

DM

# Sistema de Energia Eólica no Mar com Máquina Síncrona e Conversor Multinível

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**Rodrigo José Correia Jardim**

MESTRADO EM ENGENHARIA ELETROTÉCNICA - TELECOMUNICAÇÕES



UNIVERSIDADE da MADEIRA

*A Nossa Universidade*

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

outubro | 2022



# **Sistema de Energia Eólica no Mar com Máquina Síncrona e Conversor Multinível**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**Rodrigo José Correia Jardim**

MESTRADO EM ENGENHARIA ELETROTÉCNICA - TELECOMUNICAÇÕES

ORIENTAÇÃO

João Dionísio Simões Barros





## Resumo

As consequências das alterações climáticas levaram a que fossem reunidos esforços financeiros e humanitários para o desenvolvimento das energias renováveis. A falta de recursos terrestres para produção de energia a partir de recursos renováveis impulsionou a aposta das energias *offshore*, nomeadamente energia eólica. A elevada densidade de potência resultante da conjugação entre a velocidade de vento média e o desenvolvimento da eletrónica de potência, diferenciam esta tecnologia de todas as outras no mercado.

Neste trabalho estudou-se o comportamento de um aerogerador interligado à rede elétrica por intermédio de um conversor NPC B2B de 3 níveis. Em relação ao conversor, utilizou-se a técnica de controlo por PWM para comandar os IGBT e também controladores PI para realizar o controlo das correntes AC, equilibrar a tensão nos condensadores, controlar a tensão no *link* DC e a velocidade de rotação da máquina elétrica.

Inicialmente testou-se, tanto em laboratório como em simulação, o comportamento do conversor NPC de 3 níveis em modo retificador e modo inversor. Os resultados obtidos mostraram-se muito semelhantes entre si e ainda equivalentes às respostas teóricas dos controladores, demonstrando assim o correto dimensionamento dos mesmos.

Através da plataforma *Simulink*, do *software* MATLAB, dimensionou-se um aerogerador DD-PMSG com um conversor NPC B2B de 3 níveis conectado à rede elétrica. Projetaram-se todas as regiões de operação e controlo do aerogerador e, além disso, implementou-se os controladores do protótipo laboratorial neste conversor. Na região 2 de operação e controlo, conseguiu-se controlar a velocidade de rotação do rotor e maximizar o coeficiente de potência e a velocidade na ponta da pá. A região 3 de operação e controlo mostrou eficácia em manter a potência nominal do aerogerador, através do controlo do ângulo de ataque das pás e da velocidade de rotação do rotor.

**Palavras-chaves:** aerogerador; conversor multinível NPC; B2B; técnica de controlo PWM; controlador PI.



## Abstract

The consequences of climate changes have led to financial and humanitarian efforts for the development of renewable energy. The lack of onshore resources for energy production from renewable resources has driven the focus offshore energies, namely wind energy. The high power density resulting from the combination of average wind speed and the development of power electronics, differentiate this technology from all others on the market.

In this thesis the behavior of a wind turbine interconnected to the electrical grid by means of a 3 level NPC B2B converter was studied. Regarding the converter, the PWM control technique was used to command the IGBT and PI controllers were used to control the AC currents, balance the voltage capacitors, control the voltage in the DC link and the rotational speed in the electrical machine.

Initially, the behavior of a 3 level NPC converter in rectifier mode and inverter mode was tested, both in the laboratory and in simulation. The results obtained were very similar and equivalent to theoretical responses of the controllers, thus demonstrating their correct dimensioning.

Using the Simulink platform of MATLAB software, a DD-PMSG wind turbine with a grid connected 3 level NPC B2B converter was dimensioned. All the operation and control regions of the wind turbine were designed, and, in addition, the controllers of the laboratory prototype were implemented in this converter. During the operation and control region 2, it was possible to control the rotor rotational speed and maximize the power coefficient and the blade tip speed. The operation and control region 3 showed the effectiveness in maintaining the rated power of the wind turbine, by controlling the blade angle of attack and rotor rotational speed.

**Keywords:** wind turbine; NPC multilevel converter; B2B; PWM control technique; PI controller.



## Agradecimentos

O meu profundo agradecimento ao meu professor e orientador, Dionísio Barros, por todo o seu apoio, partilha de conhecimento, dedicação, paciência e orientações na realização deste projeto.

Ao Professor Élvio Jesus por ter desenvolvido e disponibilizado o conversor multinível NPC de 3 níveis.

Ao Engenheiro Filipe Santos, por todo o apoio disponibilizado durante a realização dos trabalhos práticos e também por ter proporcionado sempre bons momentos de descontração nos momentos de maior *stress*.

Obrigado por tudo Mãe e Pai, por toda a compreensão, amor, apoio incondicional e por nunca me deixarem desistir nos momentos mais difíceis. Às minhas irmãs, por todos os conselhos transmitidos, amor e paciência nos momentos em que a frustração falava mais alto. Se hoje sou quem sou, tudo se deve à minha família.

Um obrigado também à minha namorada Fabiana, por estar sempre lá para mim, pela compreensão nos inúmeros dias ausente, por todo o amor, pela paciência demonstrada nos momentos mais difíceis e pela companhia nas longas noites de estudo.

Aos meus colegas, Duarte Pita e Vítor Conceição, pela companhia e bons momentos passados no laboratório. Um agradecimento especial ao meu amigo Emanuel Freitas, por estar sempre comigo, pelas noites de descontração e por estar sempre disponível em me ajudar muitas vezes em prejuízo próprio.

Por último, à minha querida avó, que para além de ser uma referência para mim, é o meu anjo da guarda. Embora não esteja fisicamente presente, sei que está sempre comigo.

## Lista de abreviaturas

AC	<i>Alternating Current</i>
APOD	<i>Alternative Phase Opposition Disposition</i>
AQ	<i>Action-Qualifier</i>
B2B	<i>Back-to-back</i>
CC	<i>Counter-Compare</i>
CHB	<i>Cascaded H-Bridge</i>
CMPA	<i>Counter-Compare A</i>
CMPB	<i>Counter-Compare B</i>
CMV	<i>Common-Mode Voltage</i>
CSP	<i>Concentrated Solar Power</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DFIG	<i>Doubly-Fed Induction Generator</i>
DTC	<i>Direct Torque Control</i>
EOC	<i>End-of-Conversion</i>
EPWM	<i>Enhanced PWM</i>
ESS	<i>Energy Storage System</i>
FC	<i>Flying Capacitors</i>
FOC	<i>Field-Oriented Control</i>
GPIO	<i>General Purpose Input/Output</i>
GSC	<i>Grid Side Converter</i>
IEA	<i>International Energy Agency</i>
LS-PWM	<i>Level Shifted Pulse Width Modulation</i>
MPC	<i>Multilevel Power Converter</i>
MSC	<i>Machine Side Converter</i>
NPC	<i>Neutral Point Diode Clamped</i>
OTEC	<i>Ocean Thermal Energy Conversion</i>

PD	<i>Phase Disposition</i>
PMSG	<i>Permanent Magnet Synchronous Generator</i>
POD	<i>Phase Opposition Disposition</i>
PS-PWM	<i>Phase Shifted Pulse Width Modulation</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SOC	<i>Start-of-Conversion</i>
SPA	Semicondutores de Potência Ativa
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
TB	<i>Time-Base</i>
TBCTR	<i>Time-Base Counter</i>

## Lista de símbolos

$A$	Área do rotor do aerogerador
$B$	Fator de amortecimento da máquina elétrica
$C$	Matriz de transformação para as coordenadas $\alpha\beta 0$
$C_T$	Matriz de transformação inversa para as coordenadas 123
$C_1, C_2$	Capacidade dos condensadores presentes no <i>link</i> DC
$C_p$	Coefficiente de potência
$D$	Matriz de transformação para as coordenadas $dq0$
$D_T$	Matriz de transformação inversa para as coordenadas $\alpha\beta 0$
$f$	Frequência da REE
$f_p$	Frequência das portadoras
$f_s$	Frequência de amostragem
$I_F$	Corrente de excitação
$I_{123}$	Correntes 123 da rede elétrica
$I_{123G}$	Correntes 123 do gerador
$i_{np}$	Corrente no ponto neutro do conversor
$i_x$	Corrente nas bobinas de acoplamento nas bobinas no lado AC do conversor, com $x \in \{1,2,3\}$
$i_{bx}, i'_{bx}$	Somatório das correntes na parte superior e inferior do braço do conversor, respetivamente, com $x \in \{1,2,3\}$
$i_{C1}, i_{C2}$	Corrente em cada condensador
$J$	Momento de inércia da máquina elétrica
$k_{pI}, k_{iI}$	Constante proporcional e integral do controlador PI de corrente
$k_{pC}, k_{iC}$	Constante proporcional e integral do controlador PI para equilibrar a tensão nos condensadores
$k_{p_{link}}, k_{i_{link}}$	Constante proporcional e integral do controlador PI da tensão no <i>link</i> DC
$k_{p\omega}, k_{i\omega}$	Constante proporcional e integral do controlador PI da velocidade de rotação da máquina elétrica



$L_x$	Indutância das bobinas em cada fase, $x \in \{1,2,3\}$
$L_d, L_q$	Indutâncias na componente $dq0$
$L_F$	Indutância do circuito de excitação do rotor
$m_f$	Índice de modulação da portadora
$n$	Número de níveis do conversor
$n_{ll}$	Número de níveis entre fase-neutro de uma topologia trifásica
$N$	Velocidade de rotação do rotor e ponto neutro do conversor
$N_s$	Velocidade de rotação do estator
$\rho$	Densidade do ar
$P$	Potência
$P_p$	Par de pólos
$R_F$	Resistência do rotor
$s$	Escorregamento
$S_x$	Estados de cada IGBT, com $x \in \{1,2,3,4\}$
$T_{ext}$	Binário exterior
$T_{em}$	Binário eletromagnético
$v$	Velocidade do vento
$V_{123}$	Tensões 123 da rede elétrica
$V_{123G}$	Tensões 123 do gerador
$V_{dc}$	Tensão no <i>link</i> DC
$V_{dc_{ref}}$	Tensão de referência no <i>link</i> DC
$v_b$	Tensão no braço do conversor
$v_{xN}$	Tensão entre o braço e o ponto neutro do conversor
$v_{xn}$	Tensão entre o braço e o ponto neutro da rede elétrica
$V_A$	Força eletromotriz induzida na fase A
$V_{ACx}$	Tensão trifásica em cada fase, com $x \in \{1,2,3\}$
$V_{AC\alpha\beta 0}$	Tensão trifásica em cada fase nas coordenadas $\alpha\beta 0$

$V_{ACdq0}$	Tensão trifásica em cada fase nas coordenadas $dq0$
$V_{fase}$	Tensão aos terminais da fase A
$V_{C1}, V_{C2}$	Tensão nos condensadores presentes no <i>link</i> DC
$\omega_m$	Velocidade de rotação da máquina
$\omega$	Frequência das grandezas elétricas na transformada de <i>Park</i>
$\omega_{pI}$	Largura de banda do controlador PI de corrente
$\omega_{nc}$	Frequência natural do controlador PI para equilibrar a tensão nos condensadores
$\omega_{nlink}$	Largura de banda do controlador PI da tensão no <i>link</i> DC
$\omega_{p\omega}$	Largura de banda do controlador PI da velocidade de rotação da máquina elétrica
$X_{123}$	Sistema nas coordenadas 123
$X_{\alpha\beta0}$	Sistema nas coordenadas $\alpha\beta0$
$X_{dq0}$	Sistema nas coordenadas $dq0$
$\beta$	Ângulo de ataque da pá
$\lambda$	Rácio da velocidade na ponta da pá (TSR – <i>Tip Speed Ratio</i> )
$\lambda_{af}$	Fluxo de ligação entre o rotor e o estator
$\delta$	Ângulo de carga
$\gamma_{123}$	Variável de comutação dos IGBT nas coordenadas 123
$\gamma_{\alpha\beta0}$	Variável de comutação dos IGBT nas coordenadas $\alpha\beta0$
$\gamma_{dq0}$	Variável de comutação dos IGBT nas coordenadas $dq0$
$\Delta\gamma$	Deslocamento vertical das portadoras para equilibrar a tensão nos condensadores
$\Delta\gamma_{max}$	Deslocamento vertical máximo das portadoras para equilibrar a tensão nos condensadores
$\Gamma_{1x}$	Variáveis de comutação de um dos braços do conversor referente à corrente $i_{bx}$ , com $x \in \{1,2,3\}$
$\Gamma_{2x}$	Variáveis de comutação de um dos braços do conversor referente à corrente $i'_{bx}$ , com $x \in \{1,2,3\}$

$\Delta\gamma$	Deslocamento vertical das portadoras para equilibrar a tensão nos condensadores
$\Delta\gamma_{max}$	Deslocamento vertical máximo das portadoras para equilibrar a tensão nos condensadores
$\theta$	Ângulo da tensão usado na transformada de <i>Park</i>
$\xi_c$	Fator de amortecimento do controlador PI para equilibrar a tensão nos condensadores
$\xi_{link}$	Fator de amortecimento do controlador PI da tensão no <i>link</i> DC
$\Xi_x$	Variáveis de comutação de um braço do conversor, com $x \in \{1,2,3\}$



# Índice

Resumo.....	i
Abstract.....	iii
Agradecimentos .....	v
Lista de abreviaturas .....	vi
Lista de símbolos.....	viii
1. Introdução.....	1
1.1. Motivação.....	1
1.2. Objetivos .....	2
1.3. Organização do documento .....	3
2. Revisão bibliográfica.....	4
2.1. Energias renováveis.....	4
2.1.1. Nível mundial.....	6
2.1.2. Portugal .....	6
2.2. Energias renováveis <i>offshore</i> .....	7
2.2.1. Marés .....	7
2.2.2. Correntes oceânicas.....	7
2.2.3. Solar .....	8
2.2.4. Gradiente térmico .....	8
2.2.5. Ondas.....	9
2.2.6. Eólica.....	11
2.3. Aerogerador .....	12
2.3.1. Principais componentes .....	12
2.3.1.1. Rotor .....	12
2.3.1.2. Sistema de transmissão .....	13
2.3.1.3. Travagem mecânica.....	14

2.3.1.4.	Conversor multinível de potência .....	14
2.3.1.5.	Técnicas de controlo do conversor multinível .....	15
2.3.1.5.1.	Modulação por largura de impulsos .....	16
2.3.1.5.1.1.	Distribuição vertical das portadoras (LS-PWM).....	16
2.3.1.5.1.2.	Desfasamento horizontal das portadoras (PS-PWM).....	18
2.3.1.6.	Gerador elétrico .....	18
2.3.1.6.1.	Gerador de indução.....	18
2.3.1.6.2.	Gerador síncrono .....	19
2.3.1.7.	Torre.....	21
2.3.2.	Características aerodinâmicas do aerogerador .....	21
2.3.3.	Controlo aerodinâmico do aerogerador .....	23
2.3.3.1.	Controlo da potência .....	23
2.3.3.2.	Controlo da orientação da nacela .....	24
2.3.4.	Aerogeradores de velocidade fixa .....	25
2.3.5.	Aerogeradores de velocidade variável .....	26
2.3.5.1.	Gerador síncrono de ímanes permanentes.....	26
2.3.5.2.	Gerador de indução duplamente alimentado .....	26
2.3.5.3.	Regiões de operação e controlo .....	27
2.4.	Conclusões.....	28
3.	Conversor multinível NPC.....	29
3.1.	Descrição do modelo.....	29
3.1.1.	Modelo do sistema nas coordenadas 123 .....	34
3.1.2.	Modelo do sistema nas coordenadas $\alpha\beta 0$ .....	37
3.1.3.	Modelo do sistema nas coordenadas $dq0$ .....	38
3.2.	Estrutura e controlo do conversor NPC B2B que interliga o aerogerador à REE .....	39
3.2.1.	Controlador de corrente.....	40

3.2.2.	Controlador para equilibrar a tensão nos condensadores .....	42
3.2.3.	Controlador da tensão no <i>link</i> DC.....	44
3.2.4.	Controlador da velocidade da máquina .....	46
3.3.	Conclusões.....	48
4.	Componente de simulação e laboratorial .....	49
4.1.	Descrição do modelo de simulação.....	49
4.1.1.	Bloco “Conversor NPC B2B de 3 níveis” .....	50
4.1.1.1.	Controlador de corrente .....	50
4.1.1.2.	Controlador da velocidade da máquina.....	51
4.1.1.3.	Controlador da tensão no <i>link</i> DC .....	51
4.1.1.4.	Controlador para equilibrar a tensão nos condensadores.....	51
4.1.2.	Bloco “Modelo do aerogerador” .....	52
4.1.2.1.	PMSG.....	52
4.1.2.2.	Wind Turbine.....	53
4.1.2.3.	Regiões de operação e controlo .....	54
4.1.2.3.1.	Região 2 de operação e controlo .....	55
4.1.2.3.2.	Região 3 de operação e controlo .....	55
4.1.3.	Bloco “Vento” .....	57
4.2.	Descrição do protótipo laboratorial.....	58
4.2.1.	Características do microcontrolador .....	60
4.2.2.	Configuração do microcontrolador.....	62
4.3.	Resultados do conversor ligado à REE .....	64
4.3.1.	Controlo de corrente em regime estacionário.....	65
4.3.1.1.	Variação da frequência de amostragem.....	69
4.3.1.2.	Alteração da indutância das bobinas .....	70
4.3.2.	Regime dinâmico com variação da $R_c$ .....	72

4.3.3.	Regime dinâmico com variação da tensão $V_{dc}$ .....	74
4.3.4.	Transição do modo retificador para o modo inversor .....	75
4.4.	Resultados experimentais do conversor com a máquina síncrona .....	76
4.4.1.	Regime estacionário.....	76
4.4.2.	Regime dinâmico com variação da velocidade $\omega_m$ .....	78
4.5.	Resultados do aerogerador .....	80
4.5.1.	Região 2 de operação e controlo.....	81
4.5.1.1.	Regime estacionário.....	82
4.5.1.2.	Regime dinâmico .....	84
4.5.2.	Região 3 de operação e controlo.....	87
4.5.2.1.	Regime estacionário.....	88
4.5.2.2.	Regime dinâmico .....	90
4.5.3.	Transição entre regiões de operação e controlo .....	91
4.6.	Conclusões.....	93
5.	Conclusões.....	95
5.1.	Conclusões gerais.....	95
5.2.	Trabalhos futuros.....	99
	Referências .....	100
	Apêndice A – Energias renováveis .....	106
A.1.	Variação anual no consumo energético a nível mundial .....	106
A.2.	Energia renovável consumida em Portugal.....	106
	Apêndice B – Aerogerador .....	107
B.1.	Configuração genérica .....	107
	Apêndice C - Variações da técnica SPWM.....	108
	Apêndice D - Bloco “Conversor NPC B2B de 3 níveis” .....	109
D.1.	Configuração MSC.....	109



D.2. Parâmetros utilizados na simulação e protótipo laboratorial.....	109
Apêndice E - Bloco “Modelo do aerogerador” .....	111
E.1. Bloco “Regiões de operação e controle” .....	111
Apêndice F – Protótipo laboratorial.....	112
Apêndice G – Microcontrolador .....	114
G.1. Mapa de pinos .....	114
G.2. Código implementado no microcontrolador .....	114
G.3. Submódulos integrados no módulo EPWM .....	127
G.4. Método para calcular a frequência e ângulo do sinal proveniente do sinal de sincronismo .....	128
Apêndice H - Resposta dos controladores.....	129
Apêndice I – Variação das indutâncias nas bobinas .....	131
Apêndice J – Teste para um FP unitário.....	132
Apêndice L – Teste para um FP não unitário.....	133
Apêndice M – Máquinas elétricas utilizadas .....	134
Apêndice N – Configuração laboratorial da máquina DC.....	135
Apêndice O – Parametrização e resultados obtidos no conversor com a utilização da máquina síncrona .....	136
Apêndice P – Frequência das correntes AC obtidas em cada lado do conversor.....	137
Apêndice Q – Regime dinâmico obtido em simulação na região 2 de operação e controle.....	138
Apêndice R – Regime estacionário obtido em simulação na região 3 de operação e controle.....	145
Apêndice S – Regime dinâmico obtido em simulação na região 3 de operação e controle.....	146



# 1. Introdução

Neste capítulo faz-se uma introdução ao trabalho e apresenta-se a motivação e os objetivos pretendidos para o mesmo. Por último, finaliza-se o capítulo descrevendo a organização global do relatório.

## 1.1. Motivação

A revolução industrial e o desenvolvimento tecnológico foram os grandes responsáveis pela crescente necessidade de energia elétrica a nível mundial. A elevada disponibilidade dos combustíveis fósseis conseguiu sempre dar resposta à procura energética, mas o seu uso abusivo acabou por aumentar drasticamente a concentração de gases com efeito estufa na atmosfera. Desde a revolução industrial até ao ano 2004, a concentração deste gás aumentou em cerca de 35 %, resultando em consequências devastadoras para todos os seres vivos [1]. A realização do protocolo de *Kyoto* possibilitou reunir esforços financeiros e humanitários para reduzir e substituir os combustíveis fósseis por energias limpas. Combinando este protocolo com as novas metas de eficiência energética, estima-se que a partir do ano 2050 se atinja a meta da neutralidade de carbono [1].

Após os resultados alcançados com fontes renováveis convencionais, nomeadamente, hídrica, solar, eólica e geotérmica, a comunidade científica começou a procurar outros recursos possíveis de explorar. Um dos recursos que possui uma elevada disponibilidade e que pode facilmente responder à necessidade energética mundial é o recurso energético *offshore*. A designação *offshore* no ramo das energias refere-se à geração de energia a partir de recursos presentes no oceano, como é o caso das ondas, correntes, marés, gradiente térmico, vento e sol. Apesar de já terem sido desenvolvidos diversos protótipos para o aproveitamento da energia das ondas, correntes e marés, a grande maioria acabou por ser descontinuada devido aos problemas de fiabilidade. Por causa deste problema, a forte aposta na energia *offshore* tem sido na energia eólica por causas das características de vento nessas zonas. A escassez de locais terrestres propícios para a produção de energia eólica abriu portas para o investimento de parques eólicos *offshore*. A rápida degradação do aerogerador desencadeado pela combinação das ações das ondas e elevadas rajadas de vento, como também o difícil acesso até ao parque eólico para se proceder à manutenção, levou a que se começasse a repensar certos componentes nos aerogeradores. As três grandes mudanças realizadas nos últimos anos foram: introdução de plataformas flutuantes, tecnologia de acionamento direto (DD) e implementação de conversores multinível de potência (MPC). Desta forma, minimizaram-se os custos de manutenção e relançou-se a energia eólica para outro patamar. Atualmente, já existem aerogeradores na ordem dos 16 MW de potência nominal e a construção de um parque eólico com pelo menos 10 aerogeradores deste tipo consegue injetar, com rajadas de vento superior aos 10 m/s, 160 MW para a rede elétrica [2].

Como a velocidade de rotação das pás varia consoante o vento incidente sobre o rotor, o desenvolvimento de aerogeradores de velocidade variável combinado com a introdução de MPC possibilitou maximizar a produção de energia com um baixo THD. O MPC destinado a este tipo de aplicação possui normalmente uma configuração do tipo costas com costas (B2B), ou seja, consiste num conversor retificador conectado a um divisor capacitivo e, por conseguinte, ligado a um conversor inversor. A potência gerada pelo aerogerador é armazenada no divisor capacitivo, denominado por *link* DC, e o conversor inversor é responsável por pegar nessa energia e injetá-la na rede elétrica com todos os requisitos necessários.

## 1.2. Objetivos

Este trabalho possui dois objetivos principais, um deles é dimensionar o modelo completo de um aerogerador conectado à rede elétrica por intermédio de um MPC e o outro é comprovar a operacionalidade do MPC num contexto laboratorial. De seguida serão mencionados todos os objetivos pressupostos para este trabalho:

- Revisão bibliográfica das energias renováveis e do panorama atual a nível mundial e, em particular, de Portugal;
- Revisão bibliográfica das energias renováveis *offshore*;
- Estudar o modelo de um aerogerador e todos os elementos constituintes, nomeadamente, componentes físicos, características aerodinâmicas e sistemas de controlo;
- Estudar os conversores multinível, as suas principais topologias como também métodos de controlo implementados nos aerogeradores;
- Modelar o conversor multinível NPC de 3 níveis com a técnica de modulação por largura de impulsos através das suas variáveis de estado;
- Simular no *software* MATLAB o modelo completo de um aerogerador conectado à rede elétrica por intermédio de um conversor multinível.
- Projetar controladores para o conversor e para o aerogerador;
- Testar laboratorialmente o comportamento do conversor multinível NPC com a técnica de modulação por largura de impulsos.

### 1.3. Organização do documento

Esta dissertação de Mestrado encontra-se organizada em 5 capítulos: Introdução, Revisão bibliográfica, Conversor multinível NPC, Componente de simulação e laboratorial, Conclusões.

No primeiro capítulo, Introdução, começa-se por fazer uma introdução ao tema e depois enumeram-se os objetivos propostos para a dissertação. Por fim, é mencionada a organização do documento, complementando-o com um breve resumo em cada capítulo.

O segundo capítulo, Revisão bibliográfica, é iniciado com uma breve descrição das energias renováveis e a forma como as mesmas têm evoluído ao longo dos últimos anos. Posteriormente, passa-se à caracterização das energias renováveis *offshore* e, mais especificamente, da energia eólica *offshore* no panorama atual. Finaliza-se este capítulo com a descrição do modelo de um aerogerador e de todos os elementos constituintes.

No capítulo três, Conversor multinível NPC, deduz-se o modelo nas coordenadas  $123$ ,  $\alpha\beta 0$  e  $dq0$  onde se relaciona as variáveis de estado do conversor com as variáveis de controlo dos IGBT. Além disto, ainda se dimensionam os controladores das correntes trifásicas, tensão no *link* DC, equilíbrio da tensão nos condensadores e velocidade de rotação do gerador.

O capítulo quatro, Componente de simulação e laboratorial, é inicializado com a descrição do modelo em simulação e do protótipo laboratorial. De seguida, são apresentados os resultados laboratoriais do comportamento do conversor com o lado AC conectado à rede elétrica e depois à máquina síncrona. Finaliza-se o capítulo com a apresentação dos resultados do modelo implementado em simulação, dando um principal foco ao funcionamento do aerogerador dimensionado e aos seus sistemas de controlo.

No quinto capítulo, Conclusões, são apresentadas as conclusões desta dissertação bem como sugestões de trabalhos futuros.

## 2. Revisão bibliográfica

Neste capítulo começa-se por dar um contexto da adoção das energias renováveis a nível global e, mais especificamente, em Portugal. Depois, caracteriza-se em maior pormenor a energia renovável *offshore* e todas as suas vertentes atuais. Posteriormente, explica-se a tecnologia por detrás de um aerogerador, as suas características aerodinâmicas, regiões de controlo e, por fim, os dois modelos de aerogeradores mais usados atualmente.

### 2.1. Energias renováveis

A transição energética que marca o século XXI diz respeito à transformação do setor global de energia com base fóssil para energia *carbon-free*<sup>1</sup> [3], [4]. As energias renováveis possuem um papel fundamental na descarbonização do setor energético e no combate às alterações climáticas. Para contextualizar, uma fonte de energia renovável consiste num recurso natural capaz de se autorregenerar de forma sustentável num curto intervalo de tempo. As fontes renováveis mais convencionais são:

**Hídrica:** Aproveitamento da energia cinética de uma massa de água provocada pela diferença de energia potencial. A interação da massa de água em movimento com a turbina permite converter a energia mecânica em energia elétrica por meio de um turboalternador. Uma central hidroelétrica pode ser classificada em três tipos:

- Fio de água: Canalização de um curso de água existente de modo a proporcionar um fornecimento contínuo de energia elétrica.
- Armazenamento: A capacidade de armazenamento é obtida através de uma albufeira situada a montante da central, sendo a produção de energia feita pela libertação da água de acordo com a necessidade da rede elétrica.
- Armazenamento com bombagem: Existência de dois reservatórios, um localizado a montante e outro a jusante da central. Nas horas de pico de carga, existe a produção de energia pela libertação de água no reservatório a montante enquanto nas horas de vazio, quando se tem energia excedente, a água é bombeada novamente para o reservatório superior.

---

<sup>1</sup> Produção de energia sem recurso a combustíveis fósseis e emissões de carbono.

**Eólica:** Transformação da energia cinética do vento em energia útil (energia mecânica e elétrica) por meio de um aerogerador. A interação do vento com as pás da turbina eólica produz uma força mecânica que posteriormente é convertida em energia elétrica através de um gerador.

**Solar:** Conversão da energia solar em eletricidade pode ser feita de forma direta, utilizando painéis fotovoltaicos (PV), ou indireta, usando concentrados de energia solar (CSP). Um painel fotovoltaico converte luz solar em corrente elétrica através do efeito fotovoltaico<sup>2</sup>, enquanto que os sistemas de concentração solar utilizam lentes ou espelhos, em combinação com um sistema de seguimento do sol, de forma a concentrar uma vasta área de luz solar num pequeno feixe. O calor concentrado neste feixe aquece um fluido que, por conseguinte, gera vapor para produzir energia elétrica de forma análoga a uma central térmica.

**Biomassa:** Biocombustível formado a partir da sedimentação de matéria orgânica de origem vegetal ou animal, podendo ser usado no estado sólido, líquido ou gasoso como fonte de energia para centrais térmicas.

**Oceanos:** Refere-se a todas as formas de extração de energia a partir dos oceanos. Esta extração pode ser efetuada de duas formas, uma delas pela energia potencial resultante da deslocação da superfície do mar e outra pela energia cinética proveniente da corrente oceânica. Apesar do oceano ser uma fonte de energia renovável inesgotável, os equipamentos para a sua conversão ainda se encontram em desenvolvimento, procurando melhorar o seu rendimento e resistência ao ambiente marítimo.

**Geotérmica:** Aproveitamento de líquido ou vapor proveniente do interior da Terra por meio de perfurações no solo, podendo ser utilizado de duas formas: forma direta como fonte de calor para bombas de calor, termas, indústria ou de forma indireta onde o vapor é encaminhado sob forte pressão para uma central térmica.

Dada à sua volatilidade e difícil previsibilidade de geração de algumas fontes renováveis, mais concretamente, solar e eólica, a sua introdução numa rede elétrica exige que a compensação das variações de potência seja feita de forma rápida e eficiente. Uma das soluções passa por implementar sistemas de armazenamento de energia (ESS) com recurso a baterias cujo propósito destina-se a duas funções: funcionamento como carga do ponto de vista de armazenamento de energia, quando há excesso de produção em relação ao consumo, ou funcionamento como gerador quando existe a necessidade de fornecer energia à rede [5].

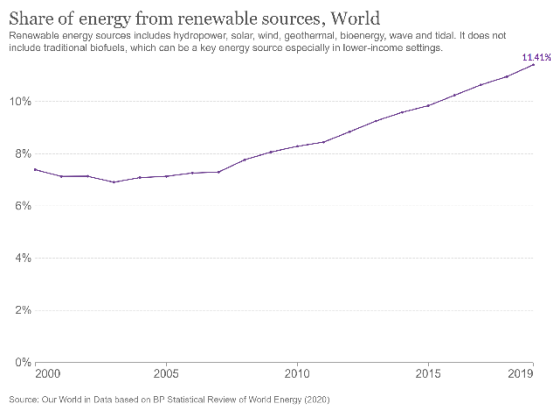
---

<sup>2</sup> Geração de tensão e corrente elétrica no material quando se encontra exposto à luz.

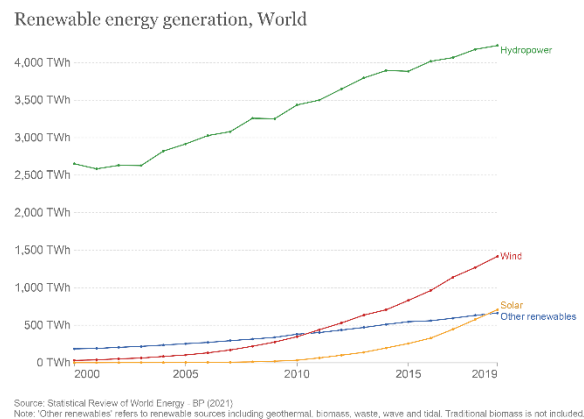
### 2.1.1. Nível mundial

O desenvolvimento tecnológico tem contribuído significativamente para o aumento do consumo energético a nível mundial (Figura A.1). Se este aumento não for compensado com melhorias na eficiência energética, maior adoção e desenvolvimento de energias renováveis, o consumo global energético continuará a crescer de ano para ano e será cada vez mais difícil efetuar a transição energética [6].

O protocolo de *Kyoto* foi o grande impulsionador para a adoção das energias renováveis a nível mundial, comprometendo os países a limitar e reduzir as emissões de gases de efeito estufa [7]. A partir do ano 2005, verificou-se que houve realmente um esforço por parte dos 192 países pertencentes ao protocolo na modernização, financiamento, desenvolvimento e implementação das energias renováveis. A Figura 2.1 mostra o significativo contributo da energia renovável na rede mundial bem como o aumento na capacidade de geração.



(a) Percentagem da produção de energia



(b) Geração das diferentes fontes de energia renovável

Figura 2.1 – Energias Renováveis a nível mundial entre o ano 2000 a 2019 [8], [9].

### 2.1.2. Portugal

Portugal, a par dos restantes países europeus, está focado na completa descarbonização combinada com a rápida expansão de geração renovável. O Plano Nacional de Energia e Clima de Portugal estabeleceu para 2030 novas metas de eficiência energética, como por exemplo: contínua redução das emissões de gases com efeito estufa e instalação de energias renováveis de forma a ir de encontro à neutralidade de carbono até ao ano 2050 [10]. Devido à sua geografia e localização no sudoeste da Europa, Portugal apresenta todas as condições favoráveis à produção de energia verde. A sua vasta frente marítima, o clima mediterrâneo marcado por temperaturas acima da média e a sua vasta rede hidrográfica propiciam elevados níveis de produção de energia eólica, solar e hídrica, respetivamente. Na Figura A.2 encontram-se dois gráficos, um deles exibe a percentagem de energia



renovável produzida e no outro a percentagem de energia consumida por fonte, ambos entre o ano 2000 a 2019. Tal como é possível constatar pela Figura A.2, a par das energias fósseis como o petróleo e o gás, tanto a energia eólica como a hídrica são aquelas que mais contribuem para o fornecimento de energia a nível nacional.

## **2.2. Energias renováveis *offshore***

A energia renovável *offshore* refere-se à geração de energia a partir de recursos presentes no oceano. Do ponto de vista energético, os oceanos representam uma fonte renovável de elevada disponibilidade, que pode facilmente atender à procura mundial. Cobrindo cerca de 71 % da superfície terrestre, a possibilidade de extração de energia a partir das ondas, correntes, marés, gradiente térmico, vento e sol tornam esta fonte num recurso global bastante cobiçado. Apesar dos financiamentos a nível mundial e dos esforços tecnológicos, esta fonte de energia ainda não é totalmente aproveitada, por não ser economicamente viável nem eficiente.

### **2.2.1. Marés**

O fenómeno das marés corresponde às alterações cíclicas do nível das águas do mar, causado pela rotação da Terra e forças gravitacionais da Lua e do Sol exercidas sobre o campo gravítico da mesma. A forma mais indicada de tirar partido deste acontecimento natural para a produção de energia é através de uma barragem de maré. Esta tipo de barragem possui a mesma ideologia que uma barragem hidroelétrica, transformando a diferença de energia potencial gravítica criada entre a maré cheia e vazia, em energia elétrica através do acionamento de uma turbina pela passagem do fluxo de água. Atualmente, as duas maiores barragens de marés do mundo localizam-se no lago Sihwa (Correia do Sul) e no rio Rance (França), gerando 254 MW e 240 MW, respetivamente [11], [12].

### **2.2.2. Correntes oceânicas**

As correntes oceânicas consistem na circulação de grandes massas de águas pelo oceano, carregando consigo águas quentes e frias, organismos e matéria orgânica. Estas correntes dividem-se em duas categorias: correntes de superfície e correntes profundas. As correntes de superfície formam-se pela ação dos ventos, marés e efeito *Coriolis*<sup>3</sup>. Em relação às correntes profundas, estas são originadas

---

<sup>3</sup> Aceleração aparente de um corpo em movimento sobre ou perto da Terra como resultado da rotação da Terra.

pelas alterações da densidade da água, através da diferença de temperatura e salinidade [11], [13].

Fazendo uma analogia à energia eólica que tira partido de um fluxo de ar, pode-se extrair energia desta fonte a partir do fluxo de água com recurso a uma turbina submersa. O facto da densidade da água ser 800 vezes maior que o ar, traduzindo-se numa menor velocidade do fluido, significa que as turbinas não necessitam de grandes pás para a captação de energia. As turbinas podem ser de eixo horizontal ou de eixo vertical, diferenciando-se pelo posicionamento do eixo, sendo o princípio de funcionamento baseado na conversão de energia cinética da água em energia elétrica pela rotação das pás da turbina [14]. No momento atual, as duas empresas que mais progrediram nesta vertente de turbinas submersas de eixo horizontal foram a Orbital Marine e a Simec Atlantis. A Orbital Marine projetou a Orbital O2 que consiste numa plataforma flutuante com 2 turbinas acopladas à estrutura capazes de gerar, cada uma, 1 MW de potência [15]. A Simec Atlantis em parceria com a GE, desenvolveu a turbina Atlantis SR2000 com 3 pás e um rotor de 20 metros que se fixa no fundo oceânico, capaz de gerar 2 MW de potência para uma velocidade nominal de 3,05 m/s [16].

### **2.2.3. Solar**

A maior parte da radiação solar que incide no planeta é captada e armazenada na camada superior dos oceanos sob forma de calor, isto é, através do aumento da temperatura superficial da água. Ao longo dos últimos anos tem sido estudada a captação da energia solar no mar com recurso a painéis fotovoltaicos devidamente preparados para enfrentar as adversidades do meio. Sendo já uma tecnologia madura, os esforços têm sido focados no desenvolvimento de plataformas flutuantes, proteção e revestimento dos materiais para qualquer contrariedade que possa acontecer. As dez maiores instalações do mundo estão localizadas na Ásia, mais concretamente na China, Japão e Coreia do Sul. Em particular, a Coreia do Sul anunciou em 2020 o financiamento de um parque solar flutuante no Mar Amarelo com uma capacidade 2,7 GW. Recentemente, foi instalado no Mar do Norte um projeto piloto que consiste num parque fotovoltaico flutuante *offshore* de 8,5 kW. Os resultados dos testes irão ditar o escalonamento da capacidade deste projeto [17].

### **2.2.4. Gradiente térmico**

O gradiente térmico existente entre a camada superior e inferior do oceano permite a geração de energia com recurso a um sistema de conversão de energia térmica (OTEC). Este sistema utiliza a água da camada superficial do oceano, normalmente a 20 °C, para vaporizar um fluido com um ponto de ebulição baixo (como é o caso do amoníaco) para acionar uma turbina acoplada a um gerador. Paralelamente, é realizado o bombeamento de água fria proveniente da camada profunda do oceano para a condensação do vapor, permitindo o reaproveitamento

do fluido novamente no sistema. O sistema OTEC começou a ser estudado no final do século XIX e, desde então, surgiram novos desenvolvimentos para melhorar a sua eficiência e capacidade de produção. Atualmente, existem duas unidades de produção de energia ativas situadas na ilha Kume (Japão) e no Havai (EUA) com uma capacidade de geração de aproximadamente 100 kW. Ainda em estudo, o projeto NEMO que contou com o financiamento da União Europeia, encontra-se focado no desenvolvimento de uma unidade de produção flutuante OTEC de 13 MW localizado na ilha Martinica [18].

### 2.2.5. Ondas

O oceano consiste numa grande massa de água na qual agem diversas forças com tendência a deformá-la contra a ação da gravidade e tensão superficial<sup>4</sup> [20]. Entre os diferentes tipos de ondas oceânicas existentes, as ondas de superfície originadas pela ação contínua do vento são aquelas que possuem maior concentração de energia. Estas ondas englobam duas formas de energia: potencial, resultante da deslocação da superfície do oceano, e cinética, decorrente da movimentação circular ou elíptica das partículas de água consoante a profundidade do oceano [21]–[23]. Os diversos métodos de captação da energia das ondas são classificados de acordo com o princípio de funcionamento:

- **Coluna de água oscilante (OWC):** Estrutura oca parcialmente submersa com uma turbina no seu interior e duas aberturas, uma abaixo e outra acima do nível do mar. À medida que a onda se propaga pela abertura submersa, a subida e descida do nível da água conduz respetivamente a alterações dos níveis de pressão de ar dentro da câmara, induzindo um fluxo de ar bidirecional na turbina [23]. Este tipo de estrutura pode ser instalada perto da costa (*nearshore*) como é o caso da central ainda em funcionamento no porto de Mutriku, Espanha, ou pode ser instalada em plataformas flutuantes longe da costa (*offshore*) como é o caso da OceanLinx.
- **Corpos oscilantes:** Dispositivo flutuante ou submerso que extrai a energia do movimento vertical da onda. Este tipo de dispositivo, restringido apenas ao movimento no eixo *z*, ao interagir com a onda produz um movimento oscilatório vertical que é convertido em energia útil através de um mecanismo de captação de força. Existem diversas tecnologias associadas a esta categoria, nomeadamente:

---

<sup>4</sup> Camada superficial de um líquido que se comporta como uma membrana elástica [19].

- **Absorção pontual de simetria axial:** Corpo flutuante que atua perpendicularmente à direção da onda, sendo normalmente constituído por duas partes: flutuador e coluna central. O flutuador capta a energia da onda e desloca-se ao longo da coluna central do dispositivo que se encontra fixa. Este tipo de dispositivo é de pequena dimensão comparativamente ao comprimento de onda da qual está absorvendo energia. Existem inúmeros protótipos que abordam este tipo de conceito, sendo os dispositivos Powerbuoy e CorPower aqueles que obtiveram os resultados mais promissores [24], [25] .
- **Atenuador:** Estrutura articulada flutuante que opera paralelamente à direção da onda. As ligações articuladas são realizadas por sistemas hidráulicos que absorvem a energia mecânica resultante do movimento dos módulos, convertendo-a em energia sob forma de pressão hidráulica. Os dispositivos Pelamis e McCave Wave Pump são alguns dos exemplos da aplicação desta tecnologia que acabaram por ser descontinuados.
- **Absorção pontual de translação:** Dispositivo com duas plataformas, uma fixa no fundo oceânico e outra móvel. A plataforma móvel opera perpendicularmente à direção da onda e em zonas costeiras com pouca profundidade, permitindo que os movimentos elípticos das partículas de água desloquem a plataforma no mesmo sentido. O WaveRoller, apesar de estar ainda em fase de desenvolvimento, é capaz de gerar entre 350 kW a 1 GW de potência com um fator de capacidade<sup>5</sup> entre 25 a 50 % [26].
- **Dispositivo de galgamento:** Consiste num reservatório flutuante que captura a água proveniente do galgamento da onda sobre o dispositivo. Com um funcionamento idêntico ao de uma central hidroelétrica, a água armazenada é libertada novamente para o oceano por meio de uma turbina, permitindo assim a geração de energia. O protótipo Wave Dragon, apesar de ter sido descontinuado, possuía 4 modelos com capacidades de geração compreendidas entre 1,5 a 12 MW [27].

---

<sup>5</sup> Rácio entre a geração efetiva e a capacidade de geração máxima durante o mesmo período de tempo.

## 2.2.6. Eólica

O aquecimento desigual da superfície terrestre, desencadeado pelas diferentes capacidades térmicas existentes no meio, origina regiões de alta e baixa pressão atmosférica. Consequentemente, a massa de ar move-se das regiões de alta para as de baixa pressão originando os ventos e quanto maior é a diferença de pressão e menor o atrito com a superfície, maior é a velocidade do vento. Devido a isto, o perfil de vento nos oceanos tende a ser mais intenso e constante ao longo do tempo, favorecendo a geração de energia eólica *offshore* face à *onshore*. As primeiras turbinas eólicas *offshore* foram instaladas em plataformas fixas ao fundo do mar, condicionando a produção de energia em zonas marítimas com elevadas profundidades. Essa barreira foi ultrapassada a partir do momento que se desenvolveram plataformas flutuantes presas ao fundo do mar através de cabos de amarração. O Reino Unido destaca-se pelos inúmeros parques eólicos *offshore* operacionais, destacando-se o parque *Hornsea Project One* constituído por 174 turbinas ativas e com uma potência nominal de 1,2 GW [28]. Este parque pertence ao projeto *Hornsea Project* que visa atingir os 40 GW de produção com a conclusão dos restantes projetos *Hornsea Project Two, Three e Four* [29]. De forma a comprovar a veracidade da produção *offshore* face à *onshore*, a Figura 2.2 mostra o potencial energético de um possível parque *offshore* na ilha da Madeira comparativamente ao já existente parque *onshore* do Paúl da Serra.

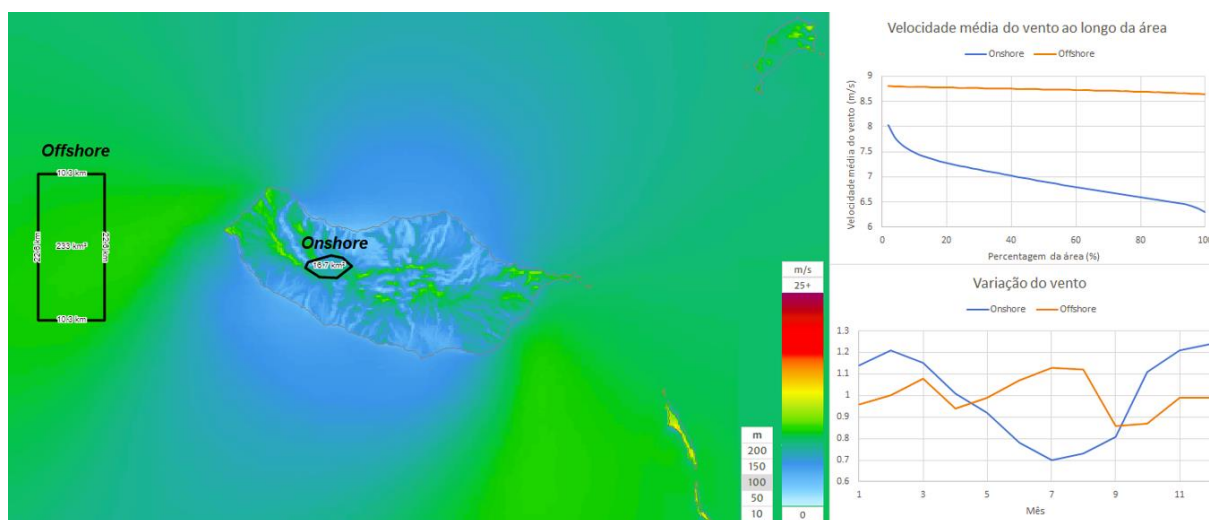


Figura 2.2 - Velocidade média do vento prevista em duas regiões da ilha da Madeira a uma altura de 100 metros correspondente à altura do aerogerador [30].

A velocidade média do vento foi prevista para uma altitude de 100 metros que corresponde à altura do aerogerador e, como se pode constatar pelos gráficos da Figura 2.2, a região *offshore* destaca-se pelo seu perfil de vento constante ao longo da sua área e pela baixa variação de velocidade durante o ano.

## 2.3. Aerogerador

Um aerogerador, também designado por turbina eólica, consiste num dispositivo que transforma a energia cinética do vento em energia mecânica pela rotação das pás. Esta energia mecânica é posteriormente convertida em energia elétrica por intermédio de um gerador elétrico. O rápido desenvolvimento desta tecnologia, principalmente nos aerogeradores de eixo horizontal, impulsionou a adoção desta fonte nas redes elétricas a nível mundial, tornando-se na energia renovável mais promissora, eficaz e fiável da atualidade.

### 2.3.1. Principais componentes

A operacionalidade de um aerogerador resulta da combinação de diversos componentes mecânicos e elétricos, tal como se pode constatar pela configuração genérica de um aerogerador da empresa ABB presente na Figura B.1. O rotor extrai a energia cinética do vento e converte-a em energia rotacional mecânica. Por intermédio do sistema de transmissão, a energia mecânica é transferida do rotor até ao gerador sendo posteriormente convertida em energia elétrica. A Figura 2.3 mostra o fluxo de trabalho de uma turbina eólica, desde a captação do vento até à entrega da energia elétrica à rede.

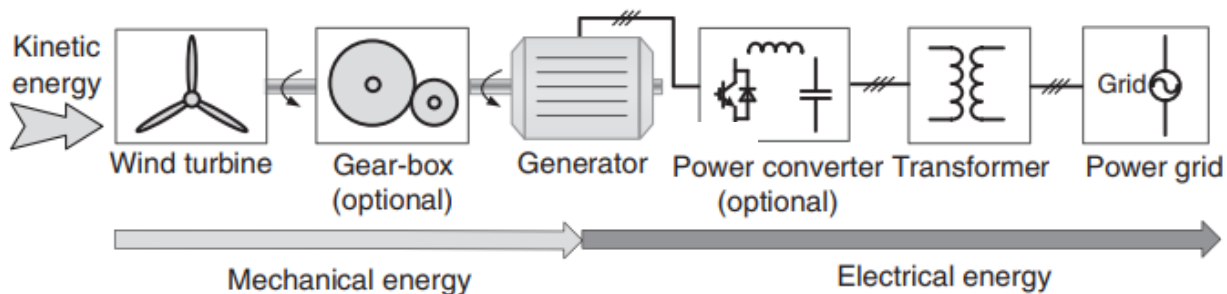


Figura 2.3 - Fluxo de trabalho da turbina eólica [27].

#### 2.3.1.1. Rotor

O rotor, constituído pelas pás e *hub*, é a secção responsável pela captação da energia do vento. As pás são projetadas de forma que a sua secção transversal corresponda a um aerofólio. O ar ao fluir pelo aerofólio cria uma zona de alta pressão, por baixo do aerofólio, e uma zona de baixa pressão, por cima do aerofólio. Perpendicular e paralelamente à direção relativa do ar são originadas duas forças, uma de elevação (no sentido da alta para a baixa pressão) e outra de atrito, respetivamente. O aumento do ângulo de ataque resulta num aumento da força de elevação e da força de atrito até ao ângulo crítico de ataque. A partir deste ângulo, o fluxo de ar que transita na parte superior do aerofólio deixa de ser uniforme, ou seja, passa a existir turbulência que resulta na perda da força de elevação e aumento da

força de atrito. A Figura 2.4 mostra a secção transversal de uma pá e a influência do aumento do ângulo de ataque na força de elevação e arrasto [31].

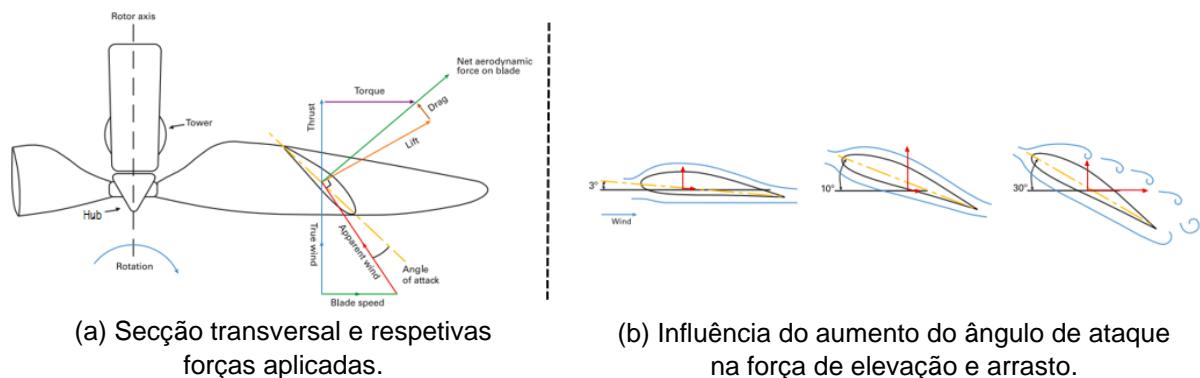


Figura 2.4 – Perfil e características aerodinâmicas do aerofólio [28].

Em relação ao *hub*, este é o componente que suporta as pás e transmite a potência do vento ao eixo principal da turbina.

### 2.3.1.2. Sistema de transmissão

A transmissão da energia mecânica do rotor até ao gerador pode ser realizado por intermédio de uma caixa de velocidades ou pela tecnologia DD [32]. A Figura 2.5 mostra a configuração dos sistemas de transmissão anteriormente referidos.

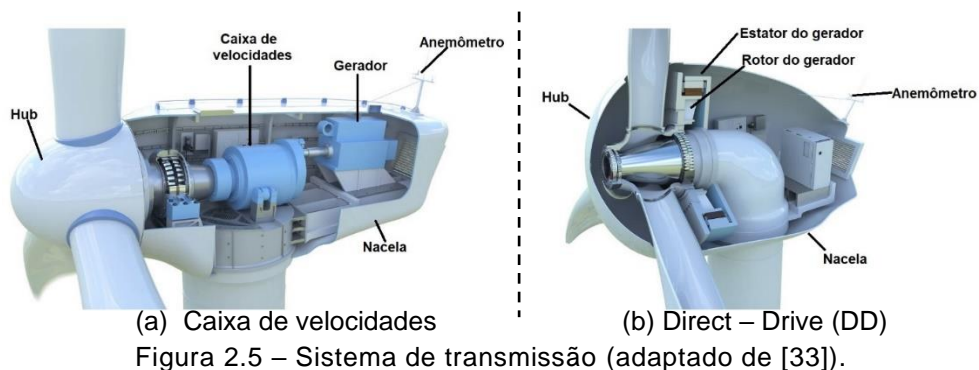


Figura 2.5 – Sistema de transmissão (adaptado de [33]).

O objetivo da caixa de velocidades é ajustar a baixa velocidade de rotação do rotor aos requisitos de rotação do gerador. A caixa de velocidades é posicionada entre o eixo principal (conectado ao rotor) e o eixo secundário de “alta velocidade” ligado ao rotor do gerador. Para além de ser o elemento mais pesado e sensível presente na nacela, o desgaste contínuo dos rolamentos e engrenagens causado pelas variações do vento, faz com que este componente necessite de uma maior manutenção. No caso das turbinas *offshore*, este desgaste ainda se torna mais crítico devido ao impacto das ondas do mar na plataforma. As vibrações causadas na plataforma refletem-se para a nacela e isso acaba por degradar os componentes presentes na mesma com maior rapidez.

A tecnologia DD representa a nova geração de turbinas eólicas sem caixa de velocidades. A remoção deste componente permitiu o acoplamento direto entre o rotor da turbina e o gerador, ou seja, a baixa velocidade de rotação da turbina passa a se refletir na velocidade do gerador. O desenvolvimento tecnológico na construção dos geradores possibilitou a operação a baixa rotação através de um gerador multipolar. Apesar desta tecnologia ser relativamente recente, espera-se que num curto a médio prazo esta acabe por dominar o mercado. A razão desta expectativa reside no facto desta tecnologia apresentar vantagens que se sobrepõem largamente à concorrência, nomeadamente, redução do peso e custo da nacela, reduzida manutenção e maior eficiência energética [34].

### **2.3.1.3. Travagem mecânica**

Para além da travagem aerodinâmica originada pelo controlo do ângulo das pás, todas as turbinas eólicas possuem travagem mecânica montada no sistema de transmissão. A travagem do rotor aplica-se em duas situações, a primeira quando os ventos estão abaixo da zona de *cut-in* e a segunda quando a turbina está sujeita a condições meteorológicas adversas, ou seja, velocidades de vento acima da zona de *cut-off*. Neste último caso, os travões têm de ser capazes de exercer um binário de travagem superior ao que se espera acontecer no pior caso (mais de 25 m/s de vento) com um tempo total de paragem inferior a 5 segundos [35].

### **2.3.1.4. Conversor multinível de potência**

Os MPC apresentam-se como a maior inovação dos últimos anos na eletrónica de potência, garantindo uma elevada eficiência energética tanto no modo retificador como no modo inversor. A operação do conversor tradicional de dois níveis em aplicações de elevada potência encarece significativamente os semicondutores uma vez que estes têm de ser capazes de suportar a tensão aplicada ao conversor. Os MPC derivam da topologia tradicional de dois níveis e são compostos por um conjunto de semicondutores de potência ativa (SPA) que, quando devidamente ligados e controlados, geram uma forma de onda de tensão escalonada cuja magnitude, fase e frequência resulta dos diferentes estados dos SPA [36].

Durante os últimos anos foram surgindo novas topologias MPC mas as mais conhecidas e estabelecidas no mercado são: díodos ligados ao ponto neutro (NPC), condensadores flutuantes (FC) e ponto H em série (CHB). No caso particular dos aerogeradores, a introdução dos MPC possibilitou o aumento do rendimento energético ao longo de todo o espetro operacional de vento, bem como a remoção da caixa de velocidades do sistema de transmissão (redução do *stress* mecânico). De acordo com a ABB, os MPC destinados aos aerogeradores são categorizados segundo o regime de velocidade do rotor: baixa (tecnologia DD), média e alta [37]. No caso particular dos MPC de baixa velocidade, a ABB possui o modelo PCS6000 que consiste num conversor NPC B2B de 3 níveis e 4 quadrantes capaz de operar



acima dos 12 MW de potência para uma tensão nominal de 3,3 kV [38]. B2B é a designação dada a um MPC que realiza a conversão AC-DC-AC através de dois MPC, um responsável pelo lado da máquina (MSC) e outro pelo lado da rede elétrica (GSC), ambos ligados a um divisor capacitivo (*link* DC). O *link* DC funciona como um armazenamento de energia e permite minimizar as variações de potência injetadas na rede causadas pelo perfil irregular do vento incidente sobre a turbina. Este modelo possui dois métodos de controlo diferentes para cada um dos conversores, no MSC é utilizada a modulação por largura de impulso (PWM) e no GSC é utilizada a técnica otimizada de impulsos [38]. A Figura 2.6 exhibe o modelo real do conversor PCS6000 e os respetivos elementos.

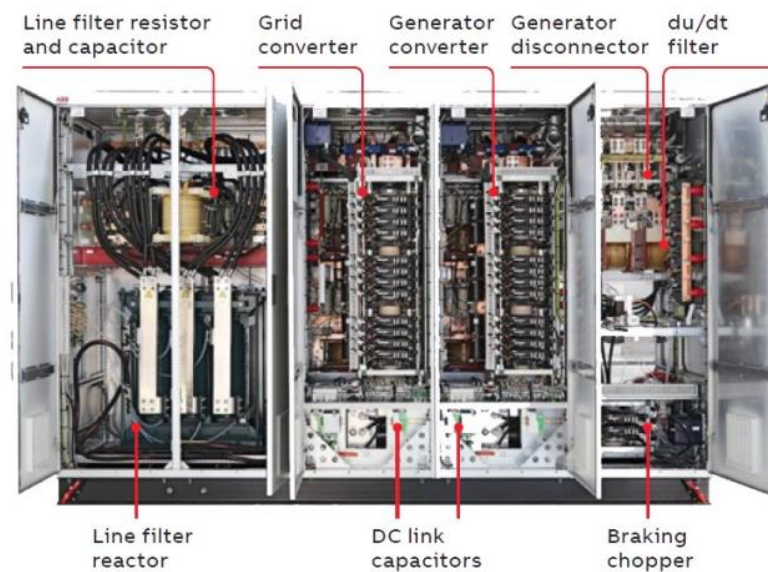


Figura 2.6 - Conversor PCS6000 de média tensão destinado a potências superiores a 12 MW [38].

### 2.3.1.5. Técnicas de controlo do conversor multinível

A operacionalidade de um conversor multinível deve-se, essencialmente, ao modo como os estados dos SPA são conjugados e controlados para que as grandezas elétricas sigam os valores de referência. Ao longo dos últimos anos foram surgindo diversas soluções com o propósito de aumentar a viabilidade e tolerância a falhas dos MPC, como por exemplo: utilização de estados redundantes, desenvolvimento e atualização de algoritmos de controlo, etc [39]. A adoção dos conversores multinível em diversas aplicações de potência levou a que fosse necessário adaptar e desenvolver técnicas de controlo adequadas à aplicação dos conversores. Para aplicações de alta potência utiliza-se, normalmente, a técnica de controlo por modulação sinusoidal de largura de impulso (SPWM). No próximo subcapítulo serão descritas as diversas técnicas de modulação por SPWM e a respetiva análise.

### 2.3.1.5.1. Modulação por largura de impulsos

Esta técnica de modulação permite comandar os SPA através do sinal resultante da comparação entre o sinal modulante e as  $(n - 1)$  portadoras triangulares, em que a variável  $n$  corresponde ao número de níveis do conversor. É importante referir que nesta técnica a escolha dos vetores é feita de forma indireta pelo sinal resultante da comparação. A variação do sinal de referência influencia o fator de ciclo do sinal de comando dos SPA que, por conseguinte, influencia também a tensão média à saída do conversor. Nesta técnica o quociente entre a frequência da portadora e a frequência da onda moduladora (índice de modulação da portadora  $m_f$ ) possui um papel fundamental na minimização da distorção da onda à saída do conversor como também nas perdas por comutação dos SPA. Quanto maior é o valor de  $m_f$ , menor é a distorção da onda, mas em contrapartida, as perdas por comutação nos SPA são mais elevadas. Como esta técnica é bastante flexível e fácil de implementar, foram surgindo nos últimos anos diversos métodos de distribuição das portadoras para maximizar a eficiência desta técnica nas diversas aplicações. Na próxima secção serão descritas e analisadas as diferentes técnicas de modulação PWM aplicadas aos MPC.

#### 2.3.1.5.1.1. Distribuição vertical das portadoras (LS-PWM)

A distribuição vertical das portadoras consiste numa técnica de modulação em que ocorre o deslocamento diferencial das portadoras triangulares. A disposição em fase (PD), oposição de fase (POD) e oposição alternada de fase (APOD) das portadoras caracterizadas pela mesma amplitude e frequência, correspondem às estratégias de modulação mais simples da LS-PWM. A técnica de modulação PD apresenta todas as portadoras sincronizadas com o mesmo ângulo de fase, tal como se pode visualizar pela Figura C.1 (a). Relativamente à técnica POD (Figura C.1 (b)), as portadoras de valor positivo possuem um ângulo de fase  $0^\circ$  enquanto as portadoras de valor negativo apresentam um ângulo de fase de  $180^\circ$ . A técnica APOD (Figura C.1 (c)) deriva da técnica POD mas neste caso as portadoras são desfasadas alternadamente  $180^\circ$ .

A Figura 2.7 mostra o exemplo de aplicação da técnica de modulação LS-PWM PD num conversor NPC de 3 níveis. A comparação entre as duas portadoras triangulares em fase ( $V_{\Delta 1}$  e  $V_{\Delta 2}$ ) e o sinal de referência ( $\gamma_{ref}$ ) origina três níveis de tensão  $v_{xn}$ :

$$v_{xn} = \begin{cases} +\frac{V_{dc}}{2}, & \gamma_{ref} > V_{\Delta 1} \\ 0, & V_{\Delta 2} < \gamma_{ref} < V_{\Delta 1}. \\ -\frac{V_{dc}}{2}, & \gamma_{ref} < V_{\Delta 2} \end{cases} \quad (2.1)$$

Quando a referência se encontra acima de ambas as portadoras, a tensão à saída do conversor é  $\frac{V_{dc}}{2}$ , mas quando esta se encontra abaixo de ambas as portadoras a tensão à saída é  $-\frac{V_{dc}}{2}$ . Por outro lado, quando a referência está compreendida entre as duas portadoras, ou seja, acima da portadora negativa ( $V_{\Delta 2}$ ) e abaixo da portadora positiva ( $V_{\Delta 1}$ ), a tensão à saída do conversor é zero.

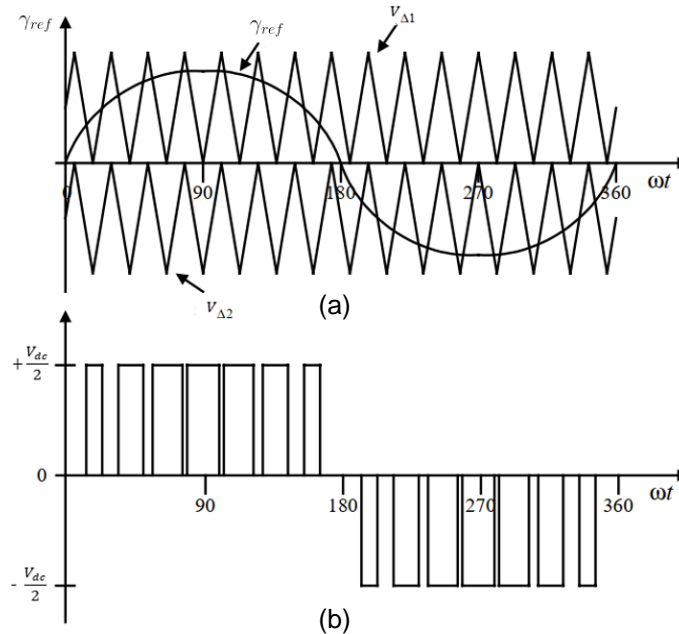


Figura 2.7 – (a) Exemplo da técnica de modulação LS-PWM PD aplicada a um conversor NPC de 3 níveis; (b) Tensão na carga resultante da técnica de modulação (adaptado de [36]).

Apesar das técnicas anteriormente mencionadas serem de fácil implementação, tanto a nível de *hardware* como em *software*, os SPA de um braço não são todos ativados com a mesma frequência. Isto acaba por se refletir numa distribuição não homogénea de perdas de comutação e aumento de temperatura dos SPA. A fim de mitigar estes problemas de desequilíbrio nos semicondutores, foi desenvolvida uma nova abordagem baseada nas técnicas de modulação tradicionais que consiste em variar o valor médio das portadoras em cada período. Estas técnicas estão representadas na Figura C.1 e denominam-se por disposição equilibrada de fase (BPD), oposição equilibrada de fase (BPOD) e equilíbrio de oposição alternada de fase (BAPOD). As portadoras ao serem deslocadas permitem, que a nível médio, todos os SPA sejam ativados com a mesma frequência.

A procura pela minimização do conteúdo harmónico ao longo do espectro de frequência levou ao desenvolvimento da técnica de sobreposição das portadoras (CO), tal como se pode visualizar na Figura C.1 (g). As portadoras apesar de possuírem a mesma frequência, ângulo e amplitude pico-a-pico, estão dispostas de tal forma que as bandas que ocupam se sobrepõem às bandas das portadoras adjacentes. Como tal, a onda moduladora interceta um maior número de portadoras

no mesmo intervalo de tempo e isso acaba por minimizar a dispersão do conteúdo harmónico.

Normalmente, nestes métodos de modulação o equilíbrio da tensão nos condensadores é realizado por intermédio de um controlador que faz o ajuste vertical das portadoras ou do sinal modulante. A exposição prolongada deste controlador às elevadas tensões à saída do braço, compromete o equilíbrio da tensão nos condensadores e a operacionalidade do conversor. Ao adotar frequências variáveis nas portadoras periféricas, é possível minimizar a ondulação da tensão nos condensadores bem como as perdas por comutação nos SPA e, por outro lado, maximizar a qualidade da forma de onda à saída.

#### **2.3.1.5.1.2. Desfasamento horizontal das portadoras (PS-PWM)**

Esta técnica, apesar de se adequar melhor a conversores em cascata, é das mais utilizadas em aplicações de elevada potência devido à sua fácil implementação. As portadoras são caracterizadas por um ângulo de fase entre elas de  $2\pi/n$  e todas partilham a mesma amplitude, frequência e valor médio. Analisando a Figura C.1 (h), comprova-se que de facto a onda modulante interceta as portadoras com mais frequência e isso contribui para uma melhoria da forma de onda à saída do braço. O facto desta técnica não se adequar a conversores NPC deve-se à fraca sensibilidade e eficácia às perturbações da tensão no *link* DC quando comparada com qualquer outra estratégia de modulação LS-PWM.

#### **2.3.1.6. Gerador elétrico**

O gerador é uma máquina eletromecânica responsável pela conversão da potência mecânica em energia eléctrica, sendo constituída por um estator e um rotor. A geração de energia é realizada pela interação entre os campos magnéticos do rotor e do estator. Existem dois tipos de máquinas eléctricas trifásicas utilizadas nas turbinas eólicas: síncrona e de indução (assíncrona).

##### **2.3.1.6.1. Gerador de indução**

Nas máquinas assíncronas ou de indução, a conjugação da alimentação trifásica nos enrolamentos do estator com o fator de escorregamento permite induzir uma força eletromotriz (f.e.m.) aos enrolamentos do rotor. O escorregamento refere-se à diferença relativa entre a velocidade síncrona do estator e a velocidade efetiva de rotação do rotor que, por sua vez, é responsável pela indução de correntes no rotor. Se o escorregamento for nulo, a frequência do campo do estator equivale à do rotor e não ocorre indução de corrente no rotor nem binário motor (binário = 0). Além disso, o sinal do escorregamento é o que define o modo de operação da máquina, funcionando como gerador se o escorregamento for negativo e como motor se for positivo. A velocidade do campo girante no rotor depende da frequência do estator, do escorregamento e do número de pares de pólos [40]:

$$N = (1 - s) \times N_s = (1 - s) \times \left( \frac{60 \times f}{P_p} \right). \quad (2.2)$$

A velocidade do rotor ( $N$ ) e do estator ( $N_s$ ) são ambas expressas em rpm, a frequência ( $f$ ) em hertz, o número de pares de pólos ( $P_p$ ) e o escorregamento ( $s$ ) em valor percentual. O rotor de uma máquina de indução pode ser de dois tipos: rotor de anel deslizante e rotor de gaiola de esquilo. No rotor de anel deslizante, os terminais do enrolamento do rotor encontram-se ligados ao veio da máquina por anéis deslizantes e, no caso do rotor de gaiola de esquilo, os enrolamentos são formados por barras condutoras curto-circuitadas nas extremidades do rotor. A robustez e simplicidade de construção do rotor em gaiola de esquilo foi o que tornou esta configuração a mais utilizada nestas máquinas.

### 2.3.1.6.2. Gerador síncrono

A máquina síncrona diferencia-se pelo facto do rotor e do estator rodarem a uma velocidade síncrona. O rotor desta máquina apresenta duas configurações, rotor de pólos salientes e rotor de pólos lisos, ambas com a possibilidade de excitação por parte de ímanes permanentes ou pelo fornecimento externo de corrente contínua (DC) aos enrolamentos. A excitação do rotor produz um campo magnético estático que induz uma corrente nos enrolamentos do estator com uma frequência proporcional à velocidade de rotação do rotor. Neste tipo de máquina como existe sincronismo, o fator de escorregamento não se aplica, e a equação 2.2 pode ser simplificada da seguinte forma:

$$N = \frac{60 \times f}{P_p}. \quad (2.3)$$

Apesar dos campos magnetomotrizes do estator e do rotor girarem a uma velocidade síncrona, estes não ficam perfeitamente alinhados devido à inércia do rotor e à existência de um binário de carga. O binário de carga é aquele que se opõem ao binário elétrico e origina um desfaseamento (ângulo de potência) entre os campos do estator e do rotor. É através deste ângulo que se define o modo de operação da máquina (Figura 2.8 (a)), funcionando como motor quando o fluxo magnético do rotor está atrasado face ao do estator ( $\delta < 0$ ) e como gerador quando o fluxo magnético do rotor está adiantado relativamente ao estator ( $\delta > 0$ ) [40], [41]. Este ângulo de potência possui valores máximos de  $\pm 90^\circ$ , os quais não podem ser ultrapassados senão corre-se o risco de se perder o sincronismo. Um dos fatores que pode levar à perda de sincronismo é o excesso de carga sobre o veio e, caso isso aconteça, a máquina para. Quando isto acontece é necessária uma máquina externa para que se atinja novamente o sincronismo.

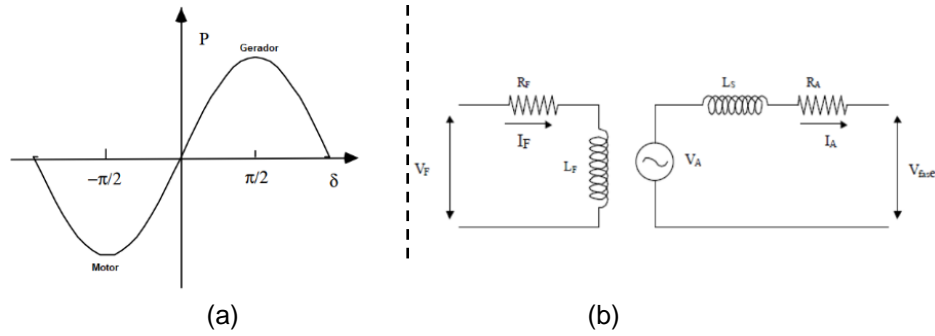


Figura 2.8 – Máquina síncrona com rotor bobinado: (a) Modo de operação de acordo com o ângulo de potência [40]; (b) Circuito equivalente no modo gerador em que o lado esquerdo corresponde ao rotor e o lado direito à armadura [40], [41].

Estas máquinas em aplicações eólicas são iniciadas pela ação do vento e a sincronização é alcançada com recurso a um sistema de controlo de velocidade. Na Figura 2.8 (b) está representado o circuito monofásico equivalente de um gerador síncrono com rotor bobinado. A secção do rotor é representada pela resistência ( $R_F$ ) e pela indutância do circuito de excitação ( $L_F$ ) que ao ser percorrido por uma corrente de excitação ( $I_F$ ) induz uma f. e. m. ( $V_A$ ) no estator. O estator, por sua vez, é representado pela indutância ( $L_A$ ) e pela resistência de perdas ( $R_A$ ) da fase A, que ao serem percorridos por uma corrente ( $I_A$ ) origina uma tensão nos seus terminais ( $V_{fase}$ ). O modelo matemático deste circuito é decomposto da seguinte forma [41]:

$$\begin{cases} V_F = R_F I_F + L_F \frac{dI_F}{dt} \\ V_A = V_{fase} + R_A I_A + L_A \frac{dI_A}{dt} \end{cases} \quad (2.4)$$

Posto isto, a equação da dinâmica de uma máquina síncrona é dada por [41]:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_{ext} - T_{em}, \quad (2.5)$$

onde  $J$  corresponde ao momento de inércia,  $\omega_m$  à velocidade de rotação da máquina, o  $T_{ext}$  e  $T_{em}$  ao binário exterior e eletromagnético, respetivamente. Nestas máquinas o binário eletromagnético ( $T_{em}$ ) e o binário exterior ( $T_{ext}$ ) tendem a equilibrar-se em regime estacionário, sendo o  $T_{em}$  caracterizado pela seguinte equação:

$$T_{em} = \sqrt{\frac{3}{2}} P_p (\lambda_{af} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q), \quad (2.6)$$

em que  $L_d$  e  $L_q$  correspondem às indutâncias nas componentes  $dq$  e  $\lambda_{af}$  do fluxo de ligação entre o rotor e o estator. A equação anterior caracteriza o  $T_{em}$  de uma máquina em que o eixo do rotor é alinhado com o referencial da corrente na componente  $dq$ . Caso o eixo do rotor seja referenciado à força eletromotriz da máquina,  $\lambda_{af}$  passaria a ficar associado à corrente  $i_d$ .

### 2.3.1.7. Torre

A torre consiste numa estrutura tubular em aço com a particularidade do seu diâmetro ir diminuindo à medida que se aproxima da nacela. Esta configuração além de tornar a construção mais barata, oferece maior resistência à força do vento. A altura da torre é imposta pelo perfil de vento na zona de instalação da turbina. Normalmente, as turbinas *onshore* apresentam uma torre com altura superior ao diâmetro do rotor, enquanto as turbinas *offshore* possuem uma altura 0,8 vezes o diâmetro do rotor [35].

### 2.3.2. Características aerodinâmicas do aerogerador

A energia cinética de uma massa de ar ( $m$ ) que se move a uma determinada velocidade ( $v$ ) é dada por [42]:

$$E_c = \frac{1}{2} m v^2, \quad (2.7)$$

e a potência do vento disponível à entrada do rotor corresponde à energia cinética do vento complementada pela densidade do ar ( $\rho$ ) e respetiva área do rotor ( $A$ ) [42]:

$$P_w = \frac{1}{2} \rho A v^3. \quad (2.8)$$

A conversão da potência cinética do vento em potência mecânica encontra-se limitada pelo coeficiente de potência  $C_p$ . Basicamente, este coeficiente indica a eficiência aerodinâmica da turbina através do rácio entre a potência extraída e a potência disponível do vento. De acordo com a lei de Betz, não é fisicamente possível extrair mais do que 59 % (limite de Betz) do vento incidente sobre o rotor da turbina e, como tal, a fórmula da potência mecânica passa a ser caracterizada por [42],

$$P_m = \frac{1}{2} \rho A v^3 C_p(\beta, \lambda). \quad (2.9)$$

As características aerodinâmicas das pás, nomeadamente, o ângulo de ataque ( $\beta$ ) e a velocidade do vento na ponta da pá ( $\lambda$ ) têm um grande peso na maximização deste coeficiente, sendo este caracterizado da seguinte forma [42]:

$$c_p(\beta, \lambda) = c_1 \left( c_2 \left( \frac{1}{\lambda + 0,08 \times \beta} - \frac{0,035}{1 + \beta^3} \right) - c_3 \beta - c_4 \beta^x - c_5 \right) e^{-c_6 \left( \frac{1}{\lambda + 0,08 \beta} - \frac{0,035}{1 + \beta^3} \right)}. \quad (2.10)$$

Os coeficientes  $c_1$  a  $c_6$  e a variável  $x$  dependem também das características do rotor, nomeadamente, diâmetro do rotor, número de pás, valores médios de arrasto-elevação das pás, entre outros. Por estes motivos não é possível arbitrar valores para os coeficientes uma vez que estes divergem consoante a turbina. Por se tratar de uma função não linear, consideraram-se os seguintes coeficiente propostos por [43]:  $c_1 = 0,5$ ,  $c_2 = 116$ ,  $c_3 = 0,4$ ,  $c_4 = 0$ ,  $c_5 = 5$ ,  $c_6 = 21$  ( $x$  não é considerado porque  $c_4$  é considerado 0). Relativamente a  $\lambda$ , esta variável corresponde ao rácio entre a velocidade tangencial na ponta da pá e a velocidade do vento incidente sobre o rotor:

$$\lambda = \frac{\omega_m \times r}{v}, \quad (2.11)$$

em que  $\omega_m$  corresponde à velocidade de rotação do rotor,  $v$  à velocidade do vento e  $r$  ao raio do rotor. A Figura 2.9 (a) mostra as curvas características de potência-velocidade do rotor do aerogerador com um ângulo de ataque igual a  $0^\circ$  perante as várias velocidades de vento. Em relação à Figura 2.9 (b), esta demonstra como a aerodinâmica da turbina é afetada quando se aumenta o ângulo de ataque da pá perante a mesma velocidade de vento incidente sobre o rotor.

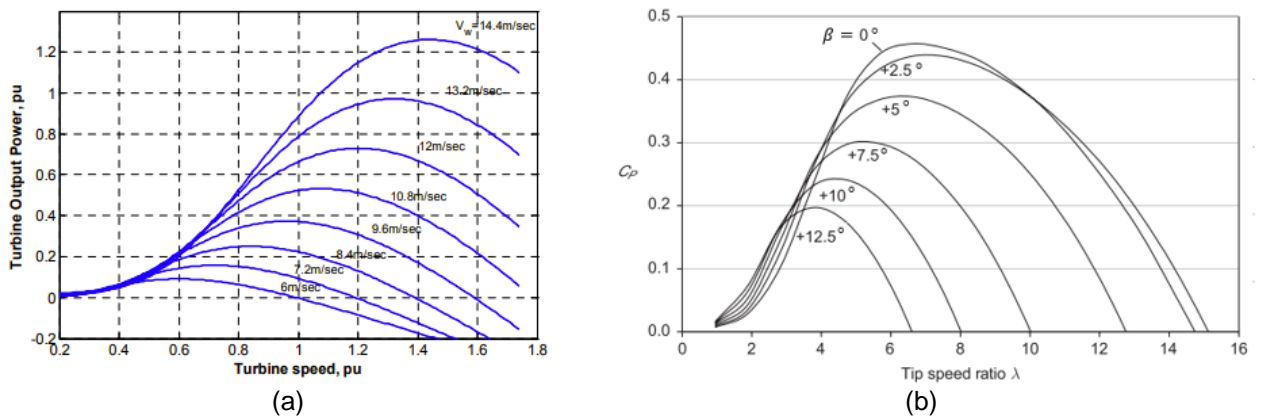


Figura 2.9 – (a) Curva característica potência-velocidade do rotor perante várias velocidades de vento [44]; (b) Influência do aumento do ângulo de ataque no  $C_p$  e  $\lambda$  perante uma mesma velocidade de vento incidente no rotor [42].



Uma turbina eólica entra e sai de operação às velocidades de vento denominadas por *cut-in* e *cut-off*, respetivamente. A velocidade de vento *cut-in*, definida normalmente entre os 3 a 5 m/s, refere-se à velocidade à qual é possível produzir energia de forma eficiente. Por outro lado, a velocidade de vento *cut-off*, definida tipicamente nos 25 m/s, corresponde à zona na qual a integridade da turbina fica comprometida e, como tal, é necessário travar aerodinamicamente e mecanicamente o rotor.

### 2.3.3. Controlo aerodinâmico do aerogerador

Perante velocidades de vento elevadas, a potência captada pelo rotor pode exceder os limites estruturais do aerogerador bem como a potência máxima do gerador. Nas turbinas de grande capacidade, as margens de segurança para operar nessas condições tornam-se cada vez mais estreitas consoante o aumento do aerogerador. A limitação da velocidade do rotor torna-se uma questão de sobrevivência quando, por exemplo, durante uma interrupção da rede, o binário do gerador é perdido subitamente. Nesse caso, a velocidade do rotor aumentaria significativamente e isso levaria certamente à destruição da turbina. O rotor da turbina eólica deve, portanto, ser controlado aerodinamicamente de forma a maximizar e limitar a velocidade de rotação de acordo com a velocidade do vento. Nos próximos subcapítulos será feita uma breve descrição dos sistemas de controlo aerodinâmico do rotor, nomeadamente, o ajuste do ângulo das pás (*pitch control*) e da orientação da nacela (*yaw control*).

#### 2.3.3.1. Controlo da potência

A forma mais eficaz de limitar a potência extraída pelo rotor com velocidades de vento elevadas é através do controlo aerodinâmico das pás. Os dois métodos de controlo mais conhecidos são: *passive stall* e *pitch control*.

A técnica de *passive stall* consiste no dimensionamento de uma turbina na qual as pás são fixas ao *hub*, com um ângulo de ataque específico, de forma a atingir a máxima eficiência aerodinâmica perto da região de *stall*. O rotor deste tipo de turbina deve ser dimensionado de maneira que a potência aerodinâmica vá diminuindo à medida que o vento vai aumentando. A utilização deste método de controlo requer uma pá cuidadosamente dimensionada e uma velocidade de rotor criteriosamente selecionada.

O sistema de controlo mais utilizado hoje em dia é o sistema de *pitch control* e este consiste na rotação da pá em torno do seu eixo longitudinal com auxílio de atuadores. O objetivo deste método é rodar progressivamente a pá, ou por outras palavras, aumentar o ângulo de ataque até se atingir o ângulo crítico de ataque (região de *stall*). A partir do momento que se atinge esta região, o fluxo de ar que percorre o aerofólio separa-se da superfície e cria turbulência, diminuindo assim a velocidade de rotação do rotor. Este sistema de controlo entra em operação quando

a velocidade de vento ultrapassa o valor nominal projetado para a turbina. Desta forma consegue-se manter a geração de potência em torno do valor nominal do gerador. Devido à complexidade e existência de inúmeras variáveis não lineares (equação (2.9)), o controlo do ângulo das pás é realizado muitas vezes por mapeamento direto entre o ângulo da pá e a velocidade de vento necessário para gerar a potência nominal do gerador. Tal como se pode visualizar pela Figura 2.9 (b), quanto maior é a velocidade do vento, maior tem de ser o ângulo de ataque para limitar aerodinamicamente o rotor. A Figura 2.10 compara, em função da velocidade do vento, a curva da potência do vento, a curva da potência teórica máxima disponível no rotor e as potências geradas por uma turbina de velocidade fixa e variável.

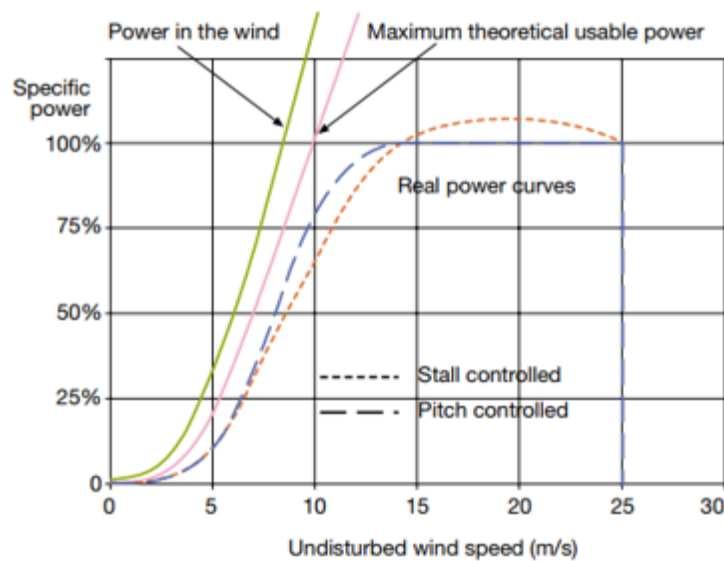


Figura 2.10 – Comparação das curvas de potência em função da velocidade do vento para turbinas com *pitch* e *stall control* [35].

### 2.3.3.2. Controlo da orientação da nacela

A variabilidade da direção do vento impossibilita que o rotor opere sempre perpendicularmente à direção do vento. Quanto maior é o erro entre a orientação da nacela face à direção do vento, maior é o desgaste mecânico na pá e menor é a produção de energia. Este sistema de controlo atua na nacela e permite reposicioná-la periodicamente na direção média do vento através de motores hidráulicos. O reposicionamento da nacela causa uma enorme fadiga nas pás e nos próprios mecanismo hidráulicos e, por causa disso, este sistema de controlo só é atuado quando o erro de direção ultrapassa a janela de histerese permitida no intervalo de tempo definido. Durante um ano de operação a nacela é submetida a inúmeras correções e isso pode levar a que os cabos elétricos da torre fiquem torcidos. Este inconveniente faz com que seja necessário instalar sensores de torção na torre para

impedir o dano dos mesmos. Quando se atinge o valor máximo de torção no cabo, a turbina é desligada e a nacela é rodada várias vezes para corrigir a torção do cabo.

#### 2.3.4. Aerogeradores de velocidade fixa

As primeiras turbinas eólicas com velocidade fixa surgiram nos anos 70 e foram bastante utilizadas durante os anos 80 e 90. Independentemente da velocidade do vento incidente sobre a turbina, o rotor opera a uma velocidade fixa devido ao acoplamento direto do gerador à rede elétrica. A grande maioria destes aerogeradores são constituídos por máquinas de indução e o rotor é projetado para atingir a máxima eficiência aerodinâmica perto da região de *stall* através da fixação das pás ao *hub* com um ângulo específico. Basicamente, estes aerogeradores consistem numa regulação passiva da velocidade do rotor visto que, à medida que o vento aumenta e ultrapassa o valor nominal de vento projetado, o aerofólio entra na região de *stall* e o rotor começa a perder velocidade. Para se atingir a velocidade síncrona da rede, o gerador de indução tem de pedir imensa corrente, o que se traduz num aumento abrupto da potência reativa no sistema. A solução encontrada para contornar esta situação foi incorporar um motor de arranque suave para acumular lentamente o fluxo magnético na máquina. Além disso, foi necessário também introduzir um banco de condensadores para proceder à compensação da potência reativa do sistema [35]. A Figura 2.11 mostra o esquemático de uma turbina com máquina assíncrona da empresa ABB.

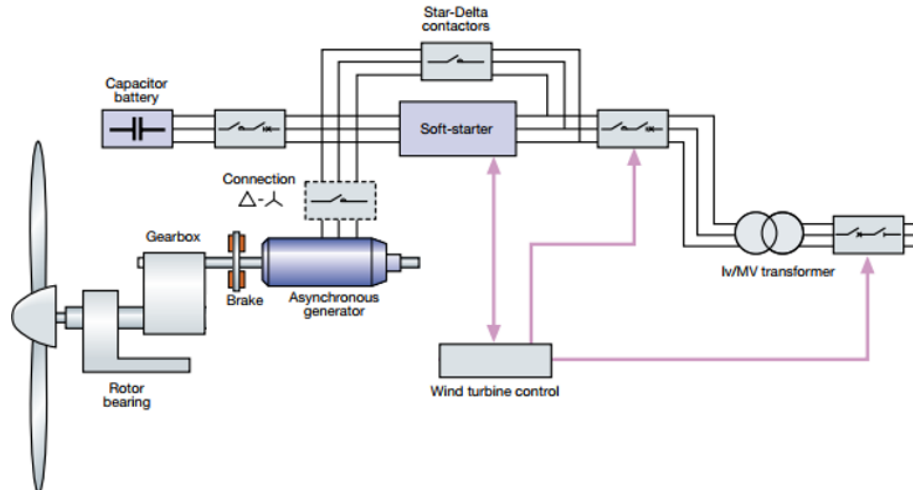


Figura 2.11 - Esquemático de uma turbina com máquina assíncrona [35].

Do ponto de vista construtivo estas turbinas são simples, robustas e fiáveis, mas a nível energético esta tecnologia apresenta uma baixa eficiência principalmente nas regiões de vento abaixo do valor nominal [35].

### 2.3.5. Aerogeradores de velocidade variável

O baixo rendimento das turbinas de velocidade fixa impulsionou o desenvolvimento de turbinas de velocidade variável. As máquinas elétricas ao operarem com velocidades variáveis geram, inevitavelmente, correntes alternadas com frequência variável. A limitação energética das turbinas de velocidade fixa foi ultrapassada nesta tecnologia com a introdução dos MPC. O MPC e os respetivos sistemas de controlo permitem ajustar a frequência variável do rotor à frequência da rede, alcançando assim a máxima eficiência aerodinâmica e energética ao longo de toda a gama operacional de vento. Estas turbinas utilizam os sistemas de *pitch* e *yaw control* e são normalmente equipadas com geradores de indução duplamente alimentados (DFIG) ou com geradores síncronos de ímanes permanentes (PMSG). Ambas as topologias encontram-se representadas na Figura 2.12.

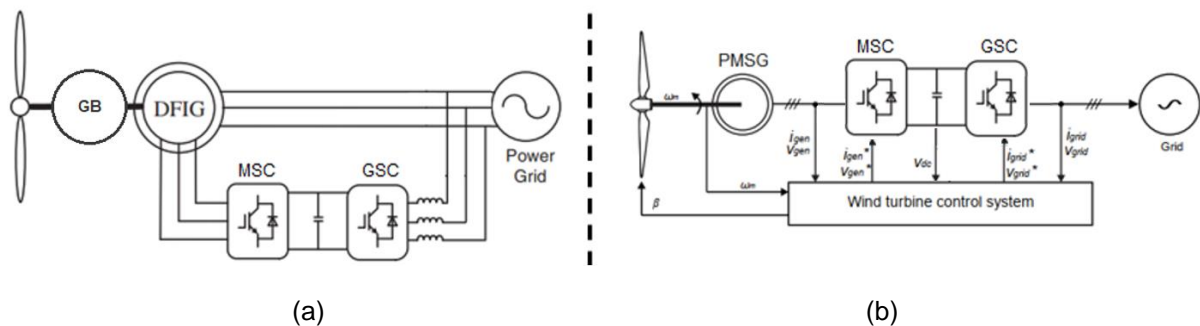


Figura 2.12 – (a) Diagrama de uma turbina eólica com DFIG; (b) Diagrama de uma turbina eólica com PMSG [35].

#### 2.3.5.1. Gerador síncrono de ímanes permanentes

Esta topologia é a mais utilizada hoje em dia nos aerogeradores com um sistema de transmissão DD. Nesta topologia é colocado um MPC B2B no aerogerador para ajustar as frequências variáveis do rotor à frequência da rede com recurso aos sistemas de controlo presentes no conversor. No MSC, o controlo de velocidade do rotor e ajuste do ângulo das pás é realizado com o intuito de maximizar a extração de potência de vento incidente sobre a turbina. Por outro lado, o GSC é responsável pelo equilíbrio da tensão no *link* DC e injeção de potência na rede elétrica com frequência constante e baixa distorção harmónica.

#### 2.3.5.2. Gerador de indução duplamente alimentado

O termo “duplamente alimentado” deve-se ao facto dos enrolamentos do estator estarem ligados diretamente à rede elétrica (impondo uma frequência constante) e os terminais do rotor estarem ligados a um conversor B2B que, por sua vez, faz a ligação à rede elétrica. Visto que o rotor é alimentado pelo conversor, a

frequência gerada pelo mesmo é o que permite ajustar a velocidade da máquina independentemente da velocidade da turbina. O objetivo do GSC é manter a tensão do *link* DC equilibrada para ocorrer transferência de potência, enquanto que, o MSC é controlado geralmente pela técnica de controlo direto de binário (DTC) ou controlo de campo orientado (FOC). Como apenas uma fração da potência disponível no rotor (25 – 30 %) transita pelo conversor, não existe a necessidade de equipá-lo com dispendiosos SPA capazes de aguentar a potência nominal do gerador [42]. Outro aspeto importante desta topologia reside no facto de ser possível controlar a injeção de potência ativa e reativa no sistema.

### 2.3.5.3. Regiões de operação e controlo

De acordo com a Agência Internacional de Energia (IEA), os aerogeradores de velocidade variável possuem duas regiões de controlo ao longo do espectro operacional de vento. A Figura 2.13 (a) mostra as regiões de controlo propostas pela IEA e a forma como o binário do gerador e a velocidade do rotor,  $\lambda$  e  $\beta$ , são influenciados ao longo destas regiões.

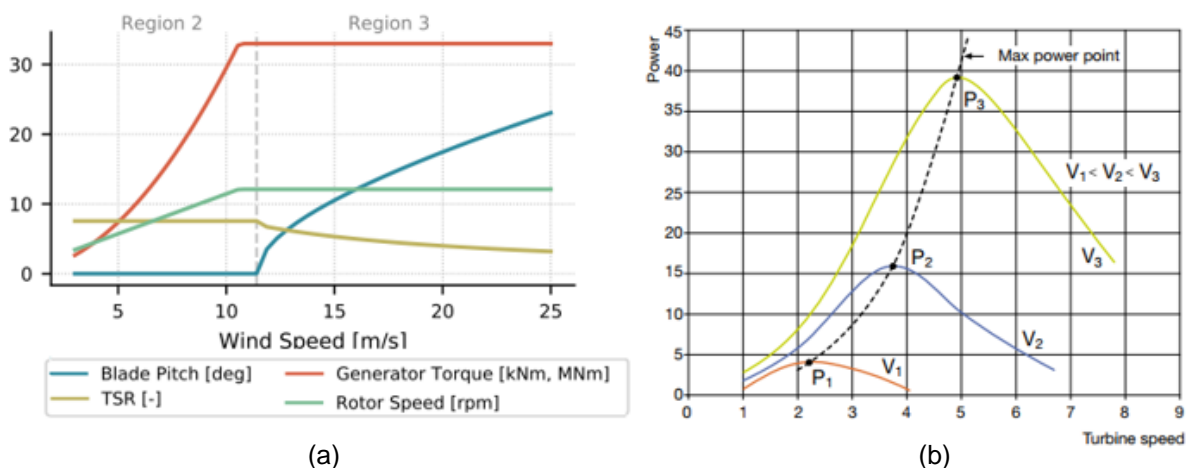


Figura 2.13 – (a) Regiões de operação e desempenho de uma turbina de 5 MW proposto pela IEA [45]; (b) Maximização do  $C_p$  durante a região 2 de controlo [35].

A região 1 de operação e controlo, apesar de não estar representada na Figura 2.13 (a), refere-se à zona de vento abaixo da região de *cut-in* (3 m/s) na qual a turbina não opera. A região 2 compreende o espectro de vento entre os 3 m/s e os 10,5 m/s. Nesta região as pás operam com um ângulo fixo e o controlador de velocidade do rotor é dimensionado com o objetivo de manter  $\lambda$  no valor que maximiza  $C_p$  (Figura 2.13 (b)). A região 3 é definida a partir da velocidade nominal de vento (10,5 m/s). Esta região é responsável por manter a potência nominal do gerador até à zona de *cut-off* (25 m/s) através da cooperação entre o sistema de *pitch control* e o controlo de velocidade do gerador. Por fim, a região 4 que também não se encontra representada na Figura 2.13 (a) é definida a partir da

região de *cut-off* da turbina. Nesta zona, o sistema de travagem atua em conformidade com o sistema de *pitch control*, para que a turbina fique completamente travada.

## 2.4. Conclusões

Neste capítulo começou-se por mencionar a evolução e adoção das energias renováveis a nível global e, mais especificamente em Portugal, durante as últimas duas décadas. Posteriormente, caracterizou-se as principais energias renováveis *offshore* existentes atualmente e a forma como se pode capturar a energia proveniente dos oceanos, vento e sol.

Dada a maturidade e eficiência dos aerogeradores, a energia eólica é a mais indicada à produção de energia *offshore*. A capacidade de transformar a energia cinética do vento em energia mecânica deve-se, maioritariamente, ao dimensionamento das pás e controlo aerodinâmico da turbina (*stall control*, *pitch control* e *yaw control*). A transferência da energia rotacional mecânica do rotor até ao gerador é realizado pelo sistema de transmissão. Este sistema possui duas tecnologias associadas: uma com caixa de velocidades e outra por acionamento direto que representa a nova geração dos aerogeradores de velocidade variável. A conjugação desta última tecnologia com a implementação de MPC possibilitou aumentar significativamente o rendimento energético ao longo de todo o espetro de vento. Além disto, conseguiu-se também reduzir a manutenção e esforço mecânico do sistema de transmissão. A maximização da potência energética ao longo da gama de vento só foi possível através da utilização de sistemas de controlo em regiões de vento definidas. O controlador de velocidade permite maximizar o  $C_p$  durante toda a região 2 e esse mesmo controlador, em conformidade com o sistema de *pitch control*, possibilita manter a potência nominal do gerador.

No capítulo seguinte será caracterizado e deduzido o modelo da dinâmica do conversor multinível NPC B2B, bem como os sistemas de controlo e respetivos controladores.

### 3. Conversor multinível NPC

Este capítulo destina-se à descrição e análise do conversor multinível NPC B2B que interliga o aerogerador à rede elétrica. A partir do modelo do conversor deduz-se as equações da dinâmica através da relação existente entre as variáveis de estado do conversor e as variáveis de controlo dos SPA. Além disso, dimensionam-se também os controladores para ambos os lados do conversor, nomeadamente, controladores de corrente, tensão no *link* DC, equilíbrio da tensão nos condensadores e controlador de velocidade de rotação do rotor.

#### 3.1. Descrição do modelo

Um conversor NPC é constituído por um divisor capacitivo, formado pela ligação em série de  $(n - 1)$  condensadores, que se encontram conectados em paralelo com os três braços do conversor, cada um associado a uma fase da rede elétrica. A Figura 3.1 mostra o esquemático de um conversor NPC de 3 níveis.

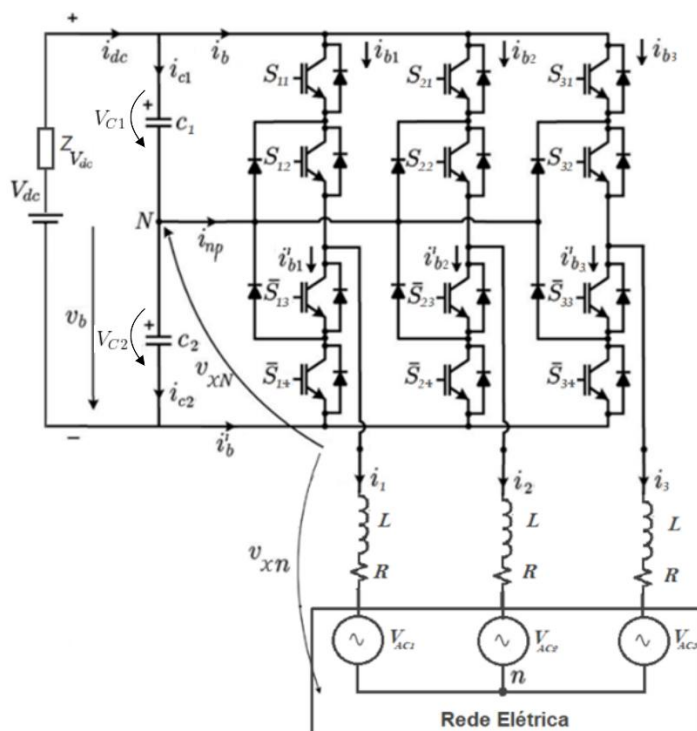


Figura 3.1 – Esquemático de um conversor NPC de 3 níveis (adaptado de [46]). A variável  $x$  refere-se aos braços do conversor que, por sua vez, correspondem a uma fase da rede elétrica.

O divisor capacitivo localiza-se paralelamente à fonte de alimentação  $V_{dc}$  e o ponto  $N$  entre os condensadores refere-se ao ponto neutro do conversor. Através deste divisor capacitivo é possível gerar  $n$  níveis de tensão por braço decorrentes do controlo comutado dos SPA.

Relativamente ao braço do conversor, este é formado por  $2(n - 1)$  SPA ligados em série, cada um deles com um diodo antiparalelo, possibilitando assim a transferência bidirecional de potência quando um dos semicondutores está em aberto. Existem também  $(n - 1)(n - 2)$  diodos por braço que interligam o ponto  $N$  ao ponto intermédio dos SPA. Esta ligação assegura que cada semiconductor principal fica exposto no máximo a uma tensão de  $V_{dc}/(n - 1)$ . De uma forma simplista, um SPA pode ser visto como um interruptor que possui o estado ligado (interruptor fechado) e desligado (interruptor aberto), ou em termos lógicos o estado “1” ou “0”, respetivamente. Apesar de existirem  $2^{2(n-1)}$  combinações de estados disponíveis por braço, não é possível utilizá-las na sua totalidade visto que algumas das combinações comprometem o funcionamento do conversor [46]. A Tabela 3.1 mostra os regimes de operação associados aos estados dos SPA do conversor NPC de 3 níveis, representando para cada estado as tensões no braço,  $v_b$ , e entre o braço e o ponto neutro do conversor,  $v_{xN}$ .

Tabela 3.1 - Estados disponíveis por um conversor NPC de 3 níveis e as respetivas tensões no braço  $v_b$  e entre o braço e o ponto neutro do conversor  $v_{xN}$  (adaptado de [39], [46]).

Operação	Segura						Potencialmente destrutiva					Completamente destrutiva				
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
$S_{x1}$	0	0	0	1	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	0	1
$S_{x2}$	0	1	0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1
$S_{x3}$	0	0	1	0	1	1	0	0	0	1	0	1	0	1	1	1
$S_{x4}$	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1
$v_b$	-	-	-	$+V_{dc}$	$+0,5.V_{dc}$	0	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
$v_{xN}$	-	-	-	$+0,5.V_{dc}$	0	$-0,5.V_{dc}$	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

Nota:  $x$  refere-se aos braços do conversor que, por sua vez, corresponde a uma fase da rede elétrica.

Os três regimes de operação (segura, potencialmente destrutiva e completamente destrutiva) dizem respeito à operacionalidade do conversor consoante os estados dos SPA. No caso da operação “potencialmente destrutiva”, os estados disponíveis dos semicondutores no braço deixam o conversor em aberto e, conseqüentemente, acabam por expor os SPA a elevadas tensões caso existam desequilíbrios de tensão nos condensadores. Por exemplo, assumindo que no estado 7 não existe equilíbrio de tensão nos condensadores, o SPA  $S_{x1}$  fica exposto à tensão do condensador  $C_1$  e se esta for superior à tensão de rutura do IGBT, o semiconductor fica danificado. Os estados dos SPA referentes à operação “completamente destrutiva” acabam por curto-circuitar os condensadores  $C_1$  e  $C_2$  do link DC. A solução para evitar as regiões críticas de operação do conversor (estados



assinalados a amarelo e vermelho) é comandar os SPA da parte superior do braço,  $S_{x1}$  e  $S_{x2}$ , de forma complementar aos SPA da parte inferior,  $S_{x3}$  e  $S_{x4}$ , respetivamente. É desta forma que se obtém os 3 estados válidos do conversor (colunas assinaladas a azul na Tabela 3.1) que podem ser definidos por intermédio de uma variável de comutação  $\gamma_x$ ,

$$\gamma_x = \begin{cases} 1, & (S_{x1} = 1 \wedge S_{x2} = 1) \wedge (S_{x3} = 0 \wedge S_{x4} = 0) \\ 0, & (S_{x1} = 0 \wedge S_{x2} = 1) \wedge (S_{x3} = 1 \wedge S_{x4} = 0). \\ -1, & (S_{x1} = 0 \wedge S_{x2} = 0) \wedge (S_{x3} = 1 \wedge S_{x4} = 1) \end{cases} \quad (3.1)$$

O conversor NPC de 3 níveis origina um total de  $3^n$  combinações de tensão pelos braços do conversor. A Figura 3.2 mostra, de acordo com a variável de comutação  $\gamma_x$ , as 27 combinações de tensão num conversor NPC trifásico de 3 níveis representadas no espaço vetorial e no plano  $\alpha\beta 0$ .

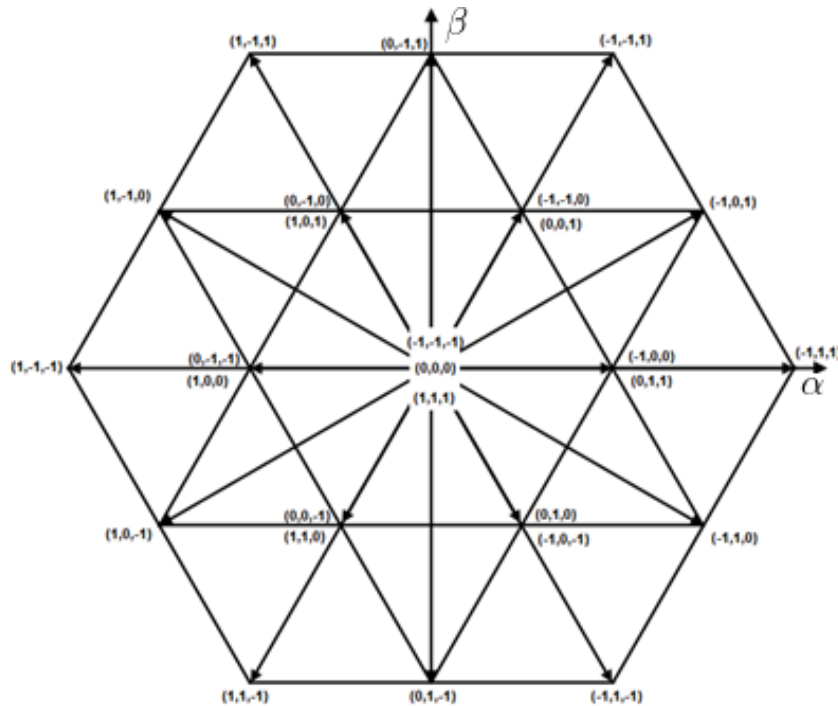


Figura 3.2 – Representação vetorial no plano  $\alpha\beta 0$  das combinações do conversor multinível NPC de 3 níveis (adaptado de [36]).

Como se pode constatar pela Figura 3.2, alguns vetores são redundantes no sentido em que produzem o mesmo valor de tensão aos terminais da carga. Apesar do nível de tensão ser o mesmo, o sentido da corrente no ponto neutro é simétrico e isso acaba por influenciar o equilíbrio de tensão nos condensadores. Dada a simetria de carga e descarga dos condensadores, cada ciclo de modulação deve ser inicializado e finalizado por um vetor redundante. Além disso, deve conter no máximo 4 vetores espaciais de forma a minimizar o número de comutações por ciclo.

A Figura 3.3 mostra a transferência de potência pelo conversor NPC de 3 níveis conforme o modo de operação (retificador ou inversor) e a variável de comutação.

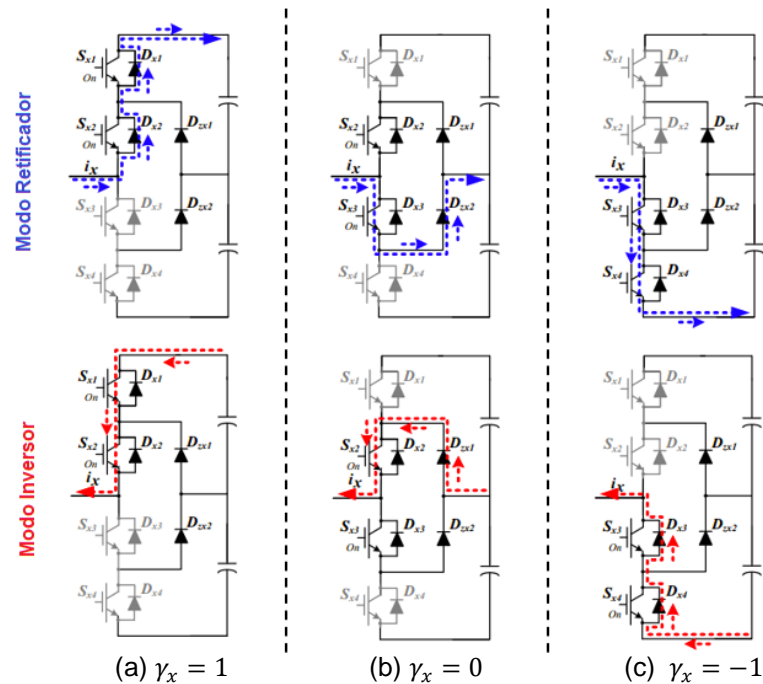


Figura 3.3 - Fluxo de potência pelo conversor NPC de 3 níveis de acordo com a variável de comutação  $\gamma_x$  (adaptado de [47]).

O acoplamento entre a saída do braço e a rede elétrica é realizado por uma bobina  $L$ , com uma resistência de perdas  $R$  associada, que tem como principal objetivo filtrar a corrente AC. Uma característica interessante dos MPC tem a ver com a expansibilidade da sua estrutura através do aumento do número de níveis. Como se pode constatar pela Figura 3.4, o aumento do número de níveis faz com que o sinal à saída se aproxime cada vez mais de uma senoide e, além disso, o conteúdo harmônico fica mais concentrado na componente fundamental.

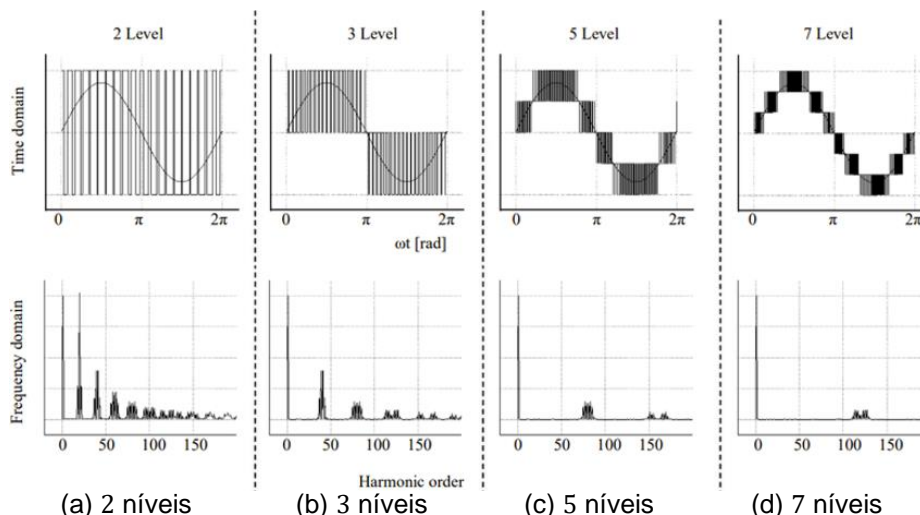


Figura 3.4 - Comparação da forma de onda gerada e respetivo conteúdo harmónico de um NPC [39], [46].

Como o conteúdo harmónico se reduz com o aumento do número de níveis, é possível instalar filtros passivos de menores dimensões. Além deste pormenor, ainda existem outros pontos que caracterizam os NPC [39], [46]:

- Topologia modular e facilmente expansível que permite criar estados redundantes nos SPA de forma a melhorar a resposta do sistema em caso de falha;
- Adequados para operar em aplicações de elevada potência;
- Redução no custo dos SPA visto que para uma tensão  $V_{dc}$  estes apenas estarão expostos a uma fração da tensão,  $V_{dc}/(n - 1)$ ;
- Menor variação entre os patamares de tensão de saída ( $dv/dt$ ), reduzindo a distorção harmónica;
- Para a mesma qualidade energética, é possível operar a frequências de comutação mais baixas comparativamente à topologia de dois níveis, traduzindo-se em menores perdas por comutação nos SPA.
- Redução da tensão em modo comum (CMV) através da implementação de estratégias avançadas de modulação;
- Capacidade de regular a potência reativa.

Apesar do aumento do número de níveis contribuir para o melhoramento do sinal, este acaba por encarecer e dificultar o dimensionamento do conversor. O aumento do número de níveis traduz-se num aumento do número de condensadores e, por conseguinte, o número de díodos ligados ao ponto neutro aumenta de forma quase quadrática para bloquear tensões mais elevadas. Os sistemas de controlo dos SPA e dos condensadores tornam-se mais complexos devido ao aumento do número de componentes e variáveis a controlar. As outras desvantagens associadas aos NPC são [39], [46]:

- Aumento do número de componentes eletrônicos (diodos, condensadores, IGBT, etc) de acordo com o aumento do número de níveis do conversor e, conseqüentemente, maior número de ligações;
- Aumento do número de sensores e circuitos de comando, originando um maior número de ligações no conversor;
- Estratégias de modulação e controlo mais complexas de forma a garantir o equilíbrio de potência por todo o conversor em regime dinâmico e estacionário.

### 3.1.1. Modelo do sistema nas coordenadas 123

A dinâmica do conversor depende das correntes trifásicas ( $i_1$ ,  $i_2$  e  $i_3$ ) e das tensões nos condensadores ( $V_{c1}$  e  $V_{c2}$ ) em função dos elementos presentes no conversor e da variável de comutação por braço ( $\gamma_x$ ). Ao comandar os SPA de forma complementar (3.1) e considerando que as tensões nos condensadores se encontram equilibradas, os 3 níveis de tensão entre o braço e o ponto neutro do conversor,  $v_{xN}$ , podem ser representadas da seguinte forma:

$$v_{xN} = \gamma_x \frac{V_{dc}}{2}. \quad (3.2)$$

O sentido e a direção das correntes nos braços,  $i_{bx}$  e  $i'_{bx}$ , dependem da posição da onda trifásica,  $i_x$ , e do valor da variável de comutação em cada braço,  $\gamma_x$ :

$$\begin{cases} i_{bx} = \frac{\gamma_x(\gamma_x + 1)}{2} i_x \\ i'_{bx} = \frac{\gamma_x(\gamma_x - 1)}{2} i_x \end{cases}. \quad (3.3)$$

Uma vez que a equação anterior será usada mais tarde, utilizam-se novas variáveis ( $\Gamma_{1x}$  e  $\Gamma_{2x}$ ) para facilitar a manipulação das equações daqui para a frente:

$$\begin{cases} \Gamma_{1x} = \frac{\gamma_x(\gamma_x + 1)}{2} \\ \Gamma_{2x} = \frac{\gamma_x(\gamma_x - 1)}{2} \end{cases}. \quad (3.4)$$

A partir das equações (3.3) e (3.4) é possível representar as correntes  $i_b$  e  $i'_b$  a partir do somatório das correntes  $i_{bx}$  e  $i'_{bx}$  consoante a variável de comutação:

$$\begin{cases} i_b = \sum_{x=1}^3 \Gamma_{1x} i_{bx} \\ i'_b = - \sum_{x=1}^3 \Gamma_{2x} i'_{bx} \end{cases} \quad (3.5)$$

Aplicando a lei de *Kirchhoff* dos nós no lado DC do conversor multinível (Figura 3.1), as correntes nos condensadores são dadas por:

$$\begin{cases} i_{C1} = i_{dc} - i_b = i_{dc} - \sum_{x=1}^3 \Gamma_{1x} i_{bx} \\ i_{C2} = i_{dc} + i'_b = i_{dc} + \sum_{x=1}^3 \Gamma_{2x} i'_{bx} \end{cases} \quad (3.6)$$

Substituindo a corrente no condensador pela relação matemática  $C \frac{dV_C}{dt}$ , e resolvendo a equação em ordem à derivada da tensão no condensador, obtém-se a dinâmica do mesmo face às variáveis de comutação dos SPA:

$$\begin{cases} \frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1} (i_{dc} - (\Gamma_{11} i_1 + \Gamma_{12} i_2 + \Gamma_{13} i_3)) \\ \frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{1}{C_2} (i_{dc} - (\Gamma_{21} i_1 + \Gamma_{22} i_2 + \Gamma_{23} i_3)) \end{cases} \quad (3.7)$$

Para completar a dinâmica do conversor falta deduzir as equações da dinâmica das correntes AC do conversor. Para tal, recorreu-se à lei de *Kirchhoff* das malhas e alcançou-se a seguinte relação entre a tensão à saída do braço e o ponto neutro da rede elétrica:

$$v_{xn} = L_x \frac{di_x}{dt} + R_{Lx} i_x + V_{ACx} \quad (3.8)$$

Assumindo que a REE se encontra equilibrada ( $\sum_{x=1}^3 V_{ACx} = 0$ ) e que as bobinas de filtragem são todas iguais, é possível relacionar as tensões compostas do lado AC,  $v_{xn}$ , com as tensões entre os braços e o ponto neutro do conversor,  $v_{xN}$ :

$$\begin{cases} v_{1n} + v_{2n} + v_{3n} = 0 \\ v_{12} = v_{1n} - v_{2n} = v_{1N} - v_{2N} \\ v_{23} = v_{2n} - v_{3n} = v_{2N} - v_{3N} \\ v_{31} = v_{3n} - v_{1n} = v_{3N} - v_{1N} \end{cases} \quad (3.9)$$

Considerando que as tensões nos condensadores se encontram equilibradas ( $V_{C1} \approx V_{C2} \approx \frac{V_{dc}}{2}$ ), é possível associar as tensões  $v_{xn}$  presentes em (3.9) às variáveis de comutação  $\gamma_x$ :

$$\begin{cases} v_{1n} = \frac{(2\gamma_1 - \gamma_2 - \gamma_3) V_{dc}}{3} \\ v_{2n} = \frac{(2\gamma_2 - \gamma_1 - \gamma_3) V_{dc}}{3} \\ v_{3n} = \frac{(2\gamma_3 - \gamma_1 - \gamma_2) V_{dc}}{3} \end{cases} \quad (3.10)$$

Uma vez que (3.10) será utilizada mais tarde, procede-se a uma mudança de variável para simplificar a representação das variáveis de comutação presentes nas tensões  $v_{xn}$ :

$$\Xi_x = \frac{1}{3} \left( 2\gamma_x - \sum_{\substack{z=1 \\ z \neq k}}^3 \gamma_z \right). \quad (3.11)$$

Por fim, resolvendo (3.8) em ordem às correntes  $i_x$  e substituindo as tensões  $v_{xn}$  pela dedução (3.10) simplificada por (3.11), alcança-se a dinâmica das correntes do lado AC:

$$\frac{di_x}{dt} = \frac{1}{L} \left( \Xi_x \frac{V_{dc}}{2} - R_L i_x - V_{ACx} \right). \quad (3.12)$$

Agrupando matricialmente (3.7) e (3.12) atinge-se o modelo dinâmico do conversor relacionando as variáveis de estado com as variáveis de comutação:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \\ \frac{di_3}{dt} \\ \frac{dV_{C1}}{dt} \\ \frac{dV_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 & 0 & \frac{\Xi_1}{L} \\ 0 & -\frac{R_L}{L} & 0 & \frac{\Xi_2}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R_L}{L} & \frac{\Xi_3}{L} \\ -\frac{\Gamma_{11}}{C_1} & -\frac{\Gamma_{12}}{C_1} & -\frac{\Gamma_{13}}{C_1} & 0 \\ \frac{\Gamma_{21}}{C_2} & \frac{\Gamma_{22}}{C_2} & \frac{\Gamma_{23}}{C_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ \frac{V_{dc}}{2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_1} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AC1} \\ V_{AC2} \\ V_{AC3} \\ i_{dc} \end{bmatrix}. \quad (3.13)$$

### 3.1.2. Modelo do sistema nas coordenadas $\alpha\beta 0$

A transformada de *Clarke* consiste numa matriz de transformação,  $\mathbf{C}$ , que relaciona as grandezas de um sistema em coordenadas 123,  $\mathbf{X}_{123}$ , em coordenadas ortogonais  $\alpha\beta 0$ ,  $\mathbf{X}_{\alpha\beta 0}$ , e vice-versa. A matriz de transformação possui dois modelos que se diferenciam na questão da preservação da potência ativa e reativa do sistema. Neste caso em particular, optou-se pela matriz que preserva a potência do sistema, sendo a transformada de *Clarke* representada da seguinte forma [36]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{X}_{123} = \mathbf{C} \mathbf{X}_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \mathbf{X}_{\alpha\beta 0} \\ \mathbf{X}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{C}^T \mathbf{X}_{123} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \mathbf{X}_{123} \end{array} \right. \quad (3.14)$$

Partindo do princípio que a REE se encontra equilibrada ( $\sum_{x=1}^3 V_{ACx} = 0 \wedge \sum_{x=1}^3 i_{ACx} = 0$ ), a utilização da transformada de Clarke no modelo anterior simplifica-o para apenas 2 coordenadas ( $\alpha\beta$ ), uma vez que a componente homopolar (0) sob esta condição é nula. Assumindo que ambos os condensadores são iguais em termos de capacitância ( $C_1 = C_2 = C$ ) e que ambos se encontram equilibrados ( $V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_{dc}}{2}$ ), é possível simplificar o modelo do conversor nas coordenadas  $\alpha\beta 0$ :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 & \frac{\gamma_\alpha}{L} \\ 0 & -\frac{R_L}{L} & \frac{\gamma_\beta}{L} \\ \frac{-\gamma_\alpha^2}{C} & \frac{-\gamma_\beta^2}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \frac{V_{dc}}{2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AC\alpha} \\ V_{AC\beta} \\ i_{dc} \end{bmatrix}, \quad (3.15)$$

onde as variáveis de comutação são dadas da seguinte forma:

$$\begin{cases} \gamma_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \gamma_1 - \frac{\gamma_2}{2} - \frac{\gamma_3}{2} \right) \\ \gamma_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \gamma_2 - \frac{\sqrt{3}}{2} \gamma_3 \right) \end{cases} \quad (3.16)$$

### 3.1.3. Modelo do sistema nas coordenadas $dq0$

A transformada de *Park* converte o modelo nas coordenadas  $\alpha\beta0$  num em que as grandezas elétricas giram com uma velocidade síncrona  $\omega$  à do referencial (sistema de coordenadas  $dq0$ ). Este modelo é caracterizado por um ângulo  $\theta$  que depende do eixo,  $d$  ( $\phi = 0 \text{ rad}$ ) ou  $q$  ( $\phi = \frac{\pi}{2} \text{ rad}$ ), escolhido para fazer o alinhamento com o eixo  $\alpha$ :

$$\theta = \omega t + \phi. \quad (3.17)$$

A relação entre as coordenadas  $\alpha\beta0$  e as coordenadas  $dq0$  é obtida através da matriz transformação  $\mathbf{D}$ :

$$\begin{cases} \mathbf{X}_{\alpha\beta0} = \mathbf{D} \mathbf{X}_{dq0} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{X}_{dq0} \\ \mathbf{X}_{dq0} = \mathbf{D}^T \mathbf{X}_{\alpha\beta0} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{X}_{\alpha\beta0} \end{cases} \quad (3.18)$$

A utilização desta transformada no modelo presente em (3.15) dá origem ao modelo do conversor nas coordenadas  $dq0$  que, novamente, não apresenta componente homopolar (0) devido à simetria da REE:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \omega & \frac{\gamma_d}{L} \\ -\omega & -\frac{R_L}{L} & \frac{\gamma_q}{L} \\ \frac{-\gamma_d}{C} & \frac{-\gamma_q}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \frac{V_{dc}}{2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ACd} \\ V_{ACq} \\ i_{dc} \end{bmatrix}, \quad (3.19)$$

em que as variáveis de comutação  $\gamma_d$  e  $\gamma_q$  são dadas da seguinte forma:

$$\begin{cases} \gamma_d = \gamma_\alpha \cos \theta + \gamma_\beta \sin \theta \\ \gamma_q = -\gamma_\alpha \sin \theta + \gamma_\beta \cos \theta \end{cases} \quad (3.20)$$



### 3.2. Estrutura e controlo do conversor NPC B2B que interliga o aerogerador à REE

A Figura 3.5 mostra a configuração do sistema do aerogerador DD-PMSG conectado à REE por intermédio de um conversor NPC B2B de 3 níveis.

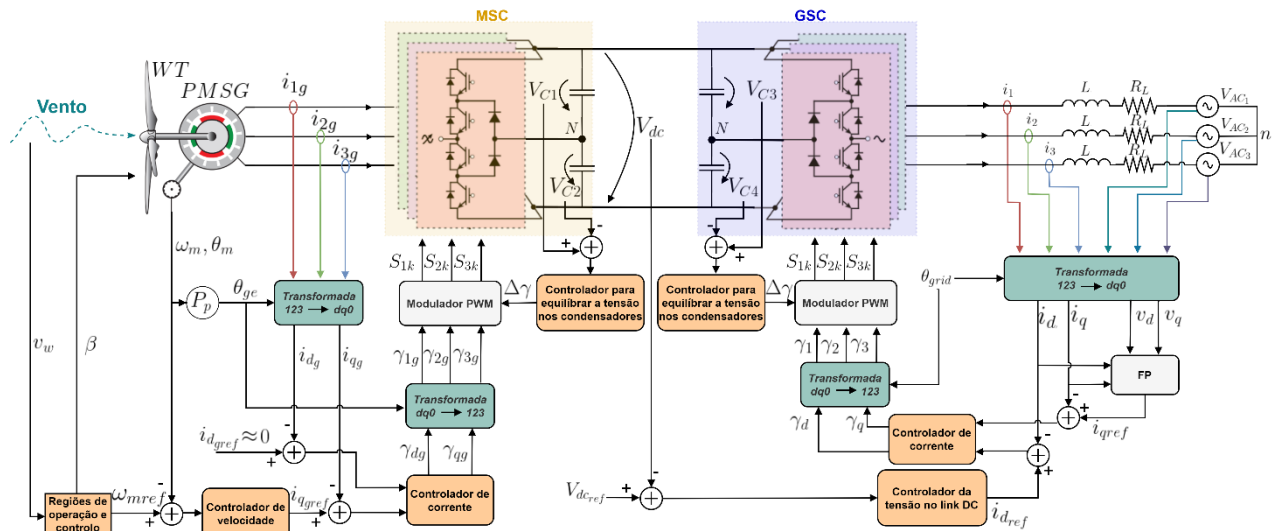


Figura 3.5 - Configuração do conversor NPC B2B e respetivos controladores (adaptado de [48]).

Do lado MSC, o bloco designado por “regiões de operação e controlo” estipula, por mapeamento direto, a velocidade de referência  $\omega_{mref}$  que o rotor do aerogerador deve seguir para extrair a máxima potência do vento. Uma vez que o eixo do rotor da máquina se encontra alinhado com o referencial da corrente na componente  $dq0$ , o controlador da velocidade da máquina controla a velocidade propriamente dita através da imposição de uma corrente de referência,  $i_{qgref}$ , relativa ao erro da velocidade entre  $\omega_{mref}$  e a velocidade atual da máquina  $\omega_m$ . A corrente de referência na componente direta,  $i_{dgref}$ , é definida como zero para que a extração de potência seja realizada com um FP unitário. O controlador de corrente recebe estas referências e a sua resposta tem como objetivo gerar os sinais modulantes para interagir com as portadoras triangulares presentes no bloco “modulador PWM”. De forma a manter o equilíbrio da tensão nos condensadores, as portadoras são deslocadas de acordo com a resposta  $\Delta\gamma$  do controlador responsável para este efeito (“controlador para equilibrar a tensão nos condensadores”). Por fim, a comparação entre as portadoras deslocadas com as ondas modulantes, decorrentes do controlador de corrente, é o que permite comandar os IGBT neste lado do conversor.

Apesar do GSC possuir o mesmo tipo de controlador de corrente e equilíbrio da tensão nos condensadores, a extração de potência do *link* DC deve-se ao controlador da tensão do *link* DC. Este controlador mantém a tensão no *link* DC em

torno da referência ( $V_{dc_{ref}}$ ) através da imposição da corrente  $i_{d_{ref}}$  no controlador de corrente. De modo a ir de encontro às necessidades da REE, a potência reativa a injetar na REE é definida com base no ajuste do valor da corrente em quadratura,  $i_q$ , resultante das relações matemáticas entre potência aparente e FP pretendidos no momento. Tomando como exemplo um FP = 1, se a tensão no *link* DC aumentar, maior tem de ser o valor de  $i_{d_{ref}}$  para extrair potência do *link* DC e, ao mesmo tempo, manter a tensão em torno da referência. Nas subsecções seguintes será realizado o dimensionamento de cada controlador exibido na Figura 3.5.

### 3.2.1. Controlador de corrente

As variáveis de comutação ( $\gamma_{123}$ ) resultam da comparação entre as portadoras triangulares e as ondas modulantes geradas pelo controlador de corrente. Assumindo que existe equilíbrio nos condensadores, o correto dimensionamento deste controlador permite gerar ondas modulantes que acompanham as referências com pouco tremor, traduzindo-se em sinais à saída dos braços do conversor com baixo THD. As correntes de referência são ajustadas por intermédio de malhas externas utilizadas para controlar, por exemplo, a tensão DC e a velocidade de rotação da máquina.

O dimensionamento do controlador de corrente é realizado com recurso ao modelo nas coordenadas  $dq0$  (3.19) do conversor. Obtiveram-se as seguintes equações das correntes:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_L}{L}i_d + \omega i_q + \frac{\gamma_d V_{dc}}{L} - \frac{V_{ACd}}{L} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_L}{L}i_q - \omega i_d + \frac{\gamma_q V_{dc}}{L} - \frac{V_{ACq}}{L} \end{cases} \quad (3.22)$$

Aplicando a transformada de *Laplace* em ambas as equações e resolvendo em ordem às correntes  $i_d$  e  $i_q$  tem-se:

$$\begin{cases} i_d = \frac{\frac{1}{L} \left( \frac{V_{dc}}{2} \gamma_d + \omega L i_q - V_{ACd} \right)}{\left( s + \frac{R_L}{L} \right)} \\ i_q = \frac{\frac{1}{L} \left( \frac{V_{dc}}{2} \gamma_q - \omega L i_d - V_{ACq} \right)}{\left( s + \frac{R_L}{L} \right)} \end{cases} \quad (3.23)$$

As variáveis  $\gamma_d$  e  $\gamma_q$  caracterizam a onda modulante (resultante das variáveis de comutação no domínio  $dq0$ ) a aplicar no modulador PWM de forma que a corrente siga a referência pretendida. Optou-se por um controlador proporcional integral (PI) e, como tal, substitui-se  $\gamma_d$  e  $\gamma_q$  em (3.23) pela função de transferência do controlador para dimensionar as constantes de controlo  $k_{p_{Ix}}$  e  $k_{i_{Ix}}$ , em que  $x \in \{d, q\}$ :

$$i_x = \frac{1}{L} \frac{V_{dc}}{2} \frac{k_{p_{Ix}}}{s} \left( s + \frac{k_{i_{Ix}}}{k_{p_{Ix}}} \right) (i_{xref} - i_x). \quad (3.24)$$

Procedendo à técnica de cancelamento pólo-zero,  $\frac{k_{i_{Ix}}}{k_{p_{Ix}}} = \frac{R_L}{L}$ , este modelo de controlo passa a ser caracterizado por um sistema de primeira ordem do tipo filtro passa-baixo com largura de banda  $\omega_{p_I}$ :

$$\frac{i_x}{i_{xref}} = \frac{\omega_{p_I}}{s + \omega_{p_I}}. \quad (3.25)$$

É a partir de (3.25) e com base no desenvolvimento de (3.24) que se obtém as constantes de controlo:

$$k_{p_{Ix}} = L\omega_{p_I}; \quad k_{i_{Ix}} = \frac{R_L}{L} k_{p_{Ix}}. \quad (3.26)$$

É importante relembrar que a componente proporcional,  $k_{p_{Ix}}$ , de um controlador PI produz um valor à saída proporcional ao valor do erro atual. A componente integral, por definição, corresponde ao integral do erro acumulado num intervalo de tempo multiplicado por um ganho  $k_{i_I}$ . Dadas as equações presentes em (3.26), a constante proporcional  $k_{p_{Ix}}$  depende diretamente da indutância da bobina  $L$  e da largura de banda  $\omega_{p_I}$ . Visto que o valor de  $L$  é constante, quanto maior é  $\omega_{p_I}$ , mais brusca é a resposta proporcional perante uma ligeira alteração do erro. Por conseguinte,  $k_{i_{Ix}}$  é também influenciada por  $k_{p_{Ix}}$  e caso este ganho seja bastante acentuado, a componente integral acumulará muito erro e isso acaba por perturbar a resposta do sistema. Para que o controlador de corrente seja rápido e estável, o valor da largura de banda  $\omega_{p_I}$  deve ser inferior à frequência da portadora,  $f_p$ :

$$\omega_{p_I} < 2\pi f_p. \quad (3.27)$$

O diagrama de blocos deste controlador em malha fechada encontra-se representado na Figura 3.6, sendo  $x \in \{d, q\}$ . De notar que neste diagrama a variável  $z \in \{d, q\} \wedge z \neq x$  e a perturbação  $\omega L i_z$  altera o seu sinal para negativo quando  $z = q$ .

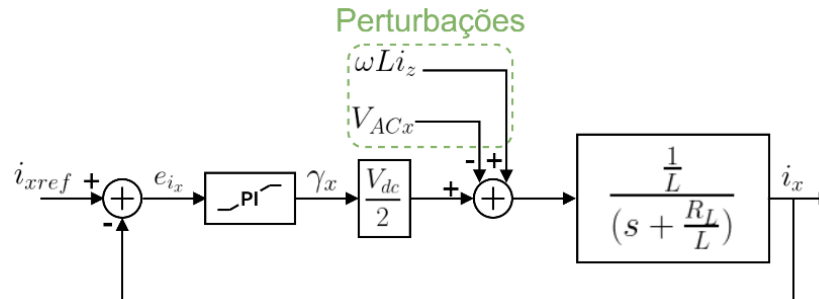


Figura 3.6 - Diagrama de blocos do controlador de corrente nas coordenadas  $dq$ .

### 3.2.2. Controlador para equilibrar a tensão nos condensadores

O equilíbrio da tensão nos condensadores é conseguido pela adição de um deslocamento vertical  $\Delta\gamma$  nas portadoras triangulares utilizadas nos moduladores PWM. Este deslocamento altera o erro da tensão nos condensadores e, por conseguinte, o fator de ciclo dos SPA. A Figura 3.7 mostra o que acontece aos impulsos dos SPA quando as portadoras sofrem um deslocamento  $\Delta\gamma$  positivo.

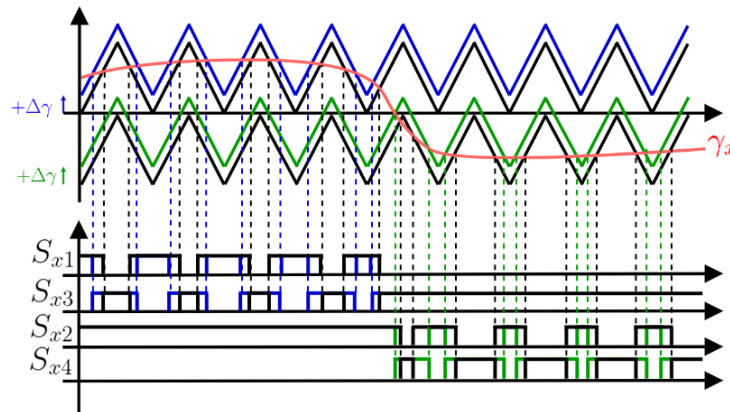


Figura 3.7 - Impacto causado nos impulsos dos SPA devido ao deslocamento positivo das portadoras.

Esta alteração do fator de ciclo dos impulsos permite controlar a utilização dos condensadores (carga ou descarga) de acordo com o sentido de potência presente no conversor. Tomando como exemplo a Figura 3.7, o deslocamento positivo das portadoras faz com que o condensador  $C_1$  seja menos utilizado comparativamente ao  $C_2$ . Para complementar, quando a onda modulante é positiva, os impulsos do  $S_{x1}$  apresentam uma diminuição no fator de ciclo e isso acaba por carregar ou

descarregar o condensador  $C_1$ . Por outro lado, quando a onda modulante é negativa, o  $S_{x3}$  permanece sempre ligado e o  $S_{x4}$  apresenta um aumento no fator de ciclo dos seus impulsos, levando a que o  $C_2$  seja mais utilizado que o  $C_1$ .

Com base nas equações da tensão nos condensadores descritas em (3.13) e considerando ( $C_1 \approx C_2 \approx C \wedge V_{dc} \approx V_{C1} + V_{C2}$ ), a dinâmica do erro da tensão nos condensadores,  $e_{V_C}$ , tendo em conta o deslocamento vertical das portadoras,  $\Delta\gamma$ , é dada pela seguinte relação:

$$\frac{de_{V_C}}{dt} = \frac{dV_{C1}}{dt} - \frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{1}{C} [-(\gamma_1 + \Delta\gamma)^2 i_1 - (\gamma_2 + \Delta\gamma)^2 i_2 - (\gamma_3 + \Delta\gamma)^2 i_3]. \quad (3.28)$$

Desenvolvendo a equação anterior e considerando um sistema equilibrado ( $\sum_{x=1}^3 i_x = 0$ ):

$$\frac{de_{V_C}}{dt} = \frac{dV_{C1}}{dt} - \frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{1}{C} [(-\gamma_1^2 i_1 - \gamma_2^2 i_2 - \gamma_3^2 i_3) - 2\Delta\gamma(\gamma_1 i_1 + \gamma_2 i_2 + \gamma_3 i_3)]. \quad (3.29)$$

É a partir da equação (3.29) que se verifica que o erro da tensão nos condensadores é influenciado pelo deslocamento vertical das portadoras e também pelo sentido de transferência de potência ( $i_b - i'_b$ ). O sentido de transferência  $P$  no conversor tem por base:

$$P \approx (i_b - i'_b) \approx (\gamma_1 i_1 + \gamma_2 i_2 + \gamma_3 i_3). \quad (3.30)$$

Aplicando a transformada de *Laplace* à equação (3.29) e resolvendo em ordem ao erro da tensão nos condensadores, obtém-se a dinâmica do erro dos condensadores de acordo com as correntes trifásicas,  $\Delta\gamma$  e  $\gamma_x$ :

$$e_{V_C} = \frac{1}{sC} [(-\gamma_1^2 i_1 - \gamma_2^2 i_2 - \gamma_3^2 i_3) - 2\Delta\gamma P]. \quad (3.31)$$

Para manter  $e_{V_C} \approx 0$ , optou-se por dimensionar um controlador PI com base no deslocamento das portadoras e no sentido de transferência de potência. A primeira parcela da equação (3.31) é considerada, do ponto de vista de controlo, como a perturbação, visto que em regime estacionário o seu comportamento é praticamente constante. Ignorando a perturbação e substituindo  $\Delta\gamma$  pelo controlador PI, alcança-se a respetiva função de transferência do sistema em malha fechada:

$$\frac{e_{V_C}}{e_{V_{Cref}}} = \frac{k_{p_c} \frac{2P}{C} \left( s + \frac{k_{i_c}}{k_{p_c}} \right)}{s^2 - k_{p_c} \frac{2}{C} P s - k_{i_c} \frac{2}{C} P}. \quad (3.32)$$

Visto tratar-se de uma função de segunda ordem, as constantes de controlo  $k_{p_c}$  e  $k_{i_c}$  são obtidas da seguinte forma:

$$k_{p_c} = -\frac{\xi_c \omega_{n_c} C}{P}; \quad k_{i_c} = -\frac{\omega_{n_c}^2}{2P}. \quad (3.33)$$

Como se pode constatar por (3.33), as variáveis de controlo alteram o seu sinal consoante o sentido da potência,  $P$ , no conversor. Para o dimensionamento dos ganhos,  $k_{p_c}$  e  $k_{i_c}$ , atribui-se a  $P$  o valor da potência nominal do conversor que é alterado pelo sentido da potência. A estabilidade e eficácia da resposta do controlador depende, em grande parte, do valor da frequência natural,  $\omega_{n_c}$ , e do coeficiente de amortecimento,  $\xi_c$ . Por norma, quanto maior é  $\omega_{n_c}$ , menor é o tempo de subida (*rise time*) da resposta do controlador a uma variação na entrada. Por outro lado, quanto maior é  $\xi_c$ , maior é o *overshoot* e, conseqüentemente, mais tempo levará até se atingir o regime estacionário. A Figura 3.8 mostra o diagrama de blocos referente a este controlador.

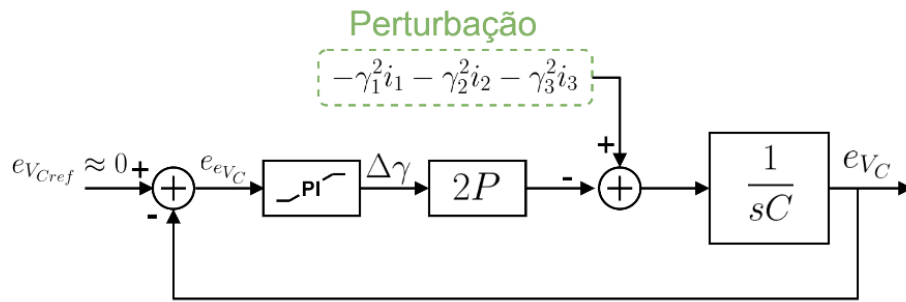


Figura 3.8 - Diagrama de blocos do controlador para o equilíbrio da tensão nos condensadores.

### 3.2.3. Controlador da tensão no *link* DC

O controlador da tensão no *link* DC, como o nome indica, regula a tensão no *link* DC através da imposição de uma corrente de referência no controlador de corrente pertencente ao GSC. Com base no modelo descrito em (3.19) é possível alcançar a dinâmica da tensão no *link* DC:

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = -\frac{\gamma_d}{C} i_d - \frac{\gamma_q}{C} i_q + 2 \frac{i_{dc}}{C}. \quad (3.34)$$

Considerando em regime estacionário um  $FP = 1$  ( $i_q \ll i_d$ ), a dinâmica da corrente  $i_d$  presente em (3.19) demonstra que em termos médios:

$$\bar{\gamma}_d \approx 2 \frac{V_{ACd}}{V_{dc}}. \quad (3.35)$$

Tendo em conta as considerações mencionadas anteriormente, as componentes  $i_q$  e  $i_{dc}$  podem ser vistas como perturbações ao sistema de controlo. Procedendo à substituição de  $i_d$  pela função de transferência do controlador PI e também de (3.35) em (3.34), obtém-se a seguinte função de transferência do sistema em malha fechada referente a  $V_{dc}$ :

$$\frac{V_{dc}}{V_{dcref}} = \frac{-k_{p_{link}} \left( s + \frac{k_{i_{link}}}{k_{p_{link}}} \right) \frac{2V_{ACd}}{V_{dc}} \frac{1}{C}}{s^2 - k_{p_{link}} \frac{2V_{ACd}}{V_{dc}} \frac{1}{C} s - k_{i_{link}} \frac{2V_{ACd}}{V_{dc}} \frac{1}{C}}. \quad (3.36)$$

Os ganhos de controlo,  $k_{p_{link}}$  e  $k_{i_{link}}$ , são deduzidos a partir do denominador da função anterior de segunda ordem:

$$k_{p_{link}} = -\frac{2 \xi_{link} \omega_{n_{link}} V_{dc} C}{2 V_{ACd}}; \quad k_{i_{link}} = -\frac{\omega_n^2 V_{dc} C}{2 V_{ACd}}. \quad (3.37)$$

Para o dimensionamento destes ganhos, substitui-se  $V_{dc}$  pelo valor de tensão que se pretende no *link* DC e se o eixo  $d$  do referencial  $dq0$  estiver alinhado com a componente  $\alpha$ , o valor de  $V_{ACd}$  equivale a:

$$V_{ACd} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_{AC1}. \quad (3.38)$$

A Figura 3.9 mostra o diagrama do controlador da tensão no *link* DC em que a resposta do PI segue para o controlador interno de corrente assinalado a azul.

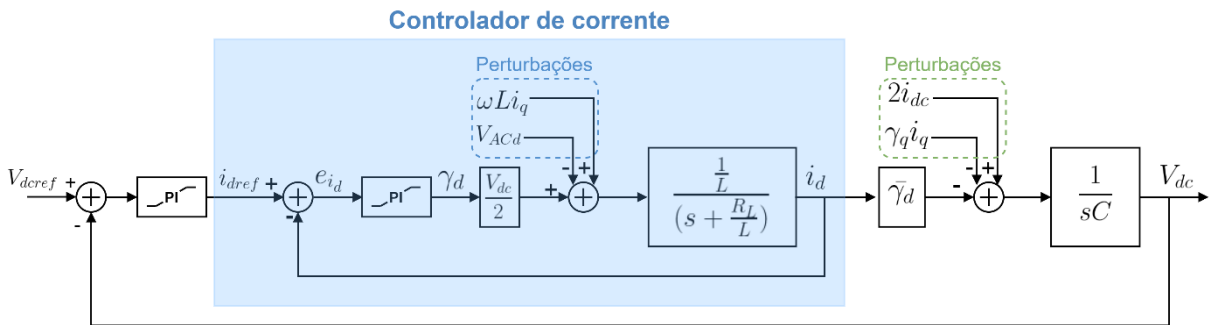


Figura 3.9 - Diagrama de blocos referente ao controlador de tensão no *link* DC.

Como a resposta do controlador de tensão no *link* DC fornece  $i_{dref}$  para o controlador de corrente, é fundamental que a frequência natural deste controlador,  $\omega_{n_{link}}$ , seja inferior à largura de banda do controlador interno de corrente,  $\omega_{p_i}$ , para que  $i_d$  acompanhe  $i_{dref}$ .

### 3.2.4. Controlador da velocidade da máquina

A estratégia deste controlador passa por impor uma corrente de referência no controlador interno de corrente para que a velocidade do rotor ( $\omega_m$ ) siga a velocidade de referência ( $\omega_{mref}$ ) definida para o vento incidente sobre a turbina. Por exemplo, quanto maior é o erro da velocidade, maior é a magnitude da corrente que se traduz num abrandamento da velocidade da máquina. O controlo da velocidade é realizado por um controlador PI, tendo este sido dimensionado com base na substituição da equação (2.5) na dinâmica do gerador exibida em (2.4),

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = -T_{ext} + \sqrt{\frac{3}{2}} P_p (\lambda_{af} i_{qg} + (L_d - L_q) i_{dg} i_{qg}). \quad (3.39)$$

Se a equação anterior for resolvida em ordem à velocidade do rotor e assumindo um PMSG ideal em que as indutâncias são iguais ( $L_d = L_q$ ):

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} \left[ -T_{ext} + \sqrt{\frac{3}{2}} P_p (\lambda_{af} i_{qg}) \right]. \quad (3.40)$$

A variável  $T_{ext}$  corresponde ao binário do vento incidente na turbina. Como o objetivo deste controlador é definir uma corrente de referência com base no erro da velocidade, a função de transferência do sistema em malha fechada é alcançada pela aplicação da transformada de *Laplace* após a substituição de  $i_{qg}$  pela função transferência do controlador PI,

$$\frac{\omega_m}{\omega_{mref}} = \frac{k_{p\omega} \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{P_p}{J} \lambda_{af}}{s + k_{p\omega} \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{P_p}{J} \lambda_{af}}. \quad (3.41)$$

Sendo esta uma função de primeira ordem resultante do cancelamento pólo-zero,  $\frac{k_{i\omega}}{k_{p\omega}} = \frac{B}{J}$ , as constantes de controlo  $k_{p\omega}$  e  $k_{i\omega}$  são caracterizadas pelas seguintes equações,

$$k_{p\omega} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\omega_{p\omega} J}{P_p \lambda_{af}}; \quad k_{i\omega} = \frac{B}{J} k_{p\omega}. \quad (3.42)$$

Neste caso, como a saída do controlador de velocidade fornece uma corrente de referência para o controlador interno de corrente, é fundamental que a largura de



banda,  $\omega_p$ , deste controlador esteja compreendida entre a frequência máxima do sinal AC gerado pela máquina,  $f_{ACmax}$ , e a frequência das portadoras,  $f_p$ , utilizadas no modulador PWM.

$$2\pi f_{ACmax} < \omega_p < 2\pi f_p. \quad (3.43)$$

A Figura 3.10 exibe o diagrama de blocos do controlador de velocidade da máquina em que a resposta do PI segue para o controlador interno de corrente assinalado a azul.

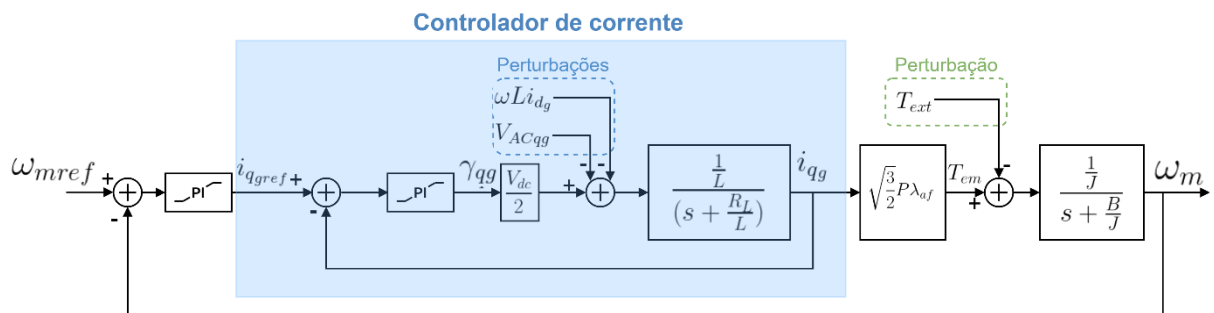


Figura 3.10 - Diagrama de blocos referente ao controlador de velocidade da máquina.

### 3.3. Conclusões

Neste capítulo fez-se uma breve caracterização do modelo do conversor NPC de 3 níveis e da forma como a potência é distribuída pelos elementos do conversor consoante os estados dos IGBT. Posteriormente, descreveu-se as equações da dinâmica do conversor nas coordenadas 123 e aplicou-se as transformadas de *Clarke* e *Park* para poder representar o mesmo modelo nas coordenadas  $\alpha\beta 0$  e  $dq0$ , respetivamente.

O controlo dos estados dos IGBT deve-se, essencialmente, à técnica de controlo escolhida para o efeito. Nesta tese em específico, optou-se pela técnica de modulação por largura de impulsos uma vez que esta apresenta uma elevada robustez e eficiência conjugada com um baixo peso computacional. Nesta técnica, o comando dos IGBT é realizado pelo sinal PWM resultante da comparação entre as portadoras triangulares e o sinal modulante proveniente do controlador de corrente. Este sinal PWM origina  $n$  níveis de tensão à saída do braço e o THD da onda depende de vários fatores, como por exemplo: quociente entre as frequências das portadoras e do sinal modulante, distribuição das portadoras, entre outros.

Por fim, descreveu-se a estrutura de um conversor NPC B2B de 3 níveis que interliga um aerogerador DD-PMSG à REE e os controladores presentes no sistema. Do lado MSC, a operação eficiente do aerogerador deve-se à cooperação entre as regiões de operação e controlo, definidas pelo fabricante, e os controladores impostos no conversor. Este lado do conversor é caracterizado por possuir um controlador de velocidade que impõe uma corrente de referência no controlador interno de corrente para gerar as ondas modulantes. Estas ondas são posteriormente comparadas com as portadoras triangulares, deslocadas pelo controlador de equilíbrio dos condensadores, e o resultado desta comparação é o que permite comandar os estados dos IGBT. No lado GSC, apesar de possuir o mesmo tipo de controlador de corrente e equilíbrio da tensão nos condensadores, a magnitude da corrente de referência é imposta pela saída do controlador de tensão no *link* DC.

No capítulo seguinte serão descritos e analisados os resultados obtidos no protótipo laboratorial e no modelo realizado em simulação de um aerogerador interligado à REE por um conversor NPC B2B.

## 4. Componente de simulação e laboratorial

Este capítulo é iniciado com a descrição do modelo de simulação bem como a descrição do protótipo laboratorial. Começa-se com uma descrição geral do modelo de simulação e posteriormente explica-se, de forma mais pormenorizada, os submódulo dimensionados. Logo de seguida caracteriza-se o protótipo laboratorial e as configurações utilizadas no microcontrolador para que o conversor opere da forma pretendida. Depois apresentam-se as respostas dos controladores implementados no conversor, tanto a nível laboratorial como em simulação, e por fim exibem-se os resultados das regiões de operação e controlo.

### 4.1. Descrição do modelo de simulação

Através da ferramenta de simulação MATLAB/*Simulink* e tomando como referência o modelo da Figura 3.5, dimensionou-se o sistema completo de um aerogerador e a respetiva interligação à REE por parte de um conversor NPC B2B de 3 níveis. A utilização da biblioteca *Simscape Power Systems* possibilitou a construção deste sistema uma vez que nela constam os diversos componentes necessários, como por exemplo: IGBT; resistências; bobinas; fontes de alimentação; instrumentos de medição; entre outros. Dada a complexidade do sistema optou-se por desenvolvê-lo de forma modular tal como se pode constatar pela Figura 4.1.

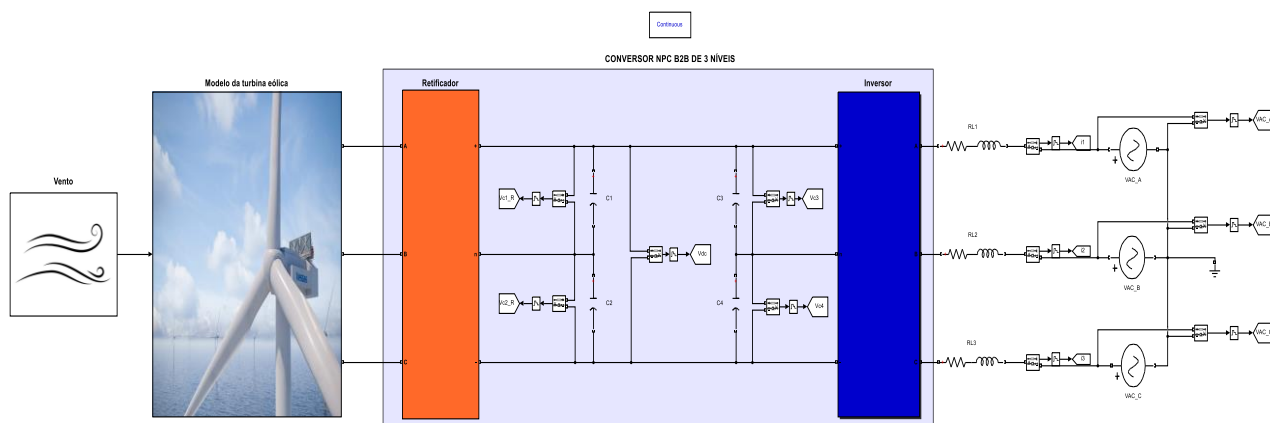


Figura 4.1 – Modelo do sistema implementado no MATLAB/*Simulink* que interliga o aerogerador DD-PMSG à REE com recurso a um conversor NPC B2B de 3 níveis.

Nas próximas subsecções serão descritos os blocos pertencentes ao sistema da figura anterior, nomeadamente, o bloco do conversor NPC B2B de 3 níveis, o bloco responsável por simular o vento e o bloco que caracteriza o modelo do aerogerador.

#### 4.1.1. Bloco “Conversor NPC B2B de 3 níveis”

Começa-se por desenvolver o conversor NPC B2B de 3 níveis com base no modelo da Figura 3.5. Como se trata de um conversor B2B com igual configuração em ambos os lados, MSC e GSC, apenas é ilustrado o modelo MSC e os respetivos controladores na Figura D.1.

Para representar os SPA do conversor, implementa-se os seguintes blocos fundamentais presentes na secção “*Power Electronics*” da biblioteca anteriormente mencionada: “*IGBT/Diode*” que caracteriza um IGBT ideal com um diodo antiparalelo, “*Diode*” para os diodos de interligação ao ponto neutro do conversor e o “*Series RLC Branch*” para representar os condensadores e as bobinas. Em relação à amostragem das grandezas elétricas, utilizou-se uma frequência,  $f_s$ , fixa de 100 kHz através dos blocos “*Zero-Order Hold*” que simulam o comportamento de um processador real. De seguida, serão descritos os controladores em cada lado do conversor e analisadas as suas respostas.

##### 4.1.1.1. Controlador de corrente

A implementação do controlador de corrente no MATLAB/*Simulink* teve por base o modelo da Figura 3.6. As grandezas das correntes AC são amostradas no plano 123 com uma  $f_s$  de 100 kHz e transformadas para o plano  $dq0$  com recurso à transformada de *Clarke*, seguida da de *Park*. O controlador PI recebe o erro das correntes em relação às referências e gera um sinal de controlo também no plano  $dq0$ . Este sinal é, por sua vez, transformado novamente no plano 123 para ser introduzido no modulador PWM. A Figura 4.2 apresenta o modelo do controlador de corrente implementado no bloco laranja “Controlador de corrente” da Figura D.1.

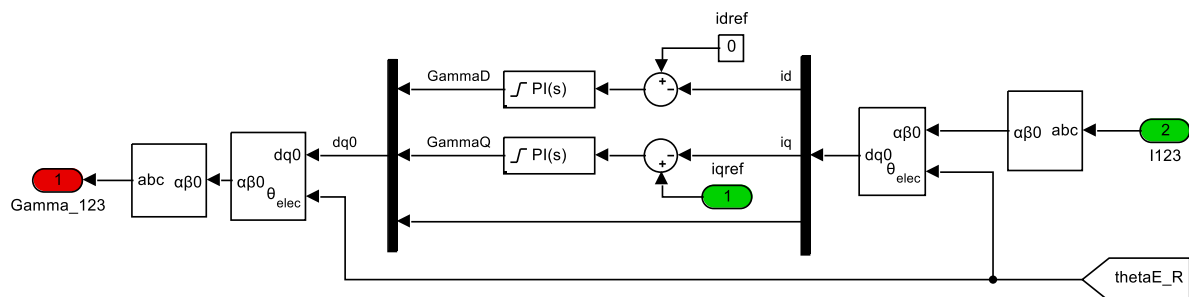


Figura 4.2 - Controlador de corrente implementado no MSC do conversor.

Para proceder à transformada de *Park* teve-se de introduzir o valor do ângulo (“ $\theta_{E\_R}$ ”) referente à posição do rotor da máquina, entre  $0$  a  $2\pi$ , que será mencionado mais tarde. No caso do controlador de corrente do lado GSC, este ângulo é referente à posição da onda trifásica da rede. A resposta deste controlador encontra-se limitada pelos valores obtidos na equação (3.20), ou seja,  $-1 < \gamma_x < 1$ .

#### 4.1.1.2. Controlador da velocidade da máquina

O controlo de velocidade de rotação da máquina elétrica é realizado pela imposição de uma corrente de referência no controlador interno de corrente. Implementou-se em simulação um diagrama de blocos igual ao da Figura 3.10, no qual a resposta do controlador advém do erro entre  $\omega_{m_{ref}}$ , proveniente do bloco “Regiões de operação e controlo”, e  $\omega_m$ , velocidade atual do PMSG.

#### 4.1.1.3. Controlador da tensão no *link* DC

O controlador da tensão no *link* DC opera apenas no lado GSC e permite manter a tensão  $V_{dc}$  em torno da referência, com a imposição de  $i_d$  no controlador interno de corrente. Complementou-se o diagrama de blocos da Figura 3.9 com o cálculo da  $i_{q_{ref}}$  com base no valor da potência aparente existente no lado AC para um dado FP introduzido. O diagrama de blocos resultante pode ser observado na Figura 4.3.

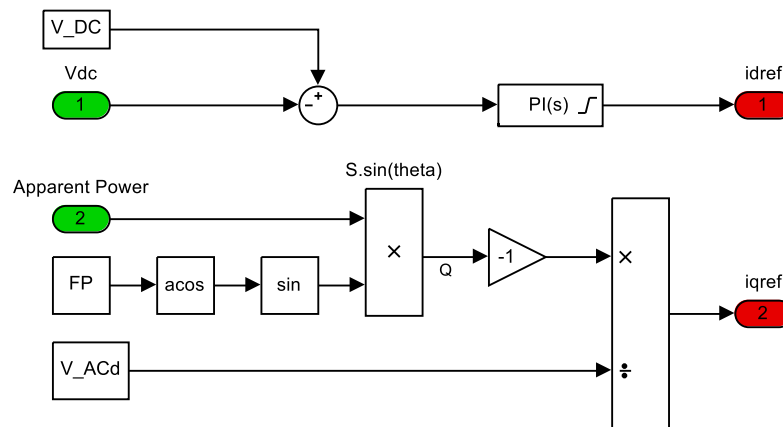


Figura 4.3 - Diagrama de blocos do controlador de tensão no *link* DC.

#### 4.1.1.4. Controlador para equilibrar a tensão nos condensadores

O desvio vertical ( $\Delta\gamma$ ) calculado pelo controlador depende do erro da tensão entre os condensadores e também do sentido de transferência de potência. Dada a caracterização do modelo do conversor, no qual se assumiu o sentido de potência do lado DC para o lado AC, a alteração do sinal das constantes de controlo ( $k_{p_c}$  e  $k_{i_c}$ ) é realizado pelo sinal de  $i_{q_g}$  médio, no lado MSC, e  $i_d$  médio, no lado GSC. A Figura 4.4 mostra o diagrama de blocos deste controlador.

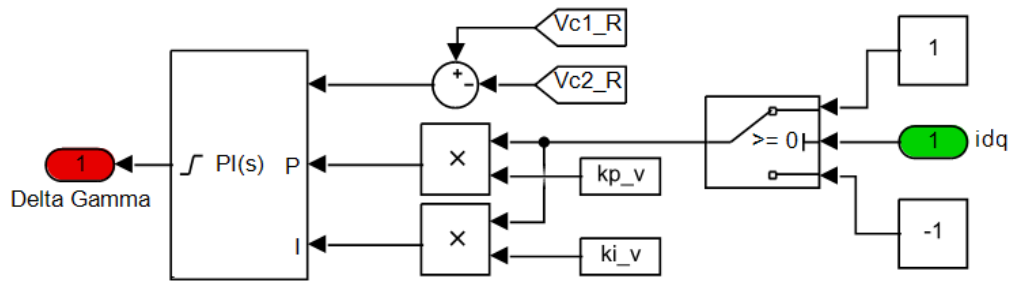


Figura 4.4 - Diagrama de blocos do controlador para equilibrar a tensão nos condensadores.

#### 4.1.2. Bloco “Modelo do aerogerador”

Este bloco é responsável por simular a dinâmica de um aerogerador *offshore* de velocidade variável. O seu conteúdo encontra-se apresentado na Figura E.1 (a) e nele constam 3 blocos que serão explicados nas próximas subsecções: regiões de operação e controlo, *wind turbine* e PMSG.

##### 4.1.2.1. PMSG

Utilizou-se na simulação um gerador de ímãs permanentes (PMSG) pertencente ao bloco “*Permanent Magnet Synchronous Machine*”. Selecionou-se o modelo 14 que caracteriza a máquina da seguinte forma:

- **Número de pares de pólos ( $P_p$ )** = 4;
- **Resistência da armadura ( $R_s$ )** = 0,085  $\Omega$ ;
- **Indutância da armadura ( $L_s$ )** = 0,00095 H;
- **Fluxo de ligação ( $\lambda_{af}$ )** = 0,192 V. s;
- **Inércia ( $J$ )** = 0,008 kg. m<sup>-2</sup>;
- **Fator de amortecimento ( $B$ )** = 0,001147 Ns. m<sup>-1</sup>;
- **Potência nominal ( $P$ )** = 1,2 kW;
- **Binário nominal ( $T$ )** = 70 N. m.

Como o conversor e a grande maioria dos controladores foram projetados com base no modelo (3.13), teve-se que ter especial atenção ao valor da tensão AC gerada na máquina elétrica para não ultrapassar os 100 V no *link* DC. Arbitrou-se um sentido de potência no modelo do conversor do lado DC para o lado AC e, portanto, se a tensão no lado AC for superior ao lado DC acaba-se por comprometer toda a dinâmica do modelo. Para que isso não aconteça, realiza-se um teste em circuito aberto no PMSG para verificar as amplitudes das tensões geradas de acordo com a velocidade de rotação do rotor. Conclui-se a partir desse teste que no máximo a máquina só pode operar até uma velocidade de rotação de 49,32 rad/s a qual produz uma tensão AC de 24,4 V RMS.

#### 4.1.2.2. Wind Turbine

O aerogerador de velocidade variável foi dimensionado com base na dinâmica proposta pela IEA na Figura 2.13. Apesar da biblioteca *Simscape Power Systems* possuir o bloco "Wind Turbine" que caracteriza o modelo genérico de uma turbina de velocidade variável através das equações (2.8), (2.9) e (2.10), foi necessário realizar adaptações neste bloco para que a dinâmica do mesmo caracterizasse as regiões de controlo da IEA. O diagrama de blocos resultante dessas adaptações encontra-se exibido na Figura 4.5.

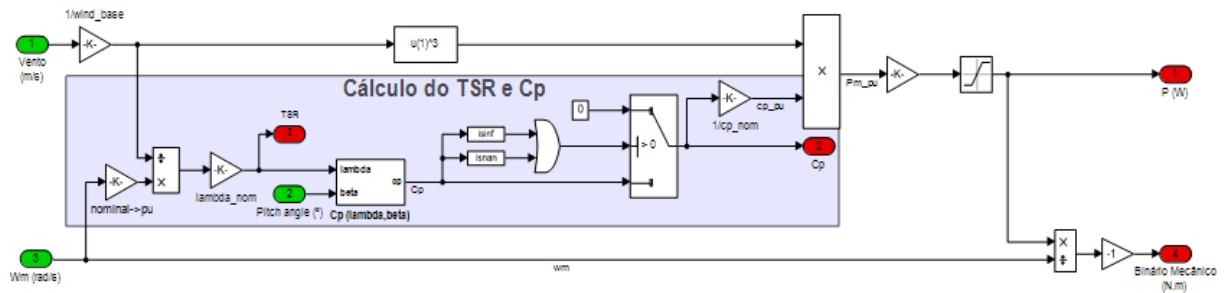


Figura 4.5- Diagrama de blocos do modelo "Wind Turbine".

O raio das pás e a potência nominal do aerogerador dependem da configuração dos seguintes parâmetros no bloco: potência nominal mecânica; potência nominal elétrica;  $\lambda_{\text{ótimo}}$ ;  $C_{p\text{ótimo}}$ ; velocidade do vento nominal e velocidade do rotor nominal. Estes parâmetros são definidos com base nos valores que se pretende alcançar em cada região de controlo. Dimensionou-se esta turbina para operar na região 2 com um  $\lambda_{\text{ótimo}}$  e  $C_{p\text{ótimo}}$  de 8,1 e 0,48, respetivamente. No caso da região 3, estipulou-se a potência nominal de 1 kW do PMSG perante uma velocidade de rotação de 49,32 rad/s. Estes valores são atingidos quando a velocidade do vento ultrapassa os 10,5 m/s e o rotor da turbina atinge a velocidade de rotação nominal de 49,32 rad/s. A partir destes valores e recorrendo à relação matemática em (2.10), deduz-se que a turbina possui um rotor com 1,72 m de raio.

Para conseguir extrair a máxima potência na região 2 de operação e controlo, expôs-se a turbina, com um  $\beta$  igual a  $0^\circ$ , às velocidades de vento desta região de forma a verificar qual o  $\omega_m$  adequado à extração máxima potência do aerogerador. A Figura 4.6 mostra as características de potência da turbina através da relação entre  $\omega_m$  e potência ( $P$ ).

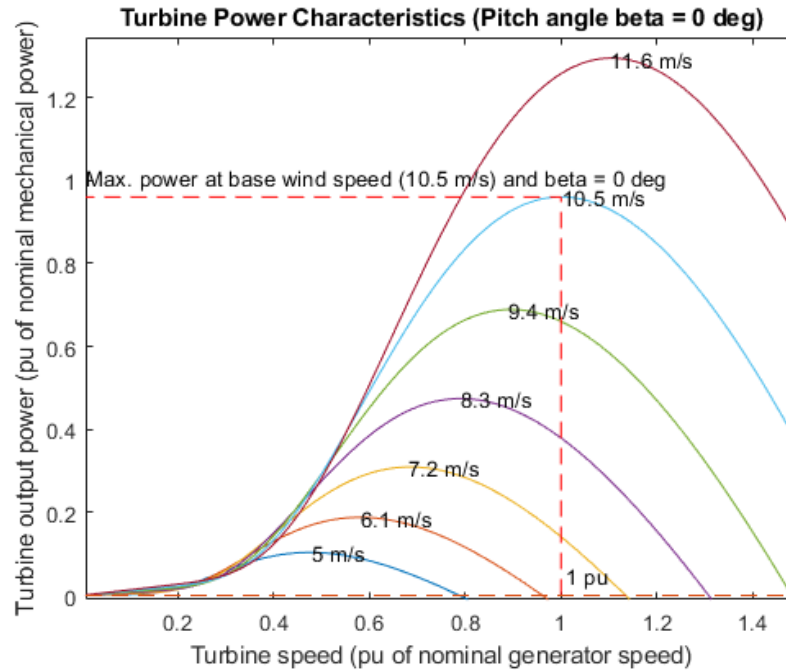


Figura 4.6 - Características de potência da turbina desenvolvida.

Como se pode comprovar pela figura anterior, a potência à saída do aerogerador, perante um  $\beta$  fixo, tende a aumentar consoante o aumento da velocidade do vento até a um determinado patamar. Acima de 10,5 m/s de vento, a potência gerada ultrapassa em 30 % a potência nominal do PMSG e a velocidade de rotação excede em 10 % a velocidade nominal projetada. Isto representa um risco à integridade do aerogerador sendo por isso fundamental conjugar o sistema de *pitch control* com a velocidade de rotação para limitar, de forma mecânica e aerodinâmica, a geração de energia.

#### 4.1.2.3. Regiões de operação e controlo

As regiões de operação e controlo são mapeadas de acordo com a Figura 2.13 e o respetivo diagrama de blocos encontra-se apresentado na Figura E.2. Nela constam duas secções com propósitos diferentes: a secção verde (região de operação) é responsável por definir a região de operação do aerogerador de acordo com a velocidade do vento e a secção azul (região de controlo) pela imposição as referências para os controladores. Em relação à secção de controlo, implementou-se os controladores dentro de subsistemas que só entram em operação quando a região de operação corresponde à do subsistema. Quando um subsistema de controlo é ativado são definidas duas referências, nomeadamente, a velocidade de rotação  $\omega_{mref}$  e o ângulo de ataque  $\beta$  consoante a velocidade do vento atual.



#### 4.1.2.3.1. Região 2 de operação e controle

A Figura 4.7 exibe o diagrama de blocos desenvolvido para a região 2.

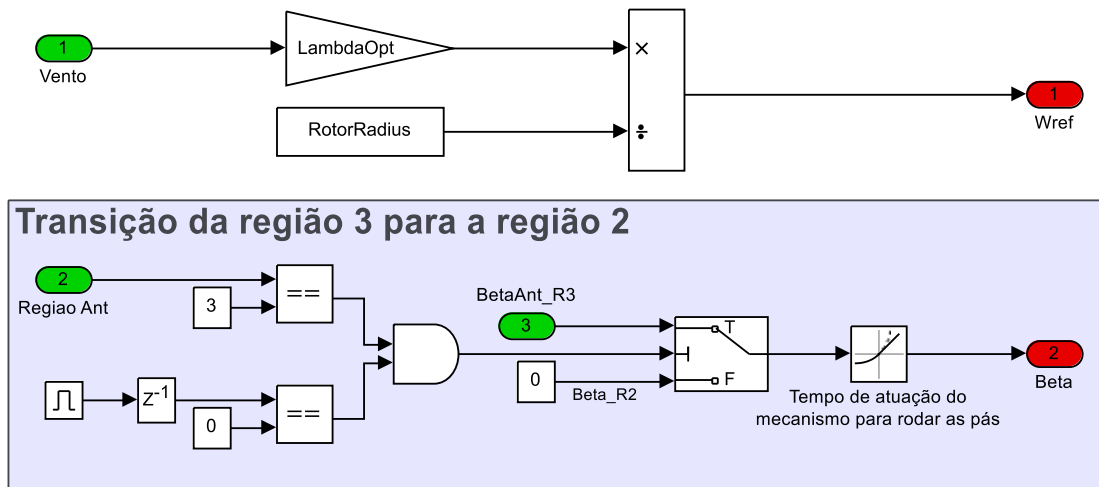


Figura 4.7 - Diagrama de blocos da região 2 de operação e controle.

O valor de  $\omega_{mref}$  é calculado a partir da equação (2.10) resultante do quociente entre o raio das pás e  $\lambda_{\acute{o}timo}$  para a turbina projetada. A secção assinalada a azul diz respeito à reposição do ângulo de ataque das pás, através de circuitos lógicos, quando ocorre a transição da região 3 para a região 2. Quando a velocidade do vento baixa dos 10,5 m/s, o sistema de *pitch control* entra em ação para repor o ângulo de ataque nos 0°. Desta forma consegue-se maximizar a extração de vento e, por conseguinte, operar de forma eficiente na região 2.

#### 4.1.2.3.2. Região 3 de operação e controle

Relativamente à região 3, como esta é responsável por manter a potência e velocidade de rotação nos valores nominais através do controle de  $\beta$  e de  $\omega_m$ , é necessário verificar através da técnica de aproximações sucessivas qual o valor de  $\beta$  que se adequa para cada velocidade de vento. A Figura 4.8 mostra os resultados obtidos da operação da turbina com diferentes  $\beta$  durante o espectro operacional de vento.

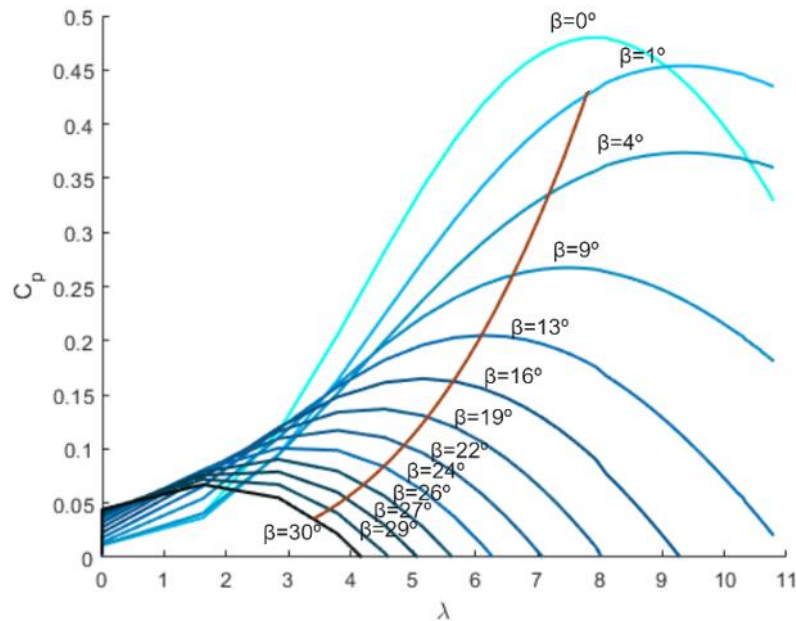


Figura 4.8 - Características aerodinâmicas da turbina na região 3.

As linhas com diferentes tonalidades de azul mostram a eficiência aerodinâmica da turbina para cada valor de  $\beta$ . A linha castanha mostra, para cada  $\beta$ , a zona na qual se consegue efetivamente manter  $P$  e  $\omega_m$  em torno dos valores nominais. A linha azul turquesa, referente a  $\beta = 0^\circ$ , pertence à região 2 para uma velocidade de vento igual a 10,5 m/s. Representou-se esta linha para servir de comparação com as restantes 11 linhas compreendidas entre os 11 m/s (azul claro  $\beta = 1^\circ$ ) e os 22 m/s (azul muito escuro  $\beta = 30^\circ$ ) com um intervalo de 1 m/s entre cada uma. É importante frisar que por motivos visuais não é exequível representar todos os  $\beta$  no gráfico para as restantes velocidades de vento. Contudo, com os resultados da Figura 4.8, conclui-se que se não for controlado  $\beta$  para as diversas velocidades do vento, corre-se o risco de operar a turbina num valor de potência muito abaixo ou muito acima do valor nominal projetado. Dada a sensibilidade aerodinâmica dos aerofólios, é fundamental combinar o controlo de  $\beta$  com o controlador de velocidade de rotação, para que se consiga extrair, em valor médio, a potência nominal do aerogerador sem comprometer a sua integridade. Como o vento possui um perfil irregular e esta região de operação é caracterizada por elevadas velocidades, o mecanismo responsável por alterar o ângulo de ataque na pá fica sujeito a um enorme esforço mecânico. De modo a minimizar este esforço, é necessário atuar no controlador de  $\beta$  quando ocorrem transições significativas na velocidade do vento que, por conseguinte, comprometem o valor nominal de potência. O controlo propriamente dito é realizado por mapeamento direto de  $\beta$  em relação à velocidade do vento, com base nos dados obtidos na Figura 4.8. Na Figura 4.9 encontra-se representado o diagrama de blocos desenvolvido para controlar  $\beta$  na região 3.

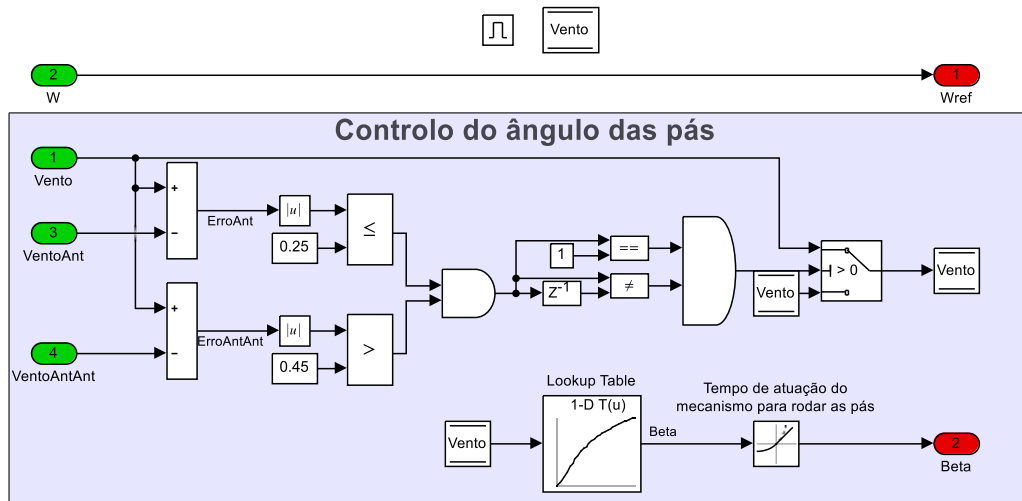


Figura 4.9 - Diagrama de blocos da região 3 para realizar o controle do ângulo das pás do aerogerador.

Como se pode visualizar pela Figura 4.9, tem-se 3 entradas referentes à velocidade do vento. A entrada “Vento” corresponde à amostragem da velocidade de vento proveniente do anemômetro com uma frequência de 1 kHz e as entradas “VentoAnt” e “VentoAntAnt” referem-se à amostragem das velocidades de vento obtidas com frequências de 10 e 5 Hz, respetivamente. Ao definir frequências de amostragem mais lentas consegue-se ter a noção do perfil de vento incidente sobre a turbina através dos erros nas velocidades de vento. Deste modo, o controlador de  $\beta$  só é ativado quando as condições dos erros indicam que ocorreu uma variação brusca na velocidade do vento ( $ErroAnt > 0,45 \text{ m/s}$ ) seguido de uma estabilização dentro da janela de histerese  $\pm 0,25 \text{ m/s}$  associada ao  $ErroAntAnt$ . É importante salientar que os valores dos erros mencionados anteriormente foram arbitrados para este aerogerador em específico. Para evitar continuas alterações na referência de  $\beta$ , coloca-se uma condição que só permite atualizar a velocidade do vento no bloco “Lookup Table” caso o valor do AND proveniente dos erros do vento seja verificado e, além disso, o valor obtido na iteração anterior seja diferente do valor atual. Quando todas as condições são verificadas, o bloco “Lookup Table” atribui um novo valor a  $\beta$  de acordo com a velocidade atual do vento. A transição para o valor obtido é efetuada de forma gradual, em aproximadamente 0,22 segundos, para simular o mecanismo de atuação das pás.

#### 4.1.3. Bloco “Vento”

O perfil variável do vento é reproduzido pelo bloco “random number”. Este bloco possui 4 parâmetros configuráveis (valor médio, variância, seed e tempo de amostragem), e permite gerar números aleatórios caracterizados pela distribuição normal. O propósito deste bloco é simular a leitura da velocidade do vento realizada pelo anemómetro no topo da nacela.

## 4.2. Descrição do protótipo laboratorial

Um protótipo laboratorial foi implementado para verificar a transferência de potência da máquina elétrica para a REE, por intermédio do conversor NPC de 3 níveis. Dada a complexidade do sistema, começa-se por configurar o conversor NPC com base no modelo da simulação e realiza-se testes para comprovar a operacionalidade do mesmo com os controladores implementados. A Figura 4.10 mostra o protótipo laboratorial do conversor NPC de 3 níveis.

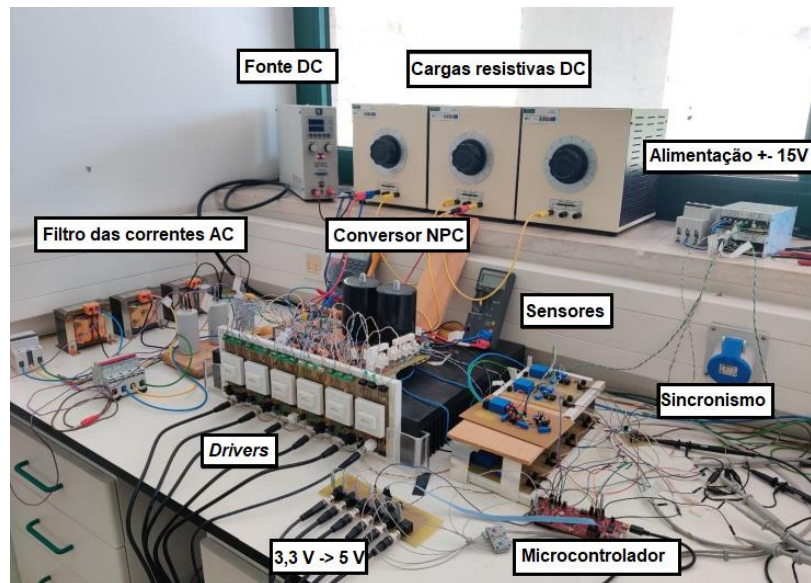


Figura 4.10 - Protótipo laboratorial do conversor NPC de 3 níveis.

O Apêndice F mostra diversos elementos do protótipo laboratorial, nomeadamente: a PCB do conversor, transformadores, circuito de sincronismo e os *drivers* responsáveis pelo comando dos IGBT. A identificação  $SKM_x$  com  $x = \{1,2,3,4,5,6\}$ , presente na Figura F.1, corresponde aos seis módulos SKM50GB123D da *Semikron*. Cada módulo é constituído pela ligação em série de dois IGBT com os respetivos díodos antiparalelos e, portanto, a utilização de dois módulos forma um braço do conversor. Os IGBT possuem uma corrente máxima no coletor de 50 A e uma tensão máxima coletor-emissor de 1200 V [49]. Relativamente aos díodos de ligação ao ponto neutro, utiliza-se o módulo SKKD60F também da *Semikron* que se encontram identificados na PCB por  $Dy$ , com  $y = \{1,2,3\}$ . Estes díodos possuem uma corrente máxima de 60 A e uma tensão inversa máxima de 1700 V [50]. Por último, utiliza-se condensadores com uma capacidade de 2,2 mF que suportam no máximo uma tensão de 450 V.

Os componentes que são ligados ao lado DC e ao lado AC do conversor variam consoante os testes que se pretende realizar. Numa primeira fase, liga-se o lado DC do conversor a uma fonte de alimentação DC que debita no máximo uma tensão de 360 V e uma corrente de 10 A.

No lado AC, conecta-se cada fase do conversor a um terminal da bobina de 15 mH e o outro terminal a um transformador que pode estar ligado à REE ou a uma máquina elétrica. Existe três transformadores, um para cada fase, e todos eles possuem uma razão de transformação de 230:24 V RMS (Figura F.2). A sua incorporação no sistema permite baixar a magnitude da tensão da REE para 24 V RMS. Em relação ao circuito de sincronismo ilustrado na Figura F.3, a fase 1 da rede ou da máquina elétrica passa por um transformador de 230:6 V RMS no qual depois é ligado a um comparador de histerese. Este comparador satura a sua saída quando ocorre a transição positiva do sinal da fase 1. Combinando esta informação com o valor da frequência de amostragem do respetivo sinal, é possível obter com uma boa aproximação o ângulo do sinal da onda em cada instante. Uma vez que a transformada de *Park* é utilizada em alguns controladores, é importante saber com exatidão o valor do ângulo da onda trifásica em cada instante de amostragem.

Para fazer as leituras das grandezas elétricas de interesse, nomeadamente, da tensão nos condensadores, tensão e corrente nas fases 1 e 2 da REE ou máquina, utiliza-se quatro sensores de tensão (LV25-P [51]) e dois sensores de corrente (LA25-NP [52]), respetivamente. Uma vez que a gama de entrada dos ADC (*Analog-to-Digital Converter*) do microcontrolador está compreendida entre os 0 e os 3 V, teve-se que criar um circuito de condicionamento de sinal para ajustar a magnitude do sinal lido pelos sensores. Esse circuito de condicionamento de sinal é constituído por três secções: a primeira amplifica o sinal lido pelos sensores para uma gama compreendida entre os  $\pm 1,5$  V, a segunda secção é responsável por ajustar novamente a gama do sinal entre 0 e 3 V através da adição de um *offset* de 1,5 V ao sinal com recurso a um divisor resistivo referenciado a 3 V e, por fim, a última secção é constituída por um *buffer* de tensão para baixar a impedância de saída.

Para comandar os IGBT com os sinais de comando provenientes do microcontrolador, utiliza-se seis *drivers* SKHI 22BR da *Semikron*, um para cada IGBT, tal como se pode visualizar na Figura F.4. Estes *drivers* têm a particularidade de necessitarem de uma tensão mínima de 3,9 V para ativar o estado *high*. Como as saídas do microcontrolador fornecem no máximo uma tensão de 3,3 V, teve-se que converter essa tensão para 5 V para que o estado *high*, proveniente do microcontrolador, seja interpretado adequadamente pelos *drivers*. Estes *drivers*, além de possuírem isolamento galvânico entre o circuito de potência e o circuito de comando, permitem controlar os dois IGBT da parte superior de cada braço de forma independente. O circuito à saída de cada *driver* é responsável por enviar o sinal complementar para os IGBT 3 e 4 com base no sinal proveniente dos IGBT 1 e 2. Uma característica interessante destes *drivers* consiste na geração de um tempo morto entre os sinais de comando dos IGBT. Desta forma, consegue-se garantir que não existe a possibilidade de se curto-circuitar a fonte DC por causa do sinal de comando. Além do que foi mencionado anteriormente, estes *drivers* incorporam também sistemas de deteção e proteção de anomalias (curto-circuitos, falha na

alimentação do *driver*, etc). Por exemplo, se ocorrer alguma falha na alimentação do *driver*, as saídas são desligadas para não curto-circuitar o braço do conversor.

#### 4.2.1. Características do microcontrolador

O microcontrolador utilizado para ler as grandezas elétricas, processar a informação e enviar o sinal de comando para os IGBT é o *LAUNCHXL-F28379D* da *Texas Instruments*. Em termos de *hardware*, este microcontrolador possui um processador *dual-core* de 32 *bits* com uma frequência de relógio máxima de 200 MHz [53]. A memória RAM (*Random Access Memory*) e a memória *flash* estão limitadas a 2048 KB e a 1 MB, respetivamente. A Figura G.1 mostra o mapa de pinos da placa *F28379D* e as respetivas funcionalidades. Relativamente ao *software*, a programação deste microcontrolador é realizada em linguagem *C* no programa *Code Composer Studio* da própria *Texas Instruments*. Este programa possui diversas funcionalidades como por exemplo: *debug*; mapeamento e visualização da memória; alteração do valor das variáveis em tempo real; entre outras. Na secção G.2 é apresentado o código implementado no microcontrolador, tanto para o funcionamento do conversor no modo retificador como no modo inversor.

O módulo analógico é composto por 4 ADC (ADC-A, ADC-B, ADC-C e ADC-D) e por cada um existe um total de 16 canais. Em relação às configurações dos ADC, este módulo permite definir para cada ADC a frequência de relógio, resolução (12 ou 16 *bits*) pela qual a gama analógica é quantizada em valores digitais e o modo como o sinal é captado (*single ended* ou *differential ended*). A sequência de ativação dos ADC é realizada pela configuração do módulo SOC (*Start-of-Conversion*). Este módulo é responsável por definir o *trigger* que dá informação ao microcontrolador para iniciar a aquisição e conversão dos valores em cada canal do ADC.

O módulo EPWM (*enhanced PWM*) gera na saída um sinal PWM resultante da comparação de um sinal modulante com a onda triangular (*Up-Down-Count Mode*) produzida internamente. Sendo este um dos módulos mais importantes para a operacionalidade do controlo PWM, apresenta-se na Figura G.2 a esquematização dos diversos submódulos associados ao EPWM. O submódulo “Time-Base (TB)” é responsável por especificar a frequência de relógio e o contador de períodos (TBCTR). O valor de TBCTR é obtido pelo quociente entre o período associado à frequência de relógio do módulo TB ( $T_{TBCLK}$ ) e o período pretendido para a onda triangular ( $T_{PWM}$ ). A Figura 4.11 mostra como o microcontrolador procede à criação da onda triangular com 10 kHz através da relação matemática mencionada anteriormente.

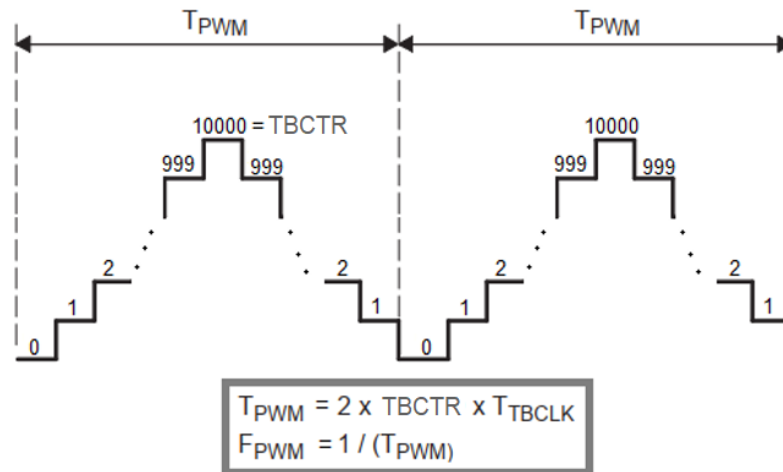


Figura 4.11 – Dimensionamento de uma onda triangular com 10 kHz (adaptado de [54]).

O submódulo “*Counter-Compare (CC)*”, como o nome indica, compara o valor atual do TBCTR com os valores definidos nos registos *Counter-Compare A (CMPA)* e *Counter-Compare B (CMPB)*. Quando o TBPRD é igual ao valor do registo, o CC gera um evento e transmite essa informação para o submódulo “*Action-Qualifier (AQ)*”.

O AQ possui o papel mais importante na geração do sinal PWM. É este submódulo que decide os eventos que são considerados e as ações que são desencadeadas a partir deles. As ações que podem ser impostas às saídas EPWMA e EPWMB são:

- **Set High:** Coloca a saída EPWMA ou EPWMB no nível *high*;
- **Clear Low:** Coloca a saída EPWMA ou EPWMB no nível *low*;
- **Toggle:** Comuta a saída EPWMA ou EPWMB para o nível contrário no próximo evento;
- **Do Nothing:** Mantem o nível da saída EPWMA ou EPWMB.

Uma particularidade interessante deste submódulo é a possibilidade de se poderem gerar diversas ações sobre uma saída EPWM através de um ou vários eventos. A Figura 4.12 mostra os sinais EPWM resultantes das ações desencadeadas para diferentes eventos.



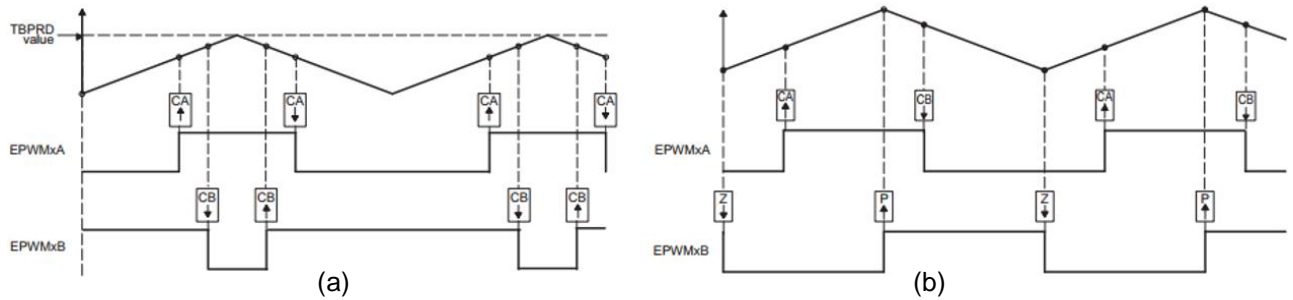


Figura 4.12 – Sinais PWM resultantes no submódulo AQ (adaptado de [54]):

- (a) CTR=CMPA comanda o sinal EPWMA e CTR=CMPB comanda o sinal EPWMB;
- (b) CTR=CMPA e CTR=CMPB comandam o sinal EPWMA e o CTR=ZERO e CTR=PRD comandam o sinal EPWMB.

#### 4.2.2. Configuração do microcontrolador

Tomando como referência o modelo de simulação e o protótipo laboratorial construído, constata-se que são necessárias 6 portas analógicas de entrada para a leitura dos valores de corrente e tensão provenientes dos sensores, 1 porta digital de entrada para receber o resultado do circuito de sincronismo e 6 portas digitais de saída para o envio dos sinais de comando para os *drivers*.

A configuração do microcontrolador é feita por etapas. Em primeiro lugar, inicializa-se a frequência de relógio e os módulos do microcontrolador. Depois ativa-se os pinos (GPIO) e configura-se os módulos para a finalidade pretendida (ADC, EPWM, SOC). O GPIO no pino 95 é definido como porta digital de entrada para receber o sinal proveniente do circuito de sincronismo, enquanto os GPIO do pino 0 ao 5 são configurados como saídas do módulo EPWM para enviar o sinal de comando para os *drivers*. Utiliza-se 3 dos 4 ADC (ADC-A, ADC-B, ADC-C) disponíveis no microcontrolador com uma resolução de 12 *bits* no modo *single ended* para a leitura dos valores de corrente e tensão do circuito. O ADC-A fica responsável pela leitura das tensões nos condensadores ( $V_{C1}$  e  $V_{C2}$ ), ADC-B pelas correntes trifásicas ( $i_1$  e  $i_2$ ) e o ADC-C pelas tensões trifásicas ( $V_{AC1}$  e  $V_{AC2}$ ). Define-se que a aquisição e conseqüente conversão dos valores analógicos só ocorre quando o módulo SOC, associado ao ADC, recebe o *trigger* do sinal EPWM4. Este sinal consiste numa onda triangular com uma frequência 100 kHz no qual é gerado um *trigger* quando TBCTR=ZERO. Desta forma, consegue-se impor uma frequência de amostragem nos ADC igual à frequência da onda triangular EPWM4. Quando o ADC finaliza a conversão, denominado por EOC (*End-of-Conversion*), é gerada uma interrupção (*adca1\_isr*) que dará início ao ciclo principal de controlo.

No ciclo principal começa-se por calcular a frequência e o ângulo do sinal proveniente do circuito de sincronismo, em cada instante de amostragem. A Figura G.3 torna mais perceptível a forma como se calcula o ângulo do sinal. A primeira figura refere-se à tensão da fase 1 da REE (linha azul) que entra no circuito

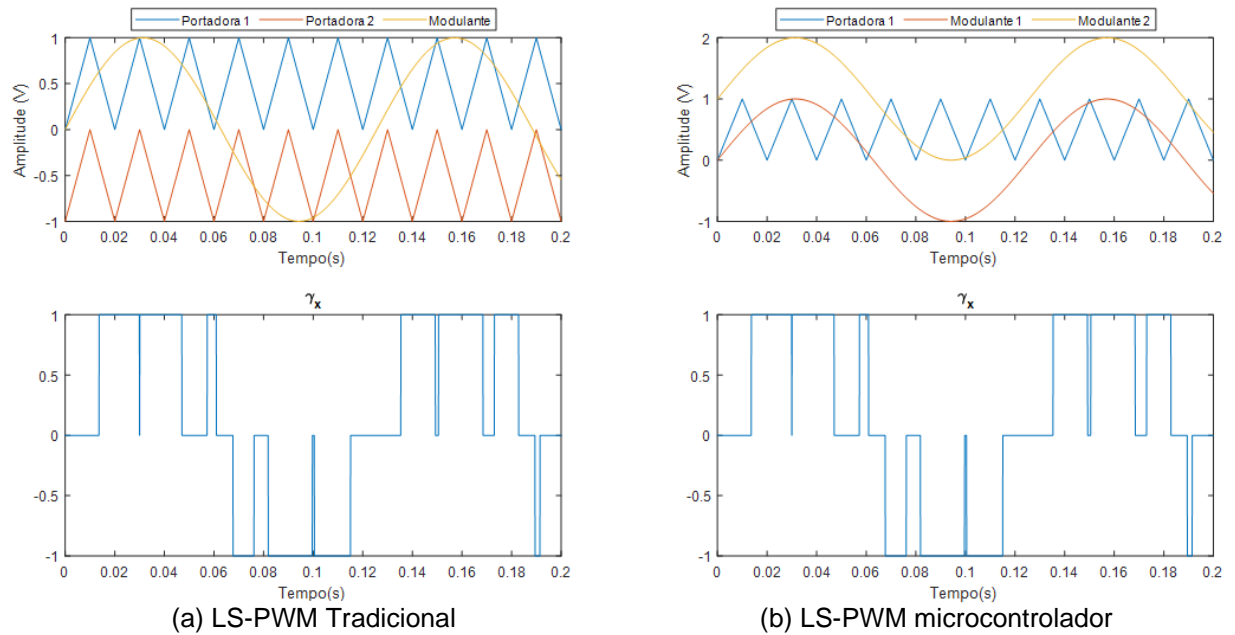


de sincronismo e a linha laranja diz respeito à saída do circuito de sincronismo. Quando ocorre uma transição ascendente por zero, o circuito manda um sinal de tensão a 3,3 V e quando ocorre uma transição descendente por zero, a saída fica a zero. A segunda figura mostra o número de amostras que o ADC, com uma frequência de amostragem de 100 kHz, realiza no sinal da REE. Como a frequência da REE está em torno dos 50 Hz, o ADC com aquela frequência de amostragem realiza um total de 2000 amostras num período completo do sinal. A última figura calcula, em cada amostra, o valor do ângulo do sinal. As fórmulas utilizadas para calcular o ângulo “atual” ( $\theta$ ) e a frequência ( $f$ ) do sinal são as seguintes,

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta = \frac{2\pi \times (N^{\circ} amostra \times T_{amostragem})}{T_{anterior da REE}} \\ f = \frac{1}{N^{\circ} amostra \times T_{amostragem}} \end{array} \right. . \quad (4.1)$$

De seguida, converte-se os valores presentes nos ADC para a gama elétrica e aplica-se, no caso particular das correntes trifásicas, as transformadas de *Clarke* e *Park* para passar para o domínio  $dq0$ .

Através do módulo EPWM é possível dimensionar a técnica de controlo por PWM. Como se pode constatar pela Figura 4.11 e Figura 4.12, a amplitude da onda triangular é baseada no valor máximo do TBCTR e não no valor de tensão. Devido a este pormenor teve-se que readaptar a técnica LS-PWM apresentada na Figura 2.7, uma vez que não é possível utilizar uma portadora negativa. A abordagem empregue no processador passou por utilizar dois sinais modulantes, um para cada portadora, e aplicar um deslocamento vertical, tanto na portadora negativa como no respetivo sinal modulante, com uma amplitude igual a TBCTR. Desta forma, obtém-se apenas uma portadora e dois sinais de controlo, um referente à parte positiva da senoide e o outro à parte negativa da senoide. Para comprovar a técnica empregue no microcontrolador comparativamente à técnica LS-PWM tradicional, apresenta-se na Figura 4.13 as variáveis de comutação  $\gamma_x$  obtidas em ambas as técnicas.



(a) LS-PWM Tradicional (b) LS-PWM microcontrolador  
 Figura 4.13 - Variáveis de comutação  $\gamma_x$  obtidas em cada técnica LS-PWM.

Pelos resultados obtidos nas variáveis de comutação  $\gamma_x$ , comprova-se que a técnica empregue no microcontrolador equivale à técnica tradicional LS-PWM. Relativamente ao equilíbrio da tensão nos condensadores, em vez de se aplicar o desvio vertical nas portadoras tal como foi realizado na simulação, aplica-se nos sinais modulantes. O sinal modulante, resultante da contribuição dos controladores de corrente e equilíbrio da tensão nos condensadores, é guardado nos registos do submódulo CC. Desta forma consegue-se comparar com as portadoras triangulares e gerar os eventos pretendidos para o submódulo AQ. Como se utiliza dois sinais modulantes para uma única portadora, usa-se a abordagem da Figura 4.12 (a) no qual o CMPA comanda o estado do IGBT 1 e o CMPB o estado do IGBT 2.

### 4.3. Resultados do conversor ligado à REE

Nesta secção apresenta-se os resultados obtidos na simulação e no protótipo laboratorial, com o lado AC do conversor ligado à REE e o lado DC ligado a uma fonte DC em paralelo com uma carga  $R_c$ . Utiliza-se o osciloscópio Keysight MSOX2024A para analisar e extrair, em formato .csv, os valores das grandezas elétricas provenientes dos sensores LA25-NP e LV25-P. Na Tabela D.1 estão exibidas todas as parametrizações do protótipo laboratorial e simulação.

### 4.3.1. Controlo de corrente em regime estacionário

Esta secção destina-se à análise do controlador de corrente, em regime estacionário, para diferentes níveis de potência. A Figura 4.14 mostra as ligações do circuito ao microcontrolador relativo ao teste do conversor. Nesta fase, manteve-se uma frequência de amostragem nos ADC de 100 kHz e uma frequência de 10 kHz nas portadoras.

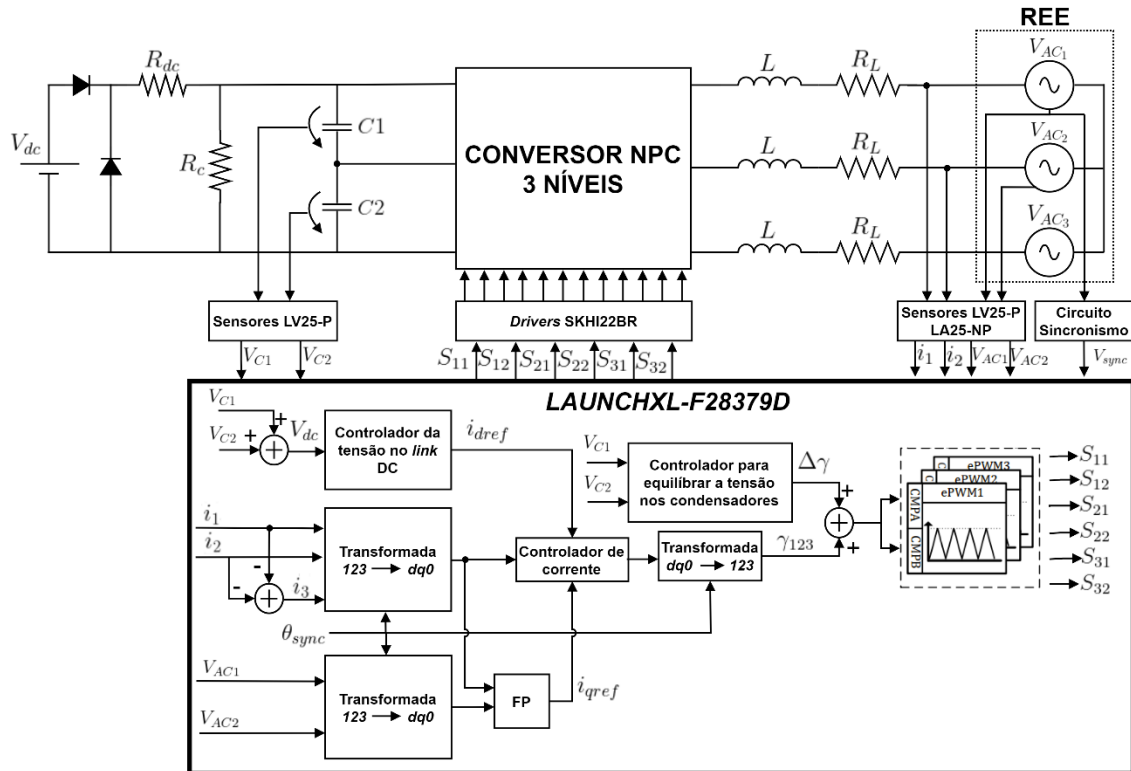


Figura 4.14 – Diagrama de ligações do circuito ao microcontrolador para testar a operacionalidade do conversor.

Os primeiros testes realizados no conversor foram no modo retificador. Para tal, teve-se que ajustar a parametrização do lado DC para que a fonte DC não debite potência para a carga  $R_c$  e, conseqüentemente, não limite a potência fornecida pelo lado AC. Visto que o lado AC está referenciado aos 24 V RMS e a tensão no *link* DC a 100 V, a fonte DC não pode estar configurada com um valor de tensão superior a 34 V senão  $R_c$  passa a ser alimentada pela fonte DC. Uma vez que este conversor opera de forma bidirecional, é importante colocar os díodos de proteção aos terminais da fonte DC para evitar a injeção de potência da REE para dentro da fonte DC.

Para avaliar o comportamento do controlador de corrente em estado estacionário, define-se diferentes correntes de referência no controlador com o propósito de analisar as correntes geradas pelo conversor. Para submeter o conversor a diferentes níveis de potência, teve-se que conjugar o valor de  $R_c$  com a

tensão no *link* DC e também com a corrente de referência imposta no controlador. A limitação máxima de 10 A nas bobinas de 15 mH e também a configuração de fim de escala de 12 A nos sensores, acaba por limitar a transferência de potência pelo conversor. O primeiro teste é realizado para uma potência de 500 W consumida na carga  $R_c$ , definida para 20  $\Omega$ , perante uma corrente  $i_{dref}$  igual a 12 A no controlador de corrente. A Figura 4.15 mostra as correntes trifásicas obtidas em simulação e no protótipo laboratorial.

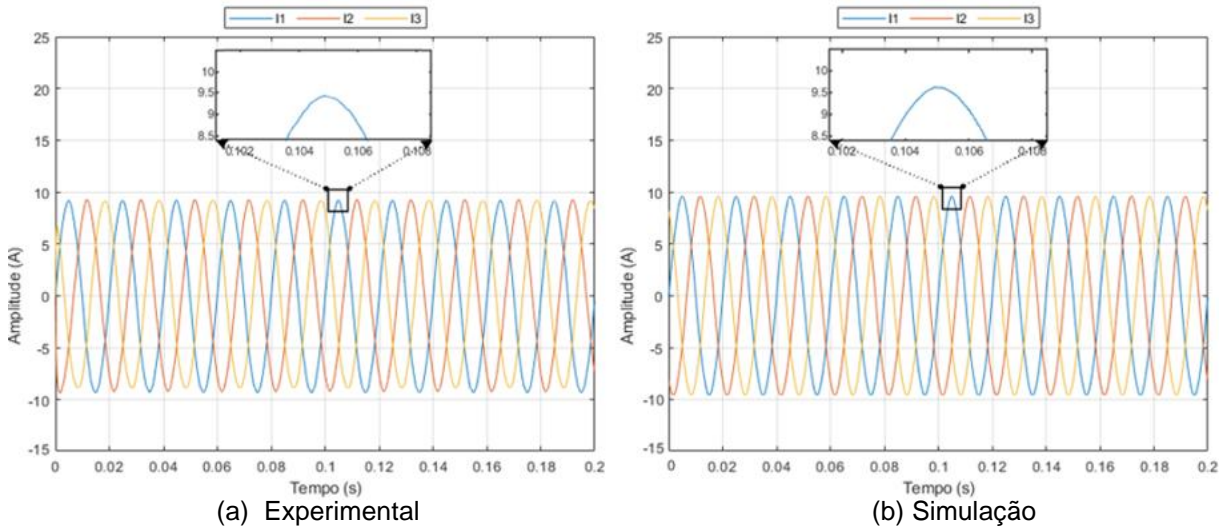


Figura 4.15 - Correntes AC geradas em regime estacionário e no modo retificador para  $i_{dref}$  de 12 A imposta no controlador de corrente.

As correntes apresentam respetivamente 9,5 A e 9,6 A de pico na componente 123 resultantes do seguimento da referência de 12 A na componente  $i_d$ . Com estes resultados mostra-se que o controlador de corrente está bem dimensionado, tanto no protótipo laboratorial como em simulação. O THD é um dos parâmetros utilizados para quantificar a distorção das correntes AC. As correntes da Figura 4.15 apresentam um THD de 0,66 % e 0,95 % em simulação e no protótipo laboratorial, respetivamente. Estes valores de THD só foram possíveis de alcançar com este controlador porque se utiliza uma frequência de amostragem de 100 kHz e bobinas de 15 mH.

Uma vez que o modelo original possui um conversor NPC B2B, é importante perceber para que níveis de potência o conversor é capaz de produzir correntes com um THD inferior a 1 %. Para calcular o valor de THD, para diferentes níveis de potência no conversor, utiliza-se a funcionalidade “*FFT analysis*” configurada para 10 ciclos da rede até uma frequência máxima de 25 kHz. Relativamente ao cálculo do THD a nível experimental, este é obtido pelas amostras das correntes trifásicas presentes no osciloscópio. Na Tabela 4.1 estão apresentados os valores de THD alcançados para os diferentes níveis de potência.

Tabela 4.1 – THD obtido para diferentes níveis de potência.

	$f_s$ (Hz)	Potência (W)	$I_{dref}$ (A)	$R_c$ ( $\Omega$ )	THD (%)
Simulação	100 kHz	500	12	20	0,66
Experimental					0,95
Simulação		400	9,6	25	0,78
Experimental					1,13
Simulação		300	7,21	33,33	0,85
Experimental					1,63
Simulação		200	4,81	50	1,38
Experimental					2,15

Pelos resultados exibidos na tabela anterior, verifica-se que a componente laboratorial apresenta valores de THD ligeiramente superiores aos da simulação. Uma das razões para este acontecimento tem haver com o número limitado de amostras do osciloscópio. Consta-se também que à medida que a potência diminui, maior é a variação da corrente em torno da referência e isso reflete-se na degradação do sinal sinusoidal. Além disso, o facto de se operar com baixas amplitudes de corrente faz com que a harmónica principal tenha menos peso face aos seus múltiplos e, portanto, estes múltiplos passam a ter um maior impacto no cálculo do THD. Outro aspeto importante detetado nas baixas potências tem a ver com o número de comutações nos IGBT aumentar comparativamente às comutações para a potência de 500 W. Como se está a operar com um conversor de apenas 3 níveis de tensão por braço, maior tem de ser o número de comutações nos IGBT para conseguir acompanhar correntes de baixa amplitude. A consequência do aumento do número de comutações é o inevitável aumento das perdas de potência nos IGBT. Com todos os fatores mencionados anteriormente, conclui-se que um conversor multinível não opera de forma tão eficiente em baixas potências como nas potências mais elevadas.

Relativamente ao modo inversor, para que ocorra transferência de potência da fonte DC para o *link* DC e também controlo da tensão no *link* DC, teve-se que ajustar o valor da tensão na fonte DC e os valores das resistências  $R_{dc}$  e  $R_c$ . O intuito desta resistência é originar uma queda de tensão, entre a fonte DC e o *link* DC, para que o controlador de tensão no *link* DC consiga atuar de modo a manter a tensão em torno da referência. Se não existir a resistência  $R_{dc}$ , a tensão da fonte DC é imposta ao *link* DC e impossibilita o controlo da tensão no link DC. Para este teste configura-se a fonte DC para 120 V,  $R_c$  para 100  $\Omega$  e a resistência  $R_{dc}$  para 10  $\Omega$ . Uma vez que os resultados das correntes são bastante idênticos aos da Figura 4.15, apenas são

mostrados na Figura 4.16 a tensão no *link* DC e também o equilíbrio da tensão nos condensadores. Para a viabilidade deste teste é pertinente lembrar a importância de utilização dos díodos de proteção aos terminais da fonte DC. É através destes díodos que se impede a injeção de potência proveniente da REE para dentro do próprio dispositivo

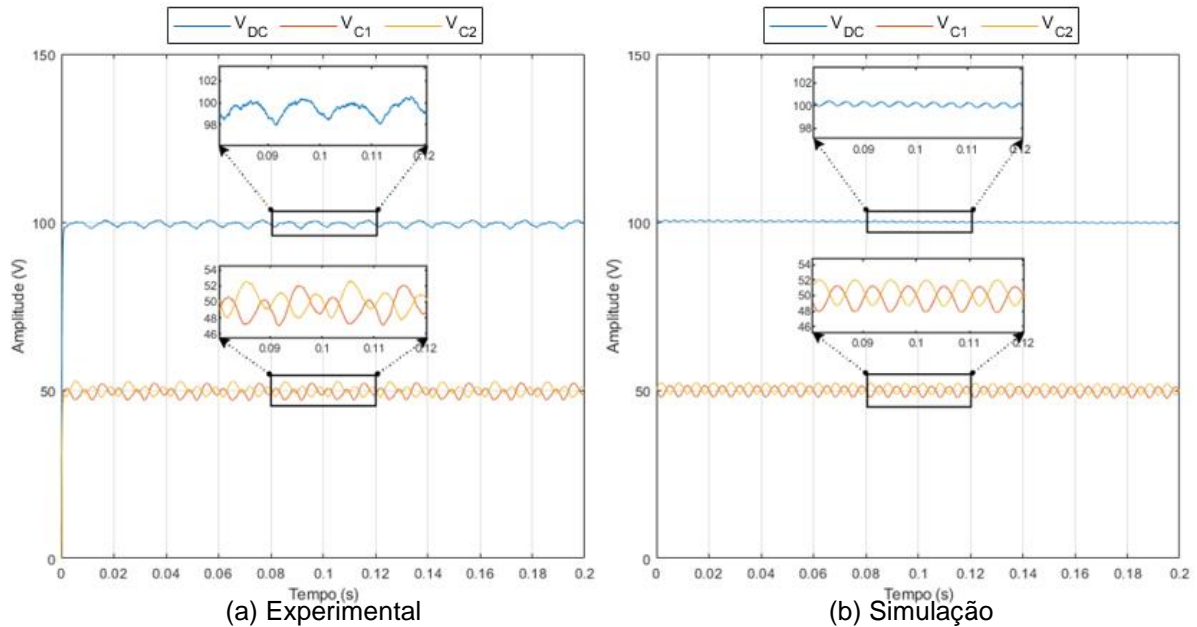


Figura 4.16 - Equilíbrio da tensão no *link* DC e nos condensadores para uma potência de 500 W ( $I_{dref} = 12$  A) no modo inversor.

Em ambos os resultados verifica-se que os controladores conseguem manter, em valores médios, a tensão no *link* DC e nos condensadores em torno dos 100 V e dos 50 V, respetivamente. Através do *zoom* efetuado no intervalo de tempo dos 0,08 até aos 0,12 segundos, constata-se que existe uma maior amplitude em torno das referências nos resultados experimentais comparativamente aos de simulação. A explicação para este acontecimento advém do facto das indutâncias das bobinas não serem todas exatamente iguais ( $L_{AC1} \neq L_{AC2} \neq L_{AC3}$ ) e, portanto, existem diferentes derivadas de correntes perante o mesmo vetor aplicado no conversor. Para comprovar a veracidade desta justificação, realiza-se um teste em simulação com diferentes indutâncias nas bobinas ( $L_{AC1} = L_{AC3} = 15$  mH e  $L_{AC2} = 10$  mH) e compara-se com o resultado da Figura 4.16 (a) obtido laboratorialmente. Esta comparação encontra-se na Figura I.1 onde se observa um comportamento semelhante na tensão do *link* DC e nos condensadores.

Como se arbitrou um sentido de corrente no modelo do conversor e os testes anteriores foram realizados perante um FP unitário, decidiu-se comprovar se efetivamente as ondas da tensão e corrente da fase 1 da REE estão alinhadas nos dois modos de operação do conversor. A Figura 4.17 exhibe os resultados obtidos no protótipo laboratorial para  $i_{dref}$  igual a 12 A, tanto no modo retificador como inversor.

A comparação dos resultados com os da simulação encontram-se exibidos na Figura J.1.

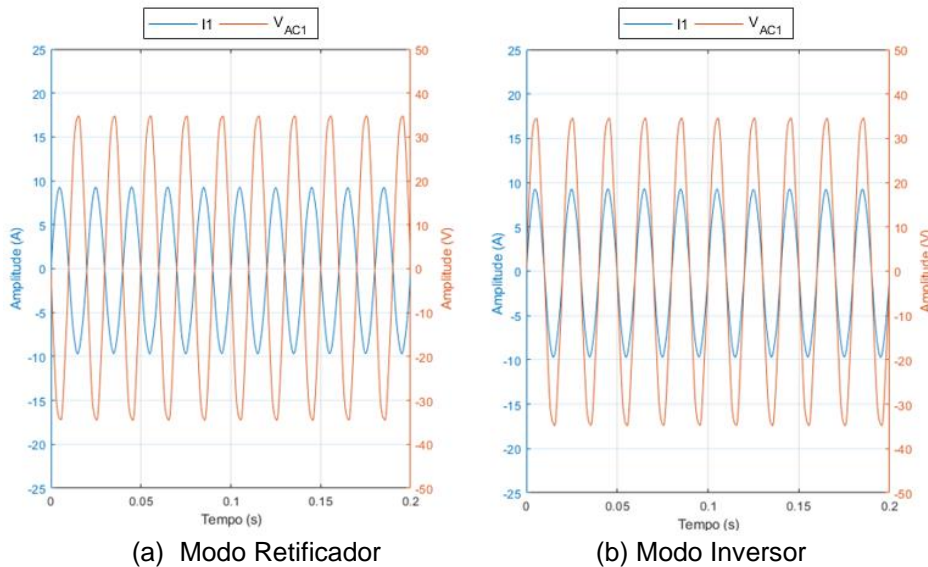


Figura 4.17 – Resultados experimentais do alinhamento entre a tensão e corrente da fase 1 da REE perante um FP unitário.

Ambos os resultados mostram que existe alinhamento da fase 1 da tensão e corrente 1. Estas figuras são validadas pelo analisador de potência Chauvin Arnoux 8332B que indica um FP de 0,988 no modo retificador e 0,991 no modo inversor.

Por vezes, na REE é necessário injetar ou consumir potência reativa. A Figura L.1 mostra os resultados dos testes obtidos, no modo inversor, perante uma potência de 360 VA conjugada com um FP de 0,9 indutivo e capacitivo. Como se pode constatar, os resultados laboratoriais coincidem com os da simulação e isso comprova a eficácia do módulo “FP” implementado no microcontrolador que impõe um  $i_{dref}$  e  $i_{qref}$  igual a 7 A RMS e 3 A RMS, respetivamente.

#### 4.3.1.1. Variação da frequência de amostragem

Em algumas aplicações na eletrónica de potência é necessário aumentar a frequência de amostragem para melhorar a qualidade do sinal amostrado. Por outro lado, quanto maior é a frequência de amostragem, maior é a exigência de processamento. Para tentar minimizar o esforço de processamento, realiza-se os mesmos testes da Tabela 4.1 mas para uma frequência de amostragem de 50 kHz. O intuito deste teste é comparar os resultados com os obtidos para uma frequência de amostragem de 100 kHz (Tabela 4.1).



Tabela 4.2 - THD obtido para diferentes frequências de amostragens e níveis de potência.

	Potência (W)	$I_{dref}$ (A)	$R_c$ ( $\Omega$ )	THD (%)	
				$f_s = 50$ kHz	$f_s = 100$ kHz
Simulação	500	12	20	0,82	0,66
Experimental				1,12	0,95
Simulação	400	9,6	25	1,04	0,78
Experimental				1,28	1,13
Simulação	300	7,21	33,33	1,13	0,85
Experimental				1,84	1,63
Simulação	200	4,81	50	1,66	1,38
Experimental				2,44	2,15

Verifica-se que ao baixar a frequência de amostragem para metade, a qualidade do sinal sinusoidal diminui e isso reflete-se no aumento do THD. Como se tem menos amostras do sinal num período da REE, perante as mesmas constantes de controlo, menor é o número de comutações nos IGBT e conseqüentemente maior é a amplitude do sinal da corrente em torno da referência. Por outro lado, ao baixar o número de comutações nos IGBT, menores são as perdas de potência por comutação. Com estes resultados retira-se uma conclusão interessante sobre o conversor B2B NPC implementado no aerogerador. No lado MSC do conversor deve-se utilizar uma frequência de amostragem mais baixa para conseguir armazenar a máxima potência possível no *link* DC. No caso do GSC, como este lado é responsável por entregar potência à REE, tem-se de usar uma frequência de amostragem ligeiramente superior à da MSC para que o sinal de corrente apresente um baixo THD e melhor qualidade.

#### 4.3.1.2. Alteração da indutância das bobinas

Uma das formas de suavizar o tremor nas correntes AC é através da utilização de bobinas com maior indutância. Apesar deste fator contribuir para uma minimização do THD, acaba por aumentar a queda de tensão aos terminais da bobina. Isto de certa forma é um grande inconveniente à eficiência do conversor pois acaba por limitar a entrega de potência ao *link* DC. Para comprovar o impacto das indutâncias das bobinas no conversor, realiza-se dois testes em laboratório: um no modo retificador com bobinas de 5 mH e outro com bobinas de 15 mH. Na Figura 4.18 estão representadas as correntes AC geradas ( $I_1, I_2, I_3$ ), tensão no *link* DC ( $V_{dc}$ )



e o equilíbrio da tensão nos condensadores ( $V_{C1}, V_{C2}$ ) para uma corrente  $i_{dref}$  igual a 12 A.

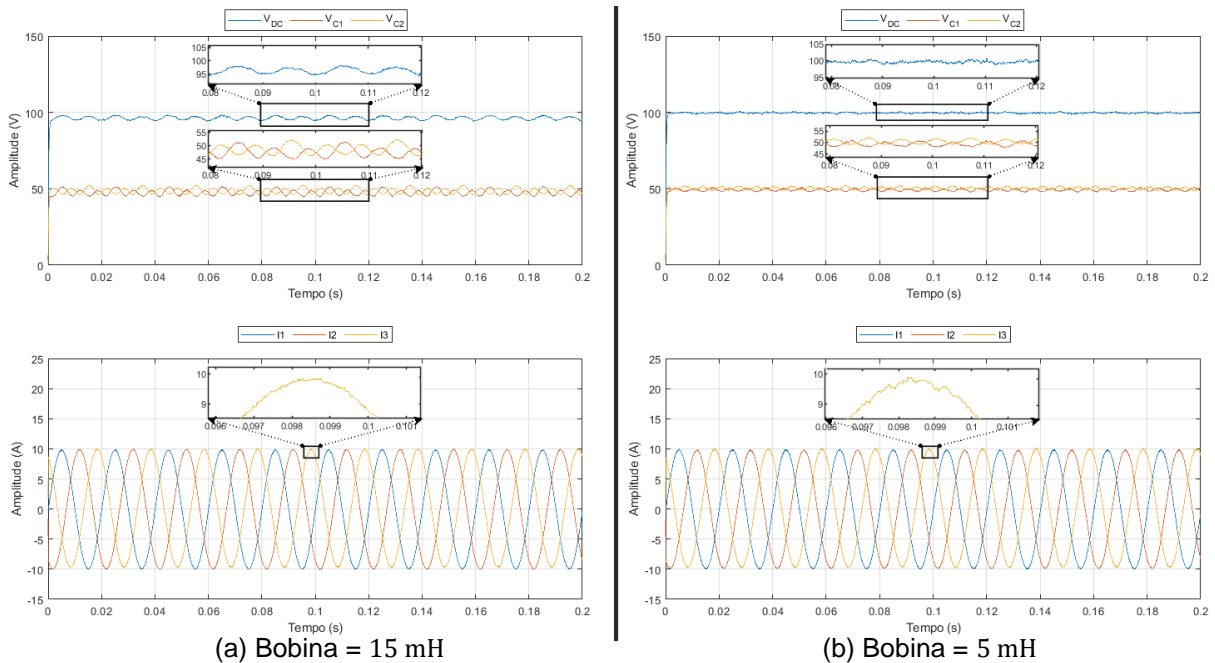


Figura 4.18 – Resultados do controlo da tensão no *link* DC, equilíbrio da tensão nos condensadores e nas correntes AC geradas consoante o valor da indutância da bobina.

Os resultados da Figura 4.18 comprovam que efetivamente as indutâncias das bobinas influenciam o controlo das grandezas elétricas. Quando se utiliza bobinas de 15 mH obtém-se uma tensão média no *link* DC de 96,2 V, enquanto com as bobinas de 5 mH alcança-se uma tensão média de 99,6 V. Estes valores, além de validarem o facto de existir uma maior queda de tensão nas bobinas com maior indutância, mostram também que a queda de tensão na bobina de 15 mH impossibilita que se atinja a tensão de referência de 100 V no *link* DC. Relativamente às correntes trifásicas geradas, as bobinas com maior indutância ajudam na suavização do tremor e, conseqüente, diminuição do THD (menor que 1 %). Estes resultados demonstram que é possível adaptar o conversor ao propósito a que se destina. Por exemplo, se a aplicação que o conversor se destina não necessita de uma tensão no *link* DC sem erro estacionário, pode ser benéfico utilizar bobinas com uma indutância mais elevada para baixar o THD das correntes. Por outro lado, se o conversor não injetar potência na REE podem-se utilizar bobinas com uma indutância mais baixa para não encarecer o próprio conversor.

### 4.3.2. Regime dinâmico com variação da $R_c$

Esta secção destina-se à análise do comportamento do conversor perante uma variação da potência injetada no *link* DC ou na REE. Perante os 100 V de referência no *link* DC, testa-se uma variação de potência dos 500 W para os 300 W e vice-versa.

A Figura 4.19 mostra os resultados obtidos no modo inversor quando se transita, nos 0,2 segundos de simulação, dos 500 W para os 300 W de potência injetada na REE, através da comutação do valor da carga  $R_c$  dos 100  $\Omega$  para os 33,33  $\Omega$ .

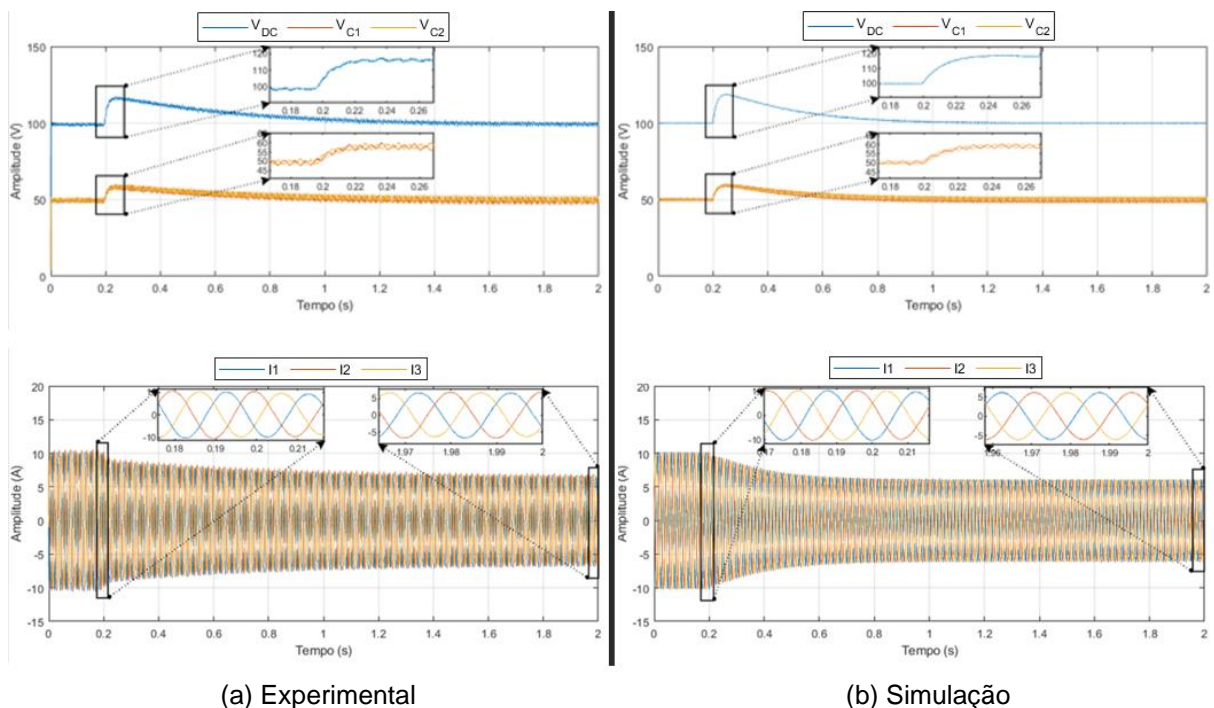


Figura 4.19 – Tensão no *link* DC, equilíbrio da tensão nos condensadores e correntes AC geradas quando se transita dos 500 W para os 300 W de potência injetada na REE através da variação de  $R_c$  dos 100  $\Omega$  para 33,33  $\Omega$  com o conversor a operar no modo inversor.

Comparando os tempos de resposta de ambos os controladores verifica-se que, a nível laboratorial, os controladores demoram mais tempo a atingir o regime estacionário do que em simulação. Uma vez que se está a operar no modo inversor, a resposta do controlador da tensão no *link* DC acaba por afetar o tempo de resposta do controlador das correntes como também do controlador da tensão nos condensadores. Como se pode constatar pelos resultados da Figura 4.19 (a), o tempo de resposta dos controladores até estabilizar é de 1,8 segundos, enquanto que os da Figura 4.19 (b) é de 0,8 segundos. O facto dos tempos de resposta dos controladores a nível laboratorial e de simulação não serem iguais advém de vários fatores, como por exemplo: variações nas capacidades dos condensadores e nas indutâncias das bobinas, variações na leitura das grandezas elétricas, tempo de

processamento do microcontrolador, entre outras situações. Apesar de não se poder comparar de forma direta o tempo de resposta teórico dos controladores (Figura H.1) com os da Figura 4.19, fica-se com uma ideia de como os controladores respondem a uma variação na entrada do controlador.

Relativamente ao comportamento da tensão no *link* DC e da tensão nos condensadores, quando se diminui a carga  $R_c$  de  $100 \Omega$  para  $33,33 \Omega$  ocorre uma sobre-elevação da tensão. Esta sobre-elevação resulta do controlador da tensão no *link* DC não conseguir responder com a mesma velocidade na qual ocorre a comutação do valor da carga  $R_c$ . No caso das correntes trifásicas, como estas são geradas com base na corrente de referência proveniente do controlador da tensão no *link* DC, não se verifica nenhuma descontinuidade no momento em que ocorre a comutação da carga.

A Figura 4.20 mostra os resultados obtidos no modo retificador quando se transita, no mesmo instante de simulação, dos 300 W para os 500 W através da diminuição da resistência de carga  $R_c$  dos  $33,33 \Omega$  para os  $20 \Omega$ .

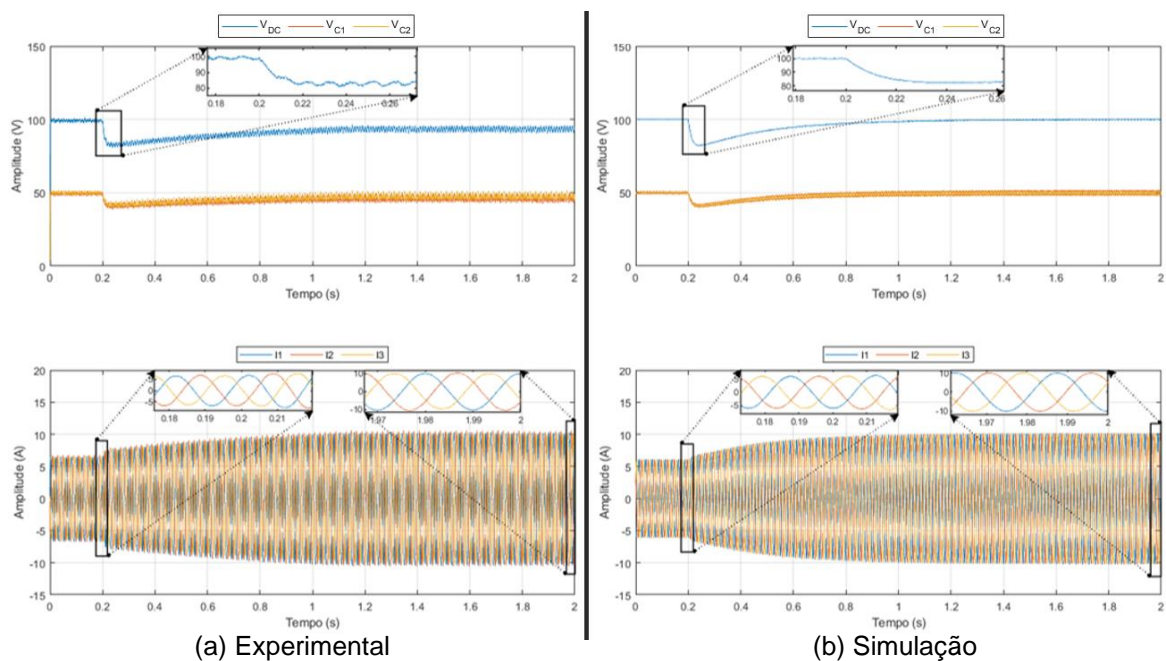


Figura 4.20 – Tensão no *link* DC, equilíbrio da tensão nos condensadores e correntes AC geradas quando se transitou dos 300 W para os 500 W de potência injetada no *link* DC através da variação de  $R_c$  dos  $33,33 \Omega$  para  $20 \Omega$  com o conversor a operar no modo retificador.

Neste caso, como se diminui repentinamente o valor da carga  $R_c$  para que o lado DC consuma mais potência, isto origina uma queda na tensão no *link* DC uma vez que não há potência suficiente para impor a tensão de referência. Apesar de haver estas sobre-elevações e abaixamentos do nível de tensão no *link* DC, mantém-se a parametrização dos controladores para assegurar que as correntes têm uma variação suave no momento da transição. A regulação da tensão no *link*

DC pode ser mais rápida mas isso exige que se coloquem os controladores mais responsivos. Ao fazer isto acaba-se por ter uma maior variação na corrente AC que, por sua vez, se reflete numa rápida variação da potência gerada para a REE.

### 4.3.3. Regime dinâmico com variação da tensão $V_{dc}$

O equilíbrio da tensão no *link* DC é fundamental para a operacionalidade do conversor. Nesta secção analisa-se o comportamento do conversor no modo inversor, com um  $R_c$  igual a  $33,33 \Omega$ , perante uma variação em degrau na tensão de referência no *link* DC. A Figura 4.21 mostra as variações da tensão de referência realizadas durante 10 segundos de teste.

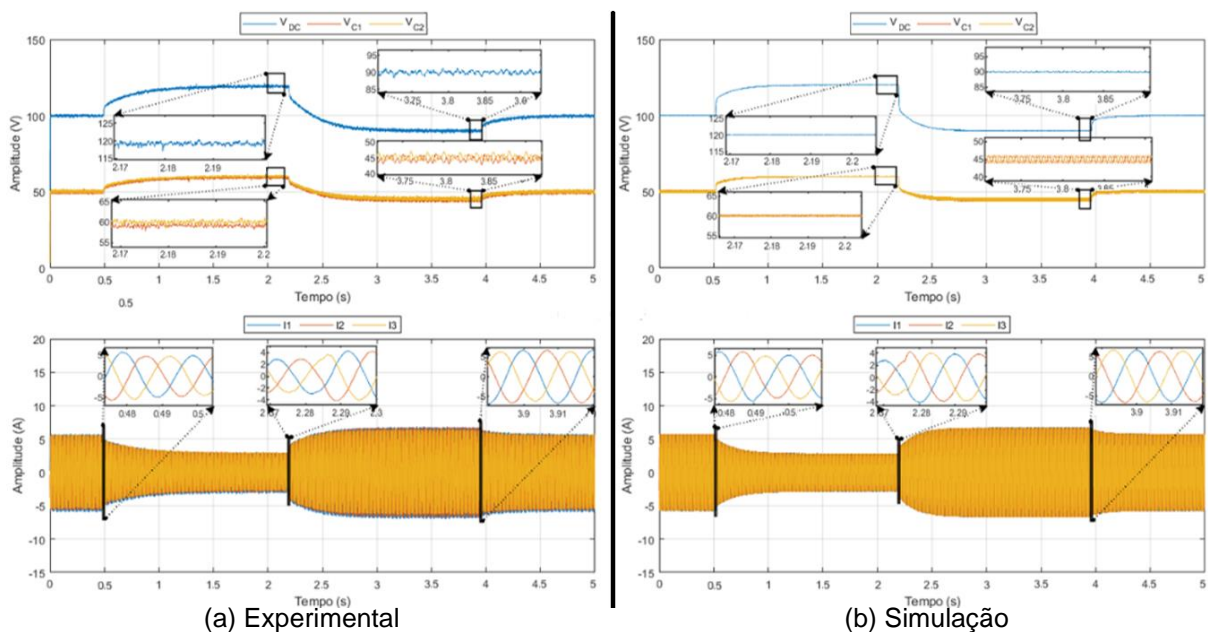


Figura 4.21 – Tensão no *link* DC, equilíbrio da tensão nos condensadores e correntes AC geradas quando se variou a tensão de referência no *link* DC com o conversor a operar no modo inversor.

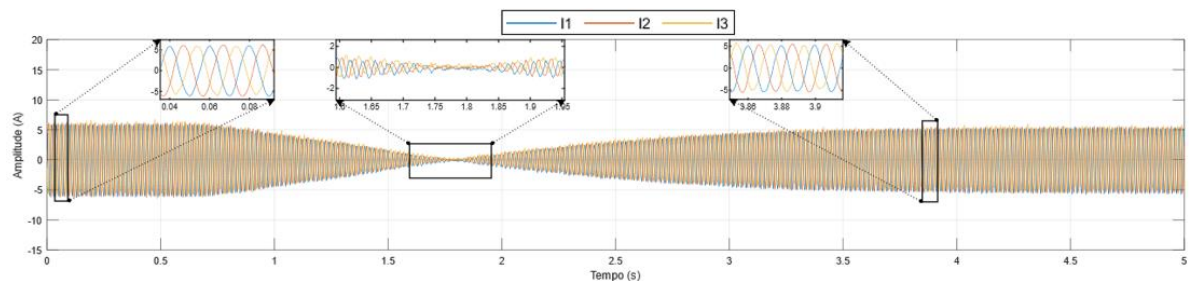
Inicia-se o teste com 100 V de tensão DC de referência e transita-se para os 120 V nos 0,49 segundos. A estabilização da tensão no *link* DC e nos condensadores após a mudança da referência ocorre ao fim de 1,2 segundos no protótipo laboratorial e 0,6 segundos na simulação. Em relação às correntes AC, estas não sofrem distorção quando se dá a transição da referência da tensão porque o controlador da tensão no *link* DC, além de ter a sua saída limitada, possui uma resposta relativamente suave a uma variação brusca. Ao comutar para um nível de tensão superior no *link* DC, perante o mesmo nível de potência, a amplitude das correntes diminui. Esta configuração nos controladores, mesmo perante variações bruscas, permite que se consiga manter sempre o sistema equilibrado e gerar correntes AC, com baixo THD, que contribuem para uma boa qualidade de energia elétrica.

A seguinte alteração da referência da tensão no *link* DC é dos 120 V para os 90 V no segundo 2,285. Neste caso, ao se comutar para um nível de tensão mais baixo, a amplitude das correntes aumenta. Além disso, como a variação da tensão é numa ordem de 30 V, as correntes acabam por distorcer mais um pouco do que no caso anterior. Apesar disso, o controlador da corrente consegue recuperar o seguimento da corrente num período de tempo menor que um ciclo da REE.

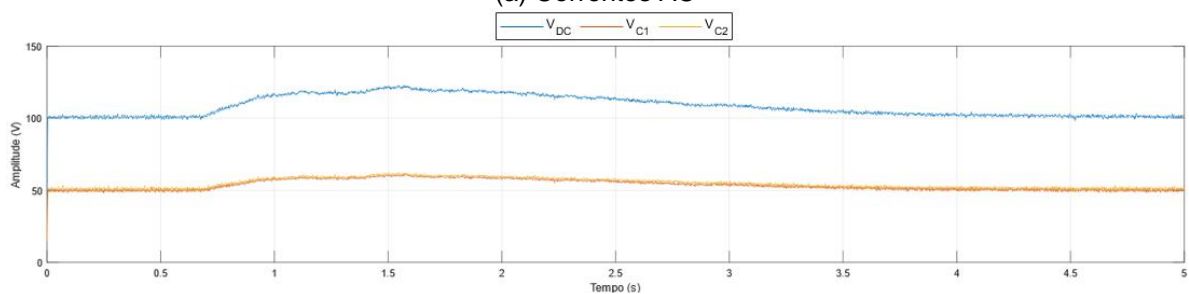
Por fim, a última variação da referência ocorre no segundo 3,9 no qual se passa dos 90 V para os 100 V novamente. Como é uma variação com pouca magnitude, as correntes AC geradas não sofrem quase nenhuma perturbação ou descontinuidade. Portanto, com todos estas variações de referência, consegue-se comprovar que existe uma relação direta entre a magnitude da variação da referência e a variação nas correntes AC geradas do lado da REE.

#### 4.3.4. Transição do modo retificador para o modo inversor

Realiza-se um teste em que se transita do modo retificador para o modo inversor perante uma carga  $R_c$  de  $33,33 \Omega$ . Para tal, usa-se a configuração da Figura 4.14 e coloca-se a fonte DC com um nível de tensão de 0 V para não fornecer potência à carga  $R_c$  nem ao *link* DC. A transição do modo de operação do conversor é realizada pelo aumento gradual da tensão na fonte DC até os 120 V. Na Figura 4.22 mostram-se os resultados laboratoriais das correntes AC, tensão no *link* DC e o equilíbrio da tensão nos condensadores.



(a) Correntes AC



(b) Tensão no *link* DC e equilíbrio da tensão nos condensadores

Figura 4.22 - Transição do modo retificador para inversor no conversor do protótipo laboratorial.



Após se ter atingido o regime estacionário no modo retificador, liga-se a fonte DC no segundo 0,5 e começa-se a aumentar gradualmente a tensão. À medida que a tensão aumenta e ultrapassa os 34 V, a fonte DC começa a fornecer potência à carga  $R_c$  e isso leva à diminuição, também gradual, da potência do lado AC. Como o aumento da tensão dos 100 V até aos 120 V é realizado mais rápido do que o tempo de resposta do controlador da tensão no *link* DC, acaba-se por perder o seguimento da referência até os 4 segundos. Apesar de se ter perdido o seguimento da referência da corrente, o equilíbrio da tensão nos condensadores não fica comprometido.

Aos 1,8 segundos do teste dá-se a transição do modo retificador para o modo inversor e, como seria de esperar, as correntes AC invertem a sua fase. Como se mantém a tensão na fonte DC nos 120 V, o controlador da tensão no *link* DC corrige gradualmente o erro acumulado na componente integral e isso faz com que o aumento da magnitude das correntes AC também seja feito com a mesma velocidade.

#### **4.4. Resultados experimentais do conversor com a máquina síncrona**

Nesta secção apresenta-se os resultados obtidos no protótipo laboratorial, com o lado AC do conversor ligado à máquina síncrona e o lado DC ligado a uma fonte DC em paralelo com uma carga  $R_c$ . As máquinas elétricas utilizadas no protótipo laboratorial estão apresentadas na Figura M.1. Utiliza-se um gerador síncrono e uma máquina DC para simular o efeito da turbina eólica.

##### **4.4.1. Regime estacionário**

Como o lado MSC do conversor se destina a retificar a potência da máquina elétrica para o *link* DC, utiliza-se uma máquina síncrona de pólos salientes (MSM10 [55]) com configuração em estrela no lado AC do gerador. Esta máquina possui as seguintes características como gerador:

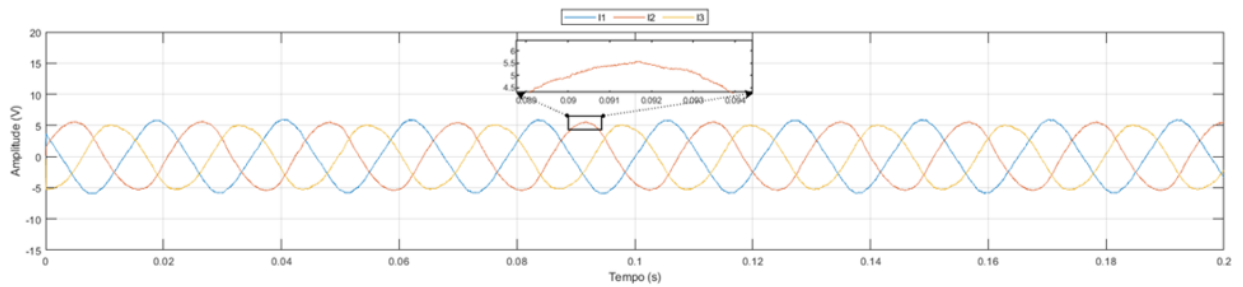
- **Potência nominal** = 300 W;
- **Velocidade de rotação nominal** = 1500 rpm;
- **Número de par de pólos** = 2;
- **Tensão simples do estator** = 230 V;
- **Corrente máxima no estator** = 0,43 A;
- **Corrente máxima no rotor** = 0,9 A;
- **Momento de inércia** = 0,024 kg. m<sup>2</sup>.

Para simular a captação do vento nas pás do aerogerador, conecta-se o veio da máquina DC (PE10 [56]) ao veio da máquina síncrona de pólos salientes. Esta máquina DC possui as seguintes características no modo motor:

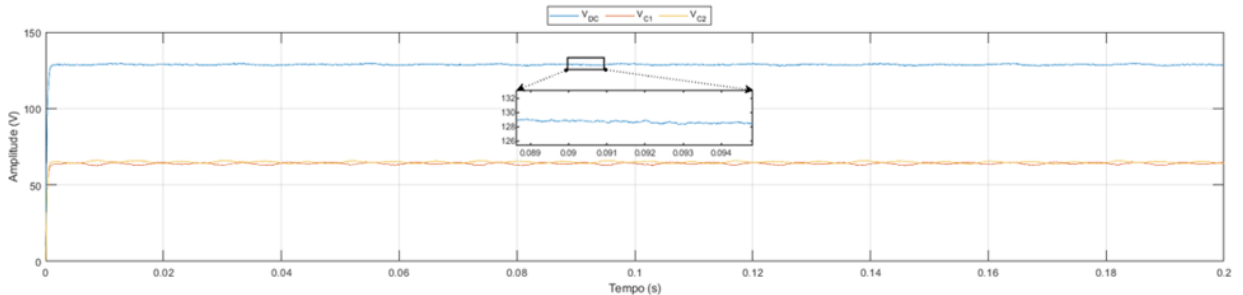
- **Potência nominal** = 155 W;
- **Velocidade de rotação nominal** = 1500 rpm;
- **Máxima velocidade de rotação** = 2200 rpm;
- **Tensão simples do estator** = 270 V;
- **Corrente máxima da armadura** = 1,05 A.

Como a máquina DC está acoplada ao veio da máquina síncrona, a potência máxima que se pode extrair da máquina síncrona está limitada aos 155 W da máquina DC. Em relação à configuração desta máquina, opta-se por ligar uma indutância em série com a armadura da própria máquina para acumular mais f. e. m. aos seus terminais. Por outro lado, utiliza-se um reóstato ligado em paralelo com o enrolamento de campo para limitar manualmente a corrente injetada nos próprios enrolamentos de campo. A Figura N.1 mostra o esquema da configuração mencionada anteriormente.

Como o conversor está a funcionar no modo retificador, utiliza-se uma carga  $R_c$  igual ou superior a  $100 \Omega$  para limitar a extração de potência da máquina. Nesse lado do conversor, a corrente de referência no controlador de corrente é imposta pelo controlador de velocidade da máquina elétrica (não existe controlo da tensão no *link* DC). Um apontamento importante neste modo do conversor é o cálculo da velocidade de rotação atual da máquina através do circuito de sincronismo e da equação (2.3). Tendo isso em consideração, define-se 3 velocidades de rotação de referência diferentes para as parametrizações das máquinas DC e síncrona mencionadas na Tabela O.1 e O.2. Estas diferentes velocidades de rotação foram escolhidas com o propósito de originar um ângulo de carga que maximizasse a f. e. m. entre o estator e o rotor. Na Figura 4.23 mostra-se os resultados das correntes AC geradas, a tensão no *link* DC e o equilíbrio da tensão nos condensadores no teste laboratorial em que se impôs uma velocidade de rotação de referência de 1400 rpm.



(a) Correntes AC



(b) Tensão no *link* DC e equilíbrio da tensão nos condensadores

Figura 4.23 – Resultados obtidos perante uma velocidade de rotação de referência  $\omega_{mref}$  de 1400 rpm.

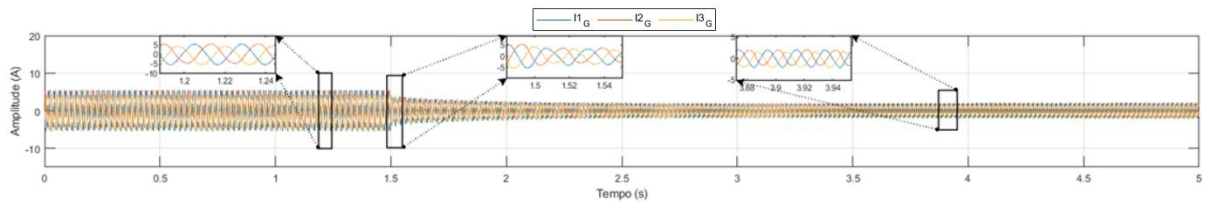
Durante a realização dos testes verifica-se que o veio da máquina AC síncrona está arqueado. Este defeito mecânico acaba por comprometer a distribuição uniforme do entreferro pela máquina, resultando numa maior f.e.m. na fase 1 da corrente e, por conseguinte, maior amplitude da corrente 1. Como neste teste não está ativo o controlador da tensão *link* DC, a tensão no *link* DC sobe até aos 129 V perante a velocidade de rotação de 1400 rpm. Se o controlador da tensão no *link* DC estivesse ativo, o mesmo ia impor uma corrente de referência no controlador de corrente do GSC para injetar potência na REE e, ao mesmo tempo, estabilizar a tensão nos 100 V.

#### 4.4.2. Regime dinâmico com variação da velocidade $\omega_m$

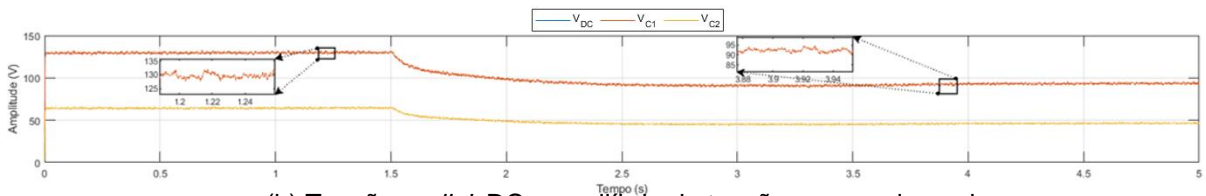
Para analisar a resposta do controlador da velocidade de rotação da máquina, altera-se em *step* a velocidade de referência para um novo valor. Desta forma, consegue-se analisar a evolução da velocidade de rotação da máquina bem como as tensões no *link* DC e nos condensadores.

A Figura 4.24 mostra os resultados alcançados no teste de 5 segundos em que se altera a velocidade de referência dos 1400 rpm para os 1200 rpm nos 1,5 segundos.





(a) Correntes AC



(b) Tensão no *link* DC e equilíbrio da tensão nos condensadores

Figura 4.24 – Resultados obtidos quando se varia a velocidade de rotação de referência dos 1400 rpm para os 1200 rpm.

Antes dos 1,5 segundos a máquina encontra-se em regime estacionário para uma velocidade de rotação de 1400 rpm. A partir dos 1,5 segundos comuta-se o valor da carga  $R_c$  dos 100  $\Omega$  para os 150  $\Omega$  e, ao mesmo tempo, dá-se ordem ao microcontrolador para alterar a velocidade de referência dos 1400 rpm para os 1200 rpm. Através do zoom realizado no intervalo de tempo dos 1,48 segundos aos 1,56 segundos (Figura 4.24 (a)), verifica-se que não existe nenhuma perturbação na forma de onda das correntes AC. Em termos de controlo da velocidade de rotação, a máquina só estabilizou nos 1200 rpm após 1 segundo da comutação da referência. Relativamente à tensão no *link* DC presente na Figura 4.24 (b), esta fornece também uma indicação da desaceleração da máquina através da diminuição da tensão presente no *link* DC. Resumidamente, quanto menor é a velocidade de rotação, menor é a f.e.m. induzida no estator e, conseqüentemente, menor é a potência colocada no *link* DC.

A Figura 4.25 mostra o resultado do teste em que se inicia a máquina com uma velocidade de referência de 1200 rpm, perante uma carga  $R_c$  de 150  $\Omega$ , e depois altera-se no segundo 1,5 para os 1300 rpm com uma carga  $R_c$  de 100  $\Omega$ .

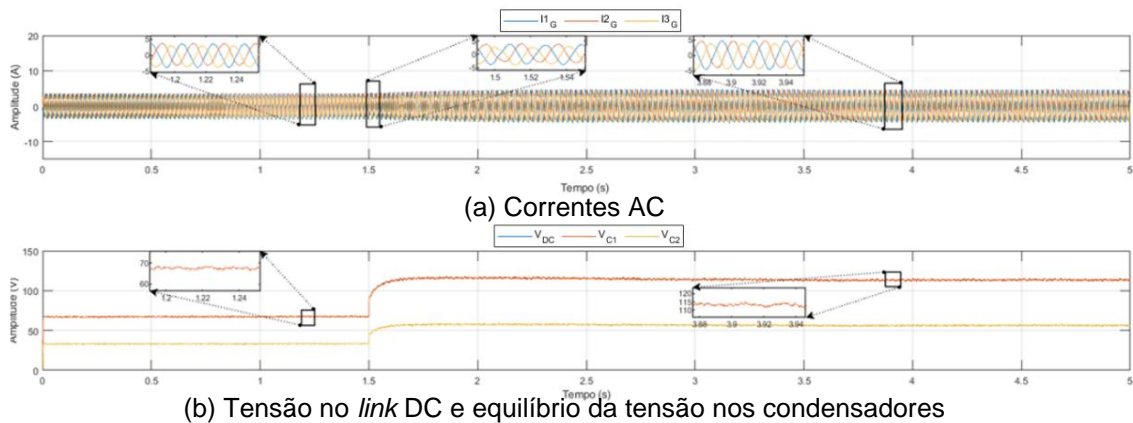


Figura 4.25 – Resultados obtidos quando se varia a velocidade de rotação de referência dos 1200 rpm para os 1300 rpm.

Neste teste, como ocorre em simultâneo uma diminuição da carga  $R_c$  e aumento da velocidade de referência, dá-se um aumento gradual da amplitude das correntes AC como também da tensão no *link* DC e nos condensadores. Em termos de controlo da velocidade de rotação, a máquina só estabilizou nos 1300 rpm após 0,5 segundos da comutação da referência. Conclui-se pelos resultados da Figura 4.24 e Figura 4.25, que o sistema é capaz de responder a qualquer variação de velocidade de referência imposta na máquina sem comprometer as correntes AC.

## 4.5. Resultados do aerogerador

Nesta secção apresenta-se os resultados obtidos no sistema completo do aerogerador. Como o protótipo laboratorial está limitado a apenas um conversor NPC, o teste ao sistema completo do aerogerador interligado à REE por um conversor NPC B2B teve de ser realizado no MATLAB/*Simulink*.

Começa-se por testar separadamente as regiões de controlo em estado estacionário para diferentes velocidades de vento. Posteriormente, realiza-se transições entre as regiões de controlo para averiguar se a turbina dimensionada e os controladores estão operacionais. Como já se tinha validado o comportamento dos controladores implementados no conversor, tanto em regime estacionário como em regime dinâmico, os testes descritos nas próximas secções têm o propósito de analisar o comportamento do sistema completo do aerogerador.

#### 4.5.1. Região 2 de operação e controlo

Pelo que foi mencionado na secção 4.1.2.3.1 e também pelos dados presentes na Figura 4.6, decompôs-se os dados referentes a esta região de controlo na Tabela 4.3 para que se possa retirar ilações referentes ao dimensionamento da turbina e dos respetivos controladores.

Tabela 4.3 - Dados referentes à região 2 de operação e controlo do aerogerador dimensionado.

Velocidade do vento (m/s)	$\beta$ (°)	$\lambda$	$C_p$	$\omega_m$ (rad/s)	Potência (W)	$I_{123_G}$ RMS (A)	$V_{123_G}$ RMS (V)
5	0	8,1	0,48	23,49	108,00	2,81	12,80
6				28,18	186,57	4,04	15,37
7				32,88	296,30	5,53	17,85
8				37,58	442,28	7,22	20,41
9				42,27	629,73	9,14	22,96
10				46,97	863,82	11,29	25,51
10,5				49,32	1000,00	12,45	26,78

Para estar em conformidade com a informação da Figura 2.13 [35], a região 2 de operação e controlo é dimensionada com um  $\beta$ ,  $\lambda_{\text{ótimo}}$  e  $C_{p_{\text{ótimo}}}$  de 0°, 8,1 e 0,48, respetivamente, com o propósito de maximizar a extração de potência nesta região. Os dados da Tabela 4.3 mostram que à medida que o vento aumenta perante um  $\beta$  de 0°, maior é a velocidade de rotação do rotor e, por conseguinte, maior é a potência gerada. Apesar de só estarem representados na Tabela 4.3 os valores ótimos para cada velocidade de vento, a Figura 4.6 mostra o comportamento da curva de potência à medida que a velocidade do vento aumenta.

#### 4.5.1.1. Regime estacionário

Começa-se por testar a turbina a uma velocidade de vento de 8 m/s e obteve-se, na Figura 4.26, os seguintes valores que caracterizam a eficiência aerodinâmica da turbina, nomeadamente, potência gerada,  $C_p$  e  $\lambda$  em regime estacionário.

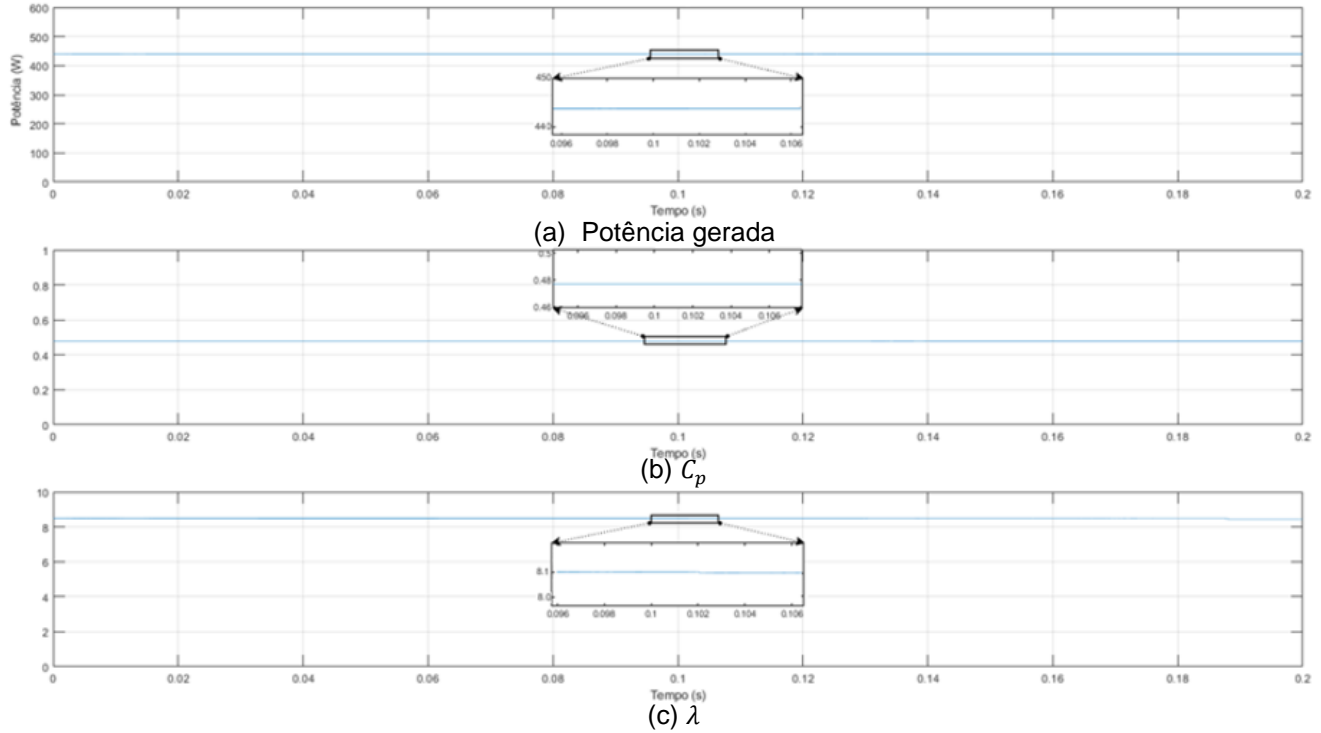
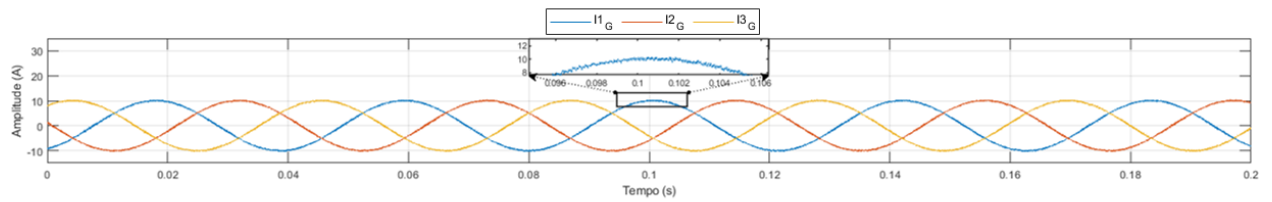
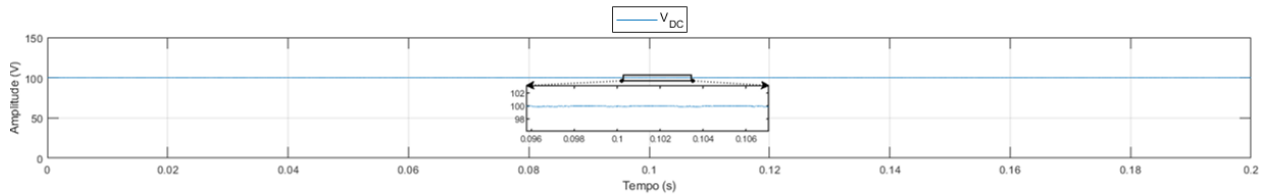


Figura 4.26 – Comportamento do aerogerador perante uma velocidade de vento de 8 m/s incidente sobre as pás.

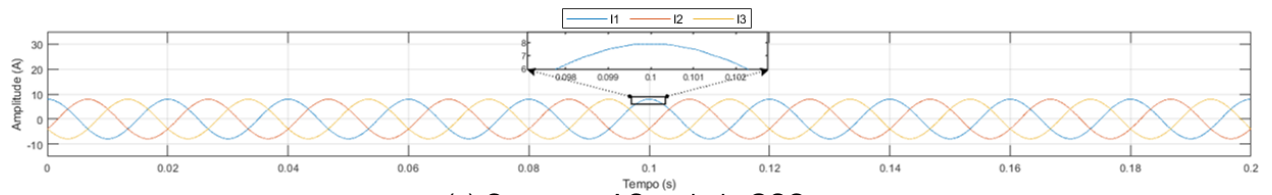
Os resultados da Figura 4.26 demonstram que a região 2 de controlo está a operar de acordo com os valores presentes na Tabela 4.3. Perante esta velocidade do vento, o valor de  $C_p$  e de  $\lambda$  encontram-se maximizados e, por conseguinte, consegue-se gerar a máxima potência de 442 W. Para se perceber a importância da utilização de um conversor NPC B2B neste tipo de aplicações, mostram-se na Figura 4.27 as correntes AC no lado MSC ( $I_{1G}$ ,  $I_{2G}$ ,  $I_{3G}$ ), tensão no *link* DC e as correntes AC no lado GSC ( $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$ ).



(a) Correntes AC no lado MSC



(b) Tensão no *link* DC

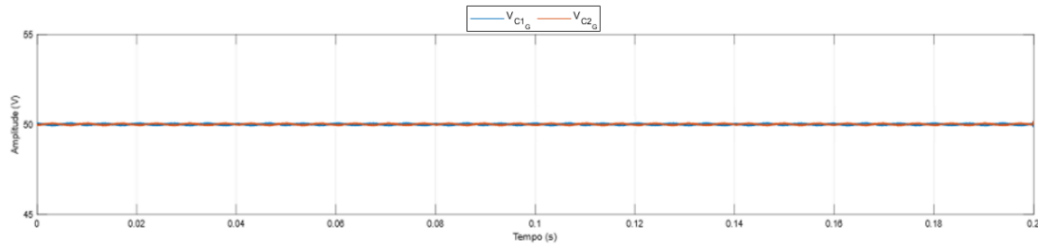


(c) Correntes AC no lado GSC

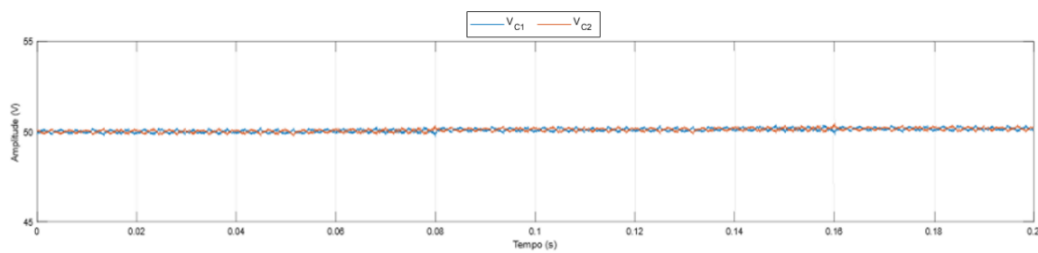
Figura 4.27 – Correntes AC geradas, em ambos os lados do conversor, e a tensão no *link* DC perante uma velocidade de vento de 8 m/s incidente sobre as pás da turbina.

Comparando as correntes geradas pela máquina na Figura 4.27 (a) com as correntes mencionadas na Tabela 4.3, verifica-se que ambas possuem valores muito idênticos. Como se percebe pela Figura 4.27, a máquina elétrica gera correntes AC de 7,22 A RMS, com uma frequência de 23,95 Hz, e essa corrente é injetada no *link* DC. O controlador da tensão do *link* DC impõem uma corrente de referência ( $i_{dref} = 6,92$  A) no controlador interno de corrente do lado GSC e, perante esta referência, as correntes AC no lado GSC são geradas com uma amplitude menor comparativamente às correntes AC do lado MSC. Uma vez que a potência gerada na turbina é aproximadamente igual à potência entregue à REE, essa ligeira diferença na amplitude das correntes está relacionada com o facto da tensão da REE (24 V RMS) ser superior ao nível de tensão gerada pela máquina. Como a injeção de potência na REE exige certos cuidados, teve-se de verificar se efetivamente a corrente AC entregue à REE está com uma frequência de  $50 \text{ Hz} \pm 1 \%$ . A Figura P.1 mostra os valores exatos de frequência das correntes AC em ambos os lados do conversor.

Relativamente ao equilíbrio da tensão nos condensadores garante-se, em ambos os lados do conversor, um valor médio de tensão de 50 V nos condensadores. A Figura 4.28 mostra os valores de tensão obtidos nos condensadores.



(a) Tensão nos condensadores no lado MSC



(b) Tensão nos condensadores no lado GSC

Figura 4.28 - Equilíbrio da tensão nos condensadores para uma velocidade de vento de 8 m/s no aerogerador.

Comprova-se que, em regime estacionário, há equilíbrio de tensão nos condensadores em ambos os lados do conversor.

#### 4.5.1.2. Regime dinâmico

Nesta secção submete-se o aerogerador a um aumento da velocidade do vento, dos 8 m/s para os 10 m/s, a partir dos 0,05 segundos de simulação. A Figura 4.29 mostra o comportamento da velocidade de rotação do rotor e, consequentemente, da potência gerada quando ocorre um aumento da velocidade do vento. Para complementar a informação da Figura 4.29, mostra-se na Figura Q.1 o comportamento aerodinâmico ( $C_p$  e  $\lambda$ ) perante estas condições de vento.

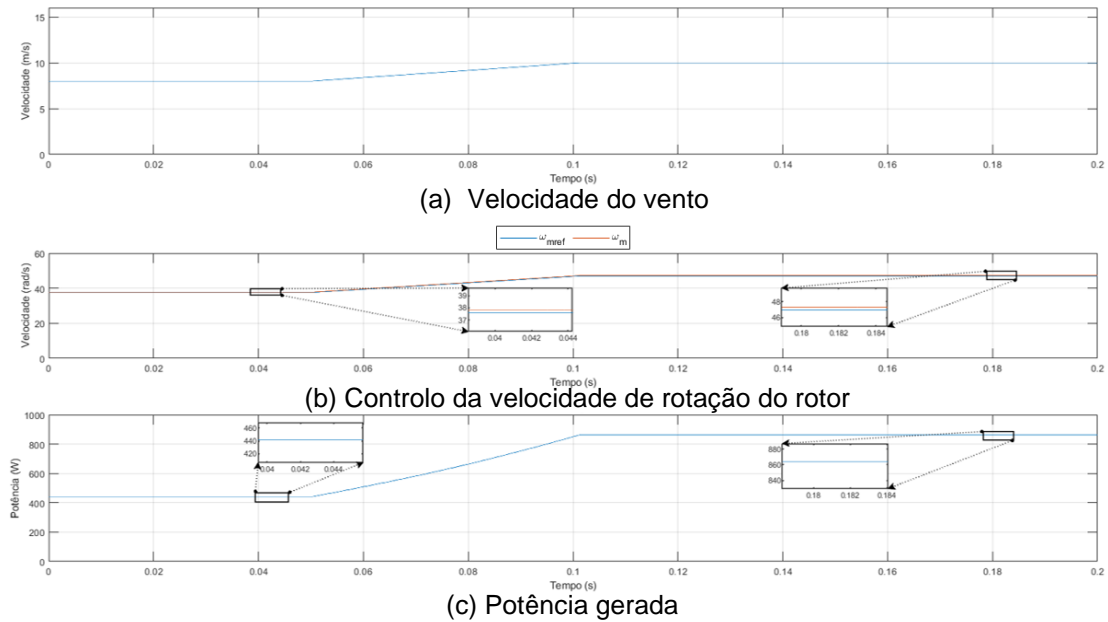
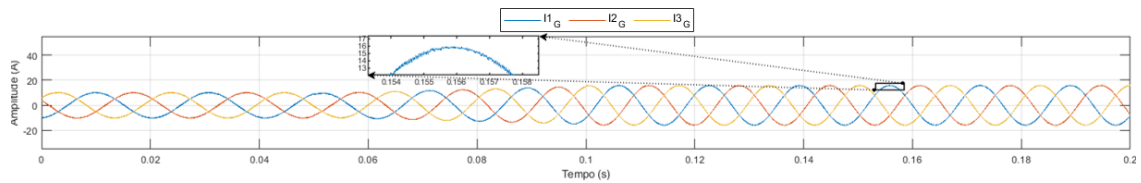


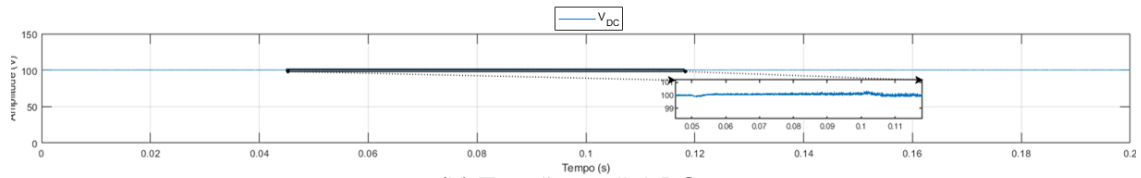
Figura 4.29 – Comportamento aerodinâmico do aerogerador quando há um aumento da velocidade do vento dos 8 m/s para os 10 m/s.

Durante o aumento da velocidade do vento (Figura 4.29 (a)) ocorre um aumento gradual da velocidade de rotação de referência, desencadeado pelo controlador de velocidade, tal como se pode constatar pela linha azul ( $\omega_{mref}$ ) da Figura 4.29 (b). Há medida que a velocidade de rotação de referência aumenta, a velocidade de rotação do gerador ( $\omega_m$ ) aumenta até estabilizar nos 46,97 rad/s. Por conseguinte, o aumento da velocidade de rotação na máquina gera maior f. e. m. e isso faz com que a potência gerada (Figura 4.29 (c)) também aumente. Todas as variáveis presentes na Figura 4.29 estão de acordo com os valores presentes na Tabela 4.3. Em relação ao comportamento dos controladores, não existe nenhum *overshoot* na velocidade de rotação como também na potência gerada quando ocorre a variação da referência de velocidade.

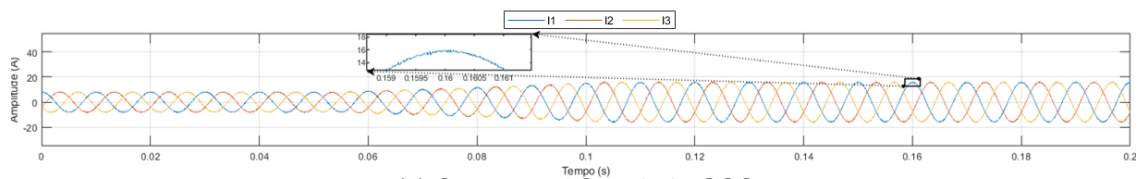
O aumento na velocidade do vento também tem impacto na geração das correntes AC bem como na tensão no *link* DC. A Figura 4.30 mostra as correntes AC geradas no lado MSC, o impacto da tensão no *link* DC e as correntes AC da REE quando a velocidade do vento aumenta dos 8 m/s para 10 m/s.



(a) Correntes AC no lado MSC



(b) Tensão no *link* DC



(c) Correntes AC no lado GSC

Figura 4.30 – Correntes AC geradas, em ambos os lados do conversor, e a tensão no *link* DC quando se aumentou a velocidade de vento dos 8 m/s para os 10 m/s.

No lado MSC, é evidente o aumento da amplitude e frequência das correntes originado pelo aumento da velocidade de rotação do rotor. A partir dos 0,05 segundos a tensão no *link* DC, presente no zoom da Figura 4.30 (b), tem uma ligeira perturbação devido ao aumento da injeção de potência proveniente do lado MSC. Essa perturbação encontra-se abaixo de 1 % do valor da referência dos 100 V e, portanto, não tem impacto significativo no sistema. No caso das correntes AC do lado GSC, a amplitude das mesmas também aumenta mas a frequência do sinal permanece em torno dos 50 Hz. A Figura Q.2 mostra a evolução das correntes trifásicas e das respectivas frequências em ambos os lados do conversor. Em relação ao equilíbrio da tensão nos condensadores, a Figura 4.31 mostra os resultados obtidos nos condensadores em ambos os lados do conversor.



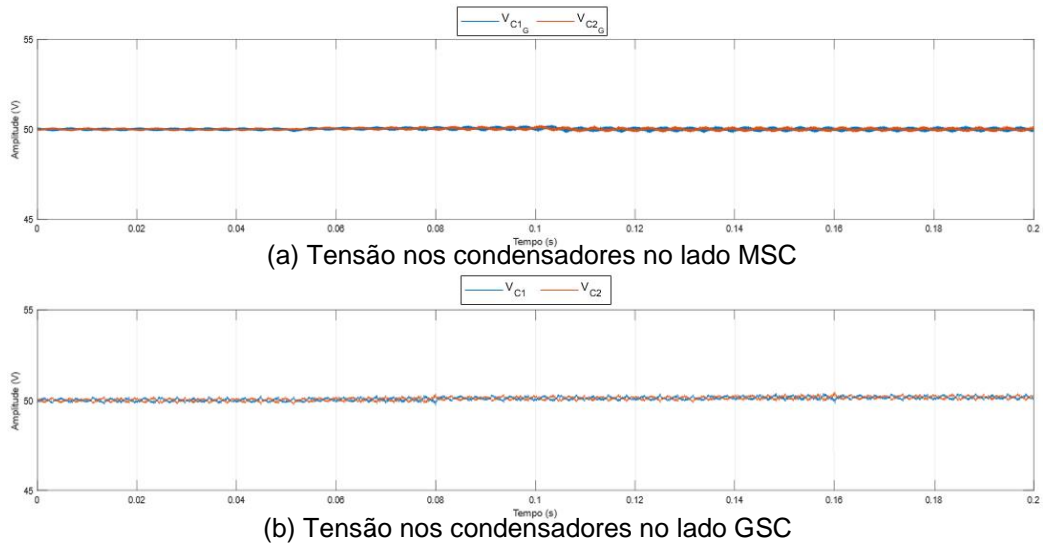


Figura 4.31 - Equilíbrio da tensão nos condensadores quando se aumenta a velocidade de vento dos 8 m/s para 10 m/s.

Os resultados demonstram que se consegue manter, em ambos os lados do conversor, a tensão nos condensadores equilibrada mesmo perante um aumento da velocidade do vento. Do lado MSC verifica-se que existe um aumento na amplitude de equilíbrio da tensão nos condensadores (Figura 4.31 (a)) quando o aerogerador passa a estar sujeito a 10 m/s de vento. Como a tensão no *link* DC permanece em torno dos 100 V (Figura 4.30 (b)), o equilíbrio da tensão nos condensadores do lado GSC (Figura 4.31 (b)) apresenta uma amplitude constante durante todo o teste.

No que toca à diminuição da velocidade do vento, mostram-se da Figura Q.3 à Figura Q.7 os resultados obtidos na turbina quando o vento baixa dos 10 m/s para os 8 m/s. Em todos eles, os valores coincidem com os valores esperados e isso demonstra a operacionalidade da turbina sob diversas condições de variação da velocidade do vento.

#### 4.5.2. Região 3 de operação e controlo

Da mesma forma que se decompôs os dados da região 2 na Tabela 4.3, adota-se o mesmo processo para a região 3 mas neste caso utiliza-se os dados da Figura 4.8. Tal como foi mencionado na secção 4.1.2.3.2, expõem-se o aerogerador às diversas velocidades de vento da região 3 e verifica-se o ângulo  $\beta$  que limita aerodinamicamente o aerogerador em 1 kW. A Tabela 4.4 mostra os valores obtidos no aerogerador.

Tabela 4.4 - Dados referentes à região 3 de controle e operação da turbina dimensionada.

Velocidade do vento (m/s)	$\beta$ (°)	$\lambda$	$C_p$	$\omega_m$ (rad/s)	Potência (W)	$I_{123G}$ RMS (A)	$V_{123G}$ RMS (V)
11	1	7,7	0,42	49,32	1000	12,45	26,78
12	4	7,1	0,32				
13	9	6,5	0,25				
14	13	6,0	0,20				
15	16	5,6	0,16				
16	19	5,3	0,13				
17	22	5,0	0,11				
18	24	4,7	0,095				
19	26	4,4	0,081				
20	27	4,2	0,069				
21	29	4,0	0,060				
22	30	3,8	0,050				
23	31	3,6	0,045				
24	32	3,5	0,040				
25	33	3,4	0,035				

Os valores de  $C_p$  e  $\lambda$  demonstram a limitação aerodinâmica do aerogerador com o aumento do ângulo  $\beta$ . Perante a mesma velocidade de rotação imposta pelo controlador de velocidade da máquina, quanto maior é o ângulo  $\beta$ , menor é a velocidade na ponta da pá ( $\lambda$ ) e, por conseguinte, menor é a potência extraída face à potência disponível do vento ( $C_p$ ).

#### 4.5.2.1. Regime estacionário

Como nesta região de operação e controle é imperial manter a potência nominal da turbina ao longo do espectro de vento, expôs-se a turbina a diferentes de vento, nomeadamente, 11 m/s , 15 m/s e 20 m/s , para se visualizar as características aerodinâmicas para uma velocidade de rotação de referência de

49,32 rad/s. A Figura 4.32 mostra os valores da potência gerada,  $C_p$  e  $\lambda$  obtidos nesta região.

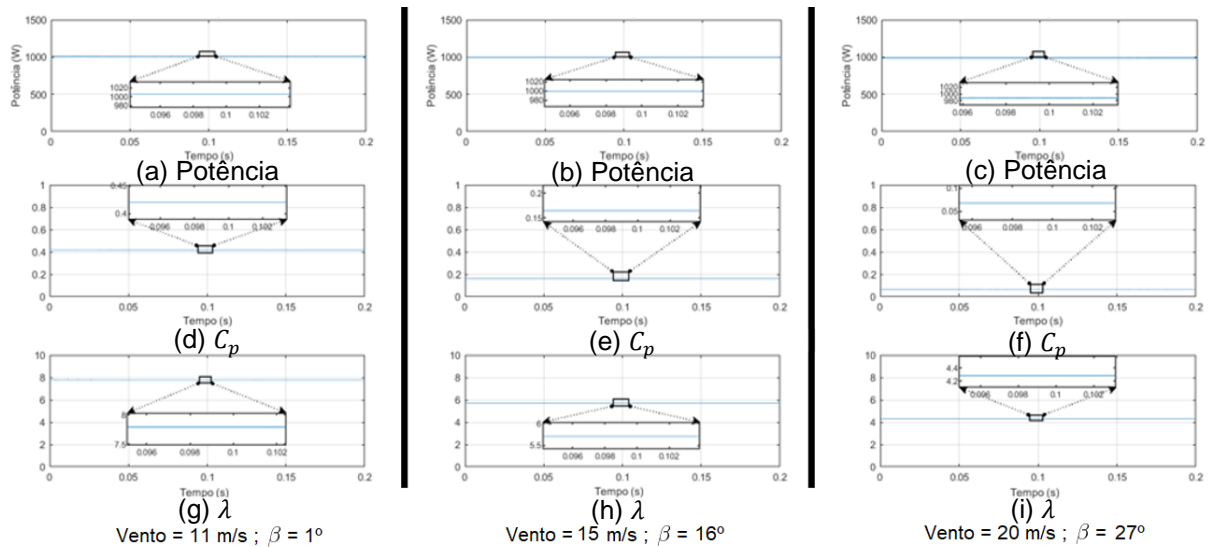


Figura 4.32 – Comportamento do aerogerador (potência gerada,  $C_p$ ,  $\lambda$ ) na região 3 de operação e controlo perante 3 velocidades de vento diferentes.

Em todas as velocidades de vento a turbina comporta-se de acordo com os dados da Tabela 4.4. Quanto maior é a velocidade do vento, maior é o ângulo de ataque  $\beta$  nas pás para limitar a extração de potência do vento. Isto é facilmente comprovado pelos valores de  $C_p$  e  $\lambda$  obtidos na Figura 4.32 (d) à (i) para cada velocidade do vento. Comparando o valor de  $C_p$  para cada velocidade do vento verifica-se que o mesmo vai diminuindo à medida que o vento aumenta por causa do aumento do valor de  $\beta$ . Do mesmo ponto de vista, o valor de  $\lambda$  também diminui com o aumento do valor  $\beta$ . Além do que foi anteriormente mencionado, é importante ter a noção que o valor de potência gerada nesta região é, em média, em torno da potência nominal da turbina. Como o perfil de vento é irregular e variável ao longo do tempo, é fisicamente impossível obter exatamente a potência nominal em todas as velocidades de vento. Em valor médio, consegue-se ter uma potência próxima da nominal para todas as velocidades de vento tal como se pode constatar pelas Figura 4.32 (a), (b) e (c). Por exemplo, num contexto real, o atuador responsável por impor o ângulo de ataque nas pás não possui velocidade de atuação nem exatidão para conseguir compensar todas as flutuações do vento.

A Figura R.1 mostra as correntes AC geradas em ambos os lados do conversor e também o valor da tensão obtido no *link* DC. A cooperação entre o sistema de *pitch control* e o controlador de velocidade permitem manter, em valor médio, a potência gerada próxima do valor nominal de 1 kW. Como se pode constatar pela Figura R.1 (a), (b) e (c), as amplitudes das correntes do lado MSC não são exatamente iguais entre si. Como a velocidade de rotação de referência  $\omega_{mref}$  é

igual para todo o espectro da região 3, a única justificação para esta ligeira diferença nas amplitudes das correntes AC deve-se ao atuador do sistema de *pitch control* não ter exatidão suficiente para manter a potência nominal para todas as velocidades de vento. Em relação à tensão do *link* DC e perante as diversas velocidades de vento, não se verifica nenhuma anomalia no seguimento da tensão de referência de 100 V tal como se pode constatar pelos dados da Figura R.1 (d), (e) e (f). Por conseguinte, as correntes AC do lado GSC (Figura R.1 (g), (h) e (i)) apresentam sempre a mesma amplitude e frequência.

#### 4.5.2.2. Regime dinâmico

Para visualizar o regime dinâmico nesta região de controlo realiza-se 2 testes, um deles em que se aumenta a velocidade do vento dos 18 m/s para os 20 m/s e outro em que se diminuiu a velocidade do vento dos 24 m/s para os 23 m/s. A Figura 4.33 mostra a atuação do sistema de *pitch control* bem como a potência gerada na turbina consoante a variação da velocidade do vento.

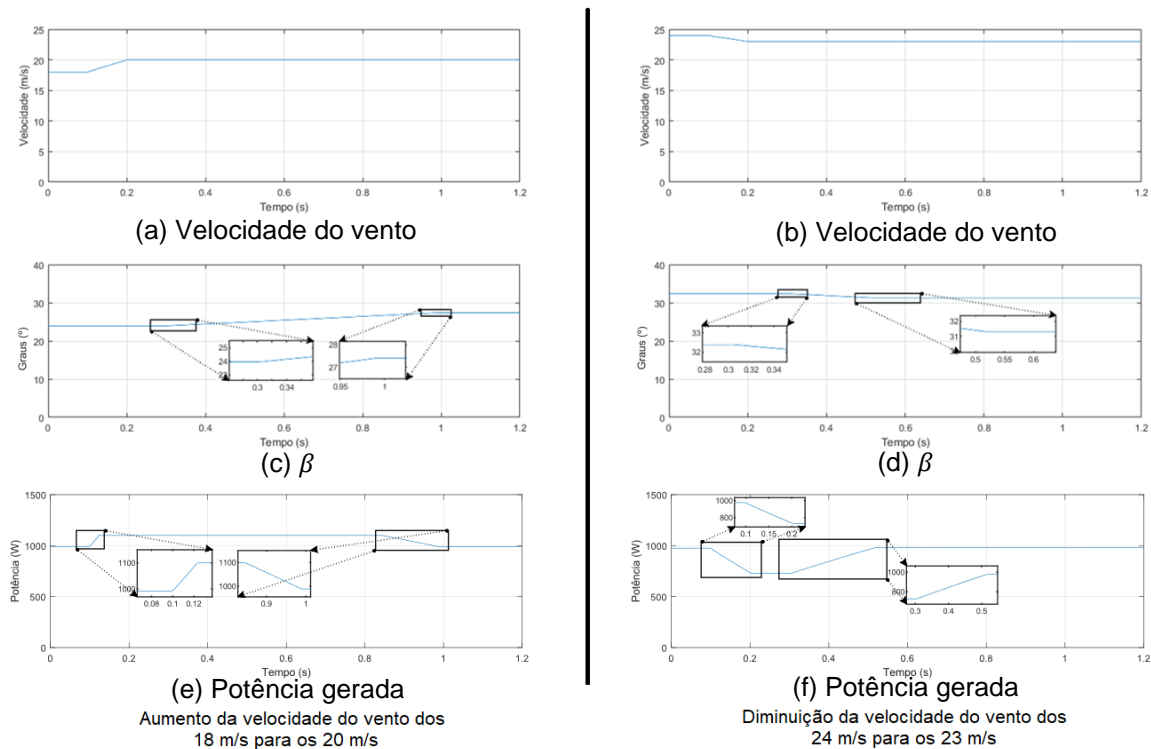


Figura 4.33 – Velocidade do vento, ângulo  $\beta$  e potência gerada de acordo com o aumento e diminuição da velocidade do vento.

Como o sistema de *pitch control* só atua quando ocorre uma estabilização do vento após uma variação brusca de 0,45 m/s, a potência gerada pela turbina acaba por sofrer perturbações. No caso em que ocorre um aumento da velocidade do vento (Figura 4.33 (a)), a potência gerada (Figura 4.33 (e)) aumenta gradualmente e fixa-se nos 1,1 kW por causa do mecanismo de segurança composto por travões

mecânicos. Este aumento da potência gerada acima do valor nominal está relacionado com o facto do ângulo de ataque  $\beta$  (Figura 4.33 (c)) não se adequar ao aumento da velocidade do vento incidente sobre o aerogerador. Quando o sistema de *pitch control* entra em funcionamento, o ângulo de ataque  $\beta$  aumenta até o valor pretendido e dessa forma limita-se aerodinamicamente o aerogerador para produzir 1 kW de potência.

No teste em que ocorre a diminuição da velocidade do vento dá-se o processo inverso. A velocidade do vento (Figura 4.33 (b)) ao diminuir perante um ângulo de ataque  $\beta$  (Figura 4.33 (d)) acima do desejado para a situação, o aerogerador perde velocidade de rotação e, conseqüentemente, menor é a potência gerada (Figura 4.33 (f)). Quando o sistema de *pitch control* é ativado, o ângulo  $\beta$  vai sendo gradualmente repostado e dessa forma consegue-se gerar a potência nominal do aerogerador.

Para complementar os resultados dos testes anteriores, mostra-se no Apêndice S o comportamento aerodinâmico (Figura S.1) do aerogerador como também a tensão no *link* DC e as correntes AC geradas em ambos os lados do conversor (Figura S.2).

#### **4.5.3. Transição entre regiões de operação e controlo**

A transição entre regiões de operação e controlo exige uma coordenação exímia entre os diversos sistemas de controlo para não comprometer a operacionalidade do sistema. Para testar esse acontecimento realiza-se dois testes, um em que se transita da região 2 para a região 3, com um aumento da velocidade do vento dos 10 m/s para os 11 m/s, e vice-versa. A ordem de preferência de atuação entre os controladores de velocidade e de *pitch control* teve por base o desgaste mecânico causado na turbina. Suponha-se que há uma rajada de vento que faz transitar da região 2 para a região 3 e, passado pouco tempo, o vento volta a estabilizar na região 2. Se fosse dada preferência de atuação ao sistema *pitch control* face ao controlador de velocidade, a turbina sofreria maior desgaste mecânico para voltar a repor o ângulo de ataque nas pás.

Os resultados destes testes encontram-se exibidos na Figura 4.34, onde se mostra a eficiência aerodinâmica do aerogerador, a resposta do sistema *pitch control* e a resposta do controlador de velocidade de rotação.

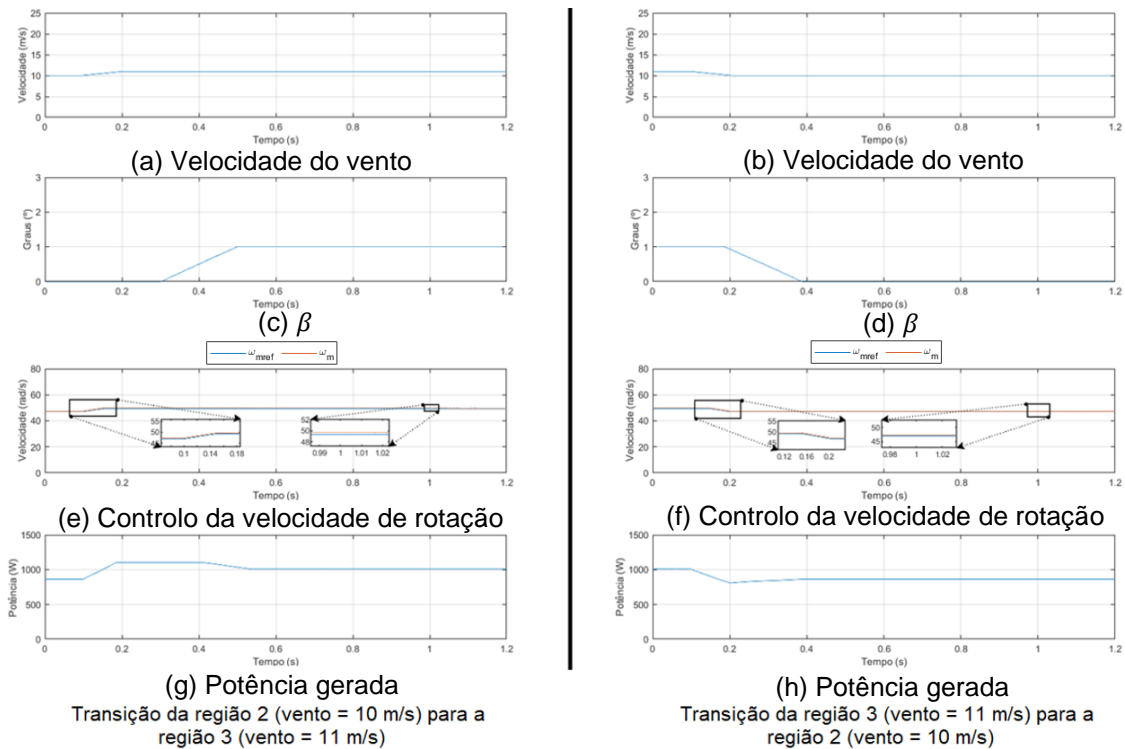


Figura 4.34 – Velocidade do vento, ângulo de ataque  $\beta$ , controlo da velocidade de rotação e potência gerada de acordo com as transições entre as regiões de operação e controlo.

No teste da região 2 para a região 3, quando a velocidade do vento ultrapassa os 10,5 m/s (Figura 4.34 (a)), o controlador da velocidade de rotação impõe a velocidade de referência nominal de 49,32 rad/s (Figura 4.34 (e)). Dadas as características de atuação do sistema *pitch control*, este só começa a alterar o ângulo de ataque  $\beta$  (Figura 4.34 (c)) passados 0,2 segundos após se alcançar a região 3. Como o controlador de velocidade de rotação e o sistema de *pitch control* não atuam ao mesmo tempo, a potência gerada acaba por sofrer algumas perturbações (Figura 4.34 (g)). Quando se dá a alteração da velocidade de rotação de referência, a potência gerada aumenta até os 1,1 kW e permanece nesse valor até o sistema de *pitch control* impor o ângulo de ataque adequado para a velocidade do vento de 11 m/s.

Na transição da região 3 para a região 2, como as pás do aerogerador estão com um ângulo  $\beta$  de  $1^\circ$  (Figura 4.34 (d)) perante uma diminuição da velocidade do vento (Figura 4.34 (b)), a potência gerada sofre um decréscimo para 800 W (Figura 4.34 (h)). Quando o sistema de *pitch control* entra em atuação e começa a diminuir o ângulo de ataque para  $0^\circ$ , a potência gerada é gradualmente reposta para o valor pretendido para aquela velocidade de vento.

## 4.6. Conclusões

Neste capítulo foi feita uma descrição do sistema desenvolvido em simulação bem como do protótipo laboratorial.

Subdividiram-se os testes em módulos, ou seja, testou-se em primeiro lugar, em regime estacionário e em regime dinâmico, o comportamento do conversor e depois o sistema completo do aerogerador interligado à REE apenas em ambiente de simulação. Ao comparar as respostas dos controladores, tanto no protótipo laboratorial como em simulação, verificou-se que ambos conseguiam seguir as referências pretendidas e com tempos de resposta semelhantes. O controlador da velocidade de rotação da máquina elétrica (lado MSC do conversor) e o controlador da tensão do *link* DC (lado GSC do conversor), foram capazes de regular a velocidade de rotação e a tensão no *link* DC através da imposição de correntes de referência, com pouco tremor, no controlador interno de corrente. Esta característica possibilitou ao controlador de corrente seguir a referência e gerar as correntes AC com baixo THD. Como primeiro se obtiveram estes resultados com uma frequência de comutação de 100 kHz, testou-se um cenário em que se baixou a frequência de comutação para 50 kHz. Desta forma, conseguiu-se baixar o requisito de poder computacional no microcontrolador como também o número de comutações nos IGBT. Apesar da redução da frequência de amostragem aumentar o valor do THD, mostrou-se que essa questão não era crítica para o lado MSC como era para o lado GSC. Portanto, concluiu-se que se pode poupar poder de processamento no lado MSC com a utilização de uma frequência de amostragem mais baixa, mas no que toca ao lado GSC o objetivo é utilizar frequências de amostragem elevadas para não degradar o THD das correntes injetadas na REE. Outro pormenor interessante detetado foi o impacto das diferentes indutâncias no controlo da tensão no *link* DC. Comprovou-se que quanto maior for a diferença nas indutâncias, mais difícil se torna estabilizar a tensão em torno da referência. Antes de se passar ao modelo de simulação e como só se tinha um conversor disponível no laboratório, testou-se a transição do modo retificador para o modo inversor através do aumento gradual de potência na fonte DC. Mesmo tendo sido efetuado um aumento gradual da tensão na fonte DC, este acabou por ser mais rápido que o tempo de resposta do controlador da tensão no *link* DC. Apesar deste pormenor não afetar a correta geração das correntes AC, condicionou num curto espaço de tempo a regulação da tensão no *link* DC.

Relativamente ao modelo desenvolvido em simulação, deu-se mais importância à resposta dos controladores implementados no aerogerador uma vez que o comportamento do conversor já tinha sido comprovado nos testes anteriores. A região 2 de operação e controlo mostrou-se eficaz na maximização do  $C_p$  e  $\lambda$  em todo o espectro de vento assignado. Mesmo perante uma variação na velocidade do vento, o mecanismo dimensionado para esta região conseguiu impor a correta velocidade de rotação de referência no controlador da velocidade da máquina. Por sua vez, a resposta do controlador de velocidade foi capaz de definir uma corrente

de referência, com pouco tremor, no controlador interno de corrente. Desta forma, conseguiu-se comprovar a correta operacionalidade da turbina nesta região de vento. No caso da região 3 de operação e controlo, apesar desta ter demonstrado o correto funcionamento do sistema de *pitch control*, mostrou também o impacto causado na potência gerada quando se variava a velocidade do vento perante um dado  $\beta$ . Quando por exemplo ocorria uma variação do vento, a potência acabava por sofrer algumas perturbações devido à ineficiente aerodinâmica das pás perante aquela velocidade de vento. Em termos dos valores aerodinâmicos obtidos, todos eles foram de encontro com os valores teóricos. Por fim, realizou-se o último teste referente à transição das regiões de controlo e operação. Nele constatou-se a mesma perturbação na geração de potência, tal como aconteceu na região 3. Como ocorria uma transição entre regiões de operação, a turbina acabava por perder eficiência aerodinâmica que se refletia posteriormente na potência gerada.



## 5. Conclusões

Este capítulo destina-se à apresentação das conclusões retiradas ao longo da execução desta dissertação. No final, serão mencionadas algumas propostas para trabalhos futuros.

### 5.1. Conclusões gerais

Neste trabalho estudou-se a evolução e adoção das energias renováveis e, em particular, das energias renováveis *offshore*. A energia eólica, dada a sua maturidade tecnológica e produtividade energética, é a solução mais adequada para a produção de energia em zonas *offshore*. A introdução de plataformas flutuantes, sistema de transmissão de acionamento direto e fabrico de máquinas elétricas síncronas com muitos pares de polos foram os pontos chave para que a energia eólica atingisse os níveis de potência que se tem atualmente. A substituição das plataformas fixas ao fundo do mar por plataformas flutuantes possibilitou a instalação de parques eólicos em locais com elevada profundidade. O impacto das ondas do mar nas plataformas reflete-se para anacela e isso desgasta muito rapidamente os componentes presentes na mesma. A substituição da caixa de velocidades no sistema de transmissão pela tecnologia de acionamento direto minimizou o desgaste mecânico e também o tempo de manutenção. Com este sistema de transmissão houve a necessidade de desenvolver máquinas elétricas síncronas com muitos pares de pólos para adaptar a baixa velocidade de rotação do rotor numa gama de frequências mais próxima da frequência da rede elétrica. A conjugação deste sistema de transmissão com a implementação de conversores multinível de potência possibilitou aumentar significativamente o rendimento energético num maior espetro de velocidade de vento. Com todos estes desenvolvimentos tecnológicos, os aerogeradores de velocidade fixa foram sendo substituídos por aerogeradores de velocidade variável. Desta forma, conseguiu-se maximizar a extração de potência sem comprometer a fiabilidade do aerogerador. Neste tipo de aerogeradores, a gama de vento foi dividida em duas regiões de operação e controlo: região 2, que procura maximizar a extração de potência através do controlo da velocidade de rotação do rotor, e a região 3, que tem como objetivo manter a geração de potência em torno da potência nominal do aerogerador através do controlo do ângulo das pás.

Os conversores multinível de potência foram uma das maiores inovações na eletrónica de potência dos últimos anos. A operação com tensões e potências elevadas conjugadas com baixa distorção harmónica tornam os conversores multinível adequados para a integração nos aerogeradores. Apesar de existirem diversas topologias de conversores, optou-se pela topologia NPC por esta apresentar um bom compromisso entre o número de componentes e a exigência de controlo. Em relação à técnica de controlo, escolheu-se a técnica de modulação por largura de impulsos por esta apresentar uma elevada robustez e eficiência

combinada com um baixo peso computacional. Esta técnica de modulação comanda os semicondutores de potência ativa através do sinal resultante da comparação entre as  $(n - 1)$  portadoras triangulares e o sinal sinusoidal de referência. Ao contrário das outras técnicas de modulação, a escolha dos vetores é feita de forma indireta pelo sinal de comparação resultante. Dentro desta técnica de modulação existem dois tipos: disposição vertical das portadoras e desfasamento horizontal das portadoras. A técnica de disposição vertical das portadoras caracteriza-as com a mesma amplitude, frequência, fase, sendo o deslocamento vertical representado por diferentes valores médios nas portadoras. No caso da técnica de desfasamento horizontal das portadoras, as portadoras são caracterizadas por um ângulo de fase entre elas de  $2\pi/n$  e todas partilham a mesma amplitude, frequência e valor médio. Em conversores com mais de 3 níveis de tensão, foram desenvolvidas novas variantes à técnica tradicional, com o objetivo de mitigar os problemas de desequilíbrio de ativação nos semicondutores e também na minimização do conteúdo harmónico. No contexto de aplicação deste conversor num aerogerador utiliza-se normalmente uma configuração costas com costas, ou seja, é constituído por dois conversores exatamente iguais conectados a um divisor capacitivo denominado por *link* DC. O conversor do lado do aerogerador é responsável por maximizar a produção de energia através da cooperação entre as regiões de operação, implementadas no aerogerador, e os controladores usados neste lado do conversor. Consoante o vento incidente sobre o aerogerador, é definida uma velocidade de rotação de referência no controlador de velocidade e a resposta do mesmo gera uma corrente de referência no controlador interno de corrente. Este controlador gera as ondas modulantes para interagir com as portadoras triangulares deslocadas pelo controlador de equilíbrio da tensão dos condensadores. Em relação ao GSC, este possui os mesmos controladores com exceção do controlador de velocidade de rotação do rotor que é substituído pelo controlador da tensão no *link* DC. Este controlador tem o objetivo de manter a tensão no *link* DC em torno da referência pretendida e injetar mais ou menos potência na REE consoante o nível de tensão no *link* DC.

Para o protótipo laboratorial, utilizou-se um conversor multinível NPC de 3 níveis, cujo controlo estava sob o domínio do microcontrolador *LAUNCHXL-F28379D* da *Texas Instruments*. Em termos de código optou-se por configurar o microcontrolador para ler, efetuar o controlo PWM e enviar os sinais de comando para os *drivers* quando a interrupção do ADC-1 era ativada. Começou-se por utilizar uma frequência de amostragem nos ADC de 100 kHz e avaliou-se o comportamento do conversor em regime estacionário e dinâmico. No controlo das correntes em regime estacionário, tanto nos resultados experimentais como nos de simulação, conseguiu-se demonstrar que as correntes seguiam as referências pretendidas, com pouco tremor, tanto no modo retificador como no modo inversor. Esta questão do tremor é importante pois reflete-se na distorção harmónica presente nas correntes AC. Outro pormenor que se constatou foi a ineficiência do conversor quando o mesmo opera com baixa potência. Perante o conversor NPC de 3 níveis e uma

potência abaixo dos 300 W, maior teria de ser o número de comutações nos IGBT para que se conseguisse acompanhar a baixa referência da corrente. A consequência do aumento do número de comutações é o inevitável aumento nas perdas de potência nos IGBT. Durante estes testes constatou-se a importância da utilização de bobinas com indutâncias equivalentes. Quando existe um desequilíbrio nas indutâncias, as derivadas da corrente perante um dado vetor aplicado são diferentes e isso origina variação na tensão no *link* DC e também nos condensadores.

Para aliviar o poder de processamento no microcontrolador, baixou-se a frequência de amostragem para 50 kHz e avaliou-se o comportamento do conversor. Ao baixar a frequência de amostragem observou-se uma degradação na qualidade do sinal sinusoidal mas, por outro lado, o número de comutações nos IGBT diminuiu. Como se tem menos amostras do sinal num período da REE, maior é a amplitude do sinal em torno da referência da corrente, mas em contrapartida, tem-se um menor número de comutações nos IGBT. A partir destes resultados concluiu-se que, num conversor B2B destinado a este tipo de aplicações, é mais vantajoso operar com frequências de amostragem mais baixas no lado do aerogerador do que no lado da rede elétrica. Desta forma consegue-se aliviar o poder de processamento no microcontrolador e também as perdas de comutação. Em relação ao regime dinâmico, apesar dos controladores terem conseguido acompanhar as alterações das referências, os tempos de resposta divergiram um pouco entre o protótipo laboratorial e a simulação.

No que toca ao modelo da simulação, dimensionou-se um sistema completo de um aerogerador com 1 kW de potência conectado à REE, por intermédio de um conversor NPC costas com costas de 3 níveis, semelhante ao do laboratório. Uma vez que as respostas dos controladores do conversor já tinham sido verificadas nos testes anteriores, deu-se maior importância aos resultados das regiões de operação e controlo implementadas no aerogerador. Em relação às regiões de controlo e operação, teve-se o cuidado de projetá-las de acordo com o modelo proposto pela Agência Internacional de Energia. Para obter as referências da velocidade de rotação na região 2, expôs-se a turbina com um  $\beta$  igual a  $0^\circ$  à gama de vento assignada à turbina. Após se ter o mapeamento da velocidade de rotação para cada velocidade de vento, conseguiu-se comprovar que o controlo implementado nesta região conseguia maximizar o  $C_p$  e  $\lambda$ , tanto no regime estacionário como no dinâmico. Perante uma velocidade de vento relativamente baixa, 8 m/s por exemplo, conseguiu-se injetar as correntes AC provenientes do gerador com uma frequência de 23,95 Hz no *link* DC, manter a tensão nesse mesmo *link* em torno dos 100 V e injetar na REE uma potência com uma frequência de 50,165 Hz. No regime dinâmico, variou-se a velocidade do vento de forma ascendente e descende, ou seja, passou-se de 8 m/s para 10 m/s e vice-versa. Em ambos os casos, o controlador da velocidade de rotação foi capaz de impor a referência adequada a cada velocidade e a própria rotação do gerador foi acompanhando a evolução da referência. No caso

particular do aumento gradual da velocidade de rotação da máquina, a tensão no *link* DC sofreu uma ligeira perturbação devido à maior produção de energia, tendo a mesma sido corrigida ao fim de 0,05 segundos. Tanto a frequência como a amplitude das correntes AC do lado do aerogerador aumentaram à medida que o vento aumentou, e isso acabou por incrementar a injeção de potência no *link* DC. Por conseguinte, o GSC foi impondo uma corrente de referência cada vez maior no controlador interno de corrente, o que levou a um aumento da amplitude das correntes. Independentemente deste aumento da amplitude, o GSC conseguiu manter as correntes AC com uma frequência em torno dos 50 Hz.

Para a região 3 de operação e controlo utilizou-se o método de aproximações sucessivas para saber o  $\beta$  que se adequava a cada velocidade do vento, de modo a manter a potência gerada em torno do valor nominal. Em regime estacionário, testou-se o aerogerador perante 3 velocidades de vento diferentes e em todas elas conseguiu-se manter a potência e a velocidade de rotação em torno dos valores nominais. Quanto maior era a velocidade do vento, maior teria de ser o ângulo de ataque nas pás para limitar a produção de energia por parte do aerogerador. Comprovou-se a veracidade destes dados quando se constatou que efetivamente os valores do coeficiente de potência ( $C_p$ ) e da velocidade na ponta da pá ( $\lambda$ ) diminuía à medida que o vento aumentava. Durante os testes no regime dinâmico desta região verificou-se um pormenor interessante e ao mesmo tempo perigoso para a fiabilidade da turbina. Ao longo do período transitório de vento ocorriam perturbações na produção de energia, uma vez que o sistema de *pitch control* só atuava quando o vento estabilizava após uma variação brusca de 0,45 m/s. Conjugando o perfil irregular do vento com o facto do sistema de *pitch control* possuir um tempo de atuação até atingir o valor pretendido, impossibilitava combater esta questão da flutuação na potência gerada. Como o caso da sobreprodução de energia é o fator mais crítico, os aerogeradores possuem travões mecânicos que permitem abrandar o eixo do rotor.

Por último, testou-se a transição entre as regiões de operação e controlo. Esta zona é crítica na operação da turbina pois requer uma coordenação entre os vários sistemas de controlo para não comprometer a operação do sistema. Uma vez que existem várias variáveis entre estas duas regiões, era impensável tentar atuar nos dois controladores (velocidade de rotação e *pitch control*) em simultâneo. A forma encontrada para contornar esta situação foi dar preferência de atuação ao controlador de velocidade face ao sistema de *pitch control*, tendo esta decisão recaído no controlador que não causava muito desgaste nem manutenção ao aerogerador. Tal como aconteceu no regime dinâmico da região 3, observou-se também sobreprodução e subprodução de energia nos momentos em que se transitou entre regiões de operação. Quando se transitou da região 2 para a região 3, como a velocidade do vento aumentou perante um  $\beta$  igual a  $0^\circ$ , o aerogerador estava maximizado em termos de aerodinâmica e isso levou a uma sobreprodução momentânea de energia. Em relação à transição da região 3 para a região 2 ocorreu

o processo inverso, ou seja, a eficiência aerodinâmica do aerogerador estava sobrevalorizada perante aquela diminuição da velocidade do vento e isso levou a um decréscimo da produção de energia.

## 5.2. Trabalhos futuros

Como sugestão para trabalhos futuros, propõe-se as seguintes abordagens:

- Aproveitar as características *dual core* do microcontrolador e implementar a técnica de controlo PWM-PI do MSC no núcleo 1 e o GSC no núcleo 2;
- Testar outras técnicas de controlo no conversor NPC, nomeadamente, controlador preditivo e modo de deslizamento, para poder comparar com os resultados obtidos com o controlador PWM-PI;
- Dimensionar novos controladores para as regiões de operação e controlo de forma a otimizar as respostas dos controladores nos regimes transitórios;
- Projetar um parque eólico *offshore* interligado à rede elétrica de distribuição e analisar a resposta do sistema.
- Realizar testes experimentais, utilizando dois conversores NPC e uma turbina eólica, para comprovar com os resultados de simulação.

## Referências

- [1] Filipe Duarte Santos, «Energia e clima: Desafio ambiental do século XXI». [Online]. Disponível em: <https://www.spf.pt/magazines/GFIS/76/article/474/pdf>
- [2] offshoreWIND, «16.6 MW Wind Turbines to Spin Offshore China | Offshore Wind». [Online]. Disponível em: <https://www.offshorewind.biz/2022/02/16/16-6-mw-wind-turbines-to-spin-offshore-china/> (acedido 6 de agosto de 2022).
- [3] IRENA, «Climate Change». Acedido: 8 de março de 2022. [Online]. Disponível em: <https://www.irena.org/climatechange>
- [4] MCE, «Whats the difference between carbon free renewable energy?» 15 de fevereiro de 2022. Acedido: 8 de março de 2022. [Online]. Disponível em: <https://www.mcecleanenergy.org/mce-news/whats-the-difference-between-carbon-free-renewable-energy/>
- [5] F. Pereira, «Energy Storage Systems», jun. 2017, [Online]. Disponível em: <https://parc.ipp.pt/index.php/neutroaterra/issue/view/18>
- [6] «Global electricity demand is growing faster than renewables, driving strong increase in generation from fossil fuels - News - IEA». <https://www.iea.org/news/global-electricity-demand-is-growing-faster-than-renewables-driving-strong-increase-in-generation-from-fossil-fuels> (acedido 6 de agosto de 2022).
- [7] UNFCCC, «What is the Kyoto Protocol? | UNFCCC». Acedido: 11 de março de 2022. [Online]. Disponível em: [https://unfccc.int/kyoto\\_protocol](https://unfccc.int/kyoto_protocol)
- [8] Our World in Data, «Share of electricity production from renewables». Acedido: 11 de março de 2022. [Online]. Disponível em: <https://ourworldindata.org/grapher/share-electricity-renewables>
- [9] Our World in Data, «Renewable energy generation». Acedido: 11 de março de 2022. [Online]. Disponível em: <https://ourworldindata.org/grapher/renewable-energy-gen>
- [10] IEA, «Portugal - Countries & Regions». Acedido: 11 de março de 2022. [Online]. Disponível em: <https://www.iea.org/countries/portugal>
- [11] D. Curto, V. Franzitta, e A. Guercio, «Sea Wave Energy. A Review of the Current Technologies and Perspectives», *Energies*, vol. 14, n. 20, p. 6604, out. 2021, doi: 10.3390/en14206604.
- [12] R. Rosli e E. Dimla, «A review of tidal current energy resource assessment: Current status and trend», em *2018 5th International Conference on Renewable Energy: Generation and Applications (ICREGA)*, Al Ain, fev. 2018, pp. 34–40. doi: 10.1109/ICREGA.2018.8337585.

- [13] N. G. Society, «Ocean Currents». Acedido: 16 de março de 2022. [Online]. Disponível em: <http://www.nationalgeographic.org/topics/resource-library-ocean-currents/>
- [14] Aquaret, «Technology selection». Acedido: 17 de março de 2022. [Online]. Disponível em: [http://www.aquaret.com/index54d3.html?option=com\\_content&view=article&id=224&Itemid=221&lang=en](http://www.aquaret.com/index54d3.html?option=com_content&view=article&id=224&Itemid=221&lang=en)
- [15] Orbital Marine Power, «Orbital Marine Power | Leaders in tidal energy technology». Acedido: 17 de março de 2022. [Online]. Disponível em: <https://orbitalmarine.com/>
- [16] SIMEC Atlantis Energy, «SIMEC Atlantis Energy | A global sustainable energy company». Acedido: 17 de março de 2022. [Online]. Disponível em: <https://simecatlantis.com/>
- [17] IRENA, «Fostering a blue economy: Offshore renewable energy». [Online]. Disponível em: [https://www.irena.org/-/media/Files/IRENA/Agency/Publication/2020/Dec/IRENA\\_Fostering\\_Blue\\_Economy\\_2020.pdf](https://www.irena.org/-/media/Files/IRENA/Agency/Publication/2020/Dec/IRENA_Fostering_Blue_Economy_2020.pdf)
- [18] J. Herrera, S. Sierra, e A. Ibeas, «Ocean Thermal Energy Conversion and Other Uses of Deep Sea Water: A Review», *JMSE*, vol. 9, n. 4, p. 356, mar. 2021, doi: 10.3390/jmse9040356.
- [19] FEUP, «Tensão superficial - Arquivo da FEUP». Acedido: 21 de março de 2022. [Online]. Disponível em: <https://biblioteca.fe.up.pt/arquivo/glossario/tensao-superficial/index.html>
- [20] National Ocean Service, «Why does the ocean have waves?» Acedido: 21 de março de 2022. [Online]. Disponível em: <https://oceanservice.noaa.gov/facts/wavesinocean.html>
- [21] A. Pecher e J. P. Kofoed, Eds., *Handbook of Ocean Wave Energy*, vol. 7. Cham: Springer International Publishing, 2017. doi: 10.1007/978-3-319-39889-1.
- [22] T. Aderinto e H. Li, «Review on Power Performance and Efficiency of Wave Energy Converters», *Energies*, vol. 12, n. 22, p. 4329, nov. 2019, doi: 10.3390/en12224329.
- [23] D. Qiao, R. Haider, J. Yan, D. Ning, e B. Li, «Review of Wave Energy Converter and Design of Mooring System», *Sustainability*, vol. 12, n. 19, p. 8251, out. 2020, doi: 10.3390/su12198251.

- [24] Ocean Power Technologies, «PB3 PowerBuoy». Acedido: 23 de março de 2022. [Online]. Disponível em: <https://oceanpowertechnologies.com/platform/opt-pb3-powerbuoy/>
- [25] CorPower, «CorpowerOcean». Acedido: 23 de março de 2022. [Online]. Disponível em: <https://www.corpowerocean.com/technology/>
- [26] AW-Energy, «WaveRoller». Acedido: 23 de março de 2022. [Online]. Disponível em: <https://aw-energy.com/waveroller/>
- [27] WaveDragon, «WaveDragon». Acedido: 23 de março de 2022. [Online]. Disponível em: <http://www.wavedragon.net/>
- [28] Orsted, «Hornsea Project One». Acedido: 25 de março de 2022. [Online]. Disponível em: <https://hornseaprojectone.co.uk/> (acedido 25 de março de 2022).
- [29] Orsted, «Hornsea Projects». Acedido: 25 de março de 2022. [Online]. Disponível em: <https://hornseaprojects.co.uk/>
- [30] «Global Wind Atlas». Acedido: 25 de março de 2022. [Online]. Disponível em: <https://globalwindatlas.info>
- [31] N. Jenkins, D. Sharpe, e E. Bossanyi, *Wind Energy Consultant, Powys, UK*, 2nd Edition. Willey, 2011.
- [32] W. Hu, Ed., *Advanced Wind Turbine Technology*. Cham: Springer International Publishing, 2018. doi: 10.1007/978-3-319-78166-2.
- [33] «Advanced Wind Turbine Drivetrain Trends and Opportunities», *Energy.gov*. Acedido: 30 de março de 2022. [Online]. Disponível em: <https://www.energy.gov/eere/articles/advanced-wind-turbine-drivetrain-trends-and-opportunities>.
- [34] «Control Engineering | Direct-drive Wind Turbines Flex Muscles». Acedido: 6 de agosto de 2022. [Online]. Disponível em: <https://www.controleng.com/articles/direct-drive-wind-turbines-flex-muscles/>
- [35] ABB, «ABB Technical Application Papers No.13 - Wind Power Plants.pdf». Acedido: 31 de março de 2022. [Online]. Disponível em: <https://library.e.abb.com/public/92faf0c1913f5651c1257937002f88e8/1SDC007112G0201.pdf>
- [36] J. D. S. Barros, «Conversão Electrónica Multinível: Optimização para Aplicações em Qualidade de Energia Eléctrica». Instituto Superior Técnico. [Online]. Disponível em: [https://fenix.tecnico.ulisboa.pt/downloadFile/3779572188767/IST\\_CAUTL\\_Tese\\_PhD\\_Final\\_6.pdf](https://fenix.tecnico.ulisboa.pt/downloadFile/3779572188767/IST_CAUTL_Tese_PhD_Final_6.pdf)



- [37] ABB, «Products and services for wind turbines - Electrical drivetrain solutions and products for turbine subsystems». [Online]. Disponível em: [https://library.e.abb.com/public/a9ccfaef30794eaac125793400330524/Products\\_and\\_services\\_for\\_wind\\_turbines.pdf](https://library.e.abb.com/public/a9ccfaef30794eaac125793400330524/Products_and_services_for_wind_turbines.pdf)
- [38] ABB, «ABB wind turbine converters - PCS6000, full power converter up to 12 MW». [Online]. Disponível em: <https://search.abb.com/library/Download.aspx?DocumentID=3BHS351272&LanguageCode=en&DocumentPartId=&Action=Launch>
- [39] L. A. M. Barros, A. P. Martins, e J. G. Pinto, «A Comprehensive Review on Modular Multilevel Converters, Submodule Topologies, and Modulation Techniques», *Energies*, vol. 15, n. 3, p. 1078, fev. 2022, doi: 10.3390/en15031078.
- [40] João Dionísio Simões Barros, «Máquinas Elétricas e Energias Renováveis - Máquina Síncrona, Assíncrona e DC.» Universidade da Madeira.
- [41] Gil Marques, «Máquinas Síncronas». [Online]. Disponível em: <http://www.estgv.ipv.pt/PaginasPessoais/vasco/CEE-CAP%202.pdf>
- [42] Erich Hau, *Wind Turbines Fundamentals, Technologies, Application, Economics.*, 2nd Edition. Springer Berlin Heidelberg.
- [43] Z. Lubosny, *Wind Turbine Operation in Electric Power Systems: Advanced Modeling*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2003. doi: 10.1007/978-3-662-10944-1.
- [44] A.H.M.A. Rahim & Ahsanul Alam, «Robust Susceptance Controller for an Isolated Variable Speed Wind Generator System», apresentado na Third International Conference on Modeling, Simulation and Applied Optimization, Sharjah U.A.E, jan. 2009.
- [45] N. Abbas, D. Zalkind, L. Pao, e A. Wright, «A Reference Open-Source Controller for Fixed and Floating Offshore Wind Turbines», Control and system identification, preprint, abr. 2021. doi: 10.5194/wes-2021-19.
- [46] J. Rodriguez *et al.*, «Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications», *Proc. IEEE*, vol. 97, n. 11, pp. 1786–1817, nov. 2009, doi: 10.1109/JPROC.2009.2030235.
- [47] J.-H. Jung, H.-K. Ku, Y.-D. Son, e J.-M. Kim, «Open-Switch Fault Diagnosis Algorithm and Tolerant Control Method of the Three-Phase Three-Level NPC Active Rectifier», *Energies*, vol. 12, n. 13, p. 2495, jun. 2019, doi: 10.3390/en12132495.

- [48] V. Yaramasu, K. Milev, A. Dekka, e J. Rodriguez, «Modulated Predictive Current Control of NPC Converter-Based PMSG Wind Energy System», em *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Detroit, MI, USA, out. 2020, pp. 75–80. doi: 10.1109/ECCE44975.2020.9236225.
- [49] SEMIKRON, «SKM50GB123D Datasheet Semikron». 2 de junho de 2022. [Online]. Disponível em: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/201814/SEMIKRON/SKM50GB123D.html>
- [50] SEMIKRON, «SKKD60F Datasheet Semikron». 2 de junho de 2022. [Online]. Disponível em: <https://www.semikron.com/products/product-classes/thyristordiode-modules/detail/skkd-60f-079104400791045007910760.html>
- [51] LEM, «LEM - Voltage Transducer LV 25-P». 8 de julho de 2021. [Online]. Disponível em: [https://www.lem.com/sites/default/files/products\\_datasheets/lv\\_25-p.pdf](https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/lv_25-p.pdf)
- [52] LEM, «LEM - Current Transducer LA 25-NP». 9 de novembro de 2011. [Online]. Disponível em: [https://www.lem.com/sites/default/files/products\\_datasheets/la%2025-np.pdf](https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/la%2025-np.pdf)
- [53] Texas Instruments, «TMS320F2837xD Dual-Core Microcontrollers Datasheet». [Online]. Disponível em: [https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28379d.pdf?ts=1661241402475&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTMS320F28379D](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28379d.pdf?ts=1661241402475&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTMS320F28379D)
- [54] Texas Instruments, «TMS320F2837xD Dual-Core Microcontrollers: Technical Reference Manual». [Online]. Disponível em: [https://www.ti.com/lit/ug/spruhm8i/spruhm8i.pdf?ts=1661254991015&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTMS320F28379D](https://www.ti.com/lit/ug/spruhm8i/spruhm8i.pdf?ts=1661254991015&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTMS320F28379D)
- [55] Langlois, «User's Manual MSM 10 - 3 Phase Synchronous Machine Power 300 W». [Online]. Disponível em: <https://langlois-france.com/en/rotary-machines-300w/5483-3-phase-synchronous-machine.html>
- [56] Langlois, «User's Manual PE10 - Polyexcitation Motor». [Online]. Disponível em: <https://langlois-france.com/en/rotary-machines-300w/5487-polyexcitation-compound-generator.html>
- [57] Texas Instruments, «Meet the TMS320F28379D - LaunchPad Development Kit». [Online]. Disponível em: [https://www.ti.com/lit/ml/sprui73a/sprui73a.pdf?ts=1661198365470&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Ftool%252FLAUNCHXL-F28379D%253Flogin-check%253Dtrue](https://www.ti.com/lit/ml/sprui73a/sprui73a.pdf?ts=1661198365470&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Ftool%252FLAUNCHXL-F28379D%253Flogin-check%253Dtrue)



# Apêndice A – Energias renováveis

## A.1. Variação anual no consumo energético a nível mundial

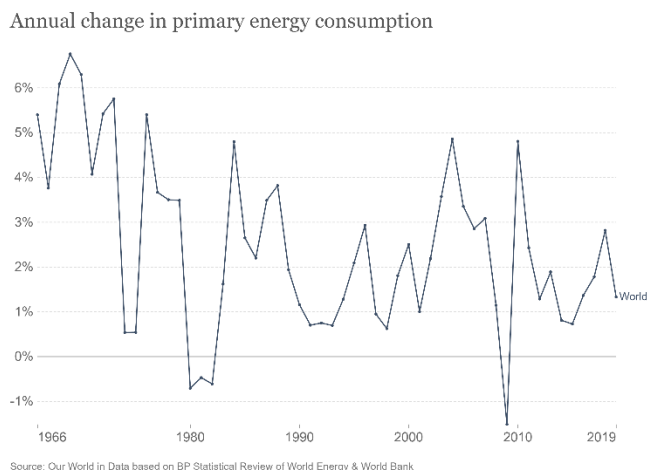
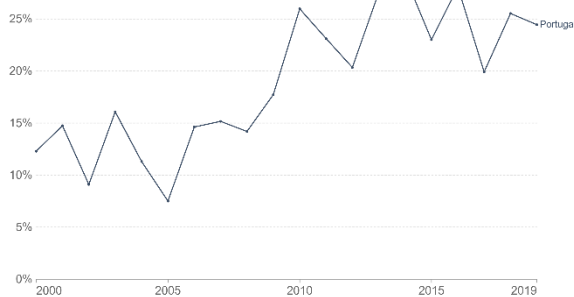


Figura A.1 – Variação anual no consumo energético a nível mundial.

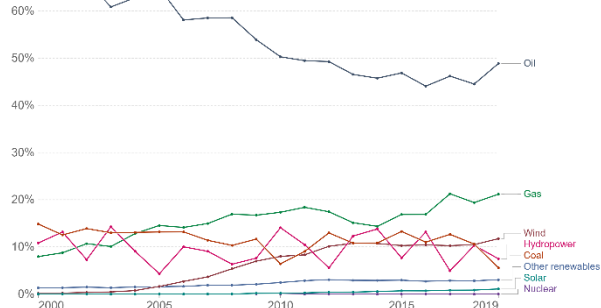
## A.2. Energia renovável consumida em Portugal

Share of primary energy from low-carbon sources  
Low-carbon energy is defined as the sum of nuclear and renewable sources. Renewable sources include hydropower, solar, wind, geothermal, wave and tidal and bioenergy. Traditional biofuels are not included.



(a)

Share of energy consumption by source, Portugal  
To convert from primary direct energy consumption, an inefficiency factor has been applied or fossil fuels (i.e. the 'substitution method').



(b)

Figura A.2 – (a) Percentagem de energia renovável produzida; (b) Percentagem de energia consumida por fonte renovável em Portugal [10].

De notar que a designação “*other renewables*” inclui a energia geotérmica e biomassa. A energia primária direta não tem em conta as perdas de energia na conversão da energia propriamente dita em eletricidade, ou seja, não soma o fator de perdas à energia “final”. A energia primária substituída tem em conta essas perdas no valor final.

## Apêndice B – Aerogerador

### B.1. Configuração genérica

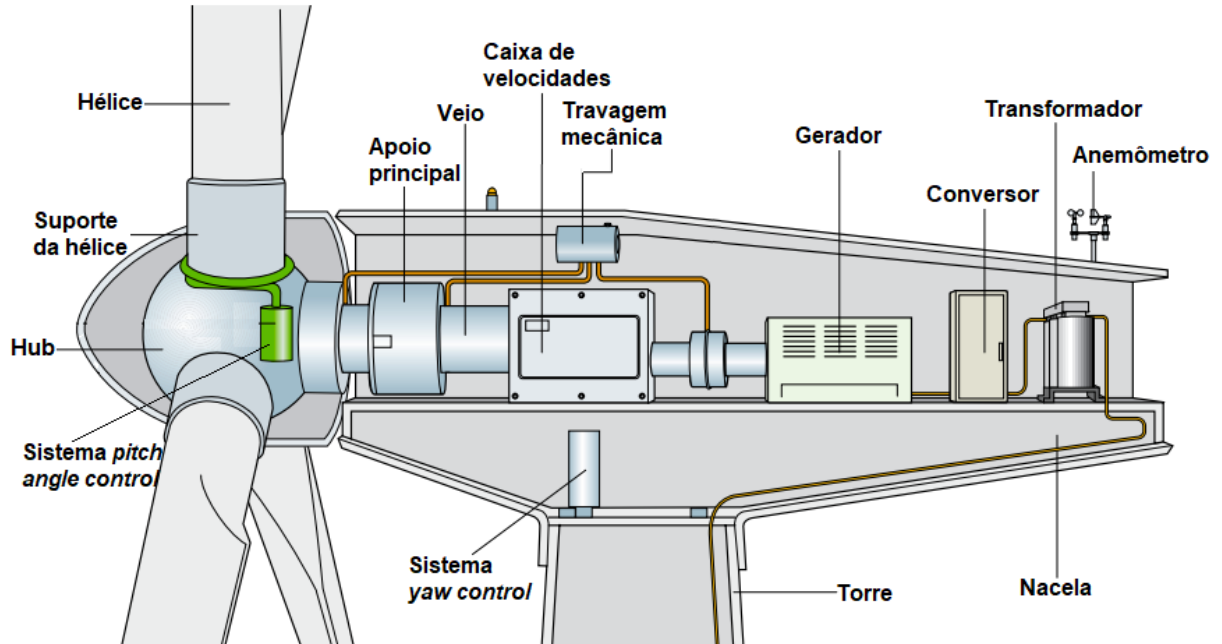
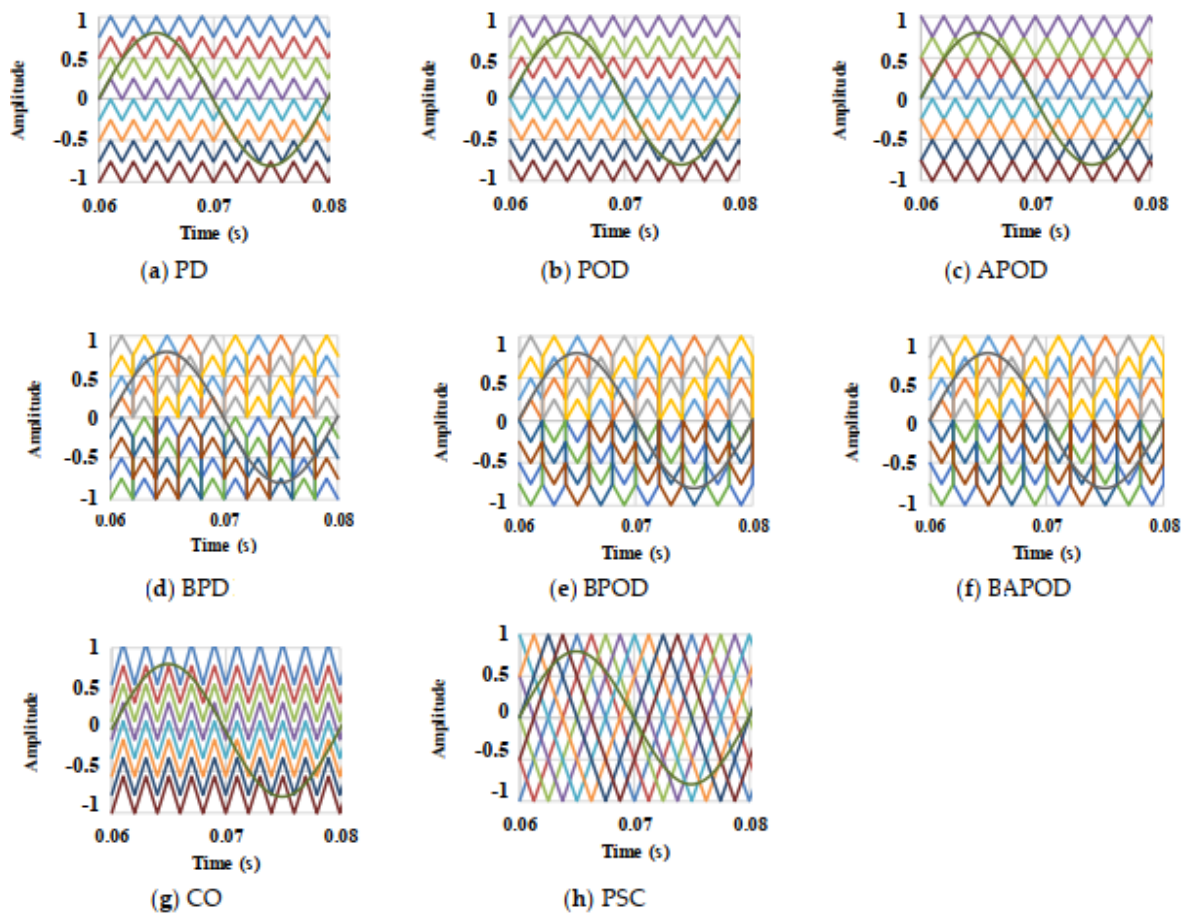


Figura B.1 - Configuração genérica de um aerogerador da ABB com caixa de velocidades [31].

## Apêndice C - Variações da técnica SPWM



Note: For visualization purposes, a 100 Hz carrier waveform was used on Figures (h)

Figura C.1 – Ilustração das diversas técnicas de modulação SPWM num conversor NPC de 9 níveis [41].

## Apêndice D - Bloco “Conversor NPC B2B de 3 níveis”

### D.1. Configuração MSC

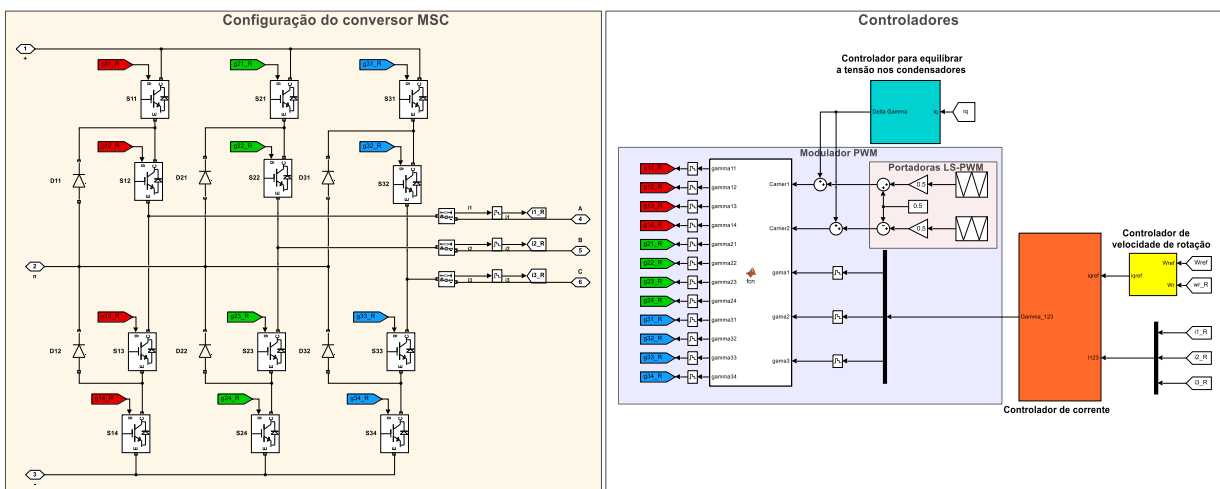


Figura D.1 - Configuração da secção MSC do controlador NPC B2B de 3 níveis e respetivos controladores.

### D.2. Parâmetros utilizados na simulação e protótipo laboratorial

Tabela D.1 – Parâmetros utilizados na simulação do conversor e respetivos controladores.

Parâmetro	Valor	Descrição
$V_{dc}$	100 V	Tensão na fonte de alimentação e <i>link</i> DC
$R_s$	0,01 $\Omega$	Resistência interna da fonte DC
$R_{dc}$	10 $\Omega$	Resistência ligada em série à fonte DC
$C_1, C_2, C_3, C_4$	2,2 mF	Capacitância dos condensadores
$R_L$	0,01 $\Omega$	Resistência de perdas da bobina
$L$	15 mH	Coefficiente de indução da bobina
$V_{AC1}, V_{AC2}, V_{AC3}$	24 V	Tensões AC RMS
$f_s$	100 kHz	Frequência de amostragem
$f_p$	10 kHz	Frequência das portadoras triangulares
$k_{pI}$	0,507964474	Constante proporcional do controlador PI de corrente em ambos os lados do conversor

$k_{iI}$	30,15928947	Constante integral do controlador PI de corrente em ambos os lados do conversor
$\gamma_{min}, \gamma_{max}$	-1 e 1	Limites máximos à saída do controlador de corrente
$k_{p_c}$	-0,006911504	Constante proporcional do controlador PI para equilíbrio a tensão nos condensadores
$k_{i_c}$	-19,7392088	Constante integral do controlador PI para equilíbrio a tensão nos condensadores
$\Delta\gamma_{max}$	0,05	Limite máximo para o deslocamento das portadoras
$k_{p_{link}}$	-0,001662618	Constante proporcional do controlador PI da tensão no <i>link</i> DC
$k_{i_{link}}$	-0,104465382	Constante integral do controlador PI da tensão no <i>link</i> DC
$i_{dmin}, i_{dmax}$	0 e 13	Limite máximo da corrente de referência para o controlador interno de corrente no lado GSC
$i_{qgmin}, i_{qgmax}$	0 e 13	Limite máximo da corrente de referência para o controlador interno de corrente no lado MSC
$k_{p_\omega}$	0,00664627	Constante proporcional do controlador PI da velocidade de rotação do gerador
$k_{i_\omega}$	0,027692793	Constante integral do controlador PI da velocidade de rotação do gerador





## Apêndice F – Protótipo laboratorial

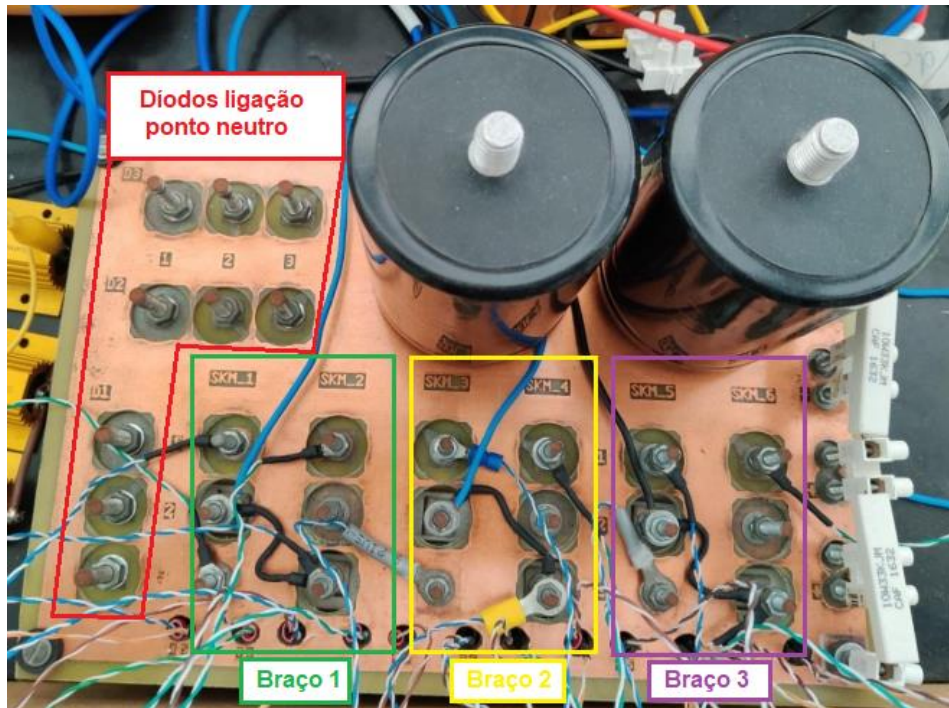


Figura F.1 - PCB do conversor NPC de 3 níveis.

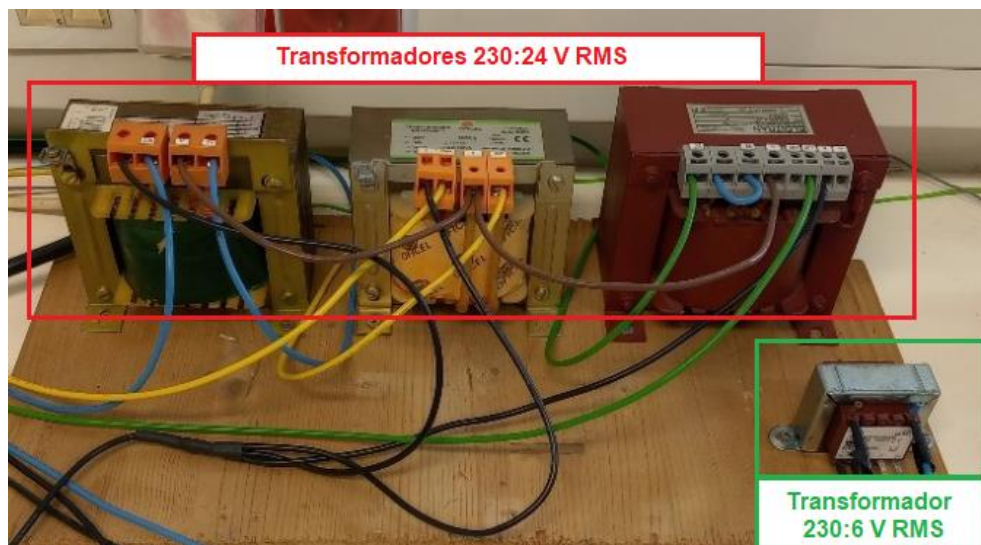


Figura F.2 - Transformadores utilizados para interligar o lado AC do conversor à REE ou máquina síncrona.

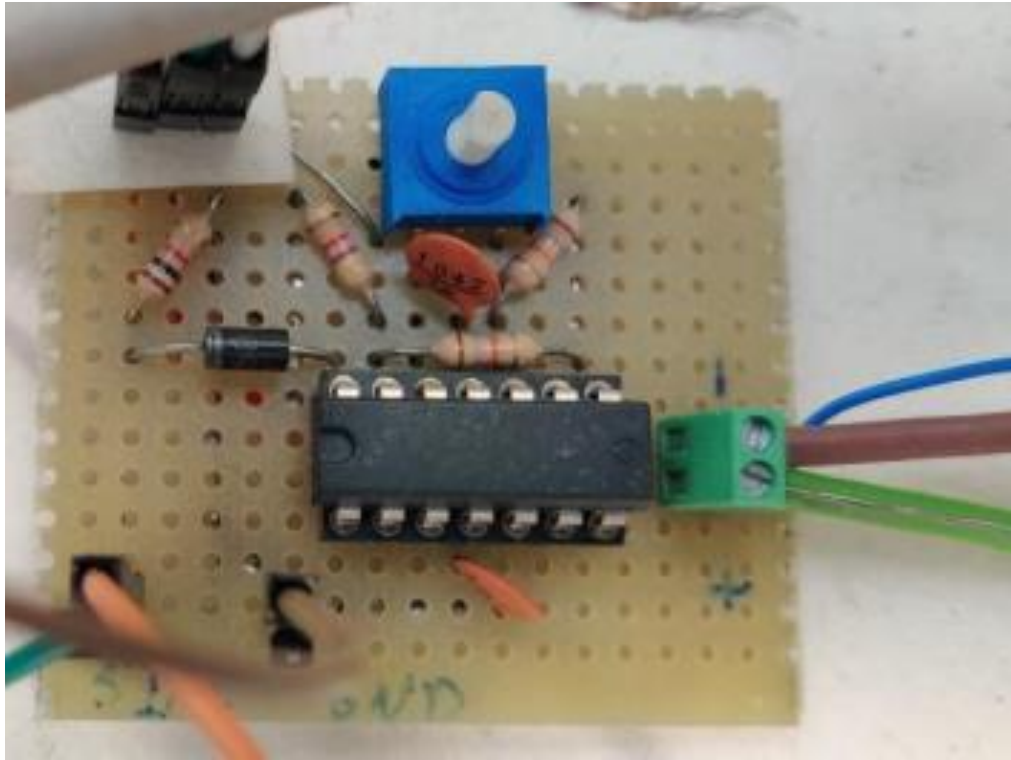


Figura F.3 – Circuito de sincronismo.



Figura F.4 – Drivers responsáveis pelo comando dos IGBT.

# Apêndice G – Microcontrolador

## G.1. Mapa de pinos

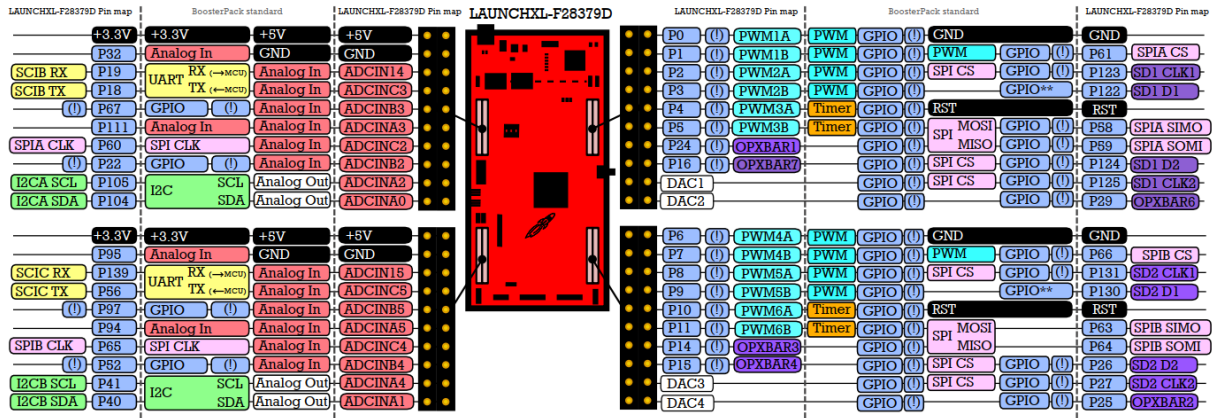


Figura G.1 - Mapa de pinos da placa F28379D [57].

## G.2. Código implementado no microcontrolador

```
// FILE: Lab3_cpu01.c
#include "F28x_Project.h" // Device Header File and Examples Include
File
#include "driverlib.h"
#include "device.h"
#include <math.h>

//Definições
#define T_TBCLK 0.000000005 // Time base clock period (1/200MHz)
#define PI 3.14159265358979323846 // Pi value

// **** Define values for Clarke Transform ****
#define RAIZQ_2_3 0.81649658092772600000 // Sqrt(2/3) value for alpha beta transform (alpha value)
#define RAIZQ_3_2 0.86602540378443900000 // Sqrt(3)/2 value for beta section transform (beta value)
// *****
#define PROFILE_FREQ 200 // Specified in MHz
#define PROFILE_PER 1000 // Specified in microseconds

//Funções
void initADC_A(void); // Leitura das tensões nos condensadores
void initADC_B(void); // Leitura das correntes 123 REE
void initADC_C(void); // Leitura das tensões 123 REE
void initePWM_Carriers(void);
```

```

void initEPWM_Trigger(void);
// ePWM4 triggering ADC on TBCTR zero using SOCA
void initDACB(void);
void initADC_SOC(void);
interrupt void adcal_isr(void);

//Variáveis de controlo
float   PeriodCarrier   =   10000;
float   PWM4periodo    =   1999  ;
float   TS               =   0.00001 ;
float   KP_LINKDC       = -0.001662618;
float   KI_LINKDC       = -0.104465382;
float   KP_CORRENTE     = 0.507964474;
float   KI_CORRENTE     = 30.15928947;
float   KP_OFFSET       = 0.006911504;
float   KI_OFFSET       = 19.7392088;
float   KP_SPEED        = 0.00664627;
float   KI_SPEED        = 0.027692793;

uint16_t acqps = 49;
int16_t index = -1;
float intervalotempo = 40000.0;
float periodo = 0.0;
float frequencia = 0.0;
float frequenciaAnt = 1.0;
uint16_t NumberSamples = 0;
uint16_t SyncPulse = 0;
uint16_t SyncPulseAnt = 0;
float prescale = 1e-8;
float Idref = 0.0;
float Idref_Ant = 0.0;
float Iqref = 0.0;
float Iqref_Ant = 0.0;
float angle = 0.0;

//Variaveis de leitura
float CorrenteA = 0.0;
float CorrenteB = 0.0;
float VC1 = 0.0;
float VC2 = 0.0;
float V1 = 0.0;
float V2 = 0.0;

//Variável para normalizacao que equivale a "3.0/4095"
float normalizacao = 0.0007326;

//Variaveis para normalização das variáveis analógicas
float CorrenteAnormalizado = 0.0;
float CorrenteBnormalizado = 0.0;
float CorrenteCnormalizado = 0.0;
float VC1normalizado = 0.0;
float VC2normalizado = 0.0;
float V1normalizado = 0.0;
float V2normalizado = 0.0;
float V3normalizado = 0.0;

//Variáveis dos controladores
float VLinkDC_Ref = 100.0;
float VLinkDC = 0.0;

```

```

float ErroVLinkDC = 0.0;
float ErroVLinkDC_Ant = 0.0;
float ErroVcondensadores = 0.0;
float ErroVcondensadores_Ant = 0.0;
float ErroId = 0.0;
float ErroIdGen = 0.0;
float ErroId_Ant = 0.0;
float ErroIdGen_Ant = 0.0;
float ErroIq = 0.0;
float ErroIq_Ant = 0.0;
int16_t SentidoPotencia = -1;
float Offset = 0.0;
float Offset_Ant = 0.0;
float GammaD = 0.0;
float GammaD_Ant = 0.0;
float GammaQ = 0.0;
float GammaQ_Ant = 0.0;
float Gamma1 = 0.0;
float Gamma2 = 0.0;
float Gamma3 = 0.0;
float GammaMaxMin = 1;

float Idref_Max_Min = 13.0;
float Offset_Max_Min = 0.05;
float Id_SentidoPot = 0.1;

float Potencia = 0.0;
float PotenciaMedia = 0.0;
int16_t PotenciaIndex = 0;

// Variables for Clarke transformation (Alpha-Beta)
float Ialpha = 0.0;
float Ibeta = 0.0;
float Valpha = 0.0;
float Vbeta = 0.0;
float GammaAlpha = 0.0;
float GammaBeta = 0.0;

// Variables for Park transformation (dq0)
float Id = 0.0;
float Iq = 0.0;
float Vd = 0.0;
float Vq = 0.0;

uint16_t Alteracao = 0;
uint16_t AlteracaoAnt = 2;

float ApparentPower = 0.0;
float FP = 1.0;

// variáveis para o gerador
float Idref_Generator = 0.0;
float Idref_Generator_Ant = 0.0;
float frequenciaRotor = 0.0;
uint16_t ParPolos = 2;
float ConversaoRads = 9.549296586;
float RotorSpeed = 0.0;
float RotorSpeedRef = 1500.0;
float ErroWr = 0.0;

```

```

float ErroWr_Ant = 0.0;

void main(void)
{
    // Initialize device clock and peripherals
    Device_init();
//Equivale ao "InitSysCtrl()

    //Disable pin locks and enable internal pullups
    Device_initGPIO();
//Equivale ao "InitGpio()~

    GPIO_setPadConfig(DEVICE_GPIO_PIN_LED1,GPIO_PIN_TYPE_STD);
    GPIO_setDirectionMode(DEVICE_GPIO_PIN_LED1, GPIO_DIR_MODE_OUT);
    GPIO_setPadConfig(18,GPIO_PIN_TYPE_STD);
    GPIO_setDirectionMode(18, GPIO_DIR_MODE_OUT);
    GPIO_setPadConfig(19,GPIO_PIN_TYPE_STD);
    GPIO_setDirectionMode(19, GPIO_DIR_MODE_OUT);

    //GPIO responsável pelo modo de sincronismo

    GPIO_setPadConfig(95,GPIO_PIN_TYPE_STD);
    GPIO_setDirectionMode(95, GPIO_DIR_MODE_IN);
    GPIO_setPinConfig(GPIO_95_GPIO95);
    GPIO_setQualificationMode(95, GPIO_QUAL_SYNC);
    //GPIO_setQualificationPeriod(95, 100); // divisao do
sysclk por 100, ou seja, 200MHz/100=2MHz

    GPIO_setPinConfig(GPIO_0_EPWM1A);
    GPIO_setPinConfig(GPIO_1_EPWM1B);
    GPIO_setPinConfig(GPIO_2_EPWM2A);
    GPIO_setPinConfig(GPIO_3_EPWM2B);
    GPIO_setPinConfig(GPIO_4_EPWM3A);
    GPIO_setPinConfig(GPIO_5_EPWM3B);

    //Initialize PIE and clear PIE registers. Disable CPU interrupts
    Interrupt_initModule();

    //Initialize the PIE vector table with pointers to the shell Interrupt
Service Routines (ISR).
    Interrupt_initVectorTable();

    //Initialize CPU Timer
    InitCpuTimers();
    ConfigCpuTimer(&CpuTimer1, PROFILE_FREQ, PROFILE_PER);

    // Enable ADC interrupt
    EALLOW;
    PieVectTable.ADCA1_INT = &adca1_isr; // Function for ADCA interrupt
1
    EDIS;

    // Configure the ADC and power it up
    initADC_A();
    initADC_B();
    initADC_C();
    // Configure the ePWM
    SysCtl_disablePeripheral(SYSCTL_PERIPH_CLK_TBCLKSYNC);
    SysCtl_setEPWMClockDivider(SYSCTL_EPWMCLK_DIV_1);

```

```

initEPWM_Carriers();
initEPWM_Trigger();
SysCtl_enablePeripheral(SYSCTL_PERIPH_CLK_TBCLKSYNC);

// Setup DAC
initDACB();
// Setup the ADC for ePWM triggered conversions on channel 0
initADC_SOC();

// Enable PIE interrupt
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1 = 1;

// Enable global Interrupts and higher priority real-time debug events:
IER |= M_INT1; //Enable group 1 interrupts
EINT; // Enable Global interrupt INTM
ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM

do
{
    GPIO_togglePin(DEVICE_GPIO_PIN_LED1);
}while(1);
}

void initADC_A(void)
{
    ADC_setPrescaler(ADCA_BASE,ADC_CLK_DIV_4_0);
    ADC_setMode(ADCA_BASE,ADC_RESOLUTION_12BIT,ADC_MODE_SINGLE_ENDED);
    ADC_setInterruptPulseMode(ADCA_BASE,ADC_PULSE_END_OF_CONV);
    ADC_enableConverter(ADCA_BASE);
    DEVICE_DELAY_US(1000);
}

void initADC_B(void)
{
    ADC_setPrescaler(ADCB_BASE,ADC_CLK_DIV_4_0);
    ADC_setMode(ADCB_BASE,ADC_RESOLUTION_12BIT,ADC_MODE_SINGLE_ENDED);
    ADC_setInterruptPulseMode(ADCB_BASE,ADC_PULSE_END_OF_CONV);
    ADC_enableConverter(ADCB_BASE);
    DEVICE_DELAY_US(1000);
}

void initADC_C(void)
{
    ADC_setPrescaler(ADCC_BASE,ADC_CLK_DIV_4_0);
    ADC_setMode(ADCC_BASE,ADC_RESOLUTION_12BIT,ADC_MODE_SINGLE_ENDED);
    ADC_setInterruptPulseMode(ADCC_BASE,ADC_PULSE_END_OF_CONV);
    ADC_enableConverter(ADCC_BASE);
    DEVICE_DELAY_US(1000);
}

void initEPWM_Carriers(void)
{
    EPWM_disableADCTrigger(EPWM1_BASE,EPWM_SOC_A);
    EPWM_disableADCTrigger(EPWM2_BASE,EPWM_SOC_A);
    EPWM_disableADCTrigger(EPWM3_BASE,EPWM_SOC_A);

    EPWM_setTimeBaseCounterMode(EPWM1_BASE,EPWM_COUNTER_MODE_STOP_FREEZE);
    EPWM_setTimeBaseCounterMode(EPWM2_BASE,EPWM_COUNTER_MODE_STOP_FREEZE);
    EPWM_setTimeBaseCounterMode(EPWM3_BASE,EPWM_COUNTER_MODE_STOP_FREEZE);
}

```



```

EPWM_setClockPrescaler(EPWM1_BASE,EPWM_CLOCK_DIVIDER_1,EPWM_HSCLOCK_DIVIDER
_1);

EPWM_setClockPrescaler(EPWM2_BASE,EPWM_CLOCK_DIVIDER_1,EPWM_HSCLOCK_DIVIDER
_1);

EPWM_setClockPrescaler(EPWM3_BASE,EPWM_CLOCK_DIVIDER_1,EPWM_HSCLOCK_DIVIDER
_1);

EPWM_setTimeBasePeriod(EPWM1_BASE,PeriodCarrier);
EPWM_setTimeBasePeriod(EPWM2_BASE,PeriodCarrier);
EPWM_setTimeBasePeriod(EPWM3_BASE,PeriodCarrier);

EPWM_setADCTriggerEventPrescale(EPWM1_BASE, EPWM_SOC_A, 1);
EPWM_setADCTriggerEventPrescale(EPWM2_BASE, EPWM_SOC_A, 1);
EPWM_setADCTriggerEventPrescale(EPWM3_BASE, EPWM_SOC_A, 1);

EPWM_setCounterCompareValue(EPWM1_BASE, EPWM_COUNTER_COMPARE_A,0);
EPWM_setCounterCompareValue(EPWM1_BASE, EPWM_COUNTER_COMPARE_B,0);
EPWM_setCounterCompareValue(EPWM2_BASE, EPWM_COUNTER_COMPARE_A,0);
EPWM_setCounterCompareValue(EPWM2_BASE, EPWM_COUNTER_COMPARE_B,0);
EPWM_setCounterCompareValue(EPWM3_BASE, EPWM_COUNTER_COMPARE_A,0);
EPWM_setCounterCompareValue(EPWM3_BASE, EPWM_COUNTER_COMPARE_B,0);

EPWM_setTimeBaseCounterMode(EPWM1_BASE, EPWM_COUNTER_MODE_UP_DOWN);
EPWM_setTimeBaseCounterMode(EPWM2_BASE, EPWM_COUNTER_MODE_UP_DOWN);
EPWM_setTimeBaseCounterMode(EPWM3_BASE, EPWM_COUNTER_MODE_UP_DOWN);

EPWM_setCounterCompareShadowLoadMode(EPWM1_BASE,
EPWM_COUNTER_COMPARE_A, EPWM_COMP_LOAD_ON_CNTR_ZERO);
EPWM_setCounterCompareShadowLoadMode(EPWM1_BASE,
EPWM_COUNTER_COMPARE_B, EPWM_COMP_LOAD_ON_CNTR_ZERO);
EPWM_setCounterCompareShadowLoadMode(EPWM2_BASE,
EPWM_COUNTER_COMPARE_A, EPWM_COMP_LOAD_ON_CNTR_ZERO);
EPWM_setCounterCompareShadowLoadMode(EPWM2_BASE,
EPWM_COUNTER_COMPARE_B, EPWM_COMP_LOAD_ON_CNTR_ZERO);
EPWM_setCounterCompareShadowLoadMode(EPWM3_BASE,
EPWM_COUNTER_COMPARE_A, EPWM_COMP_LOAD_ON_CNTR_ZERO);
EPWM_setCounterCompareShadowLoadMode(EPWM3_BASE,
EPWM_COUNTER_COMPARE_B, EPWM_COMP_LOAD_ON_CNTR_ZERO);

EPWM_setActionQualifierAction(EPWM1_BASE, EPWM_AQ_OUTPUT_A,
EPWM_AQ_OUTPUT_LOW, EPWM_AQ_OUTPUT_ON_TIMEBASE_UP_CMPA);
EPWM_setActionQualifierAction(EPWM1_BASE, EPWM_AQ_OUTPUT_A,
EPWM_AQ_OUTPUT_HIGH, EPWM_AQ_OUTPUT_ON_TIMEBASE_DOWN_CMPA);
EPWM_setActionQualifierAction(EPWM1_BASE, EPWM_AQ_OUTPUT_B,
EPWM_AQ_OUTPUT_LOW, EPWM_AQ_OUTPUT_ON_TIMEBASE_UP_CMPB);
EPWM_setActionQualifierAction(EPWM1_BASE, EPWM_AQ_OUTPUT_B,
EPWM_AQ_OUTPUT_HIGH, EPWM_AQ_OUTPUT_ON_TIMEBASE_DOWN_CMPB);
EPWM_setActionQualifierAction(EPWM2_BASE, EPWM_AQ_OUTPUT_A,
EPWM_AQ_OUTPUT_LOW, EPWM_AQ_OUTPUT_ON_TIMEBASE_UP_CMPA);
EPWM_setActionQualifierAction(EPWM2_BASE, EPWM_AQ_OUTPUT_A,
EPWM_AQ_OUTPUT_HIGH, EPWM_AQ_OUTPUT_ON_TIMEBASE_DOWN_CMPA);
EPWM_setActionQualifierAction(EPWM2_BASE, EPWM_AQ_OUTPUT_B,
EPWM_AQ_OUTPUT_LOW, EPWM_AQ_OUTPUT_ON_TIMEBASE_UP_CMPB);
EPWM_setActionQualifierAction(EPWM2_BASE, EPWM_AQ_OUTPUT_B,
EPWM_AQ_OUTPUT_HIGH, EPWM_AQ_OUTPUT_ON_TIMEBASE_DOWN_CMPB);

```

```

    EPWM_setActionQualifierAction(EPWM3_BASE, EPWM_AQ_OUTPUT_A,
    EPWM_AQ_OUTPUT_LOW, EPWM_AQ_OUTPUT_ON_TIMEBASE_UP_CMPA);
    EPWM_setActionQualifierAction(EPWM3_BASE, EPWM_AQ_OUTPUT_A,
    EPWM_AQ_OUTPUT_HIGH, EPWM_AQ_OUTPUT_ON_TIMEBASE_DOWN_CMPA);
    EPWM_setActionQualifierAction(EPWM3_BASE, EPWM_AQ_OUTPUT_B,
    EPWM_AQ_OUTPUT_LOW, EPWM_AQ_OUTPUT_ON_TIMEBASE_UP_CMPB);
    EPWM_setActionQualifierAction(EPWM3_BASE, EPWM_AQ_OUTPUT_B,
    EPWM_AQ_OUTPUT_HIGH, EPWM_AQ_OUTPUT_ON_TIMEBASE_DOWN_CMPB);

    EPWM_setTimeBaseCounter(EPWM1_BASE, 0);
    EPWM_setTimeBaseCounter(EPWM2_BASE, 0);
    EPWM_setTimeBaseCounter(EPWM3_BASE, 0);

    EPWM_enableADCTrigger(EPWM1_BASE, EPWM_SOC_A);
    EPWM_enableADCTrigger(EPWM2_BASE, EPWM_SOC_A);
    EPWM_enableADCTrigger(EPWM3_BASE, EPWM_SOC_A);
}

void initEPWM_Trigger(void)
{
    EPWM_disableADCTrigger(EPWM4_BASE, EPWM_SOC_A);
    EPWM_setTimeBaseCounterMode(EPWM4_BASE, EPWM_COUNTER_MODE_STOP_FREEZE);

    EPWM_setClockPrescaler(EPWM4_BASE, EPWM_CLOCK_DIVIDER_1, EPWM_HSCLOCK_DIVIDER_1);
    EPWM_setTimeBasePeriod(EPWM4_BASE, PWM4periodo);
    EPWM_setADCTriggerSource(EPWM4_BASE, EPWM_SOC_A, EPWM_SOC_TBCTR_ZERO);
    EPWM_setADCTriggerEventPrescale(EPWM4_BASE, EPWM_SOC_A, 1);
    EPWM_setTimeBaseCounterMode(EPWM4_BASE, EPWM_COUNTER_MODE_UP);
    EPWM_setTimeBaseCounter(EPWM4_BASE, 0);
    EPWM_enableADCTrigger(EPWM4_BASE, EPWM_SOC_A);
}

void initDACB(void)
{
    DAC_setReferenceVoltage(DACB_BASE, DAC_REF_ADC_VREFHI);
    DAC_setLoadMode(DACB_BASE, DAC_LOAD_SYSCLK);
    DAC_setShadowValue(DACB_BASE, 0x0000);
    DAC_enableOutput(DACB_BASE);
    DEVICE_DELAY_US(10);
}

void initADC_SOC(void)
{
    // ADC-A2 - Leitura da tensão no condensador 1
    ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER0, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
    ADC_CH_ADCIN2, acpps);
    ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER1, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
    ADC_CH_ADCIN2, acpps);
    ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER2, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
    ADC_CH_ADCIN2, acpps);
    ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER3, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
    ADC_CH_ADCIN2, acpps);
    ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER4, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
    ADC_CH_ADCIN2, acpps);
    ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER5, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
    ADC_CH_ADCIN2, acpps);
    ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER6, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
    ADC_CH_ADCIN2, acpps);
}

```

```

    ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER7, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN2, acqps);
    // ADC-A3 - Leitura da tensão no condensador 2
    ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER8, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN3, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER9, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN3, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER10, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN3, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER11, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN3, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER12, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN3, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER13, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN3, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER14, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN3, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCA_BASE, ADC_SOC_NUMBER15, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN3, acqps);

    // ADC-B2 - Leitura da corrente da fase A REE
    ADC_setupSOC(ADCB_BASE, ADC_SOC_NUMBER0, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN2, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCB_BASE, ADC_SOC_NUMBER1, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN2, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCB_BASE, ADC_SOC_NUMBER2, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN2, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCB_BASE, ADC_SOC_NUMBER3, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN2, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCB_BASE, ADC_SOC_NUMBER4, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN2, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCB_BASE, ADC_SOC_NUMBER5, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN2, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCB_BASE, ADC_SOC_NUMBER6, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN2, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCB_BASE, ADC_SOC_NUMBER7, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN2, acqps);

    // ADC-B3 - Leitura da corrente da fase B REE
    ADC_setupSOC(ADCB_BASE, ADC_SOC_NUMBER8, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN3, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCB_BASE, ADC_SOC_NUMBER9, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN3, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCB_BASE, ADC_SOC_NUMBER10, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN3, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCB_BASE, ADC_SOC_NUMBER11, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN3, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCB_BASE, ADC_SOC_NUMBER12, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN3, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCB_BASE, ADC_SOC_NUMBER13, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN3, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCB_BASE, ADC_SOC_NUMBER14, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN3, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCB_BASE, ADC_SOC_NUMBER15, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN3, acqps);

    // ADC-C4 - Leitura da tensão A REE
    ADC_setupSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER0, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN4, acqps);

```

```

    ADC_setupSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER1, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN4, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER2, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN4, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER3, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN4, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER4, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN4, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER5, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN4, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER6, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN4, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER7, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN4, acqps);
    // ADC-C5 - Leitura da tensão B REE
    ADC_setupSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER8, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN5, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER9, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN5, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER10, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN5, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER11, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN5, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER12, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN5, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER13, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN5, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER14, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN5, acqps);
    ADC_setupSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER15, ADC_TRIGGER_EPWM4_SOCA,
ADC_CH_ADCIN5, acqps);

    ADC_setInterruptSource(ADCA_BASE, ADC_INT_NUMBER1, ADC_SOC_NUMBER15);
    ADC_enableInterrupt(ADCA_BASE, ADC_INT_NUMBER1);
    ADC_clearInterruptStatus(ADCA_BASE, ADC_INT_NUMBER1);
}

interrupt void adca1_isr(void)
{
    START_TIMER(start_time);
    GPIO_writePin(18,1);
    NumberSamples++;

    //
    *****
    //          Calculo da frequência e ângulo do sinal através do circuito de
sincronismo
    //
    *****
    SyncPulse = GPIO_readPin(95);
    if (SyncPulse == 1 && SyncPulseAnt == 0)
    {
        DAC_setShadowValue (DACB_BASE,0x0FFF);
        SaveValues = 1;
        GPIO_writePin(18,0);
        periodo = (NumberSamples * ((PWM4periodo + 1) * T_TBCLK));
        frequencia = pow(periodo,-1);

```

```

    frequenciaAnt = frequencia;
    frequenciaRotor = frequencia;
    RotorSpeed = frequenciaRotor * 60 * pow (ParPolos, -1);
    NumberSamples = 0;
    DAC_setShadowValue (DACB_BASE,0x0000);
}
SyncPulseAnt = SyncPulse;
angle = 2.0*PI*(NumberSamples * ((PWM4periodo + 1.0) * T_TBCLK)) *
frequenciaAnt;

//
*****
//          Leitura das tensões nos condensadores
//
*****
    VC1 = (AdcaResultRegs.ADCRESULT0 + AdcaResultRegs.ADCRESULT1 +
AdcaResultRegs.ADCRESULT2 + AdcaResultRegs.ADCRESULT3 +
AdcaResultRegs.ADCRESULT4 + AdcaResultRegs.ADCRESULT5 +
AdcaResultRegs.ADCRESULT6 + AdcaResultRegs.ADCRESULT7) >> 3;
    VC2 = (AdcaResultRegs.ADCRESULT8 + AdcaResultRegs.ADCRESULT9 +
AdcaResultRegs.ADCRESULT10 + AdcaResultRegs.ADCRESULT11 +
AdcaResultRegs.ADCRESULT12 + AdcaResultRegs.ADCRESULT13 +
AdcaResultRegs.ADCRESULT14 + AdcaResultRegs.ADCRESULT15) >> 3;
    VC1normalizado = 86.956521739 * (normalizacao * VC1 - 1.5047);
    VC2normalizado = 86.206896552 * (normalizacao * VC2 - 1.4983);

    VLinkDC = VC1normalizado + VC2normalizado;
    ErroVLinkDC = VLinkDC_Ref - VLinkDC;
    ErroVcondensadores = VC1normalizado - VC2normalizado;

//
*****
//          Leitura das tensões em 123
//
*****
    V1 = (AdccResultRegs.ADCRESULT0 + AdccResultRegs.ADCRESULT1 +
AdccResultRegs.ADCRESULT2 + AdccResultRegs.ADCRESULT3 +
AdccResultRegs.ADCRESULT4 + AdccResultRegs.ADCRESULT5 +
AdccResultRegs.ADCRESULT6 + AdccResultRegs.ADCRESULT7) >> 3;
    V2 = (AdccResultRegs.ADCRESULT8 + AdccResultRegs.ADCRESULT9 +
AdccResultRegs.ADCRESULT10 + AdccResultRegs.ADCRESULT11 +
AdccResultRegs.ADCRESULT12 + AdccResultRegs.ADCRESULT13 +
AdccResultRegs.ADCRESULT14 + AdccResultRegs.ADCRESULT15) >> 3;
    V1normalizado = 39.84063745 * (normalizacao * V1 - 1.503);
    V2normalizado = 40.0 * (normalizacao * V2 - 1.5043);
    V3normalizado = - V1normalizado - V2normalizado;

//
*****
//          Leitura das correntes em 123
//
*****

```

```

CorrenteA = (AdcbResultRegs.ADCRESULT0 + AdcbResultRegs.ADCRESULT1 +
AdcbResultRegs.ADCRESULT2 + AdcbResultRegs.ADCRESULT3 +
AdcbResultRegs.ADCRESULT4 + AdcbResultRegs.ADCRESULT5 +
AdcbResultRegs.ADCRESULT6 + AdcbResultRegs.ADCRESULT7) >> 3;
CorrenteB = (AdcbResultRegs.ADCRESULT8 + AdcbResultRegs.ADCRESULT9 +
AdcbResultRegs.ADCRESULT10 + AdcbResultRegs.ADCRESULT11 +
AdcbResultRegs.ADCRESULT12 + AdcbResultRegs.ADCRESULT13 +
AdcbResultRegs.ADCRESULT14 + AdcbResultRegs.ADCRESULT15) >> 3;
CorrenteAnormalizado = 8.012820513 * (normalizacao * CorrenteA -
1.5041);
CorrenteBnormalizado = 8.019246191 * (normalizacao * CorrenteB -
1.5051);
CorrenteCnormalizado = - CorrenteAnormalizado - CorrenteBnormalizado;

// -----Aplicação das transformadas de Clarke/Park-----
-----
Ialpha = RAIZQ_2_3 * (CorrenteAnormalizado - CorrenteBnormalizado * 0.5
- CorrenteCnormalizado * 0.5);
Ibeta = RAIZQ_2_3 * (RAIZQ_3_2 * CorrenteBnormalizado - RAIZQ_3_2 *
CorrenteCnormalizado);
Id = sin(angle) * Ialpha - cos(angle) * Ibeta;
Iq = cos(angle) * Ialpha + sin(angle) * Ibeta;

Valpha = RAIZQ_2_3 * (V1normalizado - V2normalizado * 0.5 -
V3normalizado * 0.5);
Vbeta = RAIZQ_2_3 * (RAIZQ_3_2 * V2normalizado - RAIZQ_3_2 *
V3normalizado);
Vd = sin(angle) * Valpha - cos(angle) * Vbeta;
Vq = cos(angle) * Valpha + sin(angle) * Vbeta;

// -----
-----

// Gama de histerese para saber o sentido de transferência de potência
if (Id >= Id_SentidoPot)
{
    SentidoPotencia = 1;
}
else if (Id <= -Id_SentidoPot)
{
    SentidoPotencia = -1;
}

// Função utilizada para fazer a média do cálculo da potência nas ADC
responsáveis pela tensão e corrente trifásica da fase A
if (PotenciaIndex == 99)
{
    Potencia = abs(PotenciaMedia * 0.01);

    // Cálculo do iqref tendo em conta o FP
    ApparentPower = Potencia * pow(FP,-1);
    Iqref = (ApparentPower * sin(acos(FP)) * pow(41.57,-1)) *
SentidoPotencia;

    PotenciaIndex = 0;
    PotenciaMedia = 0.0;
}
else
{

```

```

    PotenciaMedia = PotenciaMedia + (Vd * Id + Vq * Iq);
    PotenciaIndex++;
}

//
*****
*****
//          Leitura das tensões em 123
//
*****
*****
    V1 = (AdccResultRegs.ADCRESULT0 + AdccResultRegs.ADCRESULT1 +
AdccResultRegs.ADCRESULT2 + AdccResultRegs.ADCRESULT3 +
AdccResultRegs.ADCRESULT4 + AdccResultRegs.ADCRESULT5 +
AdccResultRegs.ADCRESULT6 + AdccResultRegs.ADCRESULT7) >> 3;
    V2 = (AdccResultRegs.ADCRESULT8 + AdccResultRegs.ADCRESULT9 +
AdccResultRegs.ADCRESULT10 + AdccResultRegs.ADCRESULT11 +
AdccResultRegs.ADCRESULT12 + AdccResultRegs.ADCRESULT13 +
AdccResultRegs.ADCRESULT14 + AdccResultRegs.ADCRESULT15) >> 3;
    V1normalizado = 39.84063745 * (normalizacao * V1 - 1.503);
    V2normalizado = 40.0 * (normalizacao * V2 - 1.5043);
    V3normalizado = - V1normalizado - V2normalizado;

// ----- Controlador de velocidade do gerador ( RETIFICADOR ) --
-----
//ErroWr = RotorSpeedRef - RotorSpeed;
//Idref_Generator = Idref_Generator_Ant + (KP_SPEED + KI_SPEED * 0.5 *
TS) * ErroWr + (-KP_SPEED + KI_SPEED * 0.5 * TS) * ErroWr_Ant;

//if (Idref_Generator >= -0.01)
//{
//    Idref_Generator = -0.01;
//}
//else if (Idref_Generator <= -Idref_Max_Min)
//{
//    Idref_Generator = -Idref_Max_Min;
//}

//ErroIdGen = Idref_Generator - Id;

// ----- Controlador de tensão no Link DC ( INVERSOR ) -
-----
    Idref = Idref_Ant + (KP_LINKDC + KI_LINKDC * 0.5 * TS) * ErroVLinkDC +
(-KP_LINKDC + KI_LINKDC * 0.5 * TS) * ErroVLinkDC_Ant;
    if (Idref >= Idref_Max_Min)
    {
        Idref = Idref_Max_Min;
    }
    else if (Idref <= -Idref_Max_Min)
    {
        Idref = -Idref_Max_Min;
    }

    ErroId = Idref - Id;
    ErroIq = Iqref - Iq;

// ----- Controlador de offset na onda modulante -----
-----

```

```

    Offset = Offset_Ant + (KP_OFFSET * SentidoPotencia + KI_OFFSET *
SentidoPotencia * 0.5 * TS) * ErroVcondensadores + (-KP_OFFSET *
SentidoPotencia + KI_OFFSET * SentidoPotencia * 0.5 * TS) *
ErroVcondensadores_Ant;
    if (Offset >= Offset_Max_Min)
    {
        Offset = Offset_Max_Min;
    }
    else if (Offset <= -Offset_Max_Min)
    {
        Offset = -Offset_Max_Min;
    }

    // -----Aplicação do controlador de corrente-----
    -----
//      GammaD = GammaD_Ant + (KP_CORRENTE + KI_CORRENTE * 0.5 * TS) * ErroId
+ (-KP_CORRENTE + KI_CORRENTE * 0.5 * TS) * ErroId_Ant;          // Modo
Inversor
    GammaD = GammaD_Ant + (KP_CORRENTE + KI_CORRENTE * 0.5 * TS) *
ErroIdGen + (-KP_CORRENTE + KI_CORRENTE * 0.5 * TS) * ErroIdGen_Ant;    //
Modo Retificador com utilização da máquina
    GammaQ = GammaQ_Ant + (KP_CORRENTE + KI_CORRENTE * 0.5 * TS) * ErroIq +
(-KP_CORRENTE + KI_CORRENTE * 0.5 * TS) * ErroIq_Ant;

    if (GammaD >= GammaMaxMin)
    {
        GammaD = GammaMaxMin;
    }
    else if (GammaD <= -GammaMaxMin)
    {
        GammaD = -GammaMaxMin;
    }

    if (GammaQ >= GammaMaxMin)
    {
        GammaQ = GammaMaxMin;
    }
    else if (GammaQ <= -GammaMaxMin)
    {
        GammaQ = -GammaMaxMin;
    }

    // -----Aplicação das transformadas inversas de Clarke/Park---
    -----
    GammaAlpha = sin(angle) * GammaD + cos(angle) * GammaQ;
    GammaBeta = -cos(angle) * GammaD + sin(angle) * GammaQ;

    Gamma1 = RAIZQ_2_3 * GammaAlpha + Offset;
    Gamma2 = RAIZQ_2_3 * (- GammaAlpha * 0.5 + RAIZQ_3_2 * GammaBeta) +
Offset;
    Gamma3 = RAIZQ_2_3 * (- GammaAlpha * 0.5 - RAIZQ_3_2 * GammaBeta) +
Offset;

    // ----- Portadoras triangulares -----
EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = (Gamma1 * PeriodCarrier);
EPwm1Regs.CMPB.bit.CMPB = (Gamma1 * PeriodCarrier + PeriodCarrier);
EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = (Gamma2 * PeriodCarrier);
EPwm2Regs.CMPB.bit.CMPB = (Gamma2 * PeriodCarrier + PeriodCarrier);

```



```

EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = (Gamma3 * PeriodCarrier);
EPwm3Regs.CMPB.bit.CMPB = (Gamma3 * PeriodCarrier + PeriodCarrier);

//
*****
*
//          Atualização das variáveis anteriores
//
*****
*

ErroId_Ant = ErroId;
ErroIq_Ant = ErroIq;
Idref_Ant = Idref;
Iqref_Ant = Iqref;
ErroVLinkDC_Ant = ErroVLinkDC;
ErroVcondensadores_Ant = ErroVcondensadores;
Offset_Ant = Offset;
GammaD_Ant = GammaD;
GammaQ_Ant = GammaQ;

Idref_Generator_Ant = Idref_Generator;
ErroIdGen_Ant = ErroIdGen;
ErroWr_Ant = ErroWr;

AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
}

```

### G.3. Submódulos integrados no módulo EPWM

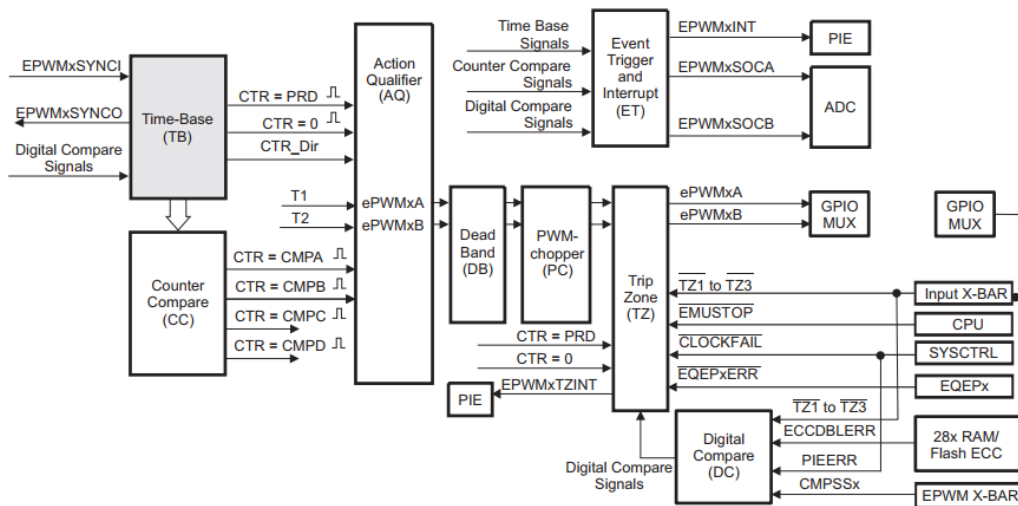


Figura G.2 – Esquematização dos diversos submódulos associados ao EPWM.

#### G.4. Método para calcular a frequência e ângulo do sinal proveniente do sinal de sincronismo

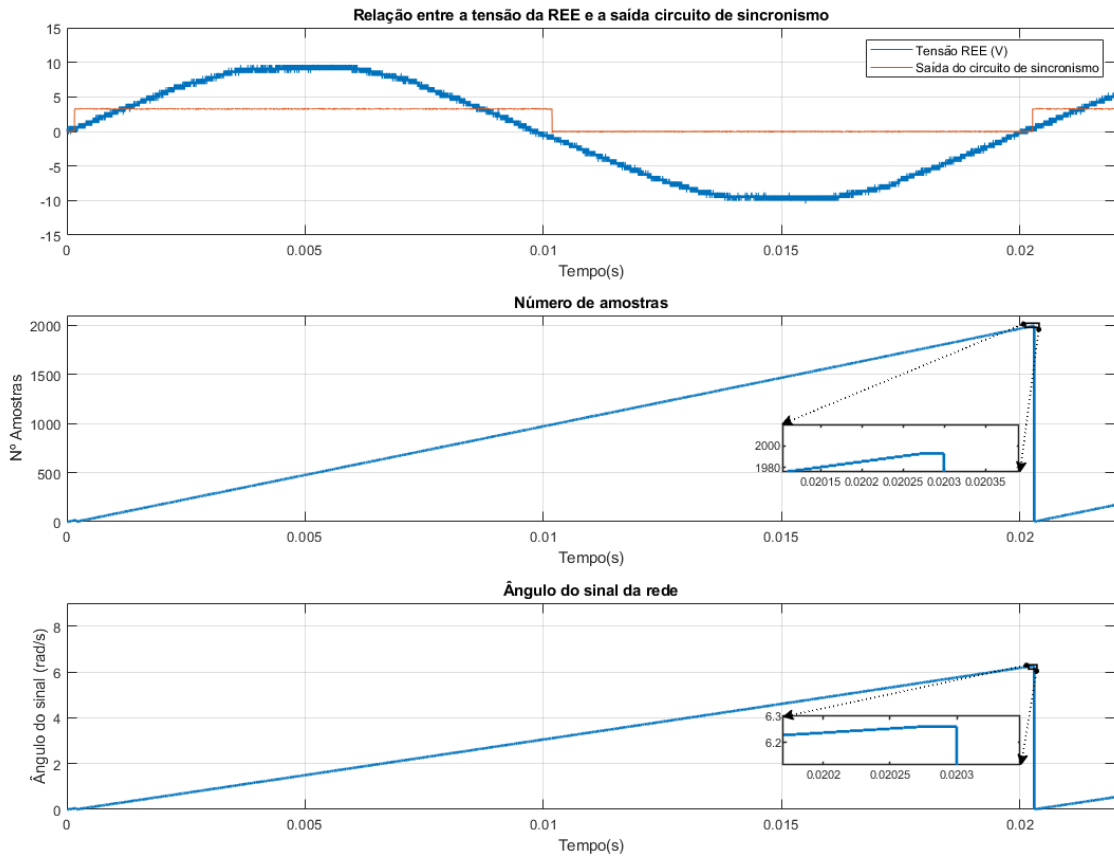
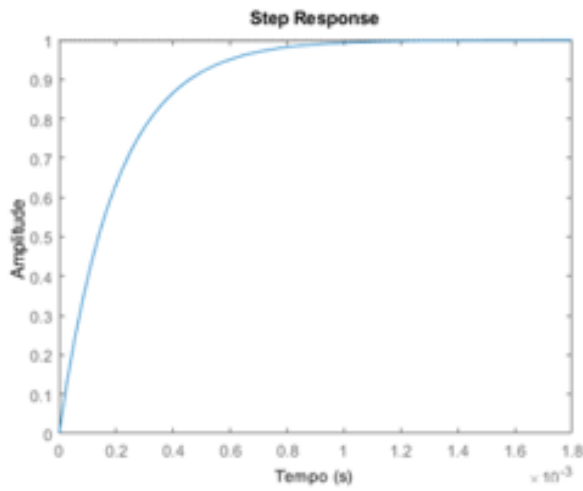


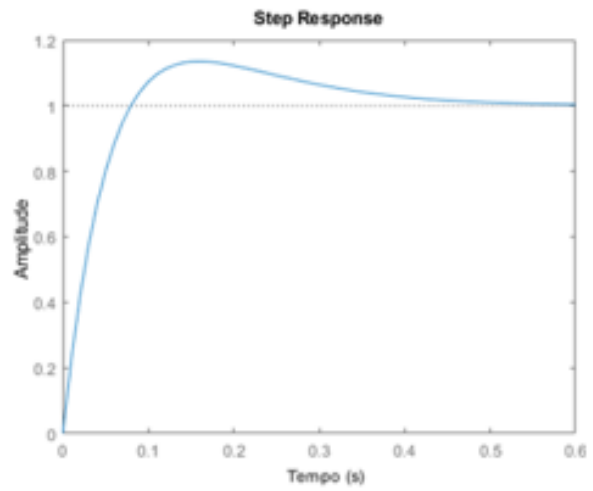
Figura G.3 – Método realizado para calcular a frequência e ângulo do sinal proveniente do sinal de sincronismo.

Perante os 100 kHz de frequência de amostragem do ADC, obteve-se um total de 1993 amostras na tensão da fase A da REE que se traduz numa frequência de 50,17 Hz. Relativamente ao ângulo da rede, este também se encontra dentro dos valores pretendidos, ou seja, está próximo de  $2\pi$  rad/s.

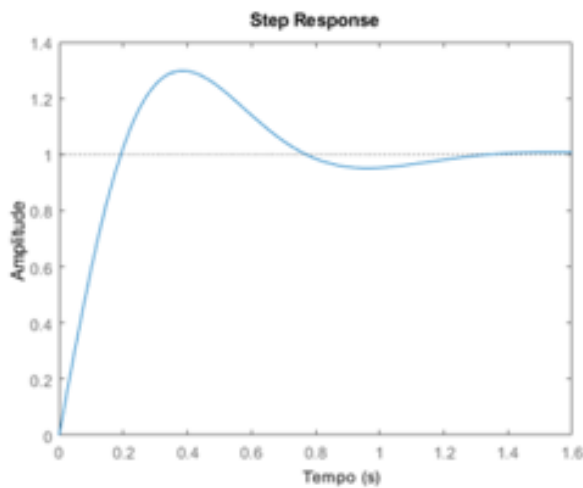
## Apêndice H - Resposta dos controladores



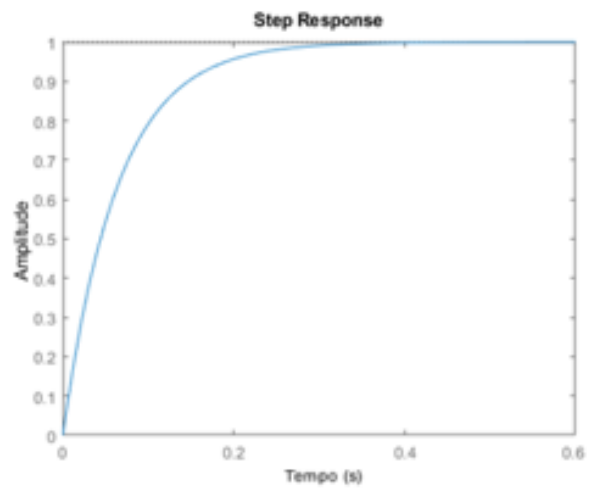
(a) Controlador de corrente



(b) Controlador de tensão no *link* DC



(c) Controlador para equilibrar a tensão nos condensadores



(d) Controlador da velocidade do gerador

Figura H.1 - Resposta dos controladores a um degrau unitário na entrada: (a) Controlador de corrente; (b) Controlador de tensão no *link* DC; (c) Controlador para equilibrar a tensão nos condensadores; (d) Controlador da velocidade do gerador.

Na Tabela H.1 estão caracterizadas as respostas dos controladores presentes na Figura H.1.

Tabela H.1 - Caracterização das respostas dos controladores.

	Controladores			
	Corrente	Tensão do <i>link</i> DC	Equilíbrio dos condensadores	Velocidade da máquina
<b>Rise Time (s)</b>	$4,37 \times 10^{-04}$	0,0580	0,1498	0,3497
<b>Settling Time (s)</b>	$7,78 \times 10^{-04}$	0,4291	1,1945	0,6226
<b>Settling Min</b>	0,9045	0,9501	0,9403	0,9405
<b>Settling Max</b>	1,0	1,1353	1,2984	1,0
<b>Overshoot (%)</b>	0	13,532	29,835	0
<b>Undershoot (%)</b>	0	0	4,8	0
<b>Peak</b>	1,0	1,1353	1,2984	1,0
<b>Peak Time (s)</b>	0,0021	0,16	0,3811	1,6784

## Apêndice I – Variação das indutâncias nas bobinas

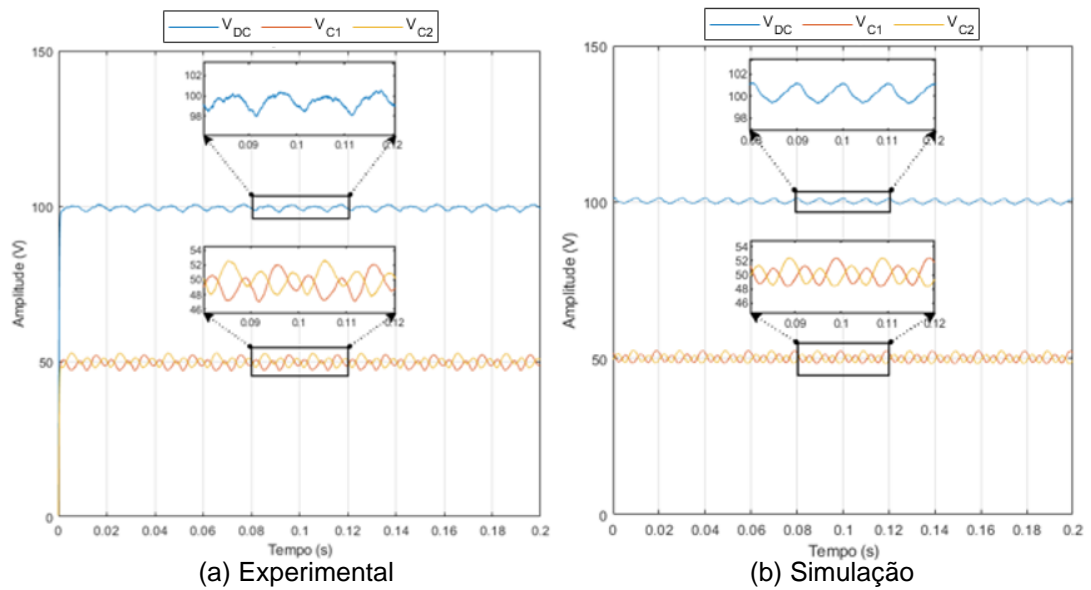


Figura I.1 – (a) Resultado obtido laboratorialmente com  $L_{AC1} = L_{AC2} = L_{AC3} = 15$  mH;  
(b) Resultado obtido em simulação com  $L_{AC1} = L_{AC3} = 15$  mH e  $L_{AC2} = 10$  mH.

## Apêndice J – Teste para um FP unitário

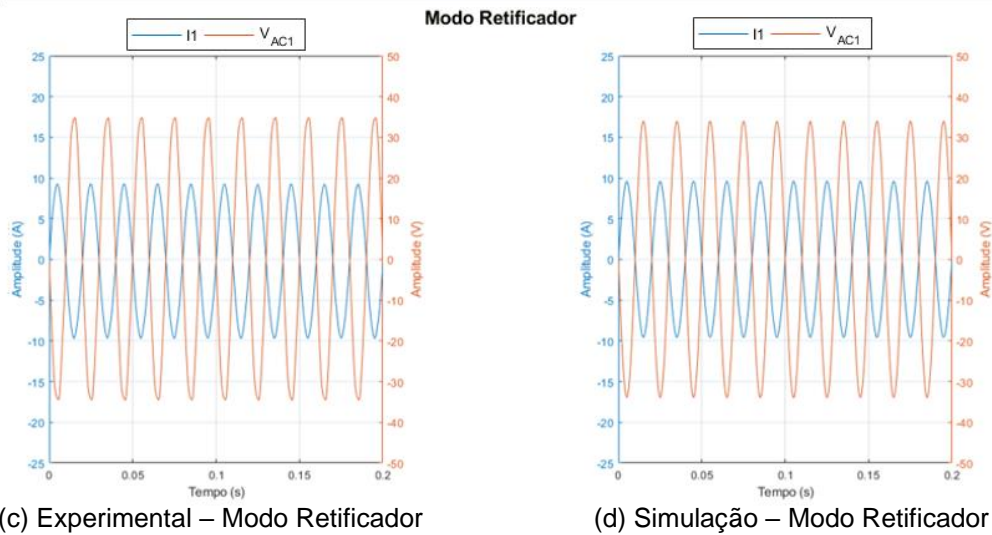
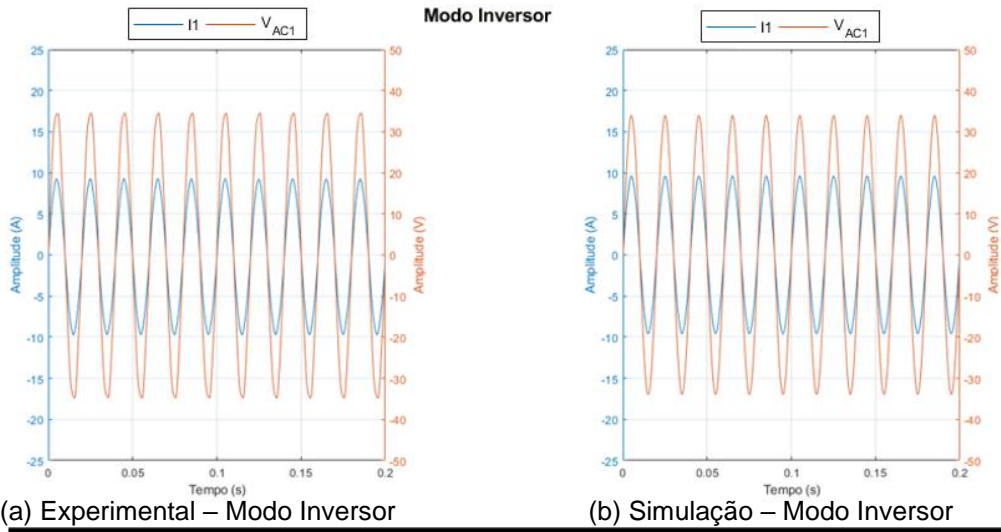
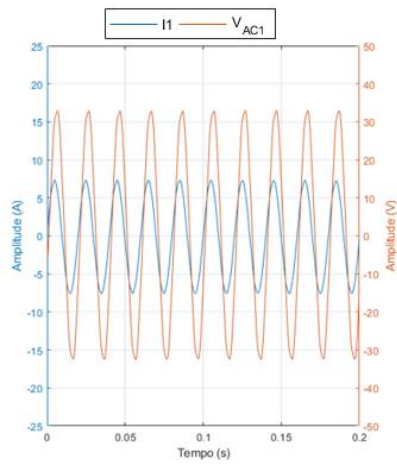


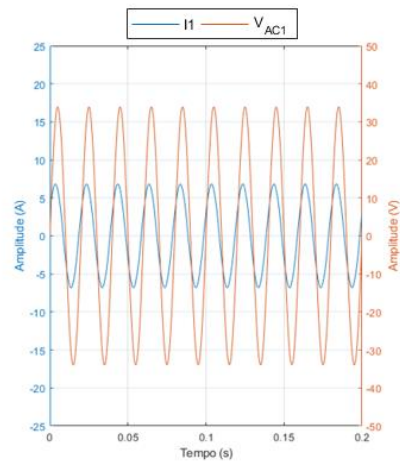
Figura J.1 - Testes realizados em ambos os modos do conversor para um FP unitário.

## Apêndice L – Teste para um FP não unitário

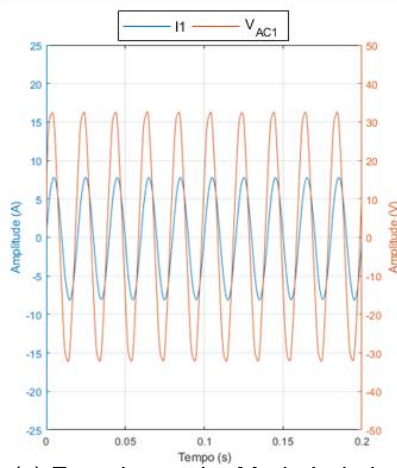


(a) Experimental – Modo Capacitivo

Capacitivo

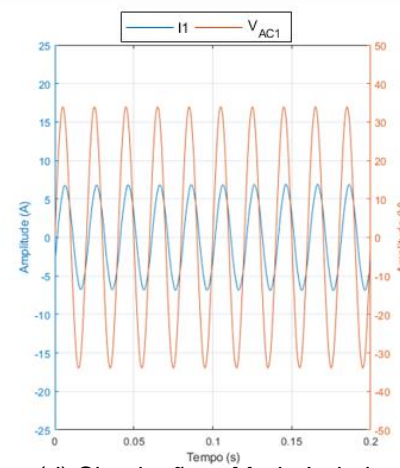


(b) Simulação – Modo Capacitivo



(c) Experimental – Modo Indutivo

Indutivo



(d) Simulação – Modo Indutivo

Figura L.1 - Testes realizados no modo inversor para um FP de 0,9 indutivo e capacitivo.

## Apêndice M – Máquinas elétricas utilizadas



Figura M.1 – Máquinas elétricas utilizadas no protótipo laboratorial.

A Figura M.1 mostra a como a máquina DC PE10 [56] e a máquina AC síncrona MSM10 [55] se encontravam conectadas no laboratório. Como o veio era comum às duas máquinas, a máquina DC PE10 simulava o vento aplicado nas pás do aerogerador que, por sua vez, transmitia essa potência mecânica pelo veio até ao gerador síncrono MSM10.



## Apêndice N – Configuração laboratorial da máquina DC

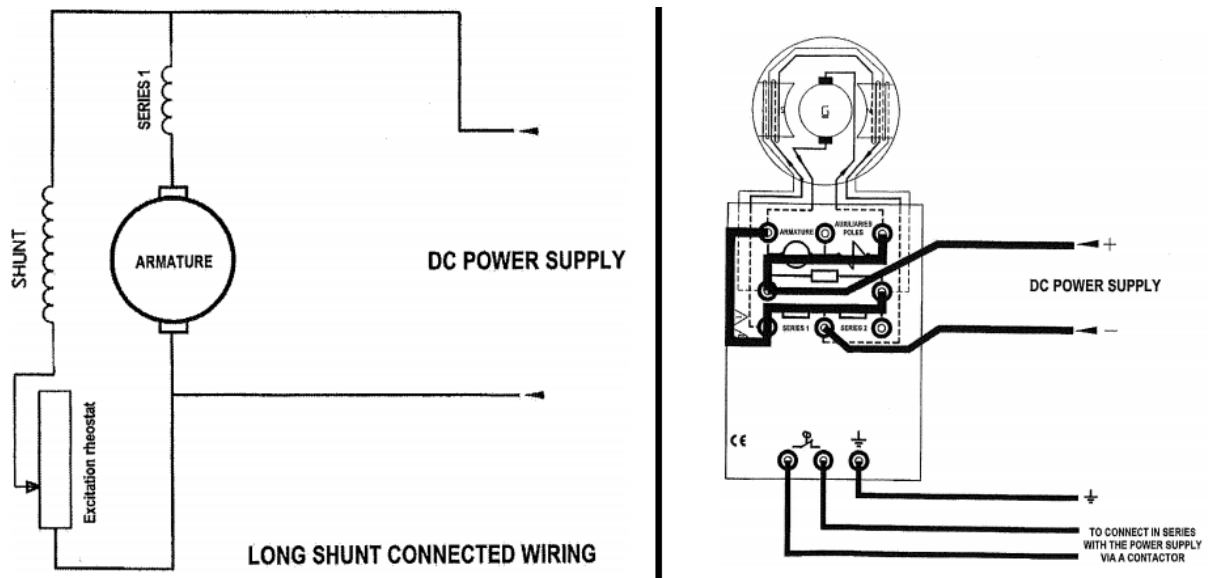


Figura N.1 - Configuração laboratorial da máquina DC.

## Apêndice O – Parametrização e resultados obtidos no conversor com a utilização da máquina síncrona

A Tabela O.1 mostra a parametrização das fontes de alimentação das respetivas máquinas.

Tabela O.1 – Parametrização das máquinas DC (PE10) e AC síncrona (MSM10).

Parametrização das máquinas					
Máquina DC			Máquina AC Síncrona		
$V_{DC}$ (V)	I (A)	$I_{exc}$ (A)	$V_{DC}$ (V)	$I_{exc}$ (A)	$\omega_m$ (rpm)
200	1,43	0,162	20,09	0,49	1500
230	1,92	0,164	29,34	0,72	1600
270	2,25	0,160	29,30	0,64	1700

Para cada velocidade de rotação exibida na Tabela O.1, mostra-se na Tabela O.2 os resultados obtidos, em cada lado do conversor, quando se impôs uma velocidade de rotação de referência no controlador de velocidade.

Tabela O.2 - Resultados obtidos no conversor através do controlo da velocidade de rotação da máquina.

Máquina AC Síncrona		Resultados obtidos no conversor						
$\omega_m$ (rpm)	$\omega_{mref}$ (rpm)	Lado AC			Lado DC			
		$V_{ACRMS}$ (V)	$I_{ACRMS}$ (A)	$P_{ACRMS}$ (W)	$R_c$ ( $\Omega$ )	$V_{DC}$ (V)	$I_{DC}$ (A)	$P_{DC}$ (W)
1500	1200	11,5	2,8	97	150	66	1,0	69
1600	1300	16,7	3,1	155	100	115	1,1	132
1700	1400	17	4	204	100	129	1,3	166

Constata-se que, efetivamente, quanto maior é a velocidade de rotação da máquina, maior é a potência gerada. Idealmente, a potência do lado AC do conversor deve ser igual à potência do lado DC, mas num contexto real isto nunca acontece. Os valores de potência obtidos em cada lado do conversor mostram que existe potência consumida pelos IGBT. É por causa deste consumo de potência que se diz que o conversor não é eficiente para níveis de potência baixos.

## Apêndice P – Frequência das correntes AC obtidas em cada lado do conversor

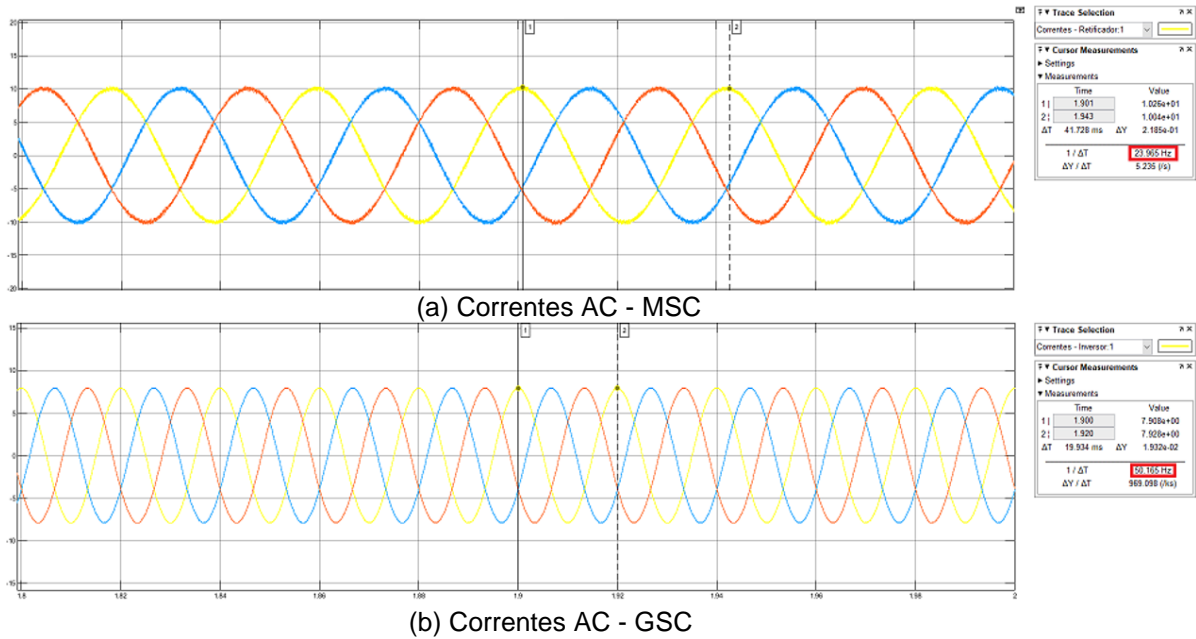


Figura P.1 - Comparação do valor da frequência das correntes AC em cada lado do conversor perante uma velocidade de vento de 8 m/s.

No mesmo intervalo de tempo, verifica-se que o lado MSC possui correntes AC com uma frequência de 23,955 Hz enquanto o lado GSC possui correntes AC com uma frequência de 50,165 Hz.

## Apêndice Q – Regime dinâmico obtido em simulação na região 2 de operação e controlo

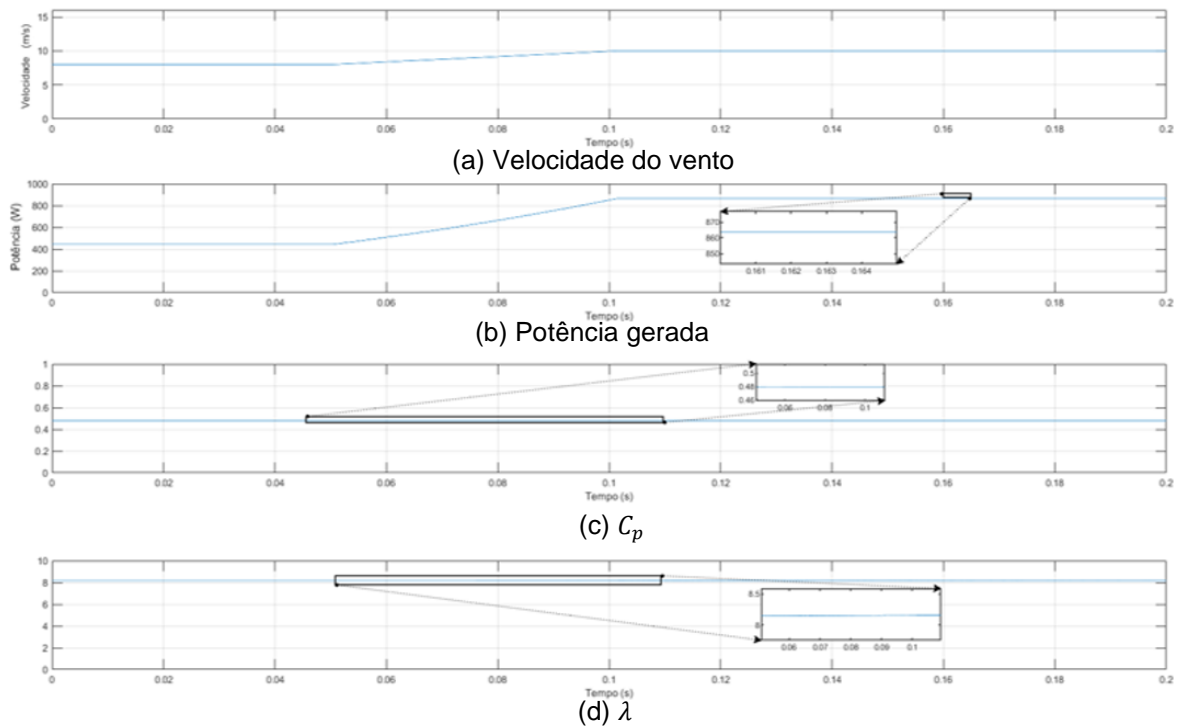
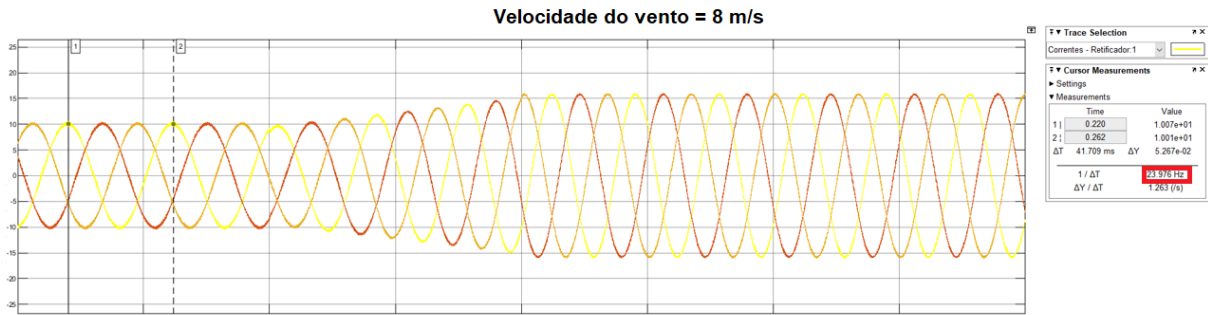
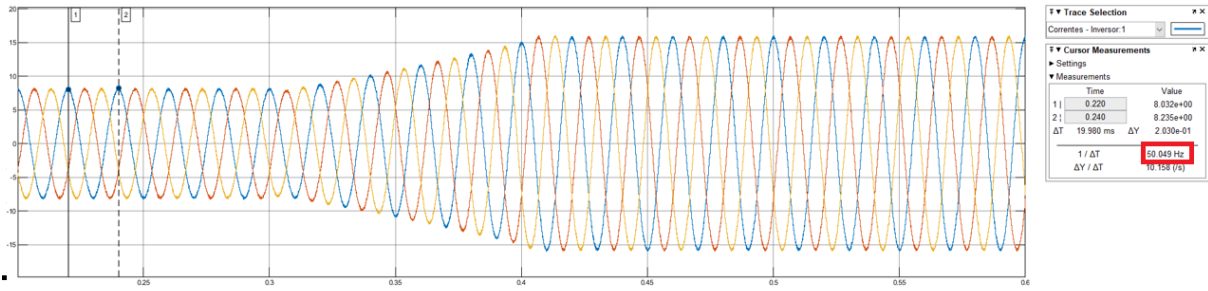


Figura Q.1 - Potência gerada,  $C_p$  e  $\lambda$  perante um aumento da velocidade de vento dos 8 m/s para os 10 m/s.

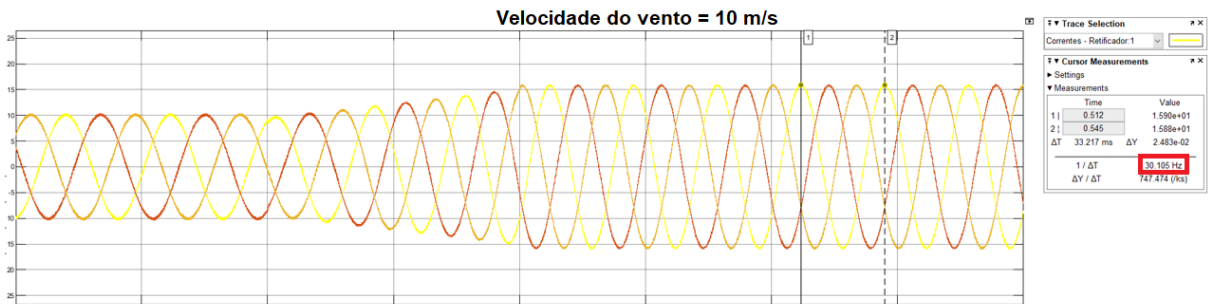
Na Figura Q.1 é possível constatar a eficácia dos controladores implementados na região 2 de operação e controlo. Com o aumento da velocidade do vento, maior for a potência gerada mas, por outro lado, conseguiu-se manter  $C_p$  e  $\lambda$  nos valores máximos estipulados.



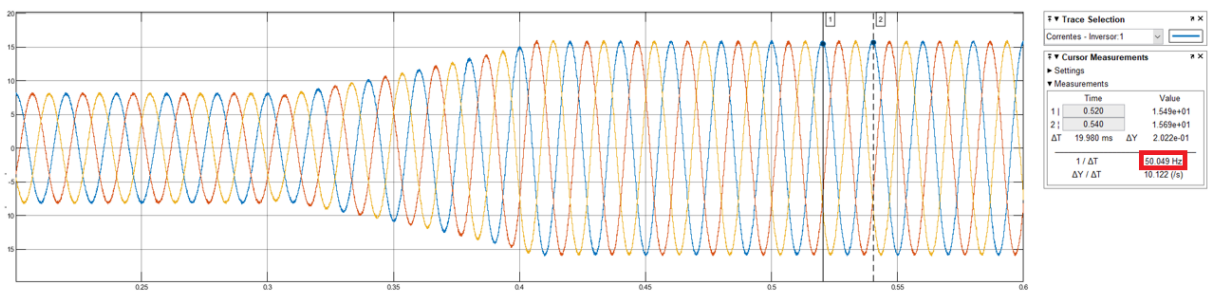
(a) Frequência da corrente AC do lado MSC



(b) Frequência da corrente AC do lado GSC



(c) Frequência da corrente AC do lado MSC



(d) Frequência da corrente AC do lado GSC

Figura Q.2– Correntes AC geradas e as respectivas frequências, em ambos os lados do conversor, nos instantes em que a velocidade do vento é de 8 m/s e 10 m/s.

No momento em que a velocidade do vento é de 8 m/s, a corrente AC do lado MSC possui uma frequência de 23,976 Hz enquanto a corrente AC do lado GSC apresenta uma frequência de 50,049 Hz. Quando a velocidade do vento é de 10 m/s, a amplitude e frequência da corrente AC do lado MSC aumenta para 30,105 Hz mas a corrente AC do lado GSC permanece com os mesmos valores anteriormente mencionados. Isto demonstra a importância de um conversor NPC B2B para este tipo de aplicações que injetam potência na REE. Apesar de haver um aumento da

potência gerada e, conseqüentemente, aumento das correntes AC, o lado GSC consegue manter uma frequência adequada à REE independentemente da frequência da corrente do lado MSC.

A Figura Q.3 mostra o comportamento do aerogerador quando ocorre uma diminuição da velocidade do vento dos 10 m/s para os 8 m/s.

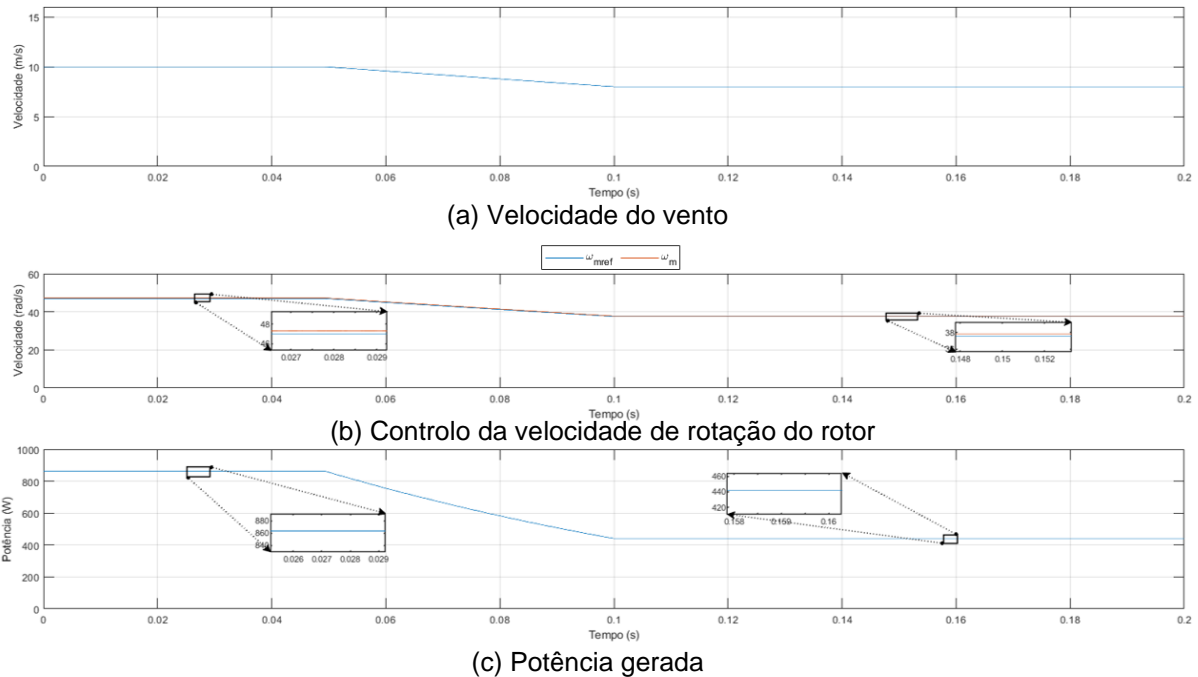


Figura Q.3 - Comportamento aerodinâmico do aerogerador quando há uma diminuição da velocidade do vento dos 10 m/s para os 8 m/s.

Perante a diminuição da velocidade do vento, o controlador de velocidade consegue seguir o valor de referência mais baixo sem qualquer problema em termos de controlo. Por consequência da diminuição da velocidade de rotação de referência, a potência gerada também baixa e está de acordo com o valor presente na Tabela 4.3.

Nas seguintes figuras serão apresentados os resultados aerodinâmicos da diminuição da velocidade do vento dos 10 m/s para os 8 m/s.

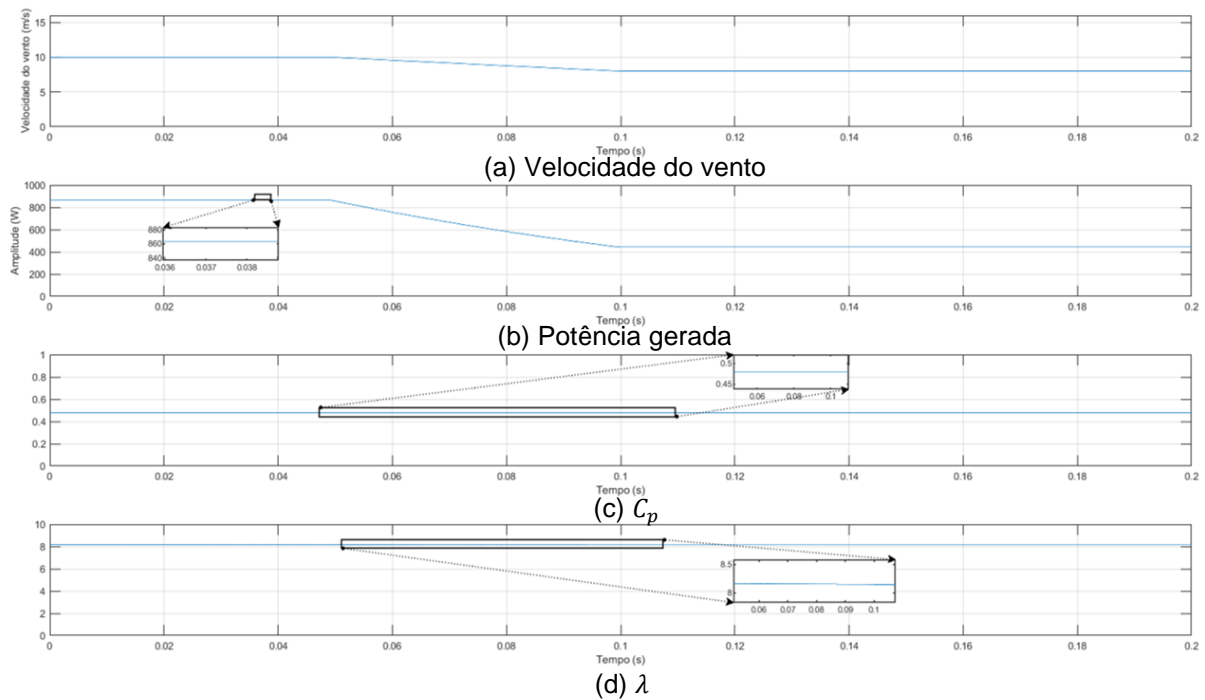
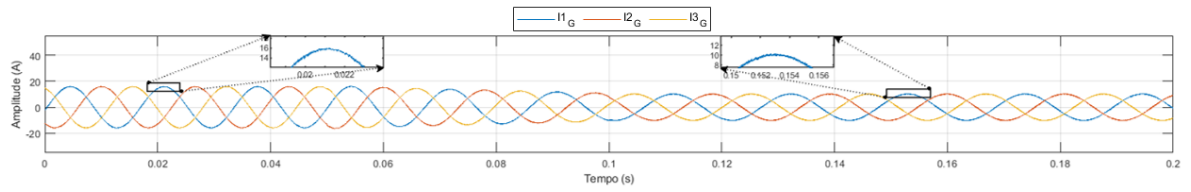
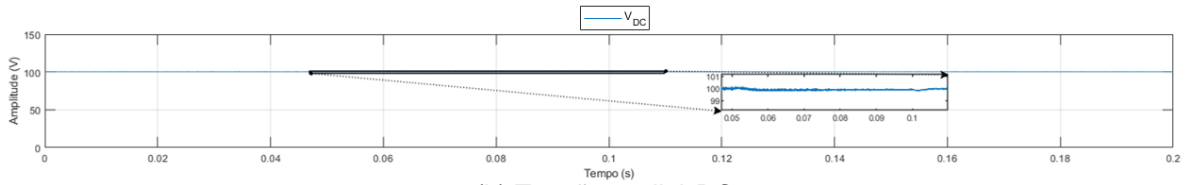


Figura Q.4 - Potência gerada,  $C_p$  e  $\lambda$  perante uma diminuição da velocidade de vento dos 10 m/s para os 8 m/s.

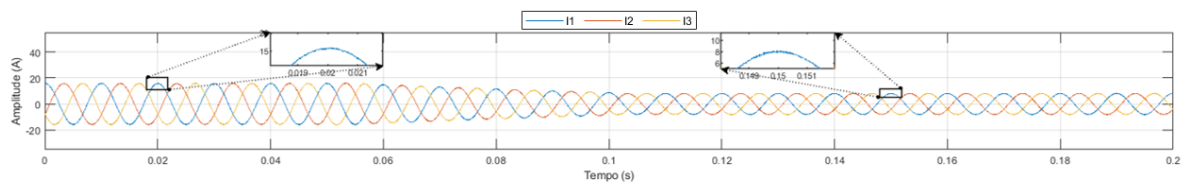
A Figura Q.4 complementa a informação da Figura Q.3 onde é possível visualizar o comportamento aerodinâmica do aerogerador quando ocorre uma diminuição da velocidade do vento. Os resultados demonstram que é possível manter os valores de  $C_p$  e  $\lambda$  maximizados nesta região durante uma diminuição da velocidade do vento.



(a) Correntes AC no lado MSC



(b) Tensão no *link* DC

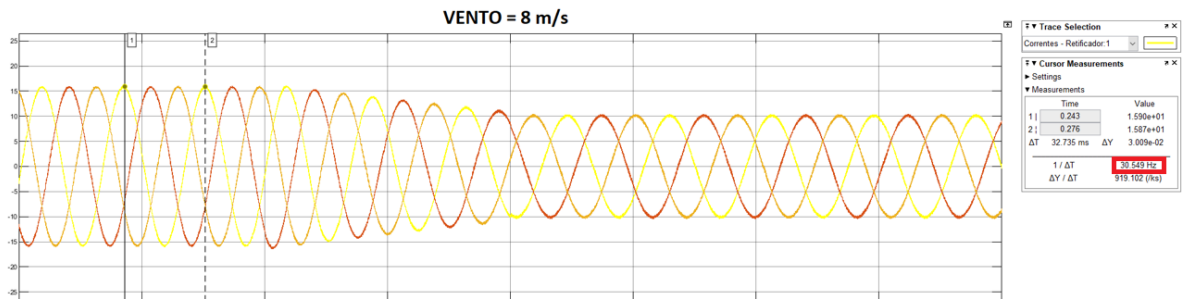


(c) Correntes AC no lado GSC

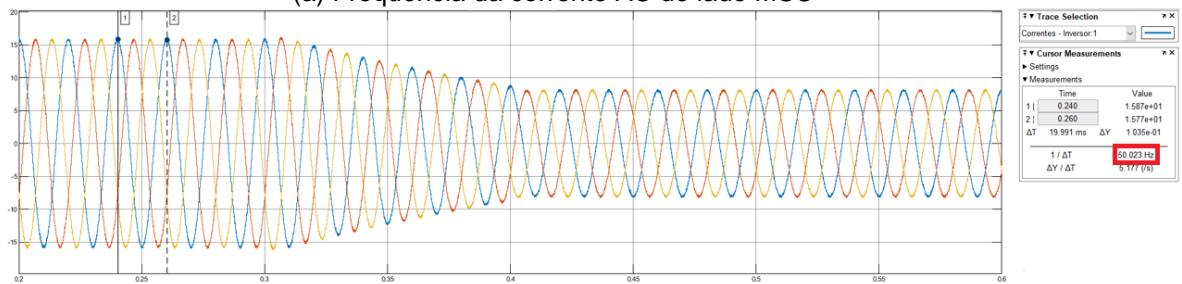
Figura Q.5 – Correntes AC geradas, em ambos os lados do conversor, e a tensão no *link* DC perante uma diminuição da velocidade de vento dos 10 m/s para os 8 m/s.

A diminuição da velocidade do vento faz com que as amplitudes das correntes AC, em ambos os lados do conversor, diminuam. Independentemente da diminuição da potência gerada e consequente diminuição da amplitude das correntes, a tensão no *link* DC mantém-se em torno da referência dos 100 V.

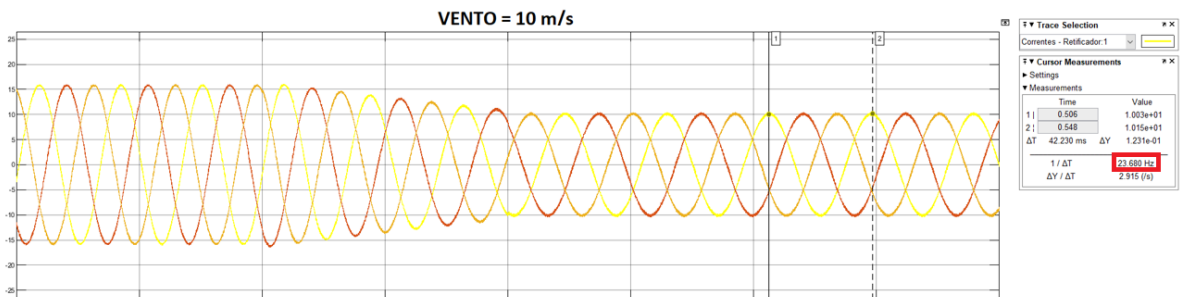




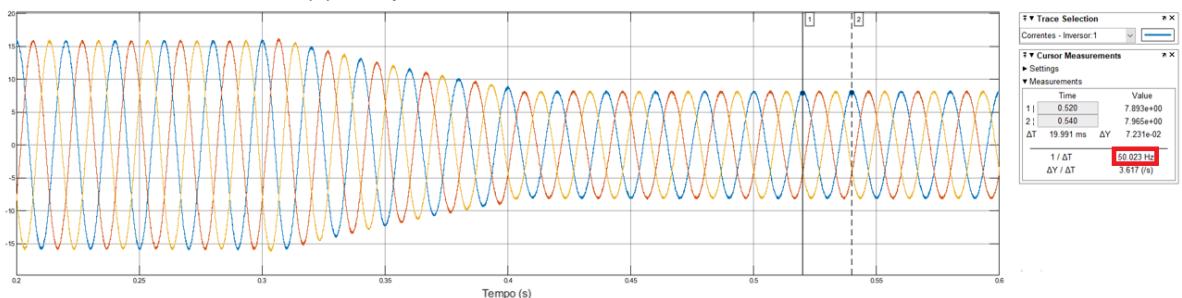
(a) Frequência da corrente AC do lado MSC



(b) Frequência da corrente AC do lado GSC



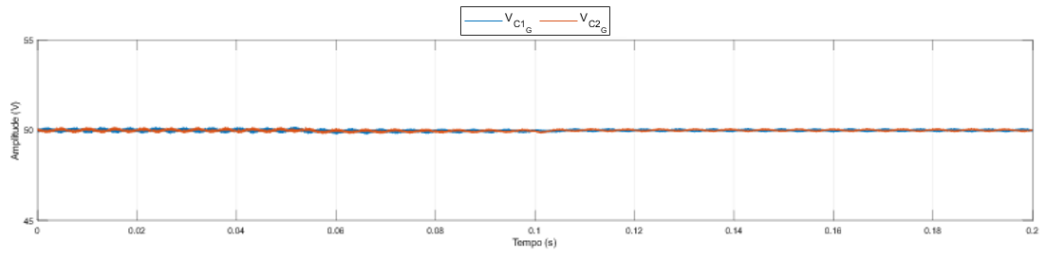
(c) Frequência da corrente AC do lado MSC



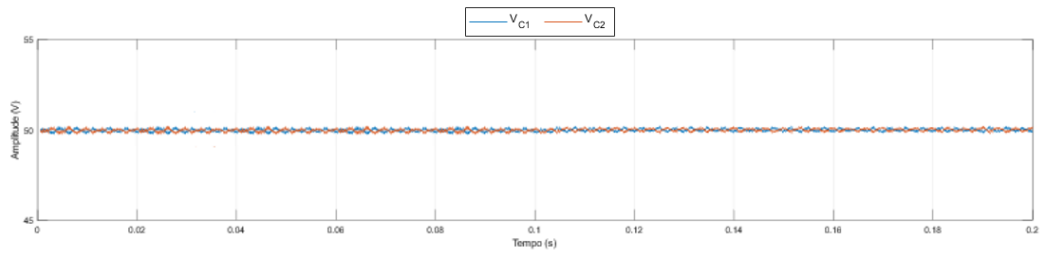
(d) Frequência da corrente AC do lado GSC

Figura Q.6 - Valores de frequência obtidos em cada lado do conversor quando se deu o aumento da velocidade do vento dos 10 m/s para os 8 m/s.

Mesmo perante uma diminuição da velocidade do vento na região 2 de controle e operação, os controladores de corrente, em ambos os lados do conversor, conseguem seguir as referências e impor uma frequência de aproximadamente 50 Hz na corrente injetada na REE.



(a) Tensão nos condensadores no lado MSC



(b) Tensão nos condensadores no lado GSC

Figura Q.7 – Equilíbrio da tensão nos condensadores perante uma diminuição da velocidade do vento dos 10 m/s para os 8 m/s.

O controlador para equilibrar a tensão nos condensadores consegue manter a tensão em torno dos 50 V mesmo quando ocorre uma diminuição da velocidade do vento.

## Apêndice R – Regime estacionário obtido em simulação na região 3 de operação e controlo

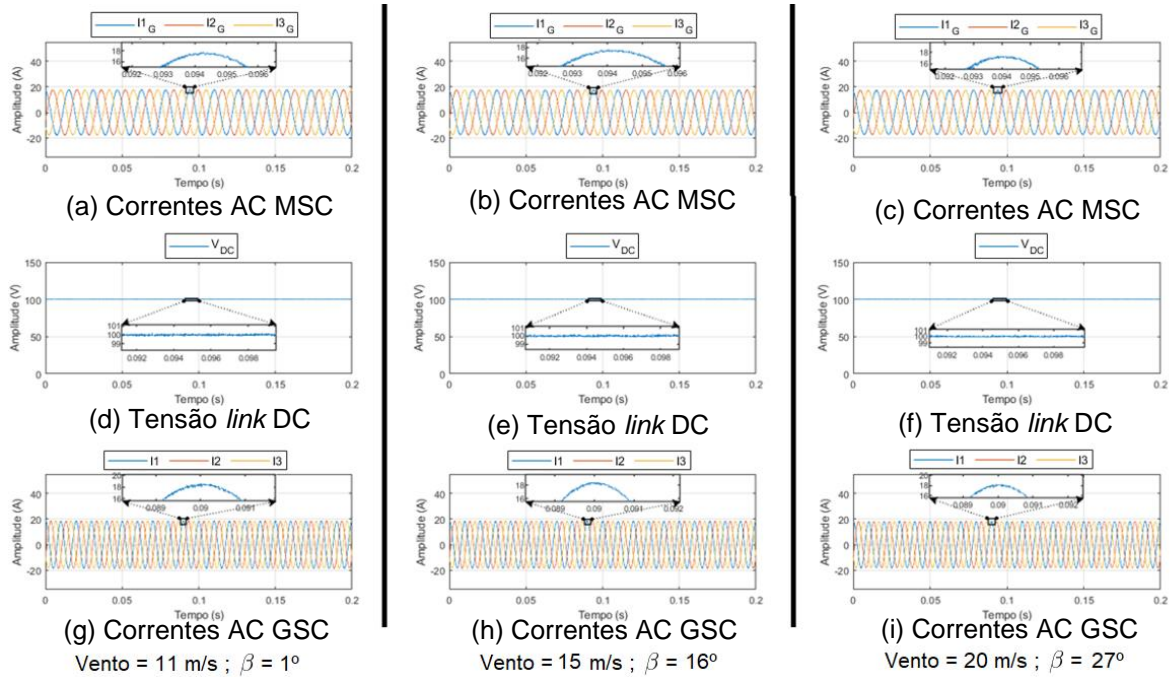


Figura R.1 - Correntes AC geradas, em ambos os lados do conversor, como também o valor da tensão no *link* DC para diferentes velocidades de vento da região 3 de operação e controlo.

Estes resultados mostram que os controladores dimensionados no conversor estão a funcionar adequadamente para todo o espetro da velocidade do vento da região 3. Nas velocidades de vento presentes no Apêndice R, constata-se que as correntes, no lado MSC, apresentam uma amplitude de aproximadamente 18 A e uma frequência de 31,4 Hz, enquanto que no lado GSC, a amplitude e a frequência estão fixas nos valores de 18,5 A e 50 Hz, respetivamente.

## Apêndice S – Regime dinâmico obtido em simulação na região 3 de operação e controlo

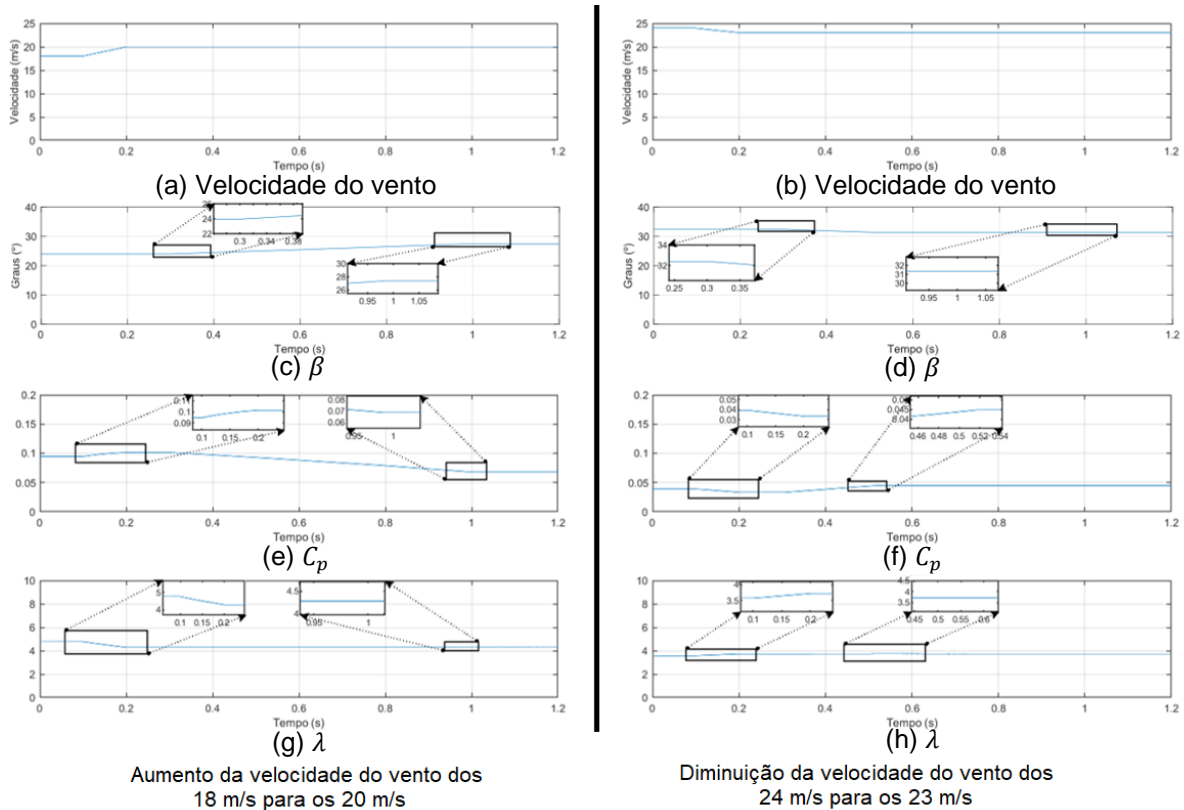
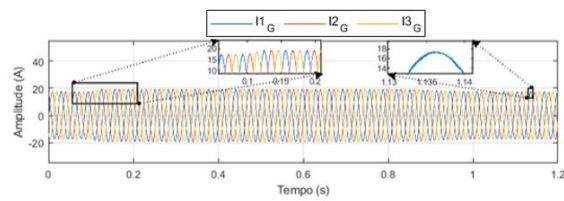
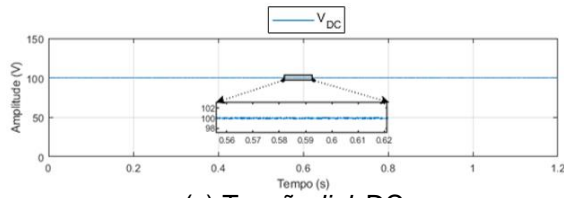


Figura S.1 – Ângulo de ataque  $\beta$ ,  $C_p$  e  $\lambda$  perante variações da velocidade de vento na região 3 de operação e controlo.

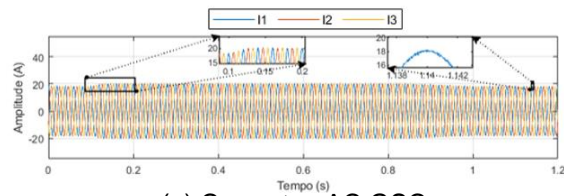
Durante o aumento ou diminuição da velocidade do vento, o aerogerador está sujeito a uma ligeira perturbação aerodinâmica. Isto deve-se ao facto do ângulo de ataque  $\beta$  não estar adequado à velocidade do vento e, portanto, os valores de  $C_p$  e  $\lambda$  ficam comprometidos durante o instante de tempo que os atuadores de *pitch* não atuam. Quando o sistema de *pitch control* entra em operação, os valores aerodinâmicos da turbina, nomeadamente  $C_p$  e  $\lambda$ , vão sendo repostos para os valores pretendidos. Todos os valores presentes na Figura S.1 estão de acordo com os valores presentes na Tabela 4.4.



(a) Correntes AC MSC

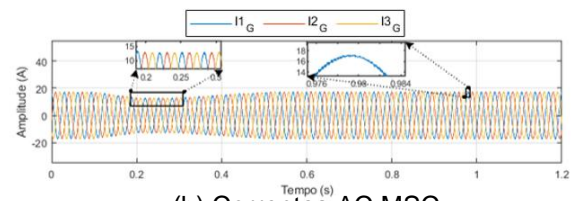


(c) Tensão *link* DC

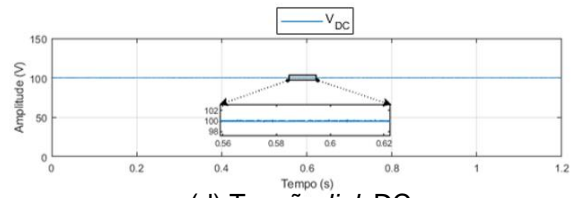


(e) Correntes AC GSC

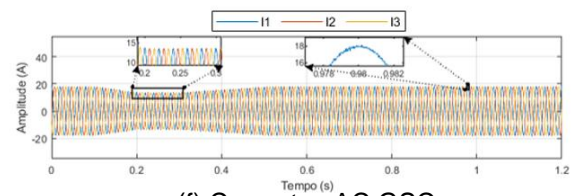
Aumento da velocidade do vento dos  
18 m/s para os 20 m/s



(b) Correntes AC MSC



(d) Tensão *link* DC



(f) Correntes AC GSC

Diminuição da velocidade do vento dos  
24 m/s para os 23 m/s

Figura S.2 - Correntes AC geradas, em ambos os lados do conversor, como também o valor da tensão no *link* DC para diferentes velocidades de vento.

Ao conjugar os resultados das correntes AC (Figura S.2 (a) e (e)) com os dados da Figura S.1, apercebe-se da importância dos travões mecânicos nos aerogeradores quando ocorre um aumento da velocidade do vento. Caso não existisse travões mecânicos, o aerogerador estaria a operar muito acima do seu valor nominal e, por sua vez, comprometeria a integridade do equipamento. Por outro lado, quando ocorre uma diminuição da velocidade do vento perante um dado ângulo  $\beta$ , o aerogerador passa a operar de forma pouco eficiente. Isto acaba por se refletir nas correntes AC geradas (Figura S.2 (b) e (f)) em ambos os lados do conversor, onde é possível visualizar um abaixamento da amplitude da corrente quando ocorre a diminuição da velocidade do vento. Logo que o ângulo  $\beta$  é reposto para o valor adequado à velocidade do vento, a amplitude da corrente é gradualmente reposta.