



Centro de Competências das Ciências Exactas e da Engenharia

# Simulação de um sistema aerogerador com controlo óptimo predictivo

Élvio Gilberto Andrade de Jesus

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia de  
Telecomunicações e Redes

Orientador: Professor João Dionísio Simões Barros

Novembro de 2010

## Resumo

Nesta dissertação de mestrado propõe-se simular um sistema para melhorar a qualidade da energia eléctrica produzida por um parque eólico, utilizando conversores multinível NPC costas com costas e controlo óptimo predictivo.

Neste trabalho é feito o controlo da potência activa e reactiva que é fornecida à rede de energia eléctrica, a partir de um gerador eólico e é optimizada a forma de onda alternada e sinusoidal de tensão trifásica sem neutro, minimizando o tremor das correntes e a distorção harmónica total, contribuindo para melhorar a qualidade de energia da rede ou de sistemas de alimentação para aplicações críticas como são os sistemas de telecomunicações.

Recorre-se ao Matlab/Simulink para simular e comparar os resultados obtidos no sistema de conversão de energia de um parque eólico com o conversor costas com costas com controlo óptimo predictivo com os resultados obtidos com o conversor costas com costas PWM, disponível na biblioteca do software de simulação.

### **Palavras-chave:**

Conversor multinível NPC, Controlo óptimo predictivo, Conversor multinível costas com costas, Máquina de indução duplamente alimentada (DFIG), Controlo de potência em gerador DFIG.

## Abstract

This dissertation proposes to simulate a system to improve the power quality produced by a wind farm, using multilevel back to back NPC converter and predictive optimal control.

This work presents the control of active and reactive power which is supplied to the electric power grid from a wind generator and is optimized the voltage waveform, alternating and sinusoidal three-phase voltage without neutral, minimizing the ripple of the currents and total harmonic distortion, helping to improve the power quality of grid or power systems for critical applications such as telecommunications systems.

The Matlab / Simulink were used to simulate and compare the results obtained in the energy conversion system for a wind farm with the converter back to back with predictive optimal control with the results obtained with back to back PWM converter, available in the library of the simulation software.

### **Key-words:**

NPC multilevel converter, optimal predictive control, back to back multilevel converter, doubly fed induction machine (DFIG), Power Control in DFIG generator.

## Agradecimentos

Ao meu orientador, o Professor João Dionísio Simões Barros, pelo tempo que despendeu na orientação do projecto de mestrado, pela disponibilidade mostrada para esclarecimento de dúvidas e outros assuntos relevantes ao projecto, por todo o conhecimento que transmitiu e pela exigência e o rigor imposto ao longo desta vivência.

Aos meus familiares, especialmente ao meu filho, que foram pacientes nos momentos de maior tensão e nas minhas ausências no desenvolvimento deste trabalho.

À Universidade da Madeira, em particular ao Centro de Competências das Ciências Exactas e da Engenharia, que permitiu actualizar e elevar a minha formação no âmbito da Engenharia de Telecomunicações e Redes e, também, na concretização do objectivo pessoal de estudo sobre o funcionamento e fornecimento de energia eléctrica a partir de fontes de energia renováveis.

## Lista de abreviaturas e terminologia

AC – Corrente alternada (*alternating current*)  
APREN – Associação Portuguesa de Energias Renováveis  
BTS – Estação Base de Transmissão (*Base Transceiver Station*)  
COP – Controlo óptimo predictivo  
Cp – Coeficiente de potência  
DC – Corrente contínua (*direct current*)  
DFIG – Máquina de indução duplamente alimentada (*Doubly-fed induction generator*)  
EDP – Energias de Portugal  
EEM – Empresa de Electricidade da Madeira  
ENEREEM - Energias Renováveis, Lda  
GA – Gerador assíncrono  
GS – Gerador síncrono  
GWEC – *Global Wind Energy Council*  
IEEE – *Institute of Electrical and Electronic Engineers*  
IGBT – Transístores bipolares de porta isolada (*insulated gate bipolar transistors*)  
MD – Controlo por modo de deslizamento  
NPC – Conversor multinível de díodos ligados ao ponto neutro (*neutral point clamped*)  
PD – Disposição em fase das portadoras triangulares (*phase disposition*)  
PHC – Pequenas Centrais Hidroelétricas  
PI – Controlador que usa o método de controlo proporcional integral  
PLL – Malha de captura de fase (*phase locked loop*)  
PO – Controlador que usa o método de controlo pseudo-óptimo  
POD – Disposição em oposição de fase das portadoras triangulares (*phase opposition disposition*)  
PWM – Modulação de largura de impulso (*pulse width modulation*)  
QEE – Qualidade em energia eléctrica  
REE – Rede de energia eléctrica  
SLA – *Service level agreement*  
SPA – Semicondutores de potência activos  
SPWM - Modulação sinusoidal de largura de impulso (*sinusoidal pulse width modulation*)  
SVM – Modulação por vectores espaciais (*space vector modulation*)  
RSU – Resíduos sólidos urbanos  
THD – Distorção harmónica total (*total harmonic distortion*)

## Lista de símbolos mais frequentes

$A$  – Área da secção transversal ao plano do vento  
 $\xi$  – Factor de amortecimento  
 $\varepsilon$  – Erro entre a corrente de referência e o valor medido  
 $e_{UC}$  – Erro da tensão nos condensadores  
 $\Delta_{ix}$  – Variação da corrente em cada um dos ramos do sistema de alimentação  
 $\Delta_t$  – Intervalo de tempo entre dois instantes de amostragem  
 $\Delta_{UC}$  – Variação da tensão nos condensadores  
 $C$  - Capacidade dos condensadores do conversor multinível NPC de três braços  
**C** - Matriz de transformação de Clarke-Concordia  
 $C_p$  – Coeficiente de potência  
 $C(t_{s+1})$  - Funcional de custo do controlador óptimo preditivo do conversor multinível NPC  
 $C_1, C_2$  - Capacidade dos condensadores do conversor multinível NPC de três braços  
 $C_k$  - Capacidade do condensador  $k$  de um conversor multinível de condensadores flutuantes  
**D** – Matriz de Park  
 $f_{com}$  – Frequência de comutação  
 $f_{nom}$  – Frequência nominal da rede eléctrica  
 $I_i$  – Amplitude dos vectores de corrente de entrada do conversor matricial  
 $\mu_i$  – Argumento dos vectores de correntes de entrada do conversor matricial  
 $i_{np}$  – Corrente no ponto neutro  
 $K_i$  – Componente integral do controlador PI  
 $K_p$  - Componente proporcional do controlador PI  
**L** – Matriz dos coeficientes de auto – indução  
 $\lambda_{i\alpha\beta}$  – Níveis de quantificação do erro das correntes AC no plano  $\alpha\beta$   
 $L_r$  – Valor do coeficiente de indução da bobina do rotor  
**Lr** – Matriz dos coeficientes de auto-indução do rotor  
 $L_s$  – Valor do coeficiente de indução da bobina do estator  
**Ls** – Matriz dos coeficientes de auto-indução do estator  
 $M$  - Indução mútua da máquina  
**Mr** – Matriz dos coeficientes de indução mútua entre o rotor e o estator  
**Ms** – Matriz dos coeficientes de indução mútua entre o estator e o rotor  
 $n$  – Número de níveis do conversor multinível  
 $N_{ix}$  – Constante de normalização da corrente  $i_x$   
 $p$  – Número de pares de pólos  
 $P_a$  – Pressão atmosférica  
 $P_{ix}$  – Prioridade atribuída à corrente no referencial  $x$   
 $P_{mec}$  – Potência mecânica  
 $P_{UC}$  – Prioridade atribuída à diferença de tensão dos condensadores  
 $P_v$  – Potência do vento  
 $\delta_o$  – Argumento dos vectores de tensão na saída do conversor matricial  
**R** – Matriz das resistências do gerador  
 $\rho$  – Massa específica do ar  
 $S_{K1}$  - Semicondutor activo de potência número um  
 $T$  – Temperatura  
 $T_{em}$  – Torque electromagnético

$T_{mec}$  – Torque mecânico  
 $\Theta$  – Posição angular do rotor  
 $\mathbf{U}$  – Matriz das tensões trifásicas do gerador  
 $U_b$  – Tensão de saída do conversor com dois semicondutores ligados em série  
 $u_{\Delta}$  – Portadora triangular utilizada no SPWM  
 $U_{c1,2}$  – Valor da tensão nos terminais dos condensadores um e dois  
 $U_{dc}$  – Tensão nominal no *link* DC  
 $um_k$  – Valor de pico da tensão da rede  
 $US_{1,2 \text{ e } 3}$  – Queda de tensão em cada uma das fases do sistema de alimentação  
 $v$  – Velocidade do vento  
 $V_a$  – Tensão de saída do conversor de três níveis  
 $V_o$  – Amplitude dos vectores de tensão na saída do conversor matricial  
 $V_{smin}$  – Queda de tensão mínima em cada ramo do sistema de alimentação  
 $W_c$  – Energia do condensador  
 $W_m$  – Velocidade angular da turbina  
 $W_n$  – Frequência angular natural  
 $W_r$  – Velocidade angular do rotor ( $W_m \times p$ )  
 $\gamma_k$  – Variáveis de comutação dos SPAs

# Índice

Agradecimentos.....	iv
Lista de abreviaturas e terminologia .....	v
Lista de símbolos mais frequentes.....	vi
Índice .....	viii
Capítulo 1 - Introdução .....	1
1.1 Contextualização.....	1
1.2 Motivação.....	2
1.3 Objectivos .....	3
1.4 Organização.....	3
1.5 Contributos.....	4
Capítulo 2 - Estado da arte .....	5
2.1 A energia eólica .....	5
2.1.1 A energia eólica em Portugal.....	5
2.1.2 A energia eólica na Madeira .....	10
2.1.3 As barreiras da energia eólica .....	11
2.2 Turbinas eólicas .....	12
2.3 A energia do vento .....	18
2.4 O gerador eólico e ligação à rede de energia eléctrica .....	20
2.4.1 Geradores assíncronos.....	21
2.4.2 Geradores síncronos .....	23
2.5 Conversores electrónicos de potência .....	25
2.5.1 Conversores com dois semicondutores ligados em série .....	26
2.5.2 Conversor multinível NPC.....	27
2.5.3 Conversor multinível de condensadores flutuantes.....	29
2.5.4 Conversores multinível em ponte ligados em cascata .....	31
2.5.5 Conversor Matricial .....	32
2.6 Métodos de controlo aplicados a conversores multinível .....	36
2.6.1 SPWM.....	36
2.6.2 Modulação por vectores espaciais (SVM) .....	37

2.6.3	Método de controlo por modo de deslizamento.....	39
2.6.4	Controlo óptimo predictivo .....	41
2.7	Monitorização dos parâmetros de um parque eólico .....	43
2.8	Escolha do modelo global para o projecto .....	44
Capítulo 3 - Modelos do sistema aerogerador .....		46
3.1	Modelo da turbina .....	46
3.2	Modelo da máquina de indução .....	49
3.3	Modelo do conversor multinível .....	54
Capítulo 4 – Controlo do conversor multinível .....		60
4.1	Valor de auto-indução das bobinas de interligação à rede de energia.....	60
4.2	Valor estimado da capacidade dos condensadores do conversor NPC.....	63
4.3	Controlador por modo de deslizamento do conversor multinível.....	65
4.3.1	Controlo das correntes.....	67
4.3.2	Equilíbrio da tensão dos condensadores.....	68
4.3.3	Seleção de vectores.....	68
4.3.4	Simulação do controlador por modo de deslizamento.....	70
4.4	Controlo com o método óptimo predictivo .....	73
4.4.1	Equações de predição das correntes .....	73
4.4.2	Equações de predição do equilíbrio da tensão nos condensadores .....	74
4.4.3	Estratégia de controlo .....	74
4.4.4	Resultados de simulação do controlo óptimo predictivo.....	75
Capítulo 5 – Conversor costas com costas .....		79
5.1	Conversão multinível entre a rede e o <i>link</i> DC com controlo óptimo predictivo	80
5.2	Regulação da tensão no lado DC do conversor .....	81
5.3	Sincronismo com a frequência da rede .....	83
5.4	Factor de potência .....	84
5.5	Resultados de simulação do conversor costas com costas .....	85
Capítulo 6 – Aplicação do conversor a um sistema aerogerador .....		92
6.1	Aplicação do conversor costas com costas .....	92
6.2	Simulação do sistema aerogerador e comparação de resultados.....	97
Capítulo 7 - Conclusões .....		103

7.1 Conclusões gerais.....	103
7.2 Trabalhos futuros .....	105
Referências.....	106
Anexos.....	111
7.2.1 Anexo A – Modelo de conversão das referências .....	111
7.2.2 Anexo B – conversor NPC .....	112
7.2.3 Anexo C – Controlo da ligação à rede de energia eléctrica – <i>Link</i> DC..	113
7.2.4 Anexo D – Parâmetros de inicialização do modelo .....	116

## Índice de figuras

Figura 1 - Potência renovável instalada em Portugal em 2004 e 2007 [7].....	6
Figura 2 - Capacidade geradora acumulada entre 1996 e 2009 [8] .....	7
Figura 3- Consumo energético em Portugal em 2009 [8] .....	8
Figura 4 – Top 10 de potência eólica instalada no mundo em 2005 [1] .....	8
Figura 5 - Top 10 de potência eólica instalada no mundo em 2009 [1] .....	9
Figura 6 - Distribuição dos parques eólicos na Madeira [2] .....	10
Figura 7 - Produção energética na Madeira em 2008 [2].....	10
Figura 8 - Produção energética mensal na Madeira, em 2008 [2] .....	11
Figura 9 - Turbina de eixo vertical [13] .....	12
Figura 10 - Turbina de eixo horizontal [13] .....	13
Figura 11 - Actuação do vento sobre a pá/hélice [15] .....	14
Figura 12 - Relação entre o diâmetro do rotor e a potência fornecida [12].....	15
Figura 13 - Turbina Nordex [14].....	17
Figura 14 - Fluxo de ar que passa através de uma área transversal [15].....	18
Figura 15 - Fenómeno da dispersão do vento [12] .....	19
Figura 16 - Coeficiente de potência de uma turbina Nordex S77/1500 [12] .....	20
Figura 17 - Máquina assíncrona com rotor em gaiola de esquilo [19] .....	21
Figura 18 - Máquina assíncrona com conversor [19].....	22
Figura 19 - Gerador assíncrono duplamente alimentado [19].....	22

Figura 20 - Ligação indirecta à rede eléctrica [12].....	23
Figura 21 - Gerador síncrono de velocidade variável [19] .....	23
Figura 22 - Gerador síncrono com ímanes permanentes de velocidade variável [19].....	24
Figura 23 - Esquema de um conversor de dois níveis [20].....	25
Figura 24 - Tensão de saída do conversor de dois níveis [20] .....	25
Figura 25 - Esquema de conversor de três níveis [20] .....	26
Figura 26 - Tensão de saída do conversor de três níveis [20].....	26
Figura 27 - Conversor com dois semicondutores ligados em série em ponte completa [21] ...	26
Figura 28 - Conversor monofásico de três níveis com díodos ligados ao ponto neutro [20]....	28
Figura 29 - Conversor de condensadores flutuantes de cinco níveis em ponte completa [20]	29
Figura 30 - Conversores em ponte ligados em cascata de n níveis [20] .....	31
Figura 31 - Tipologia do conversor matricial trifásico [24].....	32
Figura 32 - Interruptor bidireccional [24].....	32
Figura 33 - Representação da tensão de entrada a) e da corrente de saída b) .....	35
Figura 34 - Modulação SPWM para o braço de um conversor de três níveis [21].....	36
Figura 35 - Exemplo de conversor de três níveis no plano dq [21].....	38
Figura 36 - Vectores utilizados no método de controlo por modo de deslizamento [33].....	40
Figura 37 - Controlo por modo de deslizamento.....	40
Figura 38 - Algoritmo do controlador óptimo predictivo do conversor multinível NPC [21] .....	42
Figura 39 - Modelo de aerogerador DFIG (baseado em [38]).....	45
Figura 40 - Maximização da potência .....	48
Figura 41 - Relação entre a potência máxima e o vento [39] .....	48
Figura 42 - Circuito equivalente do modelo dinâmico da máquina de indução representado nos eixos dq [42] .....	52
Figura 43 - Braço do conversor multinível (adaptado de [46]) .....	54
Figura 44 - Conversor multinível NPC trifásico (adaptado de [21]).....	55
Figura 45 - Sinal à saída do conversor, corrente de referência a roxo ( $i_{a\text{ref}}$ ) e corrente medida a amarelo ( $i_{\alpha}$ ) .....	60
Figura 46 - Modelo de uma fase AC .....	61
Figura 47 - Linearização da corrente de saída do conversor NPC .....	61
Figura 48 - Tensões impostas numa fase da rede pelo conversor para os diferentes gamas .	63
Figura 49 - Sentido das correntes no ponto neutro .....	65

Figura 50 - Vectores de tensão no plano $\alpha\beta$ [21].....	66
Figura 51 - Conversor NPC com controlo por modo de deslizamento.....	70
Figura 52 - Referências e equilíbrio da tensão dos condensadores .....	71
Figura 53 - Correntes impostas à rede .....	72
Figura 54 - Modelo do conversor NPC com controlo óptimo predictivo .....	75
Figura 55 - Correntes e tensão do conversor com controlo óptimo predictivo .....	76
Figura 56 - Correntes AC com controlo óptimo predictivo .....	78
Figura 57 - Correntes de referência e medidas no sistema de coordenadas dq .....	78
Figura 58 - Esquema conversor costas com costas (baseado [21]) .....	79
Figura 59 - Controlador proporcional integral (PI) .....	82
Figura 60 - Método de sincronismo com a REE [21] .....	83
Figura 61 - Conversor multinível costas com costas, com controlo optimo predictivo .....	85
Figura 62 - Correntes trifásicas na rede 2 do conversor costas com costas .....	86
Figura 63 - Correntes medidas e as suas referências no plano dq .....	86
Figura 64 - Desvio de tensão, potência activa e potência reactiva na rede 2.....	87
Figura 65 - Correntes de referência na rede um e tensão Udc.....	88
Figura 66 - Correntes trifásicas da rede um .....	88
Figura 67 - Desvio de tensão, potência activa e reactiva da rede um .....	89
Figura 68 - Correntes de referência ( $I_{dref}$ e $I_{qref}$ ) e correntes medidas ( $I_d$ e $I_q$ ) no conversor costas com costas no plano dq .....	90
Figura 69 - Transferência bidireccional de potência activa: (a) – rede 1; (b) – rede 2.....	90
Figura 70 - Correntes na rede 2 no plano 123.....	91
Figura 71 - Wind farm DFIG detailed model [51] .....	92
Figura 72 - Sistema aerogerador (baseado [51]).....	93
Figura 73 - Potência numa turbina - Modelo disponível no Matlab/Simulink [51] .....	94
Figura 74 - Módulo de controlo da tensão no link DC [51].....	95
Figura 75 - Referências de tensão para o gerador PWM [51] .....	95
Figura 76 - Aerogerador com conversor costas com costas com controlo óptimo predictivo (Baseado [51]) .....	96
Figura 77 - Resultados obtidos com o modelo disponível no Matlab/Simulink [51] .....	97
Figura 78 - Distorção harmónica total do modelo aerogerador com conversor costas com costas PWM .....	98

Figura 79 - Correntes fornecidas à rede, no estator e no barramento do conversor do modelo aerogerador costas com costas PWM.....	99
Figura 80 - Simulação do parque eólico com conversor costas com costas NPC com controlo óptimo predictivo .....	100
Figura 81 - Distorção harmónica total discreta medida.....	101
Figura 82 - Correntes fornecidas à rede, no estator e no barramento do conversor do modelo aerogerador costas com costas multinível NPC com controlo óptimo predictivo.....	102
Figura 83 - Transformação das referências do plano dq para o plano $\alpha\beta$ .....	111
Figura 84 - Modelo do Conversor NPC.....	112
Figura 85 - Controlo da tensão no link DC.....	113
Figura 86 - Regulador proporcional integral para controlo da tensão no link DC [51] .....	113
Figura 87 - Modelo do controlo óptimo predictivo .....	114
Figura 88 - Geração das referências que são aplicadas ao conversor costas com costas para controlo da corrente no rotor .....	115

## Índice de Tabelas

Tabela 1- Potência e número de aerogeradores em Dezembro de 2009 [8].....	7
Tabela 2 - Combinações de comutação possíveis do braço do conversor [21].....	27
Tabela 3- Estados dos interruptores num braço conversor NPC [20].....	28
Tabela 4 - Valores da tensão e corrente à saída do conversor matricial em $\alpha\beta$ [25], [26] .....	34
Tabela 5 - Valores de tensão de saída para as diferentes combinações [33] .....	39
Tabela 6 - Estados possíveis num braço do conversor multinivel .....	54
Tabela 7 - Vectores do conversor multinível trifásico NPC de três braços [21]. .....	66
Tabela 8 - Vectores redundantes para o equilíbrio da tensão dos condensadores .....	69
Tabela 9 - Selecção dos vectores de controlo [21].....	69

## Capítulo 1 - Introdução

---

Neste capítulo introduz-se o trabalho e a respectiva contextualização com o tema. São apresentados os motivos que levaram ao estudo da tese e são enunciados os objectivos do trabalho. No final do capítulo é descrito a organização da dissertação e são enumerados os contributos deste projecto para esta área de Engenharia em Telecomunicações e Redes.

### 1.1 Contextualização

Nos sistemas de conversão de energia eólica estão identificadas vários problemas associados ao sistema de produção, tais como: o momento de arranque do gerador, a estabilidade em situação de falhas e a interligação com a rede eléctrica. Actualmente, existem diversas soluções técnicas, o que possibilita o estabelecimento de inúmeros geradores de energia eólica - parques eólicos - em muitas áreas do globo, nomeadamente, em Portugal Continental que ocupa a nona posição, ao nível mundial, na produção de energia eléctrica a partir da energia eólica [1].

A energia eólica apesar de ser exequível apresenta as seguintes características: em primeiro lugar, o aproveitamento da energia eólica não é facilmente controlável porque está disponível apenas nas massas de ar em movimento; em segundo lugar, não pode ser armazenada; em terceiro lugar, a variação de velocidades e direcções dos ventos podem criar distorção harmónica na tensão e frequência da rede eléctrica [2].

Neste trabalho de mestrado foi desenvolvido um método, que foi testado computacionalmente, para o controlo das correntes injectadas na rede de energia eléctrica provenientes de um gerador eólico. A aplicação que tem em conta os módulos da turbina, do gerador e do controlo da potência eléctrica, recorre aos modelos físicos para simular o comportamento dinâmico das variáveis de estado.

Um dos objectivos primordiais, inerentes a este projecto, é a maximização da qualidade de energia eléctrica produzida por um gerador eólico. Para atingir esse objectivo é necessário utilizar conversores AC/DC e DC/AC ou AC/AC adequados, conhecer os custos, os níveis de potência, a distorção harmónica e as limitações dos semicondutores dos conversores.

Os sistemas aerogeradores convertem a energia eólica em energia eléctrica, alternada ou contínua, para diferentes sistemas (rede de energia eléctrica, sistemas de telecomunicações,

barcos, ilhas, etc.). Os geradores eólicos utilizam diferentes tipos de turbinas em função das diferentes áreas aplicação.

A escolha deste tema de estudo deve-se à necessidade global de procurar sistemas alternativos de produção de energia eléctrica aos baseados em derivados de petróleo, em responder à aposta do país e da região na procura de formas alternativas de produção e em implementar este tipo de sistemas em áreas geográficas de difícil acesso ou isoladas, para as habitações e em sistemas de telecomunicações.

No que respeita às áreas de difícil acesso ou isoladas, tomo dois exemplos onde podemos implementar este tipo de sistema. Em primeiro lugar, a freguesia da Serra de Água, concelho da Ribeira Brava, ficou sem sistema de telecomunicações móveis, durante três dias, no temporal de 20 de Fevereiro de 2010. Este problema deveu-se ao corte no abastecimento de energia eléctrica e respectivo esgotamento do sistema de baterias das *base transceiver station* (BTS) da Encumeada. Com um sistema aerogerador, mesmo em dimensões reduzidas, teria sido possível carregar os sistemas de baterias da estação até à reposição da rede de energia eléctrica, possibilitando as ligações com o exterior da freguesia, naquela situação crítica. Em segundo lugar, em sítios isolados, onde não existe fornecimento de energia eléctrica e em que são necessários sistemas alternativos para implementar ou instalar sistemas de telecomunicações ou de alimentação de aparelhos. As ilhas Desertas são um exemplo de aplicação. Outra aplicação do sistema aerogerador seria em utilizações em que é necessário ler parâmetros diversos e realizar a transmissão dos mesmos para uma central de processamento, como por exemplo, o fornecimento de energia eléctrica para automatismos de leitura de caudais ou de parâmetros climatéricos, para os quais nem sempre é necessário a transmissão contínua dos valores medidos.

## 1.2 Motivação

O ser humano necessita de energia para satisfazer a qualidade e o conforto a que está habituado, infelizmente, esse grau de conforto pode provocar a destruição da natureza. Actualmente, a Comunidade em geral procura, com base num desenvolvimento sustentável, soluções para a escassez dos recursos fósseis e para os problemas associados ao aquecimento global do planeta [3]. Um projecto tendo em conta a redução de factores de risco para o ambiente motiva-me, pois, quero contribuir para que as gerações futuras tenham um planeta melhor.

A Dinamarca foi um dos pioneiros na produção de energia eléctrica através da energia eólica, há pouco mais de cem anos [4]. Desde então, muito já se pesquisou para que a geração de energia eléctrica, com base no vento, seja cada vez mais viável tanto do ponto de vista

técnico como económico. Este projecto tem como propósito aplicar novas técnicas para otimizar a conversão da energia eólica em energia eléctrica.

A crescente preocupação dos governos na procura de energias alternativas, que diminua a dependência dos recursos fósseis e simultaneamente proporciona um desenvolvimento sustentável, tem motivado o desenvolvimento de projectos de investigação nesta área de estudo para melhorar esta tecnologia. É um desafio pessoal contribuir para o desenvolvimento técnico dos sistemas de geração a partir de energia eólica com melhores níveis de qualidade de energia eléctrica, podendo conjugar, desta forma, a experiência adquirida no trabalho de investigação com a melhoria social.

### 1.3 Objectivos

Os objectivos desta dissertação de mestrado são os seguintes:

- conhecer as principais tecnologias associadas à conversão eólica – eléctrica;
- determinar a melhor configuração nas diferentes tecnologias utilizadas na implementação de geradores eólicos que permita trabalhar com elevada potência;
- estudar técnicas de controlo com recurso a conversores activos no processo de transformação de energia a partir de um gerador garantindo a utilização adequada do mesmo em elevadas potências;
- utilizar o conversor multinível NPC, com o controlo adequado, para atingir os níveis de qualidade exigidos pela rede de energia eléctrica (REE) e verificar, em simulação computacional, que este conversor efectua o respectivo controlo;
- aprender a técnica de controlo óptimo predictivo e aplicá-la neste projecto para melhorar o controlo das variáveis de estado e a qualidade de energia eléctrica;
- simular o sistema de conversão AC/DC/AC com conversores multinível NPC com recurso ao controlo óptimo predictivo;
- aplicar o conversor costas com costas com controlo óptimo predictivo a um sistema aerogerador para controlo da conversão de energia eólica em energia eléctrica que é fornecida à rede de energia eléctrica.

### 1.4 Organização

Esta tese está organizada em sete capítulos (Introdução, Estado de arte, Modelos do sistema aerogerador, Controlo do conversor multinível, Conversor costas com costas, Aplicação do conversor a um sistema aerogerador e Conclusões), Referências e Anexos.

No capítulo 1, Introdução, foi feito o enquadramento com o tema, realçando-se, a necessidade de estudo de sistemas de produção de energia eléctrica com base em fontes de energia renováveis.

No capítulo 2, Estado da arte, são apresentadas as principais tecnologias utilizadas nos sistemas de conversão e são descritas as regras da escolha do modelo que será implementado no projecto.

No capítulo 3, Modelos do sistema aerogerador, são referidos os modelos dos módulos principais do sistema aerogerador que serão utilizados neste projecto.

No capítulo 4, Controlo do conversor multinível, é apresentado o conversor multinível NPC, o dimensionamento dos componentes de ligação do conversor à rede de energia eléctrica e o seu controlo com recurso a duas técnicas – controlo por modo de deslizamento e controlo com óptimo predictivo. Os resultados são apresentados com recurso a simulação em Matlab/Simulink.

No capítulo 5, Conversor costas com costas, é projectado um conversor multinível costas com costas com controlo óptimo predictivo, é feito a regulação do equilíbrio da tensão no lado DC, é efectuado o sincronismo com a rede com o controlo do factor de potência e são mostrados os esquemas e resultados obtidos na simulação em Matlab/Simulink.

No capítulo 6, Aplicação do conversor a um sistema aerogerador, é simulado um exemplo de aplicação do conversor costas com costas, a um sistema de conversão que utiliza a configuração com máquina duplamente alimentada. Os resultados obtidos com o conversor NPC óptimo predictivo são comparados com o conversor costas com costas PWM.

No Capítulo 7, Conclusões, é feito o balanço do trabalho realizado, realçando as conclusões mais importantes e estão descritas algumas sugestões para trabalhos de investigação para o futuro.

## 1.5 Contributos

Os contributos originais desta dissertação de mestrado são os seguintes:

- aplicação do controlo óptimo predictivo a um conversor costas com costas com conversores multinível NPC;
- aplicação do método óptimo predictivo para controlar as correntes num gerador de indução duplamente alimentado, no referencial dq;
- comparação entre os níveis de qualidade obtidos por um sistema DFIG com controlo PWM e com controlo óptimo predictivo.

## Capítulo 2 - Estado da arte

---

Neste capítulo é feito uma revisão do estado de arte da conversão da energia eólica. Inicia-se com o levantamento da capacidade de produção de energia eléctrica a partir de fonte de energia eólica em Portugal e na Região Autónoma da Madeira e são apresentados os principais benefícios e as barreiras deste tipo de produção de energia eléctrica.

Com o intuito de entrar numa área mais técnica são apresentados os diferentes elementos que constituem um sistema aerogerador e as suas principais especificidades. Para cada tipologia procura-se determinar as principais vantagens e desvantagens face aos sistemas utilizados na actualidade e que são capazes de trabalhar com elevados patamares de potência.

Sendo o gerador o elemento central do processo de produção apresenta-se o levantamento das suas características, assim como, as diferentes formas de ligação à rede de energia eléctrica. O controlo do sistema de conversão eólico – eléctrico é feito recorrendo aos conversores e é no estado da arte que são descritas as principais topologias de conversores e os seus princípios de funcionamento.

Os métodos de controlo dos conversores multinível são apresentados para conversores multinível com vários níveis. Nesta secção realça-se o controlo óptimo preditivo comparando-o com outras técnicas de controlo.

Para finalizar este capítulo estão apresentados alguns pontos que são necessários ter em conta na monitorização de um parque eólico, é estabelecida a conclusão do estado da arte e é descrito a configuração de um sistema aerogerador que será projectado neste trabalho.

### 2.1 A energia eólica

A energia eólica é a energia que provém do vento. O termo eólico vem do latim *aeolicus*, pertencente ou relativo a *Éolo*, deus dos ventos na mitologia grega e, portanto, pertencente ou relativo ao vento [5].

#### 2.1.1 A energia eólica em Portugal

Em Portugal existe uma grande tradição de aproveitamento da energia eólica, por exemplo na navegação à vela, no entanto, essa tradição não foi mantida quando se passou à fase de aproveitamento da energia eólica para produção de energia eléctrica entre os anos 80 e 90 [6].

As primeiras instalações de produção foram construídas nas Regiões Autónomas dos Açores e Madeira, atendendo à sua insularidade. O primeiro parque de aeromotores de Portugal Continental surgiu em 1992, em Sines, constituído por 12 máquinas de 150 kW, totalizando uma potência de 1,8 MW. Só em 1996 surgiu um novo parque e, a partir de 1998, o sector passou a ser alvo de interesse [7].

A produção de energia eólica é um sector em crescimento na implementação do fornecimento de energias renováveis em Portugal, dada a sua maturidade e eficiência tecnológica. Com base nos dados apresentados na Associação de Energias Renováveis, a potência instalada em Portugal cresceu 19,4% entre 2004 e 2007, como podemos ver na Figura 1.

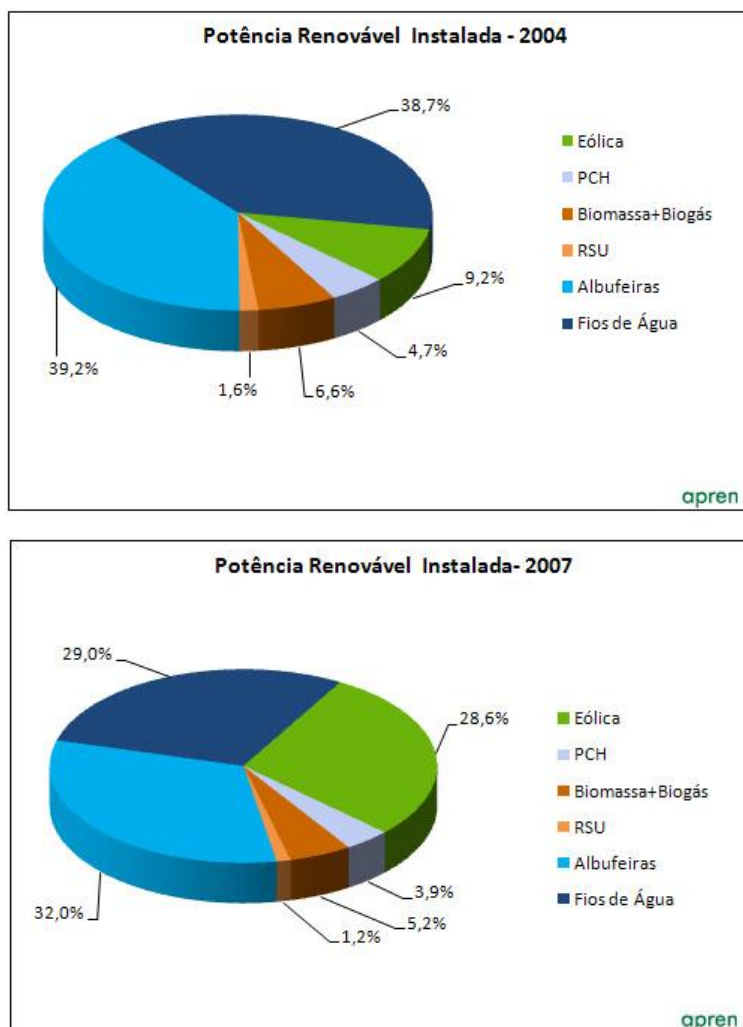


Figura 1 - Potência renovável instalada em Portugal em 2004 e 2007 [7]

Ao analisar-se a evolução da capacidade geradora acumulada a partir de parques eólicos entre 1996 e 2009, verifica-se que teve um crescimento exponencial, como podemos verificar na figura 2.

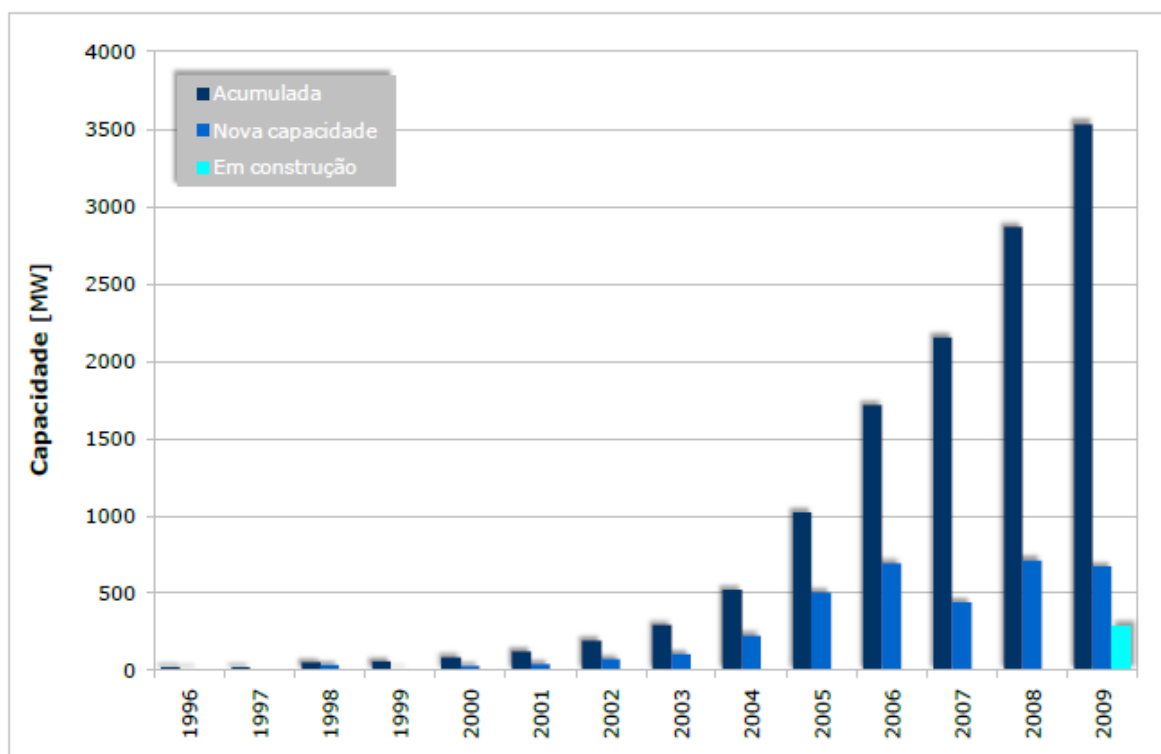


Figura 2 - Capacidade geradora acumulada entre 1996 e 2009 [8]

Para produzir a capacidade máxima são necessários muitos sistemas de transformação. A tabela 1 indica a quantidade de geradores que existiam em Dezembro de 2009 existiam 2083 turbinas eólicas.

Tabela 1- Potência e número de aerogeradores em Dezembro de 2009 [8]

PARQUES EÓLICOS EM PORTUGAL	Ligados		Em construção		TOTAL	
	MW	Turbinas	MW	Turbinas	MW	Turbinas
CONTINENTE	3484,9	1844	287,1	142	3772,0	1986
MADEIRA	38,3	64	0,0	0	38,3	64
AÇORES	11,6	33	0,0	0	11,6	33
TOTAL	3534,7	1941	287,1	142	3821,8	2083

Em Dezembro de 2009 o conjunto de turbinas contribui com 15% da energia total consumida em Portugal. O consumo de energia proveniente de recursos fósseis representa 47,5%, como mostra a figura 3.

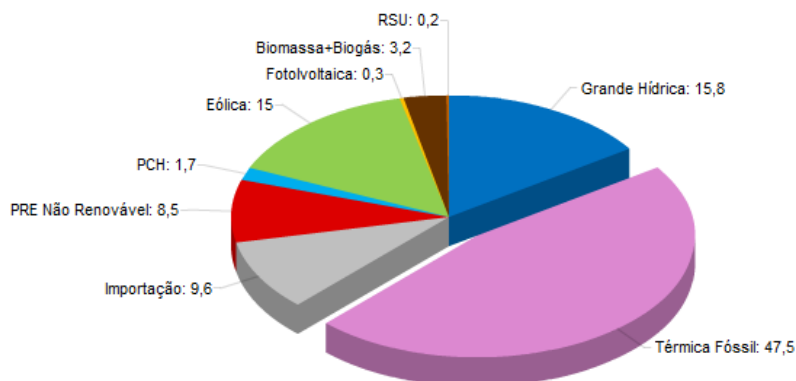


Figura 3- Consumo energético em Portugal em 2009 [8]

Desde 2005 que Portugal está posicionado pelo *Global Wind Energy Council* (GWEC), no *Top 10* ao nível mundial com a potência eólica instalada face à consumida entre Janeiro e Dezembro do mesmo ano [1].

Na figura 4 podemos verificar que os países que mais recorreram à energia eólica em 2005 foram os Estados Unidos, a Alemanha e a Espanha. Neste *ranking* Portugal ocupava a quinta posição tendo instalada a potência de 500 MW.

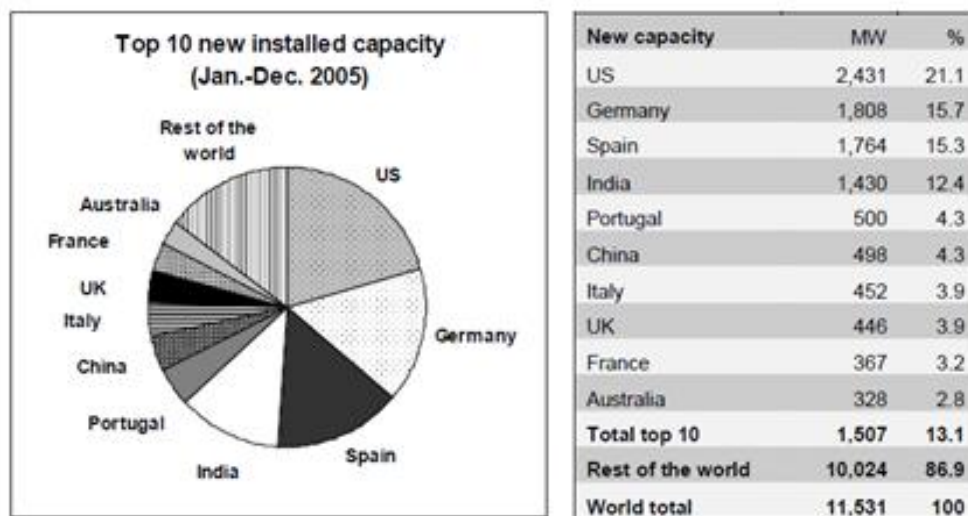


Figura 4 – *Top 10* de potência eólica instalada no mundo em 2005 [1]

Em 2009 Portugal ocupava a nona posição, ao nível mundial, dos países que aumentaram a capacidade de energia eléctrica instalada a partir da eólica, com o valor de 673 MW de potência instalada. O país, também, estava nesta posição na lista dos países que apresentavam maiores valores de potência total instalada, com o valor de 3535 MW, como indicado na figura 5.

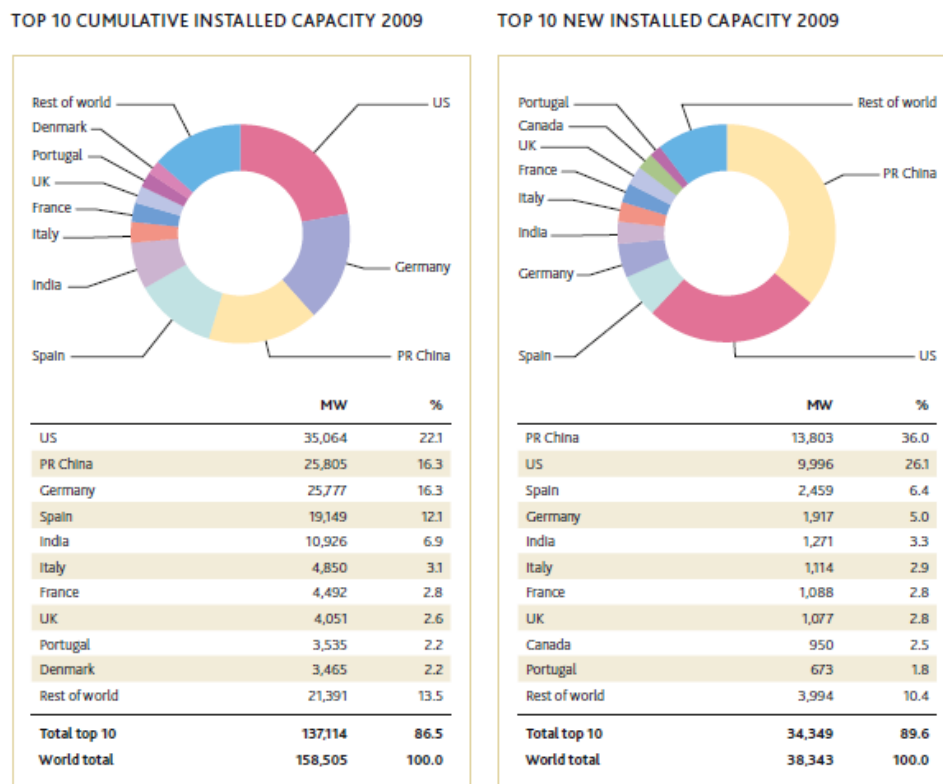


Figura 5 - Top 10 de potência eólica instalada no mundo em 2009 [1]

No nosso país há uma grande motivação para o crescimento da utilização das energias renováveis, nomeadamente com a implementação do Plano Tecnológico para a Energia, que foi produzido pela Presidência Portuguesa e aprovado no Conselho da Energia em Dezembro de 2007 [9].

Neste plano Portugal compromete-se, entre outras coisas:

“A capacidade instalada era de 500 MW em 2004, aumentou para 2500 MW actualmente – 2007 - e deverá chegar aos 5100 MW em 2010 e a 8500 MW em 2020. Já estamos no *top 10* mundial em energia eólica” [9].

Manuel Pinho, Ministro da Economia e Inovação entre 2005 e 2009

Com base no plano anterior, embora existindo um longo caminho a percorrer, é notório a aposta de Portugal e da Europa nestas energias, em particular, na eólica [9].

### 2.1.2 A energia eólica na Madeira

A Madeira tem tradição na transformação da energia eólica em energia eléctrica, pois, o primeiro parque eólico português ligado à rede está no Porto Santo desde 1985 [7].

Na Região Autónoma da Madeira existem seis parques eólicos ligados às redes da Empresa de Electricidade da Madeira, quatro na Madeira e dois no Porto Santo, sendo três parques pertencentes a Empresa de Electricidade da Madeira (EEM) e Energias Renováveis, Lda (ENEREEM) e os restantes (dois no Paúl da Serra e um no Caniçal) de outras entidades privadas [2], indicado na figura 6.



Figura 6 - Distribuição dos parques eólicos na Madeira [2]

A nível de potencial eólico o arquipélago da Madeira dispõe de algumas zonas com significativa expressão, destacando-se o Paúl da Serra, o Caniçal e a Ponta do Pargo. A complexidade do terreno é um factor decisivo na elaboração e instalação destes projectos uma vez que a orografia da Região Autónoma da Madeira não é propícia à instalação de grandes parques eólicos, à excepção do planalto do Paúl da Serra. Mesmo para projectos de pequena dimensão os locais que reúnem condições favoráveis confrontam-se com conflitos de interesses públicos e privados [10]. Por exemplo, limitações rodoviárias no transporte dos aerogeradores.

Com base nos dados públicos disponibilizados no portal da EEM, verificamos que a produção da energia eléctrica com base na energia eólica, em 2008, tem uma percentagem pouco significativa face à produção com base em combustíveis fósseis, como mostra a figura 7.

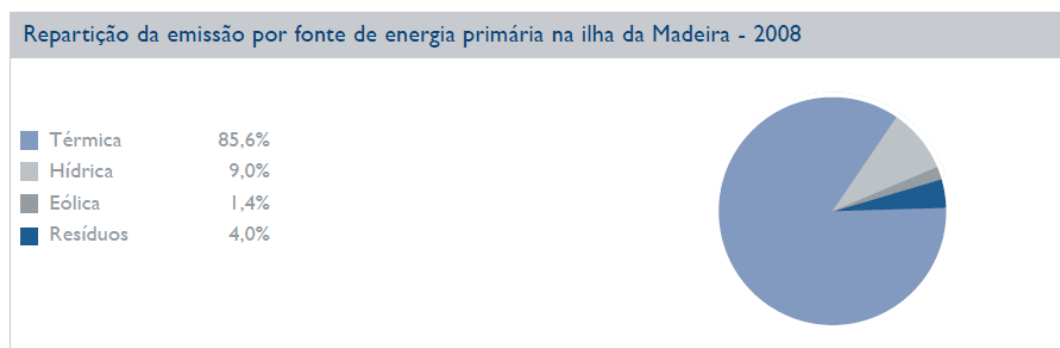


Figura 7 - Produção energética na Madeira em 2008 [2]

Na figura 8 mostra-se a produção de energia eléctrica na Madeira em 2008. Neste gráfico a energia produzida a partir de aerogeradores é pouco significativa face a produção de energia pelas centrais térmicas.

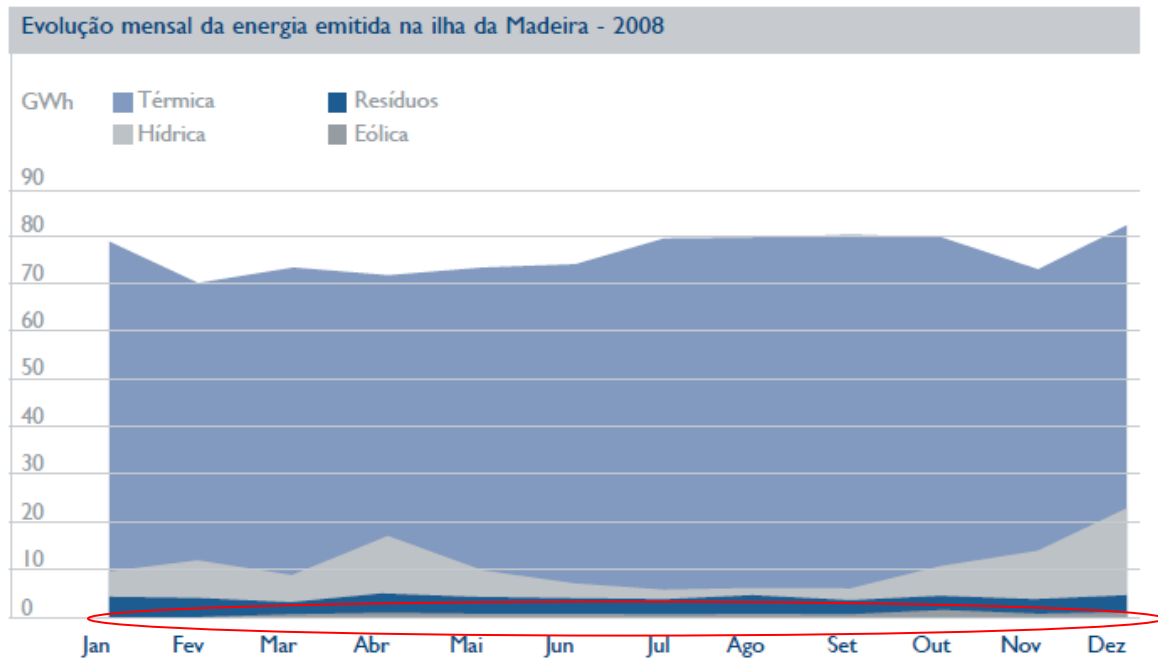


Figura 8 - Produção energética mensal na Madeira, em 2008 [2]

A produção de energia eléctrica a partir de geradores está dependente da existência de vento. Isto significa que a potência produzida é menor que a potência instalada. Face à diferença entre as potências podemos implementar duas opções:

- Sobredimensionamento dos sistemas – elevado custo;
- Guardar energia para períodos sem vento – o que implica ter outro sistema de produção, como por exemplo as centrais hidroeléctricas. Por outro lado a rede tem de responder rapidamente às variações impostas pelos consumidores, logo é necessário ter um sistema de balanceamento rápido.

### 2.1.3 As barreiras da energia eólica

O custo da energia eléctrica produzida pelos geradores eólicos é fundamentalmente determinado pelos seguintes factores:

- os custos no investimento em equipamento, nas fundações, ligação à REE, etc.;
- o tempo de vida útil dos equipamentos;
- os juros cobrados para pagar o montante investido;

- os custos associados à exploração e a manutenção dos sistemas;
- a relação entre a quantidade de energia fornecida à rede e a velocidade média do vento.

Apesar dos custos dos equipamentos terem vindo a decrescer nos últimos anos, esta tecnologia requer um investimento inicial mais elevado por kW de potência instalada do que a produção de electricidade baseada em derivados de petróleo [11].

Em Portugal, a redução dos custos não foi tão acentuada face ao verificado em outros países. Este facto deve-se à tendência para a instalação de geradores eólicos de grandes dimensões atendendo às características dos locais onde podem ser instalados e o elevado custo dos terrenos. O valor de custo das máquinas situa-se entre os 1000€ e 1200€ por cada kW instalado [11].

## 2.2 Turbinas eólicas

O vento é uma forma de energia solar que tem origem no aquecimento não uniforme da atmosfera pelo sol, devido às irregularidades da superfície terrestre e ao movimento de rotação da Terra [12].

As turbinas eólicas convertem a energia cinética do vento em energia mecânica que irá alimentar um gerador que a transformará em energia eléctrica, sendo posteriormente injectada numa rede eléctrica e distribuída aos consumidores. A energia eléctrica produzida através da energia eólica também pode ser utilizada para fornecer electricidade em locais isolados da rede eléctrica de distribuição aos consumidores.

As turbinas eólicas podem ser classificadas por diferentes critérios, tais como: orientação do eixo, interacção das pás com o vento, controle de velocidade e tamanho. Existem dois tipos de turbinas mais comuns, a turbina de eixo vertical, figura 9, e horizontal, figura 10.



Figura 9 - Turbina de eixo vertical [13]



Figura 10 - Turbina de eixo horizontal [13]

As turbinas de eixo vertical apresentam as seguintes vantagens [14]:

- simplicidade na concepção, para baixas potências;
- insensibilidade à direcção do vento, dispensando o mecanismo de orientação direccional;
- possibilidade de instalação junto ao solo, onde se encontram os equipamentos de conversão de energia mecânica.

Em contrapartida, apresentam os seguintes inconvenientes [14]:

- velocidades do vento muito baixas junto à base/solo;
- incapacidade de auto-arranque para baixas velocidades de vento, necessitando de meios exteriores;
- pode necessitar a utilização de espias de suporte;
- estão sujeitas a esforços aerodinâmicos acrescidos.

Dentro das turbinas de eixo horizontal existem as de arraste que são constituídas por pás em forma de copo, em que a velocidade das pás não pode ser maior que a velocidade do vento, o que limita sua eficiência. São usadas frequentemente na agricultura, para elevar pequenos volumes de água com ventos de baixa velocidade [15].

As turbinas horizontais com muitas lâminas estão sujeitas a forças de sustentação muito grandes quando o vento sopra a uma velocidade considerável. Para limitar a influência dos ventos fortes, no suporte da turbina, os fabricantes preferem construir turbinas com algumas lâminas longas e estreitas que atingem maior velocidade [15].

Nas turbinas eólicas de eixo horizontal em forma de hélice, normalmente com três pás, o vento ( $v$ ) incide sobre a pá com um ângulo ( $\alpha$ ) em relação ao eixo da pá. A acção do vento sobre a pá provoca uma força de sustentação ( $S$ ) e uma força de arrasto ( $A$ ) verificando-se uma força resultante de sustentação aerodinâmica ( $R$ ) [15], indicado na figura 11.

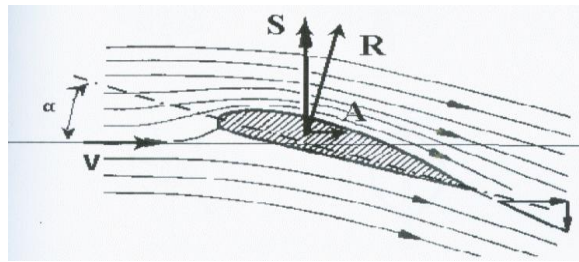


Figura 11 - Actuação do vento sobre a pá/hélice [15]

Este tipo de tecnologia tem a vantagem do movimento das hélices conseguir atingir velocidades superiores à velocidade do vento. Por outro lado também é possível controlar o ângulo de ataque entre o vento e as pás aumentando ou diminuindo o rendimento da turbina [15].

A velocidade de rotação das pás de uma turbina deverá ser ajustada à velocidade do vento, de forma a obter a máxima eficiência de aproveitamento eólico. Ou seja, se o conjunto rodar com velocidade baixa, é pequena a perturbação induzida no escoamento do vento pelo movimento do rotor, ao contrário, se o rotor rodar muito depressa, o vento encara as pás como uma parede, o que limita o rendimento máximo e provoca um aumento da força de sustentação aerodinâmica da turbina [15].

Este ajustamento tem de ter em conta os ventos elevados ou em “rajada”, que podem provocar sobrecarga dos parâmetros eléctricos e de construção da turbina. Este processo é denominado de “limitação aerodinâmica de potência” e pode ser realizado através de um método passivo ou activo. O método passivo consiste em projectar e dimensionar as pás da turbina para que, em funcionamento, o ângulo de ataque do vento sobre a pá seja máximo quando o vento atinge o seu valor nominal. Para valores superiores de vento a turbina entra em perda aerodinâmica. O método activo consiste na rotação da pá ao longo do seu eixo longitudinal permitindo aumentar ou diminuir o ângulo de ataque do vento sobre as pás e consequentemente o aumento ou diminuição da potência captada, este processo designa-se por “controlo do ângulo de passo” [15].

Na comparação entre o método activo e passivo são referidos os seguintes pontos [15]:

- o método passivo é de grande simplicidade devido à ausência de mais partes em movimento e por isso é também menos dispendioso. No entanto, a sua implementação faz apelo a complicados métodos de cálculo aerodinâmico para definir o ângulo de ataque para o qual a pá entra em perda. Este aspecto é crucial para o desempenho deste método;
- o método activo permite o controlo de potência, para todas as gamas de variação da velocidade do vento. Com um controlo de potência muito mais fino permite a redução dos esforços de fadiga com vento muito forte, porque, nessa situação, a pá apresenta uma menor superfície frontal em relação ao vento. No entanto, o grande acréscimo de complexidade, e o correspondente aumento de custo, que esta solução acarreta são inconvenientes que têm de ser ponderados;

- no processo de arranque do aerogerador, a turbina de pás fixas não tem binário de arranque suficiente, então, é necessário utilizar o próprio gerador a funcionar como motor para colocar o rotor na velocidade adequada e no processo de paragem é necessário um sistema auxiliar de travagem;
- as turbinas *pitch* (com controlo de passo) permitem que o processo de arranque seja melhorado porque o ângulo de passo varia em função da velocidade de rotação até atingir a velocidade de rotação nominal. No processo de paragem também é melhor, porque é possível colocar a orientação da pá num plano paralelo ao plano do vento e obter maior perda aerodinâmica.

No que respeita à dimensão das turbinas ainda podem ser divididas em máquinas de pequenas e grandes dimensões, factor associado às dimensões das pás, a densidade de vento e a potência fornecida, como indica a figura 12.

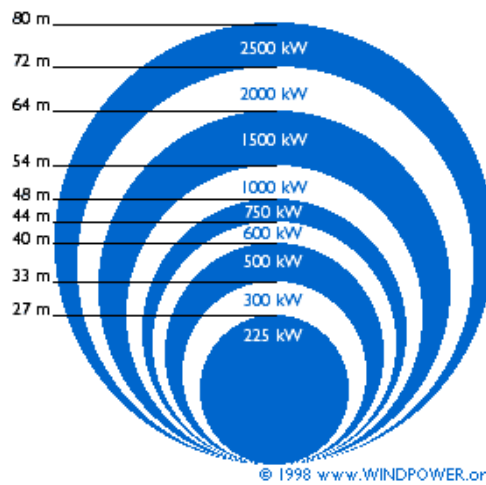


Figura 12 - Relação entre o diâmetro do rotor e a potência fornecida [12]

Como foi referido anteriormente, Portugal optou pela instalação de turbinas de grandes dimensões, cujas vantagens são mencionadas a seguir [12]:

- as grandes máquinas são geralmente capazes de fornecer electricidade a um custo inferior ao de pequenas máquinas porque o custo das fundações, construção de estradas de acesso, a ligação à rede eléctrica e o sistema de controlo electrónico é independente do tamanho da máquina;
- o custo das fundações não aumentam em proporção com o tamanho da máquina e os custos de manutenção são em grande parte independentes do tamanho da máquina;
- em áreas onde é difícil encontrar locais para várias turbinas, uma grande turbina com uma torre alta usa o vento e os recursos existentes de forma mais eficiente.

Como desvantagens temos [12]:

- a rede eléctrica onde está instalada, tem de ser capaz de receber a potência fornecida pela turbina, no caso de ser em partes remotas da rede com baixa densidade populacional e com pouco consumo de electricidade;
- há menos flutuação na produção de electricidade a partir de um parque eólico constituído por um conjunto de pequenas máquinas, uma vez que as flutuações ocorrem aleatoriamente e não estão visíveis para o exterior;
- a utilização de grandes guindastes, obriga a ter boas vias de acesso - estradas suficientemente largas para transporte dos componentes;
- várias máquinas, implicam um menor risco no caso de falhas temporárias, por exemplo devido ao efeito das trovoadas.

Outro aspecto importante, é a altura da torre da turbina porque a turbulência do vento é menor em altitude. Se a altura da torre aumentar, a quantidade de energia fornecida, pelo vento, também aumenta. As torres são normalmente redondas com o intuito de diminuir o efeito sombra (a turbulência do vento criada pela torre) e permitir o acesso à manutenção de forma segura [12].

As grandes turbinas eólicas estão equipadas com uma série de dispositivos de segurança para garantir o funcionamento seguro durante a sua vida. Tomo como exemplos: a instalação de sensores de vibração nas torres; a utilização de termómetros electrónicos para verificar a temperatura do óleo da caixa de velocidades e do gerador, os sistemas de segurança e de travagem em caso de emergência [12].

Os grandes fabricantes actuais utilizam sistemas com turbinas de eixo horizontal com três pás, como a Nordex, Vestas, GE Energy, entre outros. Tomo, como exemplo, na figura 13, uma turbina Nordex para apresentar os componentes do sistema [14].

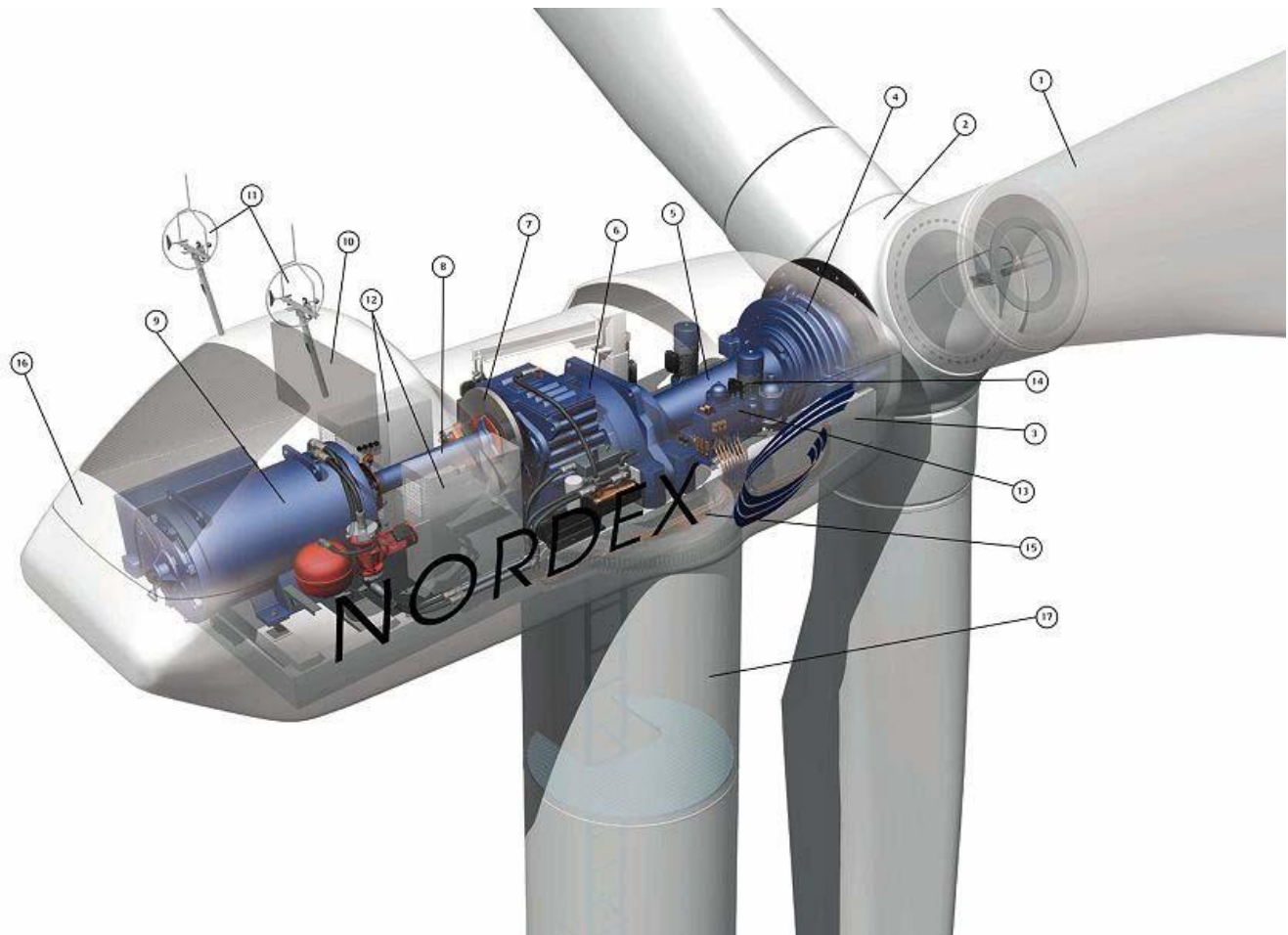


Figura 13 - Turbina Nordex [14]

Legenda:

- |                                       |   |
|---------------------------------------|---|
| 1 – Pás do rotor;                     | 12 – Sistema de controlo;                 |
| 2 – Cubo do rotor;                    | 13 – Sistema hidráulico;                  |
| 3 – Cabina;                           | 14 – Mecanismo de orientação direccional; |
| 4 – Chumaceira <sup>1</sup> do rotor; | 15 – Chumaceira do mecanismo de           |
| 5 – Veio do rotor;                    | orientação direccional;                   |
| 6 – Caixa de velocidades;             | 16 – Cobertura da cabina;                 |
| 7 – Travão de disco;                  | 17 – Torre.                               |
| 8 – Veio do gerador;                  |   |
| 9 – Gerador;                          |   |
| 10 – Radiador de arrefecimento;       |   |
| 11 – Anemómetro e sensor de direcção; |   |

<sup>1</sup> Peça metálica de vão circular em que gira um eixo ou veio

## 2.3 A energia do vento

Considerando um fluxo de ar, movendo-se à velocidade  $v$ , perpendicular à secção transversal  $A$  de um cilindro imaginário, como representando na figura 14.

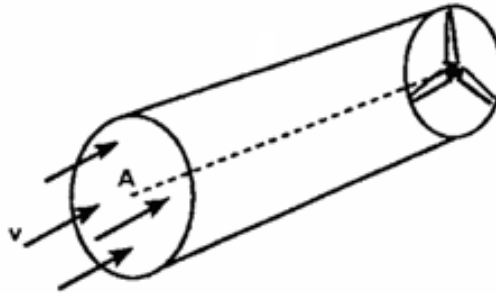


Figura 14 - Fluxo de ar que passa através de uma área transversal [15]

A potência disponível do vento,  $P_v$ , que passa pela secção  $A$ , transversal ao fluxo de ar, é dada por [15]:

$$P_v = \frac{1}{2} \rho A v^3. \quad (2.1)$$

Sendo:

$P_v$  = Potência do vento [W];

$\rho$  = Massa específica do ar [ $\text{Kg}/\text{m}^3$ ];

$A$  = Área da secção transversal [ $\text{m}^2$ ];

$v$  = Velocidade do vento [m/s].

Com

$$\rho = \frac{P_a}{RT}. \quad (2.2)$$

Onde:

$P_a$  = Pressão Atmosférica [Pa];

$R$  = Constante do ar [ $\text{J}/\text{Kg}.\text{K}$ ];

$T$  = Temperatura [K].

Com base nas equações (2.1) e (2.2) podemos verificar alguns aspectos que devem ser tidos em conta na elaboração de um projecto:

- a potência do vento é directamente proporcional à área da secção transversal criada no movimento das pás do rotor de uma turbina eólica;
- a potência do vento é directamente proporcional ao cubo da velocidade do vento, ou seja, um aumento de 10% na velocidade do vento representa mais 33% de potência;
- a potência extraída do vento é directamente proporcional à densidade do ar. Em diferentes altitudes e temperaturas temos diferentes potências mesmo que a velocidade do vento seja constante.

Com a equação (2.1) podemos determinar a densidade ou fluxo de potência por unidade de área, sendo dado pela equação seguinte:

$$\sigma_p = \frac{P_v}{A} = \frac{1}{2} \rho v^3. \quad (2.3)$$

Por outro lado, não conseguimos converter toda a potência do vento em energia eléctrica. Na realidade, uma turbina desvia o vento, mesmo antes do plano do rotor. Isto significa que uma turbina nunca poderá captar toda a energia disponível do vento [12], como está indicado na figura 15.



Figura 15 - Fenómeno da dispersão do vento [12]

Esse fenómeno é explicado pela lei de *Betz*, segundo a qual, quando ocorre uma expansão e uma diminuição da velocidade, quando o ar passa pela turbina, a potência eólica máxima que pode ser captada está limitada a cerca de 59% da potência eólica disponível no vento, pois não é possível extrair a totalidade da energia cinética do vento, porque se isso acontecesse causaria a paragem do vento, figura 16.

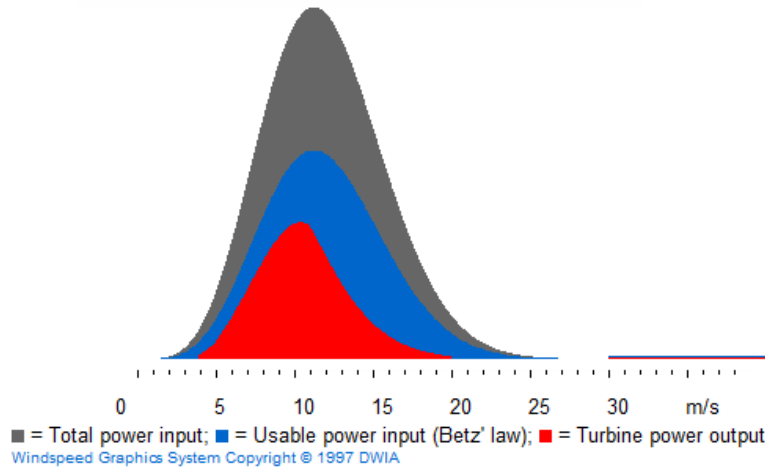


Figura 16 - Coeficiente de potência de uma turbina Nordex S77/1500 [12]

Desta forma, o valor final para a potência (potência extraída/transformada) será acrescido a um factor multiplicativo denominado por coeficiente de potência ( $C_p$ ) [12], [14], [16] - [18].

$$P = \frac{1}{2} \rho A C_p v^3. \quad (2.4)$$

As equações anteriormente apresentadas, aplicam-se a situações instantâneas para a implementação de um projecto com um gerador. Mas existem outros parâmetros e cálculos a considerar, como por exemplo: a utilização da “rosa-dos-ventos”, para determinar a melhor direcção; cálculos estatísticos para determinar as frequências das diferentes intensidades de vento (utilização da distribuição de Weibull); a turbulência do vento e os cálculos associados ao relevo [12].

## 2.4 O gerador eólico e ligação à rede de energia eléctrica

O gerador transforma a energia mecânica em energia eléctrica. Em turbinas de grandes dimensões, a corrente gerada é alternada e trifásica, que posteriormente será injectada na rede eléctrica. Os principais factores que afectam e condicionam a geração de corrente eléctrica são:

- a variação da velocidade do vento;
- a variação do torque aplicado ao gerador;
- a qualidade de sinal injectado na rede, nomeadamente em frequência, tensão e tremor da corrente;
- a maximização de potência fornecida à rede;
- o controlo da potência activa e reactiva.

Existem diferentes tipos de geradores que são classificados como síncronos ou assíncronos e de velocidade fixa ou variável. Na geração de energia com recurso aos aerogeradores é característico encontrar três tipos de geradores: as máquinas síncronas de velocidade variável, as máquinas assíncronas e as máquinas assíncronas duplamente alimentadas [19].

Nesta secção são apresentadas as diferentes configurações e as suas principais características.

#### 2.4.1 Geradores assíncronos

Estes geradores caracterizam-se por ter uma velocidade de rotação que não é proporcional à frequência da sua alimentação, ou seja, trabalham com velocidade independente da frequência da rede eléctrica.

Os geradores assíncronos (GA) ou de indução permitem a conexão directa à rede eléctrica através do estator, trabalhando com uma velocidade de rotação constante, ou através de conversores electrónicos, que permitem trabalhar com velocidades de rotação variáveis.

Podemos encontrar geradores assíncronos com rotor em gaiola de esquilo ou com rotor bobinado. Quando a velocidade de rotação é constante não é necessário utilizar conversores e o modelo de ligação, simplificado, pode ser resumido na figura 17.

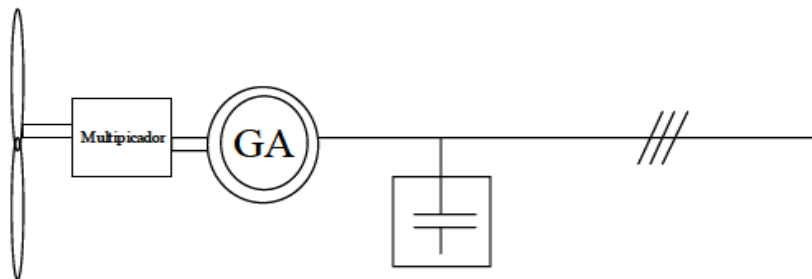


Figura 17 - Máquina assíncrona com rotor em gaiola de esquilo [19]

Nos casos em que é necessário a utilização dos conversores electrónicos, quando a velocidade de rotação é variável, com o rotor em gaiola pode-se ter a configuração da figura 18.

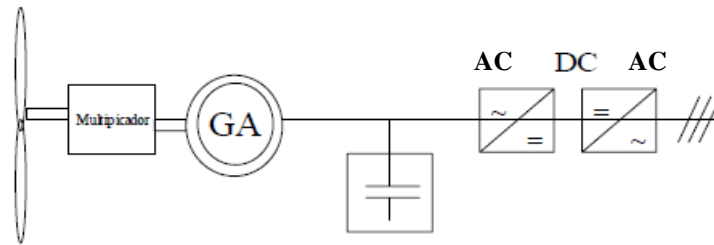


Figura 18 - Máquina assíncrona com conversor [19]

O conversor é do tipo AC/DC/AC ou AC/AC e permite o controlo da potência activa e reactiva que será injectada na rede, assim como, a garantia que são respeitados os parâmetros impostos para inserção na rede. Este tipo de conversores será explicado na secção 2.5.

Nos casos em que a configuração adoptada consiste na utilização de máquinas duplamente alimentadas (DFIG) existe a vantagem de poder aumentar a potência injectada através do controlo do torque electromagnético que é gerado.

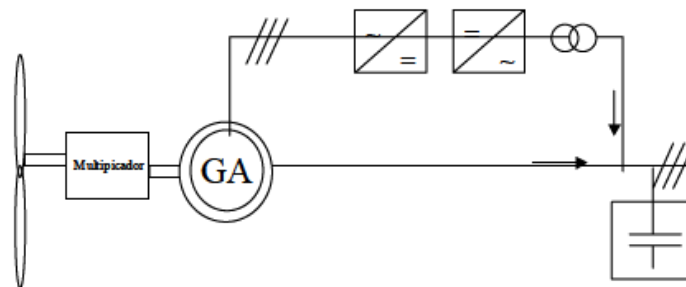


Figura 19 - Gerador assíncrono duplamente alimentado [19]

De forma geral, nos geradores eólicos actuais, a ligação costuma ser indirecta e deve-se à necessidade de tratar e controlar uma fracção da potência a injectar na rede. A forma de onda da tensão proveniente de um gerador também pode não ter os parâmetros estipulados pela rede ou ter perturbações que prejudicam a ligação directa à rede de energia eléctrica.

A figura 20 ilustra a correcção de tensão AC à saída do gerador e a tensão aplicada à rede de energia eléctrica.

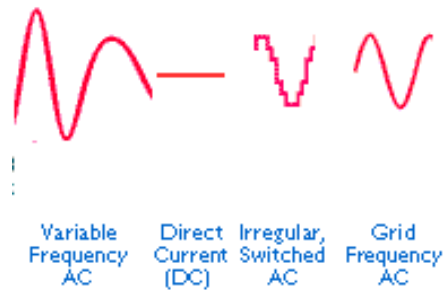


Figura 20 - Ligação indirecta à rede eléctrica [12]

## 2.4.2 Geradores síncronos

A designação síncrona advém do facto da máquina trabalhar com uma velocidade de rotação sincronizada com a frequência da rede eléctrica. Os geradores síncronos podem trabalhar com velocidade constante ou variável, sendo mais usual a segunda opção. O rotor poderá ser baseado em electroímãs ou em ímãs permanentes. Na figura 21 mostra-se o esquema de ligação de um gerador síncrono (GS) de velocidade variável à rede eléctrica.

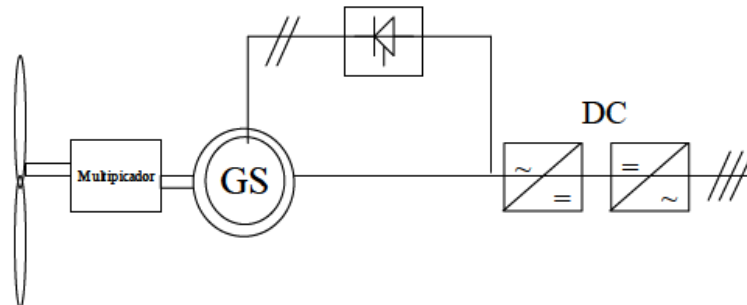


Figura 21 - Gerador síncrono de velocidade variável [19]

As turbinas eólicas com geradores síncronos com electroímãs no rotor necessitam de ser alimentadas por corrente eléctrica a partir da rede de distribuição. Uma vez que a rede fornece corrente alternada é necessário convertê-la em contínua para alimentar a bobina do núcleo através de escovas que estão acopladas ao eixo do gerador.

A preferência de utilização de electroímãs, face aos ímanes permanentes, ilustrado na figura 22, deve-se à desmagnetização dos ímanes provocada pelos fortes campos magnéticos existentes no interior do gerador e pelo facto dos ímanes “poderosos” (feitos de terras raras, por exemplo, Neodymium) serem dispendiosos.

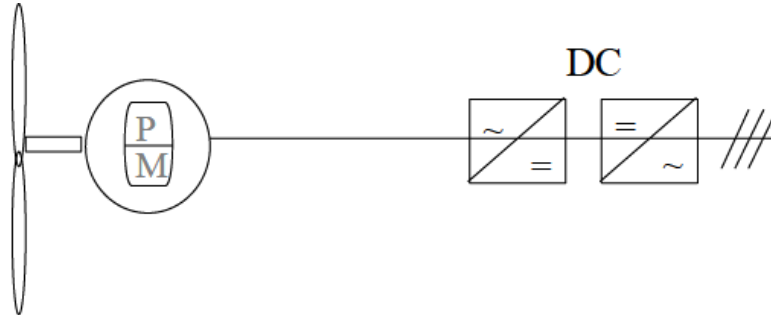


Figura 22 - Gerador síncrono com ímanes permanentes de velocidade variável [19]

Em síntese apresenta-se as vantagens e desvantagens de utilização de geradores de velocidade fixa face a utilização de velocidade variável [19].

Os geradores de velocidade de rotação fixa têm as seguintes vantagens:

- tecnologia bem conhecida e testada;
- manutenção reduzida e simples;
- baixo custo.

As desvantagens dos geradores com velocidade de rotação fixa são:

- poder gerar transitórios na ligação à rede de energia eléctrica;
- elevado consumo de potência reactiva;
- flutuações elevadas de potência.

Os geradores de velocidade de rotação variável têm as seguintes vantagens:

- performance superior para baixas velocidades de vento;
- baixo consumo de energia reactiva;
- alguma capacidade de regulação da tensão;
- as flutuações de potência são menos acentuadas.

As desvantagens dos geradores de velocidade variável são:

- tinham poucos fabricantes, no passado;
- manutenção minuciosa e geralmente assegurada pelo fabricante;
- injectam harmónicas de alta frequência;
- custo mais elevado.

A maioria dos geradores de turbinas eólicas é de quatro ou seis pólos. As razões para a utilização destes, face aos de dois pólos (alta velocidade), deve-se à relação entre o tamanho e custo. Para uma dada potência pode ser utilizado um gerador grande e lento (caro) ou pequeno de alta velocidade (mais barato), sendo necessário avaliar a disponibilidade de vento para essas velocidades.

## 2.5 Conversores electrónicos de potência

Os conversores electrónicos de potência são utilizados para “processar” energia eléctrica, de modo a controlar eficientemente diversos tipos de máquinas eléctricas ou para interligar diferentes sistemas de energia eléctrica [20].

Os conversores são agrupados em três classes distintas [20]:

- os conversores alternado/contínuo (AC-DC ou DC-AC): interligam um gerador a um receptor, um dos quais é de corrente (tensão) alternada e o outro de corrente (tensão) contínua;
- os conversores alternado/alternado (AC-AC): o gerador e o receptor interligados pelo conversor são ambos de grandezas alternadas;
- os conversores contínuo/contínuo (DC-DC): o gerador e o receptor interligados pelo conversor são ambos de grandezas contínuas.

Os semicondutores utilizados nos conversores electrónicos de potência funcionam como interruptores electrónicos de comutação, passando do estado de corte para o estado de condução (saturação), ou vice-versa, a frequências da ordem de kHz [20].

Idealmente, os “interruptores” possuem as seguintes características [20]:

- tensão e resistência de condução nulas quando fechados, perdas nulas quando em condução;
- resistência de fuga infinita quando abertos, corrente nula quando ao corte, para qualquer tensão;
- abertura e corte instantâneos, podendo operar a alta frequência mesmo a potências elevadas, pois os tempos de comutação seriam nulos.

Na figura 23 está apresentado o esquema de um conversor de dois níveis. O sinal de tensão de saída ( $V_a$ ) terá dois níveis distintos,  $V_c$  e zero, que está representado na figura 24.

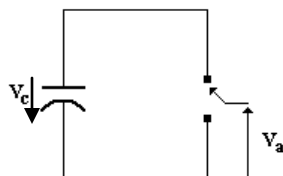


Figura 23 - Esquema de um conversor de dois níveis [20]

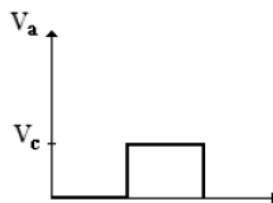


Figura 24 - Tensão de saída do conversor de dois níveis [20]

Se aumentarmos o número de níveis, maior será a aproximação da tensão de saída a uma tensão alternada sinusoidal (AC). Na figura 25 está representado o esquema de um conversor de três níveis.

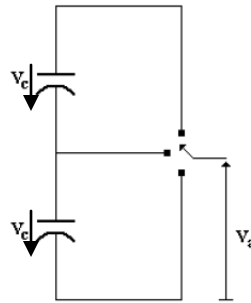


Figura 25 - Esquema de conversor de três níveis [20]

O sinal de tensão de saída do conversor será  $2V_c$ ,  $V_c$  e zero, representado na figura 26.

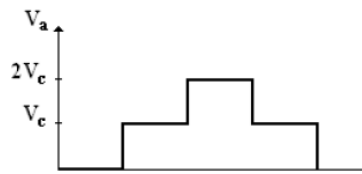


Figura 26 - Tensão de saída do conversor de três níveis [20]

Entre os conversores indirectos AC/DC/AC existem várias topologias de conversores multinível, sendo as mais usadas e as mais estudadas: a topologia de díodos ligados ao ponto neutro (*neutral point clamped* - NPC); a topologia de condensadores flutuantes; e a topologia de conversores de dois níveis ligados em cascata [21].

### 2.5.1 Conversores com dois semicondutores ligados em série

Na Figura 27 está representada a estrutura de um conversor convencional com dois semicondutores ligados em série na configuração em ponte completa. A estrutura é baseada no braço do conversor convencional com dois semicondutores ligados em série [21].

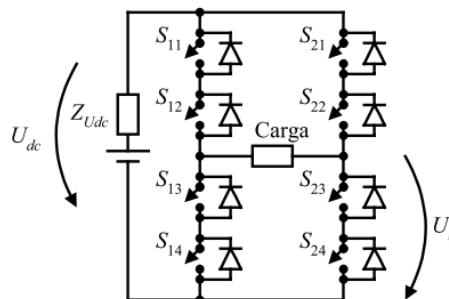


Figura 27 - Conversor com dois semicondutores ligados em série em ponte completa [21]

O mecanismo de conversão consiste em comandar os interruptores para obter o nível de tensão desejado na carga. Para que as tensões sejam equilibradas então a activação dos interruptores tem de ser síncrona, com iguais tempos de comutação e os interruptores têm de ter as mesmas características.

Esta configuração distribui o valor da tensão aplicada ao conversor pelos diferentes semicondutores, permitindo que o conjunto possa trabalhar com limites de tensão mais elevados. Desta forma esta tecnologia é adequada quando estamos a trabalhar com transferência de potência na ordem dos MW.

Se considerarmos que o valor de cada interruptor é 1 quando está no estado *ON* e é 0 quando está no estado *OFF* então os sinais de comando, para cada um dos braços do conversor, são os descritos na tabela 2.

Tabela 2 - Combinações de comutação possíveis do braço do conversor [21]

Tensão $U_b$	$S_{k1}$	$S_{k2}$	$S_{k3}$	$S_{k4}$
$U_{dc}$	1	1	0	0
0	0	0	1	1

A tensão  $U_b$  em cada braço do conversor é  $U_{dc}$  ou 0 Volt, consequentemente o número e amplitude das harmónicas desta tensão são relativamente elevadas quando as frequências de comutação estão próximas da frequência da REE. No que respeita à tensão composta – entre braços – terá três níveis [21].

A conversão multinível, com  $n$  níveis de tensão, actualmente utilizada na conversão de energia eléctrica deriva da topologia apresentada anteriormente – semicondutores em série – conversão a dois níveis.

### 2.5.2 Conversor multinível NPC

Como foi referido anteriormente, a tensão total,  $U_{dc}$ , tem de ser igualmente repartida, de forma síncrona, por todos os semicondutores da série. O comando em cada braço de um conversor que utiliza semicondutores para formar interruptores em série é sincronizado para actuar como um interruptor único.

O conversor multinível de díodos ligados ao ponto neutro (NPC) origina 3 níveis de tensão em cada um dos braços e os dois díodos criam um caminho de circulação da corrente quando a tensão de saída tem o valor zero, indicado na figura 28. Os díodos estão ligados ao ponto médio (neutro) dos dois condensadores em série que actuam como um divisor de tensão capacitivo [21].

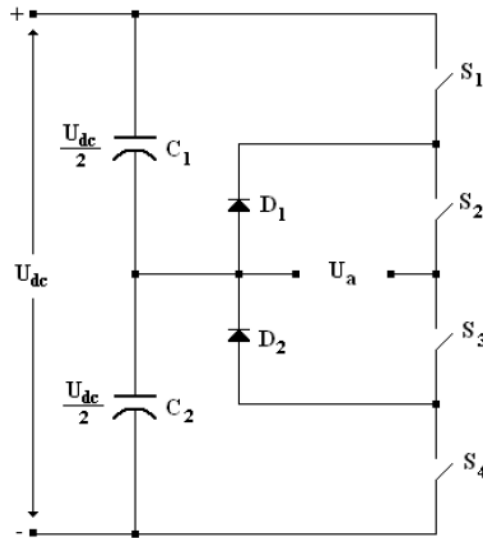


Figura 28 - Conversor monofásico de três níveis com díodos ligados ao ponto neutro [20]

Se considerarmos que os *switches* ( $S_i$ ) têm o valor 1 quando o interruptor está ligado e 0 quando está desligado então podemos representar todas as configurações possíveis para os interruptores no braço do conversor, como mostra a tabela 3.

Tabela 3- Estados dos interruptores num braço conversor NPC [20]

Tensão saída	Estado dos interruptores			
$U_a$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$
$U_{dc}$	1	1	0	0
$U_{dc}/2$	0	1	1	0
0	0	0	1	1

Nesta topologia é necessário um sistema de controlo que garanta que a tensão no ponto neutro seja aproximadamente  $U_{dc}/2$ , caso contrário, existirá o desequilíbrio nas tensões aplicadas aos semicondutores de potência activos (SPA) e alguns deles estarão sujeitos a tensões superiores a  $U_{dc}/2$ . Este tipo de problema poderá danificar os semicondutores sujeitos a tensões superiores às definidas pelo fabricante ou então provocar um acréscimo de custo do projecto com a escolha de semicondutores que suportem níveis de tensão mais elevados.

O conversor multinível NPC de três níveis e trifásico é a topologia mais estudada, apesar de ser necessário implementar o equilíbrio das tensões dos condensadores, no ponto neutro. Se o sistema de controlo não for eficiente, podemos contornar este problema com o aumento do valor da capacidade dos condensadores [21].

As principais vantagens deste conversor são [20]:

- o aumento do número de níveis que permite a redução do conteúdo harmónico nas tensões alternadas, evitando a utilização de filtros quando o número de níveis é suficientemente elevado;
- o rendimento é elevado porque os semicondutores são comutados a frequências relativamente baixas;
- tem a capacidade de controlo da potência reactiva.

As desvantagens do conversor NPC são [20]:

- aumento excessivo do número de díodos de ligação ao ponto neutro (*clamping diodes*) com o aumento do número de níveis;
- dificuldade de controlo do trânsito de energia em tempo real.

### 2.5.3 Conversor multinível de condensadores flutuantes

O conversor multinível de condensadores flutuantes (*Flying-Capacitor*) é constituído por uma série de condensadores ligados entre os semicondutores dos braços do conversor, que actuam como fontes de tensão DC, repartindo a tensão comum em partes iguais, de modo a criar os diferentes níveis de tensão [20], representado na figura 29.

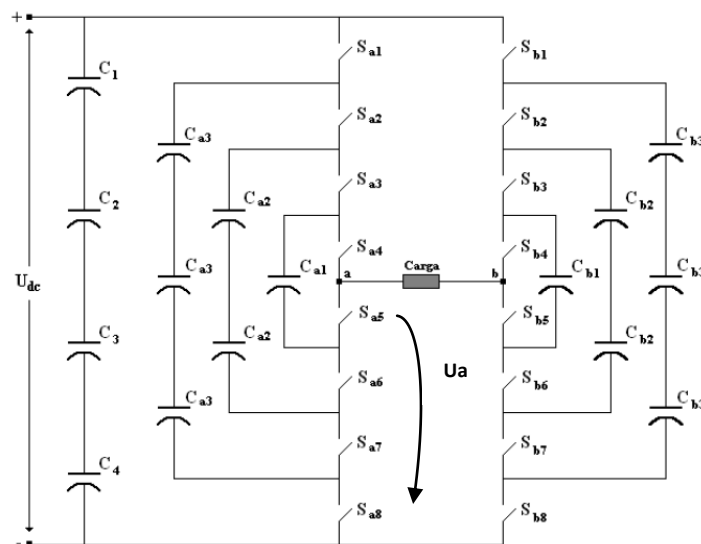


Figura 29 - Conversor de condensadores flutuantes de cinco níveis em ponte completa [20]

A tensão de saída ( $U_a$ ) do braço do conversor, relativamente ao terminal negativo da fonte  $U_{dc}$ , pode ser sintetizada pelas seguintes combinações dos interruptores [22]:

- para o nível de tensão  $U_a = U_{dc}$ , ligar os interruptores superiores ( $S_{a1}$  a  $S_{a4}$ ).

- para o nível de tensão  $U_a=3U_{dc}/4$ , existem três combinações de interruptores no estado ligado:
  - (a)  $S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}$  e  $S_{a5}$  -  $U_a=U_{dc}-U_{dc}/4$ ;
  - (b)  $S_{a2}, S_{a3}, S_{a4}$  e  $S_{a8}$  -  $U_a=3U_{dc}/4$ ;
  - (c)  $S_{a1}, S_{a3}, S_{a4}$  e  $S_{a7}$  -  $U_a=U_{dc}-3U_{dc}/4+U_{dc}/2$ .
- para o nível de tensão  $U_a=U_{dc}/2$ , existem seis combinações de interruptores no estado ligado:
  - (a)  $S_{a1}, S_{a2}, S_{a5}$  e  $S_{a6}$  -  $U_a=U_{dc}-U_{dc}/2$ ;
  - (b)  $S_{a3}, S_{a4}, S_{a7}$  e  $S_{a8}$  -  $U_a=U_{dc}/2$ ;
  - (c)  $S_{a1}, S_{a3}, S_{a5}$  e  $S_{a7}$  -  $U_a=U_{dc}-3U_{dc}/4+U_{dc}/2-U_{dc}/4$ ;
  - (d)  $S_{a1}, S_{a4}, S_{a6}$  e  $S_{a7}$  -  $U_a=U_{dc}-3U_{dc}/4+U_{dc}/4$ ;
  - (e)  $S_{a2}, S_{a4}, S_{a6}$  e  $S_{a8}$  -  $U_a=3U_{dc}/4-U_{dc}/2+U_{dc}/4$ ;
  - (f)  $S_{a2}, S_{a3}, S_{a5}$  e  $S_{a8}$  -  $U_a=3U_{dc}/4-U_{dc}/4$ .
- para o nível de tensão  $U_a=U_{dc}/4$ , existem três combinações de interruptores no estado ligado:
  - (a)  $S_{a1}, S_{a5}, S_{a6}$  e  $S_{a7}$  -  $U_a=U_{dc}-3U_{dc}/4$ ;
  - (b)  $S_{a4}, S_{a6}, S_{a7}$  e  $S_{a8}$  -  $U_a=U_{dc}/4$ ;
  - (c)  $S_{a3}, S_{a5}, S_{a7}$  e  $S_{a8}$  -  $U_a=U_{dc}/2-U_{dc}/4$ .
- para o nível de tensão  $U_a=0$ , ligar os interruptores inferiores ( $S_{a5}$  a  $S_{a8}$ ).

Em conclusão, as principais vantagens do conversor de condensadores flutuantes são [20], [22]:

- o elevado número de condensadores flutuantes proporciona uma maior flexibilidade na síntese dos níveis de tensão de saída;
- as combinações de comutação redundantes permitem o equilíbrio das tensões dos condensadores flutuantes;
- o baixo conteúdo harmónico, para estruturas com um número de níveis suficientemente elevado, pode dispensar a utilização de filtros;
- a capacidade de controlo da potência activa e reactiva, torna a sua utilização possível em sistemas de transmissão DC.

As principais desvantagens do conversor de condensadores flutuantes são [20], [22]:

- necessidade excessiva de condensadores flutuantes quando o número de níveis é elevado;
- controlo complexo e elevada frequência de comutação e perdas de comutação em aplicações de controlo de transmissão da potência activa;
- como o custo dos dispositivos de silício tende a decrescer e o dos componentes passivos tende a aumentar a topologia de condensadores flutuantes apresenta, normalmente, custos superiores e menor fiabilidade [21].

### 2.5.4 Conversores multinível em ponte ligados em cascata

Esta estrutura de conversor multinível baseia-se na associação em cascata de vários conversores em ponte completa, para gerar os  $n$  níveis na tensão de saída. Embora cada conversor utilize uma fonte de tensão DC independente, esta topologia evita a utilização extra de díodos de ligação ou condensadores flutuantes quando se aumenta o número de níveis do conversor [20].

Na figura 30 mostra-se o esquema de um conversor multinível de conversores em ponte ligados em cascata.

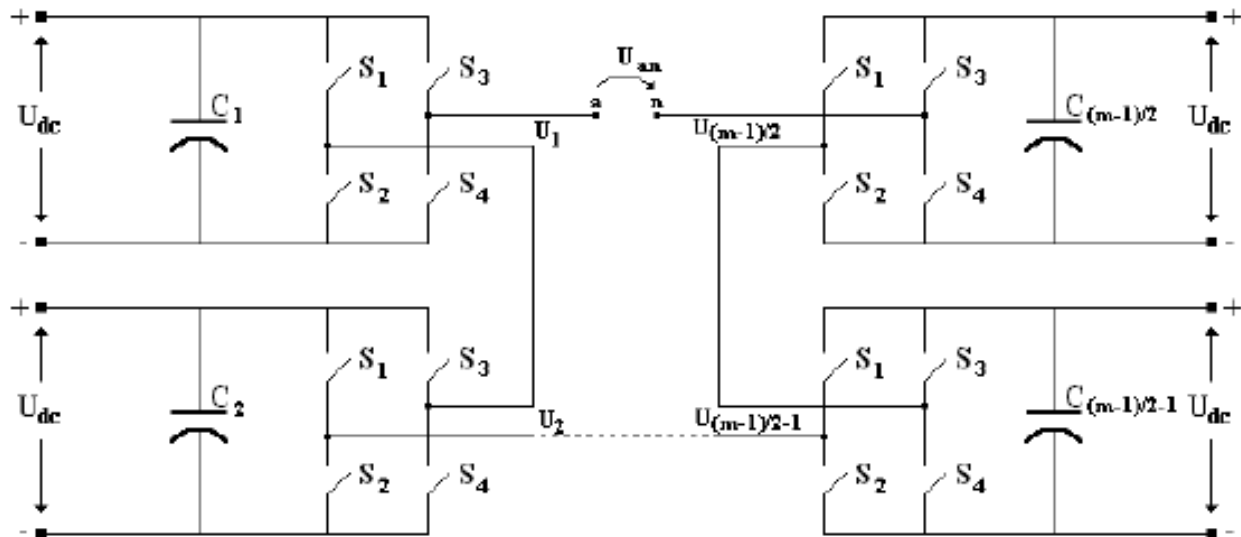


Figura 30 - Conversores em ponte ligados em cascata de  $n$  níveis [20]

As principais vantagens e desvantagens do conversor multinível baseado em conversores em ponte ligados em cascata são [20]:

- requerem um menor número de componentes relativamente às outras estruturas de conversores multinível, para um mesmo número de níveis;
- permitem ter estruturas modulares já que todos os níveis têm a mesma estrutura, não necessitando de díodos de ligação ou condensadores flutuantes extras;
- podem ser utilizadas técnicas de comutação suave evitando a necessidade de utilização de *snubbers*.

As desvantagens do conversor multinível baseado em conversores em ponte ligados em cascata são [20]:

- necessita de fontes de tensão contínua independentes para cada conversor da estrutura limitando a sua utilização em algumas aplicações.

### 2.5.5 Conversor Matricial

O conversor matricial trifásico é composto por uma associação de nove interruptores bidireccionais ligados em matriz que permitem ligar, em qualquer instante, uma das fases de entrada às fases de saída [23] – [27], como mostra a figura 31.

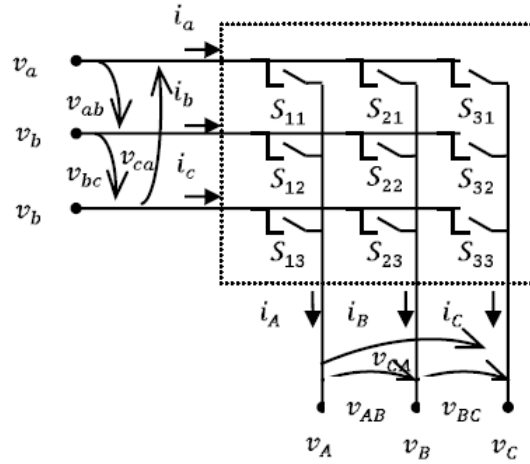


Figura 31 - Tipologia do conversor matricial trifásico [24]

Cada um dos interruptores bidireccionais é obtido com recurso a dois semicondutores de corte, transístores IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), com dois díodos em anti-paralelo, como indicado na figura 32. A associação destes semicondutores permite obter interruptores que funcionam nos quatro quadrantes, sendo bidireccionais tanto em tensão como em corrente [23] - [26].

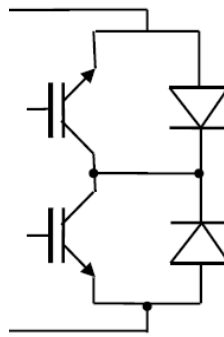


Figura 32 - Interruptor bidireccional [24]

Estes interruptores são representados na forma de matriz **S**, dada pela equação (2.5).

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Com o modelo apresentado na figura 31 e na equação (2.5) podemos escrever as matrizes para a corrente e para a tensão simples e composta.

Para a corrente

$$[\mathbf{I}_{abc}] = [\mathbf{S}]^T [\mathbf{I}_{ABC}]. \quad (2.6)$$

Para a tensão simples

$$[\mathbf{V}_{ABC}] = [\mathbf{S}] [\mathbf{V}_{abc}]. \quad (2.7)$$

Para a tensão composta

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{AB} \\ V_{AB} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} - S_{21} & S_{12} - S_{22} & S_{13} - S_{23} \\ S_{21} - S_{31} & S_{22} - S_{32} & S_{23} - S_{33} \\ S_{31} - S_{11} & S_{32} - S_{12} & S_{33} - S_{13} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}. \quad (2.8)$$

Se considerarmos que cada interruptor é 1 quando está *ON* e é 0 quando está *OFF*, então, com os nove interruptores obtemos 512 combinações possíveis. No entanto, é necessário ter em conta algumas considerações que levam à redução significativa do número de estado passando a ter 27 estados possíveis [27].

As restrições e considerações são [26]:

- algumas combinações poderão dar origem a curto-circuitos nas fontes de tensão de entrada (esta situação verifica-se sempre que estiverem dois interruptores da mesma linha da matriz à condução - ex.  $S_{11}$  e  $S_{12}$ );
- uma vez que a carga apresenta características de fonte de corrente, ter-se-á de garantir sempre a continuidade da corrente na carga. Esta condição implica que, em cada linha da matriz  $S$ , pelo menos um interruptor esteja à condução.

Aplicando a transformada de Concórdia (equação 3.16), às combinações possíveis, à corrente e à tensão é possível representar os valores de saída do conversor, num plano  $\alpha\beta$ , como mostra a tabela 4.

Tabela 4 - Valores da tensão e corrente à saída do conversor matricial em  $\alpha\beta$  [25], [26]

Estado	Nome	$V_o$	$\delta_o$	$I_i$	$\mu_i$
1	-	$v_i$	$\delta_i$	$i_o$	$\mu_o$
2	-	$-v_i$	$-\delta_i+4\pi/3$	$i_o$	$-\mu_o$
3	-	$-v_i$	$-\delta_i$	$i_o$	$-\mu_o+2\pi/3$
4	-	$v_i$	$\delta_i+4\pi/3$	$i_o$	$\mu_o+2\pi/3$
5	-	$v_i$	$\delta_i+2\pi/3$	$i_o$	$\mu_o+4\pi/3$
6	-	$-v_i$	$-\delta_i+2\pi/3$	$i_o$	$-\mu_o+4\pi/3$
7	+1	$2/\sqrt{3} v_{ab}$	0	$\sqrt{2} i_A$	$-\pi/6$
8	-1	$-2/\sqrt{3} v_{ab}$	0	$-\sqrt{2} i_A$	$-\pi/6$
9	+2	$2/\sqrt{3} v_{bc}$	0	$\sqrt{2} i_A$	$\pi/2$
10	-2	$-2/\sqrt{3} v_{bc}$	0	$-\sqrt{2} i_A$	$\pi/2$
11	+3	$2/\sqrt{3} v_{ca}$	0	$\sqrt{2} i_A$	$7\pi/6$
12	-3	$-2/\sqrt{3} v_{ca}$	0	$-\sqrt{2} i_A$	$7\pi/6$
13	+4	$2/\sqrt{3} v_{ab}$	$2\pi/3$	$\sqrt{2} i_B$	$-\pi/6$
14	-4	$-2/\sqrt{3} v_{ab}$	$2\pi/3$	$-\sqrt{2} i_B$	$-\pi/6$
15	+5	$2/\sqrt{3} v_{bc}$	$2\pi/3$	$\sqrt{2} i_B$	$\pi/2$
16	-5	$-2/\sqrt{3} v_{bc}$	$2\pi/3$	$-\sqrt{2} i_B$	$\pi/2$
17	+6	$2/\sqrt{3} v_{ca}$	$2\pi/3$	$\sqrt{2} i_B$	$7\pi/6$
18	-6	$-2/\sqrt{3} v_{ca}$	$2\pi/3$	$-\sqrt{2} i_B$	$7\pi/6$
19	+7	$2/\sqrt{3} v_{ab}$	$4\pi/3$	$\sqrt{2} i_C$	$-\pi/6$
20	-7	$-2/\sqrt{3} v_{ab}$	$4\pi/3$	$-\sqrt{2} i_C$	$-\pi/6$
21	+8	$2/\sqrt{3} v_{bc}$	$4\pi/3$	$\sqrt{2} i_C$	$\pi/2$
22	-8	$-2/\sqrt{3} v_{bc}$	$4\pi/3$	$-\sqrt{2} i_C$	$\pi/2$
23	+9	$2/\sqrt{3} v_{ca}$	$4\pi/3$	$\sqrt{2} i_C$	$7\pi/6$
24	-9	$-2/\sqrt{3} v_{ca}$	$4\pi/3$	$-\sqrt{2} i_C$	$7\pi/6$
25	0	0	-	0	-
26	0	0	-	0	-
27	0	0	-	0	-

Com:

 $V_o$  - Amplitude dos vectores de tensão de saída; $\delta_o$  - Argumento dos vectores de tensão de saída; $I_i$  - Amplitude dos vectores de corrente de entrada; $\mu_i$  - Argumento dos vectores de corrente de entrada;

A representação dos vectores, baseado na tabela 4, é dada na figura 33.

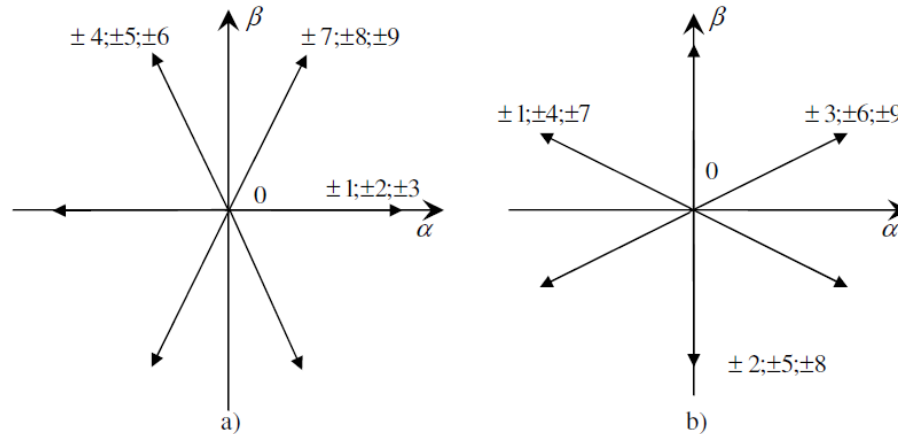


Figura 33 - Representação da tensão de entrada a) e da corrente de saída b)

As vantagens do conversor matricial são [24]:

- apresenta melhores relações de potência/peso e potência/volume quando comparadas com os conversores indirectos;
- não necessita de bateria de condensadores.

As desvantagens do conversor matricial são [24]:

- exige um elevado número de semicondutores rápidos e capazes de processar potências por vezes bastante elevadas;
- apresenta um maior tremor face ao conversor multinível NPC [28].

## 2.6 Métodos de controlo aplicados a conversores multinível

Os conversores multinível NPC referidos na secção 2.5 permitem determinar quais são os valores que vão estar na saída dos sistemas, tendo conhecimento dos sinais de entrada e dos sinais de comando. Na bibliografia da especialidade as tecnologias mais frequentes para o processo de controlo são o *sinusoidal pulse width modulation* (SPWM) [29] e [30], a modulação por vectores espaciais (*space vector modulation* - SVM) [31] e [32] e o método por modo de deslizamento [33]. Uma tecnologia emergente, que pretende melhorar a qualidade da energia eléctrica, é o controlo óptimo predictivo [21] e por esta razão será alvo de maior atenção e estudo.

### 2.6.1 SPWM

Esta técnica efectua a modulação sinusoidal da largura de impulso utilizando ondas triangulares como portadoras. É necessário aplicar um sinal sinusoidal em cada braço do conversor para modelar as portadoras triangulares. Para um braço com  $n$  níveis, são necessárias  $n-1$  portadoras triangulares síncronas que podem estar em fase (*phase disposition* - PD), oposição de fase (*phase opposition disposition* - POD) e disposição alternativa de oposição de fase (*alternative phase opposition disposition* - APOD) [21].

Por exemplo na modulação SPWM para um braço de um conversor multinível de três níveis, será necessário um sinal sinusoidal e duas portadoras triangulares como indicado na Figura 34.

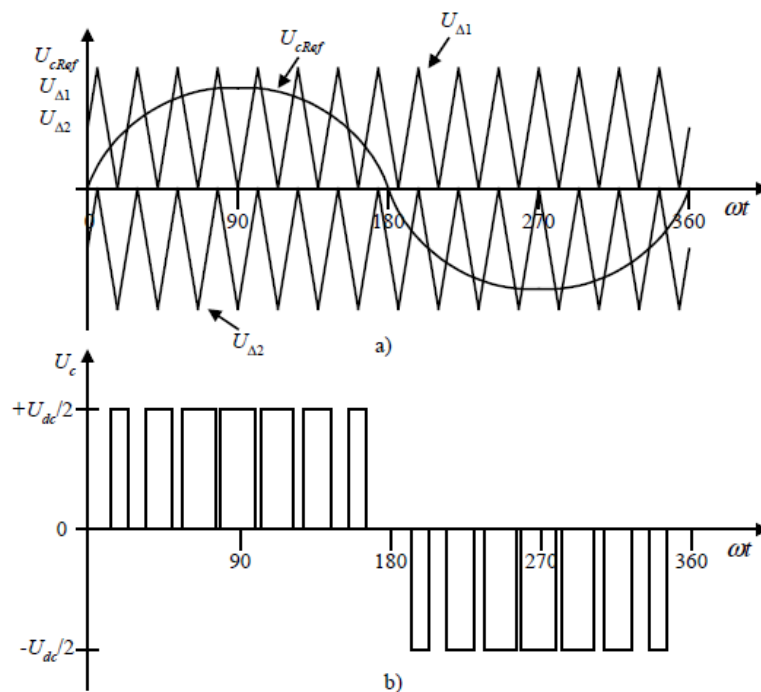


Figura 34 - Modulação SPWM para o braço de um conversor de três níveis [21]

O  $U_{cRef}$  representa a tensão de referência e é um sinal sinusoidal modulador,  $U_{\Delta 1}$  e  $U_{\Delta 2}$  são as duas portadoras triangulares e  $U_c$  a tensão de saída do braço do conversor.

A tensão de fase  $U_c$ , na saída do conversor multinível de três níveis, é dada por:

$$U_c = \begin{cases} +\frac{U_{dc}}{2}, & U_{cRef} > U_{\Delta 1} \\ -\frac{U_{dc}}{2}, & U_{\Delta 2} < U_{cRef} \\ 0, & U_{\Delta 2} \leq U_{cRef} \leq U_{\Delta 1} \end{cases} \quad (2.9)$$

A partir da equação (2.9) que indica tensão à saída do conversor de acordo com a topologia do conversor, obtém-se a sequência de comutação a impor aos semicondutores.

As vantagens desta técnica de controlo consiste em proporcionar sistemas de controlo simples, com controladores de baixo custo, de ter sistemas estáveis em cadeia aberta e permitir o equilíbrio da tensão no ponto neutro. Como desvantagem é o facto de ter controladores lentos e dependentes dos parâmetros do sistema [21].

## 2.6.2 Modulação por vectores espaciais (SVM)

A modulação por vectores espaciais (SVM) é uma técnica que se baseia na representação vectorial, normalmente no plano  $\alpha\beta$ , após ter sido realizada a transformada de Concordia, às tensões de saída do conversor.

Para cada combinação dos semicondutores activos de potência é possível determinar o nível de tensão em cada braço do conversor multinível. A combinação das tensões de saída de cada braço origina um vector de tensão, que é representado no plano  $\alpha\beta$ .

Na representação no plano dq, na figura 35, verificamos que há estados de comutação redundantes que dão origem aos mesmos vectores espaciais. Esses vectores redundantes em tensão são utilizados para equilibrar as tensões dos condensadores na topologia NPC, dada a sua simetria relativamente à carga e descarga dos condensadores [21].

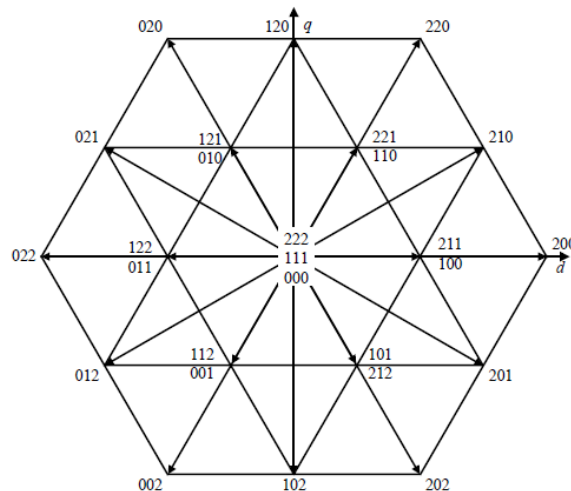


Figura 35 - Exemplo de conversor de três níveis no plano dq [21]

Na figura 35 podemos verificar que existem combinações que coincidem no mesmo ponto do plano, como por exemplos o conjunto 221 e 110 ou o conjunto 222, 111 e 000.

Para implementar o sistema de controlo é necessário recorrer ao processamento digital podendo ser aplicado para qualquer número de níveis e para qualquer tipo de conversor. Quanto maior for o número de níveis, também, será maior o número de vectores redundantes e o número de sequências para formar o mesmo valor de referência.

Na selecção dos estados de comutação, por cada ciclo de comutação, é pretendido seleccionar a sequência de vectores que tenha o menor número de comutações dos SPA. Quanto maior for o número de comutações maior será a exigência de processamento obrigando a ter processadores mais rápidos e mais caros [21].

Foram desenvolvidos estudos para determinar quais os vectores a aplicar, os que estão mais próximos, para formar o vector de tensão de referência. Um método consiste na redução da representação espacial de três níveis para dois níveis, podendo aplicar-se em conversores multinível com número de níveis superior a 3 [31]. Outra forma de comando das grandezas do conversor multinível NPC pode ser feita aplicando combinações de interruptores que representam vectores adjacentes ao vector de referência e cujo tempo de aplicação permita sintetizar este vector por simples adição vectorial [32].

No conversor NPC é mais fácil conseguir o equilíbrio da tensão nos condensadores com a técnica SVM do que com a técnica SPWM, que geralmente exige a adição de componentes para o processo de modulação. Com este sistema o valor da tensão no ponto neutro depende do vector seleccionado, da corrente na carga, do tempo de aplicação do vector e do valor da capacidade do condensador utilizado [21].

Em resumo, a técnica SVM apresenta algumas vantagens relativamente à técnica SPWM uma vez que é possível seleccionar o vector adequado em cada instante para corrigir os desvios face às referências, o controlo em cadeia fechada apresenta vantagens com controladores robustos, leis de controlo tolerantes às variações dos parâmetros do conversor e facilidade de

aplicação a sistemas não lineares. Como ponto fraco temos controladores mais complexos que implicam maiores custos [21].

### 2.6.3 Método de controlo por modo de deslizamento

O método de controlo por modo de deslizamento – *Sliding Mode Current Controllers* – é um método interessante devido às suas características de velocidade de resposta e redução da ordem do sistema controlado [33].

Neste controlador não linear a comutação dos semicondutores é realizada com uma frequência na ordem dos KHz de forma a que as grandezas que se pretende controlar sigam as referências desejadas.

Este objectivo é conseguido através da escolha dos vectores espaciais, geralmente num plano  $\alpha\beta$ , que permitem anular o erro de seguimento entre a referência e a grandeza a controlar. Neste método são definidos o limite máximo e mínimo de desvio entre o sinal à saída do conversor e a referência imposta.

No conversor multinível NPC com três níveis podemos ter 27 combinações validas, representadas na tabela 5.  $U_1$ ,  $U_2$  e  $U_3$  são as tensões de saída entre cada fase e o ponto neutro e  $U_{12}$ ,  $U_{23}$  e  $U_{31}$  são as tensões entre fases no plano 123.

Tabela 5 – Valores de tensão de saída para as diferentes combinações [33]

Vector	$\gamma_1$	$\gamma_2$	$\gamma_3$	$S_{11}$	$S_{12}$	$S_{13}$	$S_{14}$	$S_{21}$	$S_{22}$	$S_{23}$	$S_{24}$	$S_{31}$	$S_{32}$	$S_{33}$	$S_{34}$	$U_1$	$U_2$	$U_3$	$U_{12}$	$U_{23}$	$U_{31}$	$U_{sn}/U_{dc}$	$U_{sn}/U_{dc}$
1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	0	0	0	0,000	0,000
2	1	1	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	0	0	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0,204	0,354
3	1	1	-1	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0	$U_{dc}$	$-U_{dc}$	0,408	0,707
4	1	0	-1	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1	$U_{dc}/2$	0	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}$	0,612	0,354
5	1	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	$U_{dc}/2$	0	0	$U_{dc}/2$	0	$-U_{dc}/2$	0,408	0,000
6	1	0	1	1	1	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0	$U_{dc}/2$	0	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0	0,204	-0,354
7	1	-1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}$	$-U_{dc}$	0	0,408	-0,707
8	1	-1	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0	$U_{dc}$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0,612	-0,354
9	1	-1	-1	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}$	0	$-U_{dc}$	0,816	0,000
10	0	-1	-1	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	0	$-U_{dc}/2$	0,408	0,000
11	0	-1	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0	$-U_{dc}/2$	0	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0	0,204	-0,354
12	0	-1	1	0	1	1	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}$	$U_{dc}/2$	0,000	-0,707
13	0	0	1	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	$U_{dc}/2$	0	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	-0,204	-0,354
14	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0,000	0,000
15	0	0	-1	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	$-U_{dc}/2$	0	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0,204	0,354
16	0	1	-1	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}$	$-U_{dc}/2$	0,000	0,707
17	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	$U_{dc}/2$	0	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	0	-0,204	0,354
18	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0	$U_{dc}/2$	-0,408	0,000
19	-1	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}$	0	$U_{dc}$	-0,816	0,000
20	-1	1	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	1	1	0	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	0	$-U_{dc}$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	-0,612	0,354
21	-1	1	-1	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}$	$U_{dc}$	0	-0,408	0,707
22	-1	0	-1	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	1	$-U_{dc}/2$	0	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	0	-0,204	0,354
23	-1	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1	1	0	$-U_{dc}/2$	0	0	$-U_{dc}/2$	0	$U_{dc}/2$	-0,408	0,000
24	-1	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0	0	$-U_{dc}/2$	0	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}$	-0,612	-0,354
25	-1	-1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	0	$-U_{dc}$	$U_{dc}$	-0,408	-0,707
26	-1	-1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0	0	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	-0,204	-0,354
27	-1	-1	-1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0	0	0	0,000	0,000

Na figura 36 estão representados os valores de saída de  $U_{s\alpha}/U_{dc}$  e  $U_{s\beta}/U_{dc}$  no plano  $\alpha\beta$ .

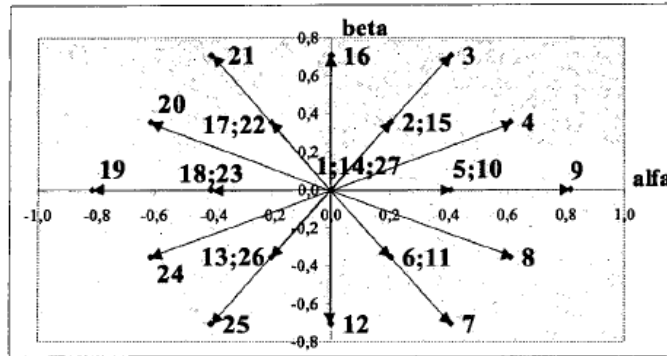


Figura 36 - Vetores utilizados no método de controlo por modo de deslizamento [33]

A escolha dos vectores de tensão é feita de forma que o sinal de saída se encontre dentro de banda de deslizamento em torno da referência. O declive do sinal é positivo até o seu valor ser igual ao limite máximo, passando a ser negativo até que o seu valor seja igual ao limite mínimo.

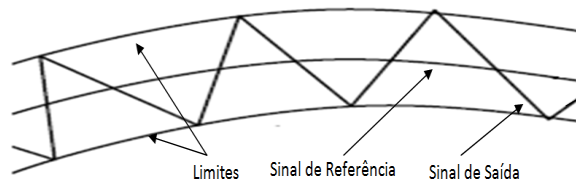


Figura 37 - Controlo por modo de deslizamento

Para que um sistema se conserve em modo de deslizamento a lei de comutação dos interruptores deve garantir a condição de estabilidade do sistema e é escrita pela equação (2.10) [33]:

$$S(e_{\alpha,\beta}, t) \cdot \dot{S}(e_{\alpha,\beta}, t) < 0. \quad (2.10)$$

A função de comutação ( $S$ ) é alternadamente positiva e negativa, obrigando a trajectória a deslizar em torno da referência numa banda de histerese definida pelo erro admissível ( $e_\alpha$ ) e ( $e_\beta$ ). Os erros consistem na diferença entre as correntes de referência e as correntes medidas em cada um dos planos do referencial  $\alpha\beta$ .

Para além das vantagens acima mencionadas o controlo por modo de deslizamento tem a vantagem de ser um método de fácil implementação e viável para qualquer tipo de controlador quer em regime dinâmico quer em regime estacionário [33].

Atendendo às características deste método será implementado e explicado detalhadamente no capítulo 4, Controlo do conversor multinível.

#### 2.6.4 Controlo óptimo predictivo

Nos métodos de controlo anteriormente estudados as correntes de saída do conversor multinível podem apresentar níveis de tremor elevados, o que prejudica a sua utilização em aplicações da rede de energia eléctrica e alimentação de sistemas de telecomunicações que requerem correntes alternadas com baixa distorção harmónica.

Este método procura otimizar o controlo das correntes AC de saída do conversor, bem como o equilíbrio das tensões dos condensadores dos conversores multinível NPC, de três e quatro braços que posteriormente serão utilizados em aplicações para melhorar a qualidade de energia eléctrica (QEE) [21].

A técnica consiste na amostragem das correntes e das tensões nos terminais do conversor e os seus valores são estimados para o próximo passo de amostragem, utilizando modelos linearizados e considerando todos os vectores de saída disponíveis [20], [21], [34] e [35].

No controlo óptimo predictivo as grandezas procuram sempre seguir as referências com o menor erro possível. O erro associado será tanto menor quanto melhor for a estimação do próximo valor.

No controlo do conversor multinível NPC de três braços temos 27 vectores de tensão possíveis, sendo o objectivo encontrar o vector óptimo que minimiza simultaneamente os erros das correntes nas três fases do conversor multinível e que equilibra as tensões dos condensadores, sem provocar transições entre níveis de tensão não adjacentes.

Após a leitura das correntes AC de saída do conversor e das tensões nos condensadores é feito uma previsão do valor que essas grandezas terão no próximo instante de amostragem, para todas os vectores possíveis, usando modelos linearizados dessas grandezas, que são as variáveis de estado do conversor multinível. É aplicado um funcional de custo que calcula os erros ponderados das correntes AC e o erro de equilíbrio das tensões dos condensadores. O vector óptimo, aquele que minimiza os erros das correntes e os erros de equilíbrio das tensões dos condensadores, é usado para comandar os SPA do conversor multinível [21].

Na figura 38 está apresentado o algoritmo que é utilizado no controlo óptimo predictivo para um conversor de quatro braços.

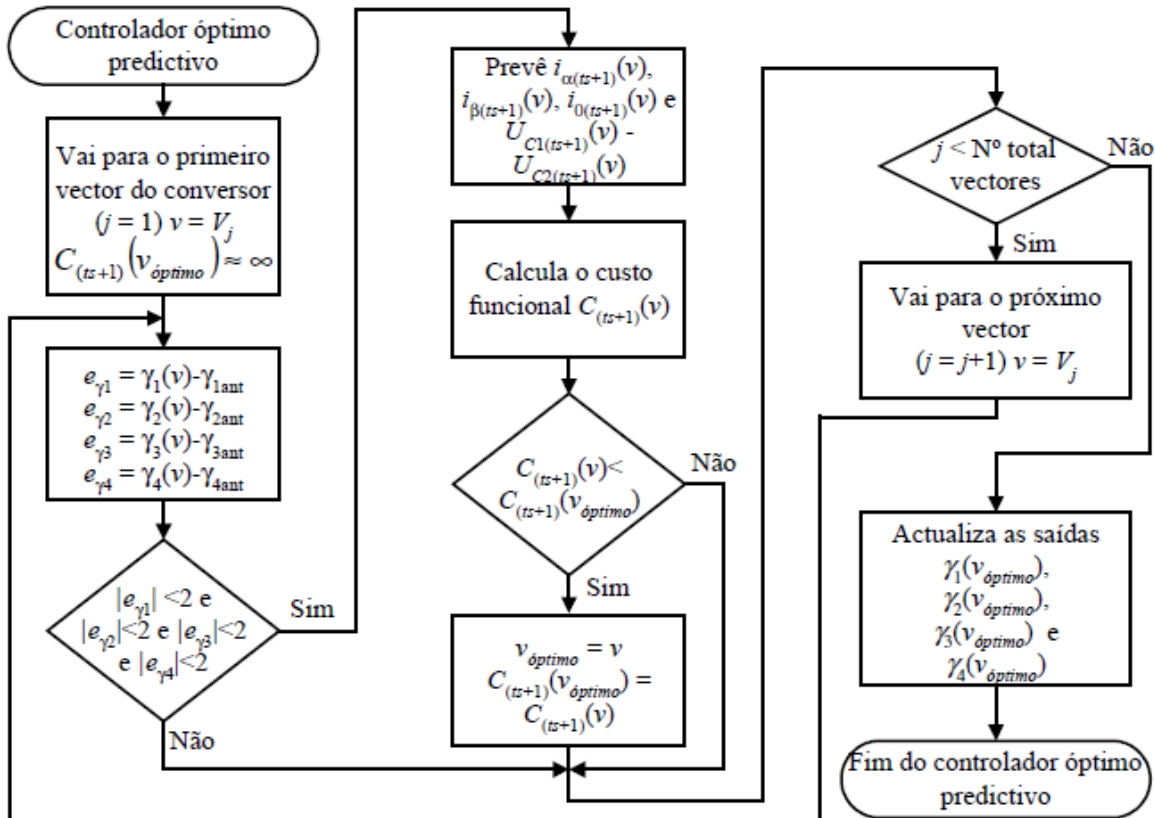


Figura 38 - Algoritmo do controlador óptimo predictivo do conversor multinível NPC [21]

Como vantagens do método é de referir que este garante uma melhor aproximação aos valores de referência, minimiza a distorção harmónica total das correntes AC injectadas na rede, elimina o erro em estado estacionário, equilibra a tensão nos condensadores, reduz o tremor e apresenta robustez na tolerância a falhas [34]. Este método será apresentado detalhadamente no capítulo 4, no controlo do conversor multinível costas com costas NPC.

## 2.7 Monitorização dos parâmetros de um parque eólico

O controlo de uma turbina consiste em ter um ou mais computadores, ou outro sistema de processamento de dados, que monitorizam continuamente o seu estado, recolhendo os dados provenientes dos diferentes sensores e subsistemas de monitorização a fim de proporcionar um comando, geralmente automático, que procure maximizar a eficiência do sistema de conversão. Para tal poderá ser necessário accionar um grande número de interruptores, bombas hidráulicas, válvulas e motores associados ao sistema.

Estes dados permitem aumentar a disponibilidade e funcionamento de todos os componentes, procurando sempre a melhor relação entre todos eles. São realizadas comunicações para entidades que estão fora da área do parque eólico para, por exemplo, enviar alarmes ou solicitações de serviço, através de linhas telefónicas ou rádio - frequência. Também é possível estabelecer comunicação do mundo exterior para uma turbina eólica para recolha de dados estatísticos ou verificar o seu estado actual [12].

Na comunicação interna, desde as pás até à torre, os controladores e os sensores comunicam através de fibras ópticas. É possível controlar ou definir algo entre 100 e 500 parâmetros numa turbina eólica moderna. O controlador pode, por exemplo, verificar a velocidade de rotação do rotor do gerador, a sua voltagem e corrente, a temperatura do ar, a temperatura do óleo da caixa de velocidades, a temperatura do gerador, a temperatura dos rolamentos da caixa de velocidades, a pressão hidráulica, o ângulo de ataque das pás, o número de dentes nas rodas, a direcção do vento e a sua velocidade, etc [12].

A monitorização actual é muitas vezes remota e está atribuída às empresas que fornecem os equipamentos de transformação eólico-mecânico. Como exemplo a Logica é uma empresa que disponibiliza tecnologias de gestão de parques eólicos e que tem como cliente/parceiro a EDP. Entre os seus serviços destaca [36]:

- a previsão com maior precisão dos padrões de vento, aumentando assim a disponibilidade dos recursos e reduzindo os problemas de intermitência;
- a monitorização e o desempenho das turbinas para diagnosticar falhas potenciais em tempo real e para minimizar os custos de exploração e manutenção;
- a gestão de forma remota da produção das turbinas de forma adequada para maximizar a produção e melhorar a fiabilidade da rede.

Os benefícios para os clientes são [36]:

- melhorar a previsão da produção do portfólio de parques eólicos;
- assegurar a supervisão e o controlo remoto dos aerogeradores;
- permitir a utilização de turbinas de diferentes fabricantes;
- possibilitar a gestão com diferentes fornecedores (garantias, SLAs, etc);
- lidar de forma eficiente com elevados volumes de dados.
- possibilitar a interacção com sistemas adicionais, por exemplo, previsão meteorológica.

O controlo de um parque eólico consiste na leitura e processamento dos dados provenientes de diferentes sensores das turbinas e do parque eólico. O controlo da potência injectada na rede e a qualidade da mesma são parâmetros comuns e muito importantes a qualquer sistema de gestão. Assim, este trabalho de projecto de mestrado incidu sobre estes componentes fundamentais do sistema – a conversão, a produção e a inserção de potência na rede eléctrica.

## 2.8 Escolha do modelo global para o projecto

Os grandes fabricantes de turbinas eólicas como a Nordex e a Dewind da Alemanha, a Vestas Wind System, da Dinamarca, utilizam modelos de transformação electro – mecânico composto por um gerador de indução com rotor bobinado, o estator do gerador ligado directamente à rede e o rotor é ligado à rede através de um conversor.

Esta escolha assenta no facto de existir uma necessidade de utilizar aerogeradores que trabalhem com potências muito elevadas, na ordem dos MW e, consequentemente, com tensões elevadas na ordem dos KV.

Embora exista uma constante evolução na tecnologia de semicondutores, actualmente, ainda têm limitações de frequência, corrente e tensão de trabalho. Desta forma é necessária uma configuração que não exceda as limitações dos equipamentos, consiga maximizar o aproveitamento eólico e que garanta condições de segurança e tolerância a falhas.

Com um sistema do tipo DFIG, *doubly fed induction generator*, indicado na figura 39, é possível controlar geradores que trabalham com grandes valores de potência num nível de potência inferior, mantendo a integridade dos sistemas e equipamentos associados à conversão e ao controlo.

Embora o sistema de velocidade fixa, seja mais simples e confiável, limita severamente a produção de energia de uma turbina eólica, porque não existe o controlo de torque e existe muita oscilação no valor da potência na saída do sistema. Na utilização de máquinas com indução no rotor, de velocidade variável, existe uma maior captura da energia, através do aumento ou diminuição do torque eléctrico do gerador, permitindo trabalhar com velocidades de vento superiores aos valores utilizados em máquinas em gaiola de esquilo. Por outro lado, o valor do condensador e das bobinas de ligação à rede diminuem podendo tornar o sistema menos dispendioso [37].

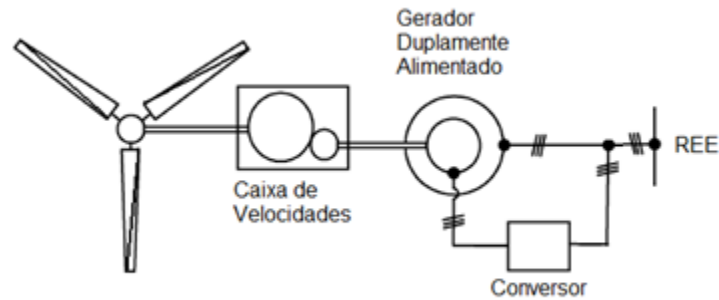


Figura 39 - Modelo de aerogerador DFIG (baseado em [38])

Este sistema é composto por uma turbina, caixa de velocidades que permitirá o gerador rodar em velocidades superiores a da turbina, motor de indução duplamente alimentado e um sistema conversor.

Para este projecto a alimentação do rotor é feita com um conversor costas com costas (AC/DC/AC) com recurso a conversores multinível NPC. A opção por esta configuração deve-se ao facto de se conseguir um melhor desempenho, no que respeita a qualidade da energia eléctrica, face ao conversor matricial [28], embora, tenha a desvantagem de ser necessário a bateria de condensadores no lado DC, que aumenta o espaço e peso na cabine do sistema aerogerador.

Os conversores multinível NPC apresentam como vantagens a redução das harmónicas das tensões alternadas, a redução da frequência de trabalho, apresentam a capacidade de controlo da energia reactiva, permitem utilizar métodos de controlo simples para o sistema rectificador – inversor (*back – to – back system*) e permitem ultrapassar a limitação da tensão nos semicondutores, permitindo o processamento de tensões e potências elevadas.

O controlo do conversor multinível será feito com o método do controlo óptimo predictivo, uma vez que garante uma melhor aproximação aos valores de referência, minimizando a distorção harmónica total das correntes AC injectadas na rede, elimina o erro estacionário, equilibra a tensão nos condensadores, reduz o tremor e apresenta alguma robustez na tolerância a falhas [34].

## Capítulo 3 - Modelos do sistema aerogerador

---

Neste capítulo são descritos os principais modelos dos elementos que constituem o aerogerador, descrito na figura 39. Em primeiro lugar será apresentado o modelo da turbina, segue-se o modelo do gerador e no final o modelo do conversor multinível.

### 3.1 Modelo da turbina

Da equação (2.4) verificamos que existe uma relação entre a potência disponível através da energia cinética do vento e a potência que é possível captar, dada pelo coeficiente de potência ( $C_p$ ).

Este coeficiente depende de vários parâmetros, sendo os mais importantes o ângulo de incidência do vento sobre as pás e o ângulo de passo. A determinação deste coeficiente através de aproximações numéricas foi motivo de vários estudos e podemos encontrar diferentes expressões para o cálculo deste coeficiente. A aproximação numérica mais comum está representada na equação (3.1) [17].

$$C_p(\lambda, \beta) = 0,73 \left( \frac{151}{\lambda_i} - 0,58\beta - 0,002\beta^{2,14} - 13,2 \right) e^{-\frac{18,4}{\lambda_i}} \quad (3.1)$$

Com:

$$\lambda_i = \frac{1}{\frac{1}{\lambda - 0,02\beta} - \frac{0,003}{\beta^3 + 1}} \quad (3.2)$$

e

$$\lambda = \frac{W_T R}{v} \quad (3.3)$$

Onde:

$\beta$  - Ângulo de passo das pás;  
 $\lambda$  - Razão de velocidade (*Tip Speed Ratio*);  
 $W_T$  - Velocidade angular do eixo da turbina;  
 $v$  - Velocidade do vento;  
 $R$  - Raio do cilindro.

No dimensionamento de uma turbina eólica é pretendido maximizar a potência para as diferentes velocidades de vento. Assim através de um processo matemático podemos obter o valor teórico de rotação óptima da turbina para cada velocidade de vento [25] e [26]. A transferência de potência é máxima quando

$$\frac{dP}{d\lambda_i} = \frac{\frac{1}{2}\rho A C_p v^3}{d\lambda_i} = 0. \quad (3.4)$$

Da equação anterior obtemos o valor de  $\lambda_i$  que maximiza a potência e, consequentemente, o valor de  $\lambda$  e a velocidade de rotação óptima da turbina ( $W_T$ ), na equação (3.5).

$$W_T = \frac{\lambda v}{R} = 6,907745 \frac{v}{R}, \text{ com } \beta = 0 \quad (3.5)$$

A potência máxima é dada por:

$$P_{\max} = \frac{1}{2} \rho A v^3 \left( 0,73 \left( \frac{151}{\frac{1}{\frac{1}{6,907745} - 0,003}} - 13,2 \right) e^{-\frac{\frac{18,4}{1}}{\frac{1}{6,907745} - 0,003}} \right) \quad (3.6)$$

Da equação (3.6) verifica-se que o coeficiente de potência máximo é 0,4412 o que implica que:

$$P_{\max} = 0.849 R^2 v^3 \quad (3.7)$$

Para um dado gerador o fabricante impõe o valor máximo da potência. Se o valor de potência máxima admissível for, por exemplo, 1,5 MW e o diâmetro das pás da turbina é 77 m. A partir da equação (3.7) verifica-se que é necessária uma velocidade de vento igual a 10,6 m/s para obter a potência máxima.

Para valores de vento superiores ao valor nominal são accionados métodos de controlo passivos e/ou activos de forma a ter uma potência na saída constante. De uma forma geral quando o vento atinge valores na ordem dos 25 m/s os sistemas são desligados com o intuito de garantir a integridade física do sistema mecânico [17].

Na figura 40 está apresentado um exemplo gráfico do comportamento da potência em função do vento disponível.

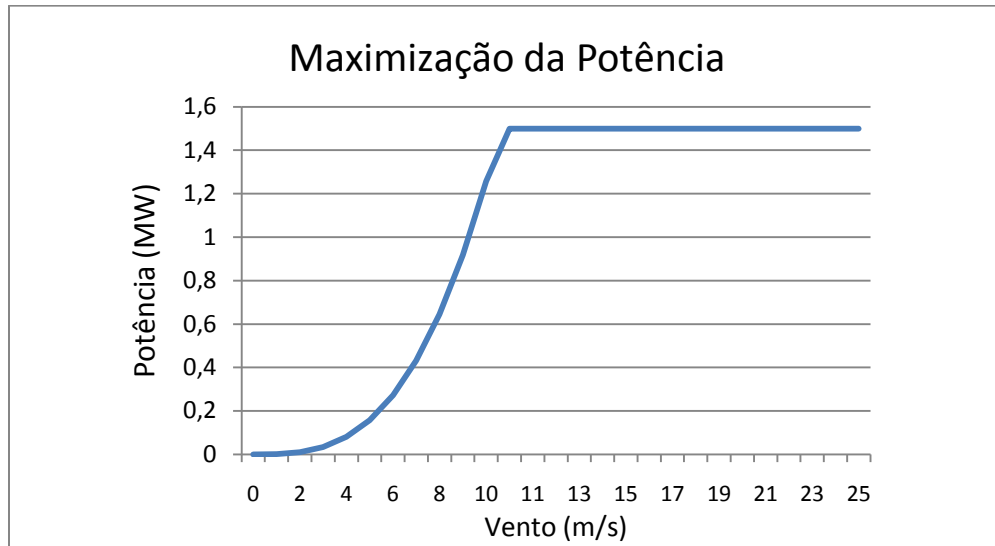


Figura 40 - Maximização da potência

O torque ou binário ( $T_{mec}$ ) aplicado no motor é calculado pela equação (3.8), que consiste na divisão da potência pela velocidade angular ( $W_m$ ) [25] e [26].

$$P_{mec} = T_{mec} W_m \quad (3.8)$$

O parâmetro  $\beta$ , da equação (3.1) permite ter ganho, no arranque da turbina, ou ter perda, para velocidades de vento superiores à velocidade nominal. Numa situação sem ganhos, com  $\beta=0$ , verificamos que para diferentes velocidades de vento existem diferentes curvas que caracterizam o comportamento da potência em função da velocidade da turbina [39].

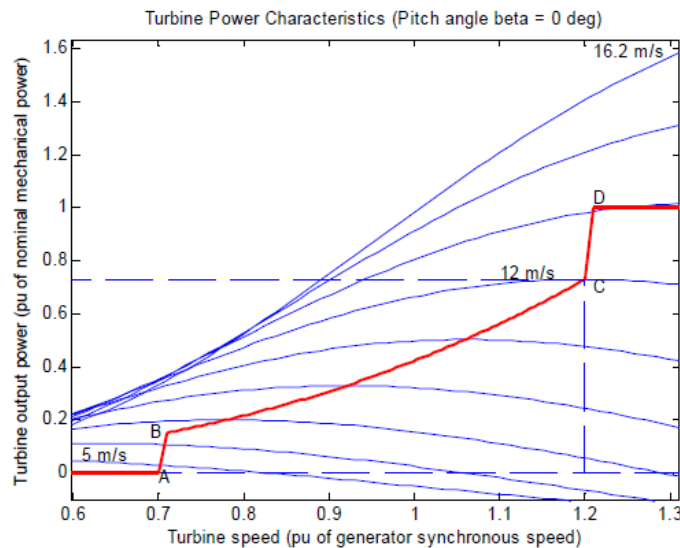


Figura 41 - Relação entre a potência máxima e o vento [39]

### 3.2 Modelo da máquina de indução

O modelo da máquina de indução com rotor bobinado, designada vulgarmente por máquina de indução duplamente alimentada (*Doubly Fed Induction Generator* - DFIG). Pode ser representada pelas equações no espaço de estados, que são obtidos a partir das equações de *Kirchhoff*. O valor da tensão no estator é dado pela equação (3.9), assumindo que as tensões estão equilibradas em cada uma das fases [25], [26], [38], [40] - [44].

$$\mathbf{U} = \mathbf{R}\mathbf{I} + \mathbf{L} \frac{d\mathbf{I}}{dt} + \frac{\partial \mathbf{L}}{\partial \theta} \omega_r \mathbf{I} \quad (3.9)$$

A tensão em cada fase  $\mathbf{U}$  nos terminais do estator ou rotor é obtida em função da matriz das correntes  $\mathbf{I}$ , da matriz de resistências  $\mathbf{R}$ , da matriz dos valores de indução mútua  $\mathbf{L}$  e da posição do rotor face ao referencial do estator ( $\theta$ ).

Com  $\mathbf{L}$  composto por uma matriz de matrizes

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{M}_s \\ \mathbf{M}_r & \mathbf{L}_r \end{bmatrix}. \quad (3.10)$$

$\mathbf{L}_s$  é a matriz dos coeficientes de auto-indução e indução mútua no estator

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_s & -\frac{1}{2}\mathbf{M}_s & -\frac{1}{2}\mathbf{M}_s \\ -\frac{1}{2}\mathbf{M}_s & L_s & -\frac{1}{2}\mathbf{M}_s \\ -\frac{1}{2}\mathbf{M}_s & -\frac{1}{2}\mathbf{M}_s & L_s \end{bmatrix}. \quad (3.11)$$

$\mathbf{M}_s$  e  $\mathbf{M}_r$  são as matrizes dos coeficientes de indução mútua entre o estator e o rotor,

$$\mathbf{M}_s = \begin{bmatrix} M \cos(\theta) & M \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ M \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & M \cos(\theta) & M \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ M \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & M \cos(\theta) \end{bmatrix}; \quad (3.12)$$

$$\mathbf{M}_r = \begin{bmatrix} M \cos(\theta) & M \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & M \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ M \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M \cos(\theta) & M \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ M \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & M \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M \cos(\theta) \end{bmatrix}. \quad (3.13)$$

$\mathbf{L}_r$  é a matriz dos o coeficientes de auto-indução e indução mútua no rotor

$$\mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_r & -\frac{1}{2}M_r & -\frac{1}{2}M_r \\ -\frac{1}{2}M_r & L_r & -\frac{1}{2}M_r \\ -\frac{1}{2}M_r & -\frac{1}{2}M_r & L_r \end{bmatrix}. \quad (3.14)$$

A equação (3.15) que determina o equilíbrio dos binários (torques) [26] e [39].

$$J \frac{dw_r}{dt} = T_{em} - T_m \quad (3.15)$$

A mudança na velocidade do gerador resultante da diferença entre os binários mecânico e electromagnético pode ser determinada a partir da equação de Newton do movimento de rotação. Onde  $T_m$  (N.m) é o binário mecânico aplicado no veio do rotor,  $T_{em}$  (N.m) é o binário electromagnético gerado e  $J$  (kg.m<sup>2</sup>) o momento de inércia combinado do conjunto do rotor (turbina e gerador) [42].

Aplicando a transformada de Concordia - equação (3.16) - à equação (3.9) resulta o modelo da máquina representado no plano  $\alpha\beta$ .

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} = \mathbf{c}^T \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Com:

$$\mathbf{c}^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}. \quad (3.17)$$

No plano  $\alpha\beta$  as equações que caracterizam o modelo da máquina de indução são dadas pela equação (3.18).

$$\begin{cases} u_\alpha = R I_\alpha + \frac{d\Psi_\beta(\theta)}{dt} - w\Psi_\alpha(\theta) \\ u_\beta = R I_\beta + \frac{d\Psi_\alpha(\theta)}{dt} + w\Psi_\beta(\theta) \end{cases} \quad (3.18)$$

Normalmente é necessário converter o modelo para coordenadas dq, porque as referências ao serem dadas neste referencial simplifica o modelo, pois, permite trabalhar com um modelo invariante no tempo. Para se obter um modelo invariante no tempo, que facilita o desenho dos controladores, aplica-se a transformada de Park ao modelo da máquina, no plano  $\alpha\beta$ , dado pela equação (3.18). A transformação de Park é dada por (3.19) [21].

$$\begin{bmatrix} d \\ q \\ 0 \end{bmatrix} = \mathbf{D}^T \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ c \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Com:

$$\mathbf{D}^T = \begin{bmatrix} \cos \rho & \sin \rho \\ -\sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix}. \quad (3.20)$$

Onde o argumento  $\rho$  depende da velocidade angular ( $\omega$ ), igual às das grandezas AC, e de um ângulo inicial  $\phi_{ad}$ , entre a componente  $\alpha$ , no referencial  $\alpha\beta$  e a componente directa  $d$ , no sistema de coordenadas dq,  $\rho = \omega t + \phi_{ad}$  [21].

As equações do modelo da máquina de indução no referencial dq são dadas por [24]-[26], [40]-[42]:

$$\begin{cases} U_{ds} = R_s I_{ds} + \dot{\Psi}_{ds} - \omega_s \Psi_{qs} \\ U_{qs} = R_s I_{qs} + \dot{\Psi}_{qs} + \omega_s \Psi_{ds} \\ U_{dr} = R_r I_{dr} + \dot{\Psi}_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \Psi_{qr} \\ U_{qr} = R_r I_{qr} + \dot{\Psi}_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \Psi_{dr} \end{cases} \quad (3.21)$$

Com:

$$\begin{cases} \Psi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Psi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Psi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Psi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (3.22)$$

A tensão, a corrente e o fluxo são representados no plano dq para estator e para o rotor:  $U_{ds}$  e  $U_{qs}$  são as equações para a tensão no estator;  $U_{dr}$  e  $U_{qr}$  são as equações das tensões para o rotor;  $\Psi_{ds}$  e  $\Psi_{qs}$  são os fluxos associados ao estator;  $\Psi_{dr}$  e  $\Psi_{qr}$  são os fluxos associados rotor;  $I_{ds}$  e  $I_{qs}$  são as correntes no estator;  $I_{dr}$  e  $I_{qr}$  são as correntes no rotor.

O modelo (3.21) pode ser representado através do circuito equivalente da figura 42.

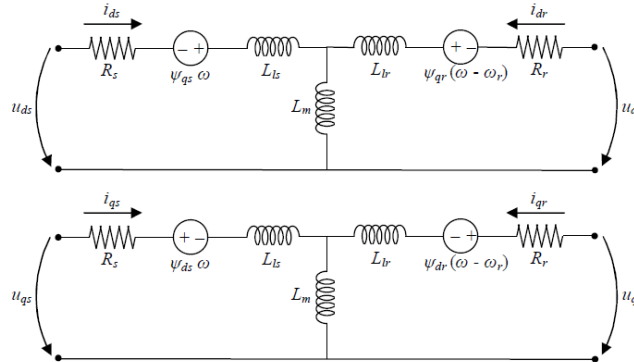


Figura 42 - Circuito equivalente do modelo dinâmico da máquina de indução representado nos eixos dq [42]

O binário eléctrico é dado pela equação (3.23) [24].

$$T_e = \Psi_{qr} i_{dr} - \Psi_{dr} i_{qr} \quad (3.23)$$

Existem vários métodos de controlo de uma máquina de indução entre os quais pode-se referenciar as técnicas com orientação de fluxo, de tensão e de corrente, para o estator ou rotor, que permitem o controlo da máquina de indução. A estratégia mais frequente consiste no controlo por orientação de campo, com a componente d do fluxo do estator alinhada com o eixo d do referencial dq [40],[43] e [45].

A estratégia de controlo por orientação de campo permite a simplificação do modelo da máquina, uma vez que a componente em quadratura do fluxo do estator fica com o valor nulo, equação (3.24).

$$\begin{cases} \Psi_{ds} = \Psi_s \\ \Psi_{qs} = 0 \end{cases} \quad (3.24)$$

Efectuando as substituições nas equações que caracterizam a máquina de indução, na equação (3.21), obtemos as novas equações enunciadas a seguir:

$$\begin{cases} T_{em} = p \Psi_s i_{qs} \\ i_{qs} = -\frac{M}{L_s} i_{qr} \end{cases} \quad (3.25)$$

Com a equação (3.25) obtemos o torque electromagnético em função da corrente no estator e uma relação entre o comportamento desta corrente em função da corrente aplicada no rotor.

As máquinas utilizadas para o fornecimento de energia eléctrica a partir da energia eólica são de grandes dimensões e operam com valores muito grandes de tensão e corrente. Normalmente, pode-se desprezar a componente  $R_s I_{ds}$ , da equação (3.21), obtendo a aproximação dada pela equação (3.26).

$$U_{ds} \approx \Psi_{ds} \quad (3.26)$$

Integrando a equação anterior verifica-se que o fluxo no estator depende apenas da tensão de alimentação e da frequência da rede como indicado na equação (3.27).

$$\Psi_{ds} \approx \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} U_L}{\omega_s} \quad (3.27)$$

Substituindo o resultado anterior na equação (3.25) obtemos o valor da corrente de referência segundo a componente q, que será aplicado no rotor da máquina de indução.

$$i_{qr} = -T_{emref} \frac{L_s}{M} \frac{\omega_s}{\sqrt{\frac{3}{2}} U_L} \quad (3.28)$$

A componente  $i_{dr}$  terá o valor nulo porque é desejado que a gerador forneça apenas potência activa à REE em detrimento da potência reactiva. Este modelo simplificado é útil para estimar o valor da corrente no rotor, segundo a componente q.

### 3.3 Modelo do conversor multinível

Para caracterizar o modelo de conversão multinível é necessário entender o seu princípio de funcionamento e para tal iniciamos com a análise de um braço do conversor, representado na figura 43.

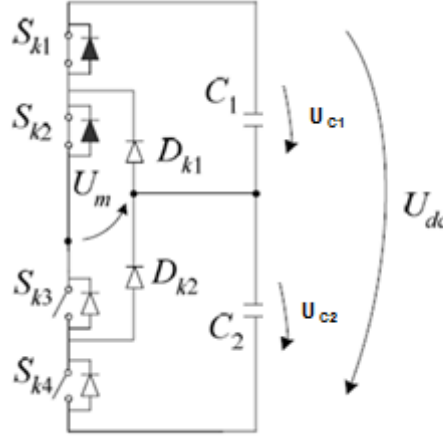


Figura 43 - Braço do conversor multinível (adaptado de [46])

Se considerarmos cada interruptor  $S_{ki}$ , constituído pelo *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT) com um diódo em anti-paralelo, como ideal, então pode-se assumir dois estados de comutação: *ON* quando está em condução; *OFF*, quando está no corte. Se atribuirmos os valores 1 e 0 para os estados *ON* e *OFF*, respectivamente, para cada braço existem dezasseis combinações ( $2^4$ ) possíveis, mas, devido a restrições topológicas, só há três estados possíveis de combinações para produzir os três diferentes níveis de tensão em cada fase [46]. Essas combinações são apresentadas na tabela 6.

Tabela 6 - Estados possíveis num braço do conversor multinível

$U_m$	$S_{k1}$	$S_{k2}$	$S_{k3}$	$S_{k4}$
$U_{C1}$	1	1	0	0
0	0	1	1	0
$-U_{C2}$	0	0	1	1

Se os condensadores  $C_1$  e  $C_2$  estiverem carregados, com as tensões  $U_{c1}$  e  $U_{c2}$ , assumindo que estão equilibradas e com valor  $U_{dc}/2$ , podemos definir a variável de comutação  $\gamma$  que assume os valores 1, 0 e -1, de acordo com as combinações  $S_k$  anteriores, permitindo relacionar a tensão  $U_m$  com a tensão  $U_{dc}$  [21].

$$U_m = \gamma \frac{U_{dc}}{2} \quad (3.29)$$

em que  $\gamma$  assume os seguintes valores,

$$\gamma = \begin{cases} 1 \text{ se } S_{k1} = S_{k2} = 1 \text{ e } S_{k3} = S_{k4} = 0 \\ 0 \text{ se } S_{k1} = S_{k4} = 0 \text{ e } S_{k2} = S_{k3} = 1 \\ -1 \text{ se } S_{k1} = S_{k2} = 0 \text{ e } S_{k3} = S_{k4} = 1 \end{cases} . \quad (3.30)$$

A tensão de saída,  $U_m$ , só poderá assumir três valores  $U_{dc}/2$ , 0 e  $-U_{dc}/2$ . Desta forma podemos trabalhar com valores de tensão mais altos e diminuir o valor da corrente sem alterar o valor da potência fornecida a carga.

O gerador de indução é trifásico, por isso, é necessário ter um conversor trifásico, representação na figura 44.

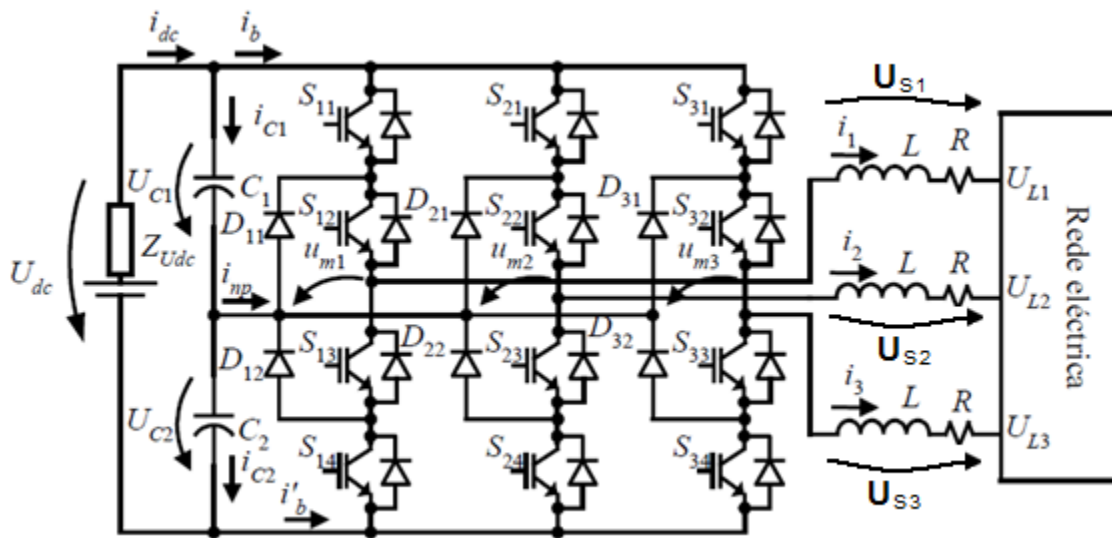


Figura 44 - Conversor multinível NPC trifásico (adaptado de [21])

As equações que caracterizam o conversor multinível NPC são [46]:

$$u_{mk} = \begin{cases} U_{C1} & \text{se } \gamma_k = 1 \\ 0 & \text{se } \gamma_k = 0 \\ U_{C2} & \text{se } \gamma_k = -1 \end{cases}; \quad (3.31)$$

e

$$I_k = \begin{cases} 1 & \text{se } \gamma_k = 1, \\ 0 & \text{se } \gamma_k \neq 1, \end{cases} \quad (3.32)$$

$$I'_k = \begin{cases} -i_k & \text{se } \gamma_k = -1 \\ 0 & \text{se } \gamma_k \neq -1 \end{cases}. \quad (3.33)$$

Considerando a relação entre as variáveis de comutação  $\gamma_k$  e as tensões  $U_{mk}$ , as correntes  $I_k$  e as variáveis  $\Gamma_{1k}$  e  $\Gamma_{2k}$  definidas na equação seguinte:

$$\Gamma_{1k} = \frac{\gamma_k(\gamma_k+1)}{2} \quad \text{e} \quad \Gamma_{2k} = \frac{\gamma_k(1-\gamma_k)}{2}. \quad (3.34)$$

Podemos obter as seguintes equações [46]:

$$U_{mk} = \Gamma_{1k}U_{c1} + \Gamma_{2k}U_{c2}; \quad (3.35)$$

$$I_k = \Gamma_{1k}i_k; \quad (3.36)$$

$$I'_k = \Gamma_{2k}i_k. \quad (3.37)$$

Como:

$$\begin{aligned} i_{c1} &= i_{dc} - i_b; \\ i_{c1} &= C_1 \frac{dU_{c1}}{dt}; \\ i_b &= \sum_{k=1}^3 I_k. \end{aligned} \quad (3.38)$$

Vem que

$$\frac{dU_{c1}}{dt} = \frac{-\Gamma_{11}i_1 - \Gamma_{12}i_2 - \Gamma_{13}i_3 + i_{dc}}{C_1}. \quad (3.39)$$

Analogamente,

$$\frac{dU_{c2}}{dt} = \frac{-\Gamma_{21}i_1 - \Gamma_{22}i_2 - \Gamma_{23}i_3 + i_{dc}}{C_2}. \quad (3.40)$$

As equações anteriores permitem determinar a dinâmica da tensão nos condensadores e consequentemente permitir o controlo das mesmas.

Se na saída do conversor o sistema for equilibrado e trifásico então:

$$U_{s1} + U_{s2} + U_{s3} = 0. \quad (3.41)$$

Se relacionarmos com a equação (3.31) obtêm-se:

$$\begin{bmatrix} U_{s1} \\ U_{s2} \\ U_{s2} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2\Gamma_{11} - \Gamma_{12} - \Gamma_{13} & 2\Gamma_{21} - \Gamma_{22} - \Gamma_{23} \\ -\Gamma_{11} + 2\Gamma_{12} - \Gamma_{13} & -\Gamma_{21} + 2\Gamma_{22} - \Gamma_{23} \\ -\Gamma_{11} - \Gamma_{12} + 2\Gamma_{13} & -\Gamma_{21} - \Gamma_{22} + 2\Gamma_{23} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \end{bmatrix}. \quad (3.42)$$

Para facilitar a representação considera-se que:

$$\begin{bmatrix} \Xi_{11} & \Xi_{12} \\ \Xi_{21} & \Xi_{22} \\ \Xi_{31} & \Xi_{32} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2\Gamma_{11} - \Gamma_{12} - \Gamma_{13} & 2\Gamma_{21} - \Gamma_{22} - \Gamma_{23} \\ -\Gamma_{11} + 2\Gamma_{12} - \Gamma_{13} & -\Gamma_{21} + 2\Gamma_{22} - \Gamma_{23} \\ -\Gamma_{11} - \Gamma_{12} + 2\Gamma_{13} & -\Gamma_{21} - \Gamma_{22} + 2\Gamma_{23} \end{bmatrix}. \quad (3.43)$$

E vem que:

$$\begin{bmatrix} U_{s1} \\ U_{s2} \\ U_{s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Xi_{11} & \Xi_{12} \\ \Xi_{21} & \Xi_{22} \\ \Xi_{31} & \Xi_{32} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \end{bmatrix}. \quad (3.44)$$

As tensões compostas são definidas por:

$$\begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{s1} - U_{s2} \\ U_{s2} - U_{s3} \\ U_{s3} - U_{s1} \end{bmatrix}. \quad (3.45)$$

Aplicando as leis de *Kirchhoff* ao lado AC, da figura 44, a tensão  $U_{sk}$  será:

$$U_{sk} = Ri_k + L \frac{di_k}{dt} + u_{Lk} \quad (3.46)$$

Efectuando todas as substituições obtemos o modelo do conversor em coordenadas 123 (ou em abc) que é dado pelo sistema de equações (3.47).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ U_{C1} \\ U_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & \frac{\Xi_{11}}{L} & \frac{\Xi_{12}}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & \frac{\Xi_{21}}{L} & \frac{\Xi_{22}}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{\Xi_{31}}{L} & \frac{\Xi_{32}}{L} \\ -\frac{\Gamma_{11}}{C_1} & -\frac{\Gamma_{12}}{C_1} & -\frac{\Gamma_{13}}{C_1} & 0 & 0 \\ -\frac{\Gamma_{21}}{C_2} & -\frac{\Gamma_{22}}{C_2} & -\frac{\Gamma_{23}}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ U_{C1} \\ U_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_1} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s1} \\ u_{s2} \\ u_{s2} \\ i_{dc} \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

No sistema de equações (3.47) há duas equações linearmente dependentes porque  $i_1+i_2+i_3=0$ . Pode-se alterar para um sistema linearmente independente se aplicarmos a transformada de Concordia – equação (3.17) – à equação anterior. Aplicando a transformação e realizando as respectivas operações matemáticas de simplificação obtêm-se a equação (3.48).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ U_{C1} \\ U_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & \frac{\Gamma_{1\alpha}}{L} & \frac{\Gamma_{2\alpha}}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & \frac{\Gamma_{1\beta}}{L} & \frac{\Gamma_{2\beta}}{L} \\ -\frac{\Gamma_{1\alpha}}{C_1} & -\frac{\Gamma_{1\beta}}{C_1} & 0 & 0 \\ -\frac{\Gamma_{2\alpha}}{C_2} & -\frac{\Gamma_{2\beta}}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ U_{C1} \\ U_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ i_{dc} \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

Com:

$$\begin{aligned} \Gamma_{1\alpha} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \Gamma_{11} - \frac{\Gamma_{12}}{2} - \frac{\Gamma_{13}}{2} \right); \\ \Gamma_{1\beta} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \Gamma_{12} - \frac{\sqrt{3}}{2} \Gamma_{13} \right); \\ \Gamma_{2\alpha} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \Gamma_{21} - \frac{\Gamma_{22}}{2} - \frac{\Gamma_{23}}{2} \right); \\ \Gamma_{2\beta} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \Gamma_{22} - \frac{\sqrt{3}}{2} \Gamma_{23} \right). \end{aligned} \quad (3.49)$$

Para tornar o sistema de equações (3.48) invariante no tempo em regime estacionário é necessário aplicar a transformada de Park (3.20), resultando o sistema de equações (3.50).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ U_{C1} \\ U_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & w & \frac{\Gamma_{1d}}{L} & \frac{\Gamma_{2d}}{L} \\ -w & -\frac{R}{L} & \frac{\Gamma_{1q}}{L} & \frac{\Gamma_{2q}}{L} \\ -\frac{\Gamma_{1d}}{C_1} & -\frac{\Gamma_{1q}}{C_1} & 0 & 0 \\ -\frac{\Gamma_{2d}}{C_2} & -\frac{\Gamma_{2q}}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ U_{C1} \\ U_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ i_{dc} \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

Com:

$$\begin{aligned} \Gamma_{1d} &= \Gamma_{1\alpha} \cos wt + \Gamma_{1\beta} \sin wt ; \\ \Gamma_{2d} &= \Gamma_{2\alpha} \cos wt + \Gamma_{2\beta} \sin wt ; \\ \Gamma_{1q} &= -\Gamma_{1\alpha} \sin wt + \Gamma_{1\beta} \cos wt ; \\ \Gamma_{2q} &= -\Gamma_{2\alpha} \sin wt + \Gamma_{2\beta} \cos wt. \end{aligned} \quad (3.51)$$

O argumento das funções seno e co-seno é  $wt$  porque considerou-se na aplicação da transformada de Park que o ângulo inicial é zero, ou seja o eixo segundo a componente  $d$  está sobre o eixo  $\alpha$  do referencial  $\alpha\beta$ .

Nesta fase temos as equações que caracterizam o comportamento das correntes em cada um dos ramos do lado AC e o comportamento da tensão nos condensadores. As equações são linearmente independentes e invariantes no tempo, possibilitando o projecto de controladores lineares e invariantes no tempo.

## Capítulo 4 – Controlo do conversor multinível

Neste capítulo vão ser desenhados os controladores de um conversor multinível NPC com controlo óptimo predictivo e vão ser realçadas as características deste método de controlo.

Numa primeira fase serão referidos alguns procedimentos que são necessários ao projecto de controlo do conversor e serão analisados os resultados obtidos com duas técnicas de controlo diferentes. Uma técnica de controlo é o modo de deslizamento, que é referenciada por ser rápida e robusta, e a outra técnica de controlo é o controlo óptimo predictivo que tem como pontos fortes o facto de conseguir fornecer à rede tensão e corrente com baixa distorção harmónica e conseguir melhores aproximações aos valores de referência [21].

Para desenhar os controladores para o conversor multinível NPC existem dois procedimentos primordiais, a parametrização e o projecto do controlador. Na parametrização é necessário dimensionar os valores para as bobinas de acoplamento à rede, o valor das capacidades e a frequência de amostragem. No que concerne ao controlo é necessário aplicar o método que apresenta melhores resultados e que garanta o bom funcionamento do conversor.

### 4.1 Valor de auto-indução das bobinas de interligação à rede de energia

Num conversor electrónico de potência a corrente eléctrica à saída do conversor apresenta tremor (*ripple*) em torno de um sinal referência. O erro em cada instante é a diferença entre o valor da corrente medido e a sua referência. A bobina de acoplamento tem a função de suavizar este tremor e contribui na regulação do valor máximo do erro de tremor. A figura 45 mostra a corrente e a sua referência à saída de um conversor electrónico de potência.

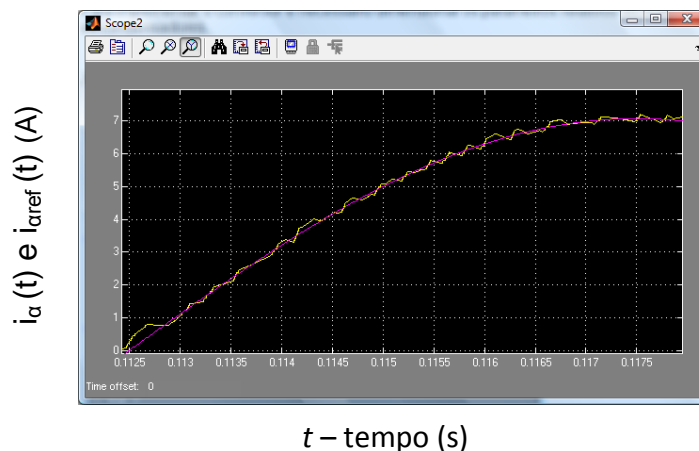


Figura 45 - Sinal à saída do conversor, corrente de referência a roxo ( $i_{\alpha ref}$ ) e corrente medida a amarelo ( $i_{\alpha}$ )

Para determinar o valor do coeficiente auto-indução da bobina é necessário tomar a equação que nos dá o comportamento da corrente e tensão. Da equação (3.47) retiramos que:

$$U_{s1} = Ri_{1k} + L \frac{di_1}{dt} + u_{s1}$$

Que pode ser representado na figura 46.

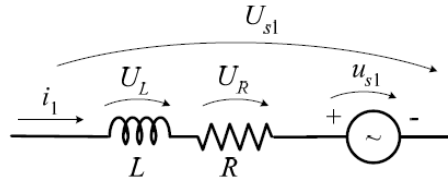


Figura 46 - Modelo de uma fase AC

Se o valor da resistência tender para zero, muito pequena, obtemos a relação apresentada na equação (4.1).

$$U_{s1} \cong L \frac{di_1}{dt} + u_{s1};$$

$$\Leftrightarrow \frac{di_1}{dt} = \frac{(U_{s1} - u_{s1})}{L}. \quad (4.1)$$

Da equação (4.1) podemos verificar que a variação da corrente depende do coeficiente de auto-indução e da diferença entre a tensão imposta pelo conversor e a tensão da rede em cada instante de tempo.

Se consideramos que o comportamento da corrente é linear e que oscila em torno da corrente de referência com um erro máximo fixo, como mostra a figura 47.

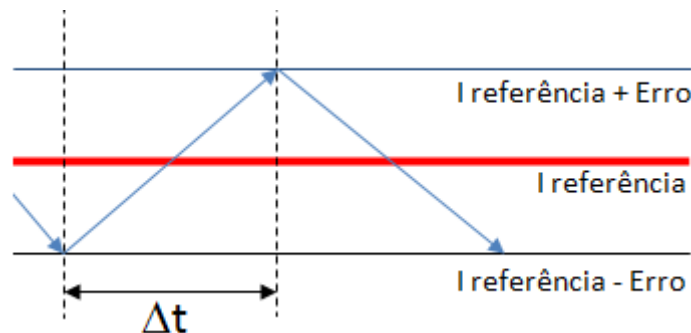


Figura 47 - Linearização da corrente de saída do conversor NPC

Desta forma podemos efectuar a seguinte aproximação dada pela equação (4.2) [47].

$$\frac{di_1}{dt} \approx \frac{\Delta i_1}{\Delta t} \quad (4.2)$$

Igualando as equações (4.1) e (4.2) obtemos

$$L \approx \frac{(U_{s1} - u_{s1})\Delta t}{\Delta i_1} . \quad (4.3)$$

Com:

$$\begin{cases} \Delta t = \frac{1}{f_{com}} \\ \Delta i = 2\varepsilon \end{cases} \quad (4.4)$$

Em que  $f_{com}$  é a frequência de comutação do conversor e  $\varepsilon$  é o erro ou o desvio máximo de corrente.

Da equação (4.1) podemos verificar que o tremor é máximo quando a diferença de tensões é máxima, ou seja, quando a tensão imposta pelo conversor assume o seu valor de pico e a tensão da rede tem um valor mínimo negativo.

Por outro lado, quanto maior for o valor do coeficiente de auto – indução da bobina menor será o tremor, mas é necessário ter em conta que será maior a queda de tensão na bobina, em regime estacionário, dado por  $U_L = \omega LI$ .

É necessário estabelecer um compromisso entre o erro máximo admissível e o valor da queda de tensão na bobina, para tal é necessário determinar qual o valor mínimo de  $L$ .

Da equação (4.3) podemos retirar a seguinte conclusão [47]:

$$L_{min} = \frac{U_{smin}\Delta t}{\Delta i_1} . \quad (4.5)$$

Do modelo da dinâmica do conversor, e considerando que  $U_{c1}=U_{c2}=U_{dc}/2$ , vem [47]:

$$U_{s1} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \gamma_3 \end{bmatrix} \frac{U_{dc}}{2} . \quad (4.6)$$

Na figura 48 está representado o valor de  $U_{S1}$  para os diferentes gamas, considerando uma tensão  $U_{dc}$  de 1200 V. Pode-se verificar que o valor mínimo da tensão  $U_{S1}$  em módulo, sem ser o zero, é 200 V que corresponde a  $U_{dc}/6$ .

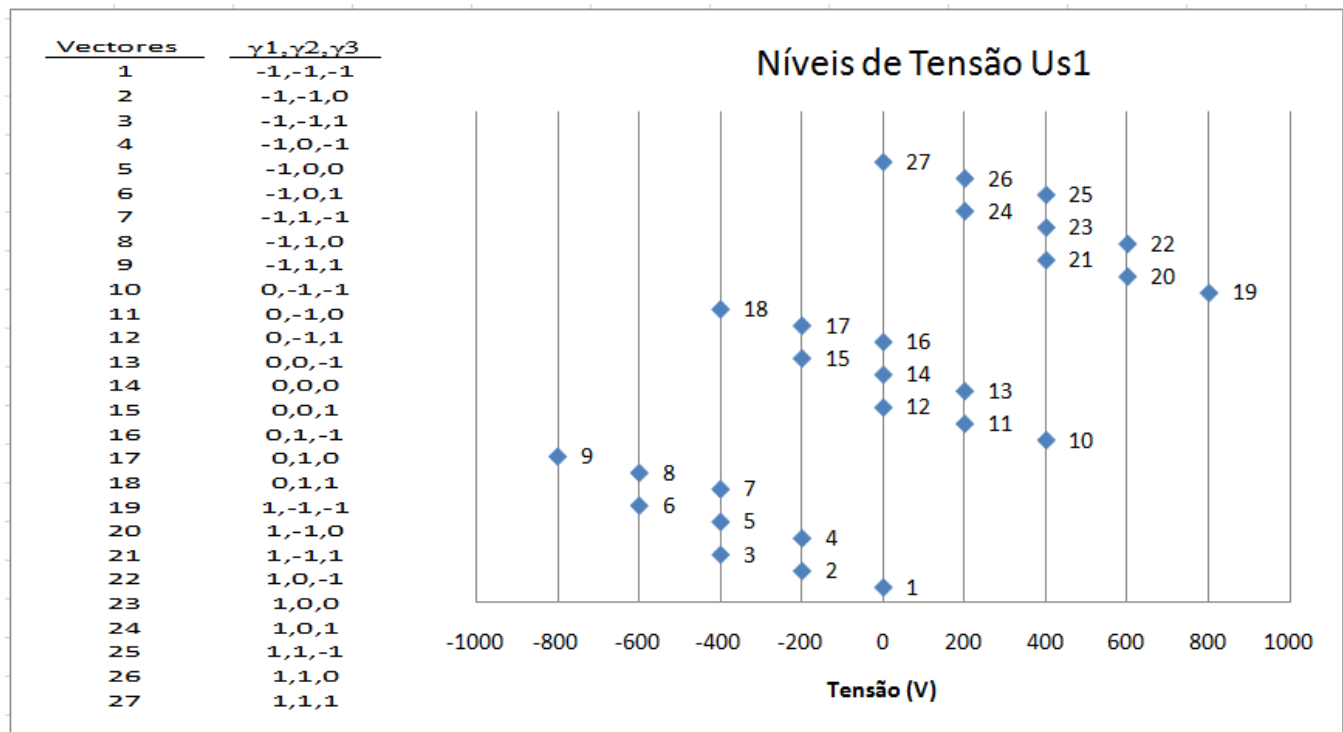


Figura 48 - Tensões impostas numa fase da rede pelo conversor para os diferentes gamas

Se para um  $\Delta t = 50 \mu s$  e um erro de 1 ampere ( $\Delta i = 1 A$ ) com a equação (4.5) obtemos o valor mínimo estimado do coeficiente de auto-indução da bobina (10 mH).

## 4.2 Valor estimado da capacidade dos condensadores do conversor NPC

O valor das capacidades dos condensadores deve ser suficientemente elevado para manter constante a tensão DC quando existirem variações de tensão. O valor de  $U_{dc}$  não pode ser mais baixo do que o valor de pico das tensões alternadas para que o conversor consiga comandar as correntes. Ou seja, tem de verificar-se  $U_{S1} > u_{S1máx}$ . Por outro lado, quanto maior for a capacidade maior será o custo e o espaço necessário na cabine do aerogerador.

A equação (4.7) indica o valor energia armazenada num condensador [47].

$$W_c = \frac{1}{2} C (U_{dc})^2 \quad (4.7)$$

Para cada condensador NPC podemos considerar que:

$$\begin{aligned}
 W_{c1} &= \frac{W_c}{2}; \\
 &\Leftrightarrow W_c = C_1 \frac{U_{dc}^2}{4} \\
 &\Leftrightarrow S_{mon} \Delta t = C_1 \frac{U_{dc}^2}{4} \\
 &\Leftrightarrow C_1 = \frac{4S_{nom} \Delta t}{U_{dc}^2}
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

Nesta dissertação de mestrado considerou-se o tempo de amostragem de  $\Delta t = 50 \mu s$  que corresponde à frequência de amostragem de 20 KHz. Para que o controlador efectue o controlo da corrente pode-se considerar que a frequência de comutação dos semicondutores de potência é dez vezes inferior à frequência de amostragem obtendo-se uma frequência de comutação na ordem dos 2 KHz.

Após o controlo da corrente pode ser necessário equilibrar a tensão nos condensadores e considera-se que para cada conjunto de dez comutações dos semicondutores de potência activos uma comutação destina-se ao equilíbrio da tensão nos condensadores, para carregar ou descarregar cada um dos condensadores. Desta forma considera-se que a frequência de carga e descarga é dez vezes inferior à frequência de comutação obtendo-se o valor de 0,2 KHz que corresponde a uma variação de tempo de 0,005 s.

Se, por exemplo, a potência nominal ( $S_{nom}$ ) no *link* DC for na ordem de 1 MW, a tensão  $U_{dc}$  for igual a 1200 V e a variação do tempo igual a 0,005 s a partir da equação (4.8) obtemos um valor para a capacidade aproximadamente igual a 14 mF, para cada um dos condensadores. Este método embora não seja determinístico permite-nos estimar o valor da capacidade em cada um dos condensadores que constituem o *link* DC.

### 4.3 Controlador por modo de deslizamento do conversor multinível

Numa primeira fase, com vista à consolidação dos conhecimentos adquiridos, optou-se por implementar o controlo por modo de deslizamento, que é um método conhecido, já foi estudado e implementado em outros projectos devido às suas características intrínsecas de robustez, velocidade de resposta e redução da ordem do sistema controlado. Além disso o método de controlo por modo de deslizamento caracteriza-se por ser um método simples e que não exige muita capacidade de processamento, sendo por isso, muito utilizado para controlo de conversores electrónicos de potência [21].

Analizando as equações da dinâmica das correntes AC (3.48), representadas no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ , verifica-se que existem  $3^3=27$  combinações possíveis, representadas na tabela 7.

No que concerne à corrente verifica-se que a corrente no neutro pode ser representada pela equação (4.9).

$$i_{np} = i_{c1} - i_{c2} ;$$

$$\Leftrightarrow i_{np} = -\gamma_1^2 i_1 - \gamma_2^2 i_2 - \gamma_3^2 i_3$$
(4.9)

A figura 49 consiste no esquema que foi utilizado para determinar a equação (4.9).

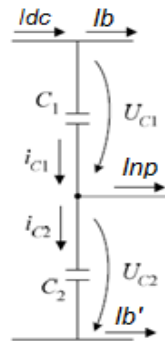


Figura 49 - Sentido das correntes no ponto neutro

Tabela 7 - Vetores do conversor multinível trifásico NPC de três braços [21].

Vector	$\gamma_1$	$\gamma_2$	$\gamma_3$	$u_{m1}$	$u_{m2}$	$u_{m3}$	$u_a/U_{dc}$	$u_b/U_{dc}$	$i_b-i'_b$	$i_{np}$
1	-1	-1	-1	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0,00	0,00	0	0
2	-1	-1	0	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0	-0,20	-0,35	$i_3$	$i_3$
3	-1	-1	1	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	-0,41	-0,71	$-i_1-i_2+i_3$	0
4	-1	0	-1	$-U_{dc}/2$	0	$-U_{dc}/2$	-0,20	0,35	$i_2$	$i_2$
5	-1	0	0	$-U_{dc}/2$	0	0	-0,41	0,00	$-i_1$	$-i_1$
6	-1	0	1	$-U_{dc}/2$	0	$U_{dc}/2$	-0,61	-0,35	$-i_1+i_3$	$-i_1-i_3$
7	-1	1	-1	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	-0,41	0,71	$-i_1+i_2-i_3$	0
8	-1	1	0	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	0	-0,61	0,35	$-i_1+i_2$	$-i_1-i_2$
9	-1	1	1	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	-0,82	0,00	$-i_1+i_2+i_3$	0
10	0	-1	-1	0	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0,41	0,00	$i_1$	$i_1$
11	0	-1	0	0	$-U_{dc}/2$	0	0,20	-0,35	$-i_2$	$-i_2$
12	0	-1	1	0	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	0,00	-0,71	$-i_2+i_3$	$-i_2-i_3$
13	0	0	-1	0	0	$-U_{dc}/2$	0,20	0,35	$-i_3$	$-i_3$
14	0	0	0	0	0	0	0,00	0,00	0	0
15	0	0	1	0	0	$U_{dc}/2$	-0,20	-0,35	$i_3$	$-i_3$
16	0	1	-1	0	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0,00	0,71	$i_2-i_3$	$-i_2-i_3$
17	0	1	0	0	$U_{dc}/2$	0	-0,20	0,35	$i_2$	$-i_2$
18	0	1	1	0	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	-0,41	0,00	$-i_1$	$i_1$
19	1	-1	-1	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0,82	0,00	$i_1-i_2-i_3$	0
20	1	-1	0	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0	0,61	-0,35	$i_1-i_2$	$-i_1-i_2$
21	1	-1	1	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	0,41	-0,71	$i_1-i_2+i_3$	0
22	1	0	-1	$U_{dc}/2$	0	$-U_{dc}/2$	0,61	0,35	$i_1-i_3$	$-i_1-i_3$
23	1	0	0	$U_{dc}/2$	0	0	0,41	0,00	$i_1$	$-i_1$
24	1	0	1	$U_{dc}/2$	0	$U_{dc}/2$	0,20	-0,35	$-i_2$	$i_2$
25	1	1	-1	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0,41	0,71	$i_1+i_2-i_3$	0
26	1	1	0	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	0	0,20	0,35	$-i_3$	$i_3$
27	1	1	1	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	0,00	0,00	0	0

Os vectores são representados graficamente na figura 50. Em cada vector pode-se verificar os valores que assumem cada um dos gamas, por exemplo, o vector 22, tem  $\gamma_1=1$ ,  $\gamma_2=0$  e  $\gamma_3=-1$ .

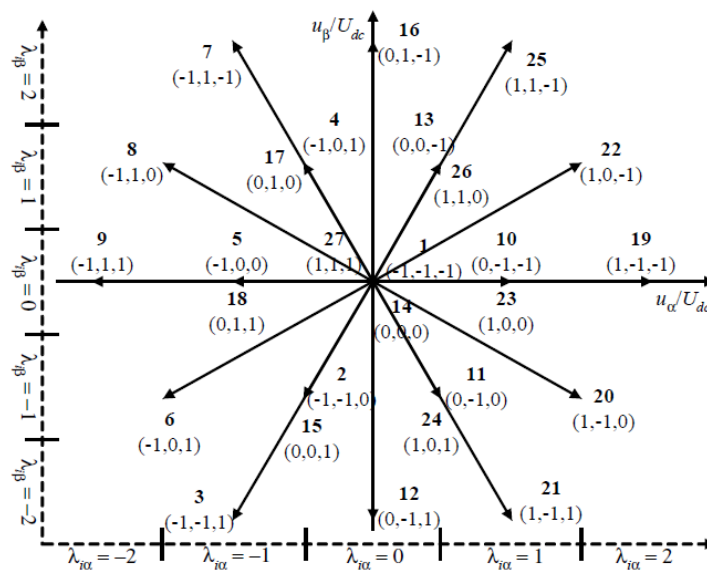


Figura 50 - Vetores de tensão no plano  $\alpha\beta$  [21]

### 4.3.1 Controlo das correntes

Um dos objectivos do controlo consiste em aproximar as correntes  $i_\alpha$  e  $i_\beta$  na saída do conversor às respectivas referências. Assim, o erro será a diferença entre o valor da referência pelo valor medido num determinado instante de tempo.

$$e_{i\alpha\beta} = i_{ref\alpha\beta} - i_{\alpha\beta} \quad (4.10)$$

Substituindo na equação da dinâmica (3.48) resulta

$$\begin{cases} \frac{de_{i\alpha}}{dt} = -\frac{R}{L}e_{i\alpha} + \frac{R}{L}i_{\alpha ref} + \frac{di_{\alpha ref}}{dt} + \frac{u_{s\alpha}}{L} - \frac{\Gamma_{1\alpha}}{L}U_{c1} - \frac{\Gamma_{2\alpha}}{L}U_{c2} \\ \frac{de_{i\beta}}{dt} = -\frac{R}{L}e_{i\beta} + \frac{R}{L}i_{\beta ref} + \frac{di_{\beta ref}}{dt} + \frac{u_{s\beta}}{L} - \frac{\Gamma_{1\beta}}{L}U_{c1} - \frac{\Gamma_{2\beta}}{L}U_{c2} \end{cases} \quad (4.11)$$

A lei de comutação limita o comportamento da corrente dentro de uma superfície de deslizamento, ou seja, se o valor do erro for positivo e superior ao limite máximo do erro admissível, então a derivada do erro tem de ser negativa, porque a corrente atingiu o limite da superfície de deslizamento, como mostra a figura 47. Caso contrário, quando o erro é inferior ao limite mínimo ( $\varepsilon$ ), então a derivada do erro terá de ser positiva, como indicado na equação (4.12) [33].

$$\begin{cases} S(e_{i\alpha}, t) > \varepsilon \Rightarrow \frac{dS(e_{i\alpha}, t)}{dt} < 0 \Rightarrow \left( \frac{\Gamma_{1\alpha}}{L}U_{c1} + \frac{\Gamma_{2\alpha}}{L}U_{c2} \right) > Ri_\alpha + L \frac{di_{\alpha ref}}{dt} + u_{s\alpha} \\ S(e_{i\alpha}, t) < -\varepsilon \Rightarrow \frac{dS(e_{i\alpha}, t)}{dt} > 0 \Rightarrow \left( \frac{\Gamma_{1\alpha}}{L}U_{c1} + \frac{\Gamma_{2\alpha}}{L}U_{c2} \right) < Ri_\alpha + L \frac{di_{\alpha ref}}{dt} + u_{s\alpha} \end{cases} \quad (4.12)$$

Da mesma forma para o plano  $\beta$  [33]

$$\begin{cases} S(e_{i\beta}, t) > \varepsilon \Rightarrow \frac{dS(e_{i\beta}, t)}{dt} < 0 \Rightarrow \left( \frac{\Gamma_{1\beta}}{L}U_{c1} + \frac{\Gamma_{2\beta}}{L}U_{c2} \right) > Ri_\beta + L \frac{di_{\beta ref}}{dt} + u_{s\beta} \\ S(e_{i\beta}, t) < -\varepsilon \Rightarrow \frac{dS(e_{i\beta}, t)}{dt} > 0 \Rightarrow \left( \frac{\Gamma_{1\beta}}{L}U_{c1} + \frac{\Gamma_{2\beta}}{L}U_{c2} \right) < Ri_\beta + L \frac{di_{\beta ref}}{dt} + u_{s\beta} \end{cases} \quad (4.13)$$

Em resumo, verificamos que é necessário aplicar um vector de controlo do conversor multinível cuja componente de tensão seja superior a soma da tensão na bobina, na resistência e da rede eléctrica.

### 4.3.2 Equilíbrio da tensão dos condensadores

Da mesma forma, como foi realizado para o controlo das correntes, é necessário definir o valor do erro máximo admissível para a variação da tensão nos condensadores. Então o erro de tensão será a diferença entre  $U_{c1}$  e  $U_{c2}$  e é dado pela equação (4.14) [18].

$$e_{Uc} = U_{c1} - U_{c2} \quad (4.14)$$

Substituindo o resultado anterior na equação da dinâmica das tensões nos condensadores (3.48), no plano  $\alpha\beta$ , vem:

$$\frac{de_{Uc}}{dt} = \left(\frac{\Gamma_{2\alpha}}{C_2} - \frac{\Gamma_{1\alpha}}{C_1}\right) i_\alpha + \left(\frac{\Gamma_{2\beta}}{C_2} - \frac{\Gamma_{1\beta}}{C_1}\right) i_\beta - \left(\frac{1}{C_2} - \frac{1}{C_1}\right) i_{dc}. \quad (4.15)$$

Aplicando o método de controlo por modo de deslizamento obtemos a lei de comutação seguinte [33]:

$$\begin{cases} U_{c1} > U_{c2} + \varepsilon \Rightarrow i_{np} < 0 \\ U_{c1} < U_{c2} - \varepsilon \Rightarrow i_{np} > 0 \end{cases} \quad (4.16)$$

Se a tensão  $U_{c1}$  for superior à soma da tensão  $U_{c2}$  com o erro máximo admissível, de equilíbrio das tensões dos condensadores, então deve ser seleccionado um vector do conversor que imponha que a corrente no ponto neutro seja negativa. Se  $U_{c1}$  for inferior à tensão do condensador  $U_{c2}$  menos o limite admissível de erro para o equilíbrio das tensões dos condensadores, então o vector seleccionado deve ser aquele que faz com que a corrente no ponto neutro seja positiva.

### 4.3.3 Selecção de vectores

Ao analisar a tabela 7 podemos verificar que esta contém vinte e sete vectores que permitem controlar as correntes AC do conversor multinível. Do conjunto de vectores existem dezanove que não são redundantes (dezanove pontos de tensão), como podemos observar na figura 50, e podem ser utilizados para comandar as correntes. Os restantes vectores, os redundantes, são utilizados para o equilíbrio da tensão nos condensadores.

Para seleccionar um dos dezanove vectores distintos quantificam-se os cinco níveis de tensão ( $5^2 = 25$  estados possíveis), definidos para cada uma das componentes  $\alpha$  e  $\beta$ , utilizando variáveis inteiras  $\lambda_{i\alpha}$  e  $\lambda_{i\beta}$ , pertencentes ao conjunto de valores  $\{-2, -1, 0, 1, 2\}$ , como indicado na figura 50.

No controlo do equilíbrio das tensões dos condensadores os erros das tensões dos condensadores estão relacionados com a corrente no ponto neutro,  $i_{np}$ . O sentido da corrente no ponto neutro depende do sentido de transferência de energia no conversor multinível, ou seja, se está a fornecer ou a receber energia da rede de energia eléctrica.

Considerando que não há perdas, a potência do lado contínuo é aproximadamente igual à potência do lado alternado e é dada pela equação (4.17).

$$P \cong (i_b - i'_b) \frac{U_{dc}}{2} = (\gamma_1 i_1 + \gamma_2 i_2 + \gamma_3 i_3) \frac{U_{dc}}{2} \quad (4.17)$$

Definindo as seguintes equações de comando para o sentido da transferência de potência vem que:

$$P_{\text{sentido}} = \begin{cases} 1, i_b - i'_b > 0 \\ 0, i_b - i'_b < 0 \end{cases}; \quad (4.18)$$

$$\Delta_{UC} = \begin{cases} 1, e_{UC} > 0 \\ 0, e_{UC} < 0 \end{cases}.$$

Os vectores redundantes em função do sentido da potência e do sinal da variação da tensão estão representados na tabela 8.

Tabela 8 - Vectores redundantes para o equilíbrio da tensão dos condensadores

$(\Delta_{UC} > 0 \wedge P < 0) \vee (\Delta_{UC} < 0 \wedge P > 0)$	2	4	5	10	11	13
$(\Delta_{UC} > 0 \wedge P > 0) \vee (\Delta_{UC} < 0 \wedge P < 0)$	15	17	18	23	24	26

De forma a sintetizar os pressupostos feitos anteriormente apresenta-se na tabela 9 a selecção dos vectores de controlo em função dos erros das correntes quantificados,  $\lambda_{i\alpha\beta}$ , o sentido de transferência da energia,  $P$ , a variação da tensão dos condensadores,  $\Delta_{UC}$ , e as leis de controlo por modo de deslizamento.

Tabela 9 - Selecção dos vectores de controlo [21]

		$(\Delta_{UC}>0 \wedge \Delta_{ib-i'b}>0) \vee$ $(\Delta_{UC}<0 \wedge \Delta_{ib-i'b}<0)$					$(\Delta_{UC}>0 \wedge \Delta_{ib-i'b}<0) \vee$ $(\Delta_{UC}<0 \wedge \Delta_{ib-i'b}>0)$				
		$\lambda_{i\alpha}$									
		-2	-1	0	1	2	-2	-1	0	1	2
$\lambda_{i\beta}$	2	8	7	16	25	25	8	7	16	25	25
	1	8	17	17	26	22	8	4	4	13	22
	0	9	18	27	23	19	9	5	27	10	19
	-1	6	15	24	24	20	6	2	11	11	20
	-2	3	3	12	21	20	3	3	12	21	20

Nos conversores multinível NPC é necessário garantir que a máxima variação da tensão entre o braço do conversor multinível e o ponto neutro,  $U_{mk}$ , é  $U_{dc}/2$  ou que as variações das variáveis de comutação,  $\gamma_k$ , passam sempre pelo nível intermédio. Assim, podemos definir a seguinte condição dada pela equação (4.19).

$$|\gamma_k - \gamma_{kanterior}| < 2 \quad (4.19)$$

Na implementação do controlador, no simulador, tem-se em conta esta regra para escolha dos vectores.

#### 4.3.4 Simulação do controlador por modo de deslizamento

O conversor multinível de três braços com o controlador por modo de deslizamento foi definido no programa de simulação Matlab/Simulink, como mostra a figura 51.

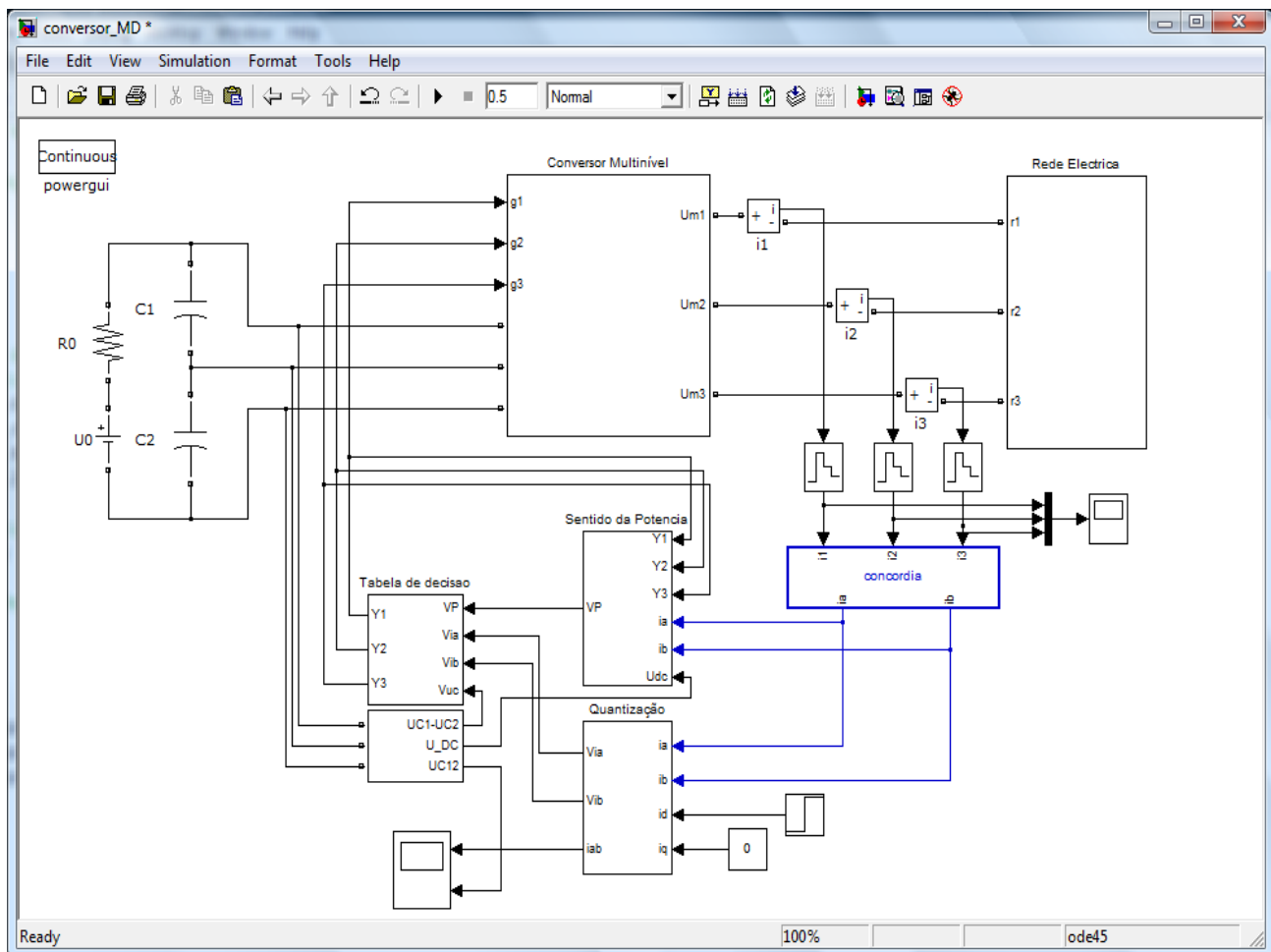


Figura 51 - Conversor NPC com controlo por modo de deslizamento

O controlador por modo de deslizamento tem de seguir as referências impostas e manter o equilíbrio da tensão nos condensadores. Para testar o método foi introduzida uma corrente em degrau de referência de 100 A e que transitava para 200 A após 0,25 s. Os resultados estão representados na figura 52.

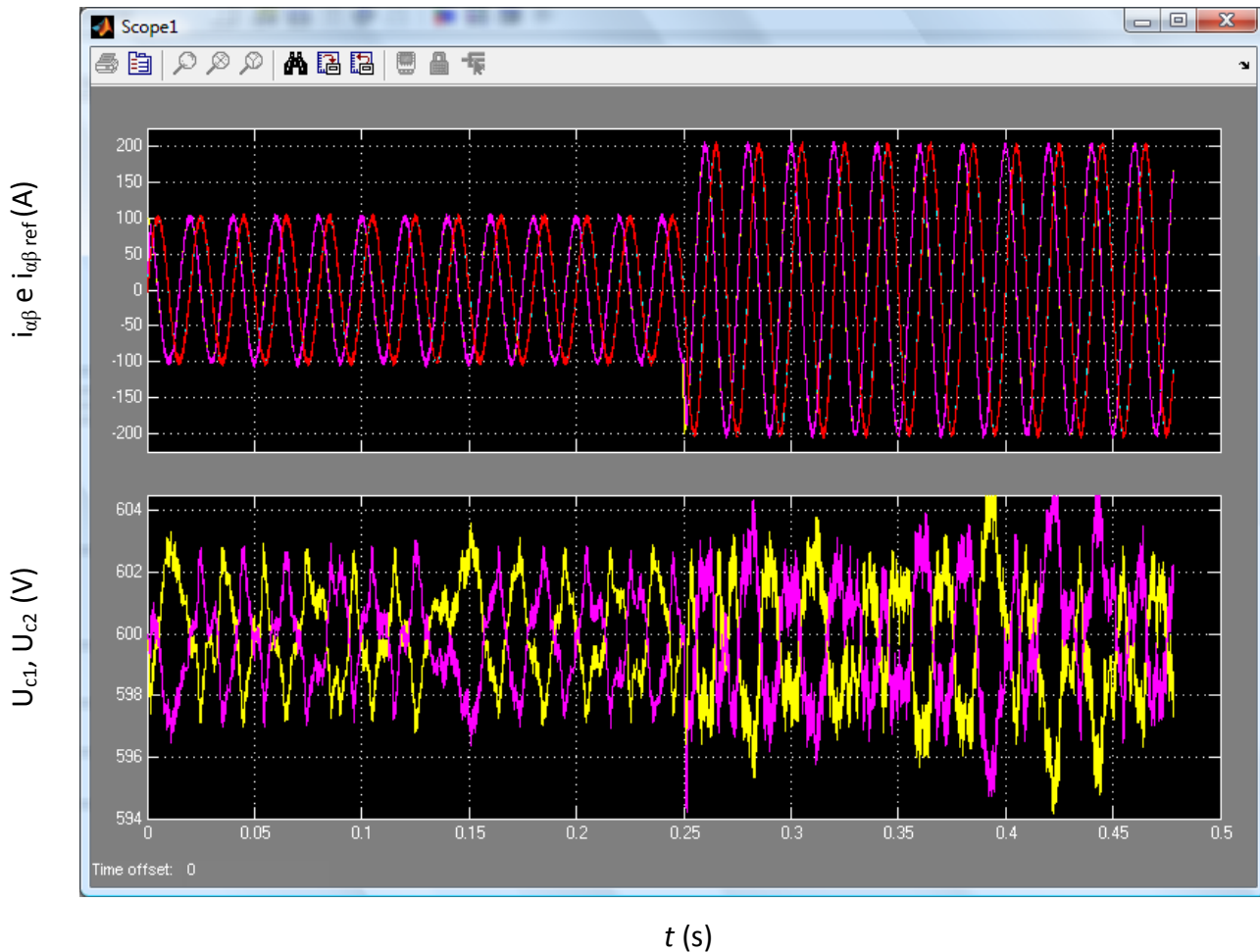


Figura 52 - Acompanhamento de referências e equilíbrio da tensão dos condensadores

Para uma tensão no *link* DC de 1200 V verificamos que  $U_{c1} \approx U_{c2} = U_{dc}/2$ , ou seja, existe o equilíbrio da tensão nos condensadores e que o erro máximo de tensão é 4V.

Com base nos resultados obtidos com o controlo por modo de deslizamento do conversor multinível NPC verificamos que este método apresenta uma resposta rápida às variações abruptas das correntes AC de referência do conversor multinível.

Se analisarmos com pormenor as correntes de saída, na figura 53, verifica-se que existe algum tremor.

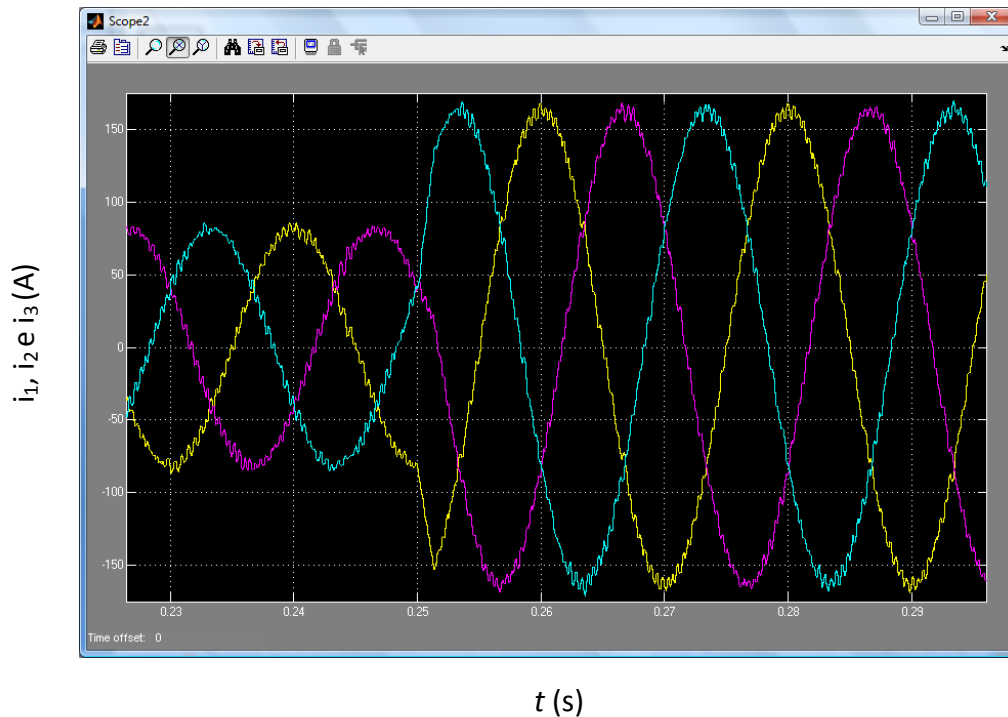


Figura 53 - Correntes impostas à rede

Para minimizar o tremor seria necessário aumentar o valor da bobina sob pena de diminuir o valor máximo de corrente que o conversor consegue impor, aumentar a frequência de comutação, o que faz aumentar as perdas devido ao aumento das comutações ou utilizar um método para otimizar o tremor.

## 4.4 Controlo com o método óptimo predictivo

Esta técnica de controlo consiste na estimação do valor das correntes AC de saída e das tensões de entrada, aos terminais dos condensadores, para o próximo passo de amostragem, utilizando modelos linearizados e considerando todos os 27 vectores de saída disponíveis para o conversor de três braços. É necessário ter uma função quadrática de custos ponderados para determinar o vector de tensão de saída que minimiza os erros das correntes do lado AC e o desequilíbrio das tensões dos condensadores do lado DC [34] e [48].

### 4.4.1 Equações de predição das correntes

Tomando a equação da dinâmica das correntes e tensões do conversor multinível é possível estimar quais os valores que vão ter as variáveis que queremos controlar. Da equação (3.48) retiramos que:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{\alpha} = -\frac{R}{L} i_{\alpha} + \frac{\Gamma_{1\alpha}}{L} U_{C1} + \frac{\Gamma_{2\alpha}}{L} U_{C2} - \frac{1}{L} u_{s\alpha} \\ \frac{d}{dt} i_{\beta} = -\frac{R}{L} i_{\beta} + \frac{\Gamma_{1\beta}}{L} U_{C1} + \frac{\Gamma_{2\beta}}{L} U_{C2} - \frac{1}{L} u_{s\beta} \end{cases} \quad (4.20)$$

Atendendo à definição de derivada

$$\frac{df(a)}{dx} = \lim_{x \rightarrow a} \frac{f(x) - f(a)}{x - a} \quad (4.21)$$

Se consideramos que  $\Delta T = (t_s + 1) - (t_s)$  vem:

$$\begin{aligned} i_{\alpha}(t_s + 1) &\approx i_{\alpha}(t_s) - \frac{R}{L} i_{\alpha}(t_s) \Delta T + \frac{\Gamma_{1\alpha}}{L} U_{C1}(t_s) \Delta T + \frac{\Gamma_{2\alpha}}{L} U_{C2}(t_s) \Delta T - \frac{1}{L} u_{s\alpha}(t_s) \Delta T; \\ i_{\beta}(t_s + 1) &\approx i_{\beta}(t_s) - \frac{R}{L} i_{\beta}(t_s) \Delta T + \frac{\Gamma_{1\beta}}{L} U_{C1}(t_s) \Delta T + \frac{\Gamma_{2\beta}}{L} U_{C2}(t_s) \Delta T - \frac{1}{L} u_{s\beta}(t_s) \Delta T \end{aligned} \quad (4.22)$$

O erro das correntes é dado pela equação (4.23)

$$\begin{aligned} e_{i\alpha}(t_s + 1) &= i_{\alpha_{ref}}(t_s + 1) - i_{\alpha}(t_s + 1); \\ e_{i\beta}(t_s + 1) &= i_{\beta_{ref}}(t_s + 1) - i_{\beta}(t_s + 1) \end{aligned} \quad (4.23)$$

#### 4.4.2 Equações de predição do equilíbrio da tensão nos condensadores

Das equações da dinâmica das tensões (3.48) retiramos que:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} U_{C1} &= -\frac{\Gamma_{1\alpha}}{C_1} i_\alpha - \frac{\Gamma_{1\beta}}{C_1} i_\beta + \frac{1}{C_1} i_{dc}; \\ \frac{d}{dt} U_{C2} &= -\frac{\Gamma_{2\alpha}}{C_2} i_\alpha - \frac{\Gamma_{2\beta}}{C_2} i_\beta + \frac{1}{C_2} i_{dc}. \end{aligned} \quad (4.24)$$

De forma análoga ao processo efectuado para a corrente obtemos a equação de predição da tensão no próximo instante de amostragem.

$$\begin{aligned} U_{C1}(t_s + 1) &= U_{C1}(t_s) - \frac{\Gamma_{1\alpha}}{C_1} i_\alpha(t_s) \Delta T - \frac{\Gamma_{1\beta}}{C_1} i_\beta(t_s) \Delta T + \frac{\Delta T}{C_1} i_{dc}; \\ U_{C2}(t_s + 1) &= U_{C2}(t_s) - \frac{\Gamma_{2\alpha}}{C_2} i_\alpha(t_s) \Delta T - \frac{\Gamma_{2\beta}}{C_2} i_\beta(t_s) \Delta T + \frac{\Delta T}{C_2} i_{dc}. \end{aligned} \quad (4.25)$$

Se considerarmos que os valores das capacidades dos condensadores são iguais,  $C_1=C_2=C$ , então o erro da tensão no próximo instante de amostragem será a diferença dessas tensões no próximo instante.

$$\begin{aligned} e_{UC}(t_s + 1) &= U_{C1}(t_s + 1) - U_{C2}(t_s + 1); \\ \Leftrightarrow e_{UC}(t_s + 1) &\approx U_{C1}(t_s) - U_{C2}(t_s) + (\Gamma_{2\alpha} - \Gamma_{1\alpha}) \frac{\Delta T}{C} i_\alpha(t_s) + (\Gamma_{2\beta} - \Gamma_{1\beta}) \frac{\Delta T}{C} i_\beta(t_s). \end{aligned} \quad (4.26)$$

#### 4.4.3 Estratégia de controlo

Uma vez encontradas as equações que estimam o erro no próximo instante de amostragem é necessário escolher o próximo vector a ser aplicado ao conversor. Este tem de respeitar os vectores adjacentes, sob o risco de provocar curto-circuito nos interruptores e tem de minimizar, simultaneamente, o erro das correntes e da variação de tensão nos condensadores.

Assim, para minimizar os erros de forma controlada, é utilizado um funcional de custo que atribui pesos diferentes quer ao controlo das correntes quer ao controlo da tensão. O funcional de custo é dado pela equação (4.27) [21].

$$C(t_s + 1) = \sqrt{\frac{e_{i\alpha}^2(t_s + 1)}{\rho_{i\alpha}} + \frac{e_{i\beta}^2(t_s + 1)}{\rho_{i\beta}} + \frac{e_{UC}^2(t_s + 1)}{\rho_{UC}}} \quad (4.27)$$

Com:

$$\begin{aligned}\rho_{i\alpha} &= \frac{N_{i\alpha}^2}{P_{i\alpha}} ; \\ \rho_{i\beta} &= \frac{N_{i\beta}^2}{P_{i\beta}} ; \\ \rho_{UC} &= \frac{N_{UC}^2}{P_{UC}} .\end{aligned}\quad (4.28)$$

Os parâmetros  $N_{i\alpha}$ ,  $N_{i\beta}$  e  $N_{UC}$  são constantes que normalizam os erros das correntes AC do conversor multinível e a diferença de tensão dos condensadores, respectivamente. Os parâmetros  $P_{i\alpha}$ ,  $P_{i\beta}$  e  $P_{UC}$  permitem atribuir diferentes prioridades às variáveis de controlo, que são as correntes AC e a diferença de tensão dos condensadores.

A atribuição de diferentes prioridades é importante porque pode-se controlar separadamente a qualidade dos diferentes sinais. Se, por exemplo, desejamos ter correntes com baixa distorção harmónica e o valor da diferença de tensões não é significativo então deverá ser dada maior prioridade aos parâmetros  $P_{i\alpha}$  e  $P_{i\beta}$ .

#### 4.4.4 Resultados de simulação do controlo óptimo predictivo

O conversor multinível de três braços com o controlador óptimo predictivo foi esquematizado no programa de simulação Matlab/Simulink, como mostra na figura 54.

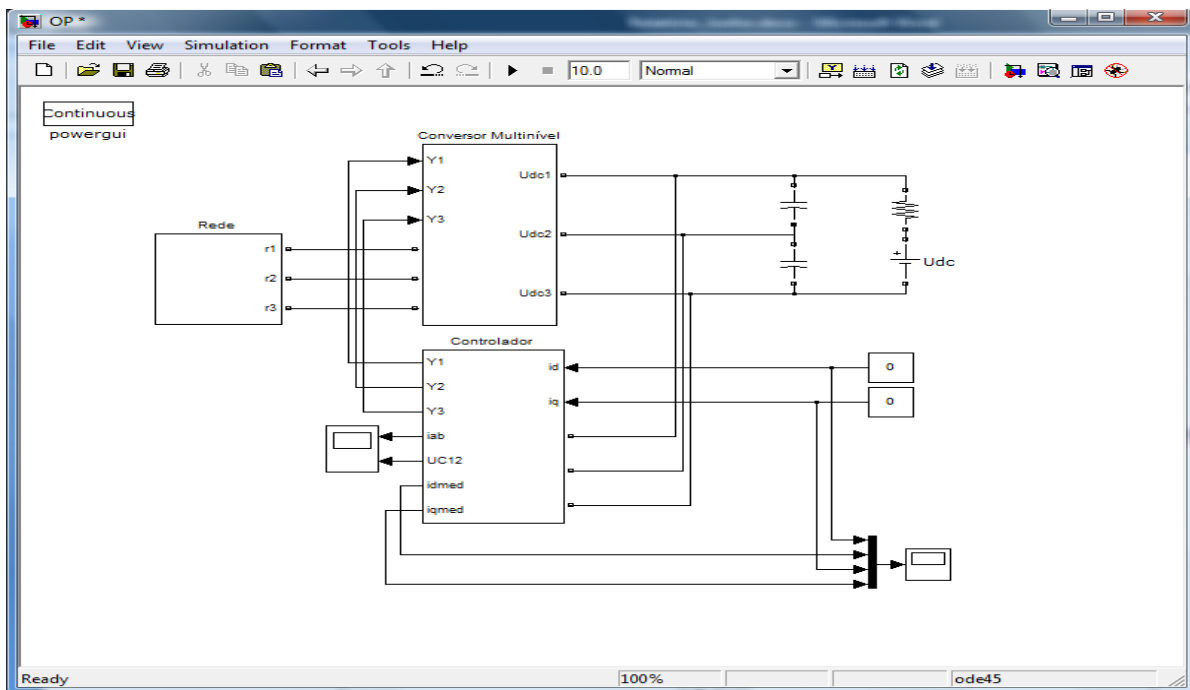


Figura 54 - Modelo do conversor NPC com controlo óptimo predictivo

Com o intuito de comparar o controlo óptimo predictivo com o controlo por modo de deslizamento foi utilizado o mesmo conversor, a mesma configuração de rede e a mesma parametrização para os valores máximos de erro admissível, ver secção 4.3.

Foram aplicadas as mesmas referências que na simulação por modo de deslizamento, uma corrente de referência em degrau na componente  $i_d$  e tem valor nulo para a componente  $i_q$ .

No que concerne às tensões dos condensadores o controlo óptimo predictivo dá os resultados apresentados na figura 55 onde mantém o erro da tensão nos condensadores dentro dos limites quantificados (4 V) mesmo quando as correntes de referência impostas exigem grandes esforços de controlo.

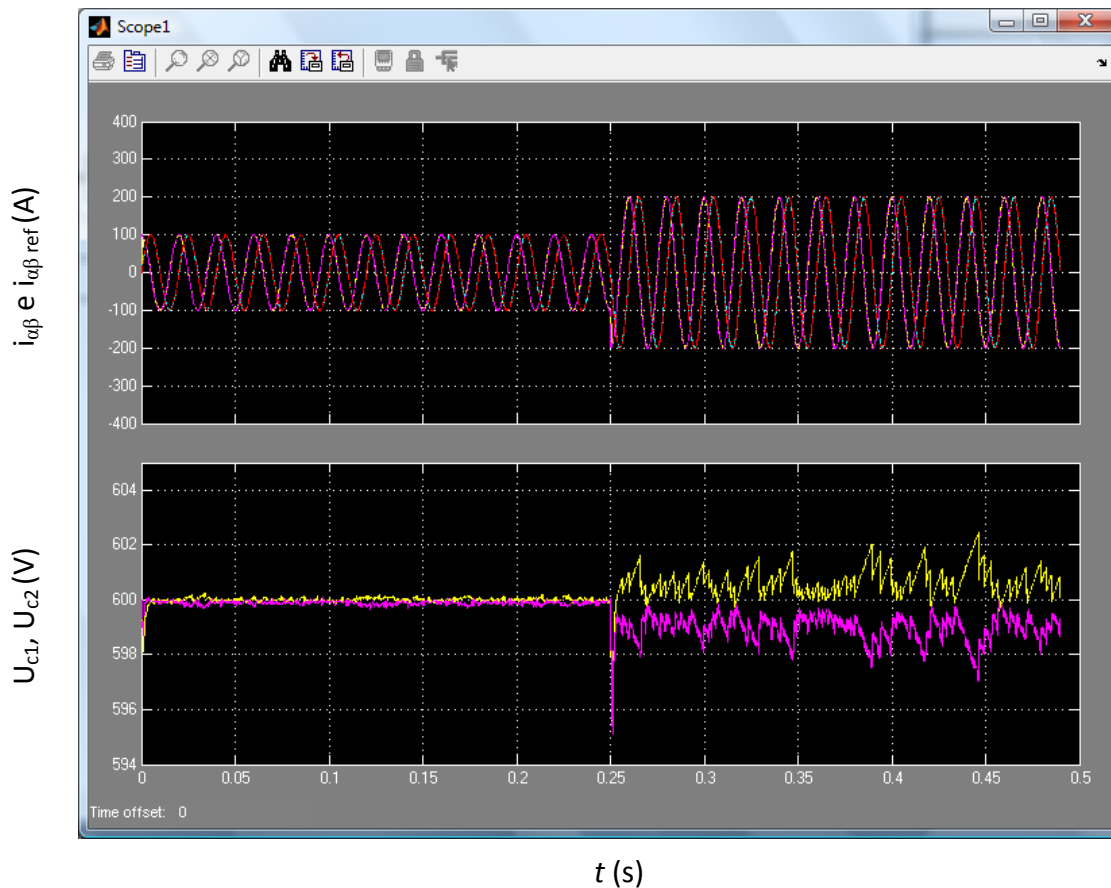


Figura 55 - Correntes e tensão do conversor com controlo óptimo predictivo

Na parte superior da figura 55 estão representadas as correntes de referência e as correntes medidas nos diferentes ramos da rede de alimentação, no referencial  $\alpha\beta$ , totalizando quatro sinais. Podemos verificar que aparentemente só tem dois sinais sinusoidais, porque as correntes estão sobre às suas referências.

Para a tensão verificamos que enquanto a corrente de referência  $i_d=100$  A o desvio de tensão é quase nulo, quando a referência sobe para  $i_d=200$  A verificamos que o conversor impõe o

novo valor da corrente na saída do conversor e existe um maior desvio de tensão na ordem de 1%.

O controlo óptimo predictivo apresenta as seguintes vantagens comparativamente ao método de controlo por modo de deslizamento:

- as tensões nos condensadores estão correctamente equilibradas com um desvio menor do que as do controlador por modo de deslizamento;
- a selecção do vector predictivo ideal pode reduzir o valor médio da frequência de comutação e reduzir o custo do microprocessador e dispositivos de amostragem comparativamente às do controlador por modo de deslizamento para o mesmo nível de tremor da corrente alternada [48];
- o controlo óptimo predictivo também apresenta alguma robustez a tolerâncias a componentes industriais, mesmo com desvios de parâmetros de 100% a -50% [48];
- o equilíbrio da tensão nos condensadores, usando vectores redundantes, não está garantida em todas as condições de funcionamento. O controlo óptimo predictivo resolve esse problema uma vez que analisa todos os vectores possíveis e implementa a melhor tensão de balanceamento [48];
- a qualidade da energia eléctrica melhora uma vez que reduz significativamente a distorção harmónica das correntes injectadas na rede ou utilizadas para alimentar sistemas de telecomunicações.

O ponto fraco face ao método de controlo de deslizamento consiste no número de operações que é necessário realizar em cada ciclo de amostragem podendo ser necessário um processador mais rápido [48].

Na figura 56 estão representadas as correntes, no plano 123, onde podemos verificar que tem menor tremor do que as correntes do controlo por modo de deslizamento.

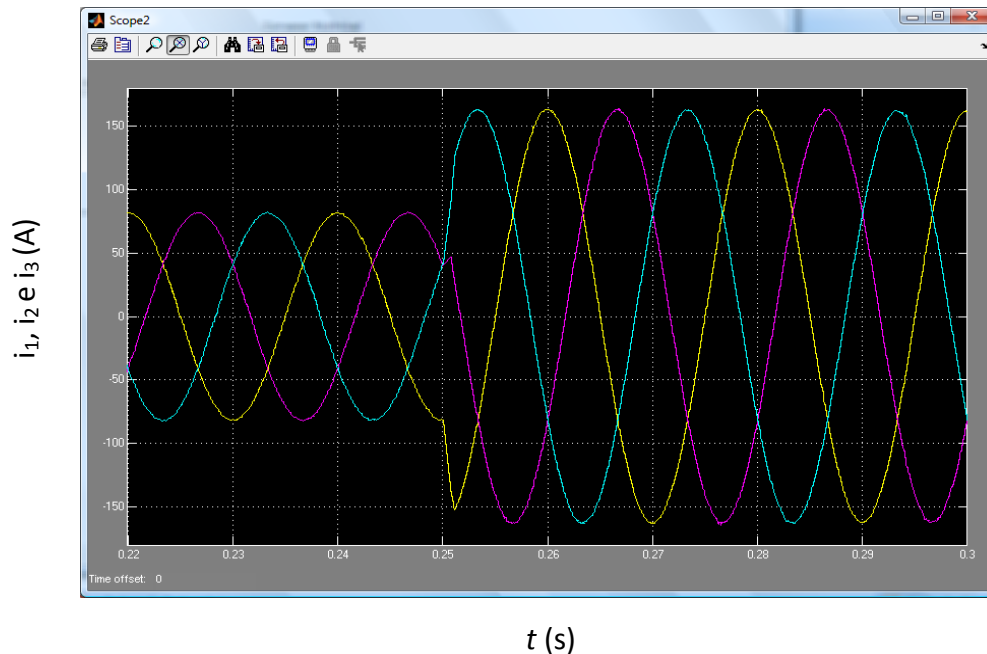


Figura 56 - Correntes AC com controlo óptimo predictivo

Ao analisar-se as correntes no referencial dq, figura 57, verificamos que os valores medidos são muito próximos das referências.

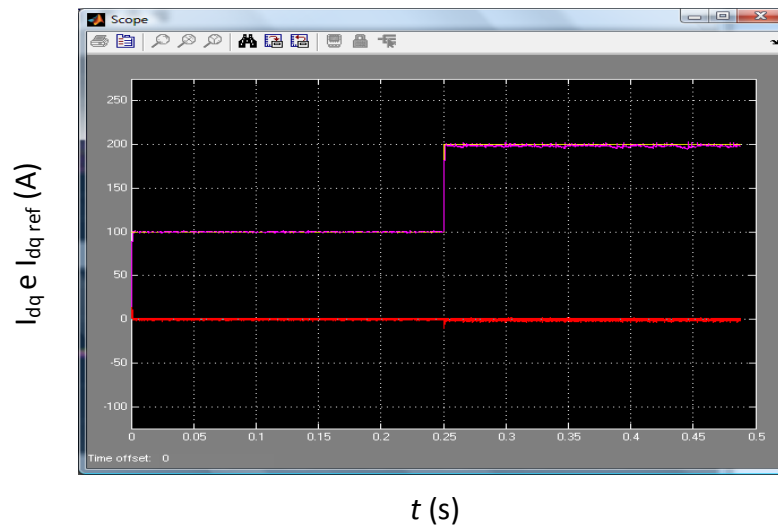


Figura 57 - Correntes de referência e medidas no sistema de coordenadas dq

Os resultados mostram que o controlo óptimo predictivo apresenta vantagens para controlar as correntes do aerogerador tais como: maior facilidade de implementação sendo mais intuitivo e de menor complexidade; não necessita de alguns dispositivos como os comparadores por histerese; é uma tecnologia promissora uma vez que privilegia o software face ao hardware para implementar o controlo.

## Capítulo 5 – Conversor costas com costas

Como foi referido no capítulo dois, uma configuração adequada de um gerador eólico, para trabalhar com potências elevadas, é a configuração com máquina de indução duplamente alimentada. Viu-se, também, que a utilização de conversores AC/DC/AC para controlo das correntes no rotor apresenta vantagens face a topologia AC/AC, no que se refere à melhoria da qualidade de energia eléctrica.

Para o projecto do conversor costas com costas do tipo AC/DC/AC é necessário escolher o tipo de conversor e o método de controlo que será realizado para comandar as correntes que serão injectas na rede e no rotor e que equilibre a tensão no *link* DC.

Como foi visto no capítulo 4, o método de controlo óptimo predictivo apresenta características interessantes quando é necessário ter em conta os parâmetros de qualidade de energia eléctrica. Assim, para a conversão AC/DC/AC escolheu-se implementar com conversores multinível NPC utilizando controlo óptimo predictivo.

Numa aplicação do conversor costas com costas em um aerogerador é necessário ter em conta a conversão de potência da rede para o link DC e a conversão de potência do link DC para o rotor, no processo de arranque do aerogerador. O processo inverso também é utilizado, a potência a injectar na rede de energia eléctrica, com condições de vento favoráveis, será a soma da potência proveniente do estator do gerador com a potência proveniente do rotor.

De forma a explicar melhor a conversão costa com costas será apresentado um estudo feito para a conversão rede-rede. A conversão costas com costas será feita supondo que temos a rede eléctrica a fornecer potência, com uns determinados parâmetros de tensão e frequência, para outra rede que pode ter uma caracterização igual ou diferente da rede fonte.

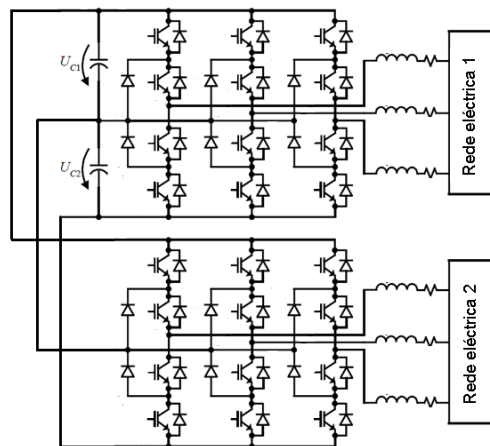


Figura 58 - Esquema conversor costas com costas (baseado [21])

É de salientar que esta parte do trabalho de controlo óptimo predictivo em conversores multinível costas com costas NPC é um contributo original deste projecto.

## 5.1 Conversão multinível entre a rede e o *link* DC com controlo óptimo predictivo

Um dos primeiros aspectos a ter em conta, quando estamos a injectar correntes numa rede eléctrica, diz respeito à potência activa e reactiva. Normalmente, o sistema deve maximizar a conversão de potência activa (P) face à potência reactiva (Q).

Tendo em conta a equação da definição de potência activa e reactiva num sistema trifásico sem neutro no referencial dq, equação (5.1) [26], [27], [42] e [45].

$$\begin{aligned} P &= U_d I_d + U_q I_q; \\ Q &= U_q I_d - U_d I_q. \end{aligned} \quad (5.1)$$

Em que P é a potência activa, Q é a potência reactiva,  $U_d$ ,  $U_q$ ,  $I_d$  e  $I_q$  são as tensões e as corrente segundo as componentes d e q do referencial dq.

Quando estamos a injectar ou a retirar energia da rede tem de existir o cuidado de não contribuir para o aumento da energia reactiva na rede. Se estivermos a fornecer energia à rede então é necessário impor:

$$\begin{aligned} P &< 0; \\ Q &= 0. \end{aligned} \quad (5.2)$$

Caso contrário, se estivermos a consumir energia vem:

$$\begin{aligned} P &> 0; \\ Q &= 0. \end{aligned} \quad (5.3)$$

Para impor que a tensão  $U_d$  ou  $U_q$  seja zero é necessário considerar a equação (5.4), resultante da aplicação das transformações de Clarke e Park às equações da tensão da rede.

$$\begin{aligned} u_{sd} &= K \cos(\phi) \\ u_{sq} &= K \sin(\phi), \text{ com } K \text{ constante.} \end{aligned} \quad (5.4)$$

Recorrendo às relações trigonométricas

$$\begin{aligned}\cos(\alpha + \beta) &= \cos(\alpha) \cos(\beta) - \sin(\alpha) \sin(\beta); \\ \sin(\alpha + \beta) &= \sin(\alpha) \cos(\beta) + \cos(\alpha) \sin(\beta).\end{aligned}\tag{5.5}$$

Relacionando as equações (5.4) e (5.5) podemos impor referências ao conversor que respeitem o co-seno de  $\phi$  e consequentemente possam modificar o factor de potência (FP) e, assim, conseguimos controlar a potência, activa e reactiva, que estamos a fornecer ou consumir da rede de energia eléctrica (REE).

## 5.2 Regulação da tensão no lado DC do conversor

Para regular a tensão DC recorreu-se a um controlador PI. Da equação da dinâmica das tensões, representadas no sistema de coordenadas dq (3.50), retiramos que:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\Gamma_{1d}}{C_1} & -\frac{\Gamma_{1q}}{C_1} \\ -\frac{\Gamma_{2d}}{C_2} & -\frac{\Gamma_{2q}}{C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \frac{1}{C_2} i_{dc}\tag{5.6}$$

A tensão no lado DC é obtida pela soma das quedas de tensão nos condensadores, ver figura 44 (conversor multinível NPC trifásico). Relacionado com a equação (5.6) obtemos:

$$\begin{aligned}\frac{dU_{dc}}{dt} &= \frac{dU_{c1}}{dt} + \frac{dU_{c2}}{dt}; \\ \frac{dU_{dc}}{dt} &= -\left(\frac{\Gamma_{1d}}{C_1} + \frac{\Gamma_{2d}}{C_1}\right) i_d - \left(\frac{\Gamma_{1q}}{C_1} + \frac{\Gamma_{2q}}{C_1}\right) i_q + \left(\frac{2}{C}\right) i_{dc}.\end{aligned}\tag{5.7}$$

Considerando que  $i_q$  tem valor nulo, para que a corrente fique em fase com a tensão, para reduzir a energia reactiva injectada na rede, obtemos a seguinte relação:

$$\frac{dU_{dc}}{dt} \approx -\left(\frac{\Gamma_{1d}}{C_1} + \frac{\Gamma_{2d}}{C_1}\right) i_d + \left(\frac{2}{C}\right) i_{dc}.\tag{5.8}$$

Passando para o domínio das frequências (aplicando a transformada de Laplace) vem:

$$sU_{dc}(s) \approx -\left(\frac{\Gamma_{1d}}{C_1} + \frac{\Gamma_{2d}}{C_1}\right) i_d(s) + \left(\frac{2}{C}\right) i_{dc}(s).\tag{5.9}$$

Um controlador do tipo PI, pode ser utilizado para regular a tensão  $U_{dc}$  [49]. A figura 59 representa o sistema em malha fechada da regulação da tensão DC.

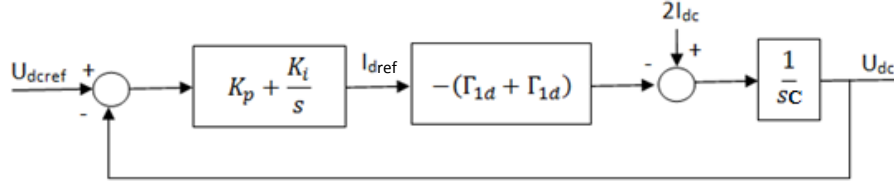


Figura 59 - Controlador proporcional integral (PI)

A tensão DC, do sistema em malha fechada em função da referência ( $U_{dcref}$ ) e das perturbações  $I_{dc}$  é dada por:

$$U_{dc}(s) \approx \frac{\frac{2I_{dc}s}{C}}{s^2 + \frac{(\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d})K_p s + (\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d})K_i}{C}} + \frac{\frac{(\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d})K_p s + (\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d})K_i}{C}}{s^2 + \frac{(\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d})K_p s + (\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d})K_i}{C}} U_{dcref}. \quad (5.10)$$

Comparando a equação (5.10) com a função de transferência de um sistema de segunda ordem ( $s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2$ ) verifica-se que:

$$\begin{aligned} 2\xi\omega_n &= \frac{(\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d})K_p}{C}; \\ \omega_n^2 &= \frac{(\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d})K_i}{C}. \end{aligned} \quad (5.11)$$

Em que  $\xi$  é o factor de amortecimento,  $\omega_n$  é a frequência natural,  $K_p$  é a componente proporcional e  $K_i$  é a componente integral do compensador proporcional integral.

Os parâmetros  $K_p$  e  $K_i$  do regulador dependem das variáveis de comutação  $\Gamma_{1d}$  e  $\Gamma_{2d}$ . Em regime estacionário a corrente medida é igual à corrente de referência,  $di_d/dt \approx 0$ , logo da equação da dinâmica das correntes no referencial dq, equação (3.50), obtêm-se:

$$0 = -\frac{R}{L}i_d + \omega i_q + \frac{\Gamma_{1d}U_{C1}}{L} + \frac{\Gamma_{2d}U_{C2}}{L} - \frac{u_{sd}}{L}. \quad (5.12)$$

Como já foi referido anteriormente a corrente  $i_q$  deve ter valor nulo ( $i_q=0$ ) e as tensões dos condensadores devem estar equilibradas, resultando:

$$(\Gamma_{1d} + \Gamma_{2d}) = \frac{Ri_d + u_{sd}}{\frac{U_{dcref}}{2}}. \quad (5.13)$$

Desprezando as perdas no conversor, considerando que  $R$  é aproximadamente igual a zero, obtemos:

$$\begin{aligned} (I_{1d} + I_{2d}) &= \frac{2\sqrt{3}U_{LRMS}}{U_{dcref}}; \\ u_{sd} &= \sqrt{\frac{3}{2}}U_L; \\ U_L &= \sqrt{2}U_{LRMS}. \end{aligned} \quad (5.14)$$

$U_L$  é o valor da tensão de pico da REE em cada uma das fases do sistema trifásico. Aplicando o resultado anterior à equação (5.11) obtemos os valores para os parâmetros do controlador  $K_p$  e  $K_i$ , com  $\xi=0,7$  e  $w_n \ll w_{REE}$ .

$$\begin{cases} K_p = \frac{\xi\omega_n CU_{dcref}}{\sqrt{\frac{3}{2}}U_L} \\ K_i = \frac{\omega_n^2 CU_{dcref}}{2\sqrt{\frac{3}{2}}U_L} \end{cases} \quad (5.15)$$

### 5.3 Sincronismo com a frequência da rede

Existem diferentes formas de efectuar o sincronismo entre o sistema de conversão e a rede eléctrica. O sistema adoptado no conversor costas com costas neste projecto baseia-se na leitura dos valores da tensão AC nas três fases ( $U_1$ ,  $U_2$  e  $U_3$ ) e na sua representação no plano  $\alpha\beta$ , evitando procedimentos que necessitam de cálculo trigonométrico que sobrecarregam o processamento [50]. Na figura 60 está representado o diagrama de blocos do sincronismo com a rede eléctrica.

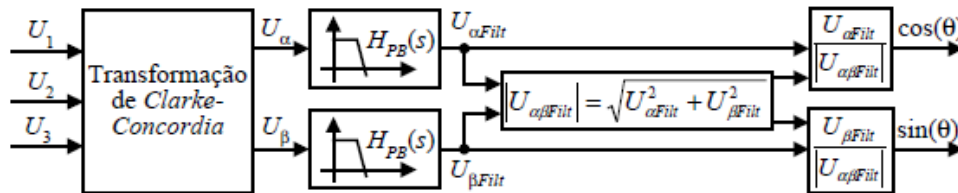


Figura 60 - Método de sincronismo com a REE [21]

Em conformidade com a bibliografia de referência este método, embora simples, apresenta bons resultados e reduz a carga computacional, no entanto é sensível às variações de frequência [50].

## 5.4 Factor de potência

A tensão da REE em coordenadas 123 ou abc pode ser descrita em função de senos ou cossenos, uma vez que é alternada sinusoidal.

Representando as tensões da REE pelas equações (5.16)

$$\begin{aligned} u_{s1} &= U \cos(\omega t); \\ u_{s2} &= U \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right); \\ u_{s3} &= U \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right). \end{aligned} \quad (5.16)$$

Aplicando as transformadas de Clarke - Concordia (3.16) e de Park (3.19) chegamos à equação (5.17).

$$\begin{cases} u_{sd} = \sqrt{\frac{3}{2}} U \cos(\phi) \\ u_{sq} = \sqrt{\frac{3}{2}} U \sin(\phi) \end{cases} \quad (5.17)$$

Em que  $\phi$  representa o ângulo de desfasamento entre a tensão e a corrente. Como já tinha sido referido anteriormente, num sistema equilibrado trifásico, podemos controlar a potência activa e reactiva através do ângulo ( $\phi$ ), na transformada de Park. Tomando a equação (5.1) e considerando que  $U_q$  é zero obtém-se a equação (5.18).

$$\begin{cases} P = \sqrt{\frac{3}{2}} U \cos(\phi) I_d \\ Q = -\sqrt{\frac{3}{2}} U \cos(\phi) I_q \end{cases} \quad (5.18)$$

No projecto optou-se por ter uma potência reactiva nula, para isso basta impor  $i_q=0$ , no entanto para outros valores de potência basta ajustar o factor de potência,  $\cos(\phi)$ , para obter os valores desejados. Esta situação pode ser útil, por exemplo, se o fornecedor de energia eléctrica exigir um factor de potência diferente da unidade.

## 5.5 Resultados de simulação do conversor costas com costas

Recorrendo ao Matlab/Simulink foi implementado o conversor multinível NPC costas com costas, com controlo óptimo predictivo, como mostra a figura 61.

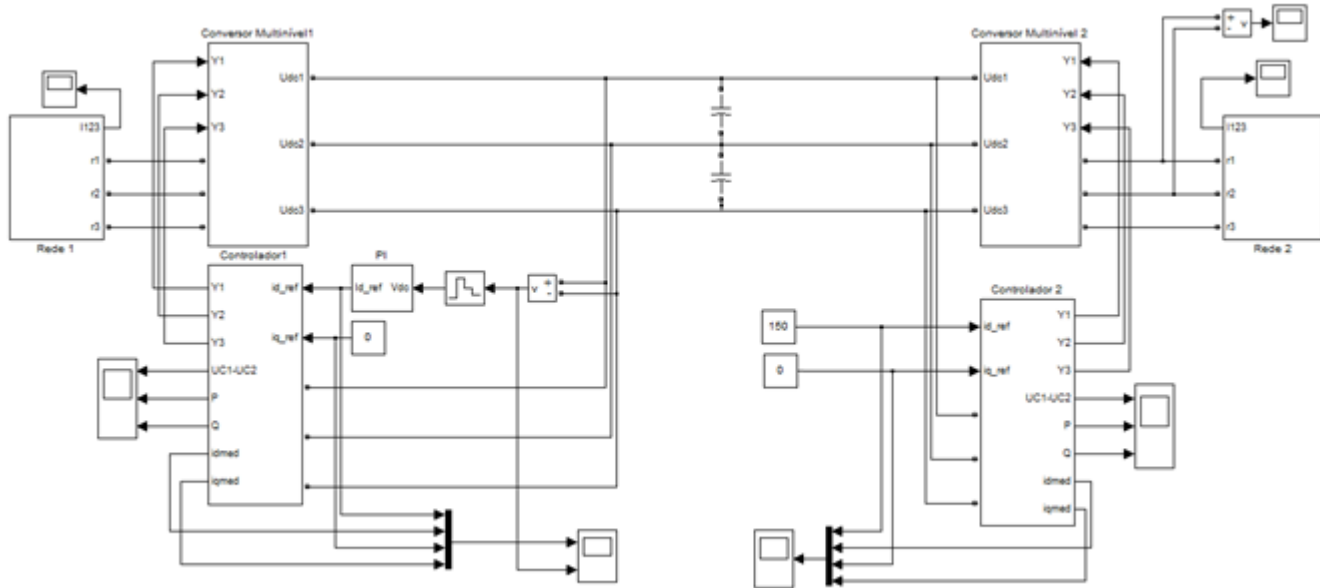


Figura 61 - Conversor multinivel costas com costas, com controlo optimo predictivo

Esta configuração, da figura 61, é do tipo AC/DC/AC e tem a seguinte configuração: no lado esquerdo está implementado a rede um; na zona central o link DC, composto pelos dois condensadores, pelos conversores multinível e pelos controladores; no lado direito está implementado a rede dois.

Este sistema para além de testar a conversão que será utilizada no sistema DFIG, pode ser utilizado em outras situações, como por exemplo, ser utilizado para converter energia entre redes diferentes, com diferentes valores de tensão ou frequência.

Embora, exista alguma complexidade de implementação no processo de fabrico, para o utilizador final o sistema é simples. Basta impor os valores das correntes  $i_d$  e  $i_q$  que deseja ver na rede dois e introduzir os parâmetros característicos das duas redes, como tensão e frequência, e o sistema controla todos os restantes parâmetros.

No primeiro teste foi imposto que a corrente que irá circular na rede dois terá o valor de  $I_d=150$  A,  $I_q=0$  A e as duas redes têm os mesmos parâmetros de tensão e frequência. Os resultados de simulação das correntes  $i_1, i_2$  e  $i_3$  estão representados na figura 62.

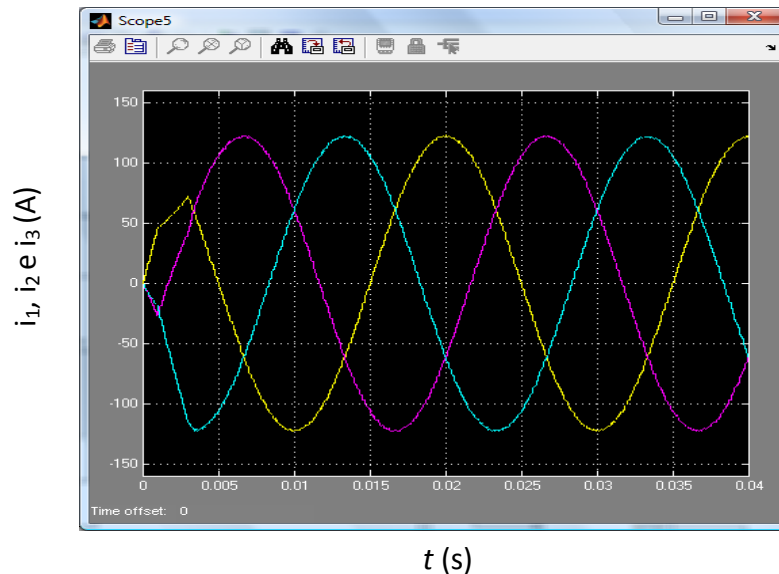


Figura 62 - Correntes trifásicas na rede 2 do conversor costas com costas

Ao analisar a figura verificamos que as correntes estão devidamente desfasadas de  $120^\circ$ , que o tremor introduzido pelo conversor é reduzido (quase nulo) e que converge rapidamente para o valor desejado. O valor de pico amplitude das correntes no plano 123 é  $i_1=i_2=i_3=122,5$  A resulta da equação (5.19).

$$i_{123} = \frac{I_d}{\sqrt{\frac{3}{2}}} \quad (5.19)$$

No plano dq podemos verificar, na figura 63, que as correntes acompanham as suas referências,  $i_d=150$  A e  $i_q=0$  A.

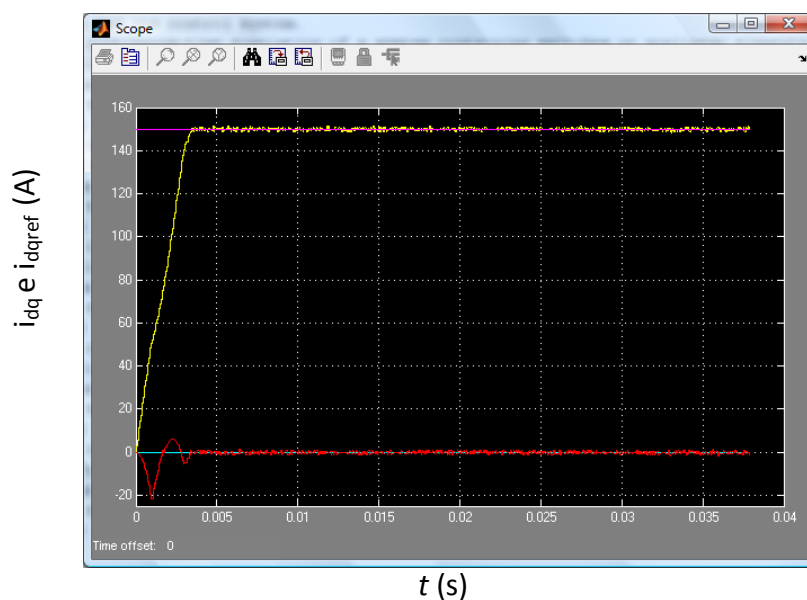


Figura 63 - Correntes medidas e as suas referências no plano dq

Relativamente ao equilíbrio da tensão e da potência injectada na rede dois, os valores estão representados na figura 64.

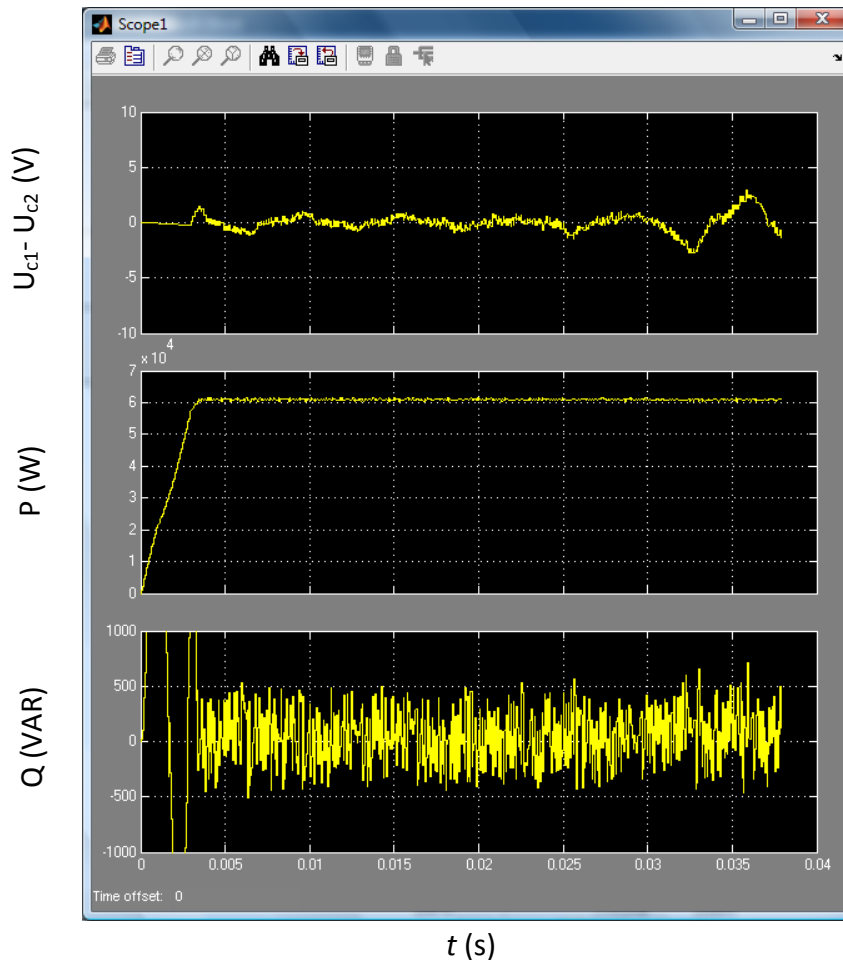


Figura 64 - Desvio de tensão, potência activa e potência reactiva na rede 2

No primeiro gráfico, da figura 64, pode-se verificar que a diferença entre a tensão  $U_{C1}$  e  $U_{C2}$ , não ultrapassam  $\pm 5$  V, que é inferior a 1% da tensão que alimenta cada um dos condensadores. O segundo gráfico mostra que a potência activa converge rapidamente para o valor final de 70 KW. No gráfico três verificamos o comportamento da energia reactiva que tem valor médio zero e, instantaneamente, pode ter oscilações até 1% ( $500/6E4$ ) da potência activa fornecida à rede de energia eléctrica.

Para a rede um o utilizador não impõe qualquer referência. Estes parâmetros são calculados automaticamente tendo em conta a corrente que será necessária retirar da rede um para que o *link* DC mantenha a tensão de 1200 V.

Ao impor um valor de corrente na rede dois de 150 A para a componente  $i_d$  é de esperar que o controlo do conversor da rede um imponha, em módulo, uma corrente próxima desse valor, atendendo ao princípio de conservação de energia.

Na figura 65 mostra-se o comportamento das correntes impostas pelo controlador do conversor ligado à rede um e a tensão no *link* DC.

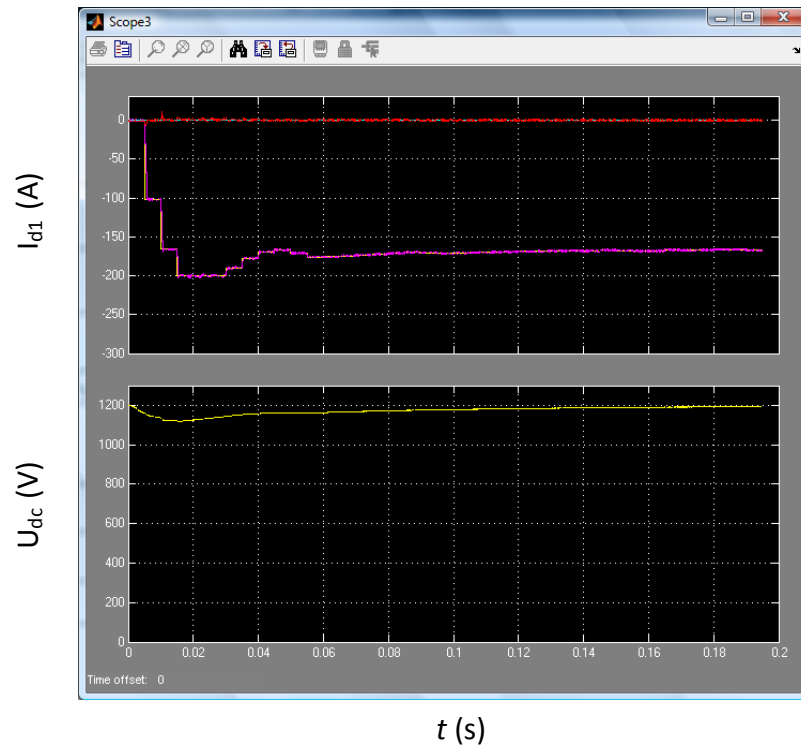


Figura 65 - Correntes de referência na rede um e tensão  $U_{dc}$

Da figura 65 pode-se verificar o comportamento do controlador PI a regular as referências de forma que a tensão no lado DC seja 1200 V.

Relativamente à corrente  $i_d$ , esta tem o comportamento esperado, pois o PI demora um certo tempo até encontrar a referência certa, que é o tempo de resposta de um sistema de segunda ordem. Com base na figura 66 pode-se verificar que é inferior a 0,2 s para  $U_{dc} \cong U_{dc\text{ref}}$ .

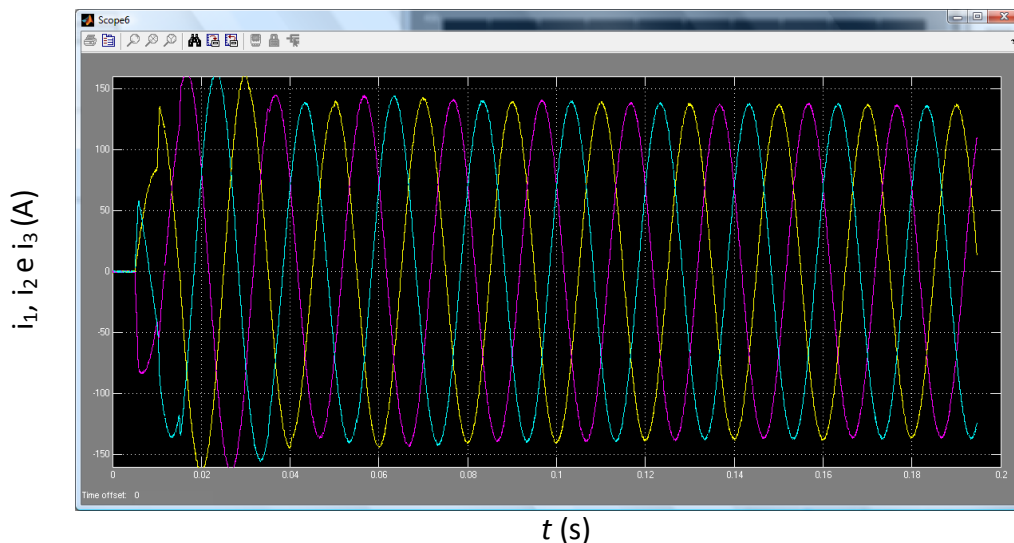


Figura 66 - Correntes trifásicas da rede um

Ao analisar as figuras das potências referentes à rede um, figura 67, verificamos que tem um comportamento semelhante ao apresentado na figura 64, tendo a potência activa um sinal simétrico, porque está a fornecer energia à rede dois.

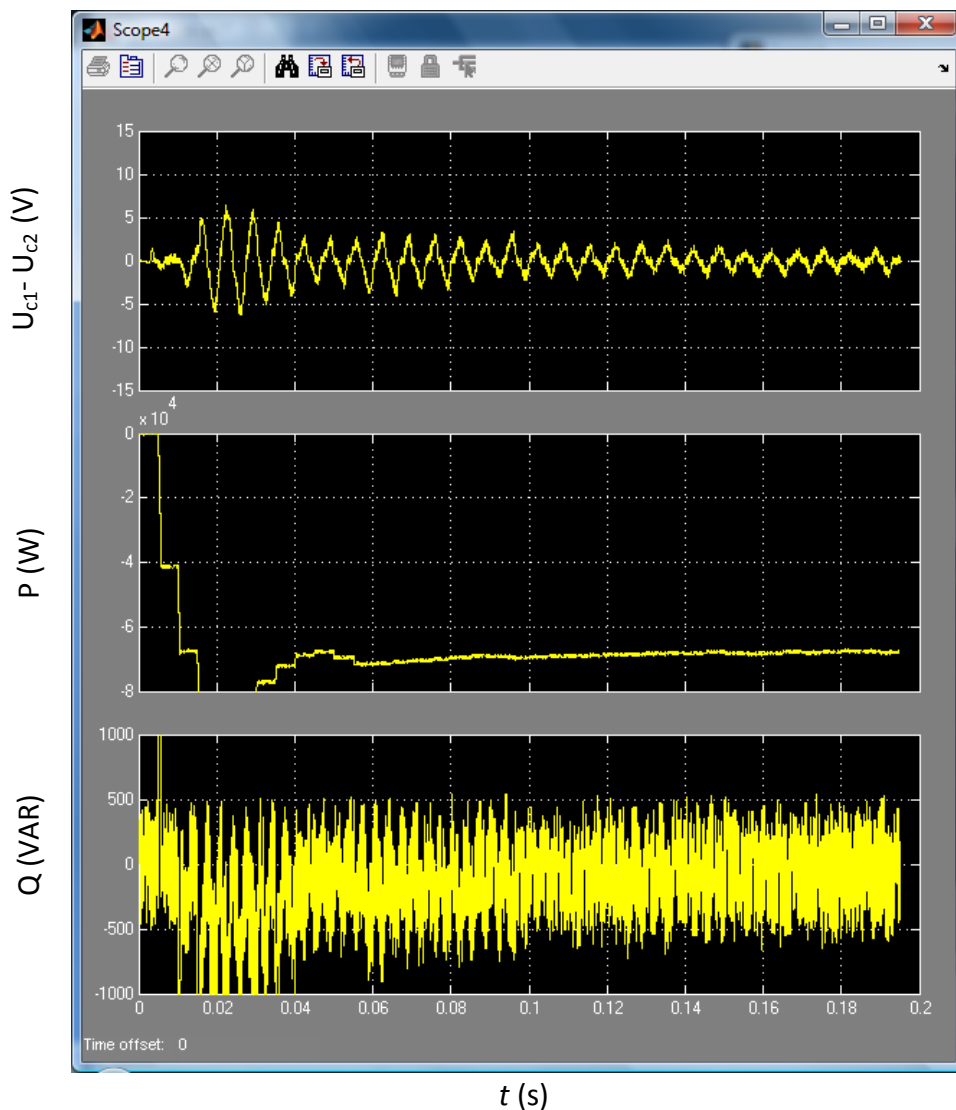


Figura 67 – Desvio de tensão, potência activa e reactiva da rede um

No primeiro gráfico da figura 67 mostra-se o equilíbrio da tensão nos condensadores, no segundo a potência activa fornecida pela rede um e no terceiro gráfico a potência reactiva.

Os resultados mostram que o controlador PI responde adequadamente para regular a tensão no link DC. Dada a simetria do conversor costas com costas a conversão de energia pode ser realizada entre redes distintas e permite que a transferência de potência seja realizada nos dois sentidos.

Aplica-se uma corrente,  $i_d$ , de referência a variar em degrau para estudar o comportamento do conversor em transições rápidas de corrente e que mostre a bidireccionalidade da transferência de potência e obtêm-se os resultados indicados na figura 68. Ao longo da simulação a corrente  $I_d$  tem valor nulo e é atribuído à corrente  $I_d$  os valores 100 A, -100 A, 10 A e 100 A de 0,05 em 0,05 segundos.

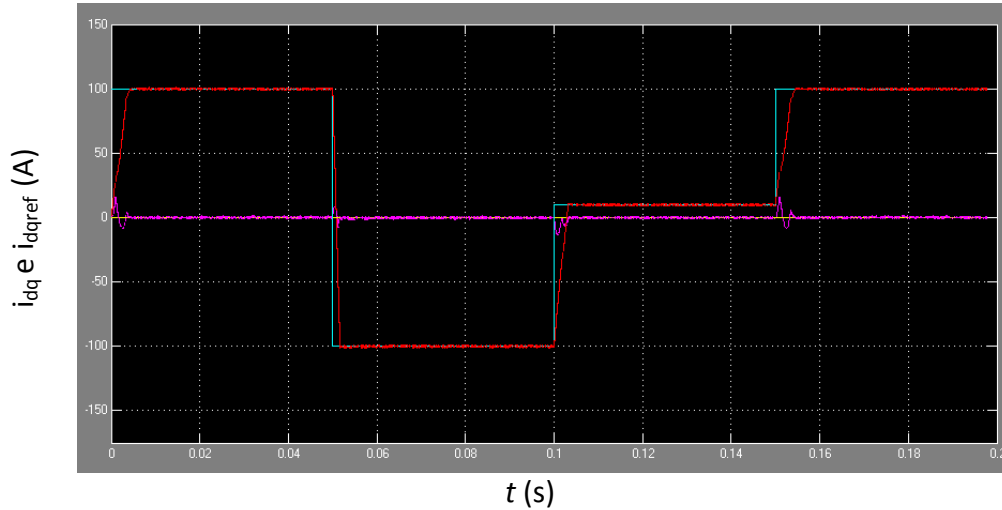


Figura 68 – Correntes de referência ( $I_{dref}$  e  $I_{qref}$ ) e correntes medidas ( $I_d$  e  $I_q$ ) no conversor costas com costas no plano dq

Na figura 68 verificamos que as correntes do conversor acompanham as suas referências, o que mostra que o conversor tem um tempo de resposta que é adequado a conversão de energia, podendo ser utilizado em sistemas eólicos.

Na figura 69 representa-se a transferência de potência activa e reactiva entre a rede um e a rede dois, onde podemos verificar que o conversor costas com costas é bidireccional.

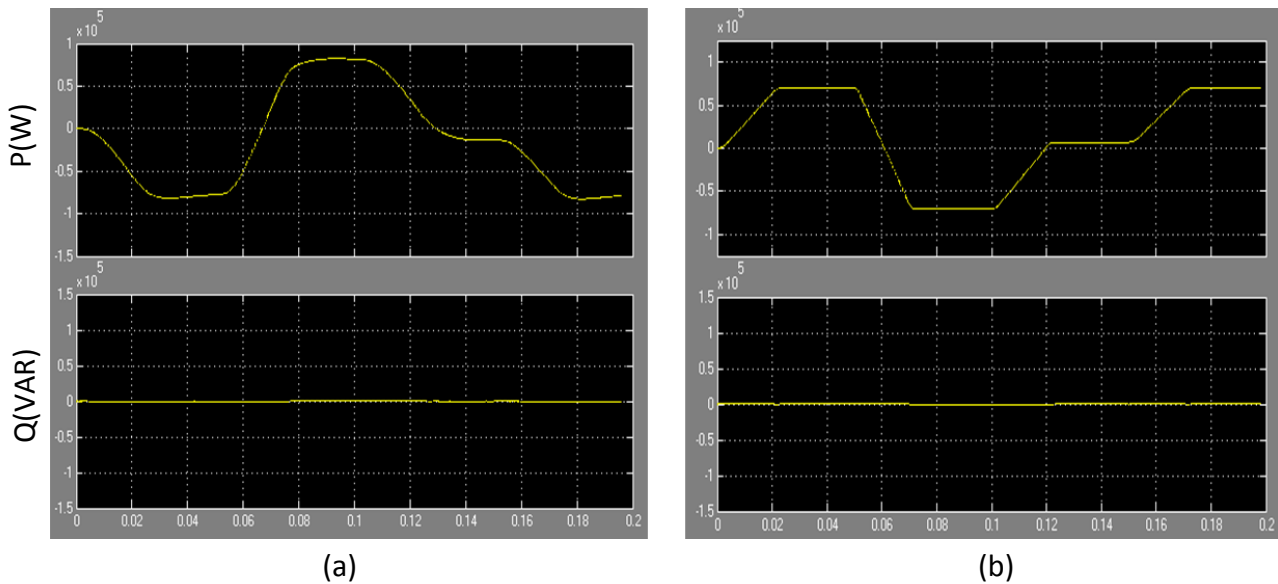


Figura 69 - Transferência bidireccional de potência activa: (a) – rede 1; (b) – rede 2.

Na figura 70 mostra-se as correntes da rede 2 no plano 123. Verifica-se que a corrente  $i_1$ , representada na cor amarela, está invertida nos instantes  $t=0,05$  s, estando a responder adequadamente à corrente  $I_d$  de referência (-100 A).

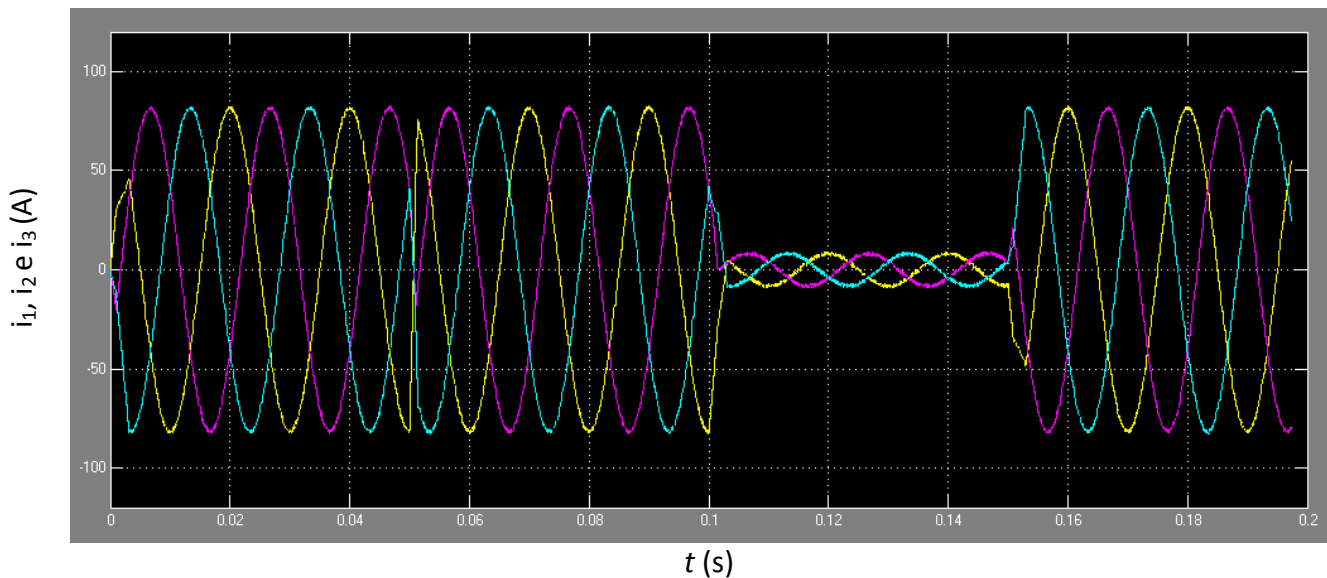


Figura 70 - Correntes na rede 2 no plano 123

Pelo facto do conversor ser indirecto (AC/DC/AC) permite que as correntes injectadas numa das redes seja filtrada, ou seja, se a fonte de energia (por exemplo o rotor) fornecer correntes que não respeitem os parâmetros de QEE o conversor filtra essas perturbações para a rede de destino (REE ou alimentação de sistemas de telecomunicações), o que é uma mais-valia no sistema DFIG, pois este conversor funciona como filtro activo de potência.

No capítulo 6 mostra-se a aplicação do conversor costas com costas no sistema DFIG para transferência de potência entre a rede de energia eléctrica e o rotor. Apenas uma percentagem de energia é transferida entre a rede de energia eléctrica ao rotor através do conversor, contudo, ao somarmos a potência proveniente do estator com a do rotor o aproveitamento energético, para uma determinada velocidade de vento, é superior ao aproveitamento realizado com sistemas em gaiola de esquilo. Por outro lado permite trabalhar com valores muito altos de potência uma vez que apenas parte dessa potência passa pelo sistema conversor que tem elementos passivos e activos que limitam o nível de tensão e potência de conversão.

## Capítulo 6 – Aplicação do conversor a um sistema aerogerador

Este capítulo tem como objectivo principal mostrar a aplicação do conversor costas com costas, com conversores multinível e com controlo óptimo predictivo num sistema aerogerador com a configuração DFIG e comparar os resultados com um conversor costas com costas clássico com controlo PWM.

### 6.1 Aplicação do conversor costas com costas

Um dos objectivos desta dissertação é a aplicação do conversor costas com costas num sistema aerogerador e comparar com um sistema de referência já testado e divulgado. Para atingir este objectivo fez-se a comparação com o sistema *Wind Farm (DFIG Detailed Model)*, disponível no Matlab/Simulink, representado na figura 71 [51].

Este modelo inclui a representação detalhada de conversores electrónicos de potência clássicos com IGBT, com uma frequência de comutação de 1620 Hz para PWM e com tempos discretos de 5 micro segundos, permite alcançar uma precisão aceitável e é apropriado para a observação das harmónicas e o desempenho dinâmico do sistema de controlo, ao longo de períodos relativamente curtos de tempo [47].

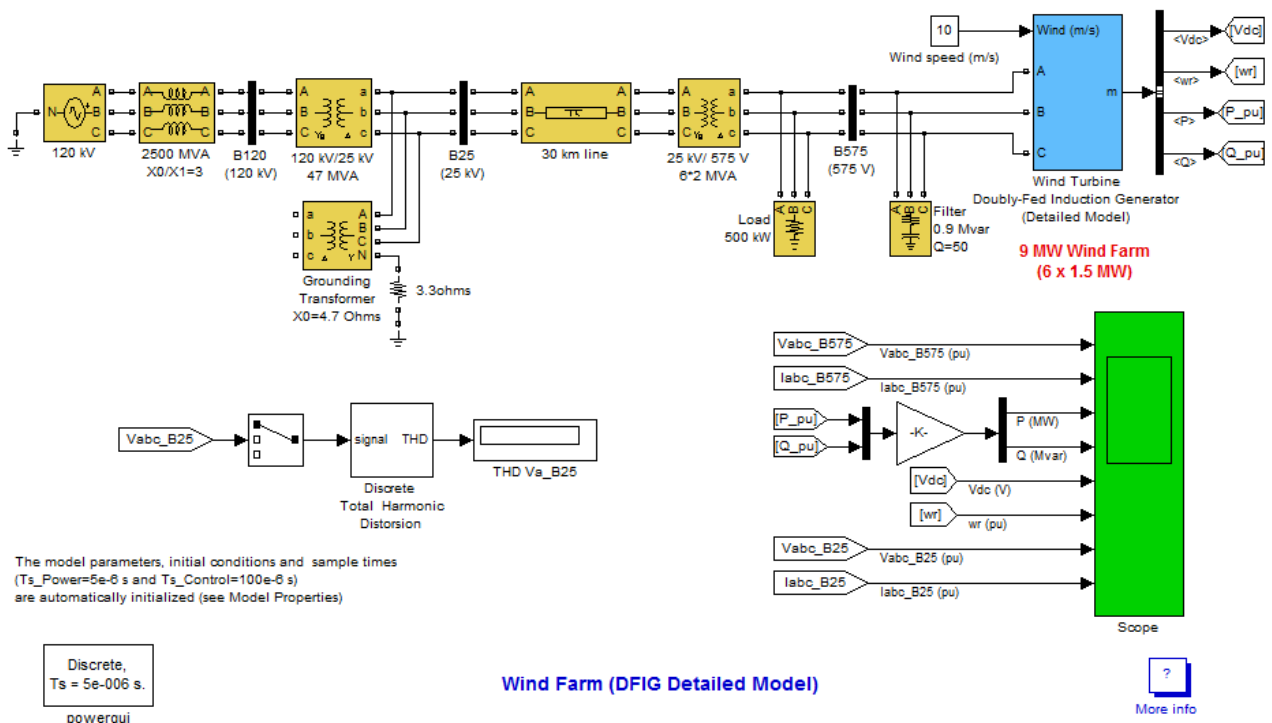


Figura 71 - Wind farm DFIG detailed model [51]

Este sistema é utilizado para caracterizar um parque eólico de 9 MW, composto por seis aerogeradores de 1,5 MW, é conectado a um sistema de distribuição de 25 kV que transfere energia para outra rede de 120 kV a distância de 30 km. Uma carga resistiva de 500 kW e um filtro 0,9 Mvar ( $Q = 50$ ) estão conectados ao barramento de produção que trabalha com a tensão de 575 V.

O sistema de produção, indicado na figura 72, é composto por um gerador de indução duplamente alimentado e um conversor AC/DC/AC baseado em PWM. O estator é conectado directamente à rede de energia eléctrica, que trabalha à frequência é 60 Hz, enquanto o rotor é alimentado com uma frequência variável através do conversor AC/DC/AC. A tecnologia DFIG permite extrair a energia máxima do vento para baixas velocidades de vento, optimizando a velocidade da turbina e minimizando os esforços mecânicos na turbina durante rajadas de vento. A velocidade óptima da turbina, que produz a máxima energia mecânica para uma determinada velocidade do vento, é proporcional à velocidade do vento [51].

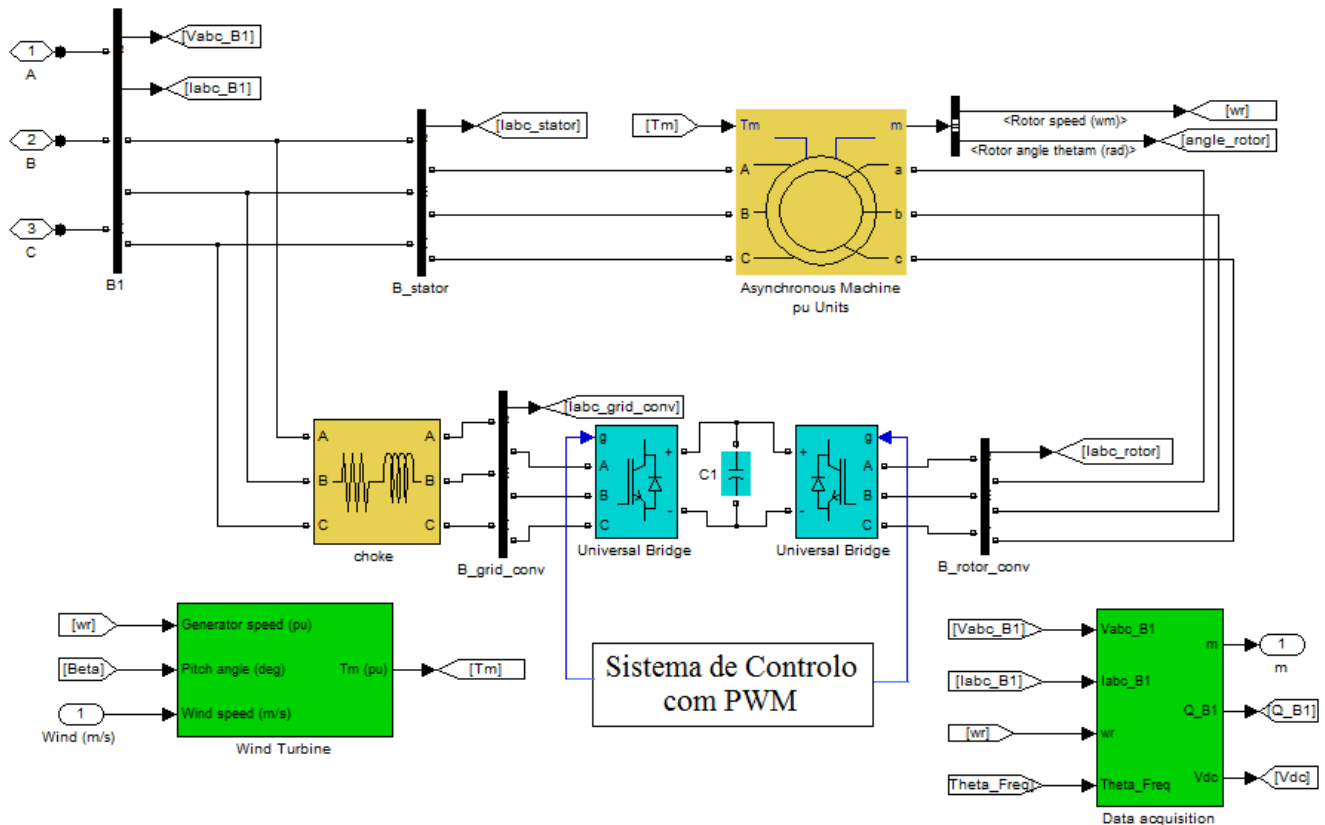


Figura 72 - Sistema aerogerador (baseado [51])

O sistema de controle utiliza um controlador de torque, *Wind Turbine*, para manter a velocidade de rotação constante. Na figura 73 está indicado a potência mecânica da turbina em função da sua velocidade de rotação para velocidades do vento de 6 m/s a 13 m/s. Para uma velocidade do vento de 10 m/s, a potência de saída da turbina máxima é de 0,55 pu implicando a uma potência nominal ( $0,55 \cdot 9\text{MW} = 4,95\text{ MW}$ ), a uma velocidade de 1,09 pu.

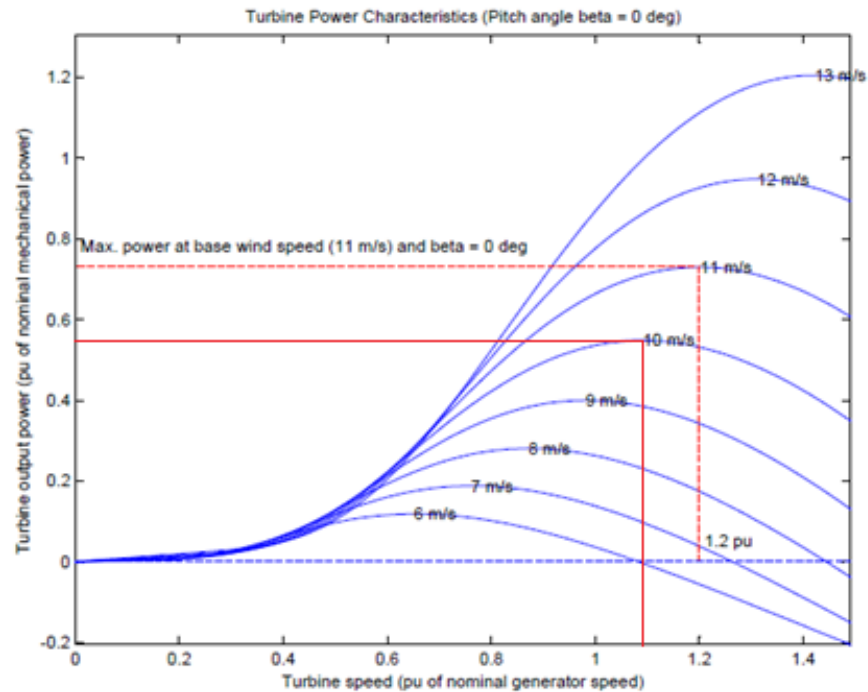


Figura 73 - Potência numa turbina - Modelo disponível no Matlab/Simulink [51]

O sistema de controlo tem como funções o controlo do valor da tensão no *link* DC, o controlo das correntes que serão injectadas no rotor e o controlo do ângulo de ataque das pás da turbina.

O sincronismo com a rede é realizado com recurso a um *phase lock loop* (PLL) que determina a frequência da rede e o ângulo que será utilizado nas transformadas para o plano dq.

Na figura 74 apresenta-se o módulo do sistema de controlo que regula a tensão nominal no *link* DC. As referências de corrente são obtidas com recurso a um regulador proporcional integral (PI). Como os parâmetros de entrada do controlador PWM é em tensão é utilizado outro regulador PI para transformar as correntes de referências em tensões de referência.

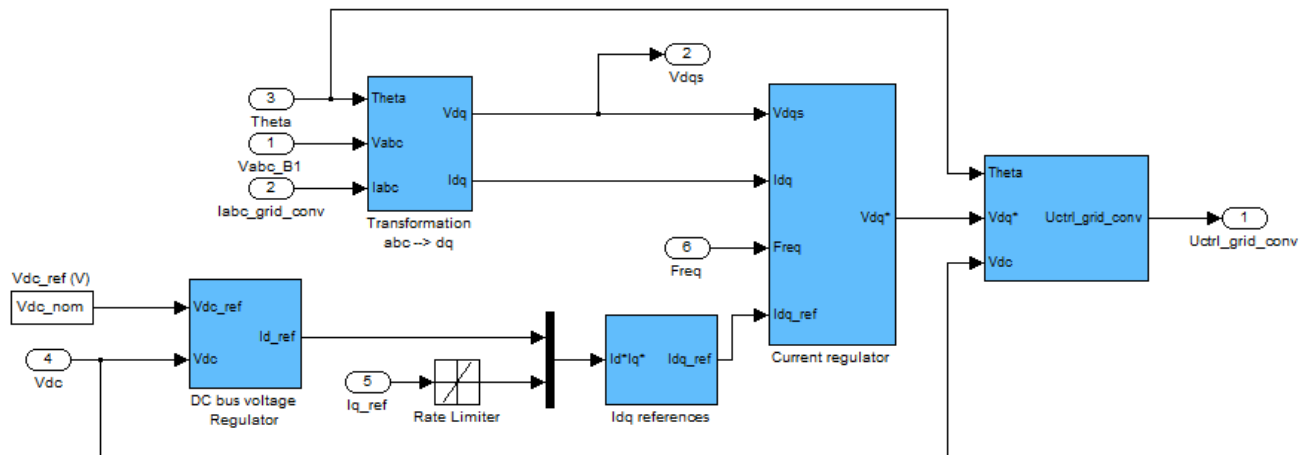


Figura 74 - Módulo de controlo da tensão no link DC [51]

O módulo *Current regulator* é apresentado na figura 75 onde podemos verificar a geração das tensões  $V_{dq}$ , através do PI, que serão utilizados no gerador PWM trifásico para gerar os impulsos para a portadora que irá comandar o conversor entre a rede e o link DC.

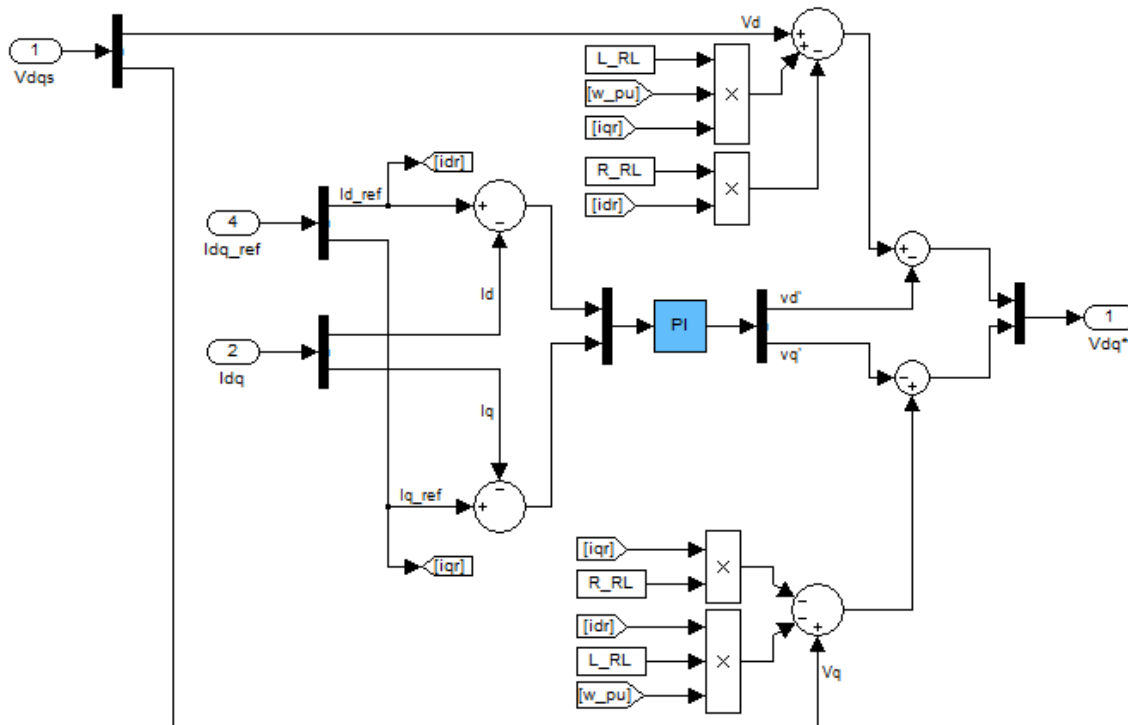


Figura 75 - Referências de tensão para o gerador PWM [51]

Para o controlo da corrente, que é aplicada ao rotor, o modelo disponível no Matlab/Simulink utiliza um regulador PI para comandar o valor da corrente  $I_q$  para garantir que o valor da potência reactiva seja zero. A corrente  $i_d$  será utilizada para comandar a máquina de indução e a potência activa que será injectada na rede de energia eléctrica.

O processo de determinar o valor de  $i_d$ , que será aplicado pelo conversor no rotor, consiste na leitura dos valores das correntes nas fases do estator e do rotor, no calculo das perdas de potência, determinar a potência de referência em função da velocidade do vento e efectuar o controlo de torque.

A partir das equações características de uma máquina de indução duplamente alimentada no plano dq e tendo conhecimento do torque electromagnético que será aplicado ao gerador e a estimativa do fluxo no estator é determinada a corrente  $i_d$  que o conversor tem de aplicar ao rotor.

As alterações realizadas ao modelo, representadas na figura 76, consistiram na substituição do conversor costas com costas PWM pelo conversor costas com costas multinível NPC com controlo óptimo predictivo. Para comparar os dois modelos optou-se por utilizar os mesmos valores para os componentes electrónicos e para as referências, definidas no modelo disponível no Matlab/Simulink.

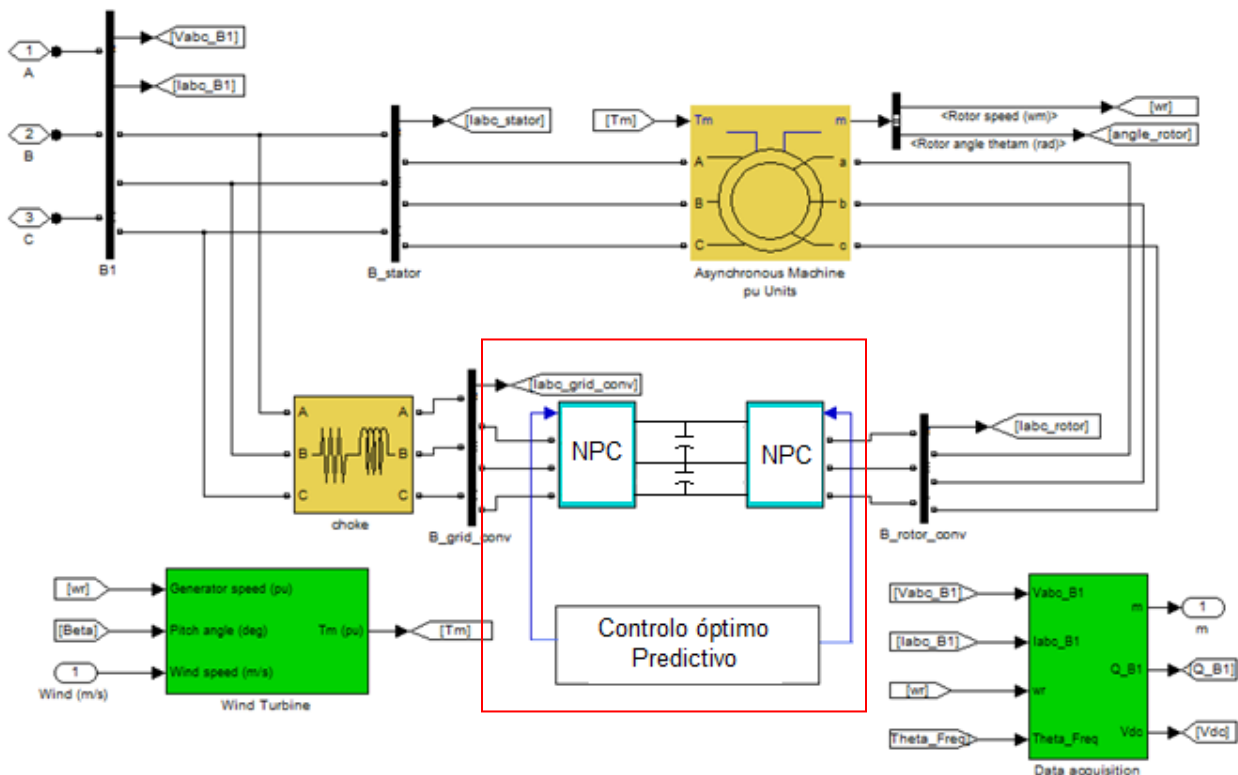


Figura 76 - Aerogerador com conversor costas com costas com controlo óptimo predictivo (Baseado [51])

## 6.2 Simulação do sistema aerogerador e comparação de resultados

Na figura 77 são apresentados os resultados da versão disponível no Matlab/Simulink. A potência activa corresponde à máxima saída mecânica da turbina para uma velocidade do vento de 10m/s ( $0,55 \text{ MW} * 9 = 4,95 \text{ MW}$  menos as perdas eléctricas e mecânicas do gerador). A velocidade da turbina é de 1,09 pu da velocidade síncrona de geração. A tensão DC é regulada em 1200 V e potência reactiva é nula.

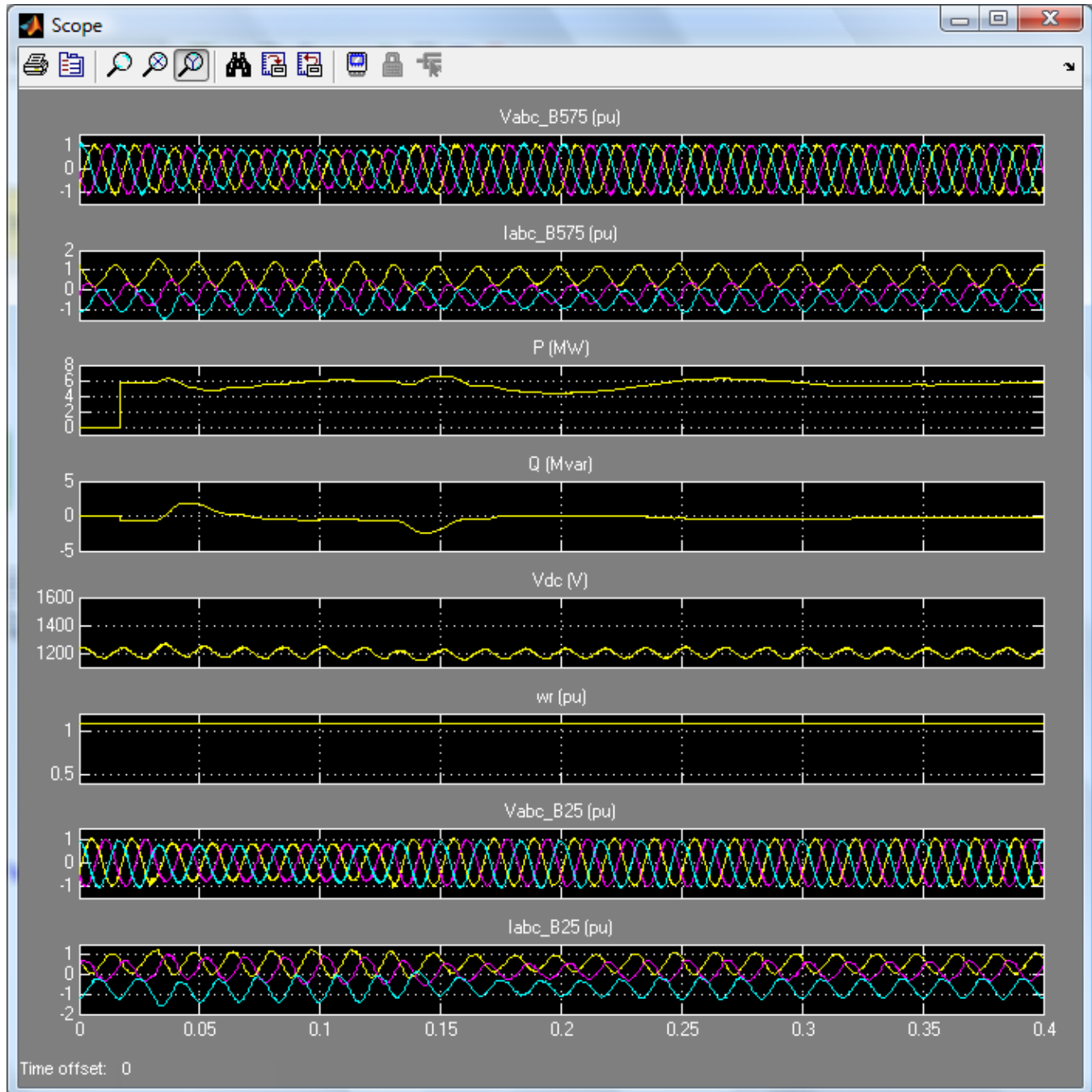


Figura 77 - Resultados obtidos com o modelo disponível no Matlab/Simulink [51]

Na figura 77,  $V_{abc\_B575}$  e  $I_{abc\_B575}$  correspondem à tensão e à corrente medidas no barramento de 575 V, onde estão ligados os terminais do estator e do conversor AC/DC/AC do gerador, estes valores estão em pu e no plano 123.  $P$ (MW) e  $Q$ (MVAR) correspondem às potências activa e reactiva medidas no barramento B575,  $V_{dc}$  (V) é a tensão no link DC e  $W_r$  (pu) que é a velocidade de rotação do rotor no sistema de unidades em pu.  $V_{abc\_B25}$  e  $I_{abc\_B25}$  correspondem à tensão e à corrente medidas no barramento B25, onde é feita a transformação e passagem para a rede de transporte de energia eléctrica de 120KV para 25KV.

Os resultados de simulação permitem analisar o comportamento do sistema quando ocorrem falhas no fornecimento da tensão fornecida pela rede. Com uma velocidade de vento constante de 10m/s e após o sistema aerogerador atingir o regime estacionário é introduzido uma quebra na tensão de alimentação de 0.2 pu entre os instantes  $t=0,03s$  e  $t=0,13s$ . Neste intervalo de tempo a tensão do *link* DC está regulada nos 1200V, há uma pequena perturbação da potência activa e reactiva de saída do sistema DFIG e a distorção harmónica total (THD) medida é representada na figura 78.

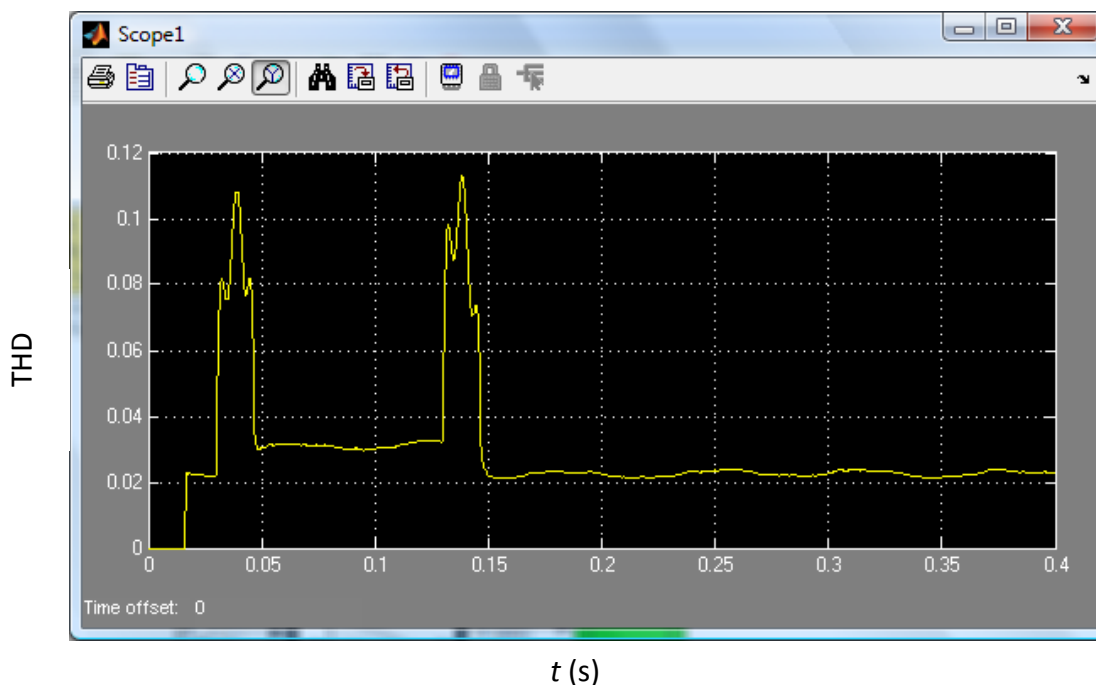


Figura 78 - Distorção harmónica total do modelo aerogerador com conversor costas com costas PWM

Na figura 78 apresenta-se a distorção harmónica total (THD) medida no barramento B25. Pode-se verificar que o valor da distorção harmónica toma valores máximos nos instantes em que ocorrem as transições de tensão, em 0,03s e em 0,13s. Após a reposição da tensão e o sistema aerogerador atingir o estado estacionário, o valor de THD é aproximadamente 2,2%.

Relativamente ao tremor das correntes fornecidas à rede de energia eléctrica, na figura 79 apresentam-se as correntes medidas no barramento de rede (B1), no barramento do estator (B\_stator) e no barramento rede – conversor (B\_grid\_conv).

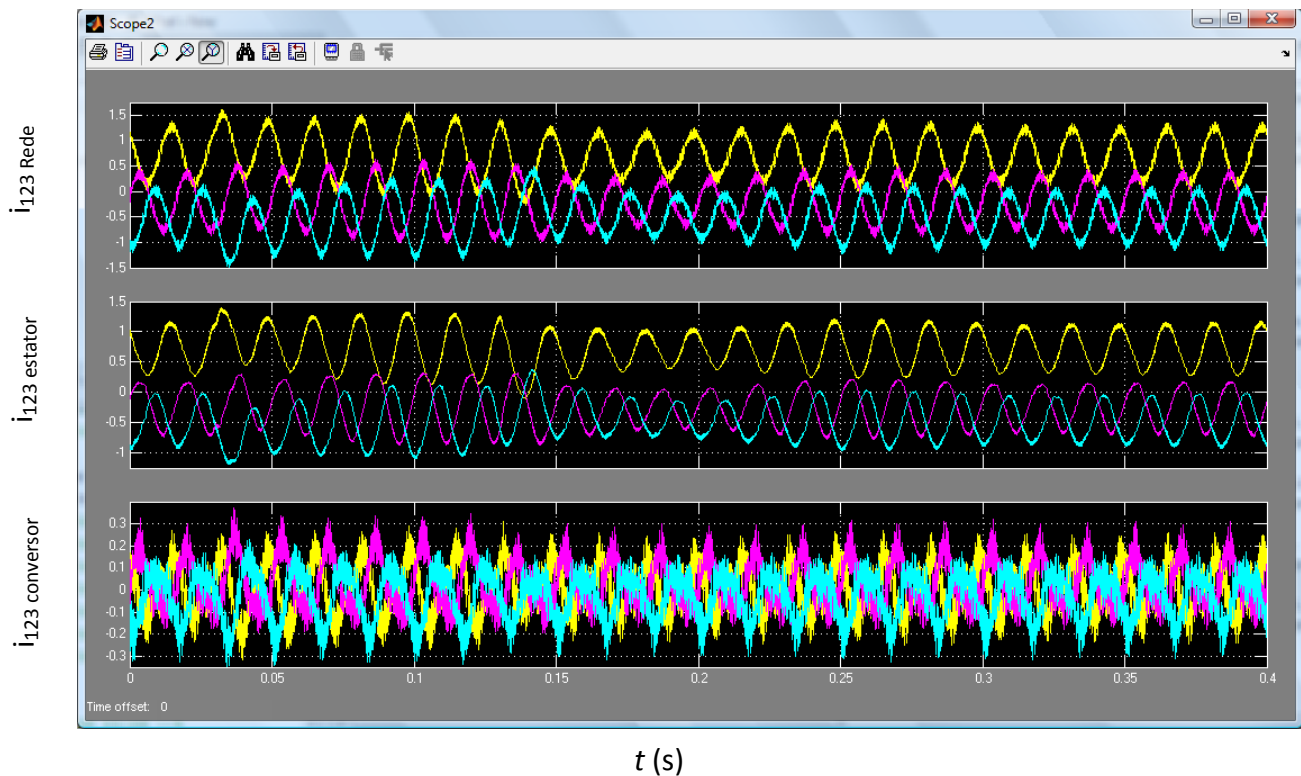
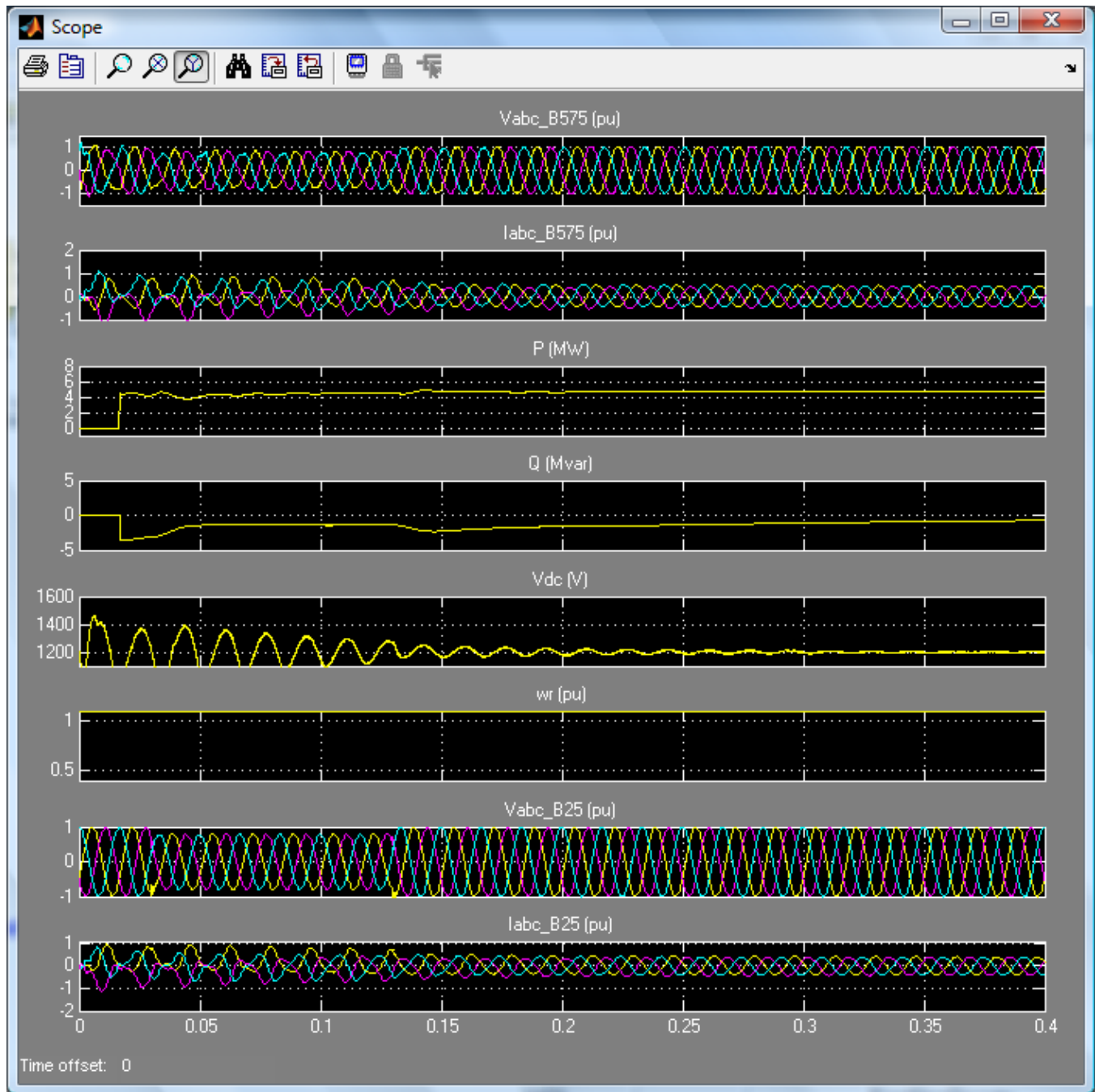


Figura 79 - Correntes fornecidas à rede, no estator e no barramento do conversor do modelo aerogerador costas com costas PWM

Com base na figura 79 verifica-se que as correntes fornecidas à rede apresentam maior tremor que as correntes fornecidas a partir do estator e que o acréscimo de tremor deve-se às correntes provenientes do conversor costas com costas PWM.

Com a substituição do conversor costas com costas PWM pelo conversor costas com costas multinível NPC com controlo óptimo predictivo obtemos os resultados apresentados na figura 80.



$t$  (s)

Figura 80- Simulação do parque eólico com conversor costas com costas NPC com controlo óptimo predictivo

Comparando os resultados dos dois sistemas, figura 77 e 80, verifica-se que o modelo com o conversor costas NPC e com controlo óptimo predictivo apresenta as vantagens seguintes:

- apresenta o equilíbrio trifásico das correntes no plano 123;
- as correntes fornecidas à rede de energia eléctrica apresentam menor tremor;
- a tensão apresenta um valor inferior de distorção harmónica.

O modelo costas com costas PWM tem as vantagens seguintes:

- no processo de ligação do aerogerador e da rede o modelo com o conversor costas com costas e modulação PWM é mais rápido a atingir o regime estacionário.

Na figura 81 apresenta-se a distorção harmónica total discreta (*Total Harmonic Distorsion – THD*) no período de simulação.

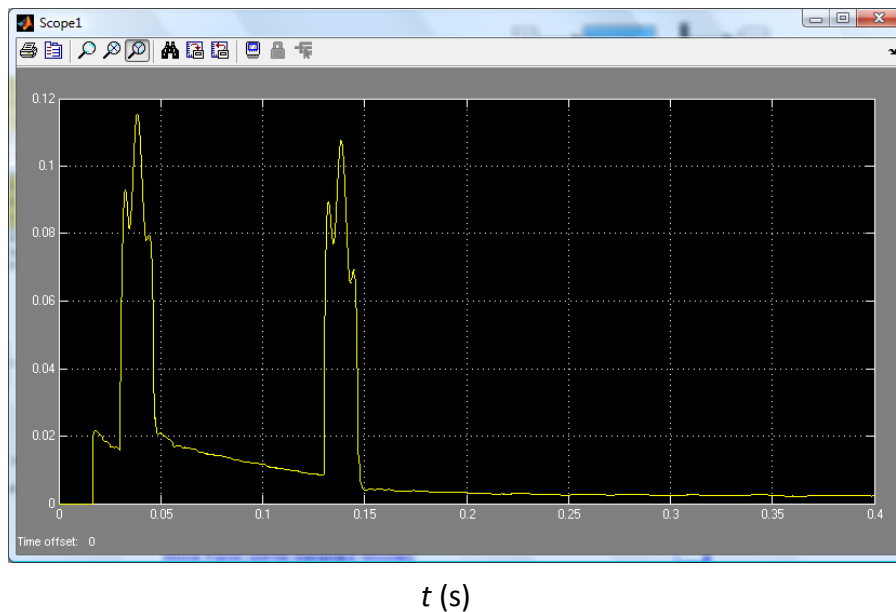


Figura 81 - Distorção harmónica total discreta medida

Na comparação entre as figuras 78 e 81 os resultados de simulação mostram que nos instantes de variação da tensão da rede de energia eléctrica ambos os modelos atingem os seus valores máximos de THD, próximo de 12%. Após a estabilização do equilíbrio trifásico das correntes o sistema disponível no Matlab/Simulink apresenta uma distorção total harmónica constante de 2,2% e o novo modelo apresenta um decréscimo gradual até atingir uma distorção dez vezes inferior (0,02%).

Na figura 82 apresentam-se as correntes, nos barramentos B1, do estator e de rede-conversor para o modelo com o conversor costas com costas multinível com controlo óptimo predictivo.

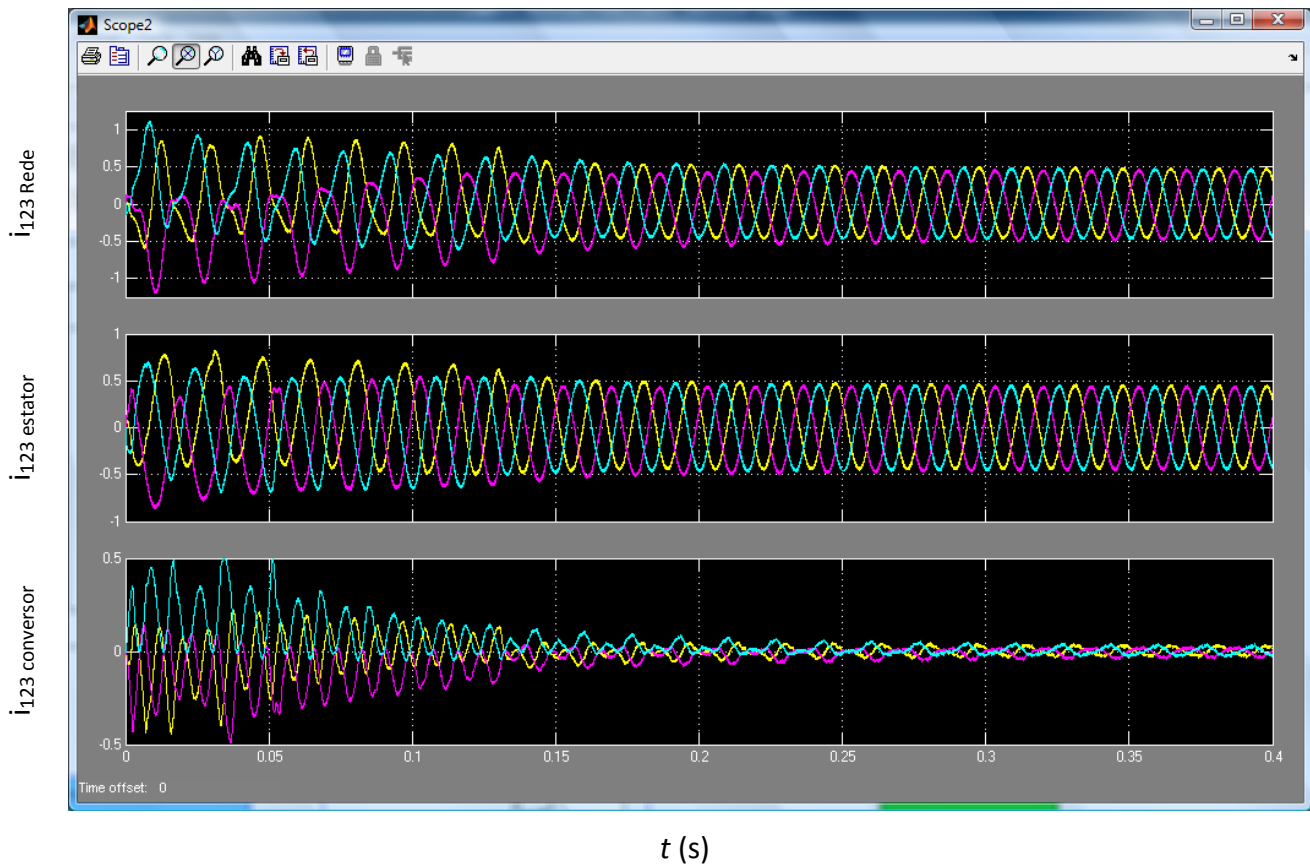


Figura 82 - Correntes fornecidas à rede, no estator e no barramento do conversor do modelo aerogerador costas com costas multinível NPC com controlo óptimo predictivo

Na comparação entre as figuras 79 e 82 verifica-se que o modelo disponível Matlab/Simulink apresenta correntes com tremor superior ao tremor das correntes do novo modelo. Após a estabilidade do sistema, em estado estacionário, o sistema PWM e o sistema NPC óptimo predictivo apresentam um tremor médio na corrente que é fornecida à rede de energia eléctrica de 13% e 2%, respectivamente.

Os resultados obtidos mostram que o sistema de conversor costas com costas NPC e controlo óptimo predictivo melhora a qualidade da energia eléctrica comparativamente ao sistema costas com costas PWM.

## Capítulo 7 - Conclusões

---

Neste capítulo são apresentadas as conclusões do trabalho realizado, realçando as conclusões mais importantes obtidas na análise de cada capítulo da dissertação. São referenciados os principais resultados de simulação do conversor costas com costas multinível NPC com controlo óptimo predictivo e a sua aplicação em sistema aerogerador com gerador de indução duplamente alimentado. Para finalizar são apresentadas algumas sugestões de trabalhos de investigação futuros.

### 7.1 Conclusões gerais

Actualmente procuram-se soluções para diminuir a dependência do consumo de recursos fósseis, que satisfaçam as necessidades de consumo e de qualidade de energia eléctrica. A produção de energia eléctrica a partir de fontes de energia renováveis é uma tecnologia em evolução e crescimento que está a ser fortemente implementada e comercializada em diferentes áreas do globo.

A conversão eólico-mecânica é uma tecnologia em expansão e nos últimos anos tem havido incentivos em projectos de investigação nesta área para permitir a implementação de aerogeradores que consigam trabalhar com elevados patamares de potência (na ordem dos megawatts).

Uma das limitações ao crescimento da potência por aerogerador prende-se com as limitações físicas dos equipamentos, nomeadamente, na tensão máxima suportada pelos semicondutores activos de potência, o controlo da corrente e ajuste da frequência. A utilização de conversores multinível permite trabalhar com tensões superiores às suportadas pelos dispositivos semicondutores que compõem o sistema de conversão. No caso particular do conversor multinível NPC garantimos ter um aumento de tensão que é proporcional ao número de níveis implementados e garante que não é ultrapassada a tensão máxima em cada semiconductor.

O aumento da potência também está condicionado pelo tipo de gerador eléctrico, a forma como é ligado à REE e o processo de controlo. Alguns fabricantes como a Vestas, Nordex ou GE Energy recorrem à topologia de máquina de indução duplamente alimentada quando é necessário trabalhar com potências elevadas uma vez que apenas parte da potência é processada pelos dispositivos semicondutores que constituem o sistema de controlo do motor.

As exigências actuais de qualidade de energia eléctrica (QEE), para garantir o bom funcionamento de equipamentos electrónicos, impõem a optimização do controlo de correntes e tensões do conversor multinível, para que apresentem baixa distorção harmónica, baixo tremor e tolerância a perturbações e variações de parâmetros da rede eléctrica. O controlo

óptimo predictivo é um método que permite o controlo do conversor multinível NPC e que contribui para o aumento da qualidade da forma de onda das correntes injectadas na rede de energia eléctrica, aumentando o factor de qualidade de energia eléctrica.

Neste trabalho foi analisado um conversor multinível NPC costas com costas com controlo óptimo predictivo. Este sistema permitiu juntar num só conversor as vantagens inerentes à tecnologia NPC e ao controlo óptimo predictivo. Ou seja, poder trabalhar com potências elevadas e garantir os parâmetros de qualidade de energia eléctrica.

A simulação do conversor AC/DC/AC foi realizada no Matlab/Simulink e os resultados mostraram que é um conversor tolerante a falhas e que pode ser utilizado em diferentes áreas de acção, permitindo efectuar o sincronismo com uma rede ou entre redes diferentes, equilibrar a tensão no *link* DC e controlar as potências activas e reactivas da rede de energia eléctrica de forma bidireccional.

O controlo óptimo predictivo do conversor foi comparado com outras técnicas de controlo referenciadas na bibliografia, nomeadamente, o controlo por modo de deslizamento (MD) e o controlo por largura de impulso (PWM). Em ambos os casos o conversor com controlo óptimo predictivo apresentou melhores resultados nos parâmetros QEE face às outras estratégias de controlo.

Para a implementação das diferentes estratégias de controlo para conversor e do gerador foi necessário utilizar transformações matemáticas de mudança de referenciais que permitiu trabalhar as equações de forma linearmente independentes (transformada de Clarke - concórdia) e tornar os sistemas invariantes no tempo (transformada de Park), em regime estacionário.

O controlo da máquina de indução pode ser feito com diferentes técnicas de controlo, sendo as mais frequentes: o controlo por orientação do eixo directo do fluxo do estator ao eixo d do referencial dq; a orientação do eixo directo da tensão da rede ao eixo d do referencial dq; alinhamento com o fluxo ou tensão do rotor. Todas as técnicas têm as suas especificidades e permitem o estudo de diferentes variáveis de controlo.

Com o intuito de provar a aplicabilidade e funcionalidade do conversor no modelo aerogerador optou-se por implementar o conversor multinível NPC costas com costas com controlo óptimo predictivo, num modelo de demonstração que está disponível na biblioteca do *Matlab/Simulink* e realizou-se a comparação com o conversor costas com costas PWM.

Mantendo as mesmas referências de corrente, tensão e potência activa e reactiva e mantendo os mesmos parâmetros de dimensionamento, que foram otimizados para o conversor costas com costas PWM, verificou-se que o conversor costas com costas com controlo óptimo predictivo apresenta um menor tremor nas correntes inseridas na rede e que a distorção harmónica total é dez vezes inferior à distorção obtida no modelo original. A utilização do conversor costas com costas NPC tem a desvantagem de ser mais lento a atingir o regime estacionário, apesar deste tempo de resposta ser quase insignificante face ao tempo que está em funcionamento.

O sistema constituído por um conversor costas com costas com conversor multinível NPC e com controlo óptimo predictivo mostrou que é capaz de converter energia eléctrica a partir do vento com elevada qualidade, o que permite ser utilizado para a produção de energia eléctrica e em aplicações críticas como a alimentação de sistemas de telecomunicações.

## 7.2 Trabalhos futuros

Ao longo do desenvolvimento desta tese foram surgindo novos temas e ideias sobre o controlo de conversores multinível, o controlo de geradores eléctricos e as aplicações para melhorar a QEE que podem ser motivos de trabalhos futuros. Entre eles destaca-se:

- implementação laboratorial do sistema aerogerador duplamente alimentado com conversor multinível NPC costas com costas com controlo óptimo predictivo;
- utilização de apenas um controlador com controlo óptimo predictivo para o controlo conjunto dos dois conversores multinível NPC, ligados em costas com costas;
- determinar as equações de predição para os diferentes alinhamentos em máquinas de indução duplamente alimentadas e realizar o estudo comparativo com controlo óptimo predictivo;
- aplicar o estudo realizado do conversor costas com costas multinível com controlo óptimo predictivo em outros ramos de acção, como por exemplo, nos veículos com motores eléctricos.

## Referências

- [1] Global Wind Energy Council. (2010). Global Wind Report [Online]. Disponível: <http://www.gwec.net>.
- [2] Empresa de Electricidade da Madeira. (2010). Energias Renováveis. [Online]. Disponível: <http://www.eem.pt>.
- [3] odimeteosol. (2010). Energias Renováveis. [Online]. Disponível: <http://www.minerva.uevora.pt/odimeteosol/energias.htm>
- [4] F. G. Ribeiro de Campos, “Geração de Energia a partir de fonte eólica com gerador assíncrono conectado a conversor estático duplo”, Dissertação para a obtenção do título de mestre em engenharia. Escola Politécnica da Univ. de São Paulo, São Paulo, 2004.
- [5] Wikipédia. (2009). Energia Eólica. [Online]: Disponível:<http://pt.wikipedia.org>.
- [6] N. Barros, M. A. Dinis, J. Silva, E. Regueiro. (2009, Janeiro). Energia Eólica: Panorama Actual da Capacidade Instalada na União Europeia [Online]. Disponível: <https://bdigital.ufp.pt/dspace/bitstream/10284/537/1/18-27FCT2006-2.pdf>.
- [7] Instituto de Engenharia Mecânica e Gestão Industrial. (2008). Parques Eólicos em Portugal em Junho de 2008 [Online]. Disponível: <http://www.inegi.pt>.
- [8] Associação de Energias Renováveis. (2010). Consumos Gerais do Sistema Eléctrico Nacional [Online]. Disponível: <http://www.apren.pt>.
- [9] M. Pinho. (2008, Setembro 16). Uma Revolução no Sector da Energia em Portugal [Online]. Disponível:[http://www.portugal.gov.pt/portal/pt/governos/governos\\_constitucionais/gc17/ministerios/mei/comunicacao/intervencoes/20080916\\_mei\\_int\\_energia.htm](http://www.portugal.gov.pt/portal/pt/governos/governos_constitucionais/gc17/ministerios/mei/comunicacao/intervencoes/20080916_mei_int_energia.htm).
- [10] J. C. Pereira, A. R. Ervilha, R. Reis, J. C. Pereira e R. Howard. (2005, Agosto). Avaliação do Potencial Energético Eólico na Região Autónoma da Madeira – promovido pela agência Regional da Energia e Ambiente da Região Autónoma da Madeira [Online]. Disponível: [www.arem.pt](http://www.arem.pt).
- [11] jercar.gas. (2010, Outubro). Energia Eólica [Online]. Disponível: <http://jercargas.blogspot.com>.
- [12] Danish Wind Industry Association. (2003, Junho 1). Betz' Law: Wind Power [Online]. Disponível: <http://www.windpower.org/en/tour/wres/betz.htm>.
- [13] Portal das Energias Renováveis. (2010, Agosto). Tecnologias - Turbinas eólicas [Online]. Disponível: [http:// www.energiasrenovaveis.com](http://www.energiasrenovaveis.com).

- [14] R. M. G. Castro. (2007, Março). Introdução à Energia Eólica, Universidade Técnica de Lisboa [Online]. Disponível: [https://dspace.ist.utl.pt/bitstream/2295/106889/1/eolica\\_ed3.pdf](https://dspace.ist.utl.pt/bitstream/2295/106889/1/eolica_ed3.pdf).
- [15] D. Hamide, (2004, Novembro), “Utilização da energia eólica em sistemas híbridos de geração de energia visando pequenas comunidades”, trabalho de conclusão do curso de engenharia elétrica, faculdade de engenharia, pontifícia universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre.
- [16] S.M. Barakati, M. Kazerani e X. Chen, "A New Wind Turbine Generation System Based on Matrix Converter", in Proceedings of IEEE Power Engineering Society 2005 General Meeting, San Francisco, California, USA, 12-16 June 2005
- [17] J. G. Slootweg, S. W. H. Haan; H. Polinder e W. L. Kling, “General Model for Representing Variable Speed Wind Turbines in Power System Dynamics Simulations, IEEE Trans. on Power Systems, vol. 18, Nº 1, February 2003.
- [18] C. A. M. Amêndola e D. P. Gonzaga, “Fuzzy-Logic Control System of a Variable-Speed Variable-Pitch Wind-Turbine and a Double-Fed Induction Generator”, Seventh International Conference on Intelligent Systems Design and Applications, Conference Publishing Services - IEEE Computer Society, 2007. v. 1. p. 252-257.
- [19] A. Estanqueiro. (2003, Setembro). Princípio de funcionamento de turbinas eólicas – conversão mecanoelétrica, Apontamentos do curso de Energias Renováveis, INETI [Online]. Disponível: <http://disciplinas.dcm.fct.unl.pt/cce/ficheiros%20pdf>.
- [20] I. M. V. M. Martins, “Conversores Multinível na Optimização do Trânsito de Energia em Redes Eléctricas”, Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, Univ. Técnica de Lisboa Instituto Superior Técnico, Junho de 2008.
- [21] J. D. S. Barros, “Conversão Electrónica Multinível: Optimização para Aplicações em Qualidade de Energia Eléctrica”, Dissertação para a obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, Univ. Técnica de Lisboa Instituto Superior Técnico. Julho 2008.
- [22] J. - S. Lai, F.Z. Peng, “Multilevel Converters – A New Breed of Power Converters”, IEEE Trans. Ind. Applicat., 32 n.3 (1996),
- [23] D. Holmes e T. Lipo, “Implementation of a Controlled Rectifier Using AC-AC Matrix Converter Theory”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 7, No 1, January 1992.
- [24] R. J. P. Santos, “Gerador Eólico Baseado na Máquina Lisboa Instituto Superior Técnico, Setembro de 2007.
- [25] R. P. J. Vasconcelos, “Exploiting the use of Sparse Matrix Converters in Wind Energy Generatios Systems”, Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, Univ. Técnica de Lisboa Instituto Superior Técnico, Dezembro de 2008.

- [26] L. Aparício e P. Esteves, “conversor matricial: Aplicação em aproveitamentos eólicos com máquina de indução duplamente alimentada”, relatório de trabalho final da Licenciatura em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, Univ. Técnica de Lisboa Instituto Superior Técnico, Setembro de 2006.
- [27] S. Pinto e J. Silva, “ Direct Control Method for Matrix Converters with Input Power Factor Regulation”, 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conferenc, Aachen, Germany, 2004.
- [28] R. Melício, V.M.F. Mendes, and J.P.S. Catalão, “Modeling and simulation of a wind energy system: matrix versus multilevel converters”, in: Proc. 14th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conf., Ajaccio, France, pp 604-609, 2008.
- [29] A. Nabae and I. Takahashi, “A new neutral-point-clamped PWM inverter,” IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol. IA-17, N° 5, pp. 518-523, September/October 1981.
- [30] K. A. Corzine, “Operation and Design of Multilevel Inverters”, Developed for the Office of Naval Reserch, December 2003, Revised June 2005.
- [31] J. H. Seo, C. H. Choi e D. S. Hyun, “A new simplified space-vector PWM method for three-level inverters,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, no. 4, pp. 545-550, July 2001.
- [32] R. Rojas, T. Ohnishi e T. Suzuki, “Neutral-point-clamped inverter with improved voltage waveform and control range,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 42, no 6, pp. 587-594, December 1995.
- [33] J. F. Silva, N. Rodrigues, and J. Costa, “Space vector alpha-beta sliding mode current controllers for three-phase multilevel inverters,” Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual, vol.1, pp. 133 – 138, 2000.
- [34] J. D. Barros, J. F. Silva, “Optimal Predictive Control of Three-Phase NPC Multilevel Inverter: Comparison to Robust Sliding Mode Controller”, em Power Electronics Specialists Conference, 2007, IEEE, PESC 2007.
- [35] P. Correa, J. Rodriguez, “A Predictive Control Scheme for Current Source Rectifiers”, International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2008.
- [36] Logica. (2010, Janeiro). Gestão de Parques Eólicos [Online]. Disponível: <http://www.logica.pt>.
- [37] R. Datta and V. T. Ranganathan. Variable-speed wind power generation using doubly fed wound rotor induction machine-a comparison with alternative schemes. IEEE Transactions on Energy Conversion, 17(3):414-421, Sept. 2002.

- [38] D. Xiang, L. Ran, P. J. Tavner, and S. Yang, "Control of a doubly fed induction generator in a wind turbine during grid fault ride-through," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 21, no. 3, pp. 652–662, Sep. 2006.
- [39] R. Gagnon et al., "Modeling and Real-Time Simulation of a Doubly-Fed Induction Generator Driven by a Wind Turbine". *International Conference on Power Systems Transients*, Montreal, Canada 2005.
- [40] J. C. P. Palma, "Accionamentos Electromecânicos de Velocidade Variável", Fund. Calouste. Gulbenkian, Lisboa, 1999.
- [41] G. Marques, "Dinâmica das máquinas eléctricas", Abril 2002.
- [42] J. F. S. Ferreira, "Controlo de Geradores de Indução Duplamente Alimentados em Turbinas Eólicas", Dissertação para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa, Lisboa 2009.
- [43] G. Marques, "*Controlo de Motores Eléctricos*", Instituto Superior Técnico, Lisboa, Fevereiro 2007.
- [44] A. Petersson, L. Harnefors e T. Thiringer, "Comparison Between Stator-Flux and Grid-Flux-Oriented Rotor Current Control of Doubly-Fed Induction Generators", *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Aachen, Germany 2004.
- [45] R. Pena, J. Clare, G. Asher, "*Doubly Fed Induction Generator Using Back-to-Back PWM Converters and its Application to Variable-Speed Wind-Energy Generation*", *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, Vol. 143, N° 3, Maio 1996.
- [46] I. M. Martins, J. D. Barros e F. A. Silva, "Design of cross-coupling free current mode controller for UPFC series converter", *11th International Conference on IEEE, Optimization of Electrical and Electronic Equipment, OPTIM 2008*, Agosto 2008.
- [47] L. J. L. R. da Encarnação, "Compensação de energia reactiva com conversor multinível trifásico", Dissertação para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrotécnica e de Computadores. , Univ. Técnica de Lisboa Instituto Superior Técnico, Outubro de 2007.
- [48] Barros, J. Dionísio, Silva, J. Fernando; "Optimal Predictive Control of Three-Phase NPC Multilevel Converter for Power Quality Applications", *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 55, no. 10, October 2008.
- [49] K. OGATA, "Modern control engineering ", 4th ed. London: Prentice-Hall, cop. 2002. - XI, 964 p.
- [50] J. Svensson, "Synchronisation methods for grid-connected voltage source converters", *IEE Proc. Generation, Transmission and Distribution IET Journal*, vol. 148, no 3, pp. 229-235, May 2001.

[51] MathWorks, Inc, “Wind Farm (DFIG Detailed Model)”, Published with MATLAB® 7.6

## Anexos

### 7.2.1 Anexo A – Modelo de conversão das referências

O modelo de conversor costas com costas com controlo óptimo predictivo utiliza a transformada de Park para converter as correntes de referência no plano dq para o plano  $\alpha\beta$ . Nesta transformação é necessário ter em conta o sincronismo com a rede de energia eléctrica, ter em atenção que as referências são para o próximo instante de amostragem e controlar o factor de potência. Estas alterações podem ser realizadas com recurso às equações trigonométricas e podem ser implementadas, na simulação, com blocos de código, como mostra a figura 83.

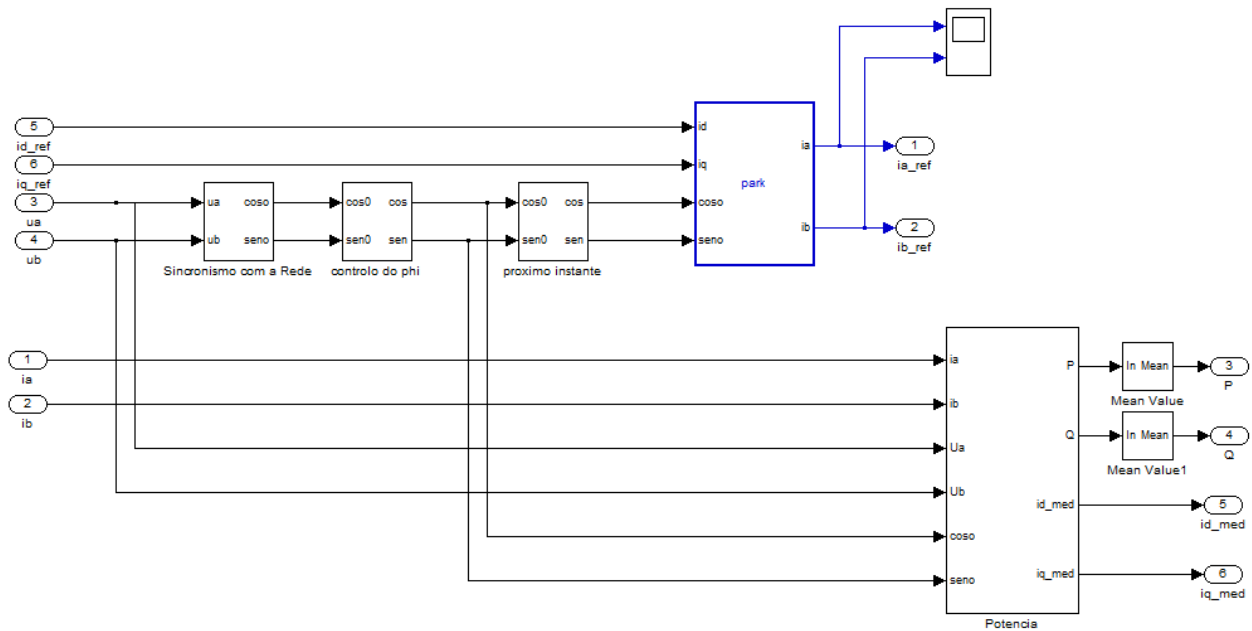


Figura 83 - Transformação das referências do plano dq para o plano  $\alpha\beta$

## 7.2.2 Anexo B – conversor NPC

Na figura 84 apresenta-se o esquema eléctrico do conversor multinível NPC utilizado nas simulações em Matlab/Simulink.

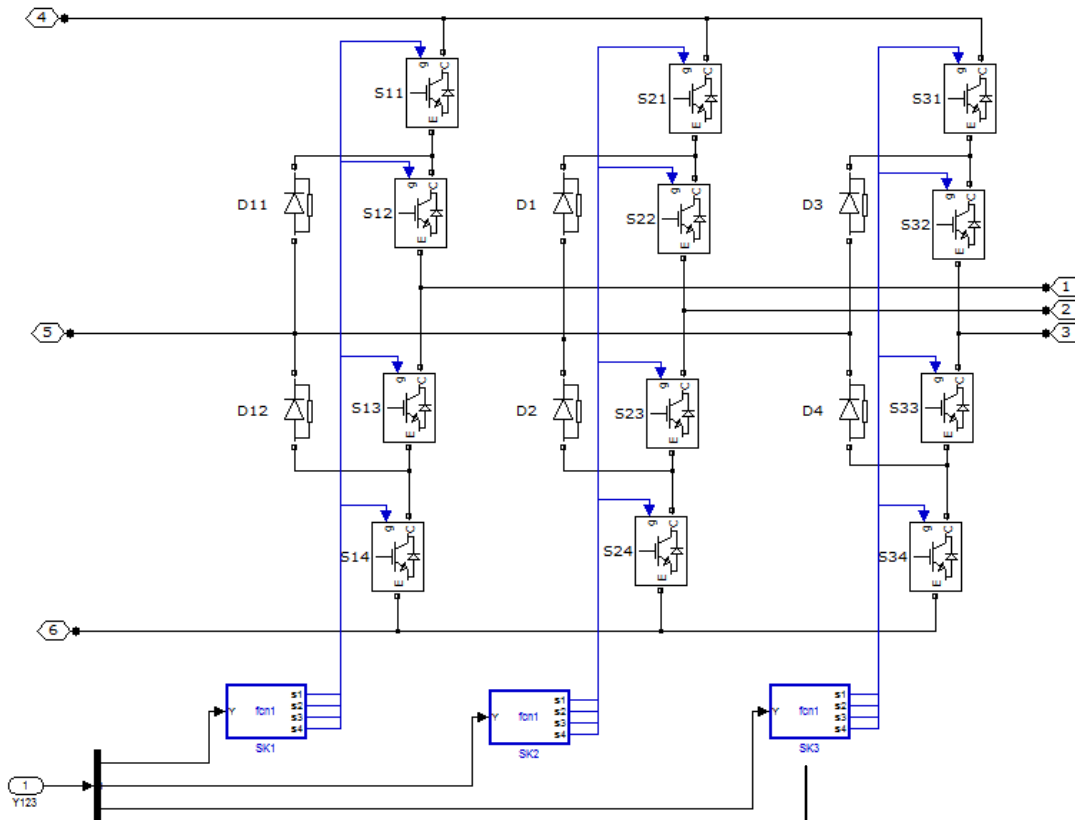


Figura 84 - Modelo do Conversor NPC

```
function [s1,s2,s3,s4] =fcn1(Y)

if (Y==1)
    s1=1;
    s2=1;
    s3=0;
    s4=0;
elseif (Y==0)
    s1=0;
    s2=1;
    s3=1;
    s4=0;
else % (Y== -1)
    s1=0;
    s2=0;
    s3=1;
    s4=1;
end
```

### 7.2.3 Anexo C – Controlo da ligação à rede de energia eléctrica (REE) – *Link* DC

Na substituição do conversor costas com costas PWM pelo conversor costas com costas NPC com controlo óptimo predictivo, foi necessário substituir o módulo de controlo. Nas figuras seguintes estão indicadas algumas alterações que foram efectuadas ao modelo original.

Na figura 85 mostra-se o módulo de geração das referências  $I_{dref}$  e  $I_{qref}$  que será aplicado ao controlador óptimo predictivo.

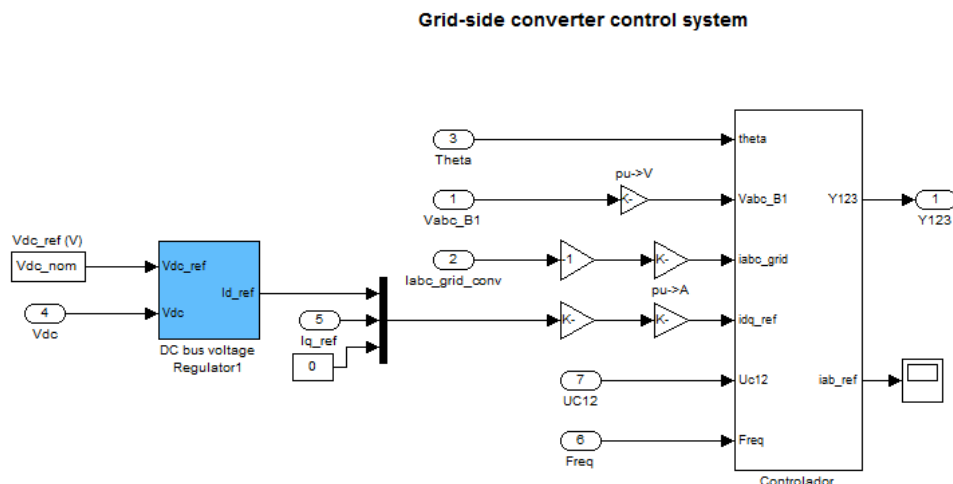


Figura 85 - Controlo da tensão no *link* DC

O sistema DC *bus voltage Regulator* 1 é composto por um regulador proporcional integral (PI), indicado na figura 86.

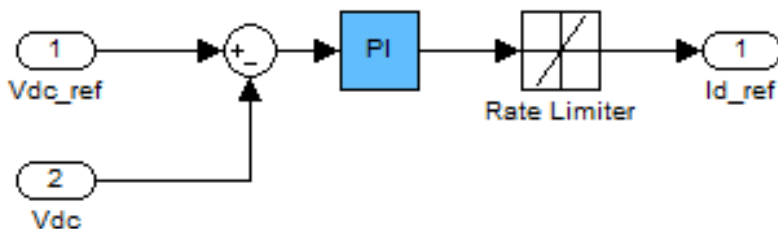


Figura 86 - Regulador proporcional integral para controlo da tensão no *link* DC [51]

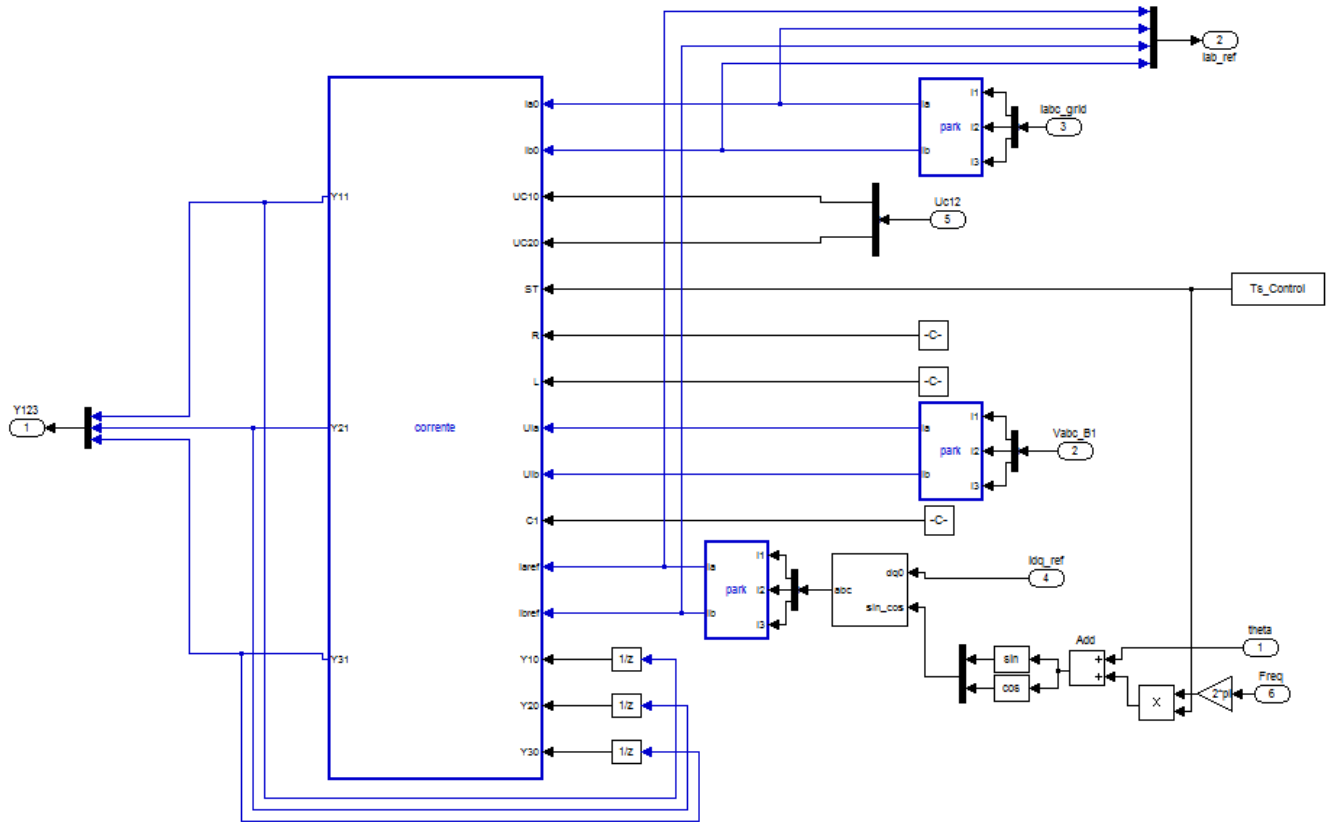


Figura 87 - Modelo do controlo óptimo predictivo

O código utilizado para cada controlador de óptimo predictivo em coordenadas  $\alpha\beta$  é o seguinte:

```
function [Y11,Y21,Y31]= corrente(ia0,ib0, UC10, UC20,ST, R, L, Ula, Ulb, C1, iaref,
ibref, Y10, Y20,Y30)

z=[-1,-1,-1;0,-1,-1;1,-1,-1;-1,0,-1;0,0,-1;1,0,-1;-1,1,-1;0,1,-1;1,1,-1;-1,-1,0;0,-
1,0;1,-1,0;-1,0,0;0,0,0;1,0,0;-1,1,0;0,1,0;1,1,0;-1,-1,1;0,-1,1;1,-1,1;-
1,0,1;0,0,1;1,0,1;-1,1,1;0,1,1;1,1,1];

Y1=Y10;
Y2=Y20;
Y3=Y30;
custoini=1e6;
for j=1:27
    a=abs(z(j,1)- Y10);
    b=abs(z(j,2)- Y20);
    c=abs(z(j,3)- Y30);
    if (a<2 && b<2 && c<2)
        R11=(z(j,1)*(z(j,1)+1))/2;
        R12=(z(j,2)*(z(j,2)+1))/2;
        R13=(z(j,3)*(z(j,3)+1))/2;
        R21=(z(j,1)*(1-z(j,1)))/2;
        R22=(z(j,2)*(1-z(j,2)))/2;
        R23=(z(j,3)*(1-z(j,3)))/2;
        R1a=sqrt(2/3)*( R11) - (R12/2) - (R13/2) );
        R2a=sqrt(2/3)*( R21) - (R22/2) - (R23/2) );
```

```

R1b=sqrt(2/3)*( sqrt(3)*R12/2) - (sqrt(3)*R13/2) );
R2b=sqrt(2/3)*( sqrt(3)*R22/2) - (sqrt(3)*R23/2) );
ia = ia0 +(ST*UC10*R1a/L)+(ST*UC20*R2a/L)-(R*ST*ia0/L) - (ST*U1a/L);
ib = ib0 +(ST*UC10*R1b/L)+(ST*UC20*R2b/L)-(R*ST*ib0/L)- (ST*U1b/L);
eia= iaref - ia;
eib= ibref - ib;
euc= UC10 - UC20 + ((R2a-R1a)*ST*ia0/C1)+((R2b-R1b)*ST*ib0/C1);
kia=(20^2)/10;
kib=(20^2)/10;
kuc=(4^2)/40;
custo=sqrt( (eia^2)/kia + (eib^2)/kib + (euc^2)/kuc );
if (custo < custoini)
    custoini=custo;
    Y1=z(j,1);
    Y2=z(j,2);
    Y3=z(j,3);
end
end
end
Y11=Y1;
Y21=Y2;
Y31=Y3;
end

```

Da mesma forma para o controlo da Ligação Link DC – Rotor

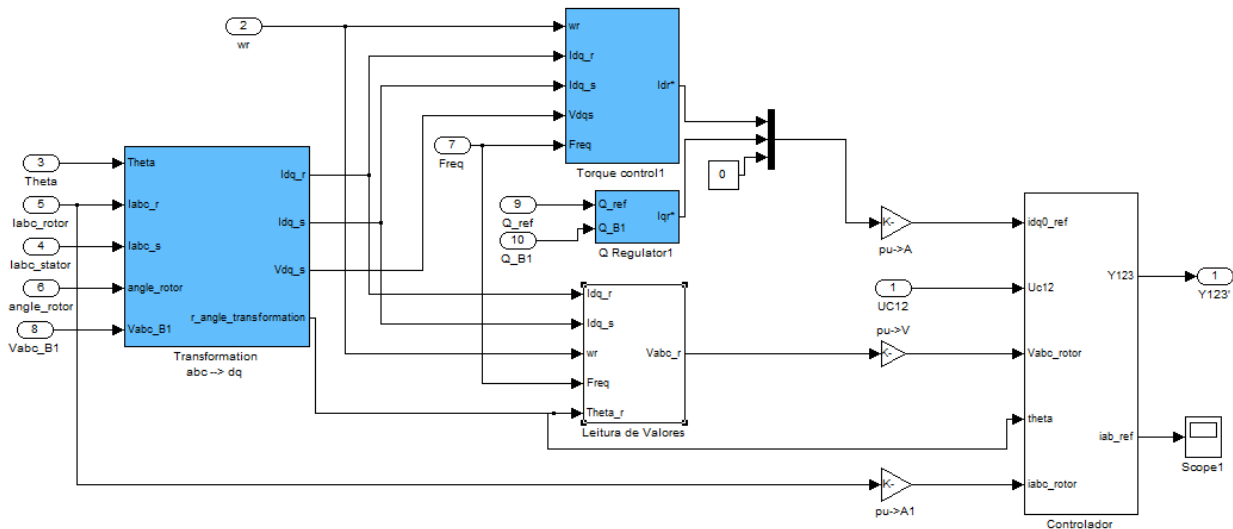


Figura 88 – Geração das referências que são aplicadas ao conversor costas com costas para controlo da corrente no rotor

## 7.2.4 Anexo D – Parâmetros de inicialização do modelo

```
%data for detailed and average models of DFIG wind turbine demo
%Demo files: power_wind_dfig_det.mdl and power_wind_dfig_avg.mdl
% Copyright 2005 TransEnergie Technologies Inc., under sublicense
% from Hydro-Quebec, and The MathWorks, Inc.

Ts_Power=5e-6;
Ts_Control=100e-6; %Passo de simulação
NumberOfUnits=6; %Passo de controle

% Asynchronous machine data
Pnom=1.5e6/0.9*NumberOfUnits; % Nominal power (VA)
Vnom=575; % Line-Line voltage (Vrms)
Fnom=60; %Hz
Rs=0.00706; %pu
Lls=0.171; %pu
Rr=0.005; %pu
Llr=0.156; %pu
Lm=2.9; %pu
H=5.04; %Inertia constant (s)
F=0.01; %Friction factor (pu)
p=3; %Number of pairs of poles

%PWM data
PWM_freq=27*Fnom; %Not used with average model

%DC link
Vdc_nom=1200; %Volts
C_DClink=10000e-6*NumberOfUnits; %Farads

%Choke data
R_RL=0.30/100; %pu
L_RL=0.30; %pu

%Turbine data
Pmec=1.5e6*NumberOfUnits; % Nominal power (W)
power_C=0.73; %pu
speed_C=1.2; %pu
```