE MESTRADO

**Manuel Sérgio Vieira Rodrigues**

MESTRADO EM ENGENHARIA ELETROTÉCNICA - TELECOMUNICAÇÕES

ORIENTAÇÃO

João Dionísio Simões Barros



“A different point of view is simply the  
view from a place where you’re not”

-- HSBC



## RESUMO

Atualmente é cada vez mais necessária uma utilização racional da energia. A utilização de sistemas que possibilitam a sua recuperação, permite tornar os sistemas globalmente mais eficientes.

As máquinas elétricas mais utilizadas são as de indução pois estas apresentam um *design* simples e robusto, apresentando ainda um baixo custo. As máquinas com rotor em gaiola de esquilo apresentam menor desgaste pois não utilizam escovas.

Neste trabalho estudaram-se as diferentes formas em que uma máquina elétrica de indução pode ser utilizada de modo a gerar um binário resistente, obtendo o efeito de travagem, sendo que, existem três técnicas principais para aplicar travagem com recurso a este tipo de máquinas: contra corrente, dinâmica e regenerativa.

Para esse fim, estudou-se o conversor *Back-to-back* com armazenamento de tensão, pois este conversor permite a implementação dos três diferentes métodos de travagem utilizando máquinas de indução.

O estudo do conversor *Back-to-Back* foi realizado em duas partes uma vez que o barramento DC permite o desacoplamento do sistema de controlo entre o conversor AC-DC e o conversor DC-AC pelos quais este é constituído.

Desenvolveu-se um sistema de controlo para o conversor AC-DC de modo a que a tensão no barramento DC fosse mantida constante independentemente do sentido do fluxo de energia que atravessa o conversor. O controlo do conversor DC-AC foi realizado para que este criasse a forma de onda que permite aplicar travagem, respeitando os limites de corrente e frequência da máquina.

Nas simulações em MATLAB/Simulink, verificou-se que os modelos teóricos desenvolvidos e as técnicas de controlo desenvolvidas foram capazes de manter a tensão estável no barramento DC e gerar binário resistente, travagem.

Experimentalmente contruiu-se o conversor *Back-to-back* e implementou-se o controlo desenvolvido, verificando assim experimentalmente a geração de binário resistente e a bidireccionalidade do fluxo de energia no conversor.

**Palavras-chave:** Máquina indução, *Back-to-back converter*, Travagem, Transformada *Clarke-Park*



## ABSTRACT

Nowadays, the smart use of energy is increasingly necessary. The use of systems that enable energy recovery allows systems to be more globally efficient.

The most commonly used electric machines are the induction ones, because they have a simple and robust design with associated low cost. Furthermore, machines with a squirrel cage induction motor have less wear as they do not use brushes.

This work studied the different ways in which an induction electric machine can be used to generate a resistant torque, obtaining the braking system effect. There are three main techniques for applying braking using this type of machine: counter current, dynamic and regenerative.

The Back-to-back converter with voltage storage was studied, as this converter allows the implementation of the three different braking methods using induction machines.

The Back-to-Back converter was carried out in two parts as the DC bus allows the decoupling of the control system between the AC-DC converter and the DC-AC converter.

A control system for the AC-DC converter was developed so that the voltage on the DC bus is kept constant regardless of the direction of the power flow through the converter. The control of the DC-AC converter was made to create the waveform that allows the application of braking, respecting the current and frequency limits of the machine.

In the simulations in MATLAB Simulink, it was found that the developed theoretical models and the developed control techniques allowed the maintain of the stable voltage on the DC bus and the generation of resistant braking torque.

Experimentally the Back-to-back converter was built, and the developed control was implemented, thus verifying experimentally the generation of resistant torque and the bidirectionality of the energy flow in the converter.

**Key-words:** Induction machine, back-to-back converter, braking, Transformed Clarke-Park



## **AGRADECIMENTOS**

Queria agradecer ao meu orientador, o Professor João Dionísio Simões Barros, pelas horas despendidas na orientação do projeto, pela disponibilidade, pelas ideias sugeridas para a realização do meu trabalho e todo o conhecimento transmitido.

Gostaria de agradecer à minha família, pelo apoio incondicional durante todo este percurso e o esforço na minha educação e formação.

À Beatriz Sousa, pelos bons momentos e apoio incondicional.

Aos meus colegas, Pedro Nunes, Rodrigo Teixeira, Iúri Vieiros, Rafael Velosa, Duarte Alves, Rui Martins, João Sousa e demais colegas pelos bons momentos passados, e pelo apoio.

Agradeço ao Engenheiro Filipe Santos pelos conhecimentos passados e pela assistência prestada nos laboratórios.

**A todos o meu sincero agradecimento.**



## LISTA DE ABREVIATURAS

AC - *Alternating current*

ADC - *Analog to Digital Converter*

BB-VSI - *Back-to-Back Voltage Supply Inverter*

CSI - *Current supply inverter*

DC - *Direct Current*

FEM - *Força Eletromotriz Induzida*

IGBT - *Isolated Gate Bipolar Transistor*

P - *Proporcional*

PI - *Proporcional Integral*

PID - *Proporcional Integral Derivativo*

PWM - *Pulse Width Modulation*

RPM - *Rotações por minuto*

VSI - *Voltage supply inverter*



## LISTA DE SÍMBOLOS

- $[C]$  - Matriz transformada de *Clarke*  
 $[P]$  - Matriz da transformada de *Park*  
 $B$  - Campo magnético  
 $B_r$  - Campo magnético girante no rotor  
 $B_s$  - Campo magnético girante no estator  
 $C$  - Condensador  
 $C_{i\alpha}$  - Compensador de corrente na variável  $\alpha$   
 $C_{vdc}$  - Compensador de tensão do barramento *DC*  
 $e$  - Erro  
 $e_{vdc}$  - Erro da tensão do barramento *DC*  
 $f$  - Frequência  
 $H$  - Largura da janela de histerese  
 $I$  - Corrente  
 $I_b$  - Corrente máxima no enrolamento do estator  
 $i_{dr}$  - Corrente no rotor segundo o eixo  $d$   
 $i_{ds}$  - Corrente no estator segundo o eixo  $d$   
 $i_{qr}$  - Corrente no rotor segundo o eixo  $q$   
 $i_{qs}$  - Corrente no estator segundo o eixo  $q$   
 $J$  - Inércia  
 $K_d$  - Ganho derivativo  
 $K_i$  - Ganho integral  
 $K_p$  - Ganho proporcional  
 $L$  - Indutância  
 $L_m$  - Indutância de magnetização  
 $L_r$  - Indutância do rotor  
 $L_s$  - Indutância do estator  
 $n$  - Velocidade rotação real  
 $n_s$  - Velocidade de sincronismo  
 $P$  - Número de polos  
 $P_p$  - Número de pares de polos  
 $R_l$  - Resistência do enrolamento do estator

$R_r$  - Resistência do rotor  
 $R_s$  - Resistência do estator  
 $s$  - Escorregamento  
 $T$  - Binário  
 $T_e$  - Binário elétrico  
 $T_L$  - Binário da carga  
 $U_{min}$  - Tensão mínima do barramento  $DC$   
 $V_{dc}$  - Tensão do barramento  $DC$   
 $V_{dcref}$  - Tensão de referência do barramento  $DC$   
 $v_{dr}$  - Tensão no rotor segundo o eixo  $d$   
 $v_{ds}$  - Tensão no estator segundo o eixo  $d$   
 $V_{ef}$  - Tensão eficaz  
 $V_H$  - Tensão de *Hall*  
 $v_{qr}$  - Tensão no rotor segundo o eixo  $q$   
 $v_{qs}$  - Tensão no estator segundo o eixo  $q$   
 $X_{abc}$  - Sistema de variáveis em  $abc$   
 $X_{dq}$  - Sistema de variáveis em  $dq$   
 $X_{\alpha\beta\theta}$  - Sistema de variáveis em  $\alpha\beta\theta$   
 $\gamma_k$  - Estados de comutação do semicondutor  
 $\omega_0$  - Frequência natural do sistema  
 $\omega_e$  - Velocidade angular  
 $\omega_r$  - Velocidade angular do rotor  
 $\zeta$  - Coeficiente de amortecimento  
 $\lambda_{dr}$  - Fluxo do rotor segundo  $d$   
 $\lambda_{ds}$  - Fluxo do estator segundo  $d$   
 $\lambda_{qr}$  - Fluxo do rotor segundo  $q$   
 $\lambda_{qs}$  - Fluxo do estator segundo  $q$

# Índice

<b>RESUMO.....</b>	<b>VII</b>
<b>ABSTRACT.....</b>	<b>IX</b>
<b>AGRADECIMENTOS.....</b>	<b>XI</b>
<b>LISTA DE ABREVIATURAS.....</b>	<b>XIII</b>
<b>LISTA DE SÍMBOLOS.....</b>	<b>XV</b>
<b>CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO.....</b>	<b>1</b>
1.1. MOTIVAÇÃO.....	1
1.2. OBJETIVOS.....	1
1.3. ORGANIZAÇÃO DE CONTEÚDOS.....	1
<b>CAPÍTULO 2 – REVISÃO DA BIBLIOGRAFIA.....</b>	<b>3</b>
2.1. MÁQUINAS ELÉTRICAS ASSÍNCRONAS.....	3
2.1.1. Diferentes tipos de construção.....	3
2.1.2. Princípio de funcionamento.....	6
2.1.3. Modos de funcionamento.....	7
2.2. DIFERENTES TÉCNICAS DE TRAVAGEM UTILIZANDO MÁQUINAS ELÉTRICAS.....	9
2.2.1. Travagem por contracorrente.....	10
2.2.2. Travagem dinâmica.....	12
2.3.3. Travagem regenerativa.....	14
2.3. CONVERSORES ELETRÓNICOS DE POTÊNCIA COMUTADOS.....	15
2.3.1. Conversor AC-AC trifásico.....	16
2.3.2. Conversores AC-AC com armazenamento de energia DC.....	17
2.4. CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL DERIVATIVO - PID.....	18
2.4.1. Controlador PID discreto.....	20
2.4.2. Ajuste dos controladores PID.....	22
2.5. MÉTODOS DE CONTROLO.....	24
2.5.1. Método de controlo por modulação da largura dos impulsos - PWM.....	24
2.5.2. Método de controlo por modo de deslizamento - Histerese.....	25
2.6. TRANSFORMADA DE CLARKE E TRANSFORMADA DE PARK.....	27
2.6.1. Transformada de Clarke.....	28
2.6.2. Transformada de Park.....	29
2.8. EFEITO DE HALL.....	29
2.9. CONCLUSÕES.....	30
<b>CAPÍTULO 3 - MODELO E CONTROLO DO SISTEMA DE TRAVAGEM.....</b>	<b>31</b>
3.1. CARACTERIZAÇÃO DO SISTEMA DE TRAVAGEM.....	31

3.2. MODELO DA MÁQUINA ASSÍNCRONA.....	32
3.3. MODELO DO CONVERSOR AC-DC .....	36
3.3.1. Sistema de coordenadas 123 .....	37
3.3.2. Sistema de coordenadas $\alpha\beta\theta$ .....	41
3.4. SISTEMA DE CONTROLO DO CONVERSOR AC-DC .....	41
3.4.1. Dimensionamento do compensador de tensão $C_{Vdc}$ .....	43
3.4.2. Dimensionamento do compensador de corrente $C_i$ .....	45
3.4.3. Tensão mínima no barramento DC.....	47
3.4.4. Sistema completo para controlo da tensão no barramento DC .....	47
3.5. SISTEMA DE CONTROLO DO CONVERSOR DC-AC .....	48
3.6. CONCLUSÕES .....	52
<b>CAPÍTULO 4 – SIMULAÇÃO DO SISTEMA DE TRAVAGEM.....</b>	<b>55</b>
4.1. DIAGRAMA GERAL DO SISTEMA DE TRAVAGEM .....	55
4.2. MODELOS .....	56
4.2.1. Máquina de indução trifásica .....	56
4.2.2. Conversor AC-DC .....	58
4.2.3. Conversor DC-AC .....	58
4.2.4. Controlo conversor AC-DC .....	59
4.2.5. Controlo do conversor DC-AC .....	64
4.3. SIMULAÇÃO DO SISTEMA COMPLETO .....	73
4.4. CONCLUSÕES .....	75
<b>CAPÍTULO 5 – VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL DO SISTEMA DE TRAVAGEM..</b>	<b>77</b>
5.1. SISTEMA DE TRAVAGEM IMPLEMENTADO.....	77
5.2. MÁQUINA ASSÍNCRONA MAS10.....	78
5.3. CONVERSOR AC-AC SKiiP 12ACC12T4V10.....	79
5.4. MICROCONTROLADOR LAUNCHPAD TIVA C SERIES TM4C123G .....	80
5.5. SENSORES .....	81
5.5.1. Sensor corrente HXS 20-NP .....	81
5.5.2. Sensor de tensão LV 25-P.....	82
5.6. CIRCUITOS DE MONITORIZAÇÃO E COMANDO DOS IGBT .....	84
5.7. PROGRAMA IMPLEMENTADO NO MICROCONTROLADOR TIVA .....	86
5.8. TESTES EXPERIMENTAIS .....	89
5.9. CONCLUSÕES .....	96
<b>CAPÍTULO 6 – CONCLUSÕES .....</b>	<b>97</b>
6.1. CONCLUSÕES GERAIS .....	97
6.2. TRABALHOS FUTUROS.....	99
<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>101</b>

<b>ANEXO A - MODELO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO NO SIMULINK .....</b>	<b>105</b>
<b>ANEXO B - CIRCUITO DE DRIVER.....</b>	<b>107</b>
<b>ANEXO C - LIGAÇÃO DAS PORTAS DO MICROCONTROLADOR .....</b>	<b>109</b>
<b>ANEXO D - ESQUEMÁTICO GERAL.....</b>	<b>111</b>

# CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

*Neste capítulo são apresentadas as razões que motivaram a realização do projeto de um travão com máquina elétrica. São definidos os objetivos e é apresentado um pequeno resumo sobre o conteúdo de cada um dos capítulos presentes neste documento.*

## **1.1. Motivação**

Cada vez mais é necessária uma utilização racional da energia. Hoje em dia existem várias soluções para aplicar binário resistente, ou efeito de travagem, para testar máquinas elétricas em carga bem como em outras aplicações. A utilização de uma máquina para realizar a travagem é para alguns fabricantes a opção mais adotada.

A utilização de máquinas elétricas é usual pois estas apresentam um baixo desgaste na realização da travagem e permitem ainda a recuperação de energia, o que representa uma poupança.

Toda a energia que é gerada com o movimento é desperdiçada, sob a forma de calor, quando da travagem mecânica. O que se pretende neste trabalho é o aproveitamento dessa energia utilizando uma máquina elétrica para fazer a recuperação da energia.

## **1.2. Objetivos**

Os objetivos a concretizar nesta dissertação eram:

- Rever o estado de arte sobre a utilização de máquinas elétricas a funcionar no modo de travagem com aproveitamento da energia elétrica gerada;
- Projetar um sistema de travagem constituído por uma máquina elétrica, conversor e controlador;
- Simular o funcionamento do sistema de travagem em diversos casos de estudo;
- Implementar um sistema adaptado ao sistema didático existente no laboratório de máquinas elétricas.

## **1.3. Organização de conteúdos**

Este documento está organizado em seis capítulos, seguindo a seguinte estrutura:

**Capítulo 1: Introdução** - Neste capítulo é apresentada a motivação e os objetivos deste trabalho. Neste capítulo é ainda apresentada a organização deste documento, bem como um pequeno esclarecimento sobre o conteúdo de cada um dos capítulos.

**Capítulo 2: Revisão da bibliografia** - Faz-se uma revisão da literatura, sendo apresentada uma introdução às máquinas elétricas assíncronas. De seguida é realizada uma introdução aos diferentes sistemas que permitem realizar travagem com recurso a máquinas elétricas, seguindo-se uma introdução aos conversores eletrónicos de potência comutados e a algumas técnicas de controlo utilizadas nos mesmos.

**Capítulo 3: Modelo e controlo do sistema de travagem** - Apresenta-se neste capítulo o modelo da máquina elétrica de indução no sistema de coordenadas  $dq$ , bem como o modelo do conversor AC/AC trifásico e o respetivo sistema de controlo.

**Capítulo 4: Simulação do sistema de travagem** - Neste capítulo é apresentada a simulação dos modelos apresentados no capítulo 3 e dos respetivos sistemas de controlo, utilizando a ferramenta Simulink do *software* MATLAB, e são apresentados e comentados os resultados dessas simulações.

**Capítulo 5: Verificação experimental do sistema de travagem** - Neste capítulo é apresentada a máquina assíncrona escolhida, o microcontrolador utilizado, os sensores e circuitos de monitorização aplicados e são apresentados os resultados.

**Capítulo 6: Conclusões** - São apresentadas as conclusões deste trabalho e sugeridos trabalhos futuros.

## Capítulo 2 – REVISÃO DA BIBLIOGRAFIA

*Neste capítulo é feita uma introdução às máquinas elétricas assíncronas e são discutidas as técnicas como estas podem ser utilizadas para aplicar binário resistivo. Os conversores eletrônicos de potência comutados são abordados, com especial ênfase no conversor AC/AC, bem como as técnicas de controle utilizadas no controle do mesmo. Ainda é feita uma abordagem ao efeito de Hall.*

### 2.1. Máquinas elétricas assíncronas

As máquinas elétricas são dispositivos que convertem energia elétrica em energia magnética e finalmente em mecânica e vice-versa. Quando a máquina converte energia mecânica em energia elétrica, é chamada de *gerador*. Quando converte energia elétrica em mecânica, é chamada *motor* [1].

O eletromagnetismo é o princípio básico para o funcionamento das máquinas elétricas, gerando as forças magnéticas necessárias para produzir movimento rotacional ou linear, ou para gerar energia elétrica.

As máquinas assíncronas ou máquinas de indução são um tipo de máquinas de corrente alternada, AC, sendo estas as mais utilizadas mundialmente pois apresentam um *design* simples, robusto e ainda têm um baixo custo [2].

As máquinas assíncronas ou de indução são assim chamadas porque a tensão no rotor que produz a corrente do rotor e o campo magnético do rotor é induzida electromagneticamente nos enrolamentos do rotor pelo estator, em vez de serem ligados fisicamente fios ao rotor. Estas também são chamadas de assíncronas pois a velocidade de rotação do rotor é inferior à do campo girante do estator [3].

#### 2.1.1. Diferentes tipos de construção

Uma máquina elétrica assíncrona é construída por muitas partes, sendo o estator e o rotor duas partes fundamentais. Na Figura 2.1 temos um motor em corte, com um rotor em gaiola de esquilo.

### Estator

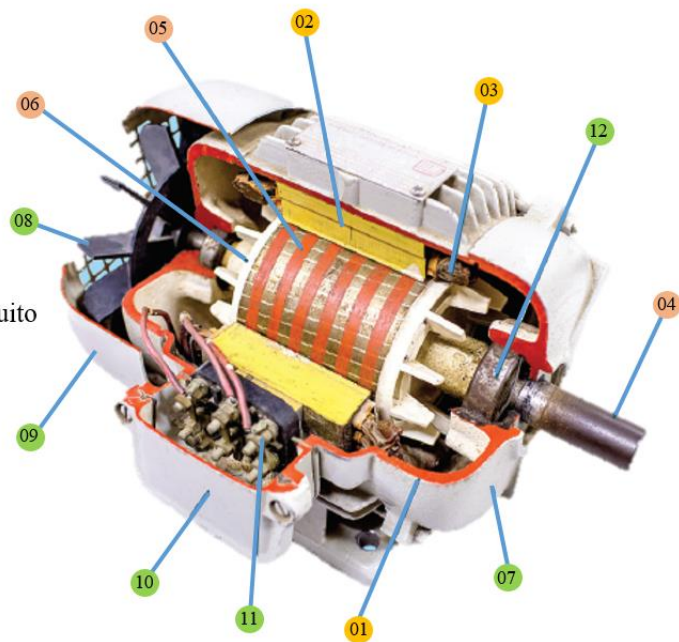
- 01 Carcaça
- 02 Núcleo de chapas
- 03 Enrolamentos trifásicos

### Rotor

- 04 Eixo
- 05 Núcleo de chapas
- 06 Barras de anéis em curto-circuito

### Outras partes

- 07 Tampa
- 08 Ventilador
- 09 Proteção ventilador
- 10 Caixa de ligação
- 11 Terminais
- 12 Rolamentos

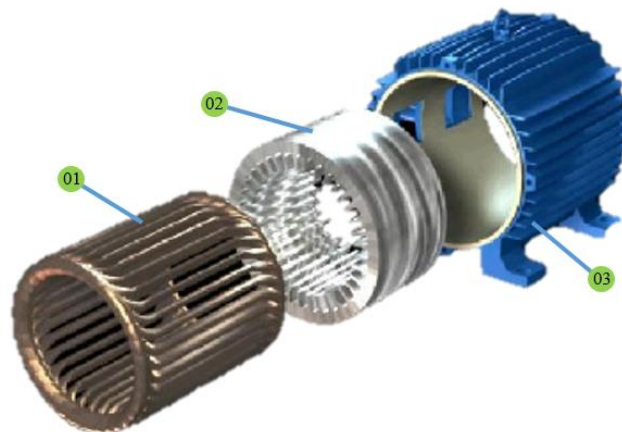


**Figura 2.1 - Máquina de indução trifásica com um rotor em gaiola de esquilo [4].**

O estator é a parte fixa da máquina. O estator é formado de um núcleo de chapas magnéticas, as quais possuem ranhuras axiais para alojar o enrolamento do estator. O uso de chapas magnéticas é justificado pela redução de perdas e melhoria do rendimento. O uso de ranhuras além de diminuir o entreferro efetivo e a corrente de magnetização, também é um meio bastante eficiente de transmissão do calor para o exterior. O estator aloja as bobinas do enrolamento do estator que podem ser tanto trifásica como monofásica. Entre as chapas e as bobinas do enrolamento existem elementos de isolamento, cuja função é evitar colocar a carcaça e o núcleo de chapas magnéticas sob tensão [5].

### Estator

- 01 Enrolamentos estator
- 02 Núcleo magnético
- 03 Carcaça



**Figura 2.2 - Visão do estator [6].**

O rotor é a parte móvel da máquina. Existem dois tipos diferentes de rotores, que podem ser colocados no interior do estator de uma máquina de indução. Um deles é denominado *rotor gaiola de esquilo* e o outro é denominado *rotor bobinado*. Embora estes dois tipos de rotor sejam diferentes, do ponto de vista de funcionamento, realizam as mesmas funções [7].

O rotor gaiola de esquilo, Figura 2.3, consiste num conjunto de barras condutoras, usualmente de alumínio, encaixado em ranhuras feitas no núcleo do rotor e interligadas através de anéis de curto-circuito em ambas as extremidades.

#### Rotor gaiola de esquilo

- 01 Eixo
- 02 Anel de curto-circuito
- 03 Barras condutoras
- 04 Núcleo rotor

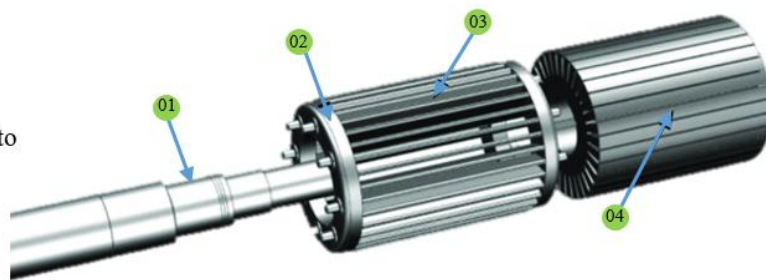


Figura 2.3 - Rotor gaiola esquilo [8].

O rotor bobinado, Figura 2.4, é composto por um conjunto de enrolamentos trifásicos similares aos do estator. As três fases do rotor habitualmente são ligadas em estrela, e as extremidades conectadas aos *slip rings* (anéis deslizantes) no eixo do rotor. Os enrolamentos do rotor podem ser colocados em curto-circuito através de escovas que se apoiam nos *slip rings* [3].

#### Rotor bobinado

- 01 Escovas
- 02 Enrolamentos rotor
- 03 Slip rings
- 04 Eixo

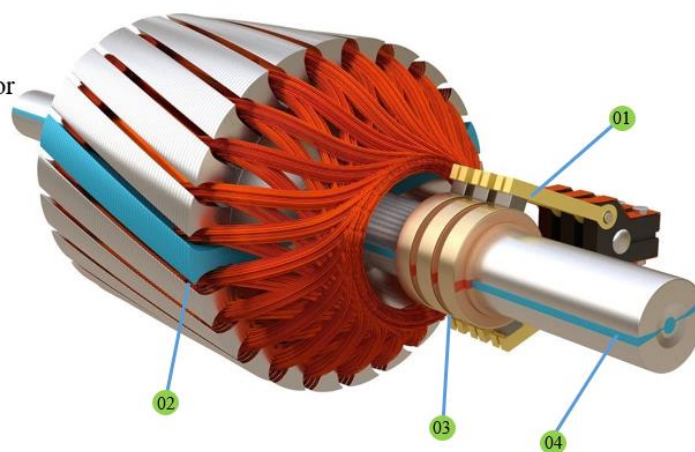


Figura 2.4 - Rotor bobinado [9].

O rotor bobinado permite que através das escovas seja possível conectar, em série com os enrolamentos do rotor, reóstatos externos, para aumentar a resistência do rotor. Estes reóstatos, podem variar do estado de curto-circuito até circuito aberto (resistência infinita) melhorando assim as condições de arranque da máquina, permitindo diminuir a corrente de arranque [10].

As máquinas de indução de rotor bobinado apresentam um custo maior que o das máquinas de indução de gaiola de esquilo. Além disso exigem muito mais manutenção devido ao desgaste associado as suas escovas e anéis deslizantes. Como resultado, as máquinas de indução de rotor bobinado tem uma utilização menor [3].

### 2.1.2. Princípio de funcionamento

Quando os enrolamentos do estator são percorridos por um sistema trifásico de correntes alternadas e sinusoidais e são alimentados por um sistema trifásico de tensões também alternadas e sinusoidais, cria-se um campo magnético alternado que introduz uma força electro-motriz (f.e.m.) nos enrolamentos do rotor. Uma vez que os enrolamentos do rotor estão em curto-circuito a corrente do rotor produz outro campo magnético.

A interação dos campos magnéticos do estator e do rotor produz um binário,  $T$ , [11], [12]:

$$T = k \times B_r \times B_s \quad (2.1)$$

em que  $B_s$  é o campo magnético girante do estator,  $B_r$  o campo magnético do rotor e  $k$  uma constante que representa os aspetos construtivos da máquina [3].

A velocidade de sincronismo de rotação da máquina de indução é determinada por [11], [12]:

$$n_s = \frac{60 \times f}{P_p} \quad (2.2)$$

onde  $f$  é a frequência em Hz do campo girante,  $P_p$  é o número de pares de polos e  $n_s$  é a velocidade de sincronismo em rotações por minuto (rpm).

Se o rotor rodar à velocidade de sincronismo, as barras do rotor estarão estacionárias relativamente ao campo magnético girante, não existindo indução de tensão no rotor. Uma vez que não exista indução de tensão no rotor não será criado um fluxo de

corrente no mesmo nem um campo magnético. A inexistência de campo magnético no rotor implica um binário nulo, e a velocidade do rotor diminui. O que significa que o rotor do motor assíncrono irá rodar a uma velocidade inferior à de sincronismo [3], [10].

Como nos motores assíncronos o rotor roda a uma velocidade inferior à de sincronismo, essa diferença de velocidade chama-se escorregamento. O escorregamento pode ser calculado por [11], [12]:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (2.3)$$

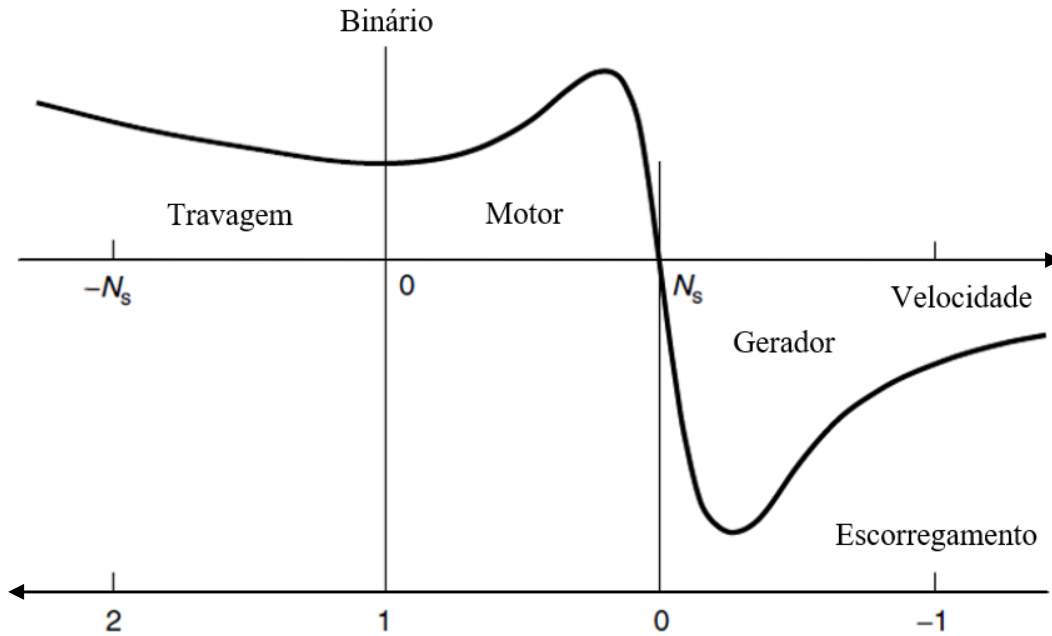
sendo  $n_s$  a velocidade de sincronismo em rpm e  $n$  a velocidade de rotação real do rotor em rpm.

### 2.1.3. Modos de funcionamento

A curva típica binário-velocidade de uma máquina em gaiola de esquilo, cobrindo todos os modos de funcionamento da máquina, é apresentada na Figura 2.5 [2]. A máquina pode funcionar em 3 modos: modo travagem, modo motor e modo gerador.

Na Figura 2.5 é possível observar que o factor decisivo no que diz respeito à direção do binário é o escorregamento e não a velocidade. Quando o escorregamento é positivo o binário é positivo, e vice-versa. O binário, por conseguinte, atua sempre de modo a manter o rotor a rodar com escorregamento nulo, isto é, à velocidade de sincronismo [2].

Se o rotor rodar mais rápido que o campo girante este irá tentar desacelerar até à velocidade de sincronismo,  $n_s$ , por sua vez, se rodar abaixo da velocidade de sincronismo irá tentar acelerar até à velocidade de sincronismo.



**Figura 2.5 - Curva binário-velocidade nas diferentes regiões de funcionamento da máquina elétrica assíncrona [2].**

Quando o escorregamento se encontra entre 0 e 1, o rotor roda na mesma direção do campo magnético do estator, o *modo motor*.

Quando o escorregamento é maior que 1, significa que o rotor está a girar em direção oposta à do campo girante, o binário é positivo e o rotor irá desacelerar, o *modo travagem*, até parar e de seguida inicia a rotação na direção contrária acelerando na direção do campo girante do estator até a velocidade de sincronismo.

Quando o escorregamento é negativo, isto é quando o rotor roda na mesma direção mas com uma velocidade superior à do campo girante do estator, o binário é negativo, ou seja a máquina produz um binário que se opõe a rotação, e que só pode ser mantido se um binário externo for aplicado ao eixo do motor [2].

Com um escorregamento negativo a máquina de indução funciona como *gerador*, convertendo a energia mecânica aplicada ao eixo em energia elétrica para a fonte que alimenta a máquina. A máquina de indução apenas pode funcionar em modo gerador quando ligada a uma fonte de energia que crie o campo girante no estator.

Na Tabela 2.1, é apresentado um quadro resumo dos diferentes modos de funcionamento das máquinas de indução em função do escorregamento.

Tabela 2.1 - Quadro resumo dos modos de funcionamento das máquinas de indução.

Modo de Funcionamento	Binário	Escurregamento
Travagem	Positivo	$s > 1$
Motor	Positivo	$1 \geq s \geq 0$
Gerador	Negativo	$s < 0$

## 2.2. Diferentes técnicas de travagem utilizando máquinas elétricas

A travagem é um termo genericamente utilizado para descrever um conjunto de condições operacionais dos sistemas de acionamento elétrico, incluindo travagem rápida da máquina elétrica, manter o eixo da máquina elétrica numa posição específica, manter a velocidade do motor ou impedir excesso de velocidade [13].

Durante o processo de travagem a corrente pode trocar de sentido entre a fonte de energia e a máquina. A rotação da máquina pode tornar-se uma fonte de energia, energia cinética, funcionando a máquina como gerador, o que permite recuperar energia para a fonte de alimentação. A utilização desta energia de travagem aumenta a eficiência geral dos sistemas [13].

Comparativamente à travagem mecânica a travagem elétrica é altamente eficiente e requer baixa manutenção. Contudo a travagem elétrica pode resultar em *stress* mecânico e elétrico sobre os elementos das máquinas, pelo que o sistema de travagem deve ser projetado para garantir uma operação segura [13], [14].

A travagem com máquinas elétricas pode ser de três tipos: contra corrente, dinâmica ou regenerativa, Figura 2.6.

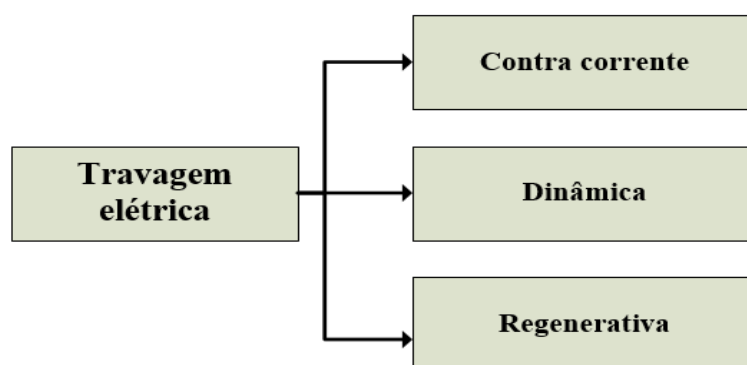
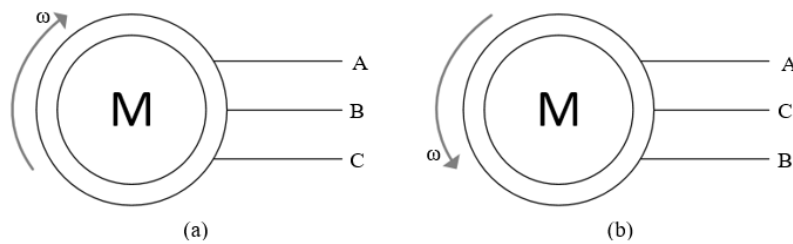


Figura 2.6 - Diferentes tipos de travagem com máquina elétrica.

### 2.2.1. Travagem por contracorrente

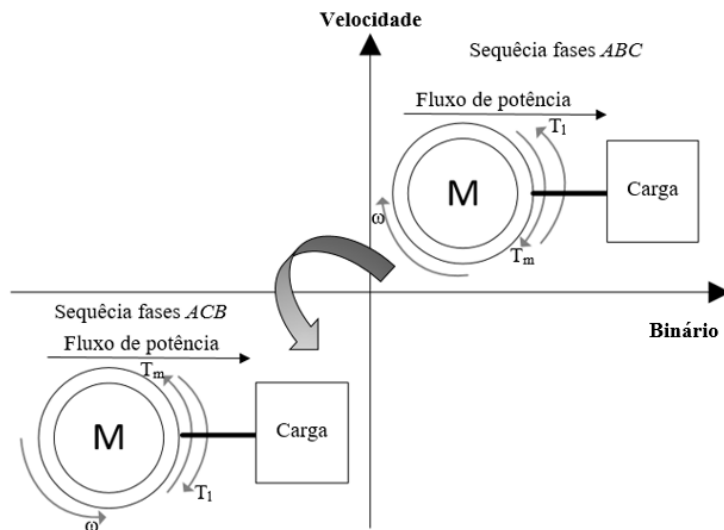
A direção de rotação de uma máquina de indução trifásica depende da sequência de fases que alimentam o enrolamento do estator, sendo que o rotor da máquina tentará rodar na mesma direção do campo magnético do estator [3].

Para realizar a travagem por contracorrente as ligações à máquina de indução são alteradas de modo a que o sentido de rotação da máquina seja invertido, sendo suficiente fazer a trocas de 2 fases de alimentação, Figura 2.7, no caso de uma máquina de indução trifásica. Durante a travagem a velocidade da máquina será reduzida até zero, começando a girar no sentido oposto, a menos que exista um mecanismo que permita o corte da alimentação no momento em que a velocidade zero é atingida [13].



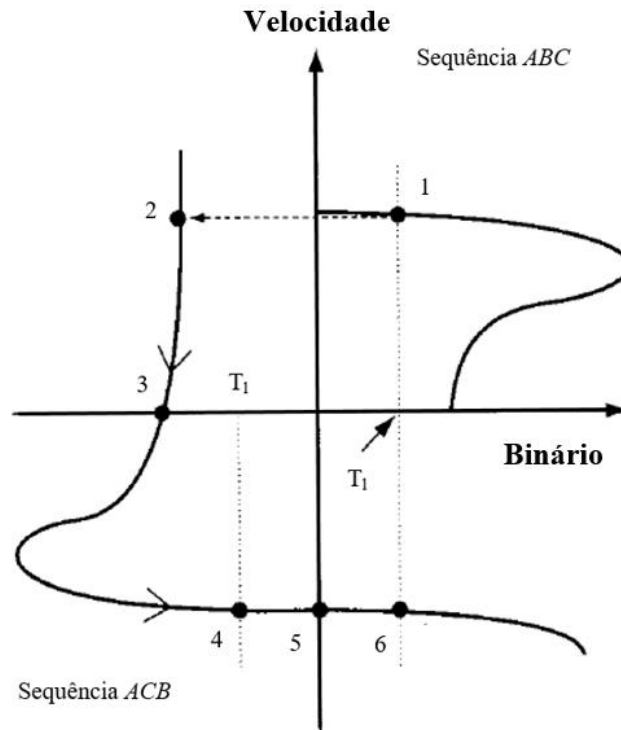
**Figura 2.7 - Exemplo de troca de fases de uma máquina AC para inverter o sentido de rotação. (a) Sequência de fases ABC para rotação no sentido horário; (b) Sequência ACB para rotação no sentido anti-horário.**

Assumindo que a máquina alimentada com a sequência ABC funciona como motor no primeiro quadrante, Figura 2.8, então quando a sequência é alterada para ACB esta passa a funcionar como motor no terceiro quadrante.



**Figura 2.8 - Funcionamento em estado estacionário da travagem em contracorrente.**

Assumindo que o ponto de funcionamento em modo motor da máquina de indução na sequência *ABC* é o ponto 1, Figura 2.9, quando a sequência de tensão no estator é revertida (troca de fases) o novo ponto de funcionamento estacionário na nova sequência, sequência *ACB*, é onde o binário da carga e do motor são iguais.



**Figura 2.9 - Característica da máquina de indução durante a travagem por contra corrente [13].**

Antes de chegar ao ponto final de funcionamento, o motor inicialmente passa do ponto 1 para o ponto 2 sem uma alteração aparente na velocidade devido à inércia do sistema. O ponto 2 não é o ponto de funcionamento estacionário, porque não existe igualdade entre o binário do motor e da carga, continuando a se mover para o ponto 3. [13]

No ponto 3 o motor para, mas se a alimentação não for desligada neste momento, o motor continua a se mover em direção ao ponto 4.

O ponto 4 é o novo ponto de funcionamento em modo estacionário, se o binário da carga for bidirecional. Se o binário do motor for unidirecional continuará se movendo para o ponto 5. No ponto 5 a velocidade da máquina é igual a velocidade de sincronismo, sendo que o ponto de funcionamento se move até o ponto 6 [13].

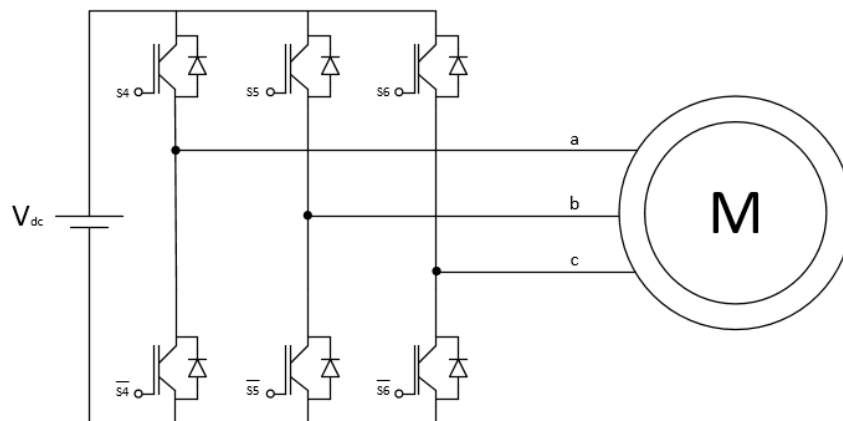
No ponto 6 o binário da carga e do motor são iguais. Este ponto representa a travagem regenerativa para a sequência *ACB*.

### 2.2.2. Travagem dinâmica

A travagem dinâmica de uma máquina elétrica ocorre quando a energia cinética da máquina é convertida em energia elétrica e dissipada numa resistência. Isto requer que a máquina opere como gerador de modo a converter energia cinética em energia elétrica [13].

Nas máquinas DC, a travagem dinâmica requer um campo magnético estacionário, que não existe em máquinas assíncronas. Contudo, um campo magnético estacionário pode ser criado nas máquinas assíncronas aplicando uma tensão *DC* aos terminais do estator. Quando o enrolamento do rotor passa pelo campo estacionário, tensão e corrente são induzidas no rotor, e a corrente do rotor produz perdas na resistência do rotor. Uma vez que o rotor gira apenas por causa da energia cinética armazenada, as perdas no rotor fazem diminuir a energia cinética armazenada ajudando a máquina a desacelerar.

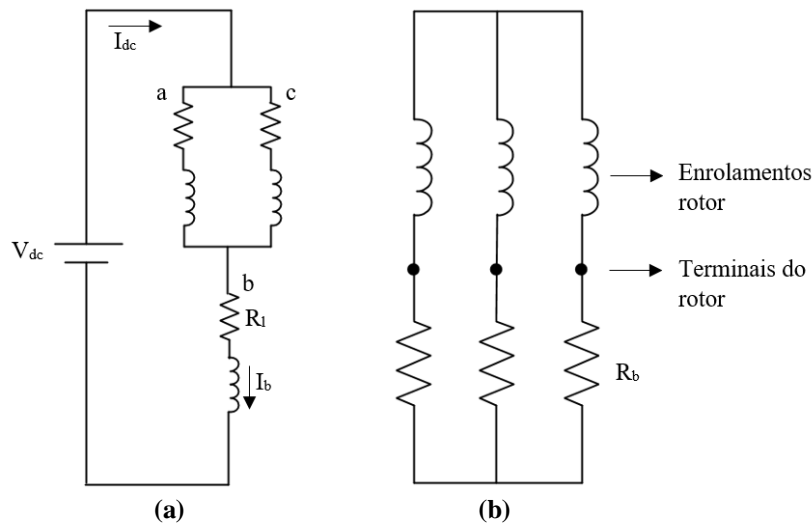
O campo magnético estacionário para realizar a travagem dinâmica pode ser criado utilizando o conversor da Figura 2.10, fechando três IGBT em simultâneo, desde que seja criado um curto-circuito num braço do conversor, cria-se uma tensão DC nos terminais da máquina o que gera um campo magnético estacionário.



**Figura 2.10 - Conversor DC-AC, que permite aplicar uma tensão DC nos enrolamentos do estator de uma máquina de indução trifásica.**

Se os IGBT  $S_4$ ,  $S_6$  e  $\overline{S_5}$  estiverem fechados as fases *a* e *c* encontram-se conectados ao potencial positivo, e a fase *b* encontra-se ligada ao potencial negativo tal

como é apresentado na Figura 2.11. A corrente nos enrolamentos do estator é DC e produz um campo magnético estacionário.



**Figura 2.11 - Organização dos enrolamentos durante a travagem dinâmica. (a) Estator; (b) Rotor bobinado.**

Há que ter em atenção que a resistência dos enrolamentos do estator é normalmente muito baixa, o que significa que a corrente máxima no estator pode ser facilmente excedida a menos que a tensão nos terminais seja baixa o suficiente. Para reduzir a tensão nos enrolamentos do estator pode ser utilizada a técnica de modulação da largura de impulsos, de modo a diminuir o valor médio da tensão DC aplicada [13].

A corrente DC total aplicada no circuito pode ser calculada por [13]:

$$I_{dc} = \frac{V_{dc}}{1.5 R_l} \leq I_b \quad (2.4)$$

sendo  $V_{dc}$  a tensão aplicada durante a travagem dinâmica,  $R_l$  a resistência de um enrolamento do estator e  $I_b$  a corrente máxima permitida no estator durante a travagem.

A tensão máxima a aplicar durante a travagem pode assim ser retirada da expressão (2.4).

Uma corrente de travagem maior resulta num campo magnético estacionário mais forte, o que induz uma corrente maior no rotor e maiores perdas no circuito do rotor. Se o rotor for bobinado, a utilização de *slip rings* e escovas permite que resistências externas possam ser introduzidas, como apresentado na Figura 2.11 (b), tendo estas resistências a função de controlar o ritmo a que a energia cinética é dissipada e ainda limitar a corrente no circuito do rotor [13].

### 2.3.3. Travagem regenerativa

A travagem regenerativa ocorre quando a velocidade de rotação do rotor da máquina excede a velocidade síncrona, ou seja quando o binário da carga faz a máquina rodar para lá da velocidade de sincronismo, ponto  $T_2$  da Figura 2.12. Sendo neste caso a carga a fonte de energia, fazendo a máquina elétrica a conversão da energia mecânica em energia elétrica, que é entregue ao sistema elétrico [13].

Uma vez que o binário é negativo durante a travagem regenerativa, mas a direção de rotação do rotor e do campo girante do estator é a mesma, o sentido do fluxo de potência é invertido. A energia cinética do rotor é convertida em energia elétrica pela máquina de indução, atuando esta como gerador [15].

Quando utilizada no modo de travagem regenerativa, a máquina de indução consome potência reativa do sistema elétrico, para a criação do campo girante do estator, entregando potência ativa ao sistema elétrico através da conversão da energia cinética do rotor em energia elétrica.

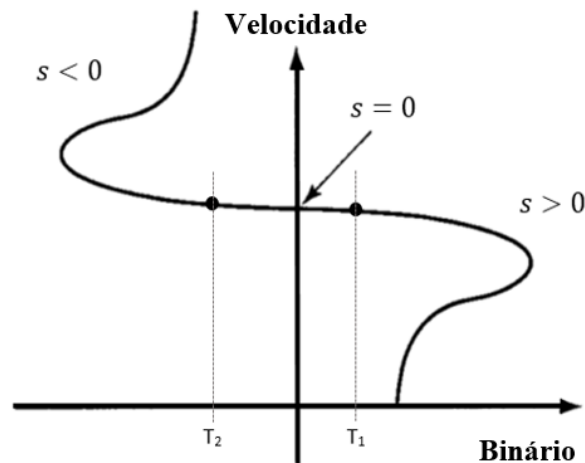
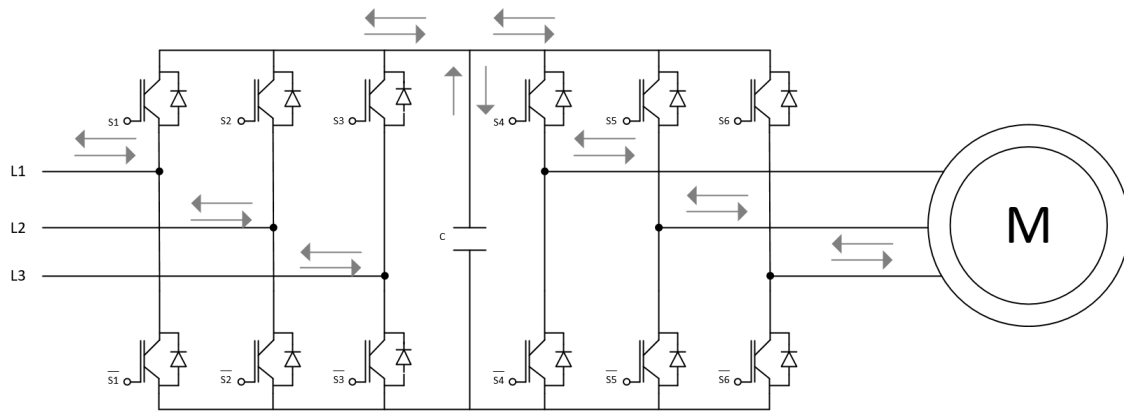


Figura 2.12 - Travagem regenerativa de uma máquina de indução [13].

A Figura 2.13 ilustra um conversor AC-AC comutado bidirecional que pode ser utilizado para a aplicação da travagem regenerativa numa máquina assíncrona trifásica.



**Figura 2.13 - Travagem regenerativa com conversor trifásico AC-AC bidirecional.**

A utilização de IGBT no conversor AC-DC e no conversor DC-AC permite a bidireccionalidade do fluxo de energia, ou seja, da fonte de alimentação para a máquina bem como da máquina para a fonte de alimentação.

### 2.3. Conversores eletrônicos de potência comutados

Em eletrônica de potência a energia elétrica pode ser convertida de um nível de tensão, corrente ou frequência para outro utilizando circuitos comutados, que utilizam semicondutores. Uma das características principais deste tipo de circuitos é os semicondutores operarem em apenas dois estados: *ON* ou *OFF*, contrariamente a outros circuitos onde os semicondutores operam na região ativa [16].

De acordo com a forma de conversão, os conversores eletrônicos de potência podem ser classificados em quatro tipos diferentes:

- (i) conversores DC-DC: convertem grandezas elétricas contínuas para grandezas contínuas de diferente valor médio, designado conversor de contínuo para contínuo;
- (ii) conversor DC-AC: convertem grandezas elétricas contínuas para grandezas alternadas, designados onduladores ou inversores;
- (iii) conversor AC-DC: convertem grandezas elétricas alternadas para grandezas contínuas, designados retificadores;
- (iv) conversores AC-AC: convertem grandezas elétricas alternadas para grandezas alternadas, designado conversor de alternado para alternado [17].

Estes quatro tipos de conversores eletrônicos de potência podem ser unidirecionais ou bidirecionais. Os unidirecionais só podem converter a energia elétrica numa direção,

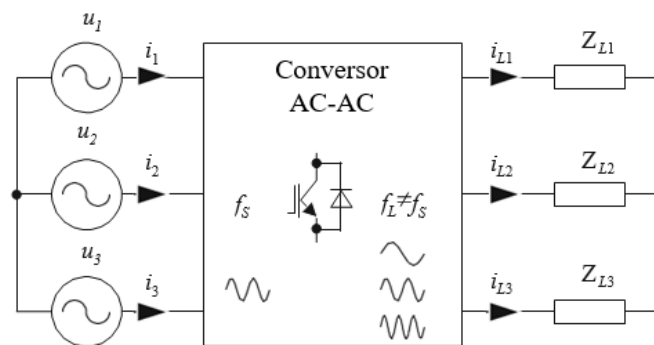
enquanto os bidirecionais podem converter a energia elétrica em qualquer uma das direções [18].

Os conversores comutados têm que obedecer às restrições topológicas da teoria dos circuitos [17]:

- não interromper elementos do tipo fonte de corrente;
- não curto-circuitar elementos do tipo fonte de tensão;
- não ligar em paralelo fontes de tensão de valores diferentes;
- não ligar em série fontes de corrente de valores diferentes.

### 2.3.1. Conversor AC-AC trifásico

Como mencionado anteriormente os conversores AC-AC convertem energia elétrica AC em energia AC a outra frequência. Além disso, este tipo de conversor tem também a capacidade de controlar a amplitude da tensão de carga, o ângulo de defasamento da carga em relação à tensão da fonte, e o ângulo de deslocamento entre as correntes e tensões da fonte (fator de potência), podendo ser unidirecional ou bidirecional o fluxo de energia através do conversor. A Figura 2.14, mostra o diagrama genérico de um conversor AC-AC trifásico [19].



**Figura 2.14 - Diagrama genérico de um conversor trifásico AC-AC [19].**

Cada um dos terminal de entrada do conversor AC-AC é conectada a uma fonte de tensão AC sinusoidal, de amplitude constante,  $u_s$ , e frequência contante,  $f_s$ . As tensões de entrada são convertidas em tensões de saída com amplitude,  $u_L$ , e uma frequência,  $f_L$ .

Os conversores AC-AC podem ser classificados em três categorias dependendo da existência ou não de armazenamento intermédio de energia:

- (i) Conversor indiretos, com armazenamento de energia;

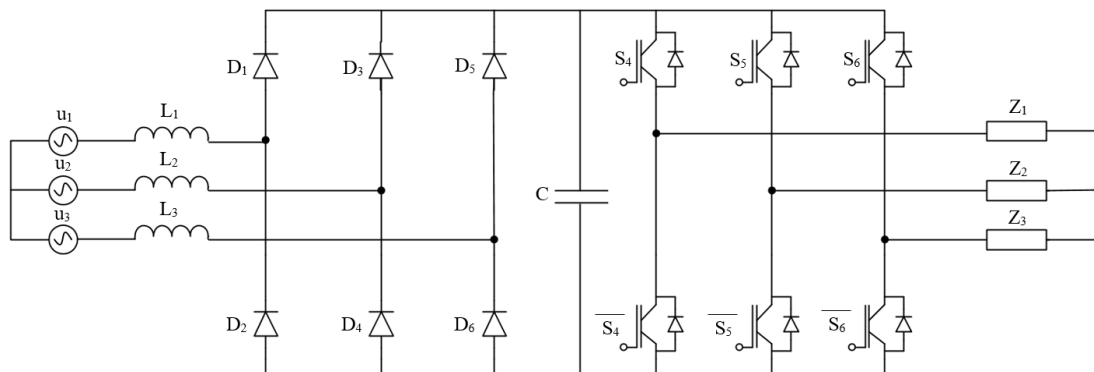
- (ii) Conversor direto, sem armazenamento de energia;
- (iii) Conversor híbrido;

Os conversores indiretos podem conter elementos de armazenamento de tensão, conversores *VSI* (*voltage source inverter*), ou elementos de armazenamento de corrente, conversores *CSI* (*current source inverter*).

### 2.3.2. Conversores AC-AC com armazenamento de energia DC

A topologia do conversor AC-AC mais usual é a de um inversor de fonte de tensão *PWM*, com um retificador de diodos e um condensador no barramento DC, como apresentado na Figura 2.15 [19].

O conversor da Figura 2.15 é também chamado de conversor indireto de dois níveis com inversor de fonte de tensão, *VSI*. Um conversor indireto consiste em dois estágios de conversão de energia. No primeiro estágio a energia é convertida de AC para DC sendo armazenada no barramento DC, de seguida é reconvertida de DC para AC com amplitude e frequência variáveis.

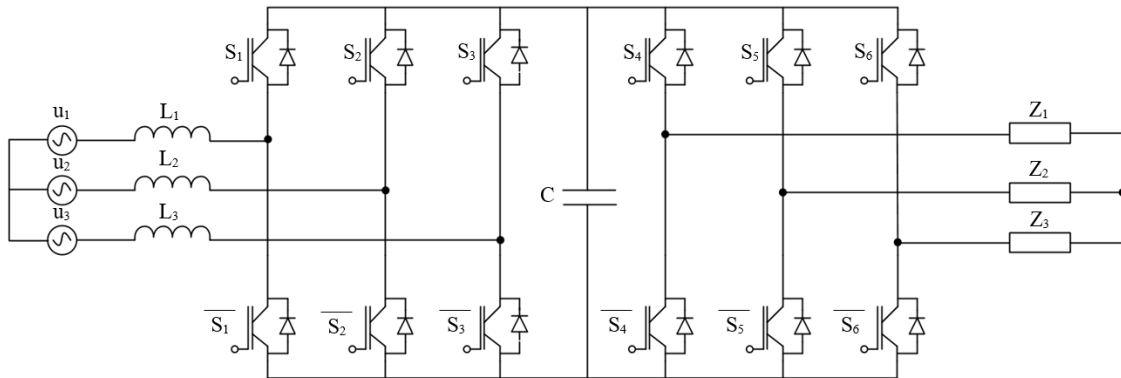


**Figura 2.15 - Conversor AC-AC indireto de dois níveis, com inversor de tensão, *VSI*, e retificador com diodos.**

O condensador do barramento DC desacopla os dois estágios de conversão de energia assegurando o controlo independente dos dois estágios de conversão.

Com a utilização de diodos no conversor AC-DC a corrente não pode ser revertida através dos diodos, tendo que ser implementados alguns mecanismos para lidar com uma eventual inversão do fluxo de energia, como por exemplo na travem eletromagnética de um motor, para evitar que a tensão no barramento DC atinja níveis destrutivos. Os mecanismos a implementar implicam a dissipação de energia, utilização de resistências e, portanto, só devem ser utilizados quando a energia a dissipar é baixa [20].

De modo a não ser necessária a utilização de mecanismos dissipativos, pode ser utilizado um conversor *back-to-back* (*BB-VSI*), Figura 2.16. O conversor *back-to-back* consiste num retificador de comutação forçada e um inversor também de comutação forçada, conectados por um barramento DC, possibilitando o controlo separado de ambos os conversores. Neste conversor são utilizados díodos em paralelo com os IGBT de modo a garantir a existência sempre de um caminho para a passagem de corrente.



**Figura 2.16 - Conversor *Back-to-back* (BB-VSI).**

O conversor pode ser operado para fornecer correntes sinusoidais e a energia, por exemplo da travagem de uma máquina eléctrica, pode ser devolvida à rede eléctrica. O conversor AC-DC do lado da rede é um conversor do tipo elevador, isto é, a tensão no barramento DC tem que ser superior ao valor de pico da tensão entre fases das linhas de alimentação. Num conversor *BB-VSI* as bobines de filtro da fonte são necessárias, mas estas bobines são um problema pois são muito volumosas e pesadas. Este problema pode ser contornado com o aumento da frequência de comutação,  $f_c$ , do conversor uma vez que a variação da corrente [20]:

$$\Delta I = \frac{dU}{L f_s} \quad (2.5)$$

ou seja, com o aumento da frequência de comutação é possível diminuir a bobine mantendo a variação de corrente desejada.

## 2.4. Controlador Proporcional Integral Derivativo - PID

O controlador proporcional integral derivativo, PID, é um dos controladores mais utilizados na indústria, dada a sua simplicidade de implementação e robustez [21].

Como o nome indica um controlador PID é constituído por três termos: proporcional; integral; derivativo. A Figura 2.17 apresenta o diagrama de blocos do

controlador PID aplicado a um processo, ilustrando assim como é feita a conjugação dos três termos do controlador PID.

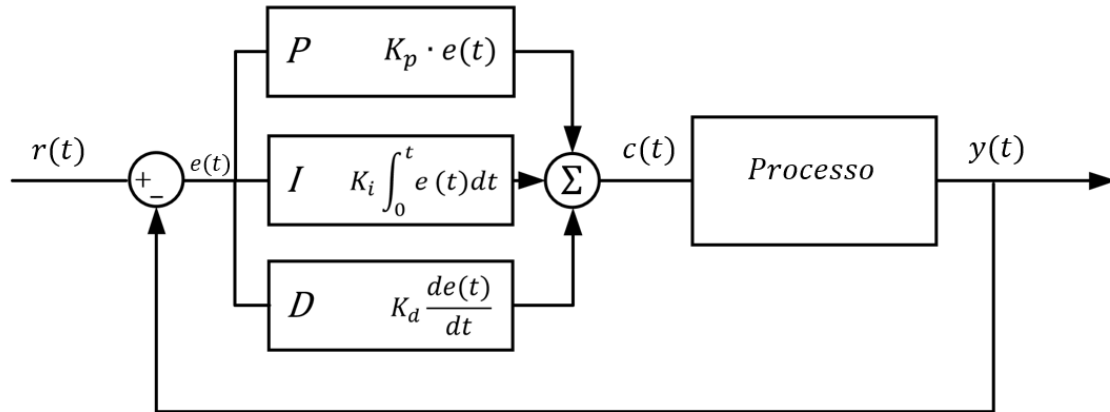


Figura 2.17 - Diagrama de blocos do controlador P.I.D. [22].

O controlador P.I.D. é descrito pela fórmula [21], [23]:

$$c(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{d e(t)}{dt} \quad (2.6)$$

onde  $K_p$  é o ganho proporcional,  $K_i$  o ganho integral,  $K_d$  o ganho derivativo e  $e(t)$  o erro de controle obtido por [23]:

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (2.7)$$

onde  $r(t)$  é o valor de referência e  $y(t)$  o valor real do processo.

Através da aplicação da transformada de Laplace a (2.6), obtém-se a função de transferência do controlador PID:

$$\frac{c(s)}{e(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (2.8)$$

Os diferentes elementos do compensador PID podem também ser utilizados de forma isolada, como por exemplo:

- (i) Proporcional (P):  $\frac{c(s)}{e(s)} = K_p$  ;
- (ii) Proporcional + Integral (PI):  $\frac{c(s)}{e(s)} = K_p + \frac{K_i}{s}$ ;
- (iii) Proporcional + Derivativo (PD):  $\frac{c(s)}{e(s)} = K_p + K_d s$ .

A componente proporcional consiste essencialmente num amplificador com ganho ajustável. Quanto maior o valor de  $K_p$  mais rápida será a resposta do sistema. Se

apenas um controlador proporcional for utilizado existirá um erro estacionário, existe sempre um desvio constante em relação à referência, no sistema. O erro estacionário depende de  $K_p$  e da carga. O aumento de  $K_p$  diminui o erro estacionário, no entanto o aumento conduz a um aumento do tempo de estabilização e eventualmente até pode originar instabilidade [21].

A componente integral permite garantir que não existe esse erro estacionário no sistema. Com a ação integral, um pequeno erro positivo irá conduzir a um aumento do sinal de controlo, e um erro negativo irá diminuir o sinal de controlo [21]. A componente integral aumenta o tempo de estabilização [24].

A componente derivativa tenta melhorar a estabilidade em malha fechada. O controlo derivativo tem em conta a antecipação da evolução do erro e responde no sentido de minimização do erro, antes que este aconteça.

O efeito do aumento dos valores dos compensadores  $K_p$ ,  $K_i$  e  $K_d$  na resposta do sistema é apresentado de forma resumida na Tabela 2.2.

**Tabela 2.2 - Influência do aumento dos ganhos do controlador PID.**

	<b>Tempo de resposta</b>	<b>Sobre-elevação</b>	<b>Tempo de estabilização</b>	<b>Erro estacionário</b>
<b>Proporcional (<math>K_p</math>)</b>	Diminui	Aumenta	Sem impacto	Diminui
<b>Integral (<math>K_i</math>)</b>	Diminui	Aumenta	Aumenta	Elimina
<b>Derivativo (<math>K_d</math>)</b>	Sem impacto	Diminui	Diminui	Sem impacto

#### **2.4.1. Controlador PID discreto**

A Figura 2.18 mostra uma malha de controlo na qual o controlo é implementado em um computador. O computador regista o sinal da medição através de um conversor analógico-digital (*AD-converter*). O conversor AD produz um valor numérico que representa a medição. O sinal digital resultante,  $y(t_k)$ , é utilizado na função de controlo, que está na forma de um algoritmo de computador, calculando o valor do sinal de controlo,  $u(t_k)$ .

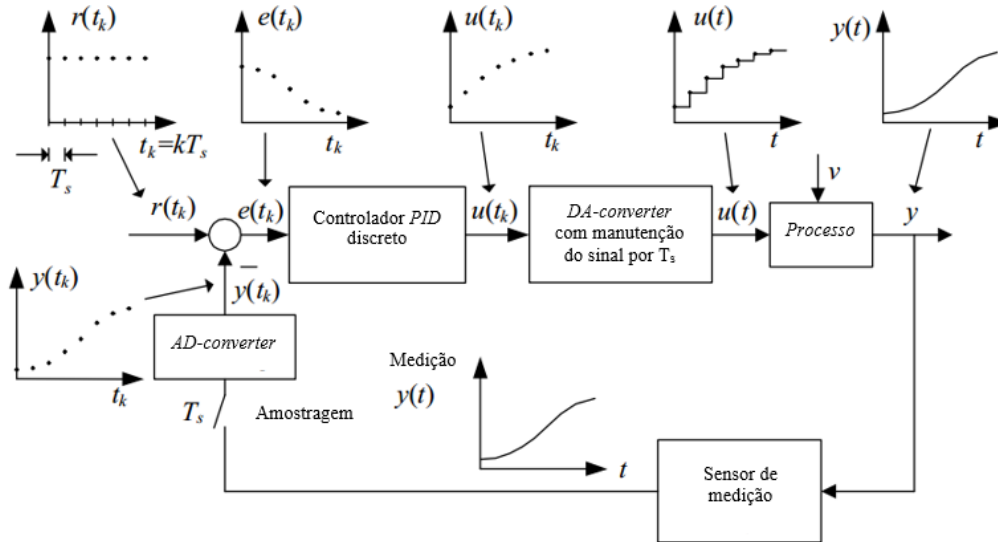


Figura 2.18 - Malha de controle implementada por um computador [23].

O sinal de controle  $u(t_k)$  é enviado para um conversor digital-analógico (*DA-converter*), onde é mantido por durante um intervalo de tempo,  $T_s$ . O intervalo de tempo ou intervalo de amostragem,  $T_s$ , é normalmente pequeno quando comparado com o tempo de resposta do atuador, deste modo o atuador sente o efeito de escada do sinal de controle.

Aplicando a transformada  $Z$  à equação (2.6), ficando com o controlador PID em  $Z$  [23]:

$$\begin{aligned}
 u(z) = z^{-1}u(z) + & \left[ K_p + K_i \frac{T_s}{2} + \frac{K_d}{T_s} \right] e(z) \\
 & + \left[ -K_p + K_i \frac{T_s}{2} - \frac{2K_d}{T_s} \right] z^{-1}e(z) \\
 & + \left[ \frac{K_d}{T_s} \right] z^{-2}e(z)
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

Aplicando as propriedades de deslocamento nos tempos da transformada  $Z$  inversa obtêm-se o compensador P.I.D. discreto no domínio dos tempos, que pode ser aplicado utilizando um microcontrolador [23]:

$$\begin{aligned}
 u(t) = u(t - 1) + & \left[ K_p + K_i \frac{T_s}{2} + \frac{K_d}{T_s} \right] e(t) \\
 & + \left[ -K_p + K_i \frac{T_s}{2} - \frac{2K_d}{T_s} \right] e(t - 1) \\
 & + \left[ \frac{K_d}{T_s} \right] e(t - 2)
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

Sendo (2.10) o algoritmo, PID discreto, a implementar no computador, que permite obter o sinal de controlo  $u(t)$ , onde  $e(t)$  é o erro que entra no compensador e  $u(t)$  é a saída do compensador no domínio dos tempos.

#### 2.4.2. Ajuste dos controladores PID

Existem vários métodos disponíveis para determinar os ganhos do compensador PID. O processo para determinar os ganhos é usualmente chamado PID *tuning* [25].

Um incorreto dimensionamento dos ganhos do compensador PID pode conduzir a um sistema instável ou com uma resposta insatisfatória. Para tal, existem vários métodos que permitem o dimensionamento destes como o ajuste manual, métodos analíticos como o cancelamento de pólos-zeros ou ainda métodos, definidos como o caso do método de *Ziegler-Nichols*.

Uma abordagem comum para a obtenção dos ganhos é o ajuste manual, onde os ganhos são obtidos por tentativa e erro com mínima análise matemática, utilizando-se a resposta a *steps* em simulação ou mesmo experimentalmente, observando-se a resposta do sistema, não sendo necessário um conhecimento profundo da planta do sistema [25].

A técnica de cancelamento de pólos-zero remove o efeito dos polos do sistema introduzindo-se zeros no sistema por forma a anular estes. Para tal é necessário o conhecimento da planta do sistema. Os ganhos do compensador PID podem ser obtidos da seguinte forma utilizando a técnica de cancelamento pólos-zeros, utilizando a seguinte planta de sistema como exemplo:

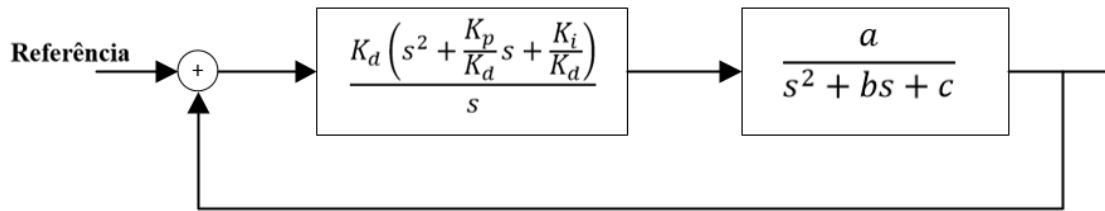
$$X(s) = \frac{a}{s^2 + bs + c} \quad (2.11)$$

em que  $X(s)$  é a planta de um sistema de segunda ordem.

Manipulando a expressão do compensador PID, (2.8), obtém-se o compensador PID na seguinte forma:

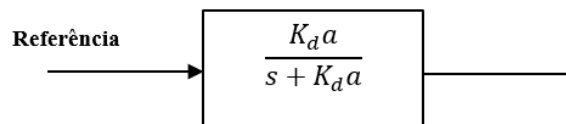
$$\frac{c(s)}{e(s)} = \frac{K_d}{s} \left( s^2 + \frac{K_p}{K_d} s + \frac{K_i}{K_d} \right) \quad (2.12)$$

Aplicando o compensador PID, (2.12), à planta do sistema (2.10) obtêm-se o diagrama de controlo em malha fechada representado na Figura 2.19.



**Figura 2.19 - Diagrama blocos com compensador PID.**

Para realizar o cancelamento do pólos-zeros faz-se  $\frac{K_p}{K_d} = b$  e  $\frac{K_i}{K_d} = c$ , ficando assim o diagrama de bolcos, Figura 2.20.



**Figura 2.20 - Diagrama de blocos simplificado após cancelamento pólos-zeros.**

Um sistema de primeira ordem do sistema realimentado é dado por [26]:

$$G(s) = \frac{\omega_0}{s + \omega_0} \quad (2.13)$$

sendo  $\omega_0$  a frequência natural do sistema, que pode ser obtida por:

$$\omega_0 = \frac{2,2}{t_r} \quad (2.14)$$

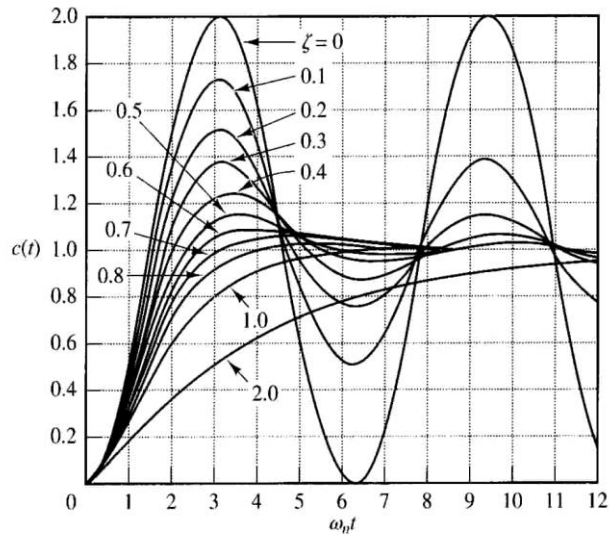
onde  $t_r$  é o tempo de resposta do sistema.

Através da expressão (2.13), retira-se  $\omega_0 = K_d \cdot a$ , ficando-se assim com todos os valores necessários ao cálculo dos ganhos do compensador PID.

Não sendo possível a simplificação até um sistema de primeira ordem, as igualdades podem ser realizadas com a base na equação de um sistema de segunda ordem sendo a equação genérica desse tipo de sistema dada por:

$$G(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0s + \omega_0^2} \quad (2.15)$$

sendo  $\xi$  é o coeficiente de amortecimento do sistema. Este coeficiente influencia a velocidade e sobrelevação da resposta do sistema. A resposta para vários valores de  $\xi$  é apresentada na Figura 2.21.



**Figura 2.21 - Resposta do sistema para diferentes valores do coeficiente de amortecimento [27].**

Um coeficiente de amortecimento igual a 0,7 permite um equilíbrio entre a sobrelevação na resposta do sistema e a velocidade de resposta deste. Aumentando o coeficiente de amortecimento temos uma resposta do sistema mais lenta, diminuído as sobre elevações, já a diminuição deste parâmetro torna a resposta do sistema mais rápida, mas com maiores sobrelevações.

## **2.5. Métodos de controlo**

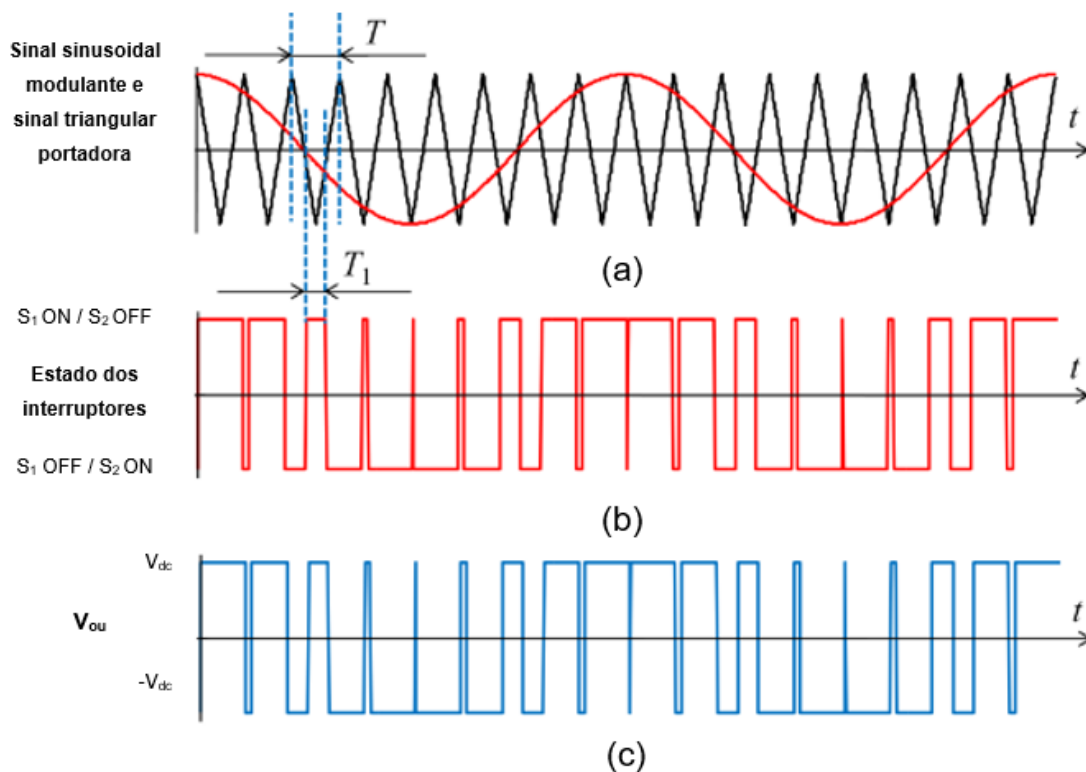
Os métodos de controlo têm um papel importante em circuitos de eletrónica de potência, particularmente em inversores controlados por modulação da largura dos impulsos (*PWM*) regulados em corrente. Esses inversores são muito utilizados no controlo de motores AC onde o objetivo é produzir uma saída AC sinusoidal. O principal objetivo do controlo de corrente nos conversores é fazer com que esta siga a referência pretendida.

### **2.5.1. Método de controlo por modulação da largura dos impulsos - *PWM***

A modulação da largura dos impulsos (*PWM*) é uma das técnicas mais utilizadas para controlar a saída AC de um conversor comutado de potência [16]. A *PWM* é uma técnica utilizada para gerar um sinal analógico usando uma fonte digital. Um sinal *PWM* é um sinal de frequência constante, mas com um fator de ciclo variável. Esta variação do fator de ciclo aplicada a um conversor permite controlar a corrente ou tensão média na saída deste [16].

Na Figura 2.22 é apresentado o princípio da modulação PWM de dois níveis, onde um sinal sinusoidal, sinal de comando, é comparado com uma portadora triangular, podendo ser utilizada outro tipo de portadora como dente de serra entre outras, de modo a se obterem os sinais de comando a aplicar aos semicondutores.

Os sinais  $S_1$  e  $S_2$  são os sinais de comando de dois interruptores pertencentes ao mesmo braço da ponte trifásica, funcionando em modo complementar, de modo a não provocar curto-circuito.



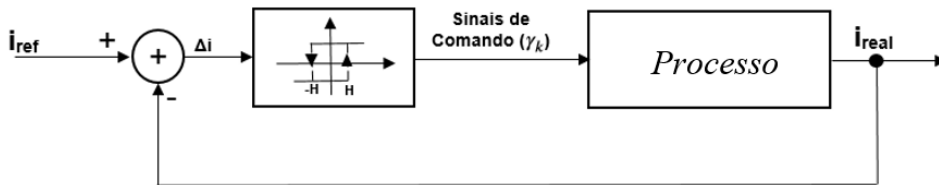
**Figura 2.22 - Conceito PWM de dois níveis: (a) portadora triangular e sinal modulante; (b) estado dos interruptores; (c) Tensão.**

A modulação PWM é caracterizada por pulsos de amplitude constante com diferentes *duty cycles* em cada período. A duração destes pulsos é modulada de forma a permitir obter a forma de onda desejada à saída de um inversor [28].

### 2.5.2. Método de controlo por modo de deslizamento - Histerese

O método de controlo por modo de deslizamento é muito utilizado pois a sua implementação é simples. Este método apresenta uma resposta rápida, e não é necessário o conhecimento dos parâmetros da carga [29].

No método de controlo por modo de deslizamento a corrente real tenta seguir continuamente a corrente de referência dentro de uma banda de histerese. Os esquemas de controlo por modo de deslizamento são baseados num *loop de feedback* não linear com comparadores de histerese de dois níveis. Os sinais de comando são produzidos diretamente quando o erro excede uma banda de tolerância atribuída, banda de histerese. O diagrama básico de controlo é mostrado em forma de diagrama de blocos na Figura 2.23.



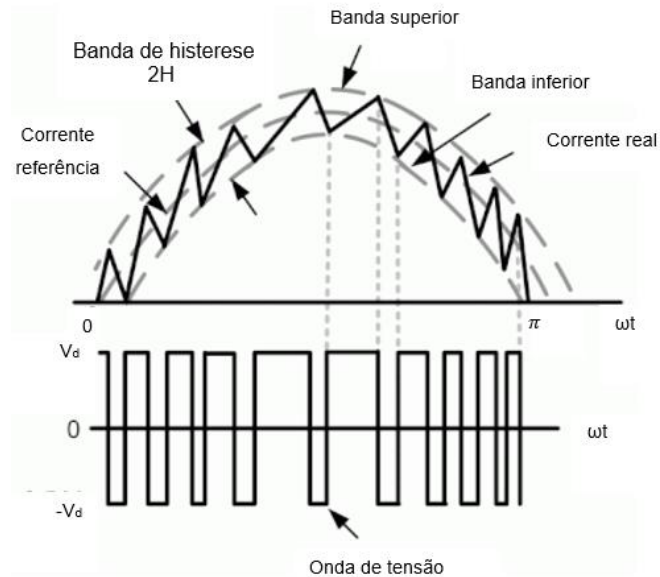
**Figura 2.23 - Diagrama de controlo que permite implementar o método de controlo por modo de deslizamento.**

O método de controlo por modo de deslizamento funciona da seguinte forma, a corrente real,  $i_{real}$ , é comparada com uma corrente de referência,  $i_{ref}$ , obtendo-se assim um erro  $\Delta i$  que é aplicado a um comparador de histerese onde são produzidos os sinais de comando a aplicar ao conversor de modo a controlar o mesmo. O comparador de histerese apresenta a seguinte característica:

$$\gamma = \begin{cases} 0 & \text{se } \Delta i < -H \\ 1 & \text{se } \Delta i > +H \end{cases} \quad (2.16)$$

onde  $H$  é a largura da janela de histerese. Se  $-H \leq \Delta i \leq H$  nenhuma ação é tomada, mantendo-se o valor de  $\gamma$  anterior [14].

A Figura 2.24 ilustra o funcionamento do controlo por modo de deslizamento, na geração de uma corrente AC, e a forma como este tenta acompanhar a referência dentro da banda de histerese.



**Figura 2.24 - Aplicação do controle por modo de deslizamento.**

A diminuição da banda de histerese,  $H$ , permite que a corrente real acompanhe a corrente de referência com um erro menor, mas implica um aumento na frequência de comutação.

## 2.6. Transformada de Clarke e transformada de Park

A transformada de *Clarke* e a transformada de *Park* são utilizadas em sistema de controle orientados ao campo de máquinas trifásicas AC [30].

A transformada de *Clarke* converte as componentes de um sistema trifásico do domínio dos tempos, referencial  $123$ , para um referencial ortogonal, referencial  $\alpha\beta\theta$ . A transformada de *Park* converte o sistema do referencial  $\alpha\beta$  para um sistema rotacional ortogonal  $dq$ . A implementação destas duas transformadas de forma consecutiva permite simplificar os cálculos convertendo um sistema trifásico AC equilibrado num sistema de dois sinais DC, Figura 2.25.

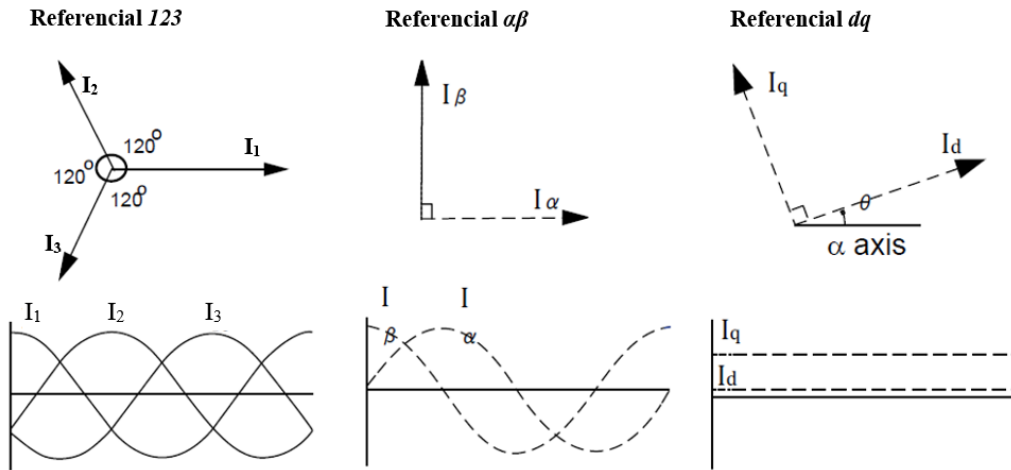


Figura 2.25 - Diferentes referenciais [31].

### 2.6.1. Transformada de Clarke

A relação entre as variáveis  $X_{123}$ , representadas no sistema de variáveis  $123$  e no sistema de coordenadas  $\alpha\beta\theta$ , é obtida pela seguinte relação,

$$X_{123} = [C]X_{\alpha\beta\theta} \quad (2.17)$$

sendo  $[C]$  a matriz que permite converter um sistema trifásico balanceado, em que a soma das correntes é nula, num sistema de duas incógnitas ortogonais estacionárias, a transformada de Clarke [32].

Uma vez que a matriz de transformação é unitária, a potência ativa e reativa são mantidas, sendo assim a potência invariante. Com esta transformação as variáveis obtidas continuam a ser variantes no tempo [32].

$$[C] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

A matriz (2.18) é ortogonal, ou seja, a matriz inversa é igual à sua transposta. O que permite fazer a transformada inversa através de:

$$X_{\alpha\beta\theta} = [C]^{-1}X_{123} \quad (2.19)$$

A transformada de Clarke permite preservar a potência ativa e reativa [33], [34].

### 2.6.2. Transformada de *Park*

A relação entre as variáveis  $X_{\alpha\beta}$ , representadas no sistema de variáveis  $\alpha\beta$  e no sistema de coordenadas  $dq$ , componente direita e componente em quadratura, é obtida pela seguinte relação [32]:

$$X_{dq} = [P]X_{\alpha\beta} \quad (2.20)$$

sendo  $[P]$  a matriz que permite a passagem do sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  para o sistema de coordenadas  $dq$ , transformada de *Park*.

Sendo então  $P$  igual a [32]:

$$[P] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

De forma idêntica à transformada de *Clarke*, a matriz  $P$  também é ortogonal obtendo-se a matriz inversa de *Park*, através da matriz transporta:

$$X_{\alpha\beta} = [P]^{-1}X_{dq} \quad (2.22)$$

A expressão (2.22) permite implementar a transformada de *Park* inversa, fazendo-se a passagem do sistema no referencial  $dq$  para o sistema no referencial  $\alpha\beta$ .

### 2.8. Efeito de *Hall*

Quando um condutor de corrente é colocado num campo magnético, é gerada uma tensão perpendicular ao campo e à corrente. Este princípio é conhecido como efeito de *Hall* [2].

Quando um campo magnético está presente, como na Figura 2.26, uma força de *Lorentz* é exercida sobre as cargas que formam a corrente. Esta força perturba a distribuição de corrente, resultando numa diferença de potencial (tensão)  $V_H$ . Esta tensão é a tensão de *Hall* ( $V_H$ ) [2].

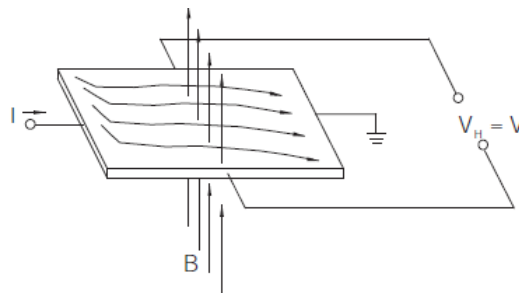


Figura 2.26 - Princípio do efeito de *Hall*, na presença de um campo magnético.

A relação do campo magnético e da corrente com a tensão de Hall é dada por:

$$V_H \approx I \times B \quad (2.23)$$

onde  $B$  corresponde a indução do campo magnético.

Os sensores de efeito *Hall*, são muito utilizados, para a medição de corrente e tensões, uma vez que permitem isolamento entre a linha a medir e o circuito de medição não sendo necessária a abertura dos circuitos [1].

## 2.9. Conclusões

As máquinas de indução são de construção simples e robusta sendo muito utilizadas mundialmente. Este tipo de máquinas pode apresentar dois tipos de rotor, o rotor em gaiola de esquilo e o rotor bobinado. A máquina de indução com rotor em gaiola de esquilo exige menor manutenção pois não utiliza escovas.

As máquinas de indução podem funcionar em três modos: modo gerador; modo motor; modo de travagem. O escorregamento é o fator determinante para identificar em que modo de funcionamento a máquina se encontra.

A travagem com máquinas elétricas pode ser de três tipos: contracorrente; dinâmica; regenerativa. A utilização de máquinas elétricas para a realização de travagem apresenta a vantagem de permitir a recuperação de energia, comparativamente a soluções mecânicas em que a energia é dissipada sobre a forma de calor.

Os conversores AC-AC trifásicos com armazenamento de energia DC permitem desacoplar o controlo do conversor AC-DC do controlo do conversor DC-AC.

O compensador PID pode ser aplicado em modo discreto o que permite a sua implementação em microcontroladores.

A técnica de controlo por PWM tem a vantagem de apresentar uma frequência de comutação constante. A técnica de controlo por modo de deslizamento tem a vantagem de ser de simples implementação, mas a desvantagem de apresentar uma frequência de comutação variável.

## Capítulo 3 - MODELO E CONTROLO DO SISTEMA DE TRAVAGEM

Neste capítulo apresentam-se as características do sistema de travagem. Modelizam-se os circuitos dos conversores de forma a criar um modelo matemático capaz de simular o funcionamento dos mesmos e a controlar as grandezas de interesse.

### 3.1. Caracterização do sistema de travagem

O sistema de travagem é composto por uma fonte de alimentação trifásica, um conversor AC-DC, um barramento DC, um conversor DC-AC e uma máquina de indução, Figura 3.1.

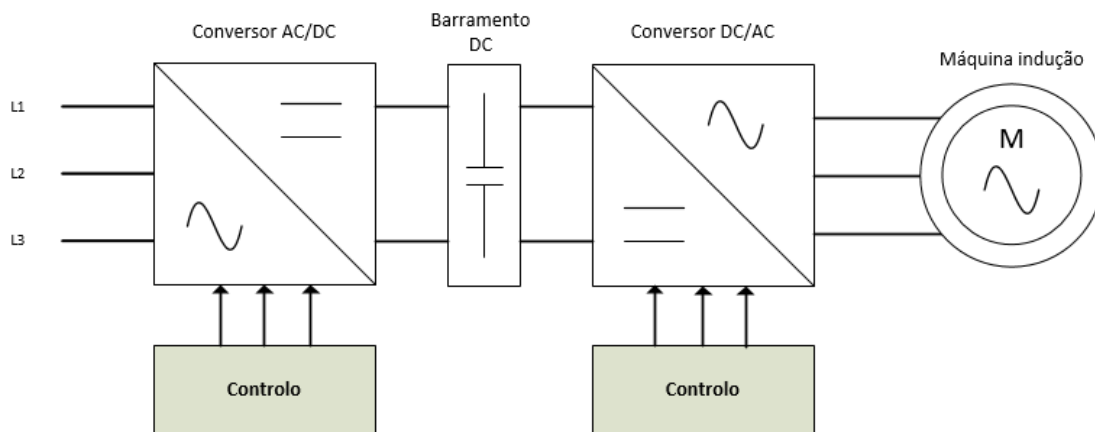


Figura 3.1 - Diagrama geral do sistema de travagem.

Como se trata de um conversor *BB-VSI* o controlo pode ser realizado de forma independente, assim sendo foram desenvolvidos dois blocos de controlo independentes.

A fonte de alimentação do sistema era uma fonte trifásica de 230  $V_{rms}$  com frequência de 50 Hz.

A máquina de indução é trifásica de 300 W, sendo o modelo da máquina no sistema de coordenadas *dq* apresentado na secção 3.2.

O modelo e o controlo do conversor AC-DC são apresentados, respetivamente, na secção 3.3 e 3.4. O conversor AC-DC é implementado com IGBT em paralelo com díodos de modo a permitir a bidireccionalidade da transferência de energia.

O conversor DC-AC também é constituído por IGBT em paralelo com díodos e o controlo desse conversor é apresentado na secção 3.5.

### 3.2. Modelo da máquina assíncrona

Os circuitos equivalentes são ferramentas importantes para ajudar a analisar e perceber as máquinas elétricas. Na Figura 3.2 é apresentado o circuito equivalente de uma máquina de indução no estado estacionário, sendo  $R_s$  a resistência do estator,  $X_s$  a indutância do estator,  $R_r$  a resistência do rotor,  $X_r$  a indutância do rotor,  $G_m$  representa as fugas por efeito de Joule e  $B_m$  a indutância de magnetização. Este modelo é útil para prever correntes, potência e binário do motor [35].

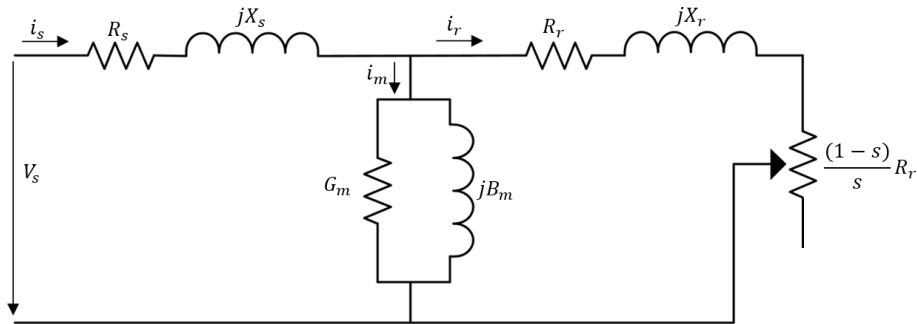


Figura 3.2 - Esquema equivalente da máquina de indução no regime estacionário.

O binário motor pode ser obtido através do modelo da Figura 3.2 [12]:

$$T = \frac{3i_r^2 R_r}{s\omega_s} \quad (3.1)$$

onde  $i_r$  é o valor eficaz da corrente no rotor,  $R_r$  é a resistência equivalente do rotor,  $s$  é o escorregamento e  $\omega_s$  a velocidade angular do rotor. O binário é dependente do escorregamento,  $s$ , bem como da amplitude da corrente,  $i_r$  [12].

A Figura 3.3, simplifica o cálculo da corrente,  $i_r$ , negligenciando a corrente de magnetização,  $i_m$ .

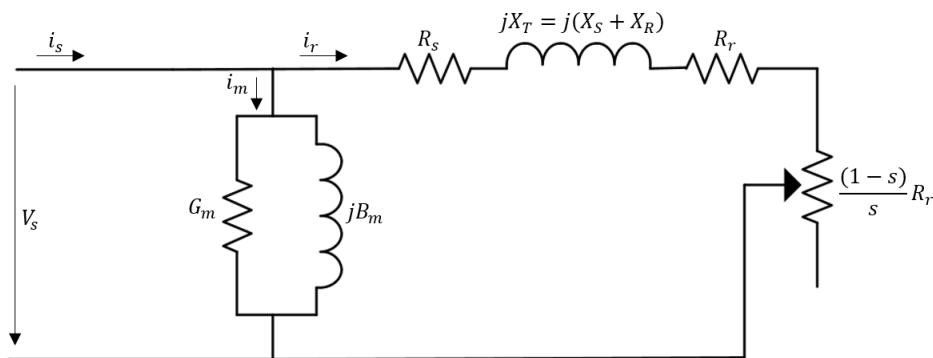


Figura 3.3 - Esquema equivalente da máquina de indução em regime estacionário simplificado.

Neste esquema, o binário desenvolvido pelo motor pode ser escrito em função dos parâmetros do motor e do escorregamento como [12]:

$$T = \frac{3|V_s|}{\omega_s} \frac{R_r/s}{(R_s + R_r/s)^2 + X_T^2} \quad (3.2)$$

em que  $X_T = j(X_S + X_R)$ .

A curva de binário em função do escorregamento é semelhante à da Figura 2.5. O binário máximo ocorre quando [12]:

$$\frac{dT}{ds} = 0 \quad (3.3)$$

ou seja, quando:

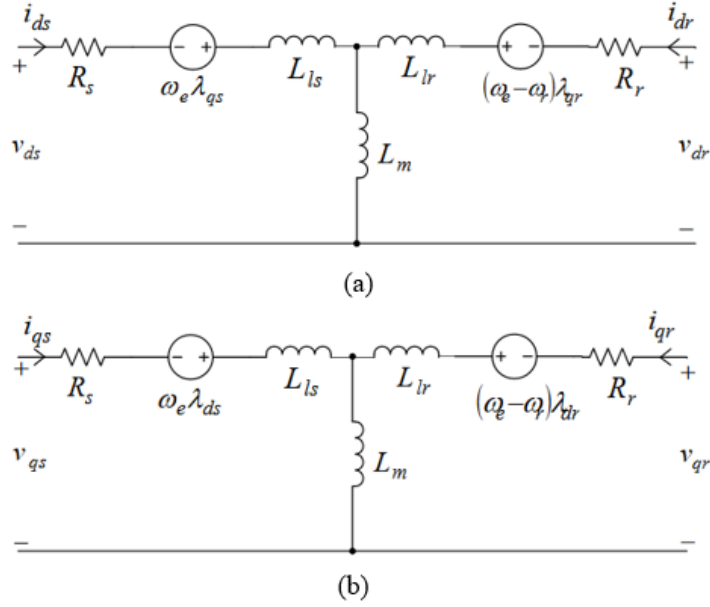
$$R_s^2 R_r^2 = \left(\frac{R_r}{s}\right)^2 \quad (3.4)$$

o que significa que o binário máximo ocorre quando o escorregamento é igual a:

$$s_{Tmax} = \frac{R_r}{\sqrt{R_s^2 + X_T^2}} \quad (3.5)$$

O binário máximo não depende da resistência do rotor, mas o escorregamento para o qual ocorre o binário máximo depende da resistência do rotor [12].

O modelo em regime estacionário não pode ser ligado a um sistema de alimentação trifásico, e daí obter-se o comportamento dinâmico da máquina. Na Figura 3.4 é apresentado o circuito equivalente  $dq$ . Este circuito ajuda a perceber como as correntes e tensões do estator e rotor estão relacionadas [36].



**Figura 3.4 - Circuito equivalente: (a) eixo  $d$ ; (b) eixo  $q$  [36].**

Todas as grandezas apresentadas na Figura 3.4 estão referenciadas ao estator.

As diferentes equações produzidas pela análise dos circuitos da Figura 3.4 são:

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d \lambda_{ds}}{dt} - \omega_e \lambda_{qs} \quad (3.6)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d \lambda_{qs}}{dt} - \omega_e \lambda_{ds} \quad (3.7)$$

$$v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d \lambda_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} \quad (3.8)$$

$$v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d \lambda_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} \quad (3.9)$$

onde  $d$  é a componente direta,  $q$  a componente em quadratura,  $v_{ds}$  a tensão segundo o eixo  $d$  do estator,  $v_{qs}$  a tensão segundo o eixo  $q$  do estator,  $v_{dr}$  a tensão segundo o eixo  $d$  do rotor,  $v_{qr}$  a tensão segundo o eixo  $q$  do rotor,  $i_{ds}$  a corrente no estator segundo o eixo  $d$ ,  $i_{qs}$  a corrente no estator segundo o eixo  $q$ ,  $i_{dr}$  a corrente no rotor segundo o eixo  $d$ ,  $i_{qr}$  a corrente no rotor segundo o eixo  $q$ ,  $R_s$  a resistência do estator,  $R_r$  a resistência do rotor,  $\omega_e$  a velocidade angular no referencial de referência,  $\omega_r$  a velocidade angular do rotor, e  $\lambda_{qs}$ ,  $\lambda_{ds}$ ,  $\lambda_{qr}$  e  $\lambda_{dr}$  são os fluxos no estator e no rotor segundo as diferentes componentes.

Assumindo que o motor é do tipo gaiola de esquilo, e sendo a tensão no rotor (3.8) e (3.9) igual a zero, os fluxos de (3.6), (3.7), (3.8) e (3.9) podem ser escritos como:

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (3.10)$$

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (3.11)$$

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (3.12)$$

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (3.13)$$

onde  $L_r$  é a indutância auto induzida do rotor,  $L_s$  é a indutância auto indutância do estator,  $L_m$  é a indutância de magnetização.

As auto indutâncias podem ser escritas como:

$$L_s = L_m + L_{ls} \quad (3.14)$$

$$L_r = L_m + L_{lr} \quad (3.15)$$

em que  $L_{lr}$  é a indutância de fugas do rotor e  $L_{ls}$  é a indutância de fugas do estator. Logo as correntes podem ser escritas como:

$$i_{ds} = \frac{\lambda_{ds} - L_m i_{dr}}{L_s} \quad (3.16)$$

$$i_{qs} = \frac{\lambda_{qs} - L_m i_{qr}}{L_s} \quad (3.17)$$

$$i_{dr} = \frac{\lambda_{dr} - L_m i_{ds}}{L_r} \quad (3.18)$$

$$i_{qr} = \frac{\lambda_{qr} - L_m i_{qs}}{L_r} \quad (3.19)$$

E finalmente as correntes podem ser expressas em termos dos fluxos:

$$i_{ds} = \frac{L_r}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{ds} - \frac{L_m}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{dr} \quad (3.20)$$

$$i_{qs} = \frac{L_r}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{qs} - \frac{L_m}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{qr} \quad (3.21)$$

$$i_{dr} = \frac{L_s}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{dr} - \frac{L_m}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{ds} \quad (3.22)$$

$$i_{qr} = \frac{L_s}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{qr} - \frac{L_m}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{qs} \quad (3.23)$$

O binário elétrico da máquina pode ser como [36]:

$$T_e = \frac{3P}{2} L_m [i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}] \quad (3.24)$$

onde  $P$  é o número de polos e  $T_e$  e o binário eletromagnético.

O binário e a velocidade do rotor são relacionados por [36]:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{2J} (T_e - T_L) \quad (3.25)$$

onde  $T_L$  é o binário da carga e  $J$  a inércia do rotor.

As equações (3.16), (3.17), (3.18) e (3.19) podem ser substituídas em (3.6), (3.7), (3.8) e (3.9), ficando-se assim com as seguintes equações diferenciais escritas em termos do fluxo:

$$\frac{d\lambda_{ds}}{dt} = v_{ds} - \frac{R_s L_r}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{ds} - \frac{R_s L_m}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{dr} + \omega_e \lambda_{qs} \quad (3.26)$$

$$\frac{d\lambda_{qs}}{dt} = v_{qs} - \frac{R_s L_r}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{qs} - \frac{R_s L_m}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{qr} - \omega_e \lambda_{ds} \quad (3.27)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} = \frac{-R_r L_s}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{dr} + \frac{R_r L_m}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{ds} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} \quad (3.28)$$

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} = \frac{-R_r L_s}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{qr} + \frac{R_r L_m}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{qs} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} \quad (3.29)$$

As equações (3.26), (3.27), (3.28) e (3.29) permitem implementar o modelo da máquina de indução com rotor em gaiola de esquilo no sistema de coordenadas  $dq$ . O resultado da implementação desta equações na ferramenta *Simulink* do *MATLAB* encontra-se no Anexo A – Modelo da máquina de indução *simulink*.

### 3.3. Modelo do conversor AC-DC

Nesta secção são apresentadas as equações da dinâmica do conversor AC-DC, em diferentes sistemas de coordenadas, de modo a ser realizável o controlo da tensão no barramento DC.

### 3.3.1. Sistema de coordenadas 123

Nos inversores trifásicos, Figura 3.5, construídos por três braços em meia ponte monofásica, por restrições topológicas (necessidade de prevenir curto-circuitos no lado contínuo), os dois grupos de semicondutores do mesmo braço de potência devem funcionar em estados complementares. Neste caso, o estado dos dispositivos semicondutores de potência do braço  $k$  ( $k = A, B, C$ ) podem ser representados por uma função  $\gamma_k$ , que dita a existência ou não de comutação, definida por:

$$\gamma_k = \begin{cases} 1 & \rightarrow S_{1k} \text{ conduz e } S_{2k} \text{ corte} \\ 0 & \rightarrow S_{1k} \text{ corte e } S_{2k} \text{ conduz} \end{cases} \quad (3.30)$$

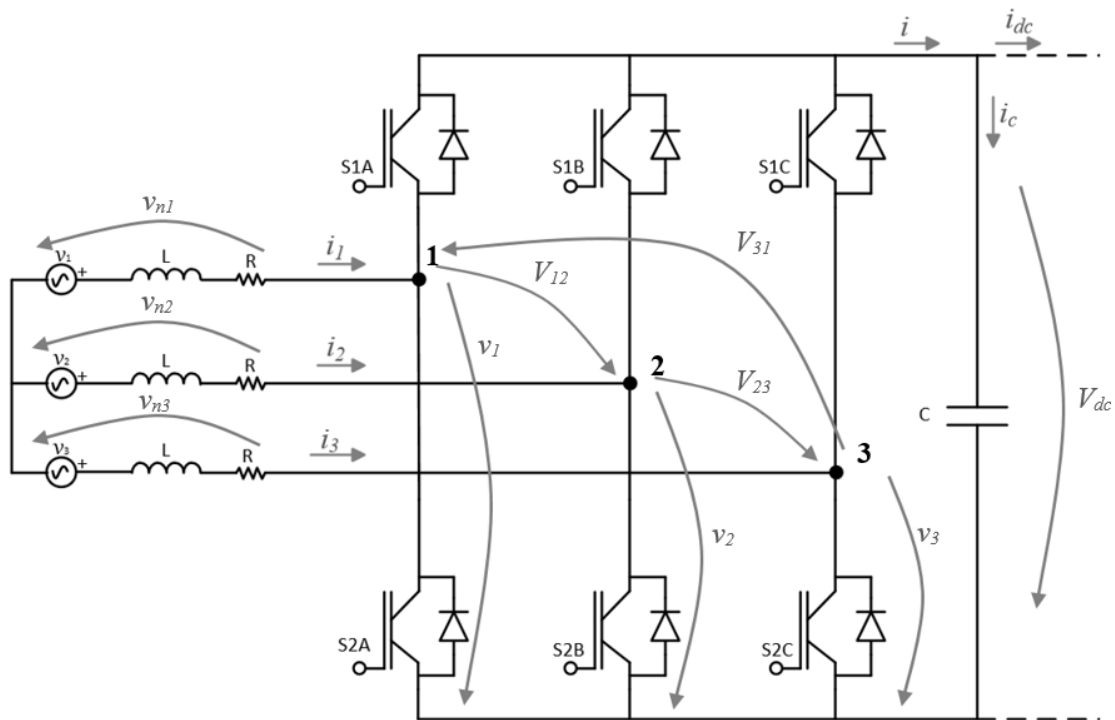


Figura 3.5 - Conversor AC-DC trifásico para controle da tensão  $V_{dc}$ .

As tensões compostas são:

$$\begin{aligned} V_{12} &= v_1 - v_2 = (\gamma_A - \gamma_B)V_{dc} = v_{n1} - v_{n2} \\ V_{23} &= v_2 - v_3 = (\gamma_B - \gamma_C)V_{dc} = v_{n2} - v_{n3} \\ V_{31} &= v_3 - v_1 = (\gamma_C - \gamma_A)V_{dc} = v_{n3} - v_{n1} \end{aligned} \quad (3.31)$$

As tensões simples  $v_n$  devem verificar a relação:

$$v_{n1} + v_{n2} + v_{n3} = 0 \quad (3.32)$$

De (3.31), as tensões simples em função das compostas são:

$$\begin{aligned}
V_{12} &= v_{n1} - v_{n2} \Rightarrow v_{n1} = V_{12} + v_{n2} \\
V_{23} &= v_{n2} - v_{n3} \Rightarrow v_{n2} = V_{23} + v_{n3} \\
V_{31} &= v_{n3} - v_{n1} \Rightarrow v_{n3} = V_{31} + v_{n1}
\end{aligned} \tag{3.33}$$

Utilizando (3.32):

$$\begin{aligned}
v_{n1} &= V_{12} + v_{n2} \\
v_{n2} &= V_{23} + v_{n3} \\
v_{n3} &= -v_{n1} - v_{n2}
\end{aligned} \tag{3.34}$$

Sabendo que  $V_{12} + V_{23} + V_{31} = 0$ , usando a terceira eq. de (3.34) para substituir na segunda, resolvendo em ordem a  $v_{n2}$  e substituindo na primeira, obtém-se  $v_{n1}$ , e depois analogamente  $v_{n2}$  e  $v_{n3}$ ,

$$\begin{aligned}
v_{n1} &= \frac{2V_{12} + V_{23}}{3} = \frac{V_{12} - V_{31}}{3} = \frac{2v_1 - v_2 - v_3}{3} \\
v_{n2} &= \frac{2V_{23} + V_{31}}{3} = \frac{V_{23} - V_{12}}{3} = \frac{-v_1 + 2v_2 - v_3}{3} \\
v_{n3} &= \frac{2V_{31} + V_{12}}{3} = \frac{V_{31} - V_{23}}{3} = \frac{-v_1 - v_2 - 2v_3}{3}
\end{aligned} \tag{3.35}$$

Subtraindo a terceira equação de (3.31) na primeira:

$$\begin{aligned}
v_{n1} - v_{n2} - v_{n3} + v_{n1} &= (\gamma_A - \gamma_B)V_{dc} - (\gamma_C - \gamma_A)V_{dc} \Rightarrow \\
&\Rightarrow 2v_{n1} - v_{n2} - v_{n3} = (2\gamma_A - \gamma_B - \gamma_C)V_{dc}
\end{aligned} \tag{3.36}$$

De (3.35) pode ser retirado  $v_{n1}$  se consideramos (3.32):

$$2v_{n1} + v_{n1} = (2\gamma_A - \gamma_B - \gamma_C)V_{dc} \Rightarrow v_{n1} = \frac{2\gamma_A - \gamma_B - \gamma_C}{3}V_{dc} \tag{3.37}$$

Analogamente:

$$v_{n2} = \frac{-\gamma_A + 2\gamma_B - \gamma_C}{3}V_{dc} \tag{3.38}$$

$$v_{n3} = \frac{-\gamma_A - \gamma_B + 2\gamma_C}{3}V_{dc} \tag{3.39}$$

Dependendo dos valores das funções  $\gamma_k$ , as tensões de saída do conversor podem assumir apenas oito ( $2^3$ ) estados possíveis de entre as  $2^6$  combinações existentes [17].

Os estados possíveis, listados na Tabela 3.1, podem ser representados por vetores de tensão, com componentes  $V_1$ ,  $V_2$  e  $V_3$  num referencial  $123$  a  $120^\circ$ .

Tabela 3.1 - Vetores possíveis no inversor trifásico [17] .

Vetor	$\gamma_A$	$\gamma_B$	$\gamma_C$	$v_{1N}$	$v_{2N}$	$v_{3N}$
<b>V0</b>	0	0	0	0	0	0
<b>V1</b>	1	0	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
<b>V2</b>	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$
<b>V3</b>	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
<b>V4</b>	0	1	1	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
<b>V5</b>	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$
<b>V6</b>	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
<b>V7</b>	1	1	1	0	0	0

As fontes associadas a cada uma das fases respeitam:

$$\begin{aligned}
 v_1 &= \sqrt{2} V_{ac} \cos \omega t \\
 v_2 &= \sqrt{2} V_{ac} \cos (\omega t - 120^\circ) \\
 v_3 &= \sqrt{2} V_{ac} \cos(\omega t + 120^\circ)
 \end{aligned} \tag{3.40}$$

onde  $V_{ac}$  corresponde a uma tensão eficaz de 230 Vrms e  $\omega$  a uma frequência angular de 314,15 rad/s.

As quedas de tensão  $v_{n1}$ ,  $v_{n2}$  e  $v_{n3}$  são:

$$\begin{aligned}
 v_{n1} &= -Ri_1 - L \frac{d i_1}{dt} + v_1 \\
 v_{n2} &= -Ri_2 - L \frac{d i_2}{dt} + v_2 \\
 v_{n3} &= -Ri_3 - L \frac{d i_3}{dt} + v_3
 \end{aligned} \tag{3.41}$$

Manipulando (3.41) obtém-se a relação da corrente das diferentes fases com as restantes variáveis do sistema:

$$\begin{aligned}\frac{d i_1}{d t} &= -\frac{R}{L} i_1 + \frac{v_1}{L} - \frac{v_{n1}}{L} \\ \frac{d i_2}{d t} &= -\frac{R}{L} i_2 + \frac{v_2}{L} - \frac{v_{n2}}{L} \\ \frac{d i_3}{d t} &= -\frac{R}{L} i_3 + \frac{v_3}{L} - \frac{v_{n3}}{L}\end{aligned}\quad (3.42)$$

Substituindo em (3.42)  $v_{n1}$ ,  $v_{n2}$  e  $v_{n3}$  pelos valores obtidos em (3.37), (3.38) e (3.39) obtém-se o modelo do sistema do conversor:

$$\begin{cases} \frac{d i_1}{d t} = -\frac{R}{L} i_1 + \frac{v_1}{L} - \frac{2\gamma_1 - \gamma_2 - \gamma_3}{3L} V_{dc} \\ \frac{d i_2}{d t} = -\frac{R}{L} i_2 + \frac{v_2}{L} - \frac{-\gamma_1 + 2\gamma_2 - \gamma_3}{3L} V_{dc} \\ \frac{d i_3}{d t} = -\frac{R}{L} i_3 + \frac{v_3}{L} - \frac{-\gamma_1 - \gamma_2 + 2\gamma_3}{3L} V_{dc} \end{cases}\quad (3.43)$$

Ficando o modelo do conversor no sistema de coordenadas  $123$ , na forma matricial:

$$\frac{d}{d t} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{2\gamma_1 - \gamma_2 - \gamma_3}{3L} \\ \frac{-\gamma_1 + 2\gamma_2 - \gamma_3}{3L} \\ -\frac{-\gamma_1 - \gamma_2 + 2\gamma_3}{3L} \end{bmatrix} V_{dc}\quad (3.44)$$

A relação entre a tensão de entrada do sistema e a tensão no barramento DC é dada por:

$$3IV_{ac} = V_{dc} \times i \quad (3.45)$$

em que  $i$  é:

$$i = \gamma_A i_1 + \gamma_B i_2 + \gamma_C i_3 \quad (3.46)$$

Manipulando (3.45), em função de  $i$  obtém-se a seguinte igualdade:

$$i = \frac{3 I V_{ac}}{V_{dc}} \quad (3.47)$$

A equação da dinâmica da tensão no barramento DC é dada por:

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \left( \frac{3 I V_{ac}}{V_{dc}} - i_{dc} \right) \quad (3.48)$$

sendo que através de (3.48) é possível o controlo da tensão no barramento  $DC$ .

### 3.3.2. Sistema de coordenadas $\alpha\beta\theta$

Um sistema nas variáveis  $X_{123}$  pode ser representado no sistema de coordenadas  $\alpha\beta\theta$ .

Aplicando a transformada (2.19) a (3.44) obtém-se o modelo do conversor no sistema de coordenadas  $\alpha\beta\theta$ :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_{\theta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \\ v_{\theta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{\gamma_{\alpha}}{L} \\ -\frac{\gamma_{\beta}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{dc} \quad (3.49)$$

sendo:

$$\gamma_{\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \gamma_1 - \frac{\gamma_2}{2} - \frac{\gamma_3}{2} \right) \quad (3.50)$$

$$\gamma_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (\gamma_2 - \gamma_3) \quad (3.51)$$

Simplificando (3.49), uma vez que o sistema é trifásico e balanceado a componente  $\theta$  é igual a zero, obtém-se:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{\gamma_{\alpha}}{L} \\ -\frac{\gamma_{\beta}}{L} \end{bmatrix} V_{dc} \quad (3.52)$$

sendo (3.52) o modelo do conversor AC-DC nas coordenadas  $\alpha\beta$ , permitindo assim a passagem de um sistema de três equações para um sistema de duas equações.

### 3.4. Sistema de controlo do conversor AC-DC

O conversor é controlado através da aplicação dos sinais  $\gamma_k$ . Para definir  $\gamma_k$  são possíveis vários tipos de comando:

- o comando de plena onda, onde os dispositivos semicondutores de potência de cada braço,  $S1k$  e  $S2k$ , são comutados de modo complementar com um fator de ciclo  $\delta = 1/2$ , à frequência fundamental  $f = 1/TF = \omega/2\pi$ , com um desfasamento de  $120^\circ$  entre cada braço;
- o comando por modulação de largura de impulsos, PWM;
- o comando por modulação por vetores espaciais, ou modulação vetorial;
- o controlo vetorial não linear de correntes trifásicas [17].

Neste trabalho e para o controlo do conversor AC-DC optou-se pelo comando por PWM, pois esta técnica apresenta uma frequência de comutação constante, permitindo assim obter a corrente desejada. Nesta técnica a frequência de comutação é constante, no entanto o factor de ciclo é variável, o que permite gerar a forma de corrente desejada.

O sistema de controlo do conversor AC-DC foi dimensionado de modo a manter a tensão no barramento DC em um valor constante. Na Figura 3.6 encontra-se o diagrama geral do sistema de controlo.

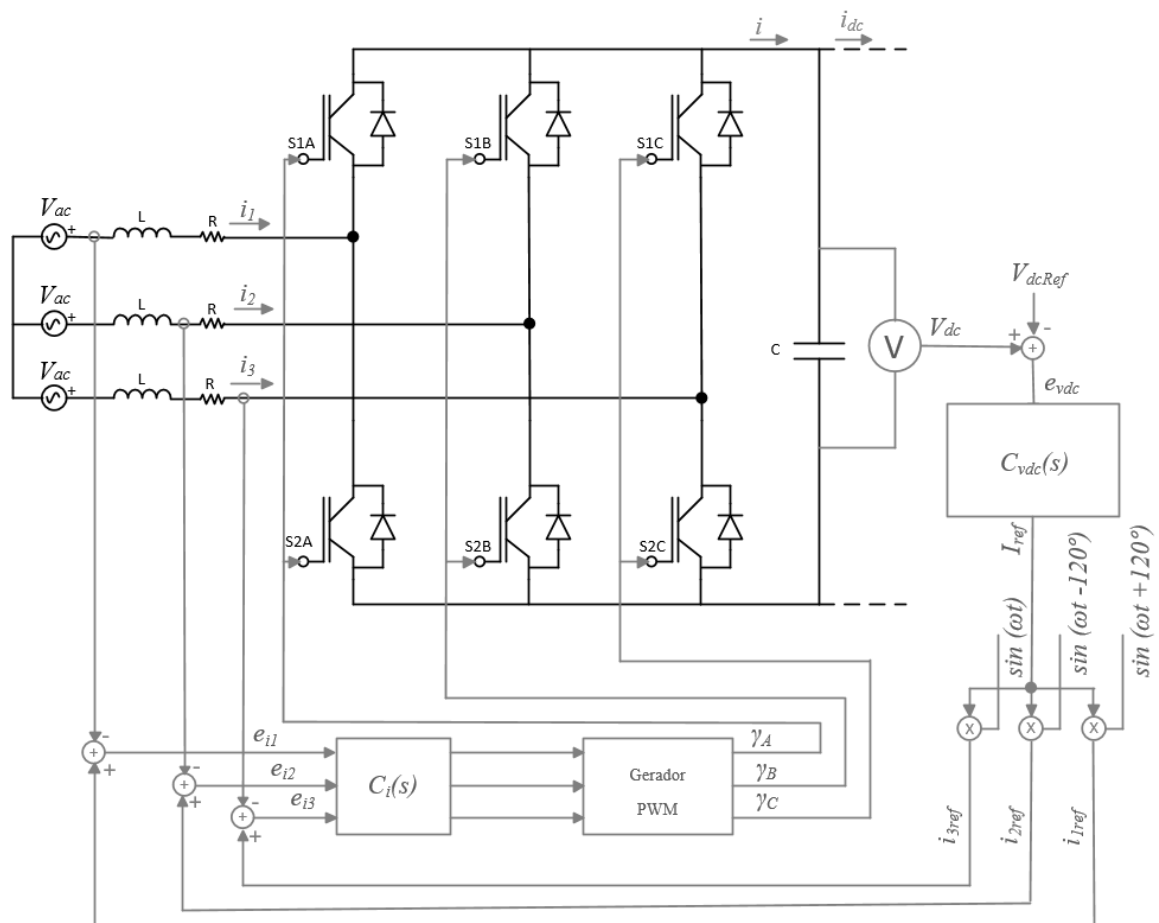


Figura 3.6 - Diagrama geral do sistema de controlo do conversor AC-DC.

O controlo deste conversor foi realizado em malha fechada, fazendo a comparação da tensão do barramento DC com uma tensão de referência. Após esta comparação era aplicado um compensador do tipo proporcional integral,  $C_{vdc}(s)$ , obtendo-se o valor da amplitude da corrente que permitia manter a tensão no barramento no valor desejado. O dimensionamento do compensador  $C_{vdc}(s)$ , é apresentado na secção 3.4.1.

Por forma a se um sistema com um fator de potência quase unitário, a amplitude da corrente foi multiplicada pela forma de onda da tensão de entrada normalizada, para que a corrente e a tensão fiquem em fase.

É realizada uma comparação entre a corrente de referência gerada  $I_{ref}$  e a corrente de cada braço do conversor, sendo aplicado um compensador do tipo proporcional,  $C_i$ , ao erro dessa comparação,  $e_{ik}$ . O dimensionamento do compensador  $C_i(s)$ , é apresentado na secção 3.4.2.

Os sinais de comando são obtidos utilizando um gerador *PWM*, que realiza a comparação dos sinais de saída do compensador  $C_i$  com uma onda triangular de frequência 10 kHz com uma amplitude que varia entre -1 e +1. Foi utilizada a frequência 10 kHz por forma a respeitar uma variação máxima de corrente que respeita a expressão (2.5).

### 3.4.1. Dimensionamento do compensador de tensão $C_{vdc}$

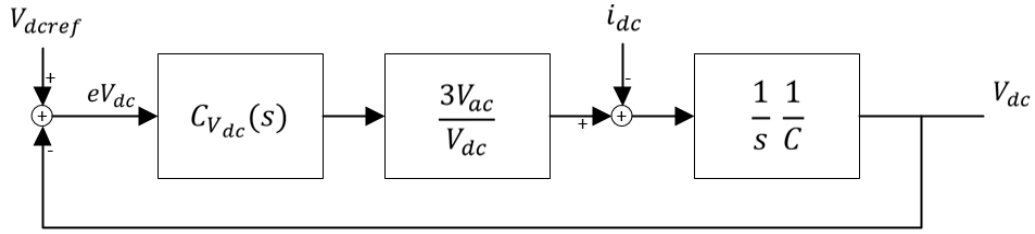
Para dimensionar o compensador  $C_{vdc}$  partiu-se da equação (3.48) que indica a relação entre a tensão  $V_{dc}$  e a corrente de entrada. Aplicando a transformada de Laplace a (3.48), obtém-se a função de transferência do sistema:

$$s \times V_{dc} = \frac{1}{C} \left( \frac{3 I V_{ac}}{V_{dc}} - i_{dc} \right) \quad (3.53)$$

Manipulando (3.53) de modo a se obter uma igualdade em relação a  $V_{dc}$ :

$$V_{dc} = \frac{1}{C} \times \frac{1}{s} \left( \frac{3 I V_{ac}}{V_{dc}} - i_{dc} \right) \quad (3.54)$$

A Figura 3.7 ilustra o sistema de controlo em malha fechada para a tensão  $V_{dc}$ , que foi implementado.



**Figura 3.7 - Diagrama de blocos para controlo de tensão  $V_{dc}$ , com controlo de corrente.**

Para realizar a compensação do sistema optou-se por um compensador P.I., pois permite uma resposta rápida e sem erro estacionário, com a seguinte equação:

$$C_{V_{dc}}(s) = k_{pdc} + \frac{k_{idc}}{s} = \frac{k_{pdc}}{s} \left( s + \frac{k_{idc}}{k_{pdc}} \right) \quad (3.55)$$

Partindo da Figura 3.7, juntamente com a expressão (3.55) do compensador, obteve-se:

$$\frac{V_{dc}}{V_{dcref}} = \frac{\frac{k_{pdc}}{s} \left( s + \frac{k_{idc}}{k_{pdc}} \right) \frac{3V_{ac}}{V_{dc}} \frac{1}{s} \frac{1}{C}}{1 + \frac{k_{pdc}}{s} \left( s + \frac{k_{idc}}{k_{pdc}} \right) \frac{3V_{ac}}{V_{dc}} \frac{1}{s} \frac{1}{C}} \quad (3.56)$$

Simplificando (3.56), obtém-se:

$$\frac{V_{dc}}{i_{dc}} = \frac{\frac{s}{C}}{s^2 + s \frac{k_{pdc} 3V_{ac}}{V_{dc} C} + \frac{k_{idc} 3V_{ac}}{V_{dc} C}} \quad (3.57)$$

De modo a obter os valores de  $k_p$  e  $k_i$  a utilizar, recorreu-se ao método de cancelamento polo-zero utilizando as seguintes igualdades:

$$2\xi\omega_m = \frac{k_{pdc} 3V_{ac}}{V_{dc} C} \quad (3.58)$$

$$\omega_m^2 = \frac{k_{idc} 3V_{ac}}{V_{dc} C} \quad (3.59)$$

Manipulando (3.58) e (3.59) em ordem a  $k_p$  e  $k_i$  obteve-se:

$$k_{idc} = \frac{k_{pdc}^2 3V_{ac}}{V_{dc} C 4\xi^2} \quad (3.60)$$

$$k_{pdc} = \frac{2\xi\omega_m V_{dc} C}{3V_{ac}} \quad (3.61)$$

Aproximou-se a frequência fundamental do sistema por:

$$\omega_m \approx \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.62)$$

de onde resultou que os valores de  $k_p$  e  $k_i$  a utilizar:

$$k_{idc} = \frac{V_{dc}}{L 3V_{ac}} \quad (3.63)$$

$$k_{pdc} = \frac{2\xi V_{dc}C}{3V_{ac}\sqrt{LC}} \quad (3.64)$$

As equações (3.63) e (3.64) permitem o cálculo dos ganhos do compensador PI que permite a compensação da tensão no barramento DC.

### 3.4.2. Dimensionamento do compensador de corrente $C_i$

Nesta secção o compensador  $C_i$  é dimensionado com base na corrente  $i_\alpha$ , sendo o dimensionamento idêntico para  $i_\beta$ . A quando da implementação foi necessária a aplicação do compensador a ambas as correntes,  $i_\alpha$  e  $i_\beta$ .

A variação da corrente  $i_\alpha$  ao longo do tempo é dada, de (3.52), por:

$$\frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L}i_\alpha + \frac{v_\alpha}{L} - \frac{\gamma_\alpha}{L}V_{dc} \quad (3.65)$$

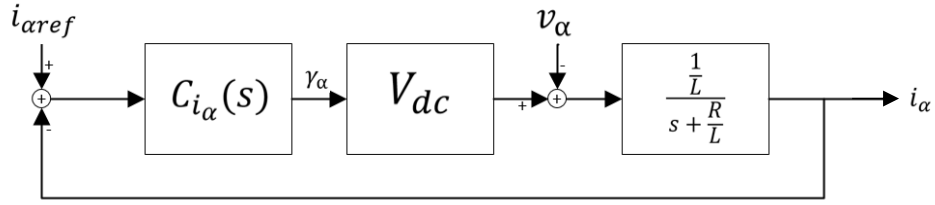
Aplicando a transformada de Laplace a (3.65), obtém-se a função de transferência:

$$s i_\alpha = -\frac{R}{L}i_\alpha + \frac{v_\alpha}{L} - \frac{\gamma_\alpha}{L}V_{dc} \quad (3.66)$$

Resolvendo (3.66) em ordem a  $i_\alpha$  obteve-se:

$$i_\alpha = \frac{\frac{1}{L}}{\left(s + \frac{R}{L}\right)}(v_\alpha - \gamma_\alpha V_{dc}) \quad (3.67)$$

A Figura 3.8 ilustra o sistema de controlo em malha fechada para a corrente  $i_\alpha$ , implementado.



**Figura 3.8 - Diagrama de blocos para controlo de corrente  $i_\alpha$  em malha fechada.**

Utiliza-se um compensador proporcional, pois este apresenta uma resposta rápida, de expressão:

$$C_{i_\alpha}(s) = k_p \quad (3.68)$$

Partindo da Figura 3.8 juntamente com a expressão do compensador (3.68) do compensador, obtém-se:

$$\frac{i_\alpha}{i_{\alpha ref}} = \frac{k_p V_{dc} \frac{1}{L}}{s + k_p V_{dc} \frac{1}{L}} \quad (3.69)$$

se  $v_\alpha=0$ .

Simplificando (3.69) obtém-se:

$$\frac{i_\alpha}{i_{\alpha ref}} \approx \frac{\omega_p}{s + \omega_p} \quad (3.70)$$

Com a frequência fundamental igual a:

$$\omega_p = \frac{k_p V_{dc}}{L} \quad (3.71)$$

Sendo que a frequência fundamental deve respeitar:

$$\omega_p \ll 2\pi f_c \quad (3.72)$$

com  $f_c$  igual a 10 kHz.

Obtendo-se assim um ganho do compensador,  $k_p$ , igual a:

$$k_p = \frac{\omega_p L}{V_{dc}} \quad (3.73)$$

sendo este o valor do ganho proporcional a aplicar no compensador de corrente  $C_i$ .

### 3.4.3. Tensão mínima no barramento DC

Para que o conversor AC-DC funcione corretamente é necessária uma tensão mínima,  $V_{dcmin}$ , no barramento DC, uma vez que o conversor é do tipo elevador, Figura 3.9.

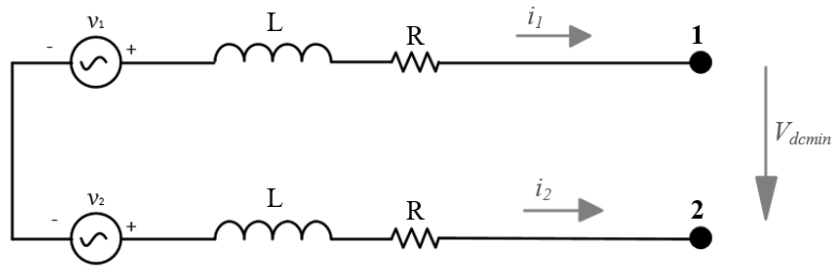


Figura 3.9 - Malha que permite definir o valor de  $V_{dcmin}$ .

Através da Figura 3.9,  $V_{dcmin}$  é definido por:

$$V_{dcmin} = i_1\omega L + Ri_1 + \sqrt{2}\sqrt{3}v_{ef} - Ri_2 + i_2\omega L \quad (3.74)$$

O termo  $\sqrt{2}\sqrt{3} v_{ef}$  corresponde ao valor de pico da tensão composta.

Desprezando  $Ri_1, Ri_2, i_1\omega L$  e  $i_2\omega L$ , pois estes são muito pequenos comparativamente ao termo  $\sqrt{2}\sqrt{3} v_{ef}$ , fica-se com  $V_{dcmin} = \sqrt{2}\sqrt{3}v_{ef}$ .

Para garantir o bom funcionamento do barramento DC, é uma boa prática adicionar uma margem de segurança, usualmente 20%, ao valor mínimo permitido no barramento DC, ficando a tensão no barramento DC para um bom funcionamento igual a:

$$V_{dc} \geq 1,2 \times V_{dcmin} \quad (3.75)$$

A tensão no barramento DC deve ser dimensionada então para o valor que respeita a equação (3.75), para garantir o bom funcionamento do sistema de controlo.

### 3.4.4. Sistema completo para controlo da tensão no barramento DC

Na Figura 3.10 é possível observar o sistema completo de controlo da tensão no barramento DC.

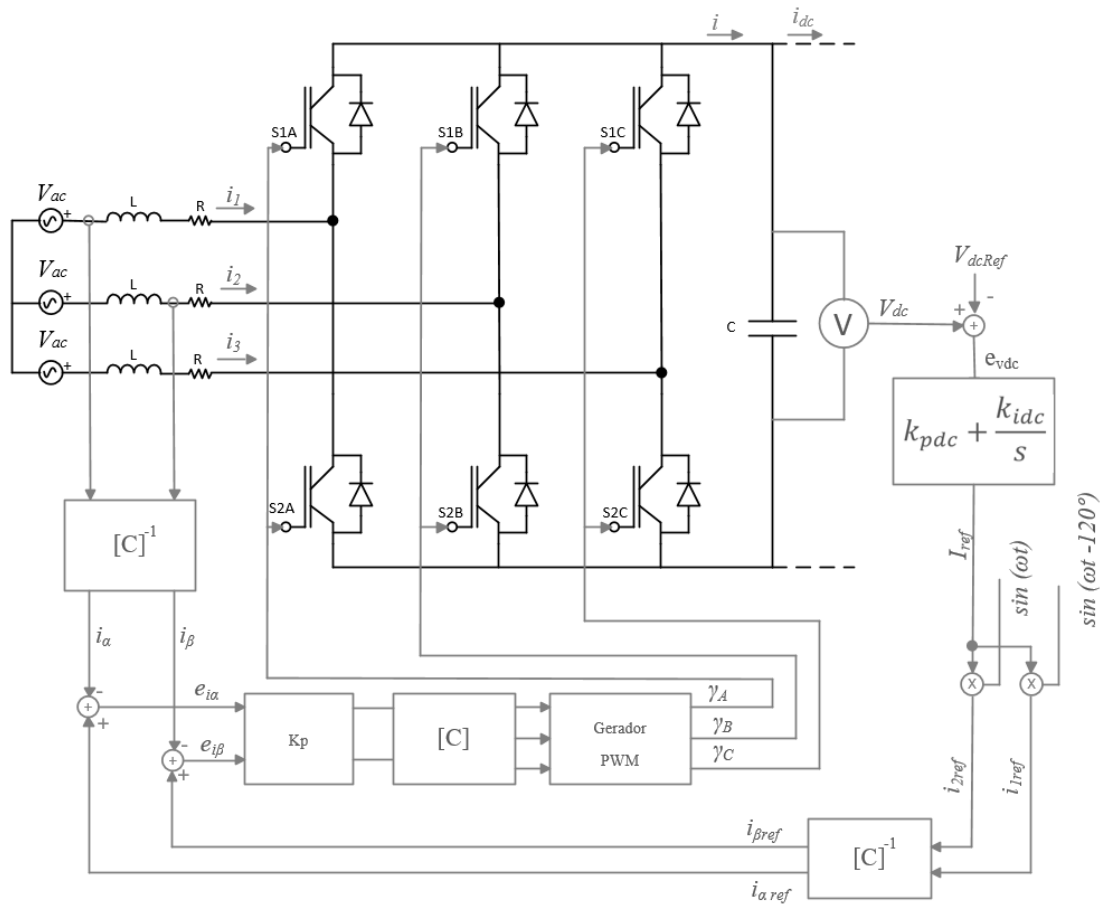


Figura 3.10- Sistema completo para controlo no barramento DC.

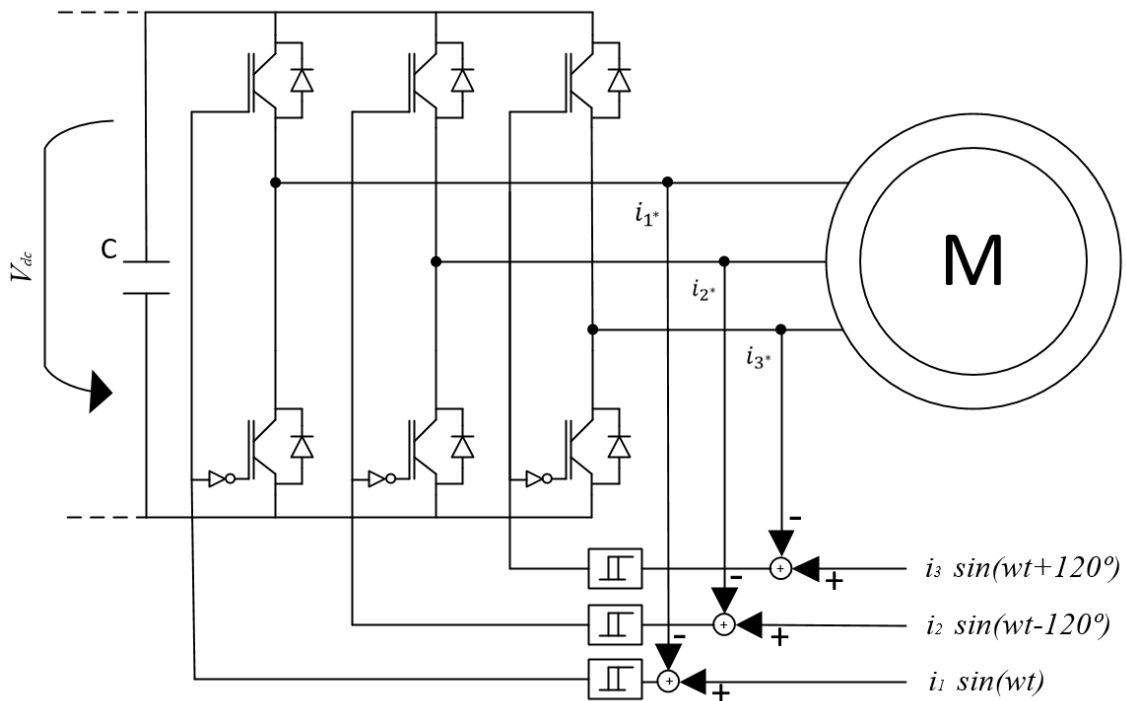
As deduções dos parâmetros dos compensadores  $k_p$ ,  $k_{pdc}$  e  $k_{idc}$  foram apresentadas nas secções anteriores.

O gerador PWM utiliza como portadora uma onda triangular,  $f_c$  igual a 10 kHz, com uma amplitude que varia entre -1 e +1.

### 3.5. Sistema de controlo do conversor DC-AC

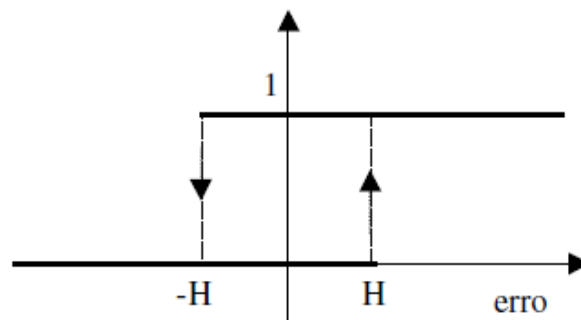
Frequentemente as máquinas de indução utilizam sistemas de alimentação onde existe uma cadeia de regulação de corrente interna. Nesta secção apresenta-se um método para realizar o controlo de um conversor DC-AC trifásico com controlo de corrente [37].

A Figura 3.11 representa o sistema de controlo das correntes da máquina de indução de rotor em gaiola de esquilo.



**Figura 3.11 - Diagrama do controle das correntes da máquina de indução de rotor em gaiola de esquilo com recurso a 3 sensores.**

Três sensores mediram as correntes nas três fases da máquina. Estas três correntes foram comparadas com três correntes de referência e o erro da comparação destas foi aplicado a três comparadores de janela ou de histerese. As saídas destes comparadores foram os sinais de disparo  $\gamma_1$ ,  $\gamma_2$  e  $\gamma_3$ , respetivamente. Os comparadores de histerese terão a característica apresentada na Figura 3.12, onde  $H$  representa a largura de histerese.

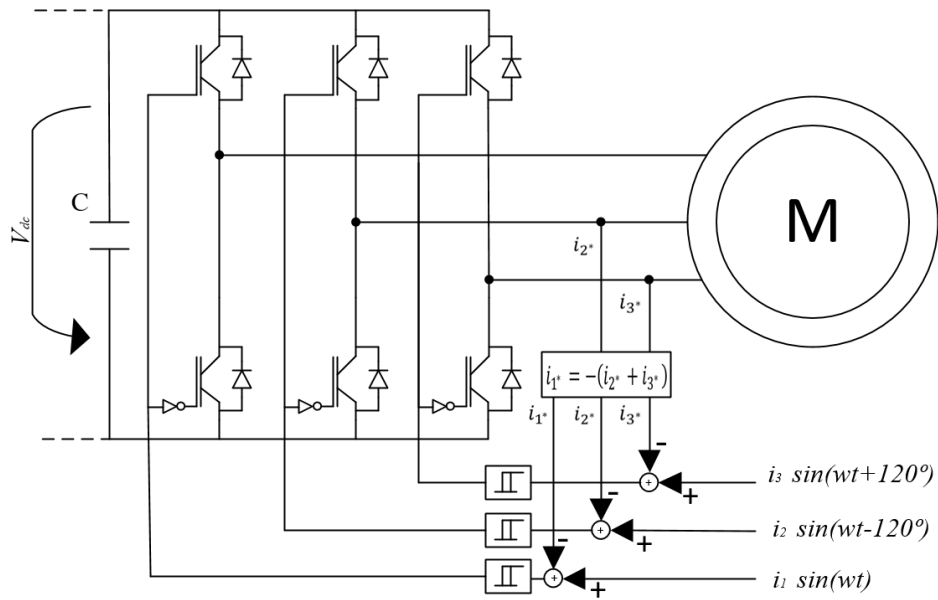


**Figura 3.12 - Característica do comparador de histerese [37].**

O erro e a frequência de comutação dos dispositivos estão dependentes da largura da janela de histerese, quanto menor o valor de  $H$  menor o erro aceite.

Uma vez que o neutro da máquina não foi ligado, nesta situação a soma das três correntes no estator da máquina foi nula. Assim, bastou a utilização de apenas 2 sensores, sendo a terceira corrente obtida pelo simétrico da soma das outras duas.

A Figura 3.13 ilustra o novo diagrama do sistema de controlo.

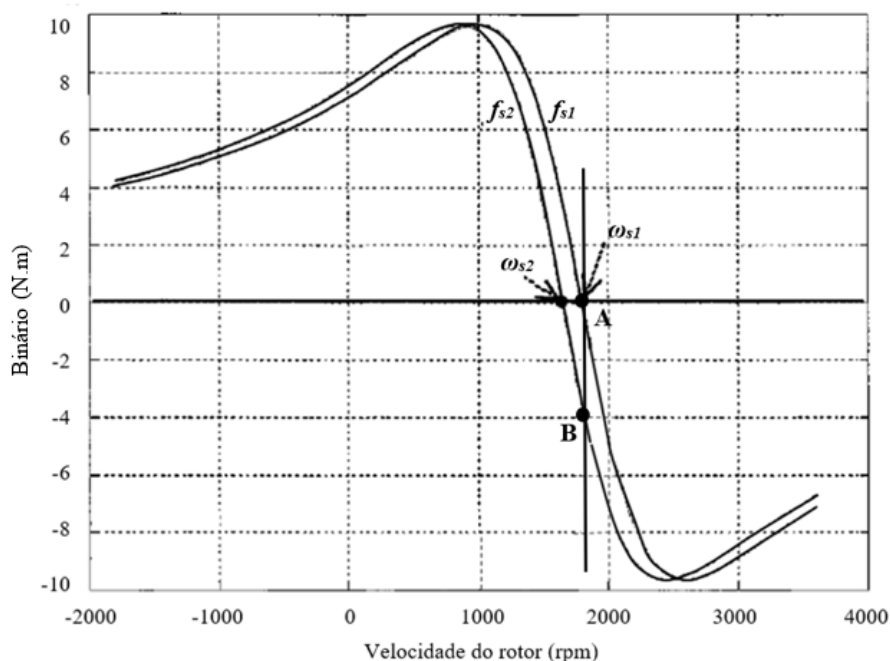


**Figura 3.13 - Diagrama do controlo das correntes da máquina de indução de rotor em gaiola de esquilo com recurso a 2 sensores, por histerese.**

Com o diagrama da Figura 3.13 implementou-se o sistema de controlo em malha fechada, que permitiu controlar a corrente de alimentação de uma máquina de indução trifásica com rotor em gaiola de esquilo com recurso à leitura da corrente em apenas duas fases.

Diminuindo a largura da janela de histerese,  $H$ , é possível minimizar o erro na forma de onda gerada, mas esta diminuição implica um aumento na frequência de comutação do sistema.

O binário de uma máquina de indução é dependente do escorregamento, segundo a equação (3.1), bem como da amplitude da corrente. A curva binário-velocidade para diferentes frequências de sincronismo de uma máquina de indução é apresentada na Figura 3.14.



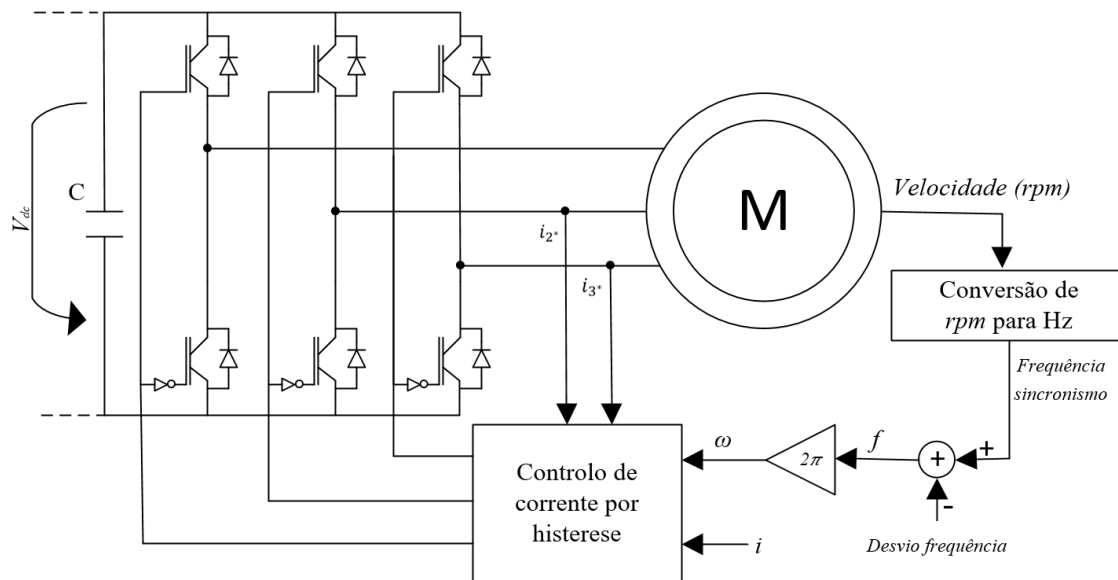
**Figura 3.14 - Curva binário-velocidade de uma máquina de indução, para diferentes frequências de sincronismo ( $f_{s1} > f_{s2}$ ).**

Na Figura 3.14 observa-se que independentemente da frequência quando a velocidade de sincronismo,  $\omega_s$ , é atingida o binário é nulo, isto é, não é possível aplicar travagem.

Analisando a Figura 3.14 verifica-se que se a máquina se encontra no ponto A, isto é, a rodar a uma velocidade de 1800 rpm e a ser alimentada por uma frequência  $f_{s1}$  o binário é nulo. Observa-se também que para a mesma velocidade 1800 rpm, se for aplicada uma frequência  $f_{s2}$  é possível a aplicação de binário, ponto B, estando a máquina no modo gerador a essa velocidade.

Para que seja possível a aplicação de binário é necessário aplicar uma frequência  $f_s$ , com um desvio relativamente à velocidade de rotação, isto é, a frequência  $f_s$  a aplicar será dependente da velocidade de rotação da máquina para que seja possível regular o binário.

O diagrama da Figura 3.15, permite determinar a frequência da corrente a aplicar, através da monitorização da velocidade de rotação do rotor e aplicando um desvio a esta, de modo a que apenas através da variação da amplitude da corrente,  $i$ , seja aplicado mais ou menos binário de travagem, equação (3.1).



**Figura 3.15 - Diagrama de controle da máquina de indução para a aplicação de binário.**

Utilizando o diagrama da Figura 3.15 e realizando a variação da amplitude da corrente,  $i$ , foi possível controlar o binário de travagem a aplicar. A conversão de rpm para Hz foi feita com recurso à expressão (2.2). Foi introduzido um desvio de frequência na corrente  $i$  para existir um desvio da velocidade de rotação relativamente à velocidade de sincronismo, sendo assim foi possível a aplicação de binário de travagem.

### 3.6. Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas as equações da máquina de indução com rotor em gaiola de esquilo no sistema de coordenadas  $dq$  bem como o modelo do conversor trifásico no sistema de coordenadas  $123$  e  $\alpha\beta$ .

Descreveu-se o cálculo dos compensadores, utilizando o método de cancelamento polos-zeros, necessários à implantação do controlo da tensão no barramento DC, e ainda se calculou a tensão mínima, neste modo, para garantir o correto funcionamento do controlo implementado.

Abordou-se a forma como a técnica de controlo por modo deslizamento pode ser aplicada no controlo das correntes de uma máquina de indução trifásica, fazendo a monitorização da corrente em apenas duas linhas, sem a necessidade de aplicar transformadas, para simplificar o processamento no microprocessador.

Apresentou-se o diagrama que permite a aplicação de binário de travagem fazendo a monitorização da velocidade de rotação. Fazendo a monitorização da velocidade de

rotação o sistema de controlo calcula a frequência da corrente a ser aplicada à máquina. A variação da amplitude da corrente permite a aplicação de mais ou menos binário de travagem.



## Capítulo 4 – SIMULAÇÃO DO SISTEMA DE TRAVAGEM

Neste capítulo utiliza-se a ferramenta Simulink do MATLAB para analisar o comportamento dos modelos descritos no capítulo anterior. Simula-se o modelo da máquina de indução e do conversor AC-DC e respetivo controlador bem como o conversor DC-AC e o respetivo sistema de controlo.

### 4.1. Diagrama geral do sistema de travagem

O sistema de travagem completo a simular foi composto por um conversor AC-DC trifásico que permitiu acoplar a rede a um barramento DC, e um conversor DC-AC também trifásico que permitiu acoplar o barramento DC a uma máquina de indução trifásica.

O controlo do conversor AC-DC foi feito de modo a que a tensão no barramento DC fosse mantida constante, permitindo este controlo o fluxo bidirecional de potência entre a rede de energia elétrica e o barramento DC, utilizando o controlo apresentado na secção 3.4.

O controlo do conversor DC-AC foi realizado de modo a que fosse gerada a forma de corrente desejada para a alimentação do motor, utilizando o controlo descrito na secção 3.5.

A Figura 4.1, ilustra o diagrama de blocos geral do sistema a simular.

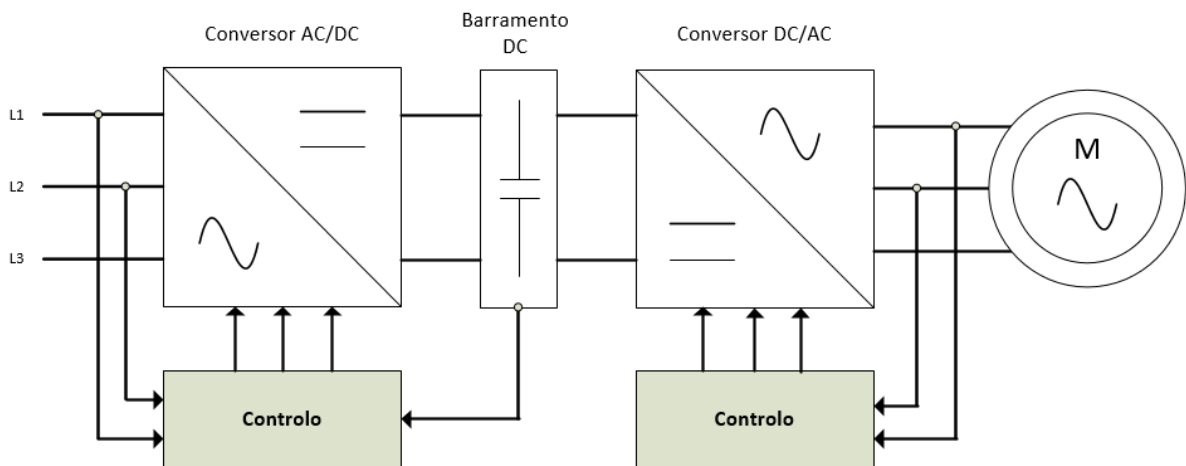


Figura 4.1 - Diagrama de blocos geral do sistema a simular.

## 4.2. Modelos

Nesta secção são implementados os modelos da máquina de indução do conversor AC-AC e do controlo deste, utilizado a ferramenta Simulink do MATLAB. Os modelos implementados nesta secção são resultado dos modelos apresentadas no Capítulo 3.

O MATLAB é um *software* comercializado pela empresa The MathWorks. Inc. A ferramenta Simulink permite realizar a simulação dinâmica dos sistemas [35].

### 4.2.1. Máquina de indução trifásica

A ferramenta *Simulink* disponibiliza na *toolbox* SimPowerSystems o modelo de uma máquina de indução trifásica. O nome do bloco é “*Asynchronous Machine*”, Figura 4.2. A este bloco é possível ligar um sistema trifásico de alimentação e ainda introduzir um binário mecânico externo,  $T_m$ , que pode contrariar ou não o binário elétrico da máquina.

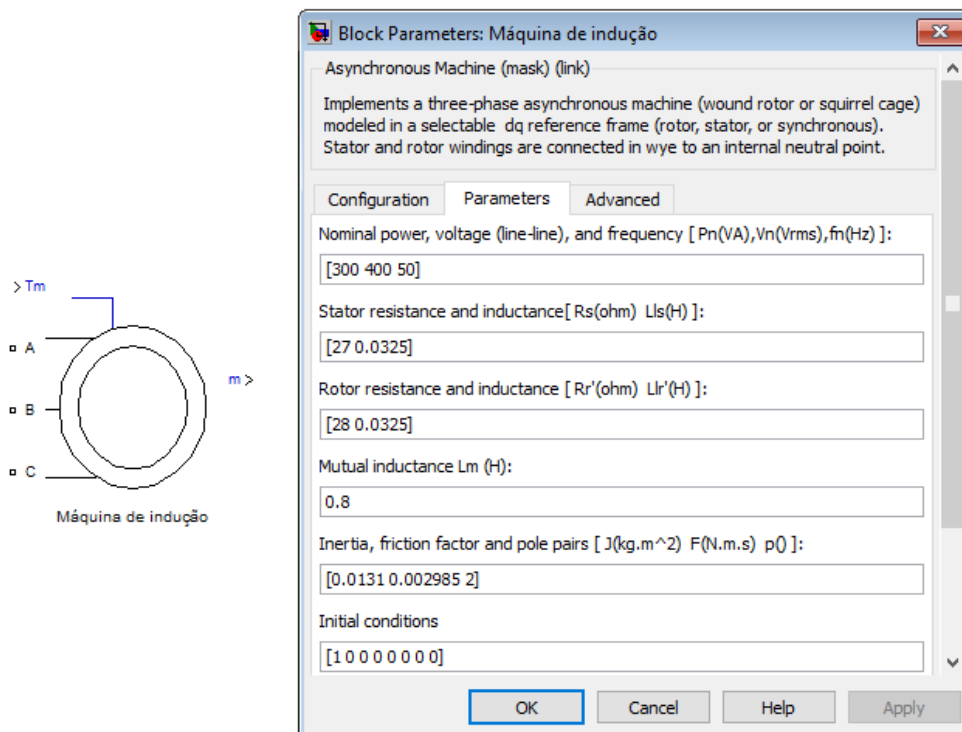
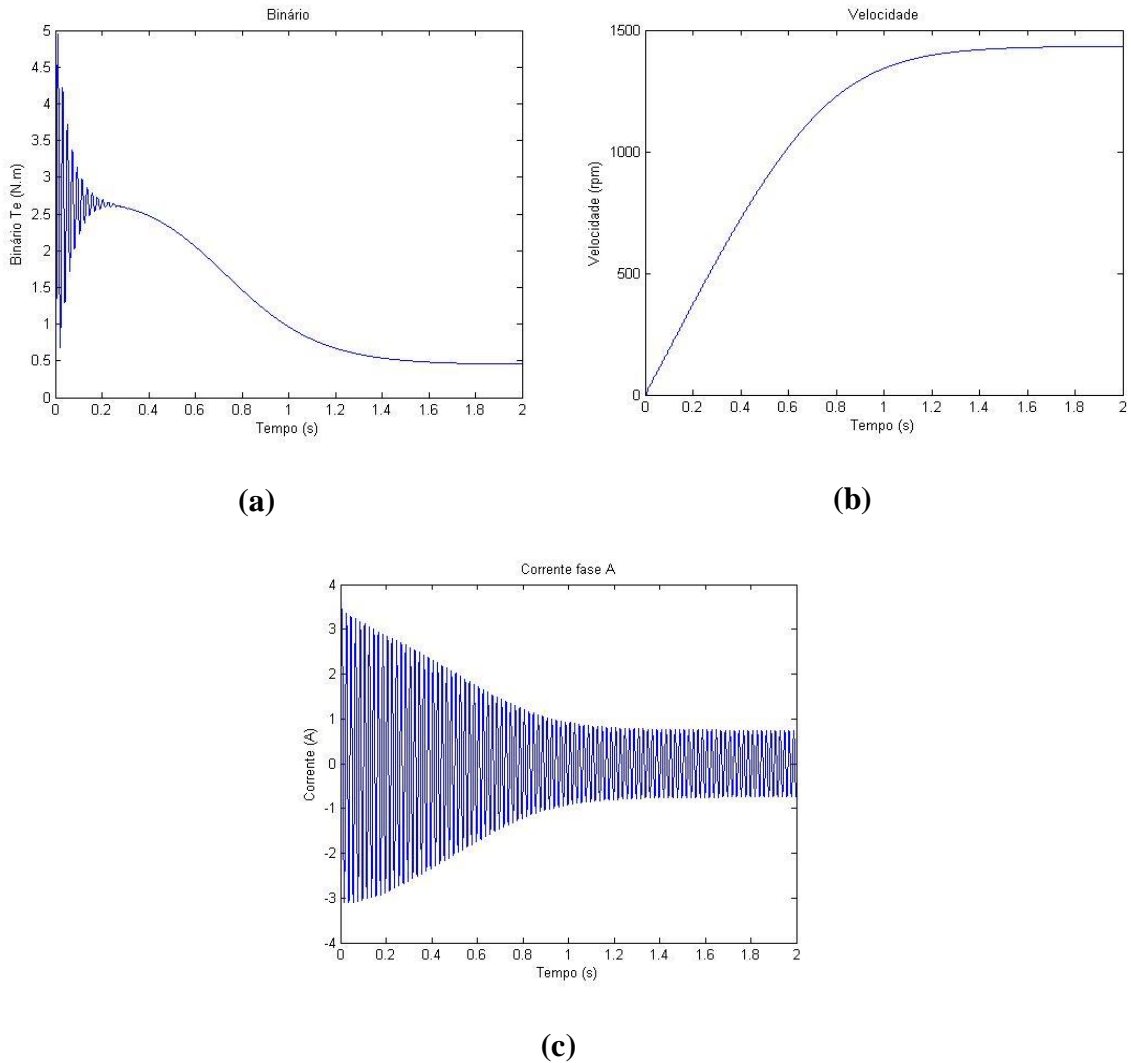


Figura 4.2 - Modelo da máquina de indução trifásica com rotor em gaiola de esquilo.

O bloco também disponibilizou a velocidade angular do rotor,  $\omega_m$ , o binário eletromagnético,  $T_e$ , bem como as correntes no estator e no rotor.

O bloco “*Asynchronous Machine*” implementa o modelo da máquina de indução com rotor em gaiola de esquilo.

Simulou-se o comportamento da máquina com os parâmetros introduzidos no modelo em vazio, ligando uma fonte trifásica de 230V *rms* e 50 Hz, e o resultado é apresentado na Figura 4.3.



**Figura 4.3 - Resposta da máquina de indução: (a) Binário; (b) Velocidade; (c) Corrente.**

Pela resposta obtida, verifica-se que no momento inicial existe um maior consumo de corrente de modo a ultrapassar a inércia inicial, chegando até os 3,5 A. Após o momento de inércia inicial ser ultrapassado existe uma diminuição da corrente à medida que a velocidade aumenta, atingido as 1400 rpm, velocidade de sincronismo. À medida que a máquina se aproxima da velocidade de sincronismo existe uma diminuição do binário.

#### 4.2.2. Conversor AC-DC

Implementou-se o modelo do conversor AC-DC, da Figura 4.4. O conversor implementado foi o conversor AC-DC trifásico analisado na secção 3.3. Os sinais  $G1$ ,  $G2$  e  $G3$  foram gerados pelo sistema de controlo.

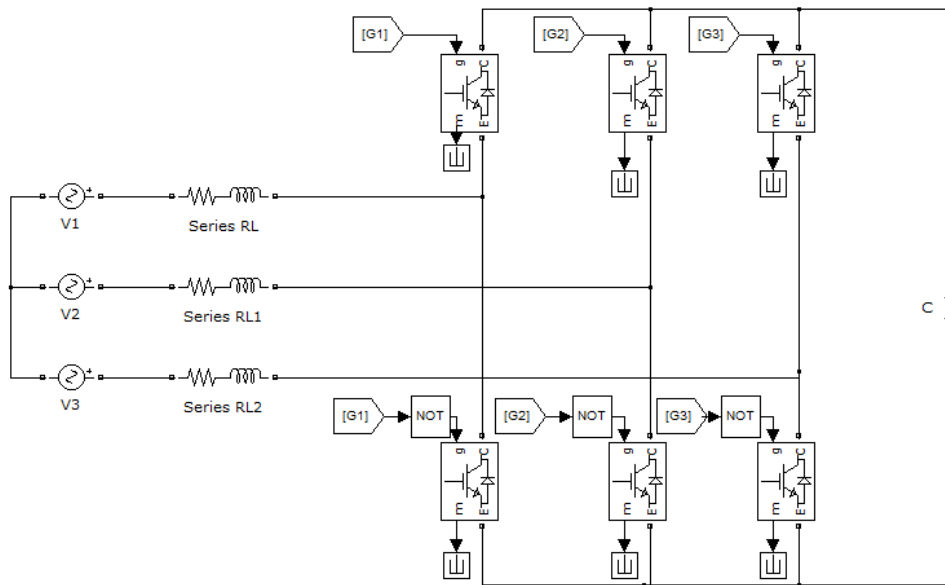


Figura 4.4 - Conversor AC-DC implementado em MATLAB Simulink.

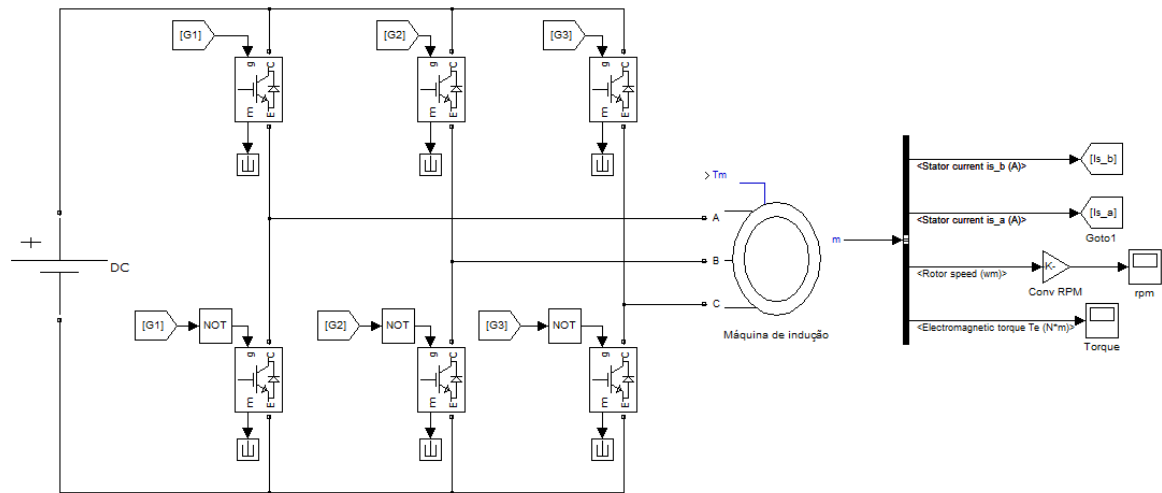
As características dos componentes utilizados na montagem do modelo são apresentadas na Tabela 4.1. Os semicondutores foram considerados próximos dos ideais de forma a reduzir o tempo de simulação.

Tabela 4.1 - Características dos componentes utilizados.

<b>Alimentação trifásica</b>	230 V <i>rms</i>
<b>Frequência</b>	50 Hz
<b>Condensador</b>	600 $\mu$ F
<b>Indutância da linha</b>	10 mH
<b>Resistência da linha</b>	0.01 $\Omega$

#### 4.2.3. Conversor DC-AC

Implementou-se o conversor DC-AC, Figura 4.5, ligado à máquina de indução com as características apresentada na secção 4.2.1.

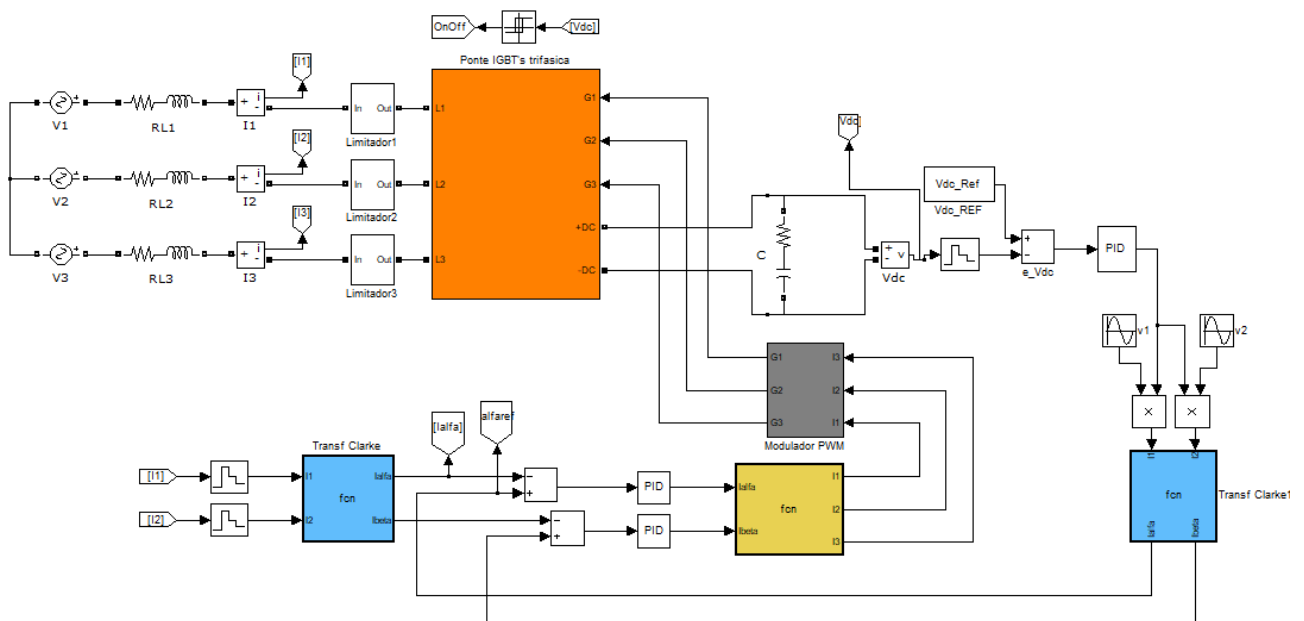


**Figura 4.5 - Conversor DC-AC implementado em MATLAB Simulink.**

O conversor foi contruído com semicondutores ideais, IGBT, e uma fonte DC no local do condensador do barramento DC, de maneira a reduzir o tempo de simulação para avaliação inicial do conversor.

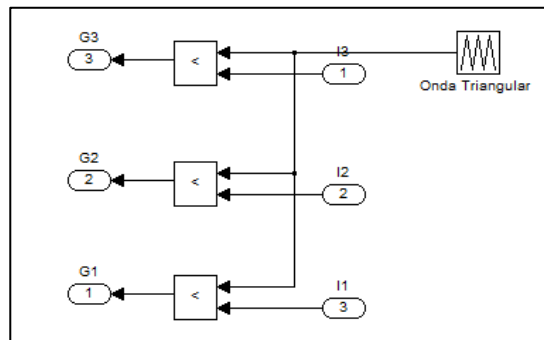
#### 4.2.4. Controlo conversor AC-DC

Foi implementado o sistema de controlo descrito na secção 3.4, Figura 4.6, uma vez que a máquina e o conversor funcionavam em modo contínuo e pretendia-se implementar o sistema de controlo com recurso a um microcontrolador que funciona de modo discreto, usando-se o bloco “Zero-Order Hold” para discretizar o sistema de controlo.



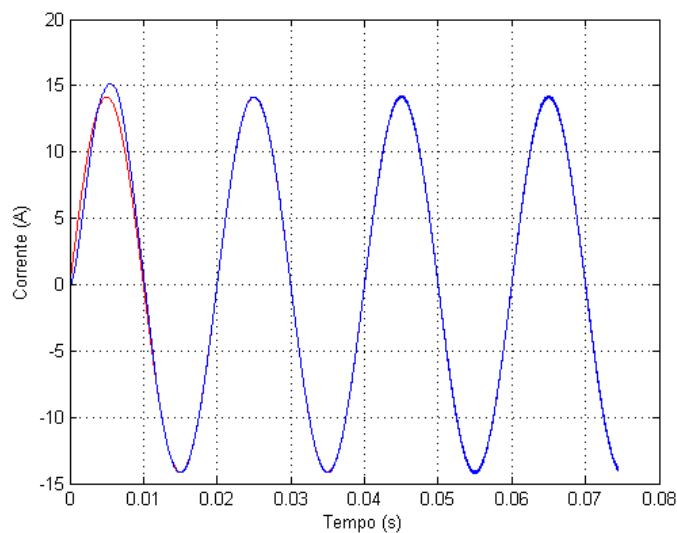
**Figura 4.6 - Conversor AC-DC e sistema de controlo.**

O modulador PWM, Figura 4.7, foi composto por um sinal triangular com uma amplitude que varia entre -1 e +1 e frequência 10 kHz. Da comparação do sinal triangular com os sinais de referência resultam os sinais de comando  $G1$ ,  $G2$  e  $G3$  que foram aplicados ao conversor.



**Figura 4.7 - Modulador PWM.**

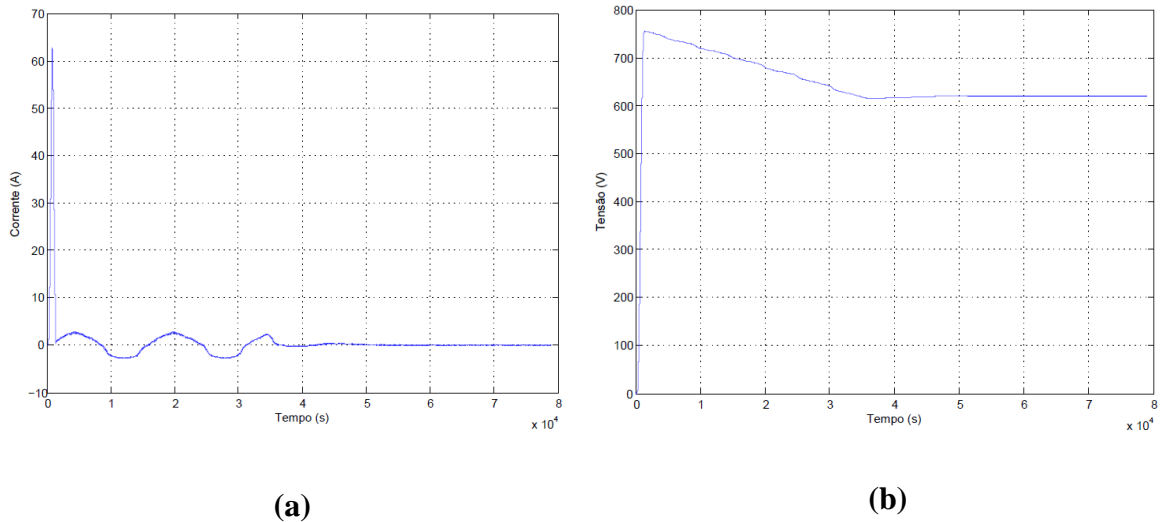
De modo a verificar o funcionamento do modulador PWM colocou-se uma corrente sinusoidal de referência de 12 A *rms* e analisou-se o resultado, Figura 4.8.



**Figura 4.8 - Corrente: (azul) real; (vermelho) referência.**

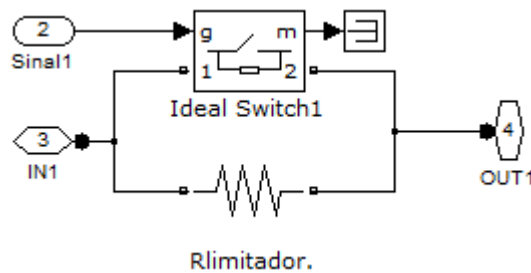
No momento inicial a corrente não consegue acompanhar a referência. Isso deve-se ao facto do conversor ser elevador e até a tensão no barramento DC atingir um determinado patamar a corrente no conversor não poder ser controlada corretamente. Após esse momento inicial a corrente real acompanha a referência, sendo que na Figura 4.8, existe a sobreposição das duas a partir do instante 0.01 s.

De modo a analisar o funcionamento e a estabilidade do sistema de controlo implementado definiu-se a tensão no barramento DC para um valor de referência de 620 V. O resultado da simulação é apresentado na Figura 4.9.



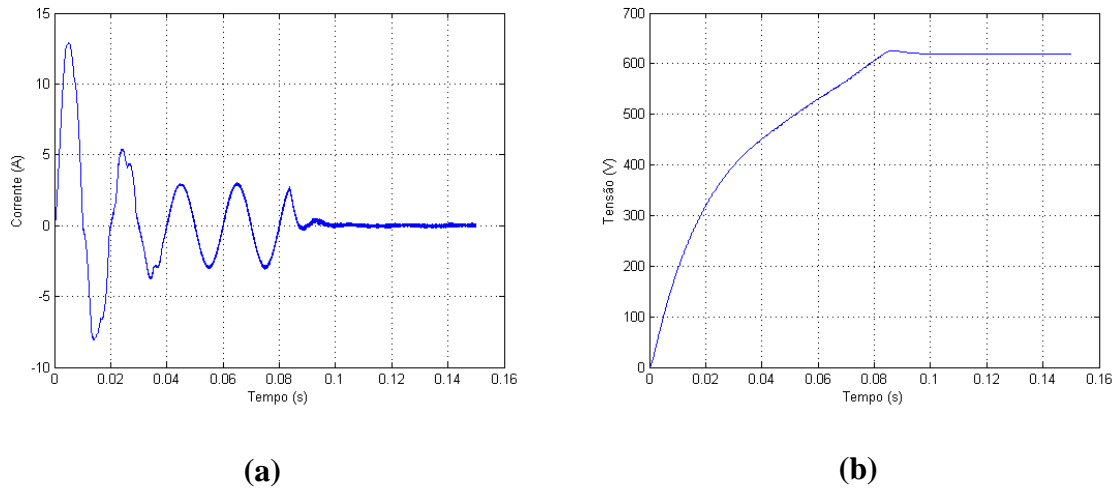
**Figura 4.9 - Resultado do sistema de controlo: (a) Corrente em uma fase; (b) Tensão no barramento DC.**

Novamente como o conversor AC-DC é do tipo elevador a tensão no barramento DC só foi controlada a partir de um determinado valor. Assim foi possível observar que no momento inicial, em que a tensão foi inferior a esse valor, não foi possível controlar a corrente corretamente, existindo um pico de 60 A, um valor muito elevado. De modo a que a corrente no momento inicial fosse limitada, foi introduzida uma resistência em paralelo com um interruptor. No momento inicial o interruptor encontra-se aberto e após a tensão no barramento DC aumentar o interruptor foi fechado de modo a anular o efeito da resistência que limita a corrente.



**Figura 4.10 - Limitador de corrente resistivo.**

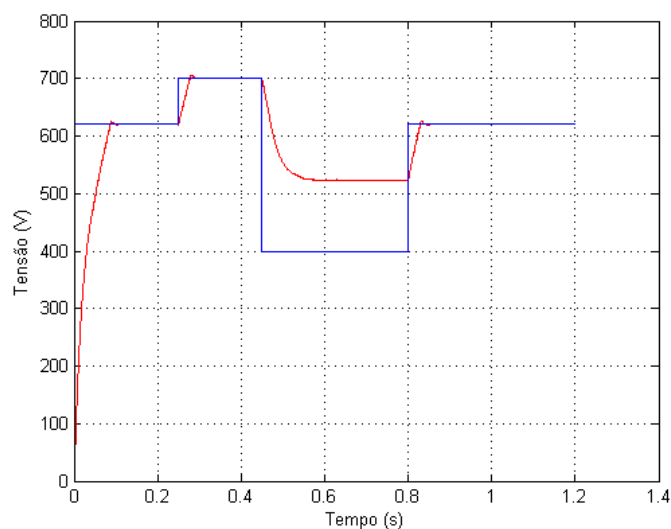
Com o limitador de corrente da Figura 4.10 o resultado obtido foi o apresentado na Figura 4.11.



**Figura 4.11 - Resultado do sistema de controlo com limitador de corrente inicial: (a) corrente  $i_a$ ; (b) tensão no barramento DC,  $V_{dc}$ .**

Existiu uma diminuição no pico da corrente inicial, e a tensão no barramento DC continuou a convergir para o valor desejado, no caso 620 V, existindo ainda uma menor sobre-elevação na tensão do barramento DC.

Para verificar que a tensão no barramento DC podia ser controlada para diferentes valores fez-se a simulação do sistema fazendo variar a tensão de referência pretendida no barramento DC ao longo do tempo. Na Figura 4.12, é apresentado o resultado da simulação para uma tensão de referência de 620 V, 700 V e 400 V.

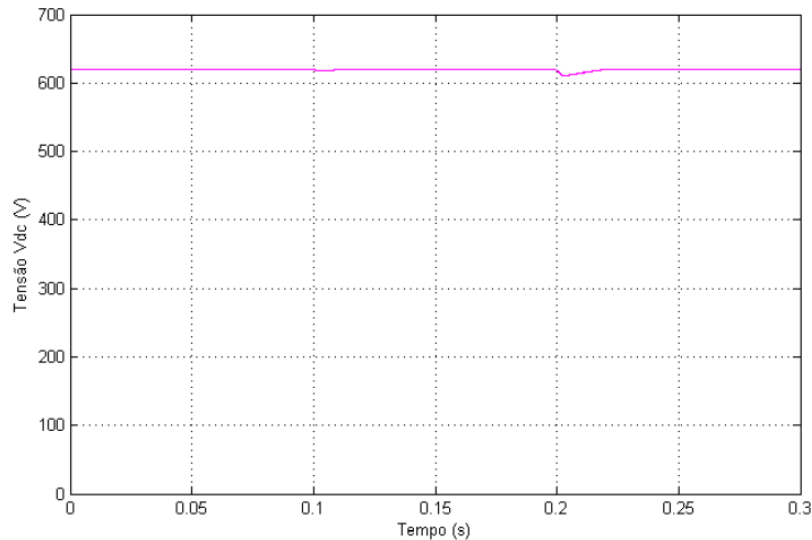


**Figura 4.12 - Tensão no barramento DC: (azul) referência; (vermelho) tensão real do barramento DC.**

Como se pode verificar na Figura 4.12, a tensão do barramento DC conseguiu acompanhar a referência com o sistema de controlo implementado, exceto quando a tensão de referência pretendida não respeita (3.74). No caso desta simulação, tratando-se de uma

alimentação trifásica de 230 V *rms*, o valor mínimo de tensão no barramento DC é de 523 V, logo abaixo desse valor não é possível o controlo, como pode ser visto na Figura 4.12.

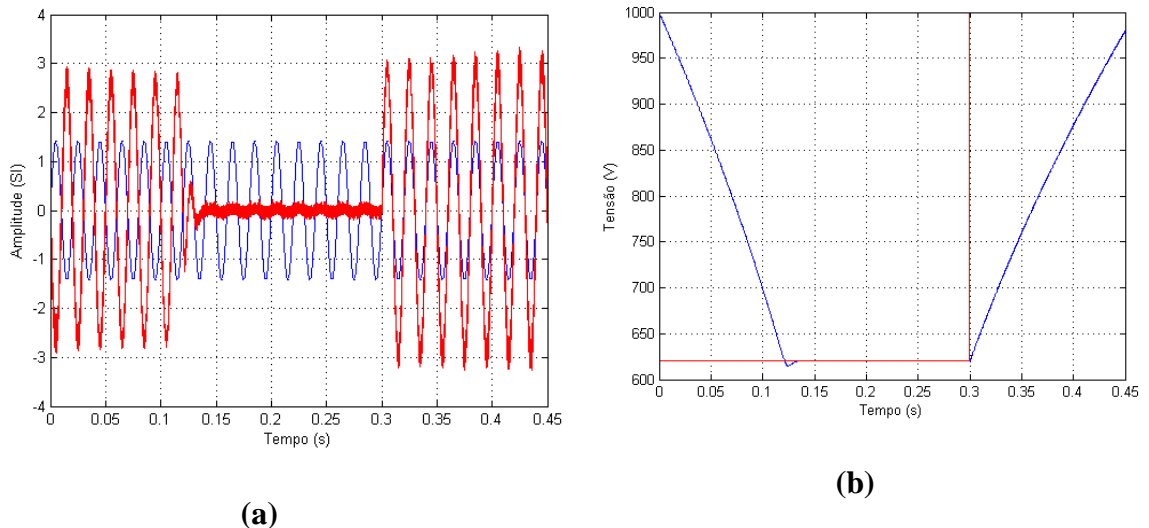
Adicionando uma carga ao sistema, no lado DC, verificou-se que o sistema continuava a convergir para os valores desejados de  $V_{dc}$ , Figura 4.13. No instante 0.1 s foi adicionada a carga e no instante 0.2 s aumentou-se a carga.



**Figura 4.13 - Tensão  $V_{dc}$ , quando carga é adicionada.**

Verificou-se na Figura 4.13 que quando foi adicionada carga existe uma pequena diminuição da tensão  $V_{dc}$  mas que o sistema foi capaz de convergir para o valor de referência, no caso 620 V.

Por forma a verificar que sistema de controlo permitia a bidireccionalidade da energia ao longo do conversor começou-se por definir a tensão do condensador do barramento DC no estado inicial para 1000 V, sendo a tensão de referência 620V. Depois dos 620 V serem atingidos aumentou-se a tensão de referência para os 1000 V. Observou-se a tensão e a corrente de entrada de modo a observar o desfasamento entre estas, Figura 4.14.



**Figura 4.14 - (a) Tensão de alimentação normalizada,  $v_I$ , a azul e corrente de entrada,  $i_I$ , a vermelho; (b) tensão no barramento DC,  $V_{dc}$ , a azul e tensão de referência no barramento DC a vermelho.**

No momento inicial em que existe a diminuição da tensão no barramento DC existiu um desfasamento de  $180^\circ$  entre a tensão de alimentação e a corrente, significando isto que o fluxo de energia era do barramento DC para a fonte de alimentação.

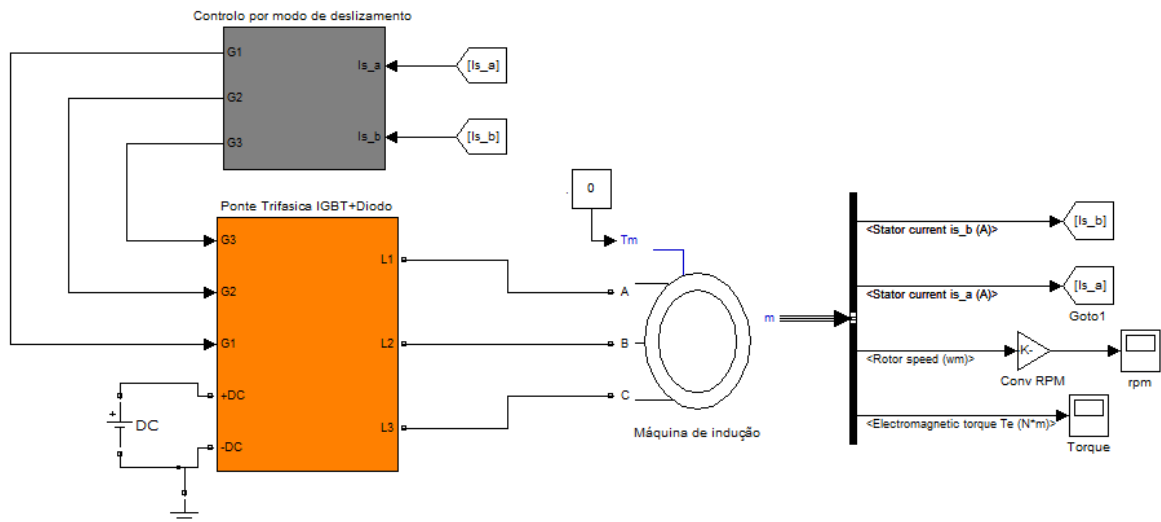
Quando a tensão de referência foi atingida a corrente oscila em torno de 0 A, de forma a manter a tensão no barramento DC constante.

Quando foi necessário realizar o aumento da tensão no barramento DC a corrente e a tensão de alimentação estão em fase sendo o sentido do fluxo de energia da fonte de alimentação para o barramento DC.

Através deste resultado foi possível observar que o sistema de controlo implementado garante a bidireccionalidade da energia ao longo do conversor *AC-DC*.

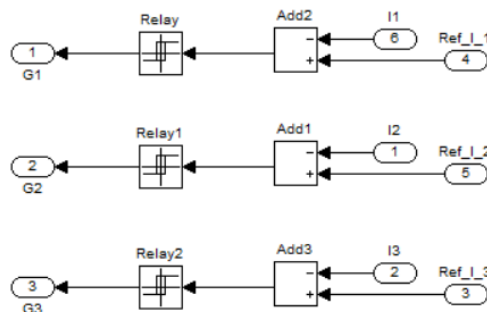
#### 4.2.5. Controlo do conversor DC-AC

Para realizar a simulação do sistema de controlo do conversor foi utilizado o modelo do conversor DC-AC descrito na secção 4.2.3, conversor esse que alimenta a máquina descrita na secção 4.2.1, Figura 4.15.



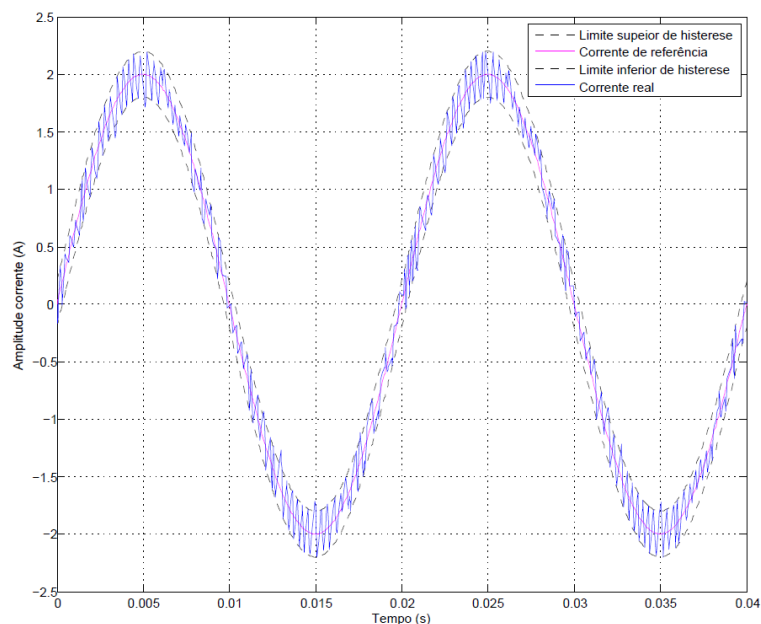
**Figura 4.15 - Diagrama de controlo do conversor DC-AC por modo de deslizamento.**

O bloco designado de “Controlo por modo de deslizamento” foi implementado com recurso ao diagrama da Figura 4.16. O bloco *Relay* implementa a janela de histerese.



**Figura 4.16 - Diagrama que implementa a técnica de controlo por modo de deslizamento.**

Com recurso ao diagrama de blocos da Figura 4.15 simulou-se a criação de uma corrente de frequência 50 Hz e amplitude 2 A, com recurso a uma janela de histerese,  $H$ , de 0.2 A. O resultado é apresentado na Figura 4.17.



**Figura 4.17 - Sinal de corrente gerado com uma amplitude de 2 A, 50 Hz utilizando uma janela de histerese de 0.2 A.**

Na Figura 4.17, temos o sinal de referência a magenta, o sinal gerado a azul e os limites superior e inferior da janela de histerese a preto.

Verifica-se a partir da Figura 4.17, que o controle por modo de deslizamento permite a geração de uma onda de corrente de 2 A e que o controle faz com que o sinal gerado acompanhe a referência dentro da janela de histerese definida, representada pelos limites a preto na figura. O sinal de corrente gerado apresenta uma THD de 8.15 %.

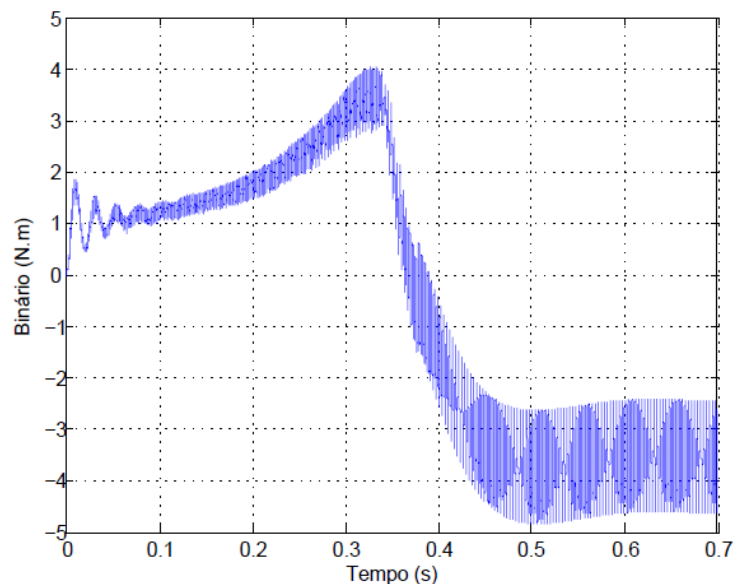
Analisa-se o efeito da largura da janela de histerese no THD da forma de onda gerada, na Tabela 4.2.

**Tabela 4.2 - THD da corrente gerada em função da janela de histerese e de frequência.**

<b>Amplitude (A)</b>	<b>Frequência (Hz)</b>	<b>Janela Histerese (H)</b>	<b>THD (%)</b>
2	50	0.2	8.15
2	50	0.4	16.71
2	20	0.2	8.60
2	20	0.4	16.42

O aumento da janela de histerese aumenta o THD. Quanto menor a janela de histerese melhor o resultado, mas implica um aumento da frequência de comutação, que conseguiu-se observar na forma da corrente gerada, o que por vezes não é desejado.

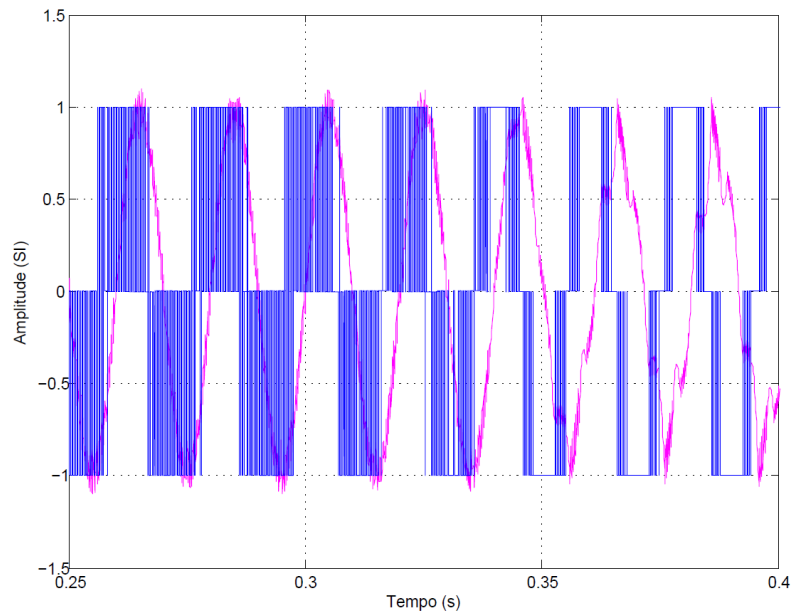
De seguida simulou-se a máquina com um sinal de corrente de 50 Hz e 2 A, e aplicou-se a esta um binário externo constante de 4 N.m a esta para se verificar a máquina a funcionar nos diferentes modos: gerador, motor. Na Figura 4.18 encontra-se a curva de binário da máquina, onde foi possível ver que está no modo motor até ao instante 0.375 s e gerador a partir desse momento.



**Figura 4.18 - Curva de binário da máquina de indução com aplicação de um binário externo de 4 N.m.**

No momento inicial a máquina funciona no modo motor, atingindo um binário máximo de 4 N.m. Quando a velocidade de sincronismo foi atingida o binário aproximou-se de 0 N.m. Uma vez que foi aplicado um binário externo que fez com que a máquina gire a uma velocidade superior à de sincronismo, o binário tornou-se negativo estando a máquina a funcionar como gerador, a partir do instante 0.375 s na Figura 4.18.

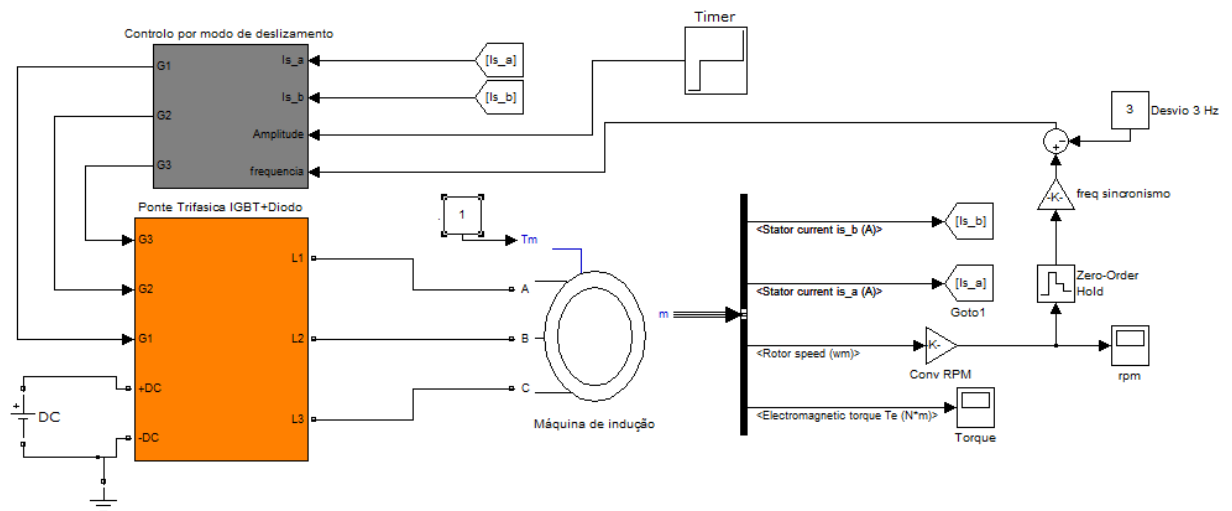
Continuando no mesmo cenário de simulação, alimentação da máquina a 2 A - 50 Hz, e com um binário externo igual a 4 N.m, observou-se o comportamento da tensão e da corrente. Observou-se o desfasamento entre estas, Figura 4.19, sendo que as amplitudes da corrente e da tensão encontram-se normalizadas para uma melhor visualização.



**Figura 4.19 - Tensão, a azul, e corrente, a magenta, normalizada, nos terminais da máquina de indução.**

Numa fase inicial, em que a máquina funciona no modo motor, a corrente e a tensão estão em fase, sendo o fluxo de potência do barramento DC para a máquina. Numa fase posterior em que a máquina funciona no modo gerador, após os 0.375 s, a tensão e a corrente estão desfasadas mais de  $90^\circ$  sendo o fluxo da máquina para o barramento DC.

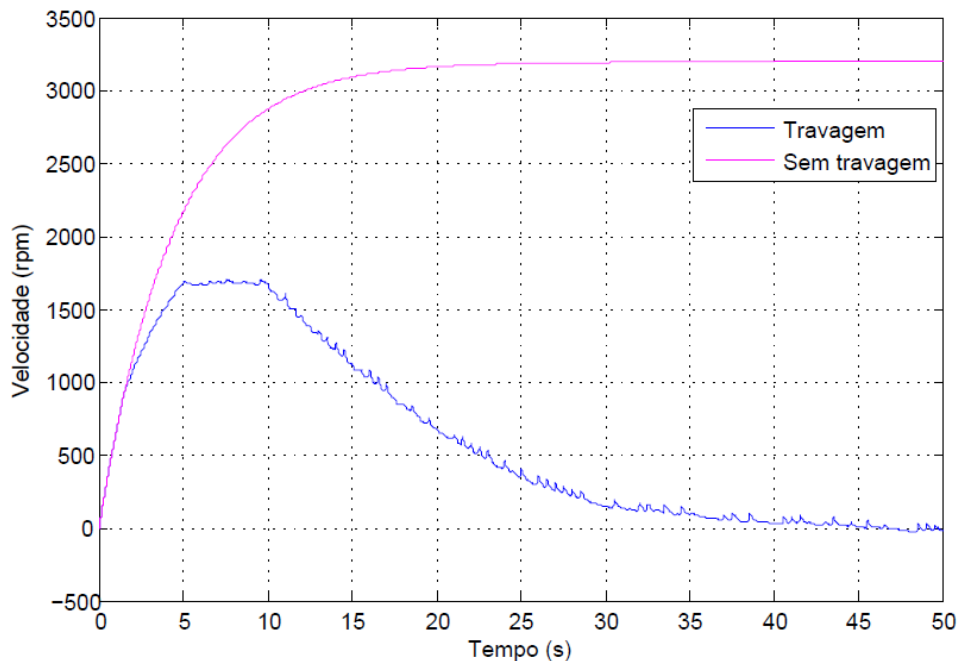
Realizou-se a montagem do sistema que permite a aplicação de binário de travagem através da monitorização da velocidade de rotação do rotor no *Simulink*, Figura 4.20.



**Figura 4.20 - Diagrama de controlo do binário de travagem.**

O desvio aplicado há frequência foi de 3 Hz, este valor foi obtido de forma iterativa através de simulação de forma a maximizar o binário gerado.

Aplicando um binário,  $T_m$ , igual a 1 N.m à máquina esta acelera chegando à velocidade de rotação aos 3200 rpm, Figura 4.21 linha magenta. Para simular o sistema de controlo de travagem no instante 1.5 s aplicou-se uma corrente com uma amplitude de 0.5 A e cuja frequência é definida pelo sistema de controlo. No instante 5 s aumenta-se a amplitude da corrente para 0.7 A, no instante 10 s volta-se a aumentar a amplitude para 1.1 A e finalmente no instante 30 s diminui-se para 1 A. Na Figura 4.21 a linha azul representa o resultado da simulação.

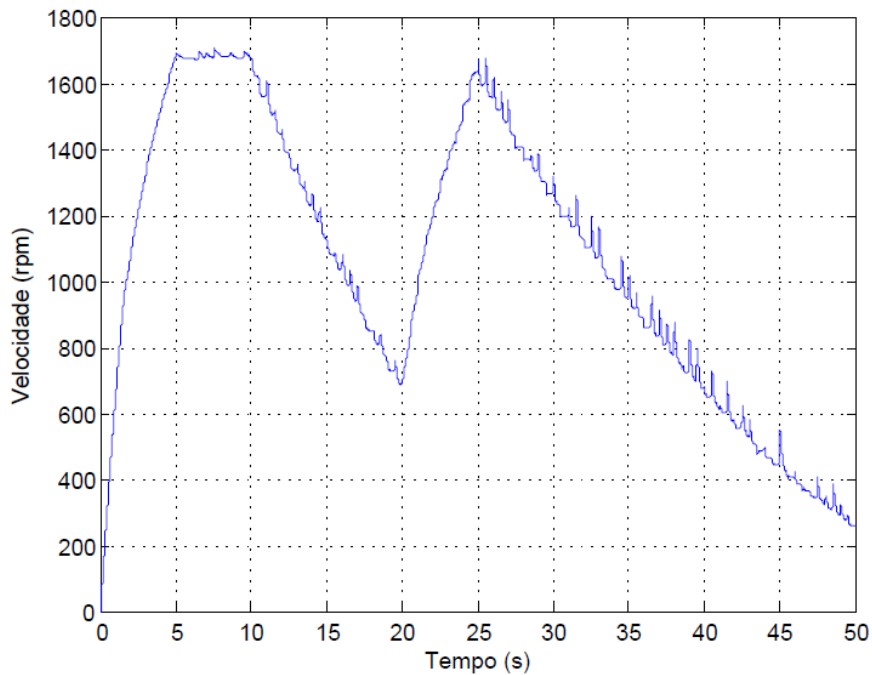


**Figura 4.21 - Simulação do sistema de travagem.**

Verifica-se, na Figura 4.21, que até ao instante 1,5 s a máquina acelera sem qualquer tipo de travagem. Após os 1,5 s existe uma redução da aceleração da máquina sendo o binário resistente aplicado insuficiente para impedir que a máquina continue a acelerar, ou seja, o binário de travagem é inferior ao binário mecânico. Após os 5 s o binário aplicado impede a aceleração da máquina, sendo a velocidade de rotação mantida constante, logo o binário de travagem igual ao binário mecânico. A partir do instante 10 s verifica-se a redução da velocidade uma vez que o binário de travagem é maior que o binário mecânico, devido ao aumento da amplitude da corrente. Depois do instante 30 s a diminuição da amplitude da corrente permite reduzir a velocidade até 0 rpm de forma mais suave.

Simulou-se novamente o sistema de travagem com um binário,  $T_m$ , igual a 1 N.m até ao instante 20 s. Nesse instante aumentou-se o binário,  $T_m$ , para 2 N.m. Simulou-se a travagem aplicando uma corrente com uma amplitude de 0.5 A no instante 1.5 s. Aumentou-se a

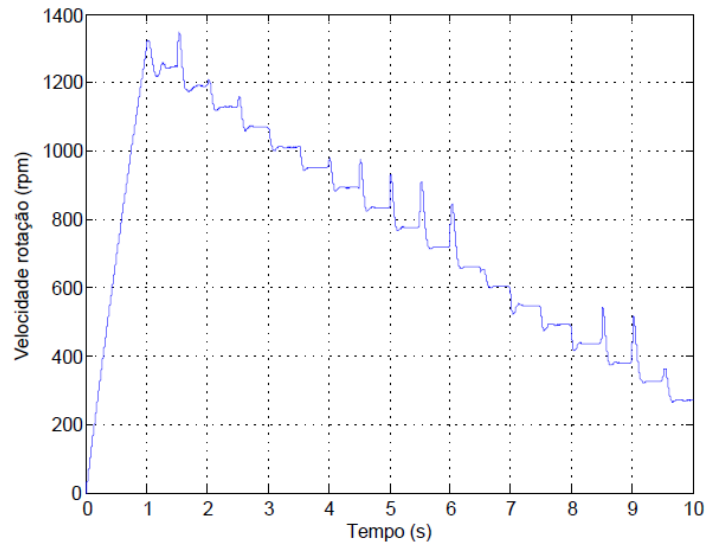
amplitude para 0.7 A no instante 5 s e no instante 10 s aumentou-se novamente para 1.1 A. Finalmente no instante 25 s aumenta-se para 1.5 A. O resultado é apresentado na Figura 4.22.



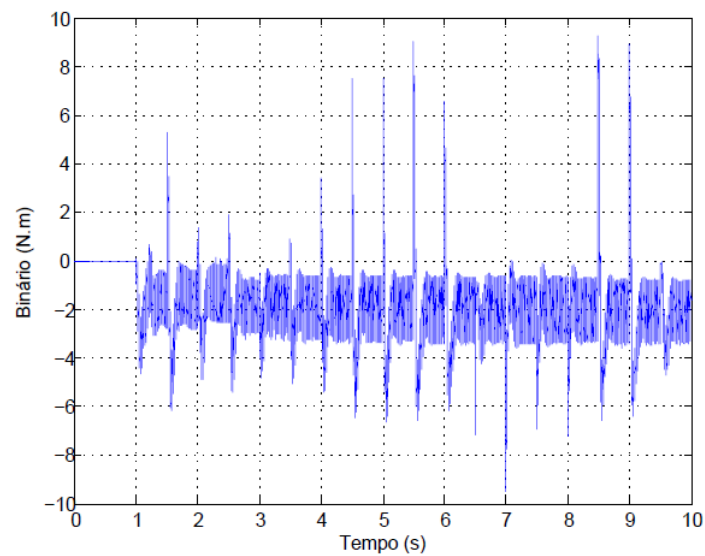
**Figura 4.22 - Simulação do sistema de travagem com aumento de carga**

Através da análise da Figura 4.22, verifica-se que o aumento do binário externo para 2 N.m faz aumentar a velocidade de rotação da máquina, uma vez que o binário produzido pela máquina quando é aplicada uma corrente de 1.1 A é inferior ao binário mecânico. No instante 25 s com o aumento da amplitude da corrente para 1.5 A já é possível contrariar totalmente o binário de 2 N.m e produzir travagem. A partir do instante 25 s é visível uma redução da velocidade.

Realizou-se nova simulação aplicando um binário de 2 N.m e passado 1 s começou-se a aplicar travagem com uma amplitude de corrente igual a 2 A. O resultado da simulação é apresentado na Figura 4.23. Simulou-se novamente o sistema aplicando um binário de 2 N.m mas desta vez só se aplicou travagem a partir do instante 3 s, utilizando uma amplitude de corrente igualmente de 2 A, o resultado da simulação é apresentado na Figura 4.24.



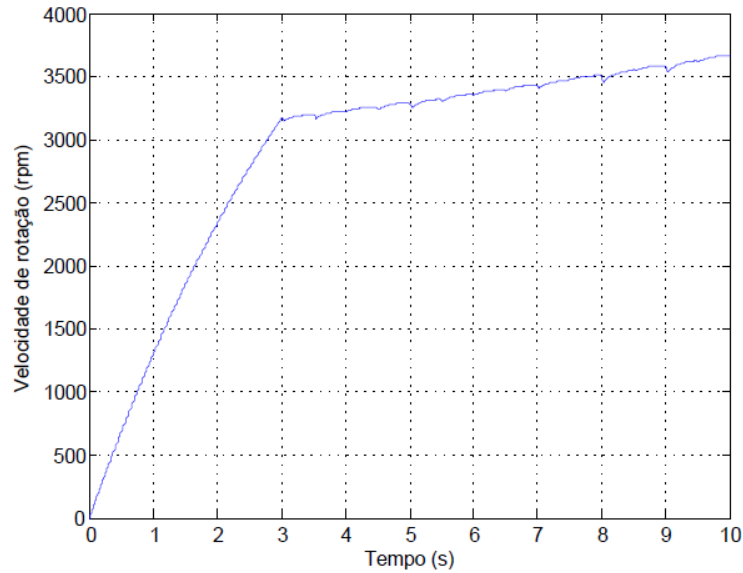
(a)



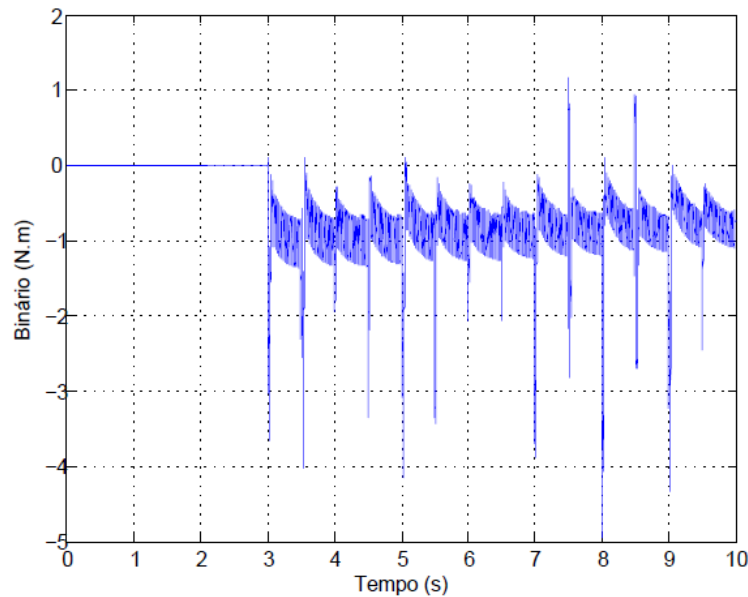
(b)

**Figura 4.23 - Resultado da simulação: (a) velocidade de rotação; (b) binário elétrico gerado.**

Observa-se na Figura 4.23 que aplicando uma corrente de 2 A, quando a velocidade de rotação é de 1300 rpm, é possível aplicar travagem reduzido a velocidade de rotação. Ou seja, é gerado um binário suficiente para contrariar o binário mecânico aplicado.



(a)



(b)

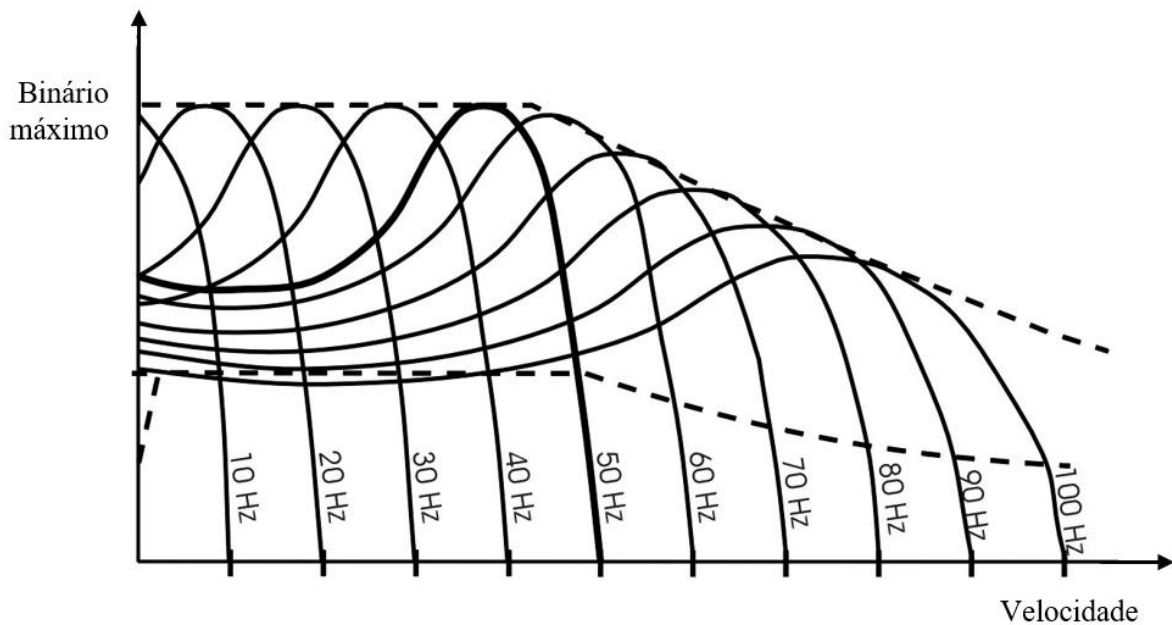
**Figura 4.24 - Resultado da simulação: (a) velocidade de rotação; (b) binário elétrico gerado.**

Observa-se na Figura 4.24 que aplicando uma corrente de 2 A, quando a velocidade de rotação é de 3100 rpm, não é possível aplicar travagem suficiente para reduzir a velocidade de rotação, pelo que se conclui que não é gerado um binário suficiente para contrariar o binário mecânico aplicado. Com o aumento da velocidade de rotação durante a travagem verifica-se ainda uma diminuição do binário gerado pela travagem.

Comparando os resultados da Figura 4.23 e Figura 4.24 verifica-se que no caso da primeira simulação foi possível aplicar travagem contrariando um binário de 2 N.m. Já no

caso da segunda simulação foi possível aplicar travagem, mas com uma menor intensidade sendo que os 2 N.m de binário mecânico não conseguem ser totalmente contrariados.

No caso da segunda simulação, Figura 4.24, o binário de travagem é menor devido a uma característica da máquina de indução, Figura 4.25. Quando a velocidade nominal da máquina de indução (1500 rpm no caso de uma máquina de indução com uma frequência nominal de 50 Hz e de 4 polos) é excedida a capacidade de gerar binário por parte da máquina diminui.

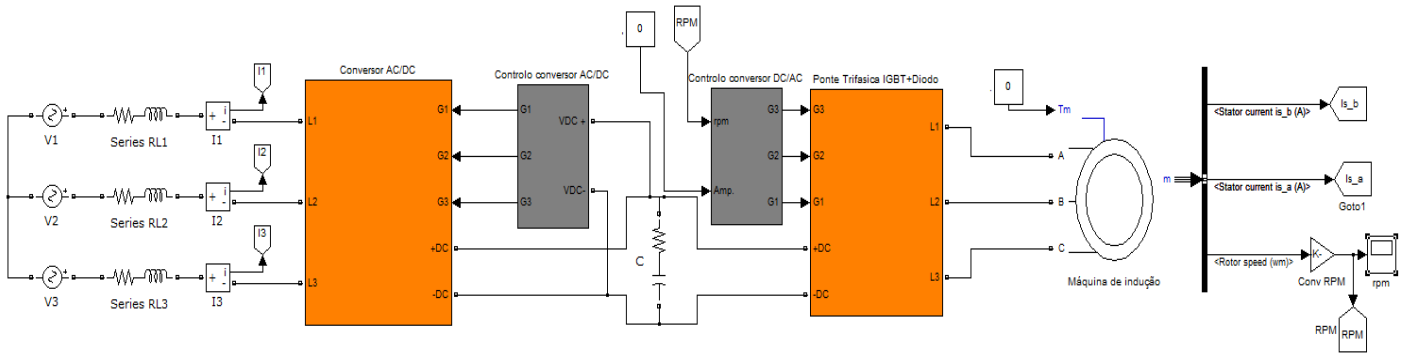


**Figura 4.25 - Curvas binário - velocidade de uma máquina de indução projetada para uma frequência nominal 50 Hz [38].**

Pode-se concluir que o sistema de travagem é capaz de produzir o máximo desempenho para velocidades de rotação até 1500 rpm. Quando os 1500 rpm são excedidos não é possível aplicar o binário máximo de travagem existindo uma diminuição da capacidade de travagem com o aumento da velocidade de rotação.

### **4.3. Simulação do sistema completo**

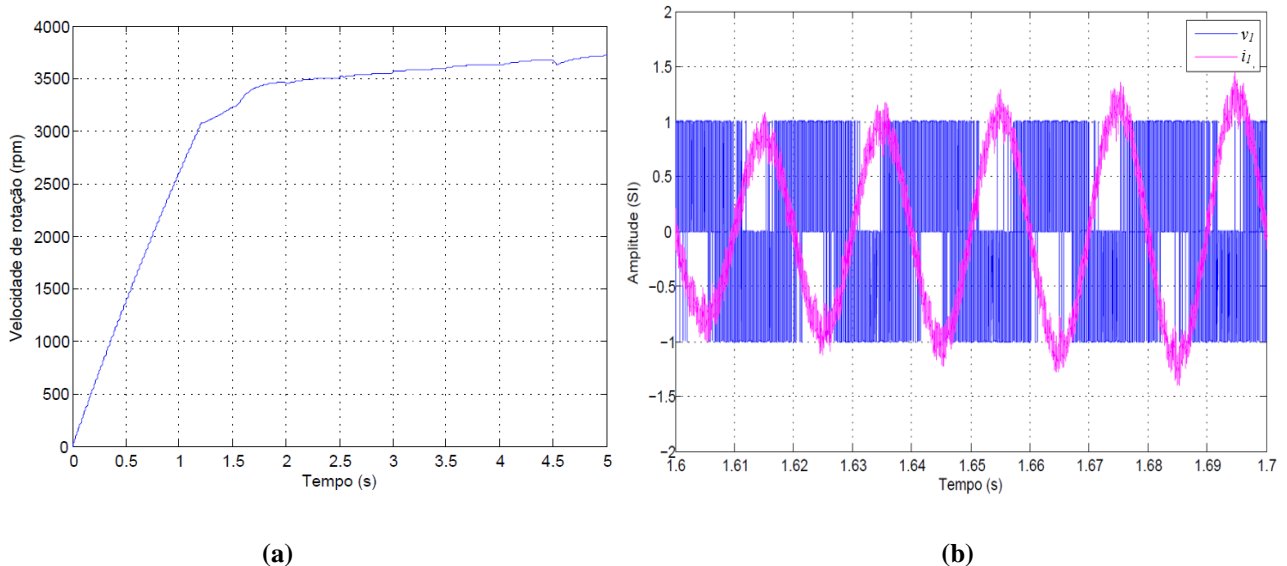
A junção dos sistemas descritos na secção 4.2.1, 4.2.2 e 4.2.3 permite a realização da simulação do sistema completo, Figura 4.26.



**Figura 4.26 - Diagrama de blocos do sistema de travagem completo.**

Para reduzir o tempo de simulação, colocou-se a tensão inicial no condensador do barramento DC, igual a 620 V.

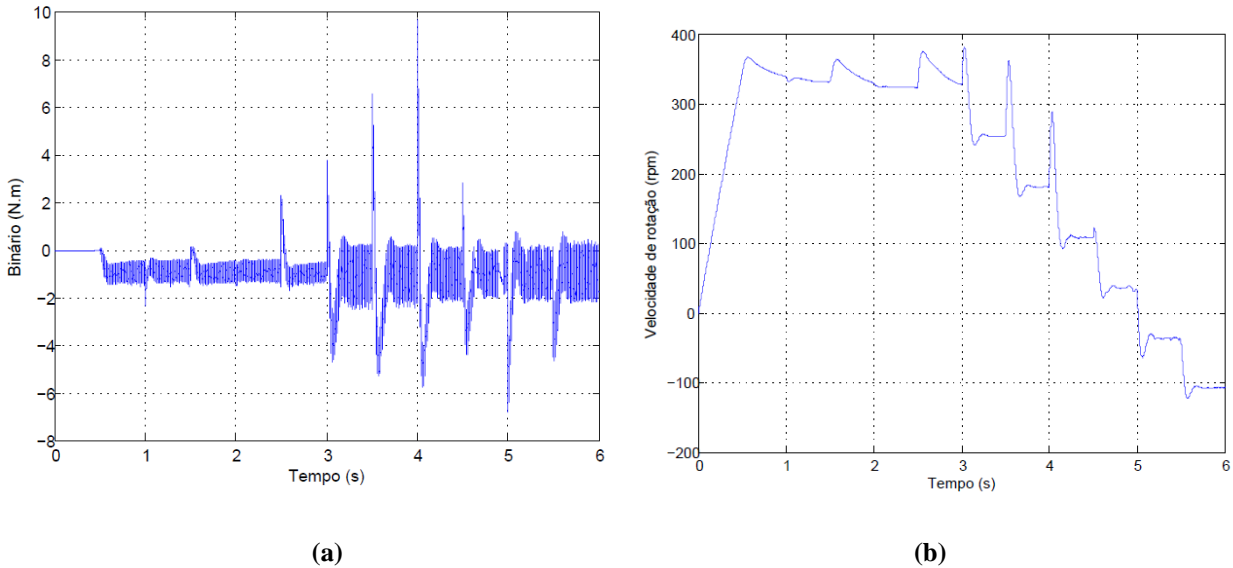
Começou-se por simular o sistema aplicando um binário mecânico,  $T_m$ , igual a 4 N.m que fez a máquina acelerar. No instante 1.2 s inicia-se a travagem com uma corrente de amplitude 2 A. No instante 2 s reduz-se o binário mecânico para 2 N.m. Nesta simulação observou-se a velocidade de rotação bem como a corrente e a tensão à entrada do conversor AC-DC, Figura 4.27.



**Figura 4.27 – Resultado da simulação: (a) velocidade de rotação; (b) tensão  $v_l$  normalizada e corrente  $i_l$ .**

Na Figura 4.27 (a) visualiza-se a velocidade rotação e nota-se que com a corrente aplicada é possível apenas reduzir a aceleração, não se conseguindo realizar a redução de velocidade. Na Figura 4.27 (b) é possível observar o desfasamento de 180° entre a tensão e a corrente de entrada durante a travagem, o que significa que durante o processo de travagem o fluxo de energia é da máquina para rede de energia elétrica.

Realizou-se novo teste desta vez aplicando um binário mecânico de 1 N.m. No instante 0,5 s inicia-se a travagem com uma corrente de amplitude 1 A. No instante 3 s aumentou-se a amplitude para 2 A. Observou-se na Figura 4.28 a velocidade de rotação e o binário.



**Figura 4.28 - Resultado de simulação: (a) binário; (b) velocidade de rotação.**

Verifica-se na Figura 4.28 (a) que aplicando uma corrente de 1 A conseguiu-se produzir um valor de binário médio de -1 N.m. Analisando o resultado da Figura 4.28 (b) conclui-se que o após ser iniciada a travagem no instante 0.5 s e até ao instante 3 s não existe aceleração sendo que a velocidade se mantém, isto é, o binário mecânico aplicado é igual ao binário elétrico produzido pela máquina. Depois do instante 3 s a velocidade de rotação diminui sendo o binário produzido pela máquina superior ao binário mecânico aplicado.

#### 4.4. Conclusões

Neste capítulo simulou-se os modelos apresentados no capítulo 3, juntamente com os sistemas de controlo por forma a verificar o funcionamento destes.

Num momento inicial, quando não existe controlo sobre a corrente que alimenta a máquina, a corrente apresenta um pico inicial para que a inercia da máquina seja ultrapassada. Por outro lado, quando a máquina se aproxima da velocidade de sincronismo o binário diminui.

Através da simulação do conversor AC-DC e do sistema de controlo deste verificou-se que o sistema, conversor mais controlo, foi capaz de garantir uma tensão constante no barramento DC para valores acima de  $V_{demin}$ . O sistema permitiu também a bidireccionalidade do fluxo de energia de modo a garantir uma tensão constante no barramento DC.

A simulação do conversor DC-AC permitiu verificar o correto funcionamento deste. Quando acoplado à máquina de indução verificou-se a bidireccionalidade de energia ao longo do conversor. A utilização do sistema de controlo permitiu controlar o binário de travagem através da variação da amplitude da corrente. A frequência da corrente a aplicar foi obtida através da malha de controlo o que permitiu aplicar o binário independentemente da velocidade de rotação. Durante o processo de travagem a energia foi recuperada para o barramento DC.

Verifica-se que o binário máximo de travagem pôde ser aplicado até uma velocidade de rotação de 1500 rpm, para o caso da máquina escolhida. Depois dos 1500 rpm existia uma diminuição do binário de travagem que era possível aplicar.

A através da simulação do sistema completo foi possível verificar que o sistema é capaz de garantir a alimentação da máquina de indução, bem como a bidireccionalidade da energia ao longo do mesmo. O sistema completo permitiu aplicar binário de travagem realizando a variação da amplitude da corrente aos terminais da máquina.

Além de realizar travagem, este sistema também é capaz de realizar o acionamento da máquina de indução com controlo de corrente.

## Capítulo 5 – VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL DO SISTEMA DE TRAVAGEM

Neste capítulo descreve-se o sistema implementado fisicamente, com a descrição dos componentes utilizados bem como o dimensionamento dos mesmos.

Foram realizados testes experimentais, de modo a verificar o funcionamento do sistema desenvolvido e realizadas comparações com os resultados das simulações obtidos no capítulo 4.

### 5.1. Sistema de travagem implementado

De modo a implementar o sistema que permite aplicar a travagem, binário resistente, com recurso a uma máquina de indução optou-se pelo conversor AC-AC, utilizou-se o conversor do fabricante Semikron, 12ACC12T4V10 [39]. A máquina de indução utilizada foi a MAS10 [40]. O sistema construído seguiu o diagrama da Figura 5.1.

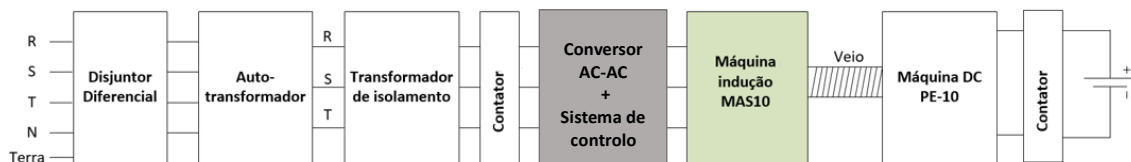


Figura 5.1 - Diagrama de blocos geral da montagem experimental.

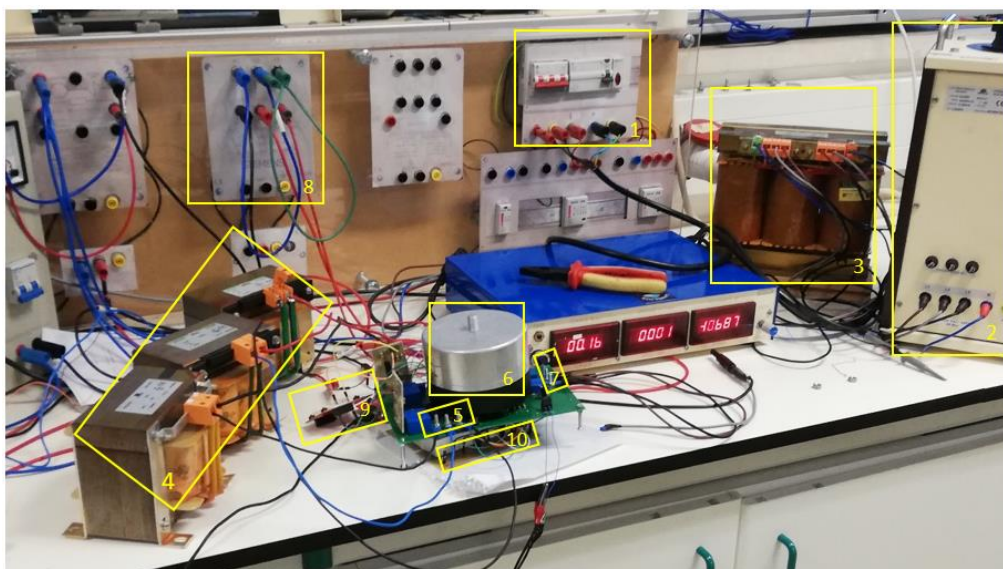
Utilizou-se um disjuntor diferencial para cortar a alimentação em caso de fugas, um autotransformador para ajustar o nível de tensão e um transformador de isolamento.

O contator é ligado ao sensor de temperatura da máquina de modo a cortar a alimentação em caso de sobreaquecimento desta, durante o seu funcionamento.

O sistema de controlo é composto por circuitos de monitorização da tensão de entrada, bem como por sensores de monitorização da corrente. Para o sistema de controlo foi ainda necessário a utilização de 2 microcontroladores Tiva, bem como de circuitos de *driver*.

A máquina DC PE10 [41], é utilizada para produzir binário no veio, que deverá ser contrariado pelo sistema de travagem.

O sistema implementado é apresentado na Figura 5.2.



**Figura 5.2 - Sistema de travagem implementado.**

Na Tabela 5.1 encontra-se a identificação dos elementos identificados na Figura 5.2.

**Tabela 5.1 - Identificação elementos do sistema de travagem implementado.**

Nº	Identificação	Nº	Identificação
1	Sistema de alimentação trifásico	6	Barramento DC
2	Autotransformador	7	Saída do conversor DC-AC
3	Transformador de isolamento	8	Conexão da máquina de indução
4	Bobine	9	Microcontrolador
5	Entrada do conversor AC-DC	10	<i>Driver's</i>

## 5.2. Máquina assíncrona MAS10

A máquina utilizada foi a máquina de indução MAS10, Figura 5.3, que apresenta as características apresentadas na Tabela 5.2 [40].

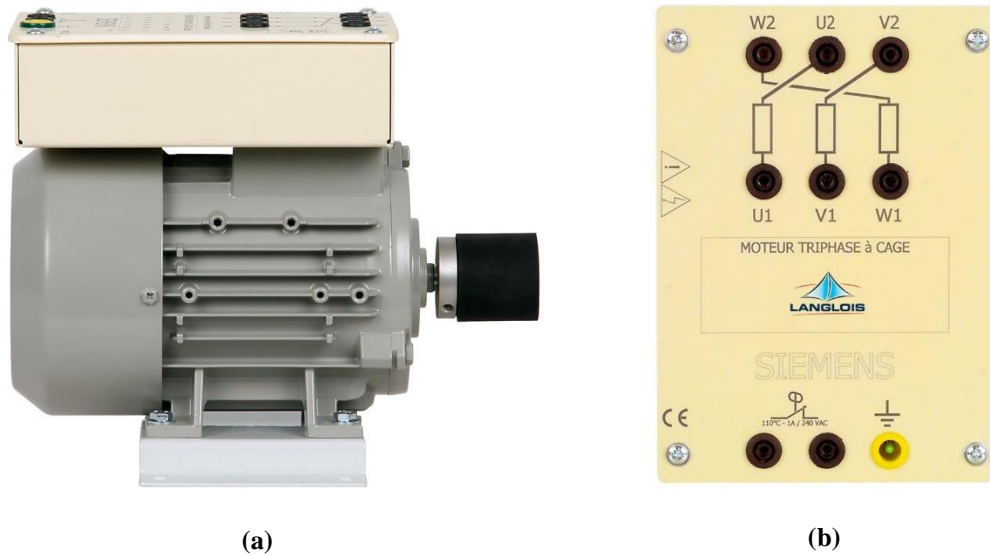


Figura 5.3 - Máquina de indução MAS10: (a) vista lateral; (b) vista superior [42].

Esta máquina foi a escolhida pois faz parte do *kit* didático de máquinas ao qual se pretendia aplica a travagem, binário resistente.

Tabela 5.2 - Características da máquina assíncrono MAS10 [40].

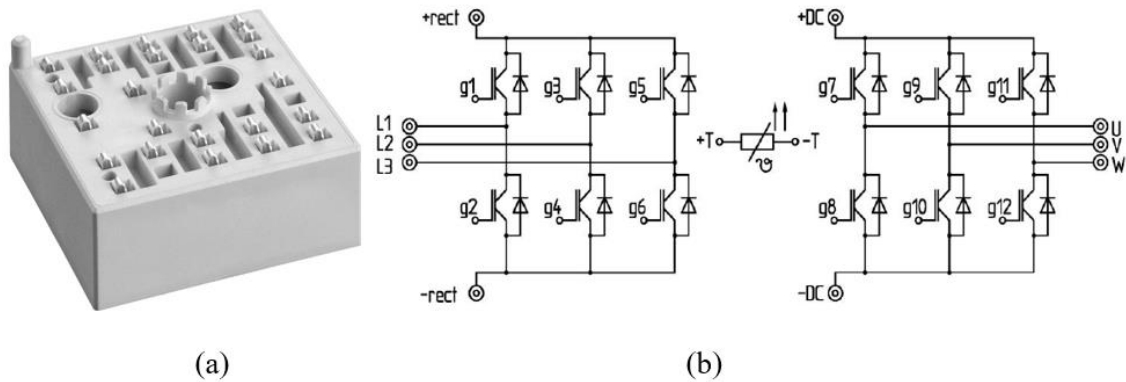
<b>Potência de operação</b>	300 W
<b>Rotação máxima</b>	1390 rpm
<b>Número de polos</b>	4
<b>Frequência da linha</b>	50 Hz
<b>Tensão nominal (em triângulo)</b>	230 V
<b>Tensão nominal (em estrela)</b>	400 V
<b>Corrente absorvida (em triângulo)</b>	2.00 A
<b>Corrente absorvida (em estrela)</b>	1.5 A
<b>Fator de Potência (<math>\cos \varphi</math>)</b>	0,6
<b>Proteção</b>	IP2X

### 5.3. Conversor AC-AC SKiiP 12ACC12T4V10

Na escolha do conversor AC-AC optou-se pela solução SkiiP 12ACC12T4V10, Figura 5.4, que é constituída por IBGT em paralelo com díodos, que suportam até

1200 V, uma corrente máxima de 15 A e a frequência de comutação máxima é de 100 kHz [39].

Este conversor permite a implementação de um barramento DC com uma tensão máxima de 800 V [39].

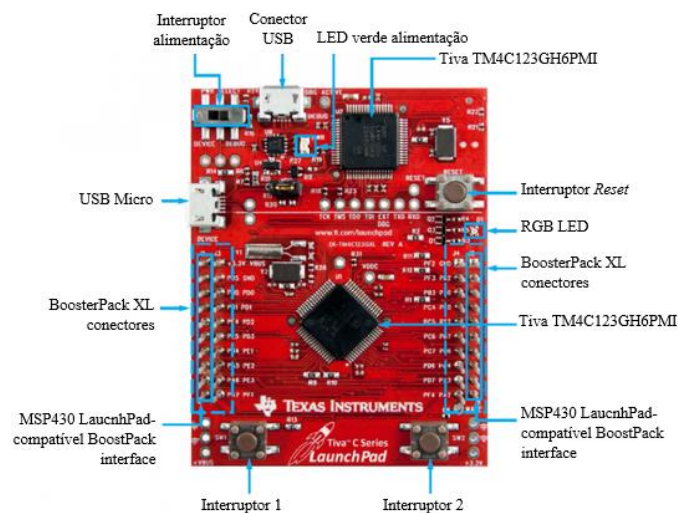


**Figura 5.4 - Conversor AC-AC SkiiP 12ACC12T4V10: (a) vista externa; (b) construção do conversor [39].**

A diferença de potencial entre +rect e +DC não pode exceder os 500 V. O  $V_{GE(th)}$  dos IGBT é de 5 V [39]. Este foi o conversor escolhido pois respeita todos os parâmetros (tensões, correntes e frequência de comutação) necessários para a implementação do sistema de travagem.

#### 5.4. Microcontrolador LaunchPad Tiva C Series TM4C123G

Para o processamento de sinal a escolha recaiu sobre o LaunchPad Tiva C Series TM4C123G, da Texas Instruments [43], Figura 5.5.



**Figura 5.5 -Tiva C Series LaunchPad Evaluation Board [43].**

Este microcontrolador tem um processador de 32 *bits* ARM Cortex-M4F com uma velocidade de operação de 80 MHz. Este é composto por 6 *timers* de 32 *bits* ou 12 *timers* de 16 *bits*. Possui até 43 *GPIO*, dependendo da configuração, com uma de tensão máxima de 3.3 V. Para a conversão de analógico para digital, ADC, tem-se 12 portas e dois conversores de 12 *bits*. A tensão máxima de leitura do ADC é de 3.3 V [44].

Utilizando o *software Code Composer Studio*, da Texas Instruments, é possível a programação deste microcontrolador, sendo necessária a utilização das bibliotecas TivaWare [44].

O microcontrolador faz a aquisição de tensões e correntes através de ADC. Tendo, portanto, os controladores e compensadores de ser implementados no modo discreto [43].

## 5.5. Sensores

Para realizar o controlo do conversor AC-DC e DC-AC é necessária a monitorização de várias grandezas (correntes e tensões) para tal recorre-se a sensores e a circuitos de condicionamento de modo a adaptar as amplitudes das grandezas a estudar ao microcontrolador escolhido.

Utilizaram-se sensores de corrente e tensão de efeito de *Hall* para garantir o isolamento entre a parte de potência e a parte de sinal controlo do sistema.

### 5.5.1. Sensor corrente HXS 20-NP

Escolheu-se o sensor HXS 20-NP da LEM, Figura 5.6 [45]. Este sensor permite a leitura de correntes AC com amplitudes até 20 A *rms* dependendo do modo como os pinos do primário deste são ligados [45].



Figura 5.6 - Sensor HXS 20-NP [45].

A Figura 5.7 ilustra o modo como deve ser feita a ligação dos pinos do secundário do sensor, segundo o *datasheet* [45].

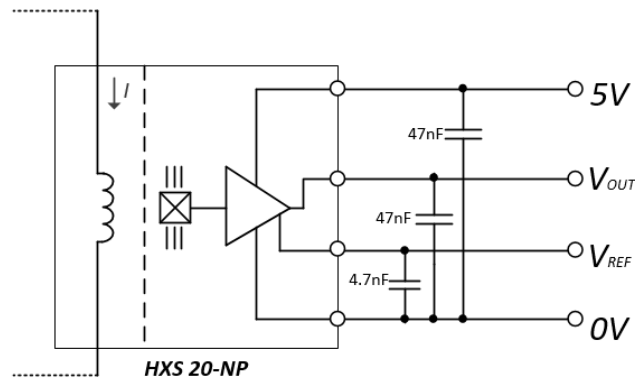


Figura 5.7 - Sensor de corrente HXS 20-NP e respetiva configuração [45].

As conexões dos pinos do primário para as diferentes correntes são apresentadas na

Tabela 5.3. Neste trabalho foi escolhida a configuração de leitura de correntes  $I_{PN}$  igual a 5 A.

Tabela 5.3 – Conexões do primário do sensor para a medição de diferentes amplitudes máximas de corrente [45].

Número de voltas no primário	Corrente no primário		Ligação recomendada
	Nominal $I_{PN}$ [A]	Máxima $I_P$ [A]	
1	20	60	IN  OUT
2	10	30	IN  OUT
4	5	15	IN  OUT

Utilizando a configuração que permite leituras  $I_{PN}$  igual a 5 A obteve-se a seguinte equação para a relação entre a corrente no primário e a tensão no secundário:

$$V_{out} = 0,124I_P + 2.35. \quad (5.1)$$

### 5.5.2. Sensor de tensão LV 25-P

Para a monitorização de tensão escolheu-se o sensor LV 25-P da LEM [46], Figura 5.8, pois este sensor permite a leitura de tensões  $DC$  e  $AC$  até 500 V.



Figura 5.8 - Sensor LV 25-P [46].

A corrente nominal máxima permitida no primário é 10 mA *rms*. A resistência  $R_1$ , Figura 5.9, é dimensionada para a corrente não exceder os 10 mA. Escolheu-se uma resistência de 2.3 k $\Omega$  para a leitura de uma tensão AC de 23 V *rms*. A corrente nominal no secundário também tem que ser limitada a um máximo de 25 mA *rms* através da resistência  $R_M$ , Figura 5.9.

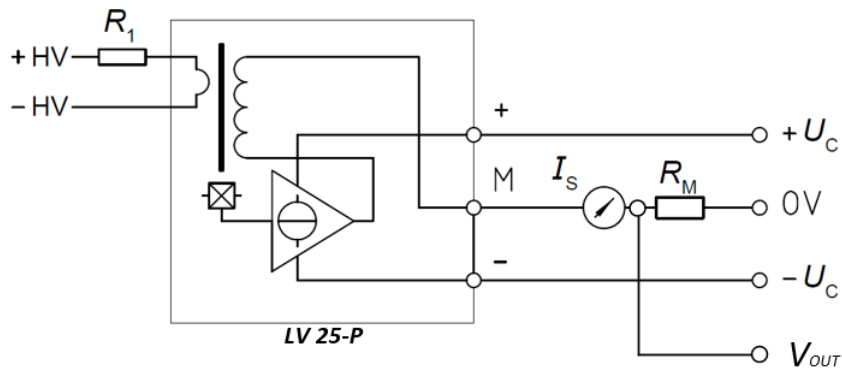
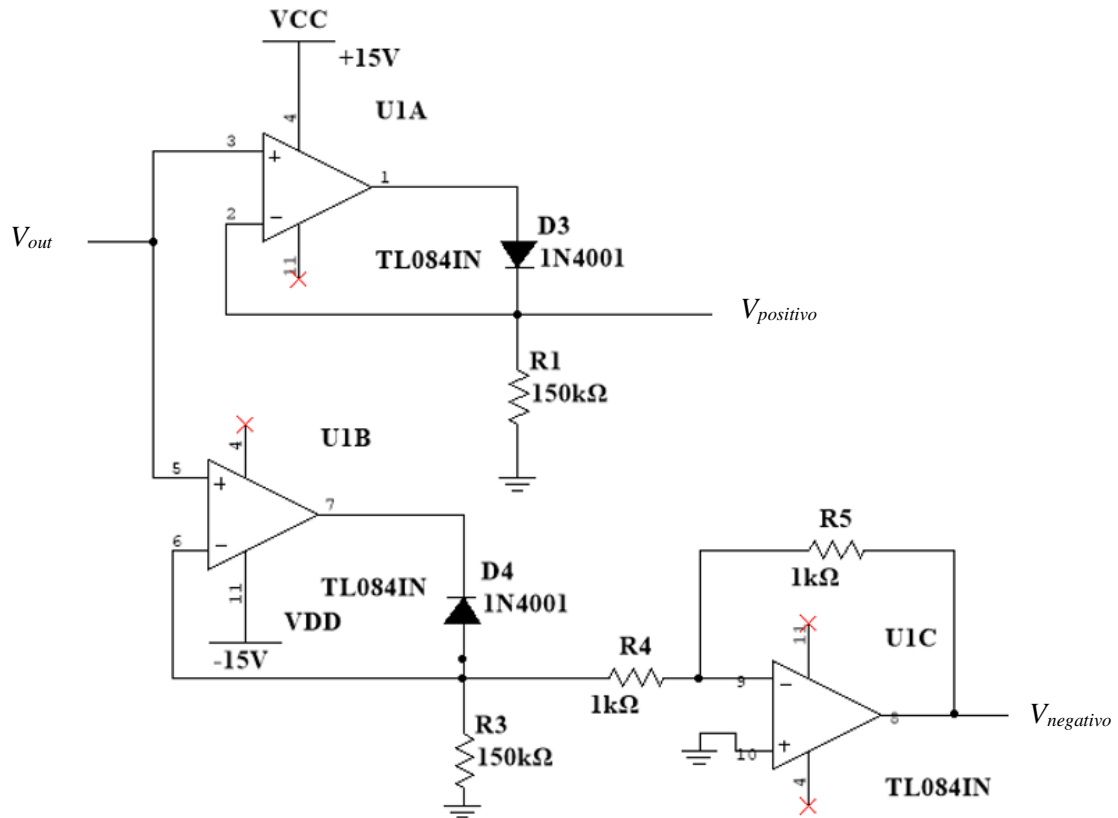


Figura 5.9 - Sensor de tensão LV 25-P e respetivas ligações [46].

A relação entre a corrente no secundário,  $I_s$ , e a corrente no primário é de 2.5:1. O valor de  $R_M$  escolhido foi de 90  $\Omega$ , para que os 3.3 V de pico (tensão máxima de entrada no microcontrolador) não sejam excedidos no secundário, para uma leitura de entrada até 23 V *rms*.

A tensão  $V_{OUT}$  varia entre -3,3 V e +3,3 V, mas como o microcontrolador apenas aceita tensões positivas até 3.3 V foi necessário recorrer a um circuito de condicionamento para que apenas tensões positivas fossem ser aplicadas nas ADC do microcontrolador. A Figura 5.10 ilustra o circuito de condicionamento implementado, que consiste num circuito retificador de precisão [47]. Optou-se pela solução do retificador pois garante sempre que as tensões aplicadas ao microcontrolador são

positivas e permite manter uma maior sensibilidade na leitura, comparativamente a uma solução em que se realiza ajuste de *offset*.



**Figura 5.10 - Circuito de condicionamento com retificador de precisão de onda completa.**

Os valores de tensão  $V_{positivo}$  e  $V_{negativo}$  são ligados a ADC do microcontrolador. No código foi necessário fazer a seguinte operação:

$$V_k = V_{positivo} - V_{negativo} \quad (5.2)$$

para se obter a forma correta da onda no microcontrolador.

## 5.6. Circuitos de monitorização e comando dos IGBT

Para realizar a comutação dos IGBT da ponte SKiiP 12ACC12T4V10 recorreu-se a um circuito *driver* (ou acionamento), SKHI 61R [48].

O circuito de *driver* SKHI 61R é uma recomendação do fabricante SEMIKRON para a controlo da ponte SKiiP 12ACC12T4V10 [39].

O circuito de *driver* faz o isolamento entre o sinal de comando e a parte de potência e permite a comutação dos 6 IGBT com o *dead time* necessário, impedindo a

ocorrência de curto-circuitos. O circuito de *driver* utilizado está representado na Figura 5.11 [48].

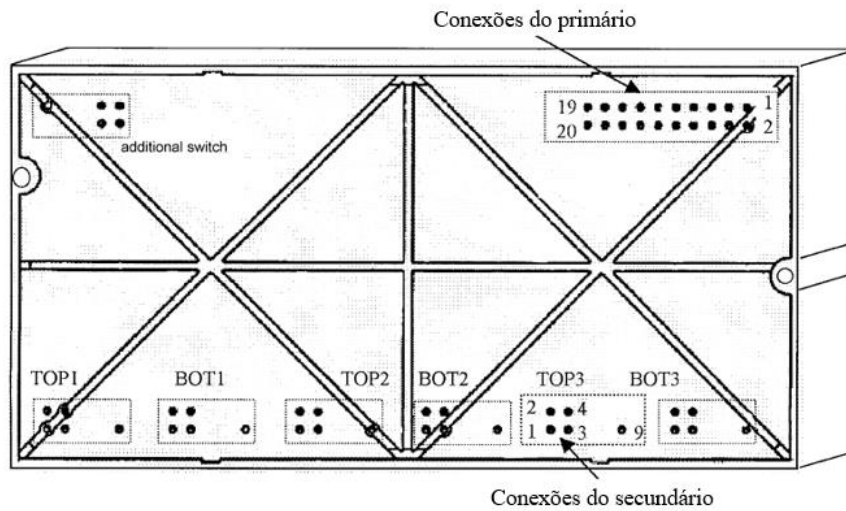


Figura 5.11 – Vista de baixo do driver SKHI 61 [48].

Tabela B.2 do Anexo B – Circuito de *driver* encontra-se descrita a funcionalidade de cada um dos pinos do *driver* SKHI 61 e o circuito de ligação do *driver*.

Na Figura 5.12 são apresentados os sinais gerados pelo *driver* que foram aplicados a um braço da ponte. A azul tem-se o sinal a aplicar ao IGBT superior, TOP1, e a laranja o sinal a aplicar ao IGBT inferior, BOT1.

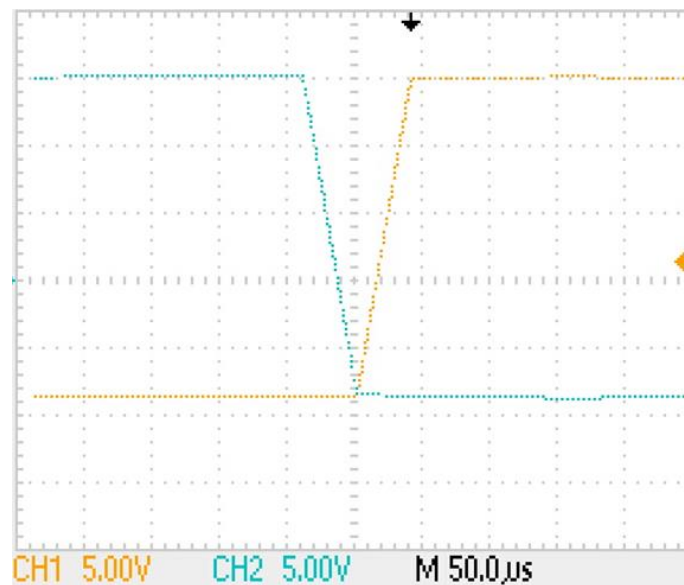


Figura 5.12 – Sinal aplicado à *gate* TOP1, azul, e *gate* BOT1, laranja.

Na Figura 5.12, visualiza-se o tempo de subida e de descida dos sinais TOP1 e BOT1. Esse tempo de transição evita o curto-circuito dos braços do conversor. O tempo

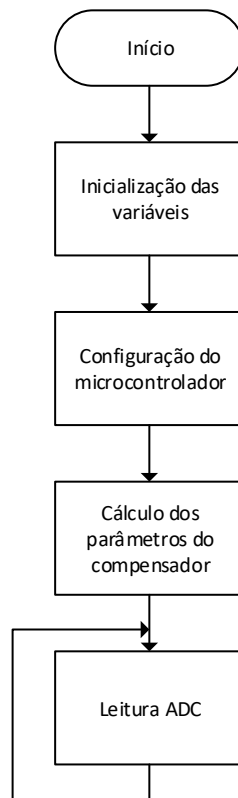
de subida e descida pode ser ajustado através da introdução de condensadores e resistências [48].

O circuito *driver* aplica à gate um sinal de +15 V quando é aplicado um *on* e -8 V quando um sinal *off* é aplicado.

Para este trabalho foi necessária a utilização de 2 *drivers*, um para o conversor AC-DC e outro para o conversor DC-AC.

### 5.7. Programa implementado no microcontrolador TIVA

Uma vez que o controlo do conversor AC-AC pode ser dividido em duas partes: controlo do conversor AC-DC e controlo do conversor DC-AC, implementam-se 2 programas para a realização do controlo do sistema, que foram implementados em dois microcontroladores diferentes para otimizar o tempo de processamento. Os dois programas possuem em comum a inicialização que respeitou a estrutura apresentada na Figura 5.13.



**Figura 5.13 – Fluxograma inicialização dos microcontroladores.**

O programa começa com a inicialização das variáveis globais, a configuração do microcontrolador, definição de entradas e saídas bem como da interrupção de tempo. A

leitura das ADC faz-se de forma cíclica. A interrupção de tempo fará o tratamento das variáveis adquiridas pelas ADC bem a implementação do controlo do sistema.

O programa implementado, na interrupção de tempo para realizar o controlo do conversor AC-DC segue a estrutura da Figura 5.14.

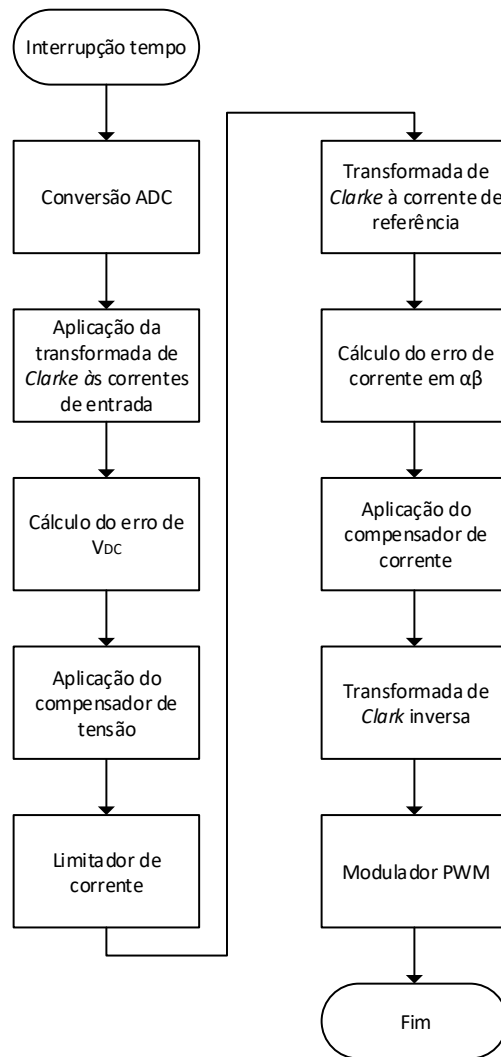


Figura 5.14 - Fluxograma do controlo do conversor AC-DC.

O programa desenvolvido para o controlo do conversor AC-DC foi implementado numa interrupção de frequência de 10 kHz. Essa interrupção começa por realizar a conversão das correntes de entrada bem como da tensão no barramento DC.

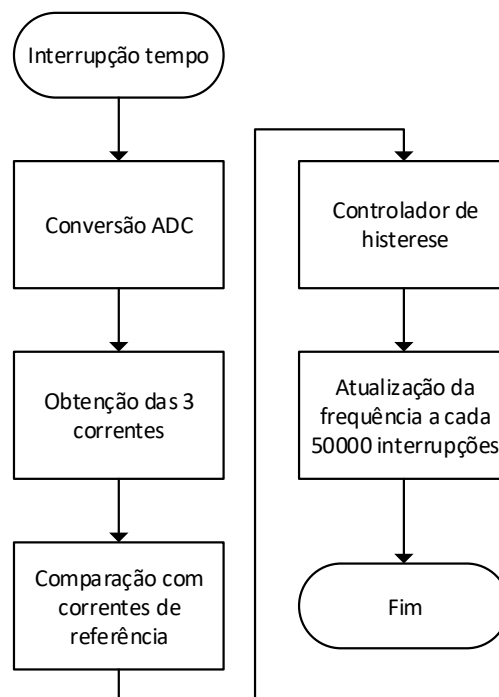
De seguida é aplicada a transformada de *Clarke* às correntes de entrada passando para o referencial  $\alpha\beta$ . É de seguida calculado o erro da tensão  $V_{DC}$  relativamente a tensão  $V_{DC}$  de referência. Ao erro da tensão  $V_{DC}$  é aplicado ao compensador de tensão, que calcula a amplitude da corrente de referência. É aplicado um limitador a corrente de referência de modo a que a corrente máxima suportada pelo conversor não seja excedida.

É aplicada a transformada de *Clarke* às correntes de referência, obtida á saída do limitador de corrente. É calculado o erro da corrente no referencial  $\alpha\beta$  e aplicado o compensador de corrente.

Realiza-se a transformada de *Clarke* inversa e aplica-se esse sinal a um modulador PWM para a obtenção dos sinais de comando do conversor.

No Anexo C – Ligações das portas do microcontrolador, na Tabela C.1 encontram-se descritas as ligações as entradas e saídas do microcontrolador usando para o controlo do conversor AC-DC.

O programa implementado para realizar o controlo do conversor DC-AC segue a estrutura da Figura 5.15.



**Figura 5.15 - Fluxograma do controlo do conversor DC-AC.**

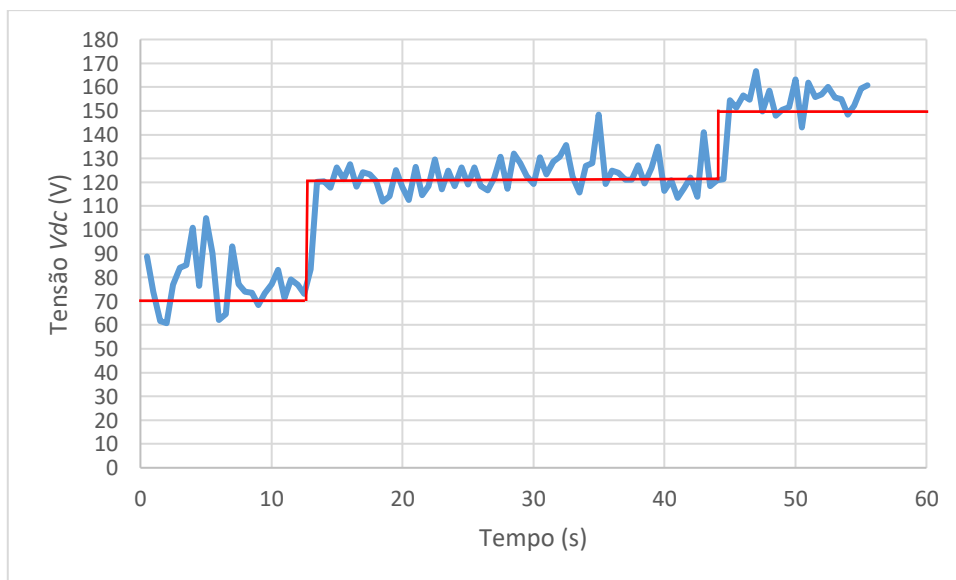
O controlo do conversor DC-AC é implementado numa interrupção de tempo com uma frequência de 10 kHz. É realizada a conversão das duas correntes lidas e de seguida são obtidas as três correntes ( $i_1 + i_2 + i_3 = 0$ ). As correntes são comparadas com as correntes de referência e o resultado dessa comparação é aplicado a um controlador de histerese onde são gerados os sinais de comando para cada um dos braços do conversor. A frequência de referência é atualizada a cada 5s dando assim tempo para a máquina reagir. No, Anexo C – Ligações das portas do microcontrolador na Tabela C.2, encontram-se as entradas e saídas do microcontrolador.

## 5.8. Testes experimentais

Por forma a testar o sistema construído, realizou-se a montagem como ilustra o diagrama da Figura 5.1. Para realizar os testes utilizou-se uma tomada trifásica de 230 V *rms*. No Anexo D – Esquemático geral, encontram-se o esquema das ligações realizadas.

Utilizou-se um disjuntor diferencial para desligar a alimentação em caso de fugas, um auto-transformador para ajustar o nível de tensão de 230 V *rms* para 23 V *rms* e um transformador de isolamento. O contator foi utilizado em conjunto com o sensor de temperatura da máquina de modo a cortar a alimentação em caso de sobre aquecimento desta [40].

Começou-se por verificar o controlo de tensão do barramento DC, verificando assim o correto funcionamento do controlo do conversor AC-DC, definindo a tensão de referência neste para diferentes valores. Começou-se por definir o valor de  $V_{dc}$  para 70 V de seguida pra 120 V e finalmente 150 V. O resultado experimental é apresentado na Figura 5.16, os valores foram obtidos através da leitura do sensor que realizava a monitorização da tensão no barramento DC.

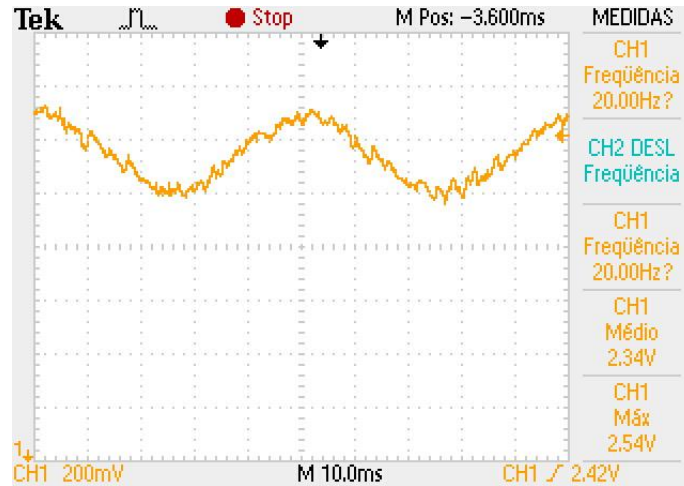


**Figura 5.16 - Tensão no barramento DC,  $V_{dc}$ , a azul para diferentes valores de referência a vermelho.**

Os resultados experimentais, Figura 5.16, mostram que a tensão no barramento DC acompanha a referência, existindo sobrelevações em torno do valor desejado. Quando o valor de referência foi 70 V, intervalo entre 0 s e 12 s observam-se grandes sobrelevações em torno do valor de referência. Para o valor de referência de 120 V,

intervalo entre 12 s e 45 s, observa-se uma menor oscilação em torno do valor pretendido, uma vez que os compensadores  $K_p$ ,  $K_{idc}$  e  $K_{pdc}$ , foram calculados para esse valor de tensão de referência. Para uma tensão de referência de 150 V, intervalo de 45 s e 55 s o sistema de controlo também é capaz de fazer convergir a tensão em torno da referência.

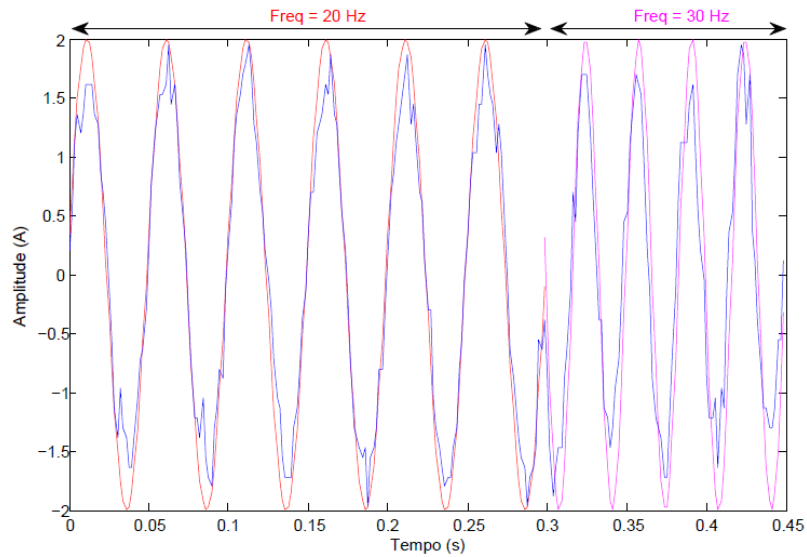
Para verificar o funcionamento do controlo do conversor DC-AC estipulou-se uma corrente de referência de 1.5 A de pico e com uma frequência 20 Hz e observou-se que a corrente acompanhava referência com uma janela de histerese de 0.05 A, Figura 5.17.



**Figura 5.17 - Sinal de corrente gerado quando se impõe uma corrente de referência de 1.5 A a 20 Hz, utilizando uma janela de histerese de 0.05 A.**

Observa-se a partir da Figura 5.17, que a corrente gerada apresenta uma frequência de 20 Hz. Utilizando a expressão (5.1) e os dados apresentados na Figura 5.17 calcula-se o valor de pico da corrente gerada sendo 1.53 A.

Analisou-se o tempo de resposta do controlo quando foi alterada a frequência do sinal de saída, Figura 5.18.



**Figura 5.18 - Resposta do inversor a variação de frequência.**

Começou-se por colocar uma frequência de referência de 20 Hz e depois uma frequência de 30 Hz, no instante 0,3 s. O conversor responde rapidamente à mudança de frequência demorando 0,1 ms a acompanhar a nova referência. O tempo de 0,1 ms deve-se ao facto de ser utilizada uma frequência de comutação de 10 kHz.

O modo como a variação de frequência é realizada não permite em alguns momentos uma transição suave da frequência.

Para analisar a qualidade do sinal de corrente gerado pelo controlador do conversor DC-AC gerou-se uma corrente de 2 A a 50 Hz que alimenta a máquina de indução sem carga. Com recurso ao analisador de qualidade de energia, mede-se a THD, Figura 5.19.



**Figura 5.19 - Correntes geradas pelo conversor DC-AC e mediação da THD.**

As correntes geradas apresentam uma THD máxima de 8,9%, resultado este superior em 0,75 pp ao resultado obtido em simulação, devendo-se essa diferença a alguma incerteza na medição das correntes. A corrente gerada faz com que a máquina de indução acelere até às 1380 rpm, o que era esperado tendo em conta que a velocidade de sincronismo é 1500 rpm, mas devido ao escorregamento a máquina atinge os 1390 rpm [40].

O desfaseamento entre as tensões e correntes foi de  $120^\circ$  e pode ser observado na Figura 5.20.

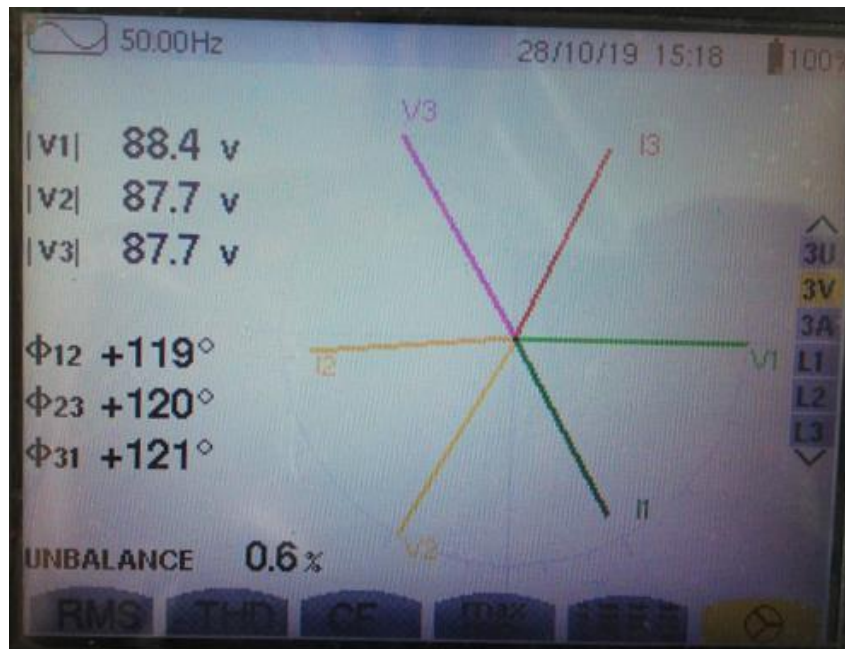
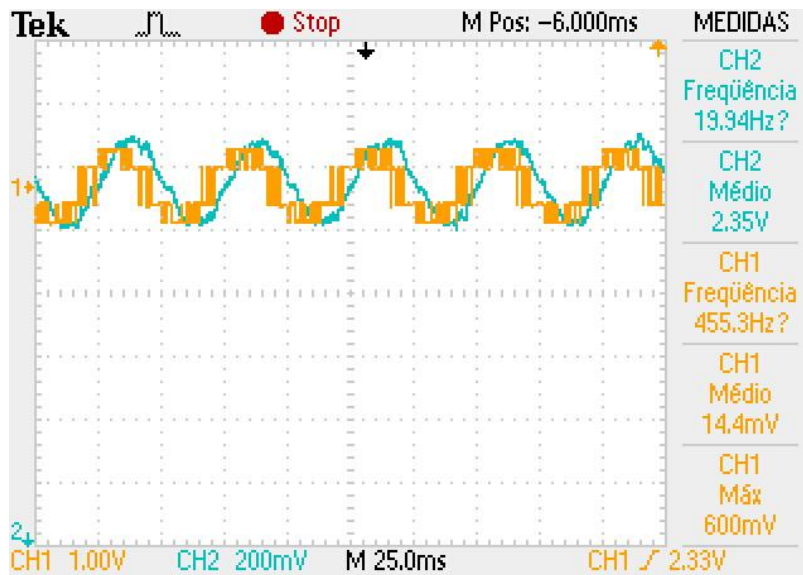


Figura 5.20 – Balanceamento da tensão e corrente, a 50Hz.

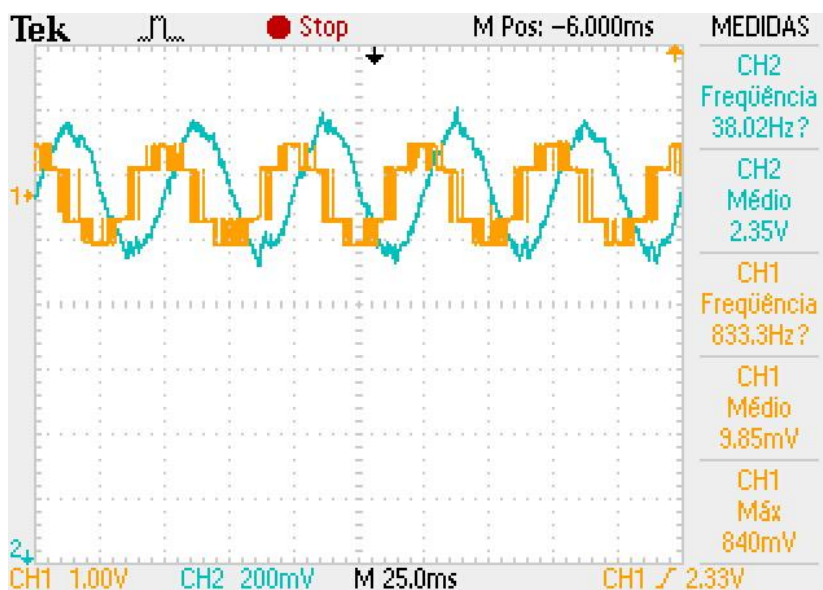
É possível verificar, na Figura 5.20 que o controlo do conversor *DC-AC* desenvolvido é capaz de gerar um sistema trifásico de tensões balanceado.

Para simular o sistema de travagem utilizou-se uma máquina DC [41], conectada por meio de um veio à máquina de indução, como ilustrado na Figura 5.1, para produzir binário mecânico no veio que devia ser contrariado pelo sistema de travagem.

De modo a verificar a bidireccionalidade do conversor *DC-AC* realizou-se a medição da tensão e da corrente à saída deste, quando a máquina funciona no modo motor e no modo gerador, Figura 5.21.



(a)

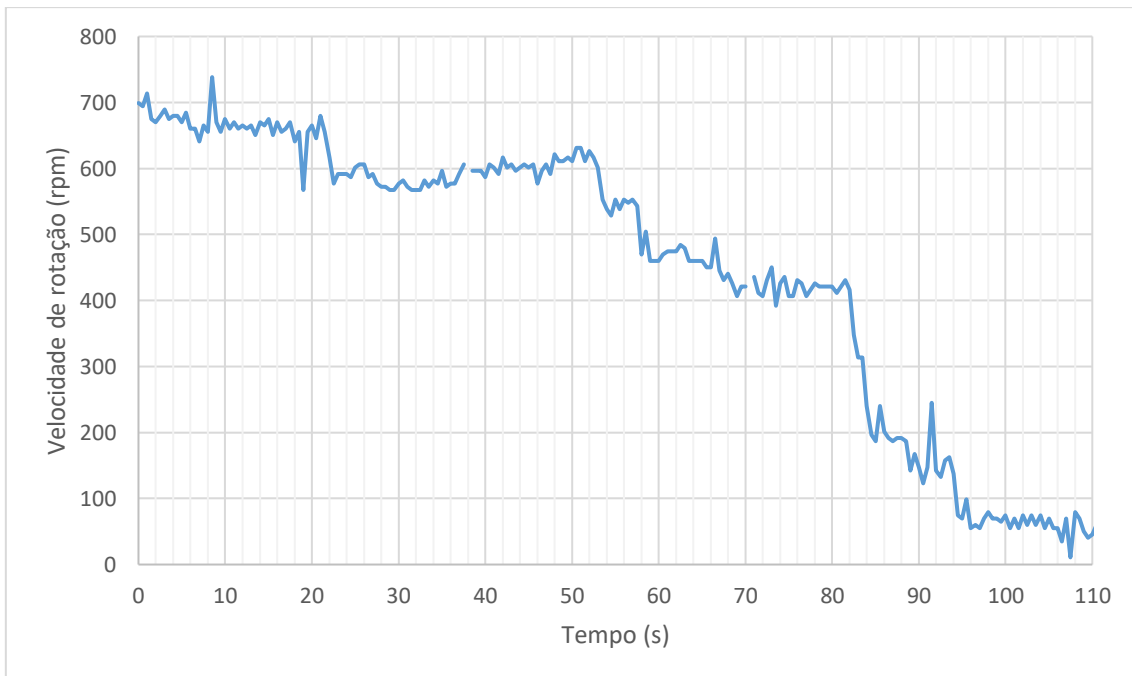


(b)

**Figura 5.21 - Tensão, a vermelho, corrente, a azul, quando a máquina funciona: (a) modo motor; (b) modo gerador.**

Na Figura 5.21 (a), é possível visualizar a tensão e a corrente em fase sendo neste momento o sentido de transferência de energia do barramento DC para a máquina. Já na Figura 5.21 (b) a máquina foi colocada no modo gerador com recurso à máquina DC, sendo a configuração utilizada a apresentada na Figura 5.1. Quando a máquina funciona como gerador existe um desfasamento, superior a  $90^\circ$ , entre a tensão e a corrente sendo o fluxo de energia da máquina para o barramento DC. Assim verifica-se experimentalmente que o sistema de controlo e o conversor *DC-AC* permitem a bidireccionalidade das trocas de energia.

Colocou-se o veio a rodar a 700 rpm com o auxílio da máquina DC, de seguida liga-se o sistema de travagem, no instante 6 s, e aplicou-se uma amplitude de corrente de 0,5 A. Ao longo do tempo a amplitude da corrente foi sendo alterada de forma a visualizar o aumento do binário de travagem e conseqüente diminuição da velocidade de rotação, Figura 5.22. No instante 20 s aumentou-se a amplitude da corrente para 0.7 A, no instante 52 s para 1 A e finalmente no instante 82 s para 2 A.

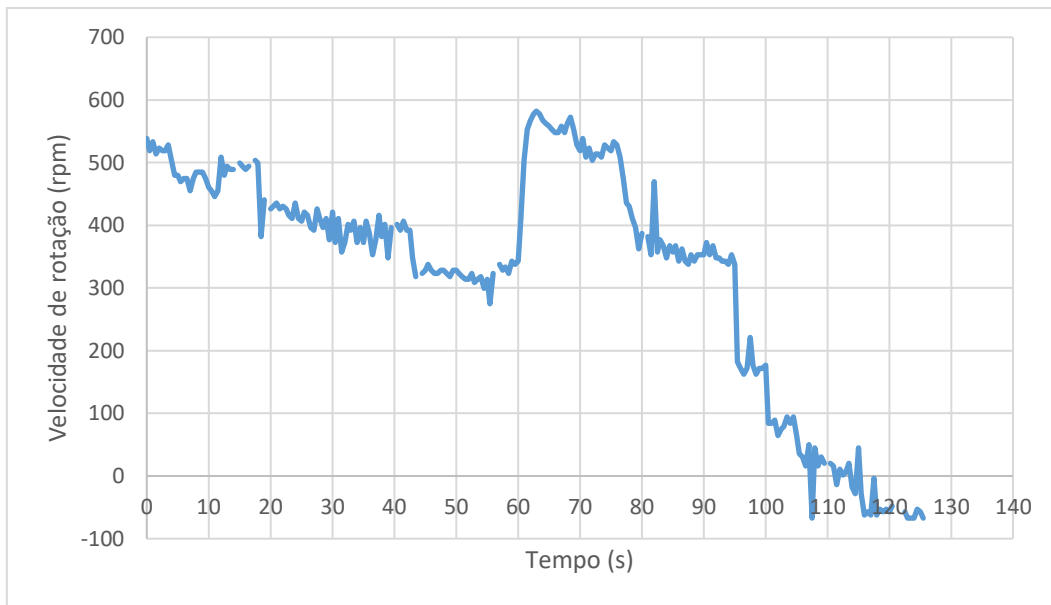


**Figura 5.22 - Velocidade de rotação em função do tempo, quando é aplicada travagem.**

Na Figura 5.22, visualiza-se que aplicando uma corrente de amplitude 0.5 A não é visível uma diminuição da velocidade, ou seja, com 0.5 A não é possível aplicar binário suficiente para diminuir a velocidade. Aumentando para 0.7 A verifica-se uma diminuição da velocidade de rotação para 600 rpm. Quando a amplitude é de 1 A observa-se uma diminuição mais acentuada da velocidade de 600 rpm para 450 rpm. Quando a amplitude é de 2 A verifica-se uma diminuição da velocidade dos 450 rpm para 60 rpm.

Através da Figura 5.22 observa-se que o aumento da amplitude permite aplicar maior binário permitindo assim aplicar maior travagem.

Realizou-se outro teste de travagem em que se colocou-se a máquina DC a rodar a 550 rpm e iniciou-se a travagem com uma corrente cuja amplitude foi de 1 A. Durante a travagem no instante 60 s aumenta-se o binário aplicado com a máquina DC.

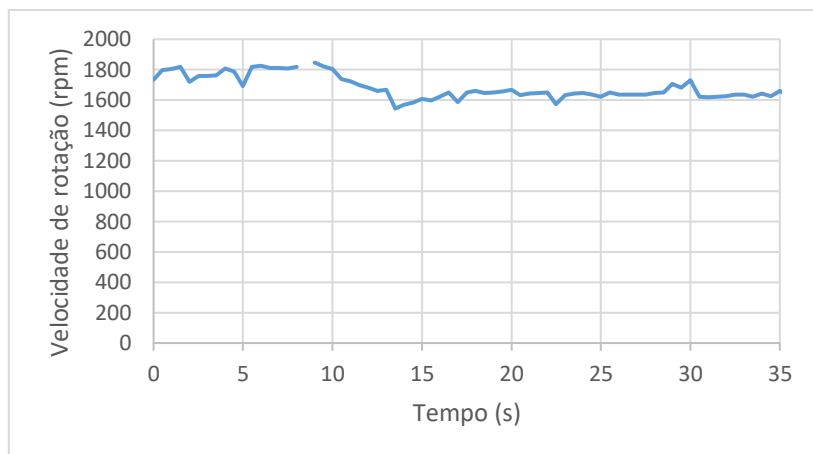


**Figura 5.23 - Velocidade de rotação em função do tempo, quando é realizado aumento de binário durante a travagem.**

Verifica-se na Figura 5.23 que aplicando uma amplitude de 1 A é possível diminuir a velocidade de rotação para próximo das 300 rpm. Quando foi aumentado o binário externo aplicado ao veio a velocidade de rotação aumentou até às 600 rpm. Mantendo a corrente com uma amplitude de 1 A a velocidade de rotação diminuiu para as 350 rpm. No instante 95 s o aumento da amplitude para 2 A fez diminuir para 0 rpm, e ainda fez a máquina iniciar a rotação em sentido contrário.

Até a máquina atingir os 0 rpm a travagem é do tipo regenerativa, sendo realizada recuperação de energia, já quando está inicia a rotação em sentido contrário (velocidade de rotação negativa) está funciona como motor.

Colocou-se a máquina DC a rodar o veio a uma velocidade de 1800 rpm. Aplicou-se travagem com uma corrente de amplitude 1 A. No instante 9 s aumentou-se a corrente para 2 A. O resultado é apresentado na Figura 5.24.



**Figura 5.24 - Velocidade de rotação em função do tempo, quando é aplicada travagem acima da velocidade nominal (1500 rpm).**

Verifica-se na Figura 5.24, que aplicando uma corrente de 1 A não foi possível reduzir a velocidade de rotação da máquina. Aplicando uma corrente de 2 A foi possível reduzir ligeiramente a velocidade de rotação para os 1600 rpm, contudo não foi possível diminuir mais a velocidade.

## 5.9. Conclusões

Através da implementação prática e utilizando os sensores e o microcontrolador escolhido foi possível realizar o controlo do conversor AC-DC bem como do conversor DC-AC que constituem o conversor AC-AC.

Foi possível fazer o controlo da tensão no barramento DC, não sendo possível controlar a tensão para valores inferiores aos obtidos através da equação (3.74). verificou-se ainda a bidireccionalidade do mesmo.

O conversor DC-AC, foi capaz de gerar os sinais de corrente que alimentam a máquina de indução, com uma THD de 8,9%. Um aumento da janela de histerese implicou um aumento da THD, a diminuição da frequência de comutação implicou também um aumento da THD.

O sistema de travagem contruído teve capacidade de aplicar travagem sendo capaz de contrariar o binário gerado pela máquina DC no veio.

Variando a amplitude da corrente aplicada foi possível observar um aumento da travagem aplicada.

O sistema foi capaz de realizar o acionamento quando ligado à máquina sem carga, realizar o acionamento desta com controlo de corrente

## Capítulo 6 – CONCLUSÕES

*Neste capítulo são apresentadas as principais conclusões retiradas deste trabalho, e apresentadas sugestões de trabalhos futuros.*

### 6.1. Conclusões gerais

Neste trabalho começou-se por abordar as máquinas indução, máquinas estas de simples construção e robustas, muito utilizadas mundialmente. Este tipo de máquina pode apresentar dois tipos de rotor, o rotor em gaiola de esquilo e o rotor bobinado.

As máquinas de indução podem funcionar em 3 modos: modo gerador; modo motor; modo de travagem. O fator determinante para determinar em que modo de funcionamento a máquina se encontra é o escorregamento. Quando o escorregamento é maior que 1, a máquina funciona no modo travagem. Quando o escorregamento é negativo a máquina funciona no modo gerador. Já quando o escorregamento se encontra entre 0 e 1 a máquina encontra-se no modo motor. Quando a máquina funciona no modo gerador o binário gerado é negativo.

Estudaram-se as diferentes técnicas que podem ser utilizadas para produzir travagem com máquinas elétricas. A travagem com máquinas elétricas pode ser de três tipos: contra corrente; dinâmica; regenerativa.

Para a aplicação de travagem por contra corrente com uma máquina de indução é necessário fazer o campo girante do estator girar em sentido contrário ao do rotor. Para inverter o sentido de rotação de uma máquina de indução trifásica basta fazer a troca de 2 fases de alimentação. Utilizando esta técnica de travagem é necessário garantir que a bidireccionalidade de rotação é permitida pela carga, caso contrário é necessário desligar o sistema quando a velocidade zero é atingida.

Para aplicar travagem dinâmica, cria-se um campo magnético estacionário, aplicando uma tensão DC aos enrolamentos da máquina. Ao aplicar esta técnica é necessário ter cuidado para que a corrente máxima no estator não seja excedida.

Na travagem regenerativa, aplica-se uma corrente de alimentação com uma frequência para a qual a velocidade de sincronismo da máquina seja inferior à que a máquina roda. Assim a máquina tentará rodar à velocidade de sincronismo reduzindo a velocidade e fazendo a recuperação de energia enquanto realiza a redução de velocidade.

Estudaram-se os conversores eletrônicos de potência comutados, especialmente os conversores AC-AC trifásicos. Dos conversores AC-AC existentes deu-se particular importância ao conversor AC-AC com armazenamento de energia DC, uma vez que este permite desacoplar o controle do conversor AC-DC do controle do conversor DC-AC.

Apresentou-se o compensador PID no modo contínuo e no modo discreto que permite a implementação deste em microcontroladores, explicando as suas componentes e o impacto na resposta do sistema.

As técnicas de controle por PWM e por modo de deslizamento foram apresentadas.

Desenvolveu-se o modelo de uma máquina de indução no sistema de coordenadas  $dq$ , e o modelo do conversor AC-DC no sistema de coordenadas  $123$  e  $\alpha\beta\theta$ . O sistema de controle do conversor AC-DC foi feito no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ , utilizando a técnica de controle PWM. O controle do conversor DC-AC, utilizou a técnica de controle por modo deslizamento.

Na simulação implementaram-se os modelos desenvolvidos e implementaram-se os sistemas de controle.

Verificou-se em simulação a bidireccionalidade do conversor AC-DC bem como o nível de tensão mínima no barramento DC que garantia o correto funcionamento do conversor e do sistema de controle.

Testou-se o conversor DC-AC, a bidireccionalidade das trocas de energia ao longo deste e a capacidade de gerar binário resistente aplicado a uma máquina de indução. Mediu-se a THD na forma de onda das correntes geradas pelo controle por modo deslizamento. Implementou-se o sistema de controle de travagem através da monitorização da velocidade de rotação da máquina.

Verificou-se em simulação que foi possível aplicar travagem. A variação da amplitude da corrente permite a aplicação de maior ou menor binário de travagem.

Verificou-se também em simulação que o sistema conseguiu aplicar o máximo binário para velocidades de rotação até 1500 rpm. Acima das 1500 rpm foi possível aplicar binário, mas não o máximo, existindo uma diminuição da capacidade de aplicação de binário à medida que a velocidade aumenta.

Experimentalmente fez-se a montagem do conversor AC-AC bem como dos sensores e circuitos de condicionamento que permitiram a implementação do sistema de controlo com recurso a um microcontrolador.

Experimentalmente verificou-se a convergência da tensão no barramento DC para os valores desejados, existindo algumas flutuações em volta do valor de referência. Uma vez que os compensadores foram dimensionados para uma tensão de referência de 120 V para valores diferentes deste foi notória uma maior flutuação em torno da referência.

A THD na corrente gerada pelo conversor DC-AC, foi de 8,9%.

Visualizou-se o desfasamento entre a tensão e a corrente quando a máquina de indução funcionava como motor e como gerador e que o conversor e o controlo implementados permitiam a bidireccionalidade do fluxo de energia.

Com recurso a uma máquina DC aplicou-se binário no veio da máquina de indução e fez-se travagem com o sistema desenvolvido. A variação da amplitude da corrente permitiu a aplicação de maior ou menor binário de travagem, isto é, um aumento da amplitude da corrente conduz a um aumento do binário de travagem. Foi possível realizar a redução da velocidade de rotação até 0 rpm, e ainda inverter o sentido de rotação.

O sistema de travagem quando ligado à máquina de indução sem carga consegue fazer o acionamento desta com controlo de corrente.

## **6.2. Trabalhos futuros**

O *design* da placa desenvolvida, que contempla o conversor AC-AC e os sensores de monitorização deve ser melhorado de modo a permitir uma ligação mais simples entre esta e o microcontrolador.

Implementar laboratorialmente o sistema ligado diretamente à rede sem a necessidade de utilização do auto-transformador, implementando assim o barramento DC de 620 V experimentalmente, que permitira aplicar o binário máximo de travagem.

Implementar o sistema de controlo com variação suave da frequência gerada pelo conversor DC-AC. Visualização e medição do binário aplicado.



## REFERÊNCIAS

- [1] S. J. Chapman, *Electric Machinery Fundamentals, Fourth Edition*, : McGraw-Hill, 2005.
- [2] A. Hughes, *Electric Motors and Drives Fundamentals, Types and Applications*, Newnes, 2006.
- [3] S. J. Chapman, *Fundamentos de máquinas elétricas, 5ª Edição*, McGraw-Hill, 2013.
- [4] A. K. Segundo e C. L. Rodrigues, *Eletrônica de potência e acionamentos elétricos*, Ouro Preto - MG, 2015.
- [5] L. A. Pereira. [Online]. Available: [http://www.estt.ipt.pt/download/docente/256\\_\\_apostila\\_mi.pdf](http://www.estt.ipt.pt/download/docente/256__apostila_mi.pdf). [Acedido em Julho 2019].
- [6] [Online]. Available: <https://docplayer.com.br/75900669-Motores-eletricos-de-inducao-trifasicos-prof-sebastiao-lauro-nau-dr-eng-set17.html>. [Acedido em 9 Novembro 2019].
- [7] P. L. Cochran, *Polyphase induction motors*, New York: Marcel Dekker, Inc., 1989.
- [8] [Online]. Available: [https://www.researchgate.net/figure/Squirrel-cage-rotor-exploded-diagram\\_fig1\\_324099725](https://www.researchgate.net/figure/Squirrel-cage-rotor-exploded-diagram_fig1_324099725). [Acedido em 9 Novembro 2019].
- [9] [Online]. Available: <https://www.quora.com/What-is-a-slip-ring-induction-motor>. [Acedido em 9 Novembro 2019].
- [10] W. Tong, *Mechanical Design of Electric Motors*, New York: CRC Press, 2014.
- [11] A. E. Fitzgerald, C. Kingley e S. Umans, *Electric Machinery*, New York: McGraw-Hill, 2003.
- [12] M. E. EL-Hawary, *Principles of electric machines with power electronic applications*, Wiley-Interscience, 2002.
- [13] M. A. El-Sharkawi, *Fundamentals of Electric Drives*, USA: Brooks/Cole, 2000.

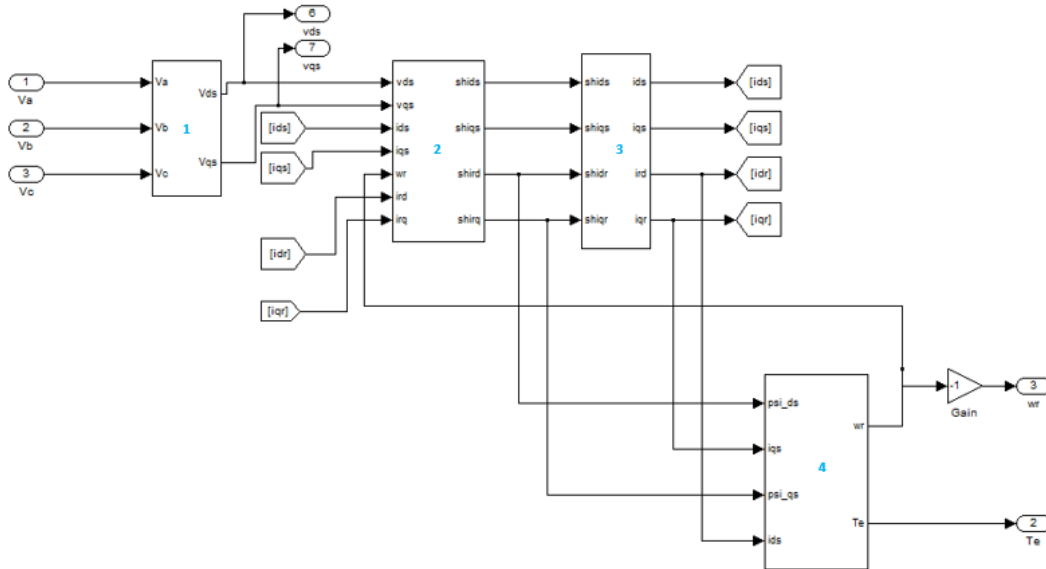
- [14] A. Emadi, Handbook of automotive power electronics and motor drives, Chicago, Illinois: Taylor & Francis, 2005.
- [15] A. Hughes e B. Drury, Electric motors and drives, Eksevier, 2013.
- [16] S. K. Peddapelli, Pulse width Modulation, Walter de Gruyter , 2017.
- [17] J. F. A. d. Silva, Electrónica Industrial semicondutores e conversores de potência, Lisboa: Fundação Calouste Gulbenkian, 2013.
- [18] X. Ruan, Soft-switvhing pwm full-bridge converters topologies, Control and Design, John Wiley & Sons, 2014.
- [19] P. Szczesniak, Three-Phase AC–AC Power Converters Based on Matrix Converter Topology, London: Springer, 2013.
- [20] M. Kazmierkiwski, R. Krishnan e F. Blaabjerg, Control in power electronics: selected problems, New York: Academic Press Series in Engineering, 2002.
- [21] K. Astriom e T. Hagglund, PID Controllers: Theory, Design, and Tuning, ISA: The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 1995.
- [22] DEWESoft, [Online]. Available: <https://dewesoft.pro/online/course/pid-control>. [Acedido em 9 Maio 2019].
- [23] F. Haugen, Advance Dynamics and Control, TechTeach, 2010.
- [24] J. Lourenço, *Sintonia de controladores P.I.D.*, 1997.
- [25] R. C. Dorf e R. H. Bishop, “Modern Control Systems,” Prentice Hall, 2011.
- [26] L. B. d. Almeida, “Resposta no tempo de sistemas de primeiraede segundaordem só com pólos,” 2011.
- [27] [Online]. Available: <http://www.lee.eng.uerj.br/~jpaulo/Contri/sistemas-de-segunda-ordem.html>. [Acedido em 1 Novembro 2019].
- [28] G. Holmes e T. Lipo, Pulse width modulation for power converters, john wiley & sons, 2003.
- [29] M. Milosevic, *HYsteresis current control in tree-phase voltage source inverter*, 2003.

- [30] [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/solutions/power-electronics-control/clarke-and-park-transforms.html>. [Acedido em 17 Setembro 2019].
- [31] [Online]. Available: [https://www.microsemi.com/document-portal/doc\\_view/132799-park-inverse-park-and-clarke-inverse-clarke-transformations-mss-software-implementation-user-guide](https://www.microsemi.com/document-portal/doc_view/132799-park-inverse-park-and-clarke-inverse-clarke-transformations-mss-software-implementation-user-guide). [Acedido em 5 Novembro 2019].
- [32] Microsemi, Park, inverse park and clarke, inverse clarke transformations mss software implementation user guide microsemi.
- [33] J.-P. Louis, Synchronous Machine and Inverter Fault Tolerant Predictive Controls, 2011.
- [34] P. Bimbhra, Generalized Theory of Electrical Machines, Khanna Publishers, 2012.
- [35] C.-M. Ong, “Dynamic Simulations of Electric Machinery : Using MATLAB/SIMULINK,” Prentice Hall, 1997.
- [36] A. W. Leedy, Simulink/ MATLAB Dynamic Induction Motor Model for use in Undergraduate Electric Machines and Power Electronics Courses, Proceedings of IEEE Southeastcon, 2013.
- [37] G. Marques, Controlo de Motores Eléctricos, 2007.
- [38] [Online]. Available: <https://www.quora.com/What-is-the-effect-of-variation-of-frequency-on-maximum-torque-starting-torque-and-the-slip-at-maximum-torque-in-an-induction-motor-if-V-f-is-kept-constant>. [Acedido em 5 Janeiro 2020].
- [39] [Online]. Available: <https://www.semikron.com/products/product-classes/igbt-modules/detail/skiip-12acc12t4v10-25232430.html>. [Acedido em 3 Setembro 2018].
- [40] LANGLOIS, “User's manual 300W 3-phase asynchronous motor short-circuit rotor ref. MAS10,” Langlois, 2012.
- [41] LANGLOIS, “User's manual poluexcitation motor ref. PE10,” Langlois, 2012.

- [42] Langlois, [Online]. Available: [<https://langlois-france.com/fr/machines-tournantes-300w/5482-7020-moteur-ca-triphasé-asynchrone-a-cage-d-ecureuil.html>]. [Acedido em 5 Janeiro 2020].
- [43] Texas Instruments , “Tiva™C Series TM4C123G Launch Pad Evaluation Board User's Guide,” TexasInstrumentsIncorporated, Texas, 2013.
- [44] Texas Instruments, [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/spms376e/spms376e.pdf>. [Acedido em 5 Novembro 2019].
- [45] [Online]. Available: <https://pt.farnell.com/lem/hxs-20-np/current-transducer/dp/9135596>. [Acedido em 9 Novembro 2019].
- [46] [Online]. Available: <https://pt.farnell.com/lem/lv-25-p/voltage-transducer-pcb/dp/1617416>. [Acedido em 9 Novembro 2019].
- [47] [Online]. Available: <http://cee.uma.pt/edu/el2/acetatos/formata.pdf>. [Acedido em 14 Outubro 2018].
- [48] “Semikron,” [Online]. Available: <https://www.semikron.com/products/product-classes/igbt-driver/detail/skhi-61-r-l6100061.html>. [Acedido em 15 10 2019].
- [49] [Online]. Available: <https://www.quora.com/Are-induction-motor-and-induction-generator-the-same-If-not-what-is-the-difference>. [Acedido em 10 Janeiro 2019].
- [50] K. H. Nam, AC Motor Control and Electric Vehicle Applications, CRC Press, 2010.
- [51] Isahaya electronics corporation, “IGBT Driver application manual,” [Online]. Available: [https://www.idc-com.co.jp/pdf/en/product/IGBT\\_ApplicationManual\\_E.pdf](https://www.idc-com.co.jp/pdf/en/product/IGBT_ApplicationManual_E.pdf). [Acedido em 15 1 2020].
- [52] Chauvin Arnoux, “Three phase power quality analyser C.A 8334B User's manual,” França, 2010.
- [53] Langlois, [Online]. Available: [<https://langlois-france.com/fr/machines-tournantes-300w/5482-7020-moteur-ca-triphasé-asynchrone-a-cage-d-ecureuil.html>]. [Acedido em 10 Janeiro 2020].

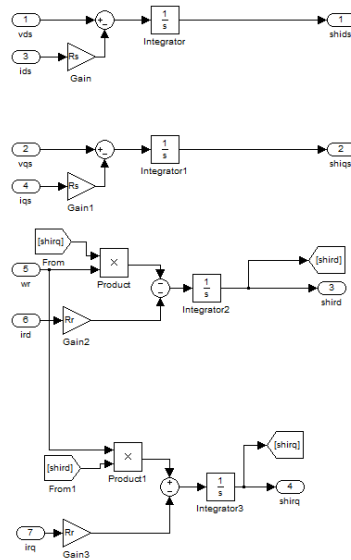
# ANEXO A - MODELO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO NO SIMULINK

Utilizando as equações da secção 3.2. implementou-se o modelo da máquina de indução no Simulink do MATLAB. Na Figura A.1, encontra-se o modelo implementado.



**Figura A.1 - Modelo da máquina de indução em Simulink MATLAB.**

O bloco 1 realiza a transformada do sistema de coordenadas  $I23$  para o sistema  $dq$ . O bloco 2 implementa as equações (3.26), (3.27), (3.28) e (3.29), Figura A.2.



**Figura A.2 - Implementação das equações (3.26), (3.27), (3.28) e (3.29).**



## ANEXO B - CIRCUITO DE DRIVER

Neste anexo é apresentado o driver SKHI 61, Figura B.1, e o significado de cada um dos seus pinos Tabela B.1 e

Tabela B.2.

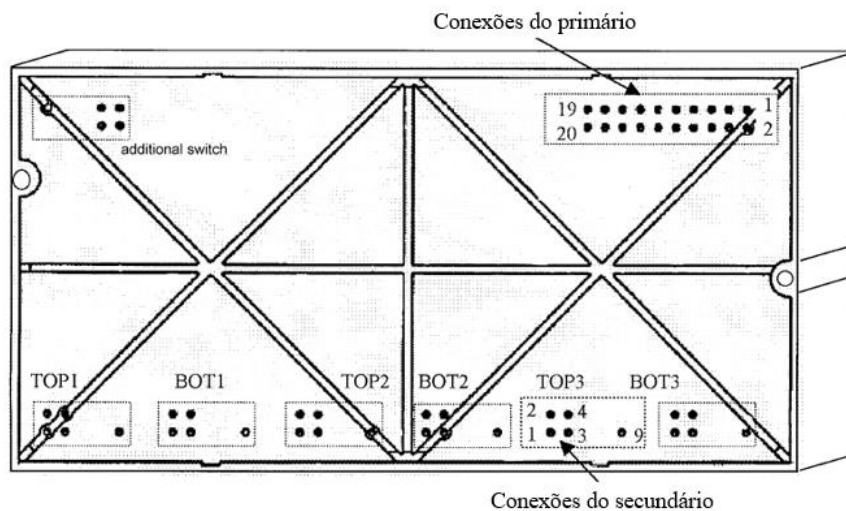


Figura B.1 – Vista de baixo do driver SKHI 61 [48].

Tabela B.1 - Identificação dos pinos do primário do driver [48].

Pin	Símbol	Função	Pin	Símbolo	Função
	<b>o</b>				
01	BS	Ligação à terra	11	+15V	Alimentação a +15V
02	BOT3	Sinal de comando BOT3	12	+15V	Alimentação a +15V
03	TOP3	Sinal de comando TOP3	13	TDT1	<i>Deadtime bit #1</i>
04	BOT2	Sinal de comando BOT2	14	TDT2	<i>Deadtime bit #2</i>
05	TOP2	Sinal de comando TOP2	15	SEL	<i>Deadtime on/off</i>
06	BOT1	Sinal de comando BOT1	16	BSTD	Ligação a terra <i>deadtime</i>
07	TOP1	Sinal de comando TOP1	17	_ERRIN	Sinal de erro externo <i>input</i>
08	_ERR	Sinal de erro do output	18	NC	Reservado
09	BSS	Ligação à terra do sistema	19	BRK	Sinal de comando <i>additional de switch</i>
10	BSS	Ligação à terra do sistema	20	_BERR	Sinal de erro <i>additional de switch</i>

Tabela B.2 - Identificação dos pinos do secundário do *driver* [48].

Pin	Símbolo	Função	Pin	Símbolo	Função
01	$R_{Gate}$	Resistência da <i>gate input</i>	04	$V_{CET2}$	<i>VCE-threshold #2</i>
02	$V_{CET1}$	<i>VCE-threshold #1</i>			
03	E	Emissor <i>input</i>	09	$V_{CE}$	Coletor <i>input</i>

Na Figura B.2, é apresentada a ligação realizada experimentalmente.

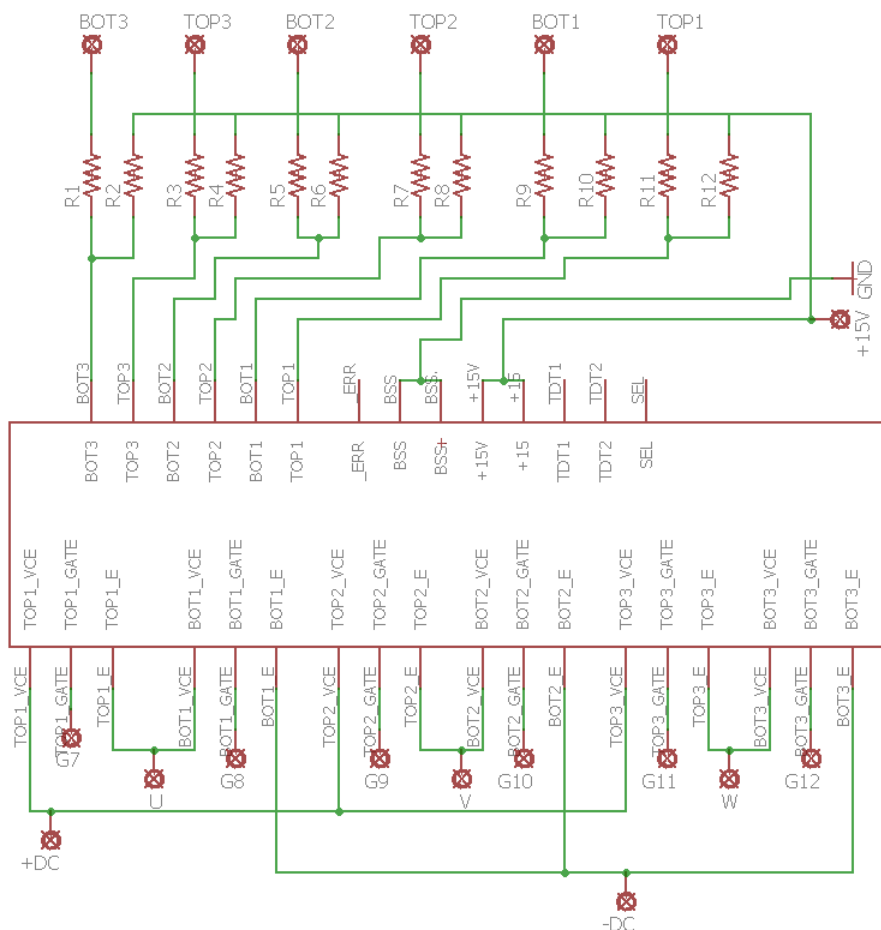


Figura B.2 - Diagrama de ligações do *driver* experimental.

## ANEXO C - LIGAÇÃO DAS PORTAS DO MICROCONTROLADOR

Neste anexo é apresentada a correspondência entre os pinos do microcontrolador Tiva C series TM4c123G LaunchPad, Figura C.1, e as suas funções na Tabela C.1 e Tabela C.2.

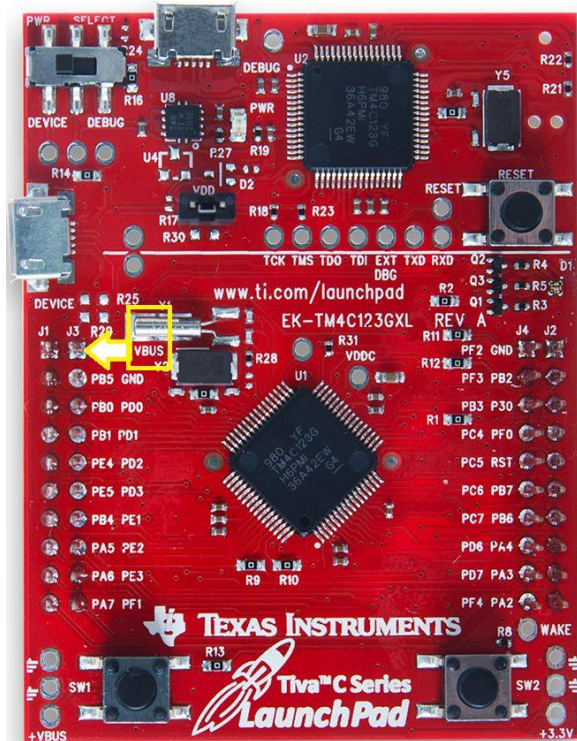


Figura C.1 - Tiva C series TM4C123G Launch Pad.

Tabela C.1 - Entradas e saídas microcontrolador que realiza o controlo do conversor AC-DC

Pino	Sensor	Porta	Tipo
1	G1	PF1	Saída
2	G2	PB3	Saída
3	G3	PF3	Saída
4	G4	PF2	Saída
5	G5	PF4	Saída
6	G6	PA6	Saída
7	Corrente 1 - $V_{ref}$	PD1	Entrada

<b>Pino</b>	<b>Sensor</b>	<b>Porta</b>	<b>Tipo</b>
8	Corrente 1 - $V_{out}$	PD2	Entrada
9	Corrente 2 - $V_{ref}$	PD3	Entrada
10	Corrente 2 - $V_{out}$	PE1	Entrada
11	Tensão - $V_{1positivo}$	PE2	Entrada
12	Tensão - $V_{1negativo}$	PE3	Entrada
13	Tensão - $V_{2positivo}$	PD0	Entrada
14	Tensão - $V_{2negativo}$	PE5	Entrada
15	Tensão - $V_{DC}$	PE4	Entrada

**Tabela C.2 - Entradas e saídas microcontrolador que realiza o controlo do conversor DC-AC**

<b>Pino</b>	<b>Sensor</b>	<b>Porta</b>	<b>Tipo</b>
1	Corrente 1 - $V_{ref}$	PD0	Entrada
2	Corrente 1 - $V_{out}$	PD1	Entrada
3	Corrente 2 - $V_{ref}$	PD2	Entrada
4	Corrente 2 - $V_{out}$	PD3	Entrada
5	Velocidade de rotação	PE4	Entrada
6	G7	PF1	Saída
7	G8	PB3	Saída
8	G9	PF3	Saída
9	G10	PF2	Saída
10	G11	PF4	Saída
11	G12	PF6	Saída

## ANEXO D - ESQUEMÁTICO GERAL

Neste anexo é apresentado o diagrama de ligações utilizado para a construção de placas PCB que permitem a implementação prática do sistema de travagem.

Na Figura D.1 visualiza-se o diagrama geral de ligações do sistema de travagem.

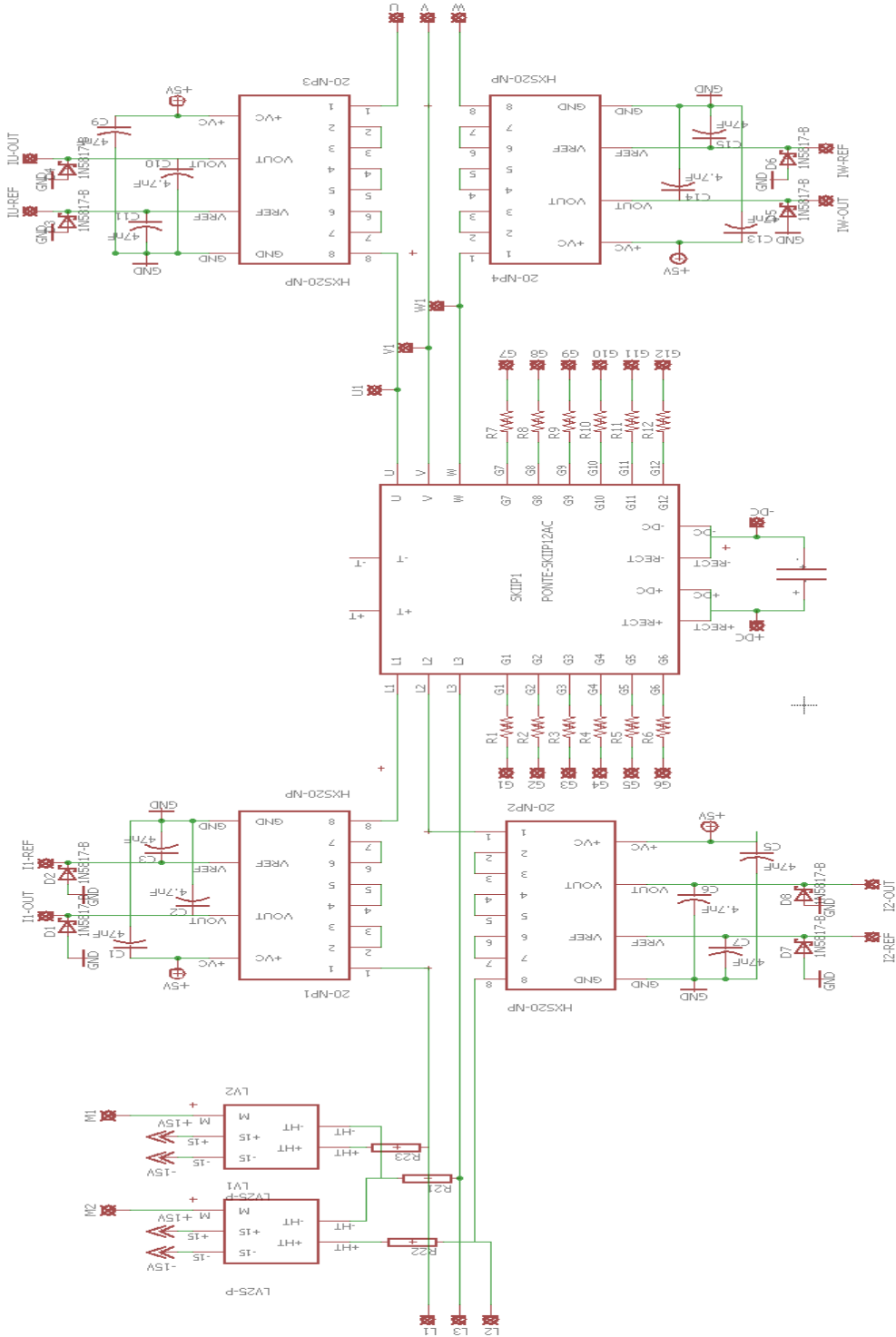
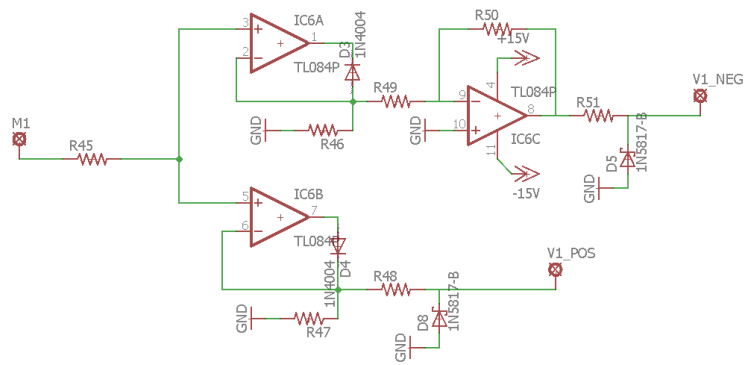
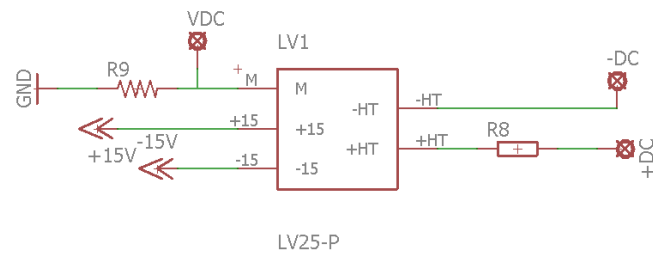


Figura D.1 - Diagrama geral ligações.

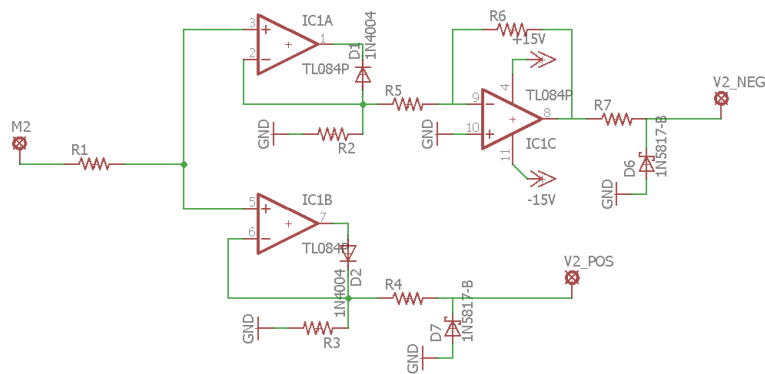
Os terminais U, V e W ligam à máquina de indução trifásica. Os terminais L1, L2 e L3 ligam a uma fonte de alimentação trifásica.



(a) Retificador de precisão utilizado para a medição da tensão AC da linha L1 de entrada.



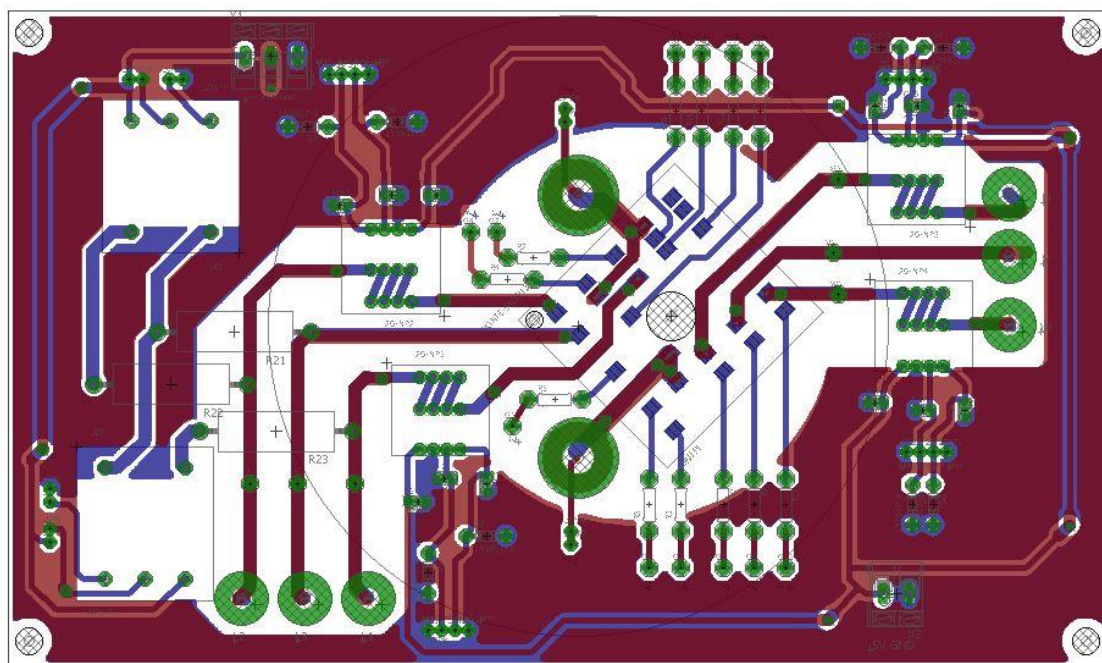
(b) Circuito de monitorização da tensão no barramento DC.



(c) Retificador de precisão utilizado para a medição tensão da AC da linha L2 de entrada.

Figura D.2 - Diagrama de ligações.

Com os esquemáticos apresentados anterior mente foi desenhada uma PCB com o conversor AC-AC bem como os circuitos de monitorização de tensão e corrente e respetivos circuitos condicionamento, Figura D.3.



**Figura D.3 - Representação o da PCB contruída.**