

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Sistema de produção de energia eólica

Abel António de Azevedo Ferreira

VERSÃO FINAL

Dissertação realizada no âmbito do
Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Major Automação

Orientador: Prof. Dr. Adriano Carvalho
Co-Orientador: Prof. Dr. Armando Araújo

Junho de 2011

Resumo

A energia eólica está a criar grande importância por todo o mundo. O rápido desenvolvimento das tecnologias aplicáveis e o mercado têm um grande impacto nas pessoas e instituições. A utilização da energia eólica remonta à antiguidade e tornou-se uma tecnologia muito complexa caracterizada por uma grande variedade de conceitos inovadores para os geradores e para os dispositivos electrónicos de potência.

Os fabricantes disponibilizam várias soluções para o controlo de potência dos aproveitamentos eólicos. Os conceitos disponibilizados pelo mercado são, sobretudo, concentrados na óptica do design da turbina eólica, do tipo do gerador eléctrico e da electrónica de potência empregue no sistema para a ligação à rede eléctrica. A junção de vários tipos de dispositivos desta natureza cria várias arquitecturas de potência dotadas de características diferentes.

Os estudos de diversos conceitos de produção e estratégias de controlo de energia eólica tornam-se emergentes para dotar os sistemas de maior eficiência, qualidade de serviço e durabilidade dos equipamentos. Nesta dissertação são apresentadas duas estratégias distintas que permitem controlar o funcionamento do gerador síncrono de ímanes permanentes e a injeção de potência activa na rede eléctrica por um sistema de microgeração do tipo eólico, a velocidade variável. As duas estratégias de controlo apresentadas e implementadas, em ambiente *Matlab/Simulink*, são comparadas do ponto de vista de desempenho e da qualidade da forma de onda de corrente tanto do gerador como da ligação à rede eléctrica.

O rendimento do sistema é condicionado pelo ponto de funcionamento da turbina eólica, devido ao rendimento reduzido, face a outros dispositivos. Assim, torna-se necessário dotar o sistema de produção de algoritmos de detecção do ponto mais eficiente de funcionamento da turbina eólica. Apresentou-se um algoritmo recorrendo à medição das correntes eléctricas estatísticas do gerador e da sua velocidade. Por conseguinte, o algoritmo foi testado em ambiente *Matlab/Simulink* juntamente com os algoritmos de controlo e estrutura da electrónica de potência adoptada.

Foi implementado no laboratório uma banca de ensaios para um conversor dotado de dois conversores trifásicos de potência em topologia *back to back*. Foram projectadas interfaces entre a plataforma de controlo *Spartan 3E*, as *drives* do conversor de potência e o sistema de aquisição de dados. Por fim, foram apresentados resultados de controlo em malha de um ondulator de corrente.

Abstract

Wind energy is creating great importance throughout the world. The rapid development of applicable technologies and the market have a great impact on people and institutions. The use of wind energy dates back to ancient times and became a very complex technology characterized by a variety of innovative concepts for generators and power electronic devices.

Manufacturers offer various solutions to control wind energy systems. The concepts provided by the market are mainly concentrated in the design of the wind turbine, the type of electrical generator and power electronics used to grid connection. The addition of various types of devices of this kind creates multiple architectures of power provided with different characteristics.

Studies of various concepts of production and control strategies of wind power become emerging systems in order to provide greater efficiency, service quality and durability of equipment. This thesis presents two different strategies that allow to control the operation of permanent magnet synchronous generator and the injection of active power into the grid by a system of microgeneration wind with variable speed. The two control strategies presented and implemented in Matlab / Simulink are compared in terms of performance and quality of the waveform both in terms of the current generator and the electrical grid connection.

The system performance is conditioned by the operating point of the wind turbine, due to lower efficiency, compared to other devices. Thus, it is necessary to provide the production system of algorithms to detect the most efficient point of operation of the wind turbine. An algorithm using the measurement of stator currents of generator and its speed was presented. Therefore, the algorithm was tested in Matlab / Simulink together with the control algorithms and power electronics structure adopted.

A laboratory test bench was implemented for a converter equipped with a two three-phase power converter with back to back topology. The interfaces were designed between the control platform Spartan 3E, the power converter drives and data acquisition system. Finally, the results of a loop control of a power inverter were presented.

Agradecimentos

A dissertação embora seja um trabalho individual não posso deixar de agradecer às pessoas cujos contributos permitiram ultrapassar esta etapa do meu percurso académico.

Gostaria de agradecer ao Professor Doutor Adriano Carvalho deste trabalho pelo seu apoio, disponibilidade e partilha de conhecimentos.

Gostaria de prestar especial agradecimento ao Professor Doutor Carlos Ramos pela dedicação demonstrada no esclarecimento de dúvidas, na resolução dos problemas que foram surgindo e sobretudo pela enorme disponibilidade.

Gostaria de agradecer aos professores Catarina Santiago e João Fernandes pelos conselhos sinceros, pela flexibilidade permitida nos momentos mais difíceis e sobretudo pela compreensão demonstrada.

Gostaria de agradecer aos professores que tive oportunidade de conhecer ao longo do curso e transmitiram conhecimentos para ultrapassar os desafios.

Gostaria de agradecer ao colega de trabalho e amigo Rui Pedro Barbosa. Mesmo estando a ser atravessado por momentos difíceis, foi capaz de motivar e ajudar todos os que o rodeavam mostrando a sua excelente personalidade.

Gostaria de agradecer ao colega João Faria pela partilha de conhecimentos e entreaajuda proporcionada.

Gostaria de agradecer também ao Luís Bessa, Pedro Pacheco, Miguel Miranda pelo companheirismo e pelos memoráveis momentos que proporcionaram durante este período.

Pretendo também agradecer aos amigos Alexandre Gomes e Rafael Lopes pelos bestiais momentos que desencadearam e sobretudo pela disponibilidade em ajudar e do verdadeiro significado do trabalho em equipa.

Gostaria também de agradecer aos colegas Hugo Teixeira, Mariana Magalhães e Cátia Vieira pela ajuda prestada na recta final do meu trabalho, sendo determinantes para o mesmo.

Aos amigos Diogo, Nelson, Franjas e Devesas pela boa disposição que manifestaram ao longo deste tempo e que ajudaram a ultrapassar os momentos difíceis.

Pretendo mostrar a minha gratidão ao meu mano Hugo e Elisabete pela força e pelos momentos de alegria que ajudaram a ultrapassar momentos mais duros.

Pretendo também agradecer ao meu mano Rui, Fatinha e afilhado Diogo pelos momentos muito emotivos que me proporcionaram e especialmente à grande dose de força e felicidade que me concederam no 1º de Maio.

Pretendo também mostrar a minha profunda gratidão ao Sra. Adelaide, Sr. Mário e Joana pela ajuda, disponibilidade, preocupação, motivação, palavras de força e carinho manifestado ao longo destes anos de curso.

Pretendo também dirigir algumas palavras de gratidão à mulher fantástica que a vida me ofereceu. À Raquel pretendo agradecer por toda a motivação, alegria, carinho, crítica manifestada ao longo do curso. Agradeço também ajuda incondicional mesmo em momentos de muita carga de trabalho e estudos, permitindo-me acabar a dissertação em tempo útil.

Pretendo também manifestar o profundo e mais sincero Obrigado aos meus pais. Obrigado pelo esforço e luta diária para me proporcionar um curso superior. Obrigado pelo vosso carinho. Obrigado pelas palavras de força. Obrigado por tudo o que me ensinaram. Foram sempre a minha referência e os meus alicerces para nunca desistir.

*“Durante toda a tua vida vais ter momentos difíceis,
mas nunca atires a toalha ao chão”*

António de Jesus Ferreira

Índice

Resumo	iii
Abstract	v
Agradecimentos.....	vii
Índice	xi
Lista de Figuras	xv
Lista de Tabelas.....	xxiii
Abreviaturas e Símbolos.....	xxv
Capítulo 1	1
Introdução	1
1.1 - Contextualização da dissertação	1
1.2 - Objectivos da dissertação	2
1.3 - Estrutura da dissertação	3
Capítulo 2	5
Estado da Arte	5
2.1 - Evolução dos aproveitamentos eólicos	5
2.2 - Características do vento	10
2.2.1 - Origem do vento	10
2.2.2 - Variações globais do vento.....	12
2.2.3 - Variações locais do vento	13
2.3 - Potencial eólico	14
2.3.1 - Variáveis de estado uma turbina eólica	14
2.3.2 - Extracção de energia de uma massa de ar	14
2.4 - Estado actual do mercado das energias.....	15
2.5 - Tecnologias dos sistemas de produção eólicos.....	17
2.5.1 - Introdução	17
2.5.2 - Principais componentes de um sistema de produção eólico	18
2.5.3 - Rotor de turbinas eólicas.....	19
2.5.4 - Tecnologias associadas aos geradores	23
2.6 - Sistemas de geração de energia eólica.....	24

2.6.1 - Sistemas de velocidade variável com caixa de velocidades	25
2.6.2 - Sistemas de velocidade variável sem caixa de velocidades.....	26
2.6.3 - Conclusões	28
2.7 - Topologias de electrónica de potência para PMSG.....	29
2.7.1 - Cadeia de conversão AD/DC, DC/DC e DC/AC.....	29
2.7.2 - Rectificador a díodos e VSC em topologia Back-Back	30
2.7.3 - Cadeia de conversão VSC em topologia back to back.....	31
2.7.4 - Conclusões	32
2.8 - Técnicas de modulação de corrente de um VSC.....	32
2.8.1 - Controladores <i>on - off</i>	33
2.8.2 - Controladores com bloco de PWM	34
2.8.3 - Controlador SVM	36
2.9 - Conclusão.....	39
Capítulo 3	41
Cadeia de conversão <i>com rectificação não controlada e VSC em topologia Back to</i>	
<i>Back</i>	41
3.1 - Resumo	41
3.2 - Introdução.....	41
3.3 - Modelização do controlo de corrente	42
3.4 - Modelização do controlo de tensão	45
3.4.1 - Conversor DC/AC	46
3.4.2 - Controlador PI.....	47
3.5 - Modelização do controlo de velocidade.....	47
3.6 - Implementação dos modelos em ambiente <i>Matlab/Simulink</i>	49
3.6.1 - Controlo de corrente.....	49
3.6.2 - Controlo de tensão	52
3.6.3 - Controlo de velocidade	55
3.7 - Conclusões	58
Capítulo 4	59
Cadeia de conversão <i>Back to Back Voltage source Converter</i>	59
4.1 - Resumo	59
4.2 - Introdução.....	59
4.3 - Conversor AC/DC.....	60
4.3.1 - Descrição do controlo do PMSG	62
4.3.2 - Modelização do sistema	63
4.3.3 - Dimensionamento dos controladores.....	64
4.3.4 - Resultados simulação	68
4.4 - Conversor DC/AC.....	72
4.4.1 - Phase locked loop	74
4.4.2 - Space vector modulation.....	75
4.4.3 - Modelização do conversor DC/AC.....	77
4.4.4 - Dimensionamento da malha de corrente	78
4.4.5 - Dimensionamento da malha de controlo de tensão	81
4.4.6 - Simulação do controlo do conversor DC/AC	84
4.5 - Conclusão.....	90
Capítulo 5	93
Comparação do desempenho das cadeias de conversão <i>back to back</i>	93
5.1 - Introdução.....	93
5.2 - Qualidade de serviço dos conversores AC/DC controlados e não controlados de ligação ao PMSG.....	93
5.3 - Qualidade de serviço dos conversores DC/AC controlados de ligação à rede eléctrica	96
5.4 - Conclusões	99

Capítulo 6	101
Controlo de produção de energia eólica	101
6.1 - Resumo.....	101
6.2 - Introdução	101
6.3 - Turbina eólica	102
6.4 - Algoritmo de MPPT	103
6.5 - Simulação MPPT	106
6.6 - Conclusão.....	111
Capítulo 7	113
Análise funcional do sistema	113
7.1 - Resumo.....	113
7.2 - Análise funcional	113
7.3 - Especificação das restrições	115
7.3.1 - Conversor Back to Back.....	115
7.3.2 - FPGA Spartan 3e	116
7.4 - Especificação de Requisitos	120
7.4.1 - Sistema de aquisição de dados	120
7.4.2 - Sistema de condicionamento de sinal.....	121
7.4.3 - Interface com o conversor <i>back to back</i>	122
7.5 - Dispositivos utilizados	122
7.5.1 - Transdutores de corrente	122
7.5.2 - Transdutor de tensão	122
7.5.3 - Multiplexer.....	123
7.6 - Conclusão.....	123
Capítulo 8	125
Dimensionamento das interfaces da plataforma de controlo com o sistema.....	125
8.1 - Introdução.....	125
8.2 - Condicionamento de sinal do transdutor de corrente	125
8.2.1 - Dimensionamento.....	125
8.2.2 - Simulação em ambiente <i>Multisim</i>	128
8.3 - Condicionamento de sinal do transdutor de tensão	129
8.3.1 - Dimensionamento.....	129
8.3.2 - Simulação <i>Multisim</i>	131
8.4 - Circuito de conversão de sinal eléctrico-óptico	132
8.4.1 - Dimensionamento.....	132
8.5 - Conclusões.....	133
Capítulo 9	135
Resultados experimentais	135
9.1 - Introdução	135
9.2 - Plataforma de controlo	135
9.2.1 - Arquitectura FPGA 3E.....	135
9.2.2 - Bloco IP_PWM.....	138
9.2.3 - Bloco IP_Rede	139
9.2.4 - Microblaze	139
9.3 - Interface entre Spartan 3E e conversor Back-Back.....	140
9.4 - Corrente eléctrica do VSC	141
9.5 - Placa de aquisição e condicionamento de sinal dos transdutores de corrente	142
9.5.1 - Ruído electromagnético	143
9.6 - Conclusões.....	147
Capítulo 10.....	149
Conclusão.....	149

10.1 - Principais contribuições da dissertação	149
10.2 - Principais conclusões da dissertação.....	149
10.3 - Desenvolvimentos futuros.....	150
Referências	153
Lista de anexos.....	155
Anexo A.....	156
A1. Modelo do gerador de ímãs permanentes	156
Anexo B.....	157
B1. Diagrama de conversão AC/DC e controle PMSG	157
B2. Diagrama de conversão DC/AC e controle PMSG	158
Anexo C.....	159
C1. Diagramas temporais dos periféricos da Spartan 3E.....	159

Lista de Figuras

Figura 2.1 Moinho de vento Persa. [2]	5
Figura 2.2- Sail windmill[2]	5
Figura 2.3- Post mill[2]	5
Figura 2.4- Dutch windmill 1880[3]	6
Figura 2.5-Turbina eólica americana [4].....	6
Figura 2.6- Turbina eólica de Charles Brush 1888[7]	6
Figura 2.7 - Turbina eólica de eixo vertical - Darrius	7
Figura 2.8 - Turbina eólica de eixo vertical - Darrius H.....	7
Figura 2.9 - Turbina eólica de eixo vertical - Savonius	7
Figura 2.10-Turbina eólica Smith Putnam	7
Figura 2.11- Primeira turbina de Johanes Juul 1950[7]	7
Figura 2.12- Turbina eólica Gedser 1958[7]	7
Figura 2.13-Turbina MOD-2 Boeing, 1980 [9]	8
Figura 2.14-Turbina eólica Tvindkraft, 1975 [10]	8
Figura 2.15-Turbina eólica AEOLUS II em Wilhelmshaven (Alemanha), 1985[8]	9
Figura 2.16Turbina eólica WKA 60 em Heligoland (Alemanha), 1990[8]	9
Figura 2.17- Circulação global dos ventos na terra [12]	11
Figura 2.18- Espectro da velocidade do vento no parque eólico de Brookhaven (Nova York)[13]	11
Figura 2.19- Frequência de ocorrência da velocidade do vento (%) [14]	12
Figura 2.20- Consequências na direcção do vento na presença de um obstáculo	13
Figura 2.21- Variáveis de estado de uma turbina eólica	14

Figura 2.22- Massa de ar que atravessa uma turbina eólica [1]	14
Figura 2.23- Partilha de mercado entre as diversas fontes de energia (2008)[16]	16
Figura 2.24- Evolução da potência instalada dos recursos eólicos no mundo.....	16
Figura 2.25- Os 10 países com maior potência instalada de geradores eólico[17]	17
Figura 2.26- Evolução da potência instalada (2009)[16]	17
Figura 2.27- Quota de mercado dos fabricantes de aerogeradores (final de 2009)[16]	17
Figura 2.28- Principais componentes de um aproveitamento eólico [8]	18
Figura 2.29- Representação dos componentes de uma turbina eólica	18
Figura 2.30 - Diagrama resumo da classificação das turbinas eólicas	19
Figura 2.31- Design de uma turbina Darrius[18].....	19
Figura 2.32-- Design de uma turbina Savonius[18]	19
Figura 2.33- Turbina V112 do fabricante Vestas com três lâminas	20
Figura 2.34-Turbina WT6500 do fabricante Honeywell com multi lâmina	20
Figura 2.35- Curvas características de diversos tipos de turbinas eólicas	20
Figura 2.36- Curva de potência típica do controlo <i>Stall</i> [20]	21
Figura 2.37- Turbulência manifestada nas lâminas da turbina no controlo <i>Stall</i> [20].....	21
Figura 2.38- Curva de potência da turbina V80 do fabricante Vestas com regulação de passo[21].....	22
Figura 2.39- Curva de potência da turbina V82 do fabricante Vestas com controlo <i>Stall</i> activo[21].....	22
Figura 2.40- Soluções técnicas possíveis para os geradores[22]	23
Figura 2.41- Turbina genérica de 20 kW[23]	24
Figura 2.42- Topologia de potência DFIG[22]	25
Figura 2.43- Topologia de gerador de indução de rotor bobinado	26
Figura 2.44- Topologia de gerador síncrono de rotor bobinado	27
Figura 2.45- Topologia de potência do gerador síncrono multipolar de ímanes permanentes	27
Figura 2.46- Conversor BBVSC1	29
Figura 2.47- Ponte rectificadora não controlada e ondulator de corrente	30
Figura 2.48- Cadeia de conversão VSC em topologia back-back	31
Figura 2.49- Esquema base do controlador de histerese[24]	33

Figura 2.50- Esquema base do controlador por modulação delta [26]	34
Figura 2.51- Esquemático da modulação CB-PWM [29].....	35
Figura 2.52- Formas de onda do PWM sinusoidal (simulador PSIM)	35
Figura 2.53- Esquemático do modulador CB-PWM e ZSS [29]	36
Figura 2.54- Formas de onda do 3HNPWM (U_a ," U_b ", U_c ").....	36
Figura 2.55- Divisão do plano em 6 sectores de 60°	37
Figura 2.56- Diagrama de blocos do SVM	37
Figura 2.57-Distribuição dos vectores de comutação num período (SVPWM)	37
Figura 2.58- Distribuição dos vectores de comutação num período (DPWM).....	38
Figura 2.59- Algoritmo de MPPT[31].....	39
Figura 2.60- Variáveis de estado de controlador MPPT	39
Figura 3.1-Estratégia de controlo de velocidade da máquina síncrona	42
Figura 3.2- Algoritmo de controlo de corrente	42
Figura 3.3- Quadrado histerético no referencial (α , β)[30]	43
Figura 3.4- Estados possíveis de saída do VSC	43
Figura 3.5- Comparadores histeréticos multinível para as componentes α e β [30]	44
Figura 3.6- Correntes presentes no barramento DC	45
Figura 3.7- Malha de controlo de tensão do barramento DC	46
Figura 3.8- Modelo do controlador proporcional-integral[32]	47
Figura 3.9- Ligação do PMSG à cadeia de conversão	47
Figura 3.10- Malha de controlo de velocidade do PMSG	48
Figura 3.11-Diagrama de controlo de corrente	49
Figura 3.12- Referência de corrente α e valor medido no referencial $\alpha\beta$	50
Figura 3.13- Referência de corrente β e valor medido no referencial $\alpha\beta$	50
Figura 3.14- Tensão e corrente eléctrica na fase a.....	51
Figura 3.15- Potência activa e reactiva em trânsito com a rede eléctrica	51
Figura 3.16- Espectro harmónico da forma de onda de corrente para o controlo apresentado	52
Figura 3.17- Diagrama de controlo tensão no barramento de condensadores	53
Figura 3.18- Resposta do controlador de tensão às variações de referência.....	54

Figura 3.19- Evolução temporal das correntes eléctricas nas linhas abc da rede eléctrica	54
Figura 3.20- Diagrama de controlo da velocidade do gerador síncrono.....	55
Figura 3.21- Dinâmica de resposta do sistema para várias referências.	56
Figura 3.22- Referência de tensão imposta pelo controlador de velocidade (vermelho) e o valor medido (azul)	57
Figura 3.23- Correntes eléctricas estatóricas do PMSG	57
Figura 4.1- Topologia de conversão <i>Back to Back</i>	60
Figura 4.2- Diagrama de controlo da máquina síncrona	61
Figura 4.3- Diagrama de controlo do conversor AC/DC e do gerador síncrono	63
Figura 4.4- Diagrama de blocos do PMSG	63
Figura 4.5- Modelo inverso da tensão V_{qs} do PMSG	64
Figura 4.6- Diagrama de controlo de corrente implementado no <i>Matlab</i>	65
Figura 4.7- Evolução da corrente de binário no modelo do sistema (parâmetros estimados) .	65
Figura 4.8- Evolução da corrente de binário no modelo do sistema (parâmetros otimizados)	66
Figura 4.9- Diagrama de controlo de velocidade do gerador simplificado	66
Figura 4.10- Evolução da velocidade do gerador com e sem binário de carga	67
Figura 4.11- Resposta do sistema para velocidade de referencia 1000 r/min e -2 N.m de carga	68
Figura 4.12- Evolução da velocidade do gerador e do binário eléctrico	69
Figura 4.13- Evolução das correntes eléctricas nos referenciais dq e abc	70
Figura 4.14- Conteúdo harmónico da corrente numa das fases do gerador	71
Figura 4.15- Evolução do primeiro harmónico de tensão e de corrente eléctrica para diferentes valores de carga do gerador	72
Figura 4.16- Diagrama de controlo VOC com PLL	73
Figura 4.17- Esquemático do PLL	74
Figura 4.18- Vectores aplicáveis pelo conversor trifásico	76
Figura 4.19- Conversor do lado da rede	77
Figura 4.20- Controlo de corrente do conversor DC/AC com desacoplamento	79
Figura 4.21- Malha de controlo de corrente i_{ds} no domínio de Laplace	80
Figura 4.22- Traçado de Bode para o controlo de corrente compensado.....	81

Figura 4.23- Modelização do barramento de condensadores em coordenadas abc	82
Figura 4.24- Cascata das malhas de controlo de corrente e tensão	82
Figura 4.25- Diagrama de controlo da malha de tensão do barramento DC simplificado	83
Figura 4.26- Traçado de Bode para o controlo de tensão compensado	84
Figura 4.27- Evolução da fase criada pelo circuito PLL	85
Figura 4.28- Diferença de fases ente o PLL e origem de fases da rede	85
Figura 4.29- Sincronismo entre o PLL a tensão da rede eléctrica	86
Figura 4.30- Evolução da perturbação e da tensão do barramento	86
Figura 4.31- Evolução da componente directa e quadratura da corrente eléctrica	87
Figura 4.32- Evolução das tensões e correntes do sistema trifásico	88
Figura 4.33- Evolução do trânsito de potência activa e reactiva entre o conversor DC/AC e a rede eléctrica.....	89
Figura 4.34- Conteúdo harmónico da corrente eléctrica da fase A	90
Figura 5.1- Estrutura de potência com ponte rectificadora não controlada e VSC	94
Figura 5.2- Estrutura de potência com dois VSC em topologia <i>back to back</i>	94
Figura 5.3- Forma de onda de corrente na fase 1 do gerador síncrono com rectificador a díodos	95
Figura 5.4- Forma de onda de corrente na fase 1 do gerador síncrono com rectificador controlado	95
Figura 5.5- Espectro harmónico provocado pelo controlador histerético.....	96
Figura 5.6- Espectro de frequências do SVM	97
Figura 5.7- Evolução da velocidade do gerador e da tensão do barramento de condensadores	98
Figura 5.8- Evolução temporal da tensão e perturbação de corrente no barramento contínuo.....	98
Figura 6.1- Variação do coeficiente de potência em função do <i>tip speed ratio</i> e do ângulo das pás da turbina.....	102
Figura 6.2-Modelo da turbina eólica no sistema pu.....	103
Figura 6.3- Característica de Potência da turbina com ângulo de ataque nos 0^0 e $v_{vento}=12m/s$	104
Figura 6.4 Característica de Potência da turbina ($v_{vento}=12m/s$ e $v_{vento}=11m/s$).....	105
Figura 6.5- Modelo da turbina eólica.....	107
Figura 6.6- Bloco de MPPT e as suas interfaces	107

Figura 6.7-Evolução temporal da velocidade do vento	109
Figura 6.8- Evolução temporal do C_p da turbina eólica e da potência e velocidade do gerador.....	109
Figura 6.9- Evolução temporal da corrente e potencia eléctrica	110
Figura 7.1- Arquitectura funcional do sistema	114
Figura 7.2- Conversor utilizado para realização de testes experimentais	115
Figura 7.3- Plataforma digital de controlo FPGA Spartan 3E	117
Figura 7.4- Esquemático ilustrativo das interfaces do conversor AD LTC1407	118
Figura 7.5- Interfaces com o conversor DA.....	119
Figura 7.6- Transdutor de corrente utilizado	122
Figura 7.7-Transdutor de tensão utilizado	123
Figura 8.1- Ligações do transdutor de corrente LEM LA 55-P	126
Figura 8.2- Montagem inversora do amplificador operacional.....	126
Figura 8.3- Seguidor de tensão	127
Figura 8.4- Montagem subtractora do amplificador operacional	127
Figura 8.5- Circuito de condicionamento de sinal para o transdutor de corrente	128
Figura 8.6- Formas de onda de entrada (azul) e saída (verde) do circuito de condicionamento de sinal	129
Figura 8.7- Ligações do transdutor de tensão LEM LA 55-P	130
Figura 8.8- Circuito de condicionamento de sinal para o transdutor de tensão.....	131
Figura 8.9- Formas de onda de entrada (verde) do circuito de condicionamento e de saída (vermelho).....	131
Figura 8.10- Circuito utilizado para realizar a conversão do sinal eléctrico em óptico.....	132
Figura 8.11-Corrente eléctrica do transmissor óptico em função do comprimento do cabo..	133
Figura 9.1-Arquitectura dos dispositivos da Spartan 3e	136
Figura 9.2-Algoritmo de gestão dos periféricos	137
Figura 9.3- Sinais de selecção dos Multiplexers e o sinal de saída do Multiplexer 0.....	137
Figura 9.4- PWM aplicado a transístores do mesmo braço do conversor electrónico.....	138
Figura 9.5- PWM aplicado aos transístores superiores do conversor DC/AC.....	138
Figura 9.6- Tempo morto entre as comutações	138
Figura 9.7- Modelo da fase da rede eléctrica.....	139

Figura 9.8- Transformada inversa de Park-Clarke.....	139
Figura 9.9- Sinal PWM da Spartan 3E e tensão dos terminais do transmissor óptico.....	140
Figura 9.10- Fonte de alimentação DC para carregar o barramento DC	141
Figura 9.11- Forma de onda da corrente eléctrica produzida pelo VSC.....	141
Figura 9.12- Corrente eléctrica e fase do modelo da rede	141
Figura 9.13- Espectro da corrente eléctrica da fase A do VSC.....	142
Figura 9.14- Ruído EM do sinal de medida do transdutor de corrente	142
Figura 9.15- Comutação de um dos IGBT's do conversor DC/AC	143
Figura 9.16- Circuito de drive do IGBT	143
Figura 9.17- preenchimento dos espaços vazios da PCB com cobre	144
Figura 9.18- Primeira versão da PCB de aquisição e condicionamento de sinal da corrente eléctrica	144
Figura 9.19- Localização da PCB junto aos módulos dos IGBTs	144
Figura 9.20- Interface entre o circuito de tratamento de sinal e do transdutor de corrente .	145
Figura 9.21- Cabos utilizados nas montagens	145
Figura 9.22- Ligações das massas à terra	145
Figura 9.23- Placa de aquisição de sinal e linhas AC dotadas de ferrites.....	146
Figura 9.24- Sinal de corrente medido por uma pinça amperimétrica e pelo transdutor de corrente.....	146
Figura 9.25 Medida de corrente através de transdutor e saída do circuito de condicionamento	147

Lista de Tabelas

Tabela 2.1- Turbinas eólicas dos cinco mais conceituados fabricantes do mundo 2002 [11]	9
Tabela 2.2- Valores relativos à rugosidade de diversos tipos de terrenos [14]	13
Tabela 3.1- Valores de saída do controlador α [30]	44
Tabela 3.2- Valores de saída do controlador β [30]	44
Tabela 3.3- Estados aplicados ao VSC de acordo com as saídas dos controladores histeréticos multinível[30]	45
Tabela 4.1- Condições de teste do sistema	68
Tabela 4.2- Condições de teste do factor de potência do PMSG	72
Tabela 4.3- Vectores possíveis de um conversor trifásico e respectivas tensões	75
Tabela 4.4- Valores de t_1 e t_2 normalizados.....	76
Tabela 4.5- <i>Duty cycles</i> a,b e c para os respectivos braços do conversor trifásico.....	77
Tabela 4.6- Parâmetros utilizados no dimensionamento dos controladores de corrente	80
Tabela 4.7- Parâmetros utilizados no dimensionamento dos controladores de tensão	83
Tabela 4.8- Condições de teste do sistema	85
Tabela 6.1- Constantes dimensionadas para o algoritmo de MPPT	108
Tabela 7.1- Características do conversor Back-to-Back.....	116
Tabela 7.2- Ganhos do pré amplificador LT6912.....	119
Tabela 7.3- Interfaces entre o barramento SPI e o conversor DA	120
Tabela 7.4- Codificação de requisitos	120
Tabela 7.5- Requisitos associados aos dispositivos de aquisição de dados	120
Tabela 7.6- Requisitos associados ao sistema de condicionamento de sinal	121
Tabela 7.7 -Requisitos associados à interface com o conversor Back to Back	122

Tabela 8.1- Requisitos necessários ao dimensionamento do circuito de condicionamento de sinal para o transdutor de corrente.....	125
Tabela 8.2- Requisitos necessários ao dimensionamento do circuito de condicionamento de sinal para o transdutor de tensão	129

Abreviaturas e Símbolos

Lista de abreviaturas

AC	Alternate Current
ADC	Analog to Digital converter
AEP	Annual energy generation
BBVSC	Back-to-back voltage source converter
CB PWM	Carrier Based PWM
DC	Direct Current
DFIG	Double Fed Induction Generator
DPWM	Discontinuous PWM
EESG	Electricity excited synchronous generator
FPGA	Field Programmable Gate Array
HVDC	High Voltage DC
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MPPT	Maximum Power Point Tracking
PCB	Printed Circuit Board
PE	Power Electronics
PI	Proportional- integral controller
PLL	Phase Locked Loop
PMSG	Permanent magnet synchronous generator
PSIM	Power Simulator
PWM	Pulse Width Modulation
SCIG	Squirrel Cage Induction Generator
SVM	Space Vector Modulation
SVPWM	Symmetrical Vectors PWM
TSR	Tip Speed Ratio
VOC	Voltage Oriented Control
VSC	Voltage Source Inverter
WRIG	Wound Rotor Induction Generator

WRSG	Wound Rotor Synchronous Generator
3HNPWM	Third Harmonic injection Naturally-sampled sine-triangle PWM
ZCD	Zero crossing detection
ZDAC	Zero direct axis control
ZSS	Zero Sequence Signal

Lista de símbolos

B	Atrito viscoso do gerador eléctrico
c e k	Constantes de forma da distribuição de Weibull
C_p	Coeficiente de Betz
δ e h	Parâmetros da janela do controlador histerético
$I_{\alpha\beta}$	Corrente eléctrica segundo o referencial estático $\alpha\beta$
I_{ABC}	Corrente eléctrica segundo o referencial estático abc
I_{dq}	Corrente eléctrica segundo o referencial síncrono dq
J	Inércia do gerador eléctrico
K_i	Ganho integral do controlador proporcional-integral
K_p	Ganho proporcional do controlador proporcional-integral
λ	<i>Tip Speed Ratio</i>
λ_{af}	Fluxo dos ímanes do gerador PMSG
S&H	<i>Sample and Hold</i>
T_e	Binário eléctrico desenvolvido pelo gerador
T_L	Binário de carga aplicado ao gerador
V_{AB} e V_{BC}	Tensões compostas entre as fases AB e BC respectivamente
V_{DC}	Tensão continua do barramento de condensadores
ω_r	Velocidade angular do rotor do gerador (rad/s)

Capítulo 1

Introdução

1.1 - Contextualização da dissertação

O Sistema Eléctrico de Energia (SEE) desenvolveu-se ao longo das últimas décadas numa lógica de produção centralizada de energia. A produção centralizada em grandes centros produtores (centrais térmicas, centrais hídricas e/ou centrais nucleares), era por sua vez transmitida através de longos percursos de redes de transporte e distribuição até chegar ao consumidor final. O sector eléctrico ficou profundamente dependente dos combustíveis fósseis e nucleares. A instabilidade política e económica dos países fornecedores destes combustíveis a crescente sensibilização para as alterações climáticas, impactos na saúde e desejo crescente de independência energética, têm levado alteração do paradigma no SEE, particularmente ao nível da produção de energia. Está cada vez mais presente a utilização de soluções mais limpas e eficientes. Através de incentivos e metas ambiciosas estabelecidas pelos vários governos a nível global e, no caso Europeu, objectivos conjuntos estabelecidos pela União Europeia, a tecnologia associada à produção descentralizada tem vindo a conhecer um forte desenvolvimento.

O crescimento de Produção Dispersa (PD) e das tecnologias associadas à produção de energia através de recursos renováveis é fundamental para alcançar as metas ambiciosas traçadas. Nos últimos anos têm sido ligadas grande número de unidades de PD sobre as redes de distribuição de média tensão (MT). Com o desenvolvimento tecnológico nesta área foi possível criar pequenas unidades de produção de energia eléctrica, que podem ser conectadas directamente às redes de distribuição de baixa tensão (BT) Emerge desta forma o conceito de microgeração, isto é, a produção de energia eléctrica através de instalações de pequena escala usando fontes renováveis.

As grandes vantagens de utilização de sistemas de microgeração são:

- Adiamento de investimentos ao nível do reforço das redes de transporte;
- Redução de perdas na rede de distribuição e transporte;
- Redução da poluição ambiental
- Redução da dependência energética externa, face à importação de combustíveis fósseis;

- Possibilidade de venda de energia por parte do consumidor, resultando em ganhos económicos directos;

Com todos os incentivos e benefícios da integração de unidades de microgeração na rede eléctrica, tem-se assistido a um crescimento no número de instalações deste tipo. Contudo, pode-se dotar este conceito de melhor qualidade de serviço e criar novos suportes para que o operador de rede tenha conhecimento e poder de decisão sobre a quantidade de energia a produzir pelos pequenos produtores de energia e enviar para a rede eléctrica. Torna-se então importante dotar os sistemas de produção de plataformas de controlo locais capazes de receber e enviar dados a plataformas de supervisão do sistema eléctrico de energia.

1.2 - Objectivos da dissertação

O objectivo central desta dissertação é o desenvolvimento de uma plataforma de comando que permita controlar os conversores electrónicos de potência, aplicados no controlo do trânsito de potência do aproveitamento eólico, com o conceito de *SmartGrid*.

O desenvolvimento da plataforma de comando pode ser dividido em três temáticas:

- Desenvolvimento da plataforma de hardware;
- Desenvolvimento de algoritmos de controlo;
- Desenvolvimento de protocolo de comunicações.

A plataforma de *hardware* tem como objectivo principal executar os controladores dos conversores em questão. Outro objectivo a cumprir é a garantia de segurança dos conversores, mesmo em condições de mau funcionamento de *software*.

A plataforma de hardware deve estar dotada de equipamentos fundamentais ao controlo de conversores e máquinas rotativas como por exemplo: unidade de processamento de dados, conversores ADC, entradas e saídas digitais, interface e descodificação de sinais medidos, velocidade e posição, etc.

Os algoritmos de controlo para os conversores electrónicos devem minimizar a influência das perturbações nas medidas, da existência de harmónicos e desequilíbrios de corrente na rede. Assim, um dos objectivos principais do trabalho é a modulação do sistema de forma a conceber controladores optimizados e imunes a perturbações.

O protocolo de comunicações deverá ser estabelecido com o objectivo de interagir com um dispositivo de mais alto nível que regula a potência necessária a fornecer à rede eléctrica.

Resumindo os objectivos da dissertação serão:

- Desenvolvimento de uma plataforma de comando para um sistema de PMSG:
 - Desenvolvimento de *hardware*.
 - Desenvolvimento de algoritmos de controlo:

- Controlo das correntes alternadas;
- Controlo da tensão do barramento contínuo;
- Controlo de velocidade/potência do gerador PMSG.
- Desenvolvimento de módulo de comunicações:
 - Receber referências para actualização da produção;
 - Enviar dados relativos ao funcionamento do sistema.

Esta dissertação tem por objectivo o estudo e o desenvolvimento de algoritmos de controlo de produção de energia eólica e do seu controlo. O sistema deve ser capaz de efectuar a regulação de potência activa transmitida para a rede de energia eléctrica.

De forma a dotar de um sistema mais eficiente procurou-se dotar o sistema de algoritmos de MPPT para explorar o aproveitamento eólico sempre à máxima eficiência.

Por fim, o sistema será alvo de implementação em ambiente laboratorial.

1.3 - Estrutura da dissertação

A dissertação está estruturada em dez capítulos, referências bibliográficas e três anexos.

O primeiro capítulo expõe a contextualização do problema e cita os principais objectivos da dissertação.

No terceiro capítulo é apresentada uma estratégia de controlo de velocidade de um gerador síncrono de ímanes permanentes. A estrutura de potência é baseada num rectificador não controlado e um ondulator de corrente trifásico. No quarto capítulo é apresentada outra estratégia de controlo do PMSG baseada em dois conversores electrónicos de potencia em topologia Back-to-Back.

O quinto capítulo realiza a comparação do desempenho dos sistemas apresentados nos capítulos 3 e 4.

No sexto capítulo é apresentado um algoritmo de MPPT responsável pela gestão do ponto óptimo do funcionamento da turbina eólica.

O capítulo sete apresenta a arquitectura funcional e requisitos do sistema a implementar no laboratório, assim como o hardware disponível.

O capítulo oitavo apresenta o dimensionamento de circuitos necessários construir de modo a satisfazer os requisitos impostos.

O capítulo nove apresenta os resultados experimentais obtidos em laboratório.

Por ultimo, o fim da dissertação apresenta as principais conclusões deste trabalho, evidenciando os aspectos mais importantes do estudo e indica-se também as perspectivas para futuro desenvolvimento.

Capítulo 2

Estado da Arte

2.1 - Evolução dos aproveitamentos eólicos

O aproveitamento da energia eólica pelo homem remonta à antiguidade. A conversão desta energia primária em energia mecânica através da utilização de moinhos de vento foi realizada para actividades agrícolas. Os moinhos de vento são usados há mais de 1000 anos. A sua origem esteve presente no Médio Oriente no século VII. Desde então, os moinhos de vento foram uma parte integrante da economia rural. Alguns indícios de moinhos de vento e o seu uso datam do século X na Pérsia. As construções da altura utilizavam eixos verticais para aplicar o princípio de arrasto da energia do vento. Este tipo de moinhos foi maioritariamente encontrado nos países Árabes. [1]



Figura 2.1 Moinho de vento Persa. [2]



Figura 2.2- Sail windmill[2]



Figura 2.3- Post mill[2]

Os moinhos de vento foram trazidos para a Europa pelas Cruzadas na idade Média (século XI), mais expressivamente na Inglaterra e Holanda. Porém incorporavam velas e eixo horizontal, designadas sail windmill. [2]

Entretanto foram alvo de desenvolvimento e mais tarde surgiram os Post mills e Dutch windmills, usados essencialmente para bombear água e cultivar a terra.



Figura 2.4- Dutch windmill 1880[3]



Figura 2.5-Turbina eólica americana [4]

Desde o século XIX adiante, essencialmente nos Estados Unidos da América, foram largamente utilizadas turbinas eólicas multi-lâmina. Este tipo de turbina foi utilizado sobretudo para irrigação.

Charles Brush foi um dos fundadores da indústria eléctrica americana. Inventou um eficiente dínamo DC usado para a produção de energia eléctrica. O cientista, em 1887, desenvolveu o primeiro sistema automático de produção de energia eólica. A turbina de 12kW, construída em madeira, com 144 lâminas, 17m de diâmetro e 18m de altura, funcionou durante 20 anos, [5]Carregando baterias de ácido - chumbo que se encontravam na sua casa. [6]

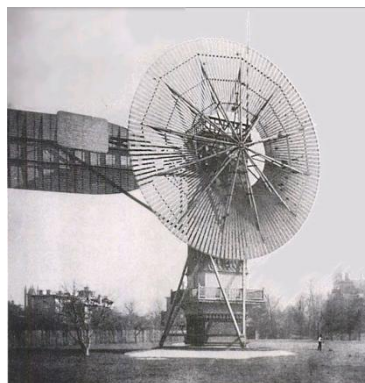


Figura 2.6- Turbina eólica de Charles Brush 1888[7]

Poul la Cour foi um cientista dinamarquês, inicialmente meteorologista, importante no desenvolvimento de turbinas de geração de energia eléctrica. Em 1897, construiu os seus próprios túneis de vento para as suas experiências. Utilizou a energia eléctrica proveniente das turbinas eólicas para produzir hidrogénio através da electrólise. Químico que então seria utilizado para a iluminação da sua escola na Dinamarca, designada Askov Folk High School. [7]Nos anos 30, um senhor francês de seu nome Georges Darrius desenvolveu um novo design de turbina de eixo vertical. A turbina intitulou-se Darrius, é de estrutura simples e tem a forma de um ovo. Na sua primeira edição foram construídas ao nível do solo e funcionavam a velocidade constante. Variantes deste tipo de tecnologia foram construídas, designadas H-

Darrieus, também ao nível da terra. Maior desenvolvimento convergiu para turbinas de eixo vertical montadas em torres. Na mesma época, o senhor Sigurd Savonius também desenvolveu um outro design de turbina eólica de eixo vertical, cuja designação viria a ser Savonius. É constituída por duas lâminas cilíndricas formando um "S". [8]



Figura 2.7 - Turbina eólica de eixo vertical - Darrieus



Figura 2.8 - Turbina eólica de eixo vertical - Darrieus H

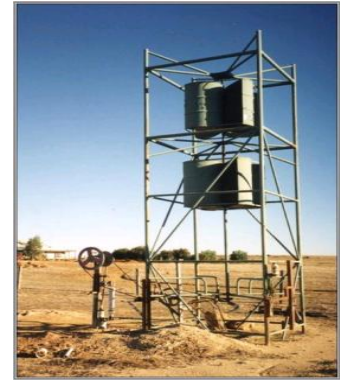


Figura 2.9 - Turbina eólica de eixo vertical - Savonius

A primeira tentativa de construir uma turbina eólica para produzir energia eléctrica a consumidores, foi já nos anos 40 do século XX. Foram vários os engenheiros que contribuíram para o desenvolvimento das turbinas. Destacam-se engenheiro americano Palmer, o engenheiro dinamarquês Johannes Juul e o professor alemão Ulrich Hutter.

Anos mais tarde, fruto de investigação devido à economia dos combustíveis fósseis no decorrer da 2ª guerra mundial, o engenheiro americano Palmer Putnam em conjunto com a empresa Palmer Cosslet Smith desenvolveu em 1941 a turbina de maior potência instalada até à data, mantendo esse recorde até 1979. A respectiva turbina denominada Smith- Putnam tinha a potência instalada de 1.25 MW de potência nominal, com um diâmetro de 53m e 16 toneladas de peso. O gerador seria de síncrono de corrente alternada directamente ligado à rede eléctrica[5]. Funcionou, apenas, durante 46 dias devido a ter problemas estruturais.



Figura 2.10-Turbina eólica Smith Putnam

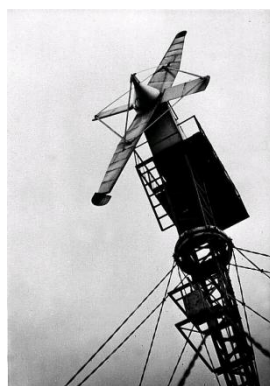


Figura 2.11- Primeira turbina de Johannes Juul 1950[7]

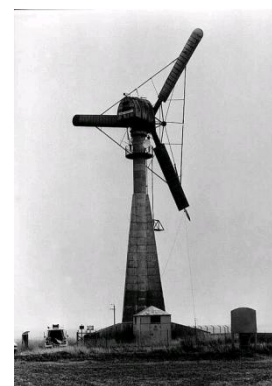


Figura 2.12- Turbina eólica Gedser 1958[7]

O dinamarquês Johannes Juul, também importante para a evolução de turbinas eólicas, desenvolveu várias turbinas de corrente alternada de potências que rondavam os 45kW. Em 1958, desenvolveu a turbina que se iria intitular Gedser. A sua designação tem origem na

cidade onde foi instalada, no sul da Dinamarca. A mesma tinha uma potência instalada de 200kW com um diâmetro de 24m. Destacam-se alguns aspectos construtivos tais como três lâminas, com yaw electromecânico, gerador assíncrono e controlo Stall nas lâminas.

O austríaco Irich Hutter desenvolveu várias turbinas de eixo horizontal de tamanho intermédio na Alemanha. Uma das quais baptizou com o seu nome "Hutter" em 1958. A respectiva turbina tem as suas pás em plástico e fibra de vidro com a possibilidade de variar a posição das pás melhorando assim a eficiência da mesma.

Os primeiros parques eólicos com produção em massa foram construídos nos anos 50 pelo construtor alemão Allgaier[1]. Foram concebidos para fornecer energia eléctrica para a rede eléctrica pública. As turbinas eram essencialmente instaladas na costa Alemã, com apenas 10kW de potência instalada e com um diâmetro de 10m, com a possibilidade de regulação do ângulo das lâminas. Algumas destas turbinas funcionaram durante 40 anos.

Após os anos 50, o preço baixo dos combustíveis fósseis levou ao desinteresse na aposta desta tecnologia. Por sua vez, nos anos 70, com o aumento do preço dos mesmos, as turbinas eólicas voltaram a ser alvo de destaque. Vários países desenvolveram parques eólicos com várias potências instaladas.

Durante a década de 80, a empresa americana Boeing desenvolveu várias gerações de turbinas eólicas, desde a turbina MOD-0 até à MOD-5. [9]A última turbina, MOD-5, foi a que envolveu um projecto maior, com um diâmetro de 122m e potência nominal de 7.3 MW. Em 1993 este projecto foi cancelado em detrimento de outra versão, de menor potência e menor custos, designou-se MOD-5B.



Figura 2.13-Turbina MOD-2 Boeing,1980 [9]



Figura 2.14-Turbina eólica Tvindkraft,1975 [10]

Os Dinamarqueses apenas desenvolveram um protótipo designado Tvindkraft, conseguido numa escola em Ulfborg em 1975. O projecto designou-se Tvind Turbine, liderado por uma equipa de estudantes e professores da respectiva escola [10].

Os alemães, por sua vez, desenvolveram um modelo designado Voith WEC 520 no projecto GROWIAN. Anos mais tarde, em colaboração com a Suécia, desenvolveram uma segunda geração designada AEOLUS II, assim como a WKA 60. Esta última, encontra-se actualmente em serviço.



Figura 2.15-Turbina eólica AEOLUS II em Wilhelmshaven (Alemanha), 1985[8]



Figura 2.16Turbina eólica WKA 60 em Heligoland (Alemanha), 1990[8]

Os suecos desenvolveram também várias turbinas, como por exemplo a WTS-75 em 1982 (mais tarde designada AEOLUS I), cuja potência instalada seria de 2MW e 75m de diâmetro. Mais dois protótipos suecos foram concebidos em colaboração com os Estados Unidos da América (WTS-3) e com os alemães (WTS-75).

Nas décadas de 70 e 80, foram criadas empresas que mais tarde iriam ter grande impacto no mercado internacional de turbinas eólicas. Destacam-se a Enercon, Gamesa, Nordex, NEG Micon, entre outras.

Nos anos 80, na Califórnia, foram montados parques eólicos com potências de 1500 MW. Numa fase inicial com turbinas de pequena escala, concretamente de 50kW. Ao longo do tempo os parques eólicos foram actualizados, aumentando a potência instalada de cada turbina.

Entre 1998 e 2002 o mercado já dispunha de turbinas na gama do megawatt. As dez melhores empresas nesta data eram a Vestas (Dinamarca), Gamesa (Espanha), Enercon (Alemanha), NEG Micon (Dinamarca), Bonus (Dinamarca), Nordex (Alemanha e Dinamarca), GE-Wind/Enron (USA), Ecotechnia (Espanha), Repower (Alemanha) e Made (Espanha). Nesta altura, a Vestas era o maior fabricante de turbinas eólicas do mundo, seguida da Enercon, NEG Micon e Gamesa. As soluções adoptadas pelos cinco maiores fabricantes de turbinas eólicas são apresentadas na tabela seguinte.

Tabela 2.1- Turbinas eólicas dos cinco mais conceituados fabricantes do mundo 2002 [11]

Fabricante	Mercados principais	Modelo da turbina	Conceito	Gerador
Vestas (Dinamarca)	Alemanha, Dinamarca, USA, Holanda, Austrália e Itália	V80 -2MW	- Controlo de passo; - DFIG velocidade variável.	WRIG
		V80-1.8 MW	- Controlo de passo; - <i>Optislip</i> velocidade variável.	WRIG
Enercon	Alemanha,	E112	- Controlo de passo;	WRSB

(Alemanha)	Holanda, Índia, Itália e Grécia	4.5MW	- Velocidade variável.	multipolar (sem caixa)
		E66 2MW	- Controlo de passo; - Velocidade variável.	WRSG multipolar (sem caixa)
NEG Micon (Dinamarca)	Espanha, Dinamarca, Holanda, Índia, Austrália e Grécia	NM80 2.75MW	- Controlo de passo; - DFIG velocidade variável.	WRIG
		NM72 2MW	- Controlo <i>Stall</i> ; - Velocidade fixa.	SCIG
Gamesa (Espanha)	Espanha	G83 2MW	- Controlo de passo; - DFIG velocidade variável.	WRIG
		G80 1.8MW	- Controlo de passo; - <i>Optislip</i> velocidade variável.	WRIG
GE Wind (USA)	Alemanha, USA	GE104 3.2MW	- Controlo de passo; - DFIG velocidade variável.	WRIG
		GE77 1.5MW	- Controlo de passo; - DFIG velocidade variável.	WRIG

Através da análise da tabela é possível verificar que o tipo de gerador mais utilizado na época seria o gerador de indução. Dos fabricantes apresentados, apenas a Enercon utilizava uma solução com a máquina síncrona, sem recorrer a caixa de velocidades[11]. Os fabricantes Vestas, Enercon e Neg Micon estavam envolvidos em muitos mercados face aos restantes.

Entre 1998 e 2002 manifestou-se uma conquista grande de mercado por parte do conceito DFIG, face às topologias de velocidade fixa e *Optislip*. [11]

A partir de 2002, verificou-se uma massificação de modelos de turbinas eólicas. As várias empresas do sector criaram novos, mais eficientes e atractivos modelos de turbinas eólicas que rapidamente se manifestaram no mercado.

2.2 - Características do vento

2.2.1 - Origem do vento

A energia eólica provém da radiação solar, uma vez que os ventos são gerados pelo aquecimento não uniforme da superfície terrestre. As regiões tropicais, sendo as mais próximas do sol, são mais aquecidas que as regiões polares. Consequentemente, o ar quente que se encontra nas baixas altitudes das regiões tropicais tende a subir, sendo substituído por uma massa de ar mais frio que se desloca das regiões polares. O deslocamento de massas de ar determina a formação dos ventos.

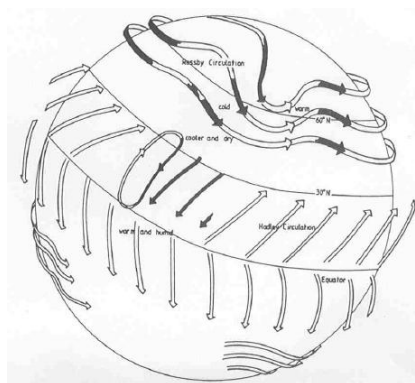


Figura 2.17- Circulação global dos ventos na terra [12]

Os ventos mais fortes e constantes situam-se em alturas superiores a um quilómetro da superfície terrestre. Como não é possível colocar aproveitamentos eólicos nestas bandas, estes são instalados a algumas dezenas de metros da superfície terrestre. No entanto, são afectados pela rugosidade, pelo relevo e pelos obstáculos presentes nos locais de instalação dos mesmos.

Para efeitos de produção eléctrica, torna-se necessário identificar e avaliar um local para instalar um aproveitamento eólico. A avaliação é sustentada em medidas de vento efectuadas por anemómetros. Tipicamente, o tempo mínimo para avaliar o potencial eólico de um local ronda os três anos.

Devido à inclinação do eixo da Terra em relação ao plano da sua órbita em torno do Sol, variações na distribuição de radiação recebida, resultam as variações de intensidade e a duração dos ventos. O vento é classificado nos seguintes termos: Monções, brisas, ciclones, tufões, tornado, furacão, vendaval e willy-willy. As monções são ventos periódicos que mudam a sua direcção de acordo com as estações do ano. As brisas caracterizam-se por serem ventos periódicos de baixa intensidade, que geralmente não ultrapassam os 50 km/h.

Em escalas de tempo menores que um ano, as monções são previstas com alguma segurança, devido às variações muito lentas dependendo da estação do ano. Já as brisas, devido à sua grande variação de intensidade em intervalos de tempo curtos, apenas se conseguem prever com alguns dias de antecedência. Para intervalos de tempo inferiores a alguns minutos, existem grandes variações de vento às quais se designam turbulência. A figura seguinte representa um espectro de velocidade de vento num parque eólico em Nova York.

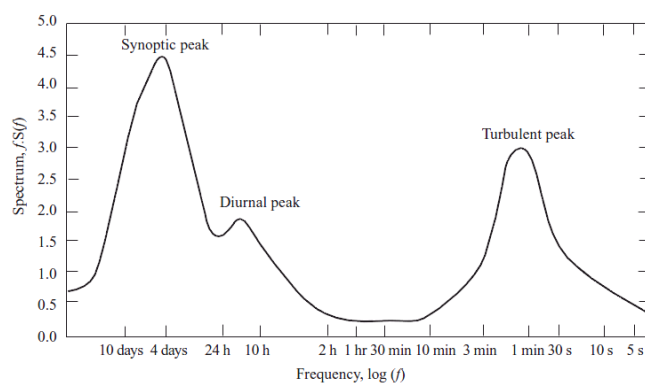


Figura 2.18- Espectro da velocidade do vento no parque eólico de Brookhaven (Nova York)[13]

Na figura anterior são identificadas essencialmente três zonas energéticas. Estas três zonas são designadas[14]:

- Zona macrometeorológica, associada a períodos de tempo da ordem de alguns dias e relacionada com o movimento de grandes massas de ar, caracteriza-se então pelo movimento de grandes massas de ar.
- Zona micrometeorológica, associada a períodos de tempo da ordem de segundos ou alguns minutos, relacionada com a turbulência atmosférica.
- Zona de vazio espectral, associada a períodos compreendidos entre alguns minutos e algumas horas relacionada com a região do espectro correspondentes a pouca energia.

2.2.2 - Variações globais do vento

As previsões da velocidade do vento com um ano de antecedência ainda são difíceis de determinar, no entanto podem ser bem caracterizadas através de uma distribuição de probabilidade. Para o efeito, é registado o número de ocorrências da velocidade média em função do número total de horas de análise. Para caracterizar um determinado local, este deve ser alvo de medições durante pelo menos três anos. O resultado do estudo será a frequência da ocorrência de determinada velocidade de vento. Tipicamente alguns valores são extrapolados recorrendo à distribuição de Weibull.

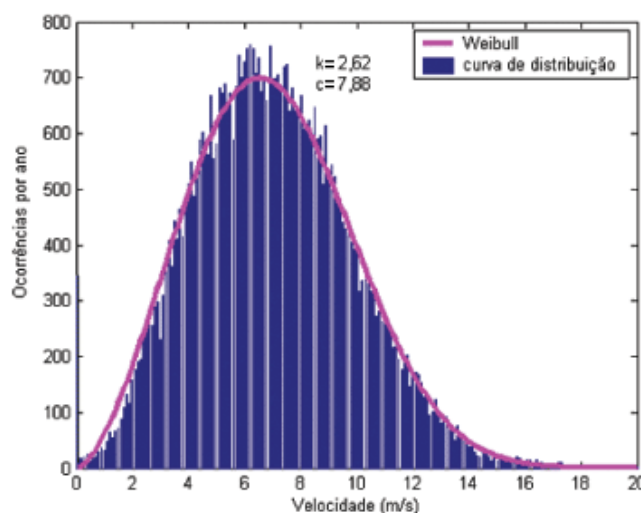


Figura 2.19- Frequência de ocorrência da velocidade do vento (%) [14]

A expressão matemática que caracteriza a função de Weibull é a seguinte[15]:

$$F_{Weibull} = \frac{k}{c} \times \left(\frac{v}{c}\right)^{k-1} \times \exp\left[-\left(\frac{v}{c}\right)^k\right] \quad (2.1)$$

Onde k é um valor adimensional e c é um factor de escala em m/s. Estas duas constantes são alvo de dimensionamento com o objectivo de fazer aproximar a distribuição de Weibull à frequência de ocorrência [15].

2.2.3 - Variações locais do vento

As condições climatéricas ou características de determinados locais podem influenciar a direcção e intensidade do vento. Assim, a direcção do vento é influenciada pela soma dos efeitos globais e locais. A turbulência é um tipo de vento local e é definido como sendo uma variação não linear quer em intensidade, quer na direcção da velocidade. A presença de obstáculos, áreas de grande rugosidade e fenómenos naturais originam ventos turbulentos.

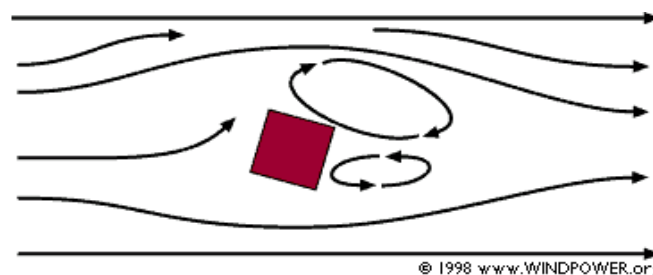


Figura 2.20- Consequências na direcção do vento na presença de um obstáculo

Deste modo, nem todos os pisos são favoráveis à colocação de aproveitamentos eólicos, uns mais do que outros, criam atrito entre o vento e a superfície terrestre, diminuindo a sua velocidade. Assim, este é um dos motivos para se instalar as turbinas eólicas em torres muito altas, de modo a diminuir a influência da rugosidade do solo. Para se ter conhecimento da velocidade do vento a uma determinada altura do solo, num local com rugosidade do solo z_0 , é usual estimar-se recorrendo à lei logaritmica de Prandtl [14].

Tabela 2.2- Valores relativos à rugosidade de diversos tipos de terrenos [14]

Tipo de terreno	Z_0 (m) min	Z_0 (m) max
Lama/gelo	10^{-5}	$3 \cdot 10^{-5}$
Mar calmo	$2 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-4}$
Areia	$2 \cdot 10^{-4}$	10^{-3}
Neve	10^{-3}	$6 \cdot 10^{-3}$
Campo de cereais	10^{-3}	10^{-2}
Relva baixa	10^{-2}	$4 \cdot 10^{-2}$
Descampados	$2 \cdot 10^{-2}$	$3 \cdot 10^{-2}$
Relva alta	$4 \cdot 10^{-2}$	10^{-1}
Floresta	10^{-1}	$3 \cdot 10^{-1}$
Terreno com árvores	10^{-1}	1
Povoação dos subúrbios	1	2
Centro da cidade	1	4

De acordo com os valores relativos à rugosidade de diversos tipos de terrenos, conclui-se que locais povoados são potenciais originadores de turbulência no vento. Já o mar apresenta uma rugosidade muito baixa. Deste modo, os ventos no mar são mais constantes, sendo um dos factores mais interessantes para os aproveitamentos eólicos *offshore*.

2.3 - Potencial eólico

2.3.1 - Variáveis de estado uma turbina eólica

O modelo de uma turbina eólica pode ser considerado como sendo um sistema MISO.

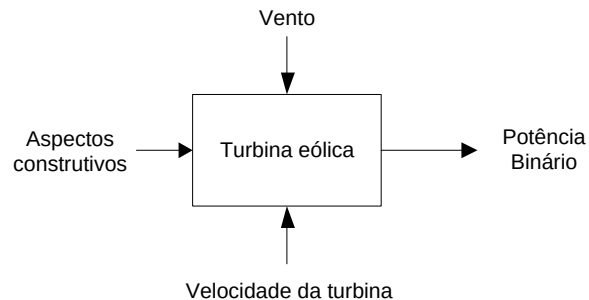


Figura 2.21- Variáveis de estado de uma turbina eólica

As variáveis de estado são:

- Velocidade do vento (v) - esta grandeza de entrada é independente do tipo de aproveitamento eólico, é a variável que porta energia ao sistema. A velocidade do vento poderá ser estimada estatisticamente a longo prazo.
- Parâmetros construtivos- são dimensionados no projecto da turbina eólica. No entanto o projecto da turbina poderá ser alterado pela rotação do ângulo das pás.
- Velocidade angular da turbina (w_r) - esta grandeza mecânica de entrada é alvo de controlo para melhorar a qualidade da exploração de um aproveitamento eólico, assim como a segurança para elevadas velocidades do vento.
- Potência mecânica - esta grandeza é o resultado da conjugação das variáveis de entrada. A potência mecânica é regulada pela alteração dos aspectos construtivos ou da velocidade angular da turbina.

2.3.2 - Extracção de energia de uma massa de ar

Uma turbina eólica absorve energia de uma massa de ar que a transforma em energia mecânica. O fluxo de ar ao atravessar a turbina perde energia, diminuindo então a sua velocidade após a passagem pela mesma.

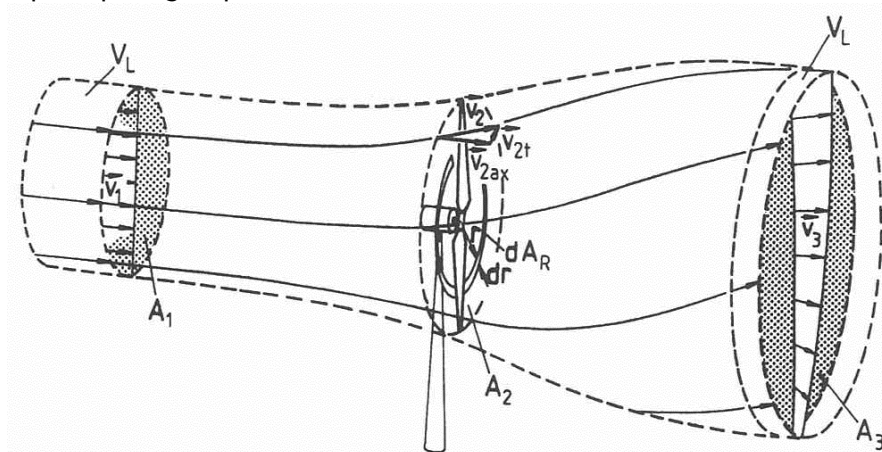


Figura 2.22- Massa de ar que atravessa uma turbina eólica [1]

Na figura anterior apresentam-se as consequências de um fluxo de ar que atravessa uma turbina. Podem-se identificar dois planos na figura. Um axial e outro tangencial à velocidade do vento. A velocidade do vento após a passagem pela turbina (v_3) sofre uma desaceleração axial, como referido anteriormente. Por outro lado, verifica-se que a velocidade do vento também tem um desvio de forma tangencial, este fenómeno designa-se de efeito de esteira.

Segundo Albert Betz, físico alemão do século XX, a potência extraída de uma massa de ar com secção recta A_1 e velocidade v_1 na região frontal de uma turbina, como mostra a Figura 2.22, resulta numa diminuição da velocidade para v_3 e um aumento de secção recta para A_3 e pode ser expressa pela seguinte expressão [1]:

$$P_{vento} = A_{turbina} \times \frac{\rho}{2} \times (v_1^2 - v_3^2) \times v_2 \quad (2.2)$$

Segundo Albert Betz a potência máxima extraída do vento é:

$$P_{vento\ max} = \frac{16}{27} \times A_{turbina} \times \frac{\rho}{2} \times v_1^3 \quad (2.3)$$

Valor obtido para:

$$v_2 = \frac{2}{3} v_1$$

$$v_3 = \frac{1}{3} v_1$$

A potência máxima (P_0) que atravessa uma turbina é dada por:

$$P_0 = A_{turbina} \times \frac{\rho}{2} \times v_1^3 \quad (2.4)$$

Valor obtido para:

$$v_2 = v_1$$

$$v_3 = 0\ m/s$$

Neste caso toda a energia cinética disponível na frente da turbina seria totalmente convertida em energia mecânica e como tal não haveria velocidade após uma massa de ar atravessar a mesma.

Define-se coeficiente de potência (C_p) como sendo o valor máximo de potência que se pode extrair de uma turbina eólica e tem o valor de $16/27$ [1].

$$C_p = \frac{P_W}{P_0} \quad (2.5)$$

$$C_p = \frac{\frac{16}{27} \times A_{turbina} \times \frac{\rho}{2} \times v_1^3}{A_{turbina} \times \frac{\rho}{2} \times v_1^3} \quad (2.6)$$

$$C_p = \frac{P_W}{P_0} = \frac{16}{27} \quad (2.7)$$

O valor de $16/27$ da potência disponível do vento, obtido na expressão 2.5, é o limite físico de potência extraída de uma turbina eólica.

2.4 - Estado actual do mercado das energias

As soluções adoptadas pelos fabricantes de aproveitamentos eólicos encontram-se em expansão no mercado. Os aproveitamentos eólicos são uma das mais promissoras soluções

para substituir a energia proveniente dos combustíveis fósseis. No entanto, esta meta ainda esta muito distante, como se verifica na imagem seguinte.

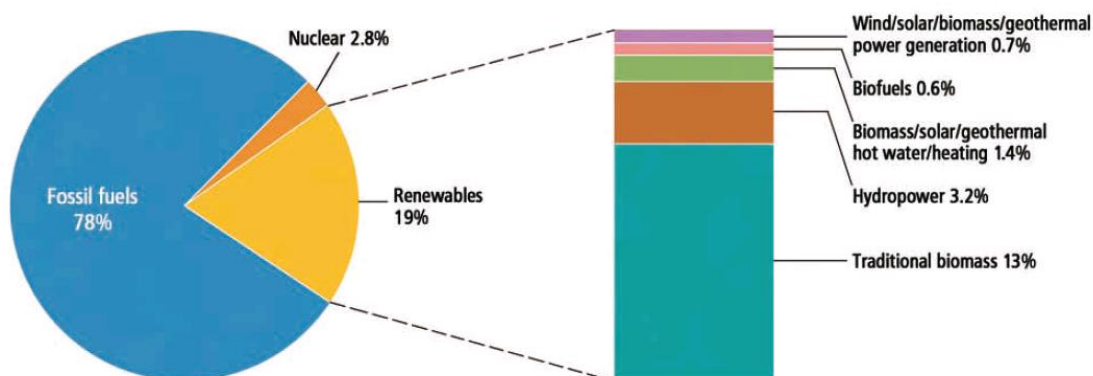


Figura 2.23- Partilha de mercado entre as diversas fontes de energia (2008)[16]

A presença inferior a 0.7% da energia eólica produzida em 2008 corresponde a milhares de geradores eólicos em operação espalhados pelo mundo. A evolução dos aproveitamentos eólicos tem seguido uma tendência exponencial nos últimos anos.

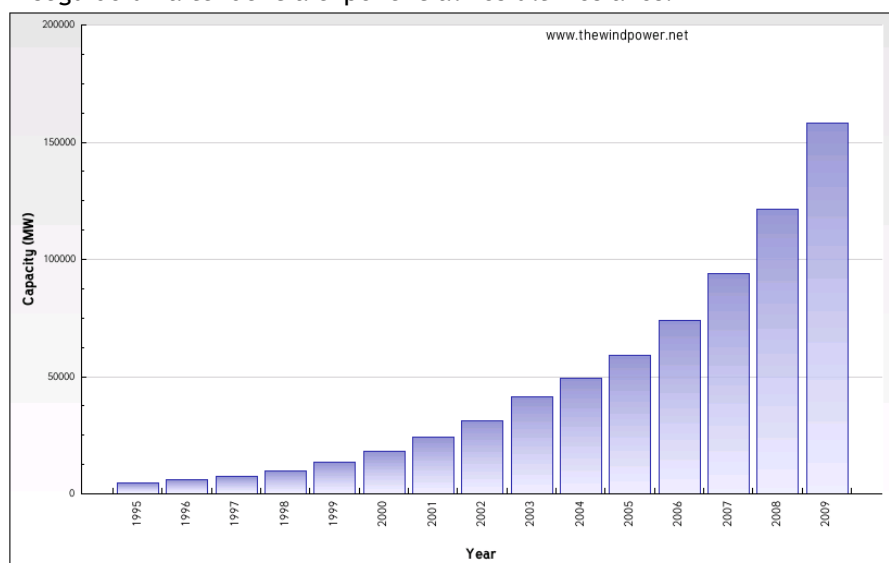


Figura 2.24- Evolução da potência instalada dos recursos eólicos no mundo

Os aproveitamentos eólicos estão a ser alvo de grande investimento por vários países. Destacam-se a Alemanha, China, Espanha, Índia e os Estados Unidos da América por serem os 5 países que em 2009 possuíram a maior potência instalada. Segundo[17], estes países não só têm a maior potência instalada, como também são os que se desenvolvem mais rápido. Apresenta-se, de seguida, os 10 países com maior potência instalada de geradores eólicos.

Country Share of Total Capacity 2009

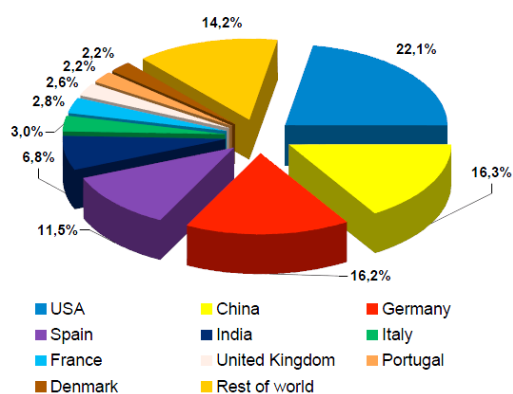


Figura 2.25- Os 10 países com maior potência instalada de geradores eólico[17]

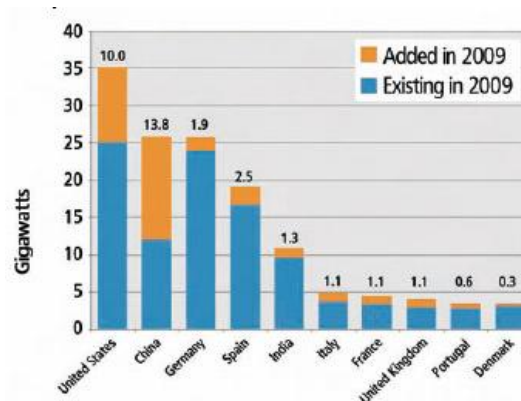


Figura 2.26- Evolução da potência instalada (2009)[16]

Os Estados Unidos da América é o país que tem o maior valor percentual de potência instalada em 2009 e juntamente com a China foram os países que mais apostaram nesta forma de produção.

São vários os fabricantes que contribuem para os 158GW no ano 2009. Apresenta-se, de seguida, a distribuição mundial dos fabricantes de energia eólica mais conceituados no mercado.

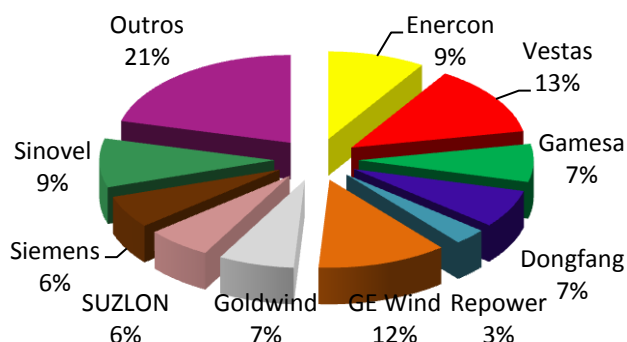


Figura 2.27- Quota de mercado dos fabricantes de aerogeradores (final de 2009)[16]

A presença destes fabricantes no mercado é muito acentuada proporcionando soluções muito distintas para os aproveitamentos eólicos. Veremos, no próximo ponto, as tecnologias de conversão de energia eólica para grandes sistemas ligados à rede.

2.5 - Tecnologias dos sistemas de produção eólicos

2.5.1 - Introdução

A tecnologia das turbinas eólicas é uma das mais rápidas tecnologias renováveis a ser desenvolvida e introduzida no mercado. Há 30 anos atrás, esta tecnologia existia apenas com algumas dezenas de quilowatt a produzir energia eléctrica e, na actualidade, a gama de potências desta tecnologia é na casa dos *megawatt*.

Antigamente estas tecnologias não tinham impacto na rede eléctrica devido às baixas potências em trânsito. Começaram a ser construídas com geradores de indução directamente ligados à rede eléctrica, funcionando a velocidade constante. Não existia controlo activo da potência activa e reactiva. Com o desenvolvimento da electrónica de potência, dos dispositivos de controlo e medida, foi possível controlar activamente a produção dos aproveitamentos eólicos.

Vários aspectos como o controlo de tensão, frequência, conteúdo harmónico, ruído electromagnético, rendimento, potência activa e reactiva são alvo de especial atenção por parte dos fabricantes, de forma a tornarem os seus produtos o mais eficientes e atractivos possível.

Este capítulo tem o objectivo de apresentar os componentes principais de um sistema de produção de energia eólica. Por conseguinte, serão apresentados, também, as várias configurações que existem no mercado.

2.5.2 - Principais componentes de um sistema de produção eólico

O grande desenvolvimento que se manifesta nos sistemas de produção de energia eólica, já deu origem a várias gerações de turbinas. Os componentes principais de um aproveitamento eólico são a turbina eólica, a caixa de velocidades, o gerador, o transformador e a electrónica de potência.

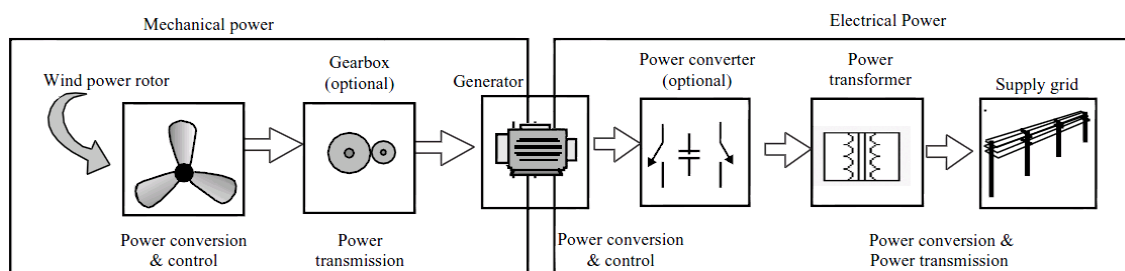


Figura 2.28- Principais componentes de um aproveitamento eólico [8]

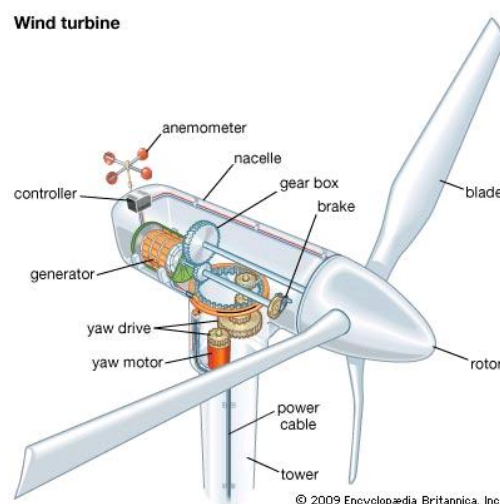


Figura 2.29- Representação dos componentes de uma turbina eólica

A junção de diversos tipos de dispositivos apresentados nas figuras anteriores resulta em vários tipos de aproveitamentos eólicos. Apresenta-se, de seguida, os tipos de tecnologias presentes no mercado.

2.5.3 - Rotor de turbinas eólicas

O rotor das turbinas eólicas têm como função captar a energia cinética contida no vento e transforma-la em energia mecânica. Existem vários tipos de turbinas eólicas, sendo estas classificadas de acordo com a posição do veio, relativamente à direcção do vento, e a forma de controlo das forças aerodinâmicas exercidas nas pás da turbina.

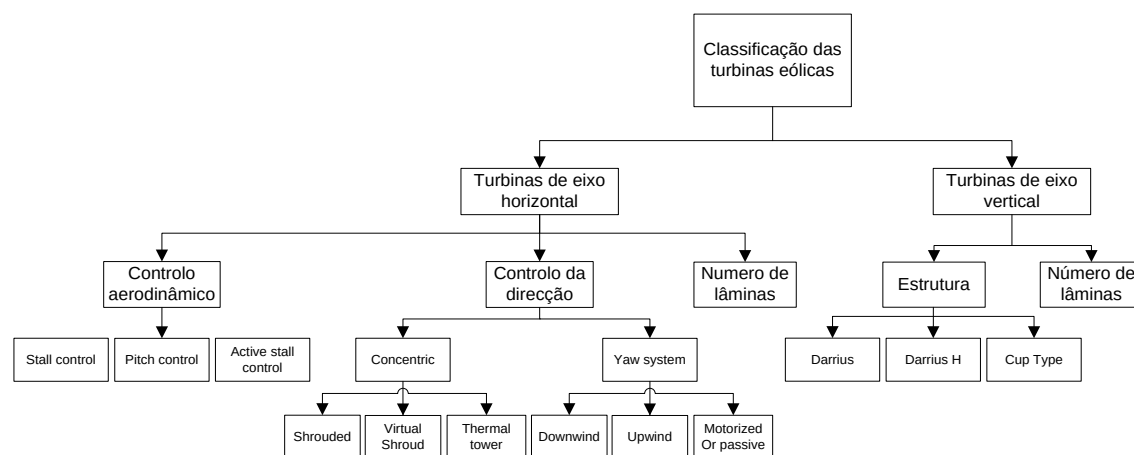


Figura 2.30 - Diagrama resumo da classificação das turbinas eólicas

Como se apresenta na imagem anterior, a turbina é classificada como sendo de eixo vertical ou horizontal, de acordo com a posição do seu veio.

As turbinas de eixo vertical, não se encontram de forma tão razoável no mercado, têm a vantagem de não depender da direcção do vento para extrair energia. Quanto à sua estrutura podem ser Darrius ou Savionis.

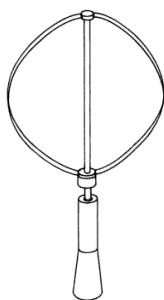


Figura 2.31- Design de uma turbina Darrius[18]

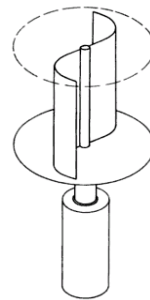


Figura 2.32-- Design de uma turbina Savonius[18]

As turbinas Darrius, são montadas num eixo vertical, têm a vantagem de se localizarem ao nível do solo, facilitando a sua manutenção. São utilizadas locais com velocidades de vento elevadas e, em alguns casos, é necessário um accionamento adicional para arrancar a mesma. Relativamente às turbinas Savonius, as turbinas Darrius são mais eficientes.

Já as turbinas Savonius são usadas quando se pretende gerar pouca energia, grande robustez, custo reduzido e manutenção reduzida. Porém, são empregues em locais com velocidades de vento reduzidas[19].

As turbinas de eixo horizontal, também, poderão apresentar várias formas no mercado. Podem conter uma ou mais lâminas. As turbinas eólicas tipicamente têm três lâminas, número que se encontra comprovado ser o mais flexível, para diversas velocidades de vento.



Figura 2.33- Turbina V112 do fabricante Vestas com três lâminas



Figura 2.34-Turbina WT6500 do fabricante Honeywell com multi lâmina

As turbinas que possuem várias lâminas são identificadas como sendo multi lâmina. Quanto maior for o número de lâminas, menor será a velocidade do vento mínima para as colocar em funcionamento, no entanto, terão menor velocidade de rotação. As turbinas com duas pás também são utilizadas, essencialmente, para locais caracterizados por ventos com direcções constantes e de grandes intensidade. Apresenta-se de seguida um conjunto de curvas características para diversos tipos de turbinas eólicas.

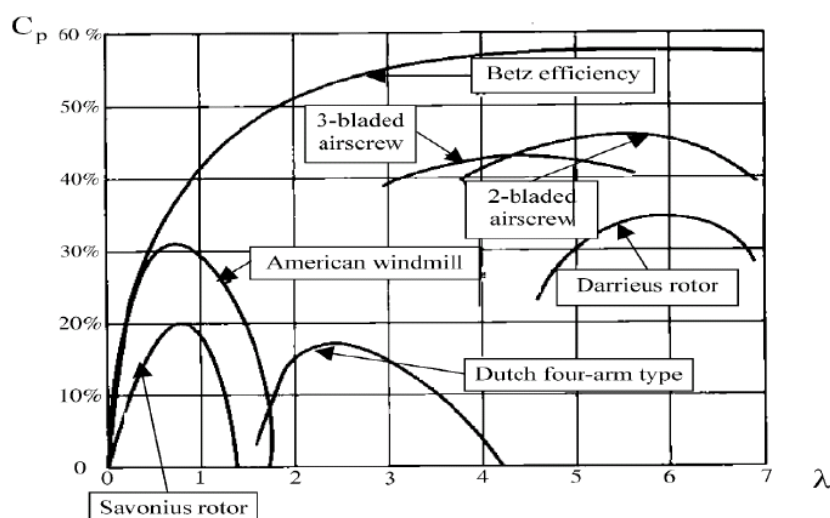


Figura 2.35- Curvas características de diversos tipos de turbinas eólicas

As turbinas são caracterizadas pelas suas curvas de desempenho, as quais descrevem o seu coeficiente de potência em função do TSR (λ - Tip Speed Ratio). O valor do tip speed ratio de

uma turbina é uma função da velocidade do vento, velocidade angular e do raio da turbina. O coeficiente de potência teórico para as turbinas de eixo horizontal é 59.3% (limite de *Betz*). No entanto, as turbinas modernas ainda não atingem os 50%[19].

As turbinas de eixo horizontal têm também a classificação de acordo com a sua orientação com a direcção do vento. Existem as turbinas concêntricas, cuja posição é invariável, são ideais para locais em que o vento é muito constante na sua direcção. Por outro lado, existem as turbinas que se movem com o objectivo de captar a direcção do vento com maior intensidade.

As turbinas também alteram a sua geometria para captar mais ou menos energia do vento, fazendo alterações à posição das lâminas. Existem três formas de controlo aerodinâmico encontradas na literatura, nomeadamente controlo *Stall*, controlo de passo e, por último, controlo de passo activo.

Controlo *Stall*

No método de controlo *Stall* as lâminas são desenhadas de modo a que sirvam de travão à medida que a velocidade do vento suba a valores superiores ao nominal.

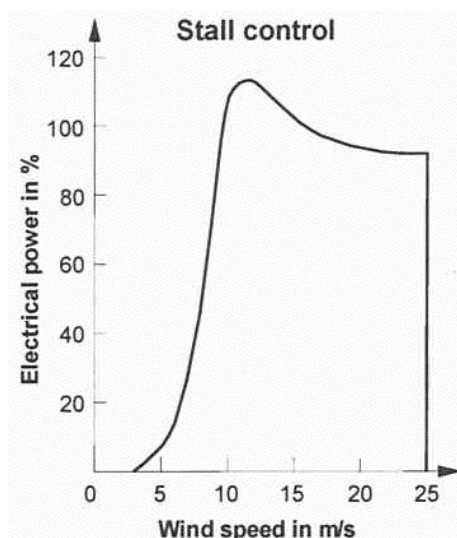


Figura 2.36- Curva de potência típica do controlo *Stall*[20]

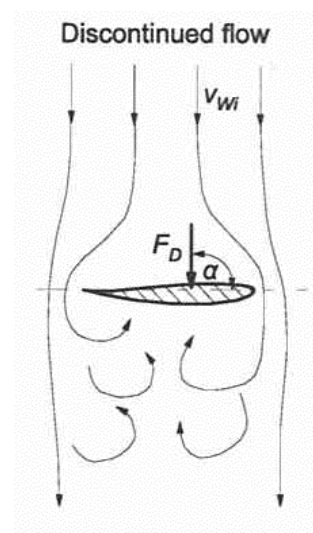


Figura 2.37- Turbulência manifestada nas lâminas da turbina no controlo *Stall*[20]

No gráfico anterior é ilustrado que, com controlo *Stall*, para velocidades de vento acima da nominal, a potência extraída é cerca de 10% superior à capacidade nominal da máquina. Por outro lado, para velocidades de vento muito elevadas, aproximadamente *cut-out*, a potência extraída é inferior à capacidade nominal da máquina[20].

Controlo de passo

No método de controlo de passo, as pás da turbina giram em torno do seu eixo longitudinal, alterando assim o ângulo das mesmas. Quando a potência gerada pela turbina é superior à nominal, as mesmas giram de acordo com o seu eixo longitudinal, de modo a captar menos vento, para limitar a produção da turbina ao seu valor nominal. Os actuadores para

fazerem este controlo usualmente são hidráulicos, no entanto, são controlados através de microprocessadores.

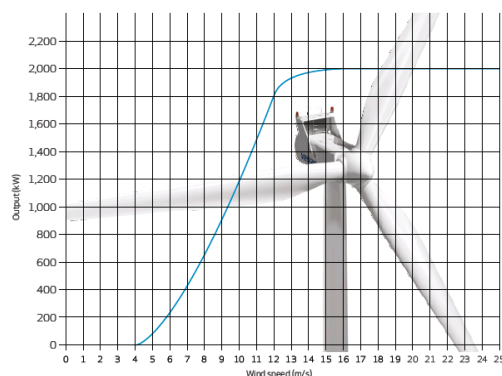


Figura 2.38- Curva de potência da turbina V80 do fabricante Vestas com regulação de passo[21]

A figura anterior apresenta a curva de potência da turbina V80 do fabricante Vestas, cuja potência nominal é de 2 MW. Verifica-se, na respectiva curva, que a potência máxima gerada pela máquina está limitada a 2 MW, mesmo para grandes velocidades de vento. Isto acontece porque à medida que a velocidade do vento aumenta, maior será o ângulo longitudinal das lâminas.

Controlo *Stall* activo

No controlo *Stall* activo utiliza-se as duas técnicas de controlo atrás descritas. Para valores de potência acima do nominal o desenho das lâminas serve de travão (controlo *Stall*) e são alvo de inclinação longitudinal (controlo passo).

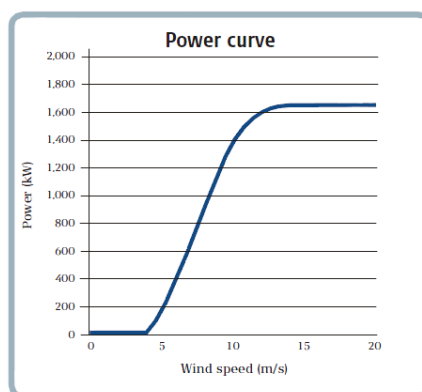


Figura 2.39- Curva de potência da turbina V82 do fabricante Vestas com controlo *Stall* activo[21]

A figura anterior apresenta a curva de potência da turbina V82 do fabricante Vestas, cuja potência nominal é de 1.65 MW. Verifica-se, na respectiva curva, que a potência máxima gerada pela máquina está limitada a 1.65 MW, mesmo para grandes velocidades de vento. Os resultados práticos são semelhantes aos do controlo de passo. No entanto, este método

necessita de um menor número de mudanças de passo e permite controlar de forma mais exacta a potência da turbina.

2.5.4 - Tecnologias associadas aos geradores

Os geradores eólicos têm como funcionalidade a produção de energia eléctrica a partir da energia mecânica proveniente da turbina eólica. Os requisitos necessários de um gerador prendem-se, sobretudo, com a simplicidade do uso, da longa duração, da baixa manutenção e do baixo custo de investimento. Cumpridos estes requisitos, é escolhido o gerador apropriado. Devido à robustez necessária dos geradores, os mais encontrados no mercado são de indução ou síncronos. Dentro dos geradores de indução subdividem-se os que possuem rotor bobinado ou em gaiola. Nos geradores síncronos, o rotor poderá ser de ímanes permanentes ou também bobinado. Geradores síncronos multipolares também são encontrados, com o sentido de retirar a caixa de velocidades.

O gerador poderá ser directamente ligado à rede eléctrica através de um transformador ou ligado a conversores electrónicos de potência. O gerador eólico poderá ser ligado à rede de baixa, média, alta ou muito alta tensão, dependendo da tensão nominal do mesmo e do transformador. O mais usual é encontrar os geradores ligados à rede de média tensão. Quando ligado a conversores electrónicos de potência, estes últimos deverão ter a potência nominal da instalação ou apenas uma percentagem, conforme sejam ligados no estator ou no rotor do gerador, respectivamente. Já os aproveitamentos eólicos instalados no mar, transmitem a energia eléctrica através de grandes tensões contínuas (HVDC) que, por sua vez, são convertidas para AC para serem ligados à rede eléctrica.

Apresenta-se, de seguida, um diagrama resumo das estruturas dos geradores que se encontram no mercado.

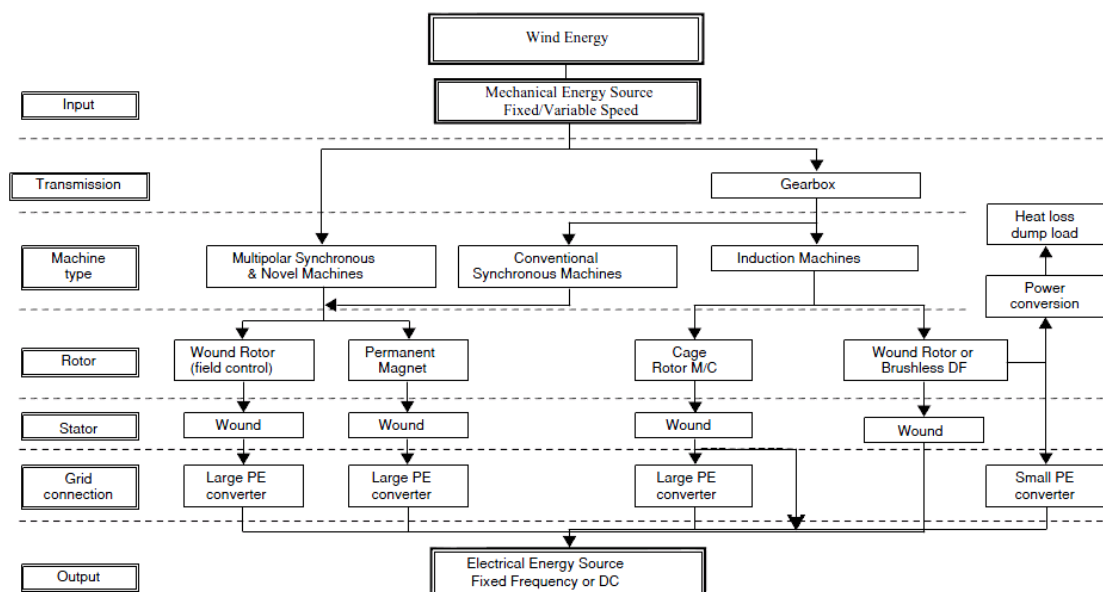


Figura 2.40- Soluções técnicas possíveis para os geradores[22]

Na figura anterior são apresentadas soluções adoptadas por fabricantes. Estes sistemas, como ilustrados, poderão ter ou não caixa de velocidades. Soluções com tipos e estruturas diferentes para os geradores. Podem também ter conversores electrónicos de potência, com a potência nominal do gerador (Large PE) ou com potências inferiores (Small PE).

2.6 - Sistemas de geração de energia eólica

Os aerogeradores têm, actualmente, diversas formas de controlar a produção, podendo ser realizadas de forma mecânica, alterando a geometria do rotor da turbina, ou soluções eléctricas que passam pelo controlo dos conversores electrónicos de potência.

A potência de saída de um aproveitamento eólico depende, essencialmente, de dois factores nomeadamente, da velocidade do vento e da velocidade da turbina. De seguida, apresenta-se um gráfico tridimensional que relaciona as variáveis potência de saída da turbina, velocidade do gerador e velocidade do vento.

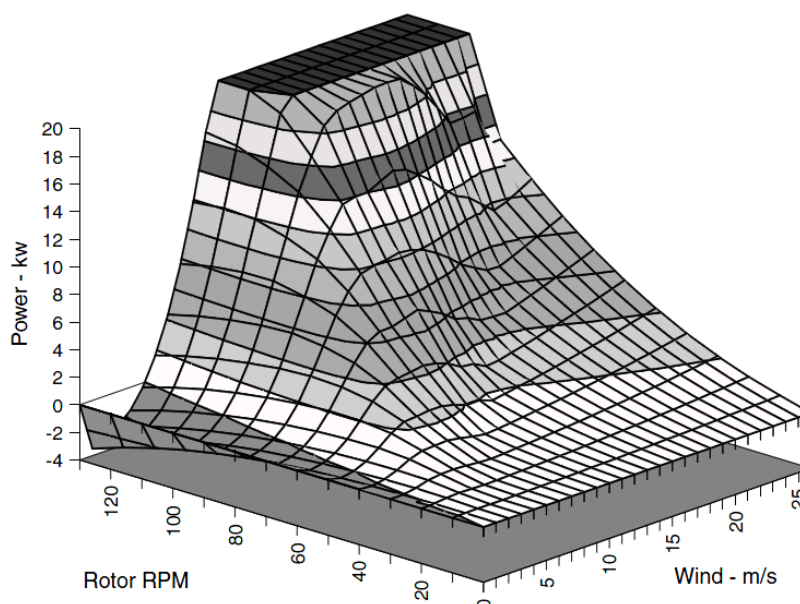


Figura 2.41- Turbina genérica de 20 kW[23]

A figura anterior representa os pontos de funcionamento de um aproveitamento eólico de 20kW, conforme o valor da velocidade de vento e de rotação do gerador. Verifica-se, que quanto maior a velocidade de rotação do gerador ou a velocidade do vento, maior será a potencia de saída. No entanto, apenas podemos controlar a velocidade do gerador de forma a produzir sempre maior potência possível. Esta é a vantagem dos sistemas eólicos explorados a velocidade variável. Estes alteram o seu ponto de funcionamento com o objectivo de produzir mais potência, tornando o sistema mais eficiente. Deste modo, os aproveitamentos eólicos de velocidade fixa estão ultrapassados. Nos pontos seguintes apresentam-se as estruturas típicas de velocidade variável produzidos por vários fabricantes.

2.6.1 - Sistemas de velocidade variável com caixa de velocidades

Gerador de indução duplamente alimentado

O gerador de indução duplamente alimentado advém da literatura anglo saxónica como *Doubly fed induction generator* (DFIG). Este termo é proveniente da sua topologia, resulta da máquina assíncrona possuir tensão nos terminais do estator, através da ligação à rede e dos terminais do rotor, através da ligação dos terminais deste a conversores electrónicos de potência, tal como mostra a figura seguinte.

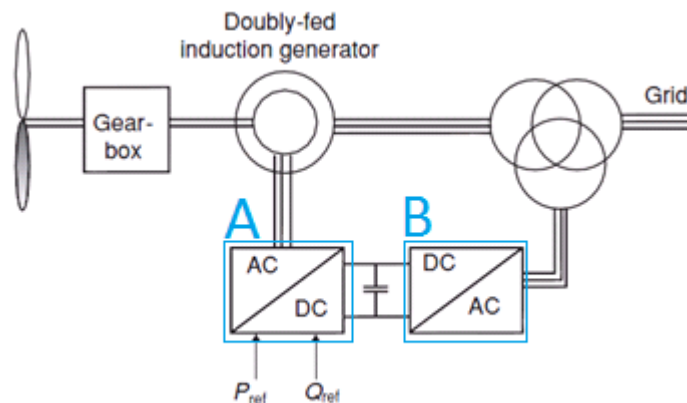


Figura 2.42- Topologia de potência DFIG[22]

O sistema apresentado na figura anterior permite o funcionamento do gerador a velocidade variável através do controlo dos conversores electrónicos de potência.

O conversor AC/DC (bloco A) regula a corrente eléctrica rotórica de modo a manter, entre o gerador e a rede, a potência activa e reactiva de referência. A regulação da frequência das correntes rotóricas permite variar a velocidade de rotação do gerador. [24]

O conversor de ligação à rede (bloco B) é responsável por manter a tensão do barramento DC constante no seu valor de referência. Deste modo, a corrente que passa neste conversor é imposta pelo conversor A. [24]

Como vantagens, este conversor funciona a velocidade variável o que permite regular a potência de saída da máquina dinamicamente. A potência necessária dos conversores electrónicos de potência é bastante inferior à potência instalada do gerador. Permite controlar de forma independente a potência activa e reactiva da máquina.

Como desvantagens, esta topologia apresenta caixa de velocidades, para além de ser dispendiosa, é alvo de grande manutenção. Para sistemas de grande potência, este componente possui uma parte bastante significativa do custo do projecto. [25] A máquina necessita de escovas e anéis, que também são alvo de desgaste. A variação de velocidade está limitada a $\pm 30\%$, o que se traduz numa limitação, também, na limitação da eficiência da máquina, não podendo actuar em toda a gama de velocidades. Em alguns casos, necessita de um sistema de arrefecimento a água, o que se traduz também num aumento de manutenção [26].

O DFIG é bastante utilizado no mercado. A RePower, Vestas, Gamesa, GE Wind, Sinovel têm várias soluções baseadas nesta topologia, para várias gamas de potência.

Topologia de gerador de indução

De seguida apresenta-se outra topologia que utiliza um gerador indução porém, com rotor em gaiola.

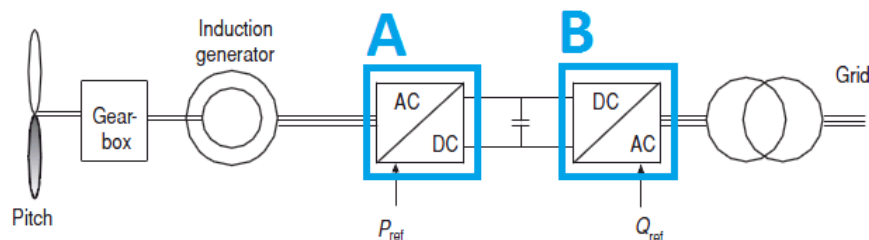


Figura 2.43- Topologia de gerador de indução de rotor bobinado

O funcionamento desta topologia é idêntico ao apresentado no gerador síncrono multipolar.

As vantagens prendem-se com o factor de, também, permitir o controlo independente da potência activa e reactiva, assim como o controlo de velocidade em toda a extensão de velocidades do gerador. Esta topologia devido à sua simplicidade é utilizada essencialmente em pequenos aproveitamentos eólicos de baixa potência como, também, para aplicação em sistemas isolados.

Como desvantagens, o factor mais significativo é o facto de possuir conversores electrónicos com potência nominal igual ao do gerador e de a topologia possuir caixa de velocidades. Esta solução é bastante difícil de colocar em funcionamento de forma robusta devido a ser necessário um banco de condensadores em paralelo com o gerador assíncrono. A necessidade deste dispositivo advém do facto da máquina assíncrona necessitar de energia reactiva para manter a máquina excitada. Esta tecnologia é aplicada pela Siemens.

2.6.2 - Sistemas de velocidade variável sem caixa de velocidades

Este conceito elimina a caixa de velocidades. Como resultado, reduz o custo do sistema principalmente na manutenção fornecendo robustez extra. A grande diferença dos sistemas com e sem caixa é a velocidade de rotação do rotor. O gerador de um sistema sem caixa de velocidades roda a uma velocidade muito inferior do que um com caixa. Os geradores com baixa velocidade de rotação necessitam de binário elevado para certas potências, o que necessita de um número elevado de pólos. Por conseguinte, aumenta o diâmetro do gerador. As vantagens comuns dos sistemas sem caixa de velocidades residem na elevada eficiência e na simplicidade da solução[26].

As estruturas típicas de aproveitamentos eólicos sem caixa de velocidades são o PMSG e o EESG. Os esquemas destes conversores são idênticos, excepto o conversor adicional de excitação do EESG.[26]

Topologia de gerador síncrono de rotor bobinado

De seguida apresenta-se outra topologia que utiliza um gerador síncrono porém, com rotor bobinado.

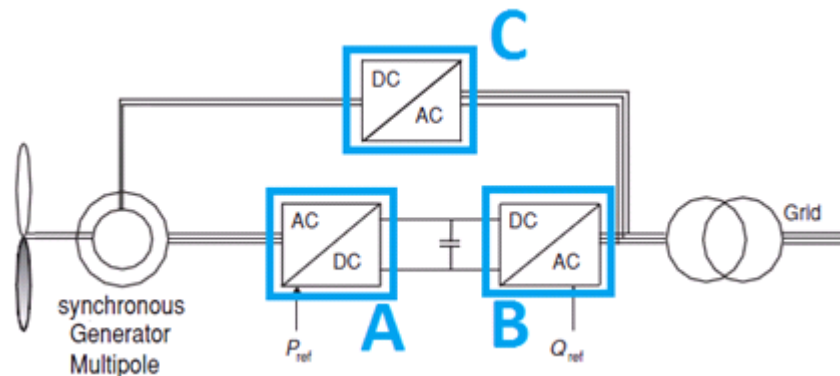


Figura 2.44- Topologia de gerador síncrono de rotor bobinado

O funcionamento desta topologia é muito idêntico ao apresentado no gerador síncrono multipolar. A topologia do gerador síncrono de rotor bobinado tem mais um grau de liberdade para controlo. Isto, deve-se ao facto, de ser possível controlar a excitação do rotor do gerador, controlando melhor o binário da máquina. A excitação do rotor é controlada através do conversor DC/AC (bloco C), que se comporta como uma fonte de tensão variável.

Apresenta como vantagens o controlo de velocidade em toda a gama de funcionamento. Por outro lado, possui controlo independente da potência activa e reactiva. Outra vantagem resulta do facto de não necessitar de ímanes permanentes o que torna esta solução mais barata.

Como desvantagens, apresenta três conversores electrónicos de potência, o que origina controlo mais complexo. A presença do conversor de alimentação do rotor do gerador (bloco C) obriga a dotar o gerador de anéis e escovas. Este factor encarece esta topologia, devido ao custo extra, correspondente à manutenção do sistema. Devido ao rotor ser bobinado, perdas adicionais são inevitáveis.[26]

Esta solução é ainda mais favorecida no mercado face à PMSG. A Enercon é um fabricante especializado na construção desta topologia. A mais recente solução adoptada por este fabricante tem a capacidade de 6MW (E112).[26]

Gerador síncrono multipolar de ímanes permanentes

Esta topologia tem propriedades muito interessantes. Apresenta-se de seguida a sua topologia.

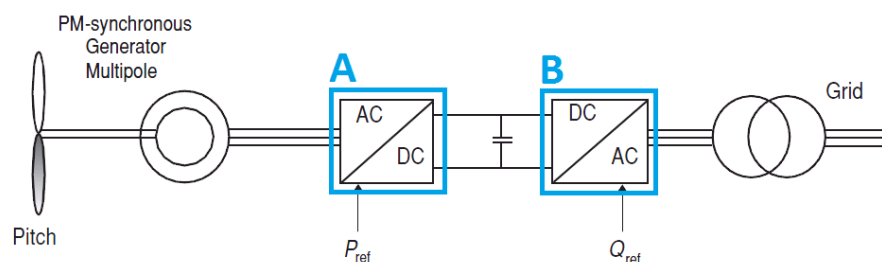


Figura 2.45- Topologia de potência do gerador síncrono multipolar de ímanes permanentes

Esta topologia também explora a turbina eólica a velocidade variável através do controlo dos conversores electrónicos de potência.

O conversor electrónico do lado do gerador (bloco A) é responsável pela exploração do ponto de funcionamento da turbina. Tem como função controlar o binário eléctrico do gerador. A resultante de binários, mecânico (imposto pela turbina/vento) e eléctrico (imposto pelo conversor A), permite fazer acelerar ou abrandar a velocidade da turbina para o ponto de funcionamento que rentabiliza melhor o funcionamento do gerador.

O conversor electrónico do lado da rede (bloco B) é responsável por manter constante o nível de tensão aos terminais do condensador no seu valor de referência. Este também tem a função de controlar o trânsito de potência reactiva, regulando o desfazamento entre a corrente que é transmitida para a rede e a tensão da mesma.

A solução com PMSG tem uma configuração simples pela eliminação da excitação externa do rotor do gerador. O rotor bobinado é substituído pelo rotor de ímanes permanentes, resultando não só numa maior eficiência da máquina devido à inexistência de perdas por efeito de joule. Sem perdas por efeito de joule, este sistema não necessita de refrigeração a água e pela eliminação das partes mecânicas dignas de desgaste (escovas e anéis) do gerador, torna o sistema mais robusto que o EESG com manutenção bastante reduzida. Também tem a vantagem de controlar a velocidade da turbina em toda a sua gama de velocidades. Neste sistema, a velocidade de arranque da máquina é inferior ao DFIG, rondando os 3m/s.

Como desvantagens, destaca-se o facto de ao evitar a caixa de velocidades o atravancamento do gerador aumenta. Os conversores electrónicos têm a potência nominal igual à da instalação. O preço ainda elevado torna este sistema mais dispendioso. Por último, as sobrecargas neste tipo de gerador poderão levar à desmagnetização dos ímanes.

Esta topologia encontra-se em fase de desenvolvimento por diversos fabricantes, tais como a Vestas, Enercon, Goldwind e GE Wind.

2.6.3 - Conclusões

Pela análise das soluções actuais de diversos fabricantes, verifica-se que a topologia de conversão com a máquina síncrona sem caixa de velocidades (EESG e PMSG), tem sido a mais recente aposta no seu desenvolvimento. Este tipo de sistema destaca-se pela elevada eficiência, robustez e flexibilidade no seu controlo em toda a gama de velocidades.

Pela análise das topologias PMSG e EESG, ressalva-se o facto da primeira ter menor manutenção por não ter dispositivos de desgaste, como também apresenta maior eficiência.

Apresenta-se, de seguida, um gráfico comparativo em termos de custo - energia destas topologias[27].

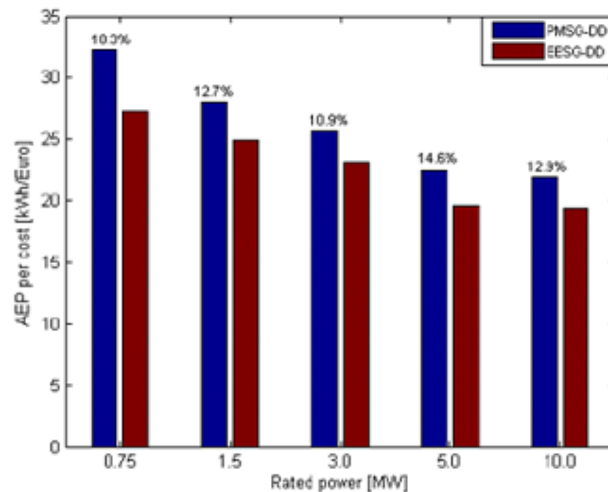


Gráfico 4- Relação energia/custo para diversas potências nominais da EESG e PMSG

Através da análise do gráfico anterior verifica-se que, para o mesmo custo de um sistema EESG e PMSG para várias potências instaladas, o último produz mais energia eléctrica que o primeiro (*AEP annual energy production*). Esta relação resulta do facto de o PMSG ser mais eficiente que o EESG. Verifica-se, também, que a relação energia/custo diminui à medida que a potência instalada aumenta. Isto deve-se ao facto do custo das máquinas aumentar mais rápido do que a energia que os geradores produzem [27].

Pelos motivos atrás referidos, conclui-se que o sistema PMSG será alvo de grande desenvolvimento futuro. Sendo esta a tecnologia mais promissora das apresentadas, esta dissertação consistirá apenas na análise desta solução.

2.7 - Topologias de electrónica de potência para PMSG

São várias as topologias de conversão possíveis de serem aplicadas no accionamento de uma máquina síncrona de ímanes permanentes. Neste ponto, apresentam-se as que mais se adequam ao controlo de produção de um aproveitamento eólico. Por conseguinte apresenta-se uma análise crítica sobre o seu funcionamento.

Os autores [28] apresentam várias topologias de conversão aplicadas nos aproveitamentos com PMSG. Nos pontos seguintes apresentam-se as mais relevantes.

2.7.1 - Cadeia de conversão AD/DC, DC/DC e DC/AC

Uma das possibilidades para se obter um conversor AC/AC é a utilização conjunta de um rectificador e de um ondulator.

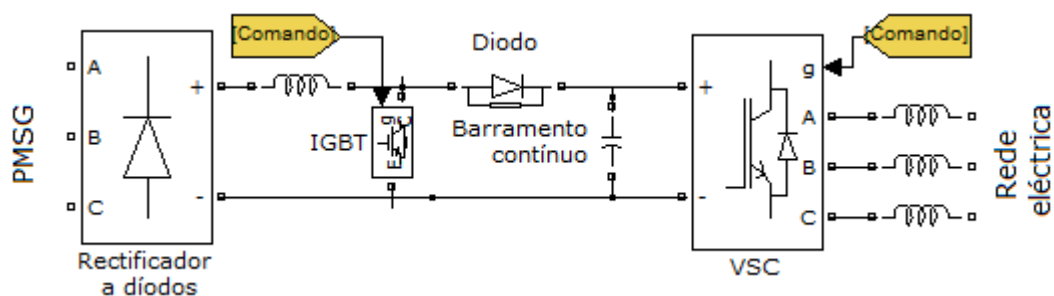


Figura 2.46- Conversor BBVSC1

Através da análise da figura anterior, verifica-se que existem três conversores electrónicos de potência, dos quais um rectificador não controlado a diodos, um conversor DC/DC (*boost*) e um VSC (*voltage source converter*).

O rectificador não controlado tem apenas a função de converter a corrente alternada gerada pela máquina síncrona em corrente contínua, que será transportada para o conversor DC/DC.

O conversor DC/DC tem a função de controlar a produção da máquina síncrona. O controlo é constituído por duas malhas fechadas, uma de controlo de corrente e outra de controlo de potência. Uma malha de controlo de corrente de entrada deste conversor. Pela comparação do valor de referência com o valor de corrente de entrada, resulta uma modulação por largura de impulsos com o intuito de anular o erro entre ambos. O valor da corrente de referência resulta no controlo em malha fechada do controlo de potência da máquina.

O VSC apenas tem duas malhas fechadas de controlo, semelhantes ao anterior. Possui uma malha de controlo de corrente responsável por impor o trânsito de energia activa entre o barramento contínuo e a rede eléctrica, de forma a corrente ser sinusoidal e com conteúdo harmónico reduzido. A malha de controlo restante regula a tensão do barramento contínuo de modo a manter no seu valor de referência. Nesta estrutura a tensão do barramento contínuo mantém-se constante.

Como vantagens esta estrutura apresenta o controlo de produção da máquina síncrona desacoplado do controlo da interface com a rede eléctrica. Resultando então num controlo menos complexo. Destaca-se também o facto de o rectificador controlar de forma contínua em toda a gama de velocidades do gerador.

Como desvantagens, esta estrutura apresenta o inconveniente de não permitir o trânsito bidireccional de corrente. Podendo ser necessário em situações de arranque da máquina síncrona.

2.7.2 - Rectificador a diodos e VSC

Uma das possibilidades para se obter um conversor AC/AC é a utilização conjunta de um rectificador e de um ondulador.

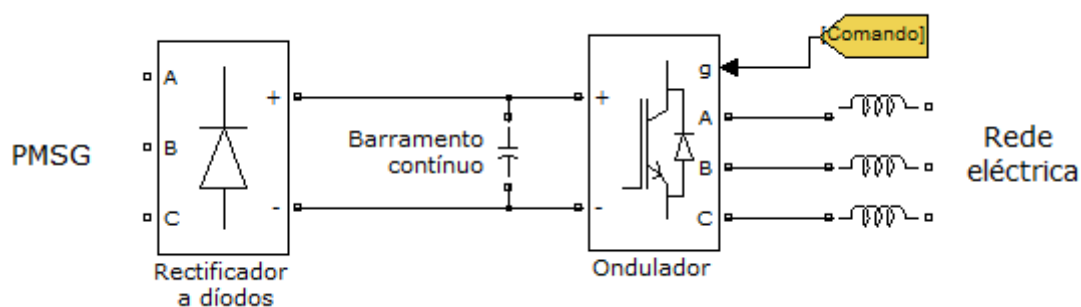


Figura 2.47- Ponte rectificadora não controlada e ondulador de corrente

Através da análise da figura anterior, verifica-se que existem dois conversores electrónicos de potência trifásicos, dos quais um rectificador não controlado a diodos e um ondulador designado VSC (*voltage source converter*).

O rectificador não controlado têm apenas a função de converter a corrente alternada gerada pela máquina síncrona, em corrente contínua que, por sua vez, será transportada para o barramento contínuo.

O VSC é responsável pelo trânsito de energia activa e reactiva entre o barramento contínuo e a rede eléctrica. O VSC inserido nesta topologia tem três malhas fechadas de controlo com constantes de tempo diferentes. Uma malha de controlo de corrente muito rápida, com o intuito de regular a corrente enviada para a rede de modo sinusoidal com conteúdo harmónico de corrente o mais reduzido possível, resultando numa modulação por largura de impulsos (PWM). Possui, também, uma malha de controlo da tensão do barramento contínuo, um pouco mais lenta que a anterior, responsável por gerar uma referência de corrente a impor nas linhas da rede de modo a tornar a tensão deste barramento no seu valor de referência. Por último, possui uma malha de controlo de potência activa gerada pela máquina síncrona. O valor de potência de referência, enviada pelo operador da rede, é comparado com o valor de potência activa em trânsito e a tensão do barramento contínuo é actualizada de modo a cumprir a potência de referência. A potência de referência poderá ser enviada pelo operador de rede através de uma plataforma de comunicações ou de um algoritmo de MPPT dependendo do estado de funcionamento do sistema.

Como vantagens desta estrutura resulta o número reduzido de dispositivos electrónicos a controlar. Deste modo, a nível de implementação terá uma quantidade menor de circuitos de drive. Esta solução pode controlar de forma contínua a velocidade da máquina síncrona, variando então o nível de tensão do barramento contínuo. Face à estrutura anterior, tem um menor número de dispositivos o que torna este sistema mais robusto, eficiente devido à eliminação das perdas no transistor do *chopper*, como também mais económico.

Como desvantagens, destaca-se o facto de existir um limite mínimo de tensão para o barramento contínuo para que o sistema coloque energia na rede eléctrica. O controlador terá que ser dimensionado de forma rigorosa para poder controlar o gerador a baixas velocidades.

2.7.3 - Cadeia de conversão VSC em topologia back to back

Uma das possibilidades para se obter um conversor AC/AC é a utilização conjunta de um rectificador e de um ondulador.

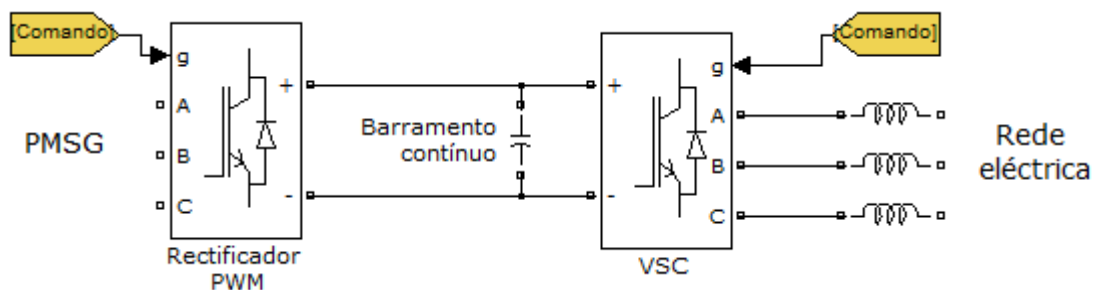


Figura 2.48- Cadeia de conversão VSC em topologia back-back

Através da análise da figura anterior, verifica-se que existem dois conversores electrónicos de potência trifásicos, dos quais um rectificador controlado e um VSC (*voltage source converter*).

O rectificador tem a função de converter a corrente alternada gerada pela máquina síncrona em corrente contínua, que será transportada para o barramento contínuo. Este conversor é concebido com duas malhas de controlo. Uma malha de controlo de corrente rápida, com o objectivo de regular a corrente sinusoidal extraída da máquina síncrona. O valor de corrente de referência é comparado com o valor da corrente em trânsito, resultando numa modulação por largura de impulsos com o objectivo de anular o erro entre ambos. O valor da referência de corrente resulta da malha de controlo de potência da máquina eléctrica. Tal como a estrutura anterior, o valor da potência de referência poderá ser produzida pelo operador de rede, ou por um algoritmo de MPPT.

Para esta topologia de controlo o VSC funciona de igual modo ao apresentado para o conversor *back to back voltage source 1*.

Como vantagens, esta estrutura apresenta o controlo de produção da máquina síncrona desacoplado do controlo da interface com a rede eléctrica. Resultando então, num controlo menos complexo. Destaca-se, também, o facto de o rectificador controlar de forma contínua em toda a gama de velocidades do gerador. Outra vantagem desta solução reside no facto de permitir o trânsito bidireccional entre o gerador e a rede eléctrica, tornando o sistema mais flexível.

Em contrapartida, este sistema retém uma quantidade elevada de perdas por efeito de joule devido ao número elevado de semicondutores a serem utilizados. Desvantagem, também a ser apontada, neste caso ao nível de implementação, resulta na existência de uma grande quantidade de circuitos de drive para estes semicondutores, traduzindo-se então num sistema economicamente mais desinteressante.

2.7.4 - Conclusões

Com base nas estruturas atrás apresentadas, conclui-se que qualquer uma das topologias é capaz de funcionar correctamente. No entanto, têm características diferentes. Do ponto de desempenho e aposta no mercado, a estrutura mais utilizada seria o conversor *back to back 3*. Por outro lado, do ponto de vista económico, a solução a adoptar seria a apresentada em segundo lugar (BBVSC2). Como se pretende conceber um aproveitamento eólico com menor custo possível, dá-se maior importância ao factor económico. Resultando, então, no estudo da segunda topologia adiante nesta dissertação.

2.8 - Técnicas de modulação de corrente de um VSC

São inúmeras as alternativas de controlo possíveis de serem realizadas num VSC. Um VSC pode ser controlado tanto em malha fechada como em malha aberta. No entanto, para sistemas que têm tendência para se tornarem instáveis apenas se utilizam técnicas de controlo em malha fechada. Deste modo as técnicas de malha aberta apresentadas em [29] não são consideradas.

Existem várias estratégias de controlo que poderão ser utilizados para cada um VSC. Para controlo da corrente AC do conversor existem várias possibilidades:

- Controladores *on-off*:
 - Controlador de histerese;
 - Controlador modulação - delta;
 - Redes neuronais;
 - Controladores difusos.
- Controladores com bloco de PWM:
 - PWM sinusoidal;
 - PWM com injeção do 3º harmónico.
- Controladores com *Space Vector Modulation*:
 - *Three phase SVM with Symmetrical Placement of Zero Vectors*;
 - *Two phase SVM*.

Para o controlo da tensão são normalmente utilizados controladores lineares. No entanto, existem algumas soluções com redes neuronais e controladores difusos.

Para o controlo de potência são geralmente utilizados algoritmos de MPPT. Normalmente os algoritmos de MPPT, procuram perturbar o funcionamento do sistema e conforme a resposta à perturbação, o algoritmo procura o valor máximo de potência.

Nos pontos seguintes apresentam-se estes conceitos.

2.8.1 - Controladores *on - off*

Controlador de histerese

Os diagramas de blocos do controlo de histerese são baseados numa realimentação não linear com comparadores histeréticos de dois níveis. Os sinais de controlo S_a , S_b e S_c são gerados directamente quando o erro de corrente excede uma banda de tolerância h .

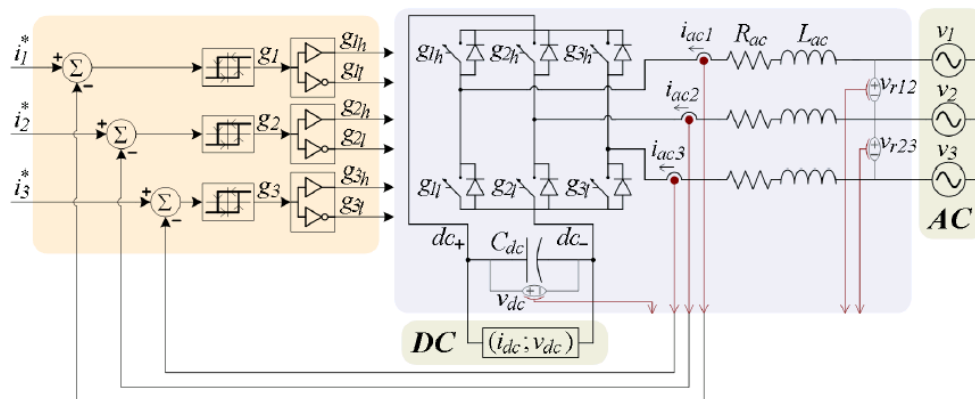


Figura 2.49- Esquema base do controlador de histerese[24]

Os controladores histeréticos são caracterizados por terem frequência de comutação variável. As vantagens principais destes controladores são a sua simplicidade, grande robustez, independência dos parâmetros do processo (resistência, indutância, etc.), dinâmica elevada, apenas limitada pela frequência de comutação dos semicondutores e constante de

tempo da carga. A frequência variável poderá condicionar o controlo de determinados parâmetros do processo.

Existem vários autores que apresentaram soluções com este controlador porém, com frequência fixa. Para tal, deve-se substituir os controladores de dois, para três níveis com uma tabela *look-up*[30].

Controlador por modulação - delta

O esquema deste tipo de controlador é apresentado na figura seguinte. Tem a estrutura idêntica ao controlador de histerese no entanto, o seu princípio de operação é diferente.

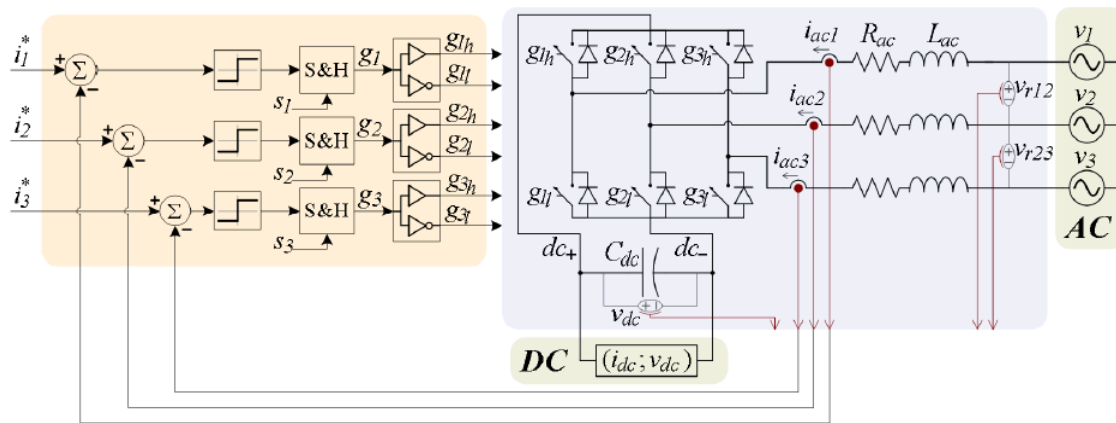


Figura 2.50- Esquema base do controlador por modulação delta [26]

Os sinais de controlo g_1 , g_2 e g_3 são gerados por comparadores de histerese, cujas saídas são actualizadas a uma taxa fixa, mantendo o estado do conversor DC/AC constante entre cada actualização, através do S&H (*Sample and hold*). As vantagens e desvantagens deste controlador são semelhantes ao histerético. A frequência de comutação deste conversor é apenas limitada pela frequência de amostragem do bloco S&H. Tal como o controlador de histerese, este controlador tem estrutura simples e boa dinâmica.

É importante também referir, que este método de controlo, assim como o histerético, é possível ser aplicado a referenciais estáticos (dq) ou dinâmicos (rst e $\alpha\beta$).

2.8.2 - Controladores com bloco de PWM

PWM sinusoidal

O PWM sinusoidal para sistemas trifásicos resulta da comparação entre uma portadora comum, com três referências sinusoidais U_a^* , U_b^* e U_c , resulta os sinais lógicos que definem os estados dos semicondutores.

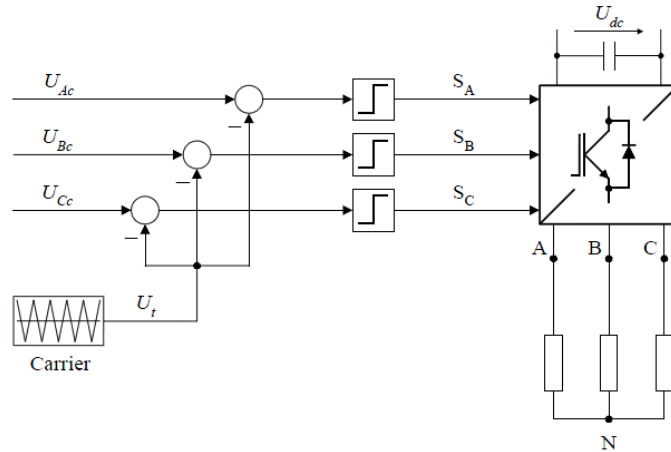


Figura 2.51- Esquemático da modulação CB-PWM [29]

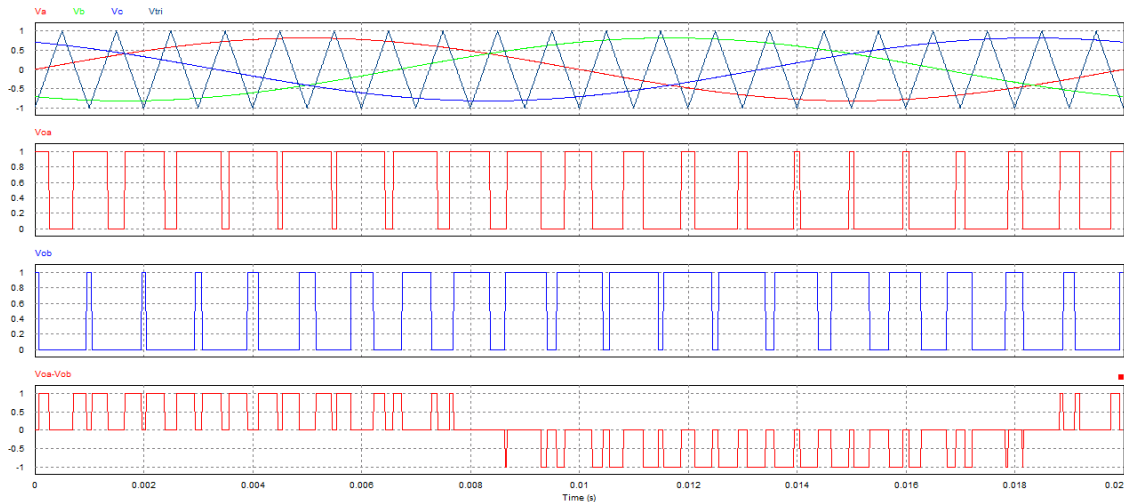


Figura 2.52- Formas de onda do PWM sinusoidal (simulador PSIM)

Na figura anterior são apresentadas as formas de onda típicas de um PWM sinusoidal. A comparação da onda sinusoidal com a portadora triangular resulta num conjunto de impulsos que definem o nível lógico dos semicondutores, estando em circuito aberto ou fechado, se o impulso tiver nível lógico baixo ou alto, respectivamente. Na literatura este método de modulação é identificado como sendo CB- PWM (*Carrier Based PWM*).

PWM sinusoidal com injeção do 3º harmónico

Este método de modulação, semelhante ao CB-PWM, só é válido se o ponto de neutro da carga não se encontrar conectado ao ponto de neutro do VSC. Assim, as correntes de cada fase dependerão apenas da diferença de tensão entre cada fase, não existindo componente homopolar da corrente. Assim, é possível adicionar uma onda adicional à onda sinusoidal, com a frequência do 3º harmónico (ZSS), que não irá produzir distorção das tensões U_{an} , U_{bn} e U_{cn} . As moduladoras sinusoidais são alteradas de forma a diminuir os valores máximos e mínimos instantâneos, de forma a permitir um aumento da zona linear do índice de

modulação. Apresenta-se, de seguida, as formas de onda desta técnica de modulação (3HNPWM).

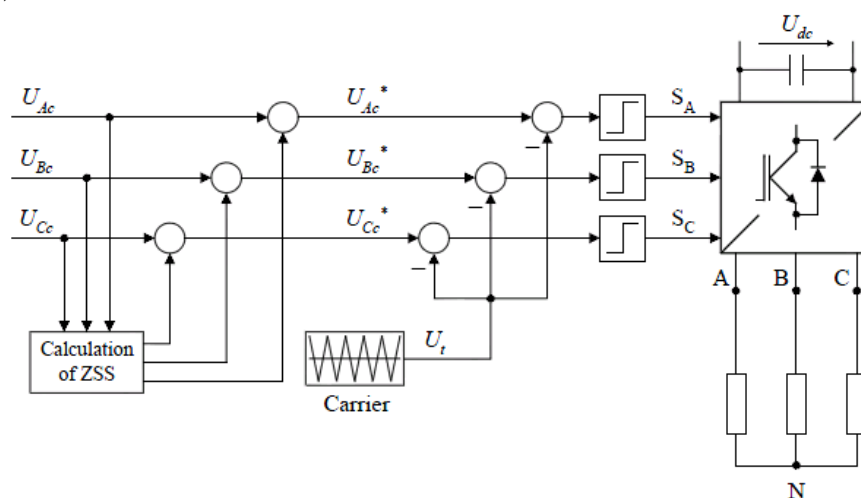


Figura 2.53- Esquemático do modulador CB-PWM e ZSS [29]

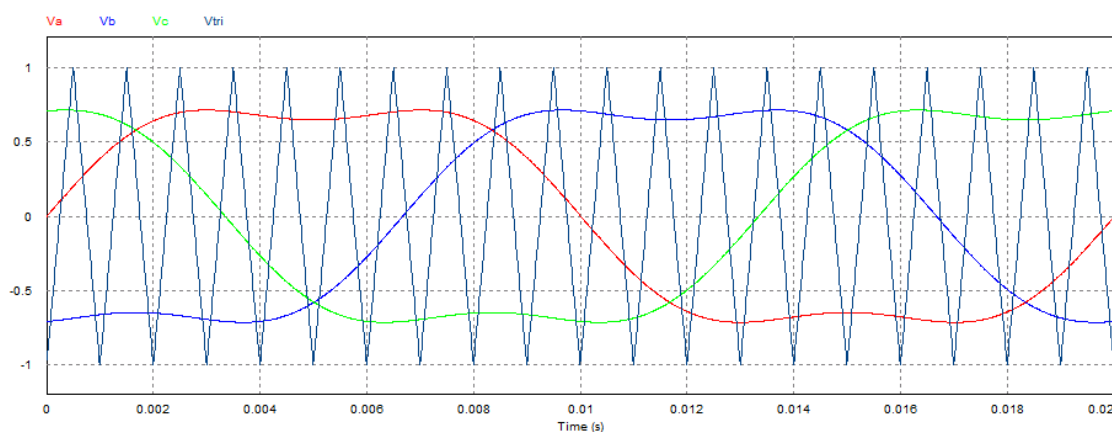


Figura 2.54- Formas de onda do 3HNPWM (U_a^* , U_b^* , U_c^*)

O resultado da comparação do sinal modulador sinusoidal com a portadora triangular é idêntico ao apresentado para o CB-PWM.

2.8.3 - Controlador SVM

A estratégia de SVM é baseada numa representação vectorial das tensões do lado AC do VSC. Esta técnica de modulação tornou-se bastante popular devido à sua simplicidade. O VSC, sendo um conversor trifásico de dois níveis, possui oito estados de comutação possíveis, dos quais, dois são redundantes. Os restantes seis estados activos dividem o plano, também, em seis sectores numerados de I a VI. Na figura seguinte representa-se que o vector U_c poderá ser obtido através dos vectores activos U_1 e U_2 e os vectores nulos U_0 e U_7 .

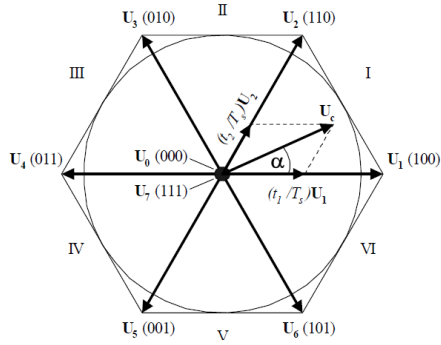


Figura 2.55- Divisão do plano em 6 sectores de 60°

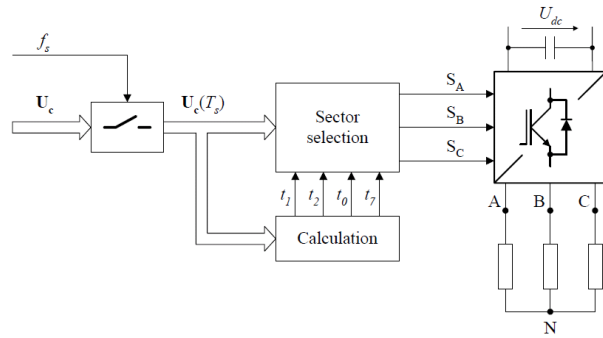


Figura 2.56- Diagrama de blocos do SVM

A tensão de referência U_c é amostrada com frequência fixa (f_s) e a tensão $U_c(T_s)$ é usada para calcular os tempos t_1 , t_2 , t_0 e t_7 . Os tempos t_1 e t_2 são obtidos através da seguinte expressão[29]:

$$t_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} MT_s \sin(\pi/3 - \alpha) \quad (2.8)$$

$$t_2 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} MT_s \sin(\alpha) \quad (2.9)$$

Onde M é o índice de modulação e α é a fase do vector U_c (tensão de referência).

Variantes do SVM advêm da forma como se obtêm os tempos t_0 e t_7 . Como se apresentam nos próximos pontos.

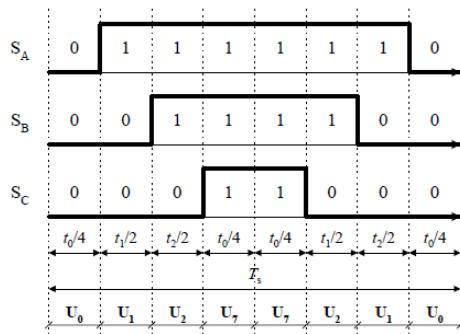
Three phase SVM with Symmetrical Placement of Zero Vectors

O método de SVM mais popular é a modulação com estados nulos simétricos (SVPWM)[29]. Neste método:

$$t_0 = t_7 = (T_s - t_1 - t_2)/2 \quad (2.10)$$

Na figura seguinte ilustra-se a formação dos pulsos de comando dos transístores e sua correlação entre o *duty-cycle* e os vectores t_0, t_1, t_2 e t_7 .

Para o primeiro sector, a sequência de comutação seria a seguinte:



$$U_0 \rightarrow U_1 \rightarrow U_2 \rightarrow U_7 \rightarrow U_7 \rightarrow U_2 \rightarrow U_1 \rightarrow U_0$$

Figura 2.57-Distribuição dos vectores de comutação num período (SVPWM)

Nesta modulação vectorial, os vectores nulos são colocados no início e no fim do período. Verifica-se também que as três fases comutam.

Two Phase SVM

Esta técnica de modulação foi designada *Discontinuous Pulse Width Modulation* (DPWM). A ideia base desta técnica é que, apenas, duas das fases comutam num período[29]. Esta técnica de modulação permite reduzir a frequência e perdas de comutação em 33% e 50%, respectivamente. Na figura seguinte ilustra-se a modulação do DPWM.

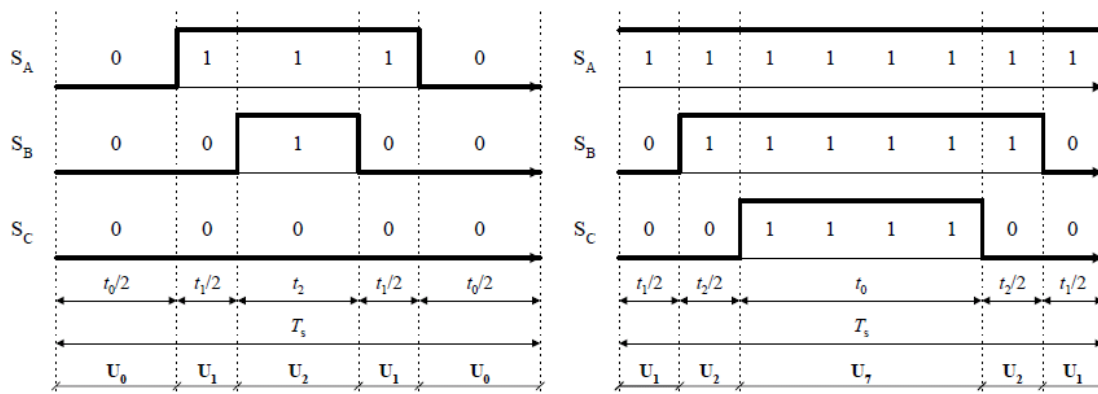


Figura 2.58- Distribuição dos vectores de comutação num período (DPWM)

Algoritmo de MPPT

A potência extraída de uma turbina, para determinada velocidade do vento, é máxima para determinada velocidade de rotação do conjunto gerador e turbina. O controlador MPPT determina a velocidade óptima do gerador podendo usar várias variáveis de controlo. Nomeadamente sensores mecânicos para a velocidade do vento, binário ou velocidade do gerador. Por outro lado pode-se recorrer a medição de grandezas eléctricas como por exemplo a corrente.

O uso de sensores mecânicos pode-se estimar o potencial eólico instantâneo, porém os sensores são dispendiosos. O uso de sensores eléctricos, nomeadamente a medida da corrente eléctrica, consegue-se determinar a potência óptima do gerador com menor constante de tempo.

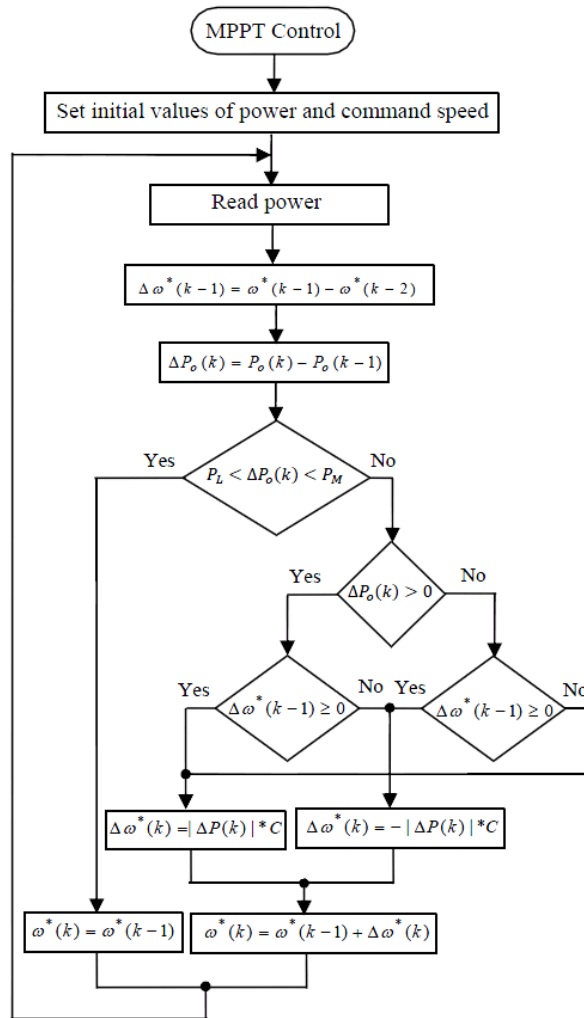


Figura 2.59- Algoritmo de MPPT[31]

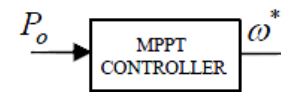


Figura 2.60- Variáveis de estado de controlador MPPT

O algoritmo apresentado tem o design iterativo. A estratégia deste controlo consiste em comparar a variável de estado (potência) em dois ciclos consecutivos. Se a produção aumentar em ciclos consecutivos, deve-se aumentar a velocidade da máquina síncrona. Por outro lado, se a produção diminuir, deve-se diminuir a velocidade da máquina. Por fim, quando o valor óptimo de produção for alcançado, isto é, não houver alteração na produção, não haverá mudança de velocidade. O valor óptimo de produção deverá conter um pequeno intervalo relativo de velocidade para que a produção seja o mais contínua possível, isto é, para que se diminua, um pouco, as oscilações na produção.

2.9 - Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o desenvolvimento histórico e os vários subsistemas constituintes de um aproveitamento eólico. Foram analisadas estruturas de potência e controlo aplicáveis a esta tecnologia. Procurou-se, também, discutir os aspectos que poderão ser alvo de desenvolvimento tendo em vista melhorar a eficiência e a maximização da extracção de energia de um aproveitamento deste tipo.

O objectivo desta dissertação será a modulação dos conversores electrónicos de potência da cadeia de conversão em topologia back-to-back dotada de rectificação não controlada e um VSC, assim como, dotada de dois VSC. Após estes processos serem modelizados serão alvo de simulação em ambiente *Matlab/ Simulink*, e juntamente com os controladores a adoptar, procurar-se-á obter um aproveitamento eólico com dinâmica tão elevada quanto possível.

Capítulo 3

Cadeia de conversão com rectificação não controlada e VSC em topologia Back to Back

3.1 - Resumo

Neste capítulo é introduzido a cadeia de conversão com rectificação não controlada e VSC para controlo do PMSG. É apresentada a estrutura de controlo da produção do gerador. Nas secções seguintes são descritos os controladores utilizados, ao nível do seu projecto e desempenho. Por fim, a estratégia de controlo é testada em ambiente *Matlab/ Simulink* e os resultados são apresentados.

3.2 - Introdução

Nesta cadeia de conversão as variáveis de estado são a tensão contínua do barramento de condensadores, as correntes alternadas do conversor DC/AC trifásico e a posição do rotor.

O controlo de produção de energia depende da velocidade do gerador síncrono, que por sua vez, neste sistema, depende do nível de tensão do barramento DC. Deste modo, existe um controlador responsável pela adaptação da tensão do barramento DC com base no erro de velocidade/ potência existente no gerador. Para estabelecer o controlo do nível de tensão do barramento contínuo exige-se também o controlo das correntes eléctricas nas linhas do lado AC do conversor.

O controlo deste sistema é efectuado num referencial estacionário de duas componentes ortogonais, designadas α e β . Dependendo da magnitude do erro, entre os valores de referência e medidos, para as componentes alfa e beta é aplicado um determinado vector de estado ao conversor DC/AC.

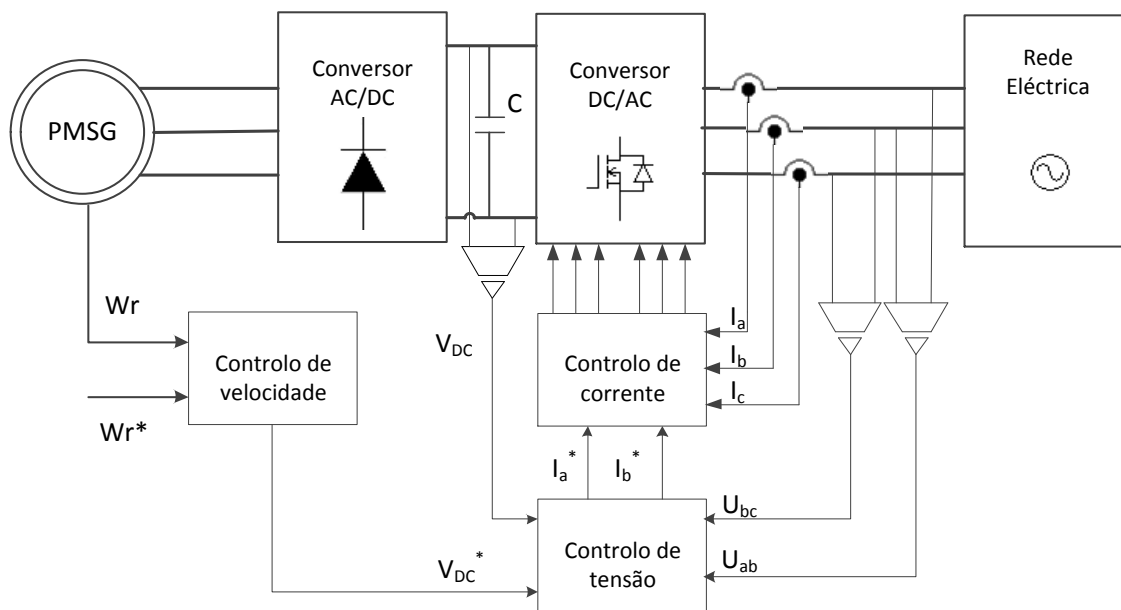


Figura 3.1-Estratégia de controlo de velocidade da máquina síncrona

No algoritmo de controlo apresentado, apenas será produzido e disponibilizado na rede eléctrica potência activa. Assim as correntes AC do conversor DC/AC devem-se encontrar totalmente em fase com a forma de onda da tensão da rede.

3.3 - Modelização do controlo de corrente

Os métodos de controlo de corrente têm um papel importante nos conversores electrónicos de potência, sendo largamente utilizados no accionamento de máquinas eléctricas, fontes de alimentação AC e DC, entre outras. O objectivo do controlo de corrente é impor um vector ao VSC de modo a que a corrente eléctrica, na sua carga, siga uma determinada trajectória ou referência. Nesta secção é apresentado um controlo de corrente baseado em controladores histeréticos representados no referencial estacionário (α, β). O controlo de corrente estudado é apresentado na figura seguinte. Para efeitos de estudo deste algoritmo de controlo, é pressuposto que a tensão do lado DC do conversor se situe num valor constante.

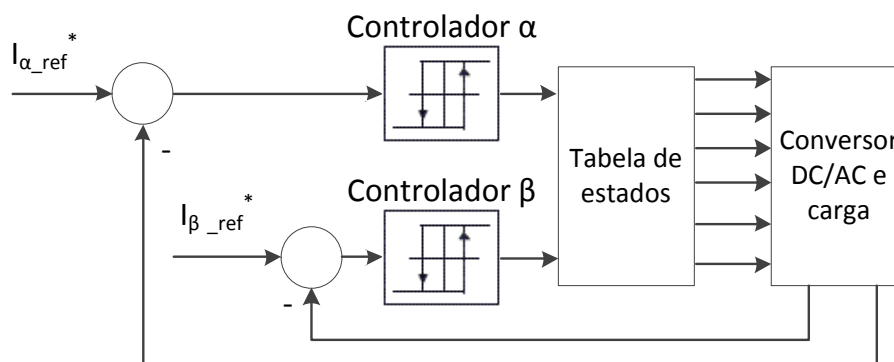


Figura 3.2- Algoritmo de controlo de corrente

Neste método, apenas existem dois controladores de corrente, um para cada componente (α, β). Neste algoritmo de controlo existe uma banda de tolerância, cuja superfície é um quadrado, como se apresenta na figura seguinte.

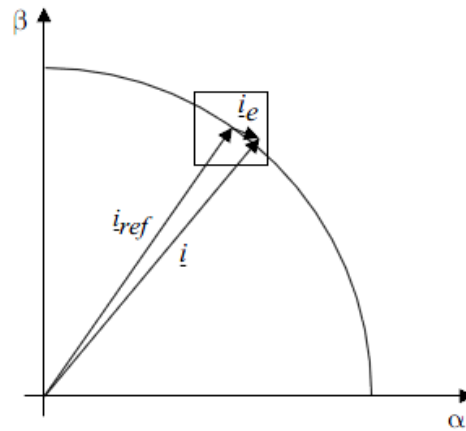


Figura 3.3- Quadrado histerético no referencial (α, β)[30]

Ao longo do tempo existe o vector de corrente, de referência (i_{ref}), assim como o medido (i), dando origem a um vector de erro (i_e). O objectivo deste controlo é manter o vector de erro dentro da superfície quadrada. Sempre que o vector de erro se cruza com a superfície, um novo vector deve ser aplicado ao conversor electrónico de modo a ser recolocado dentro da respectiva superfície. Esta banda de tolerância move-se de acordo com o vector de corrente de referência, de modo a este apontar sempre para o centro da superfície[30]

O plano (α, β) pode ser decomposto em vários sectores de acordo com o número de estados do VSC.

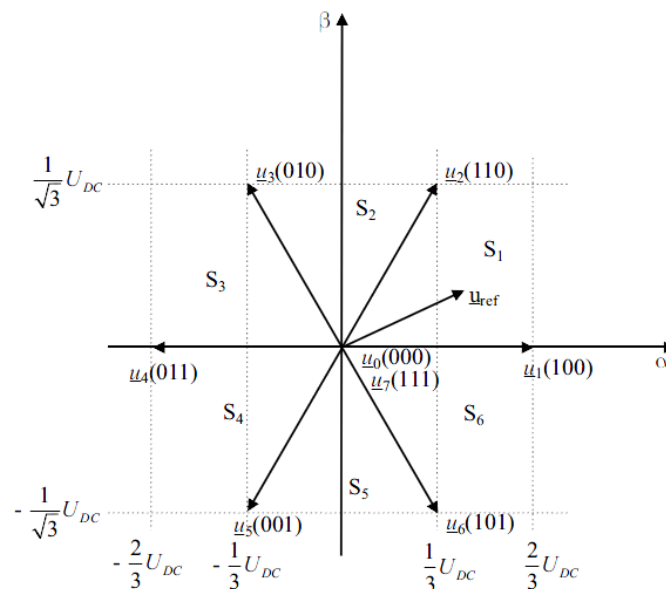


Figura 3.4- Estados possíveis de saída do VSC

Através da análise da figura anterior, conclui-se que com a divisão do plano nos vários vectores de estado do VSC existem quatro valores possíveis para a componente alfa ($\pm 2/3$

UDC e $\pm 1/3$ UDC) e também três valores possíveis para a componente beta (0 e $\pm 1/3$ UDC). Com base nos diferentes sectores deverá ser possível escolher o vector exacto para aplicar ao conversor electrónico de potência de modo a minimizar o erro de corrente. Assim, é necessário utilizar controladores histeréticos de vários níveis de acordo com a divisão do plano ortogonal utilizado.

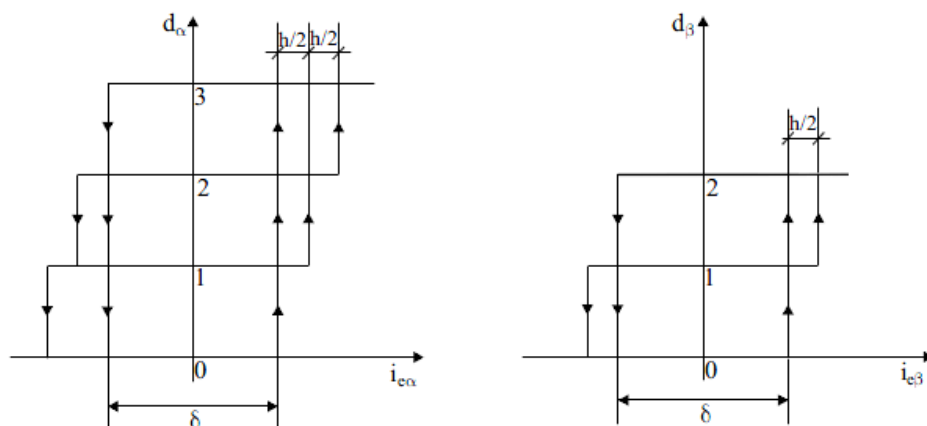


Figura 3.5- Comparadores histeréticos multinível para as componentes α e β [30]

Tabela 3.1- Valores de saída do controlador α [30]

Erro α	Saída do controlador α
$ \text{erro } \alpha < \delta$	0
$ \text{erro } \alpha < \delta + h/2$	1
$ \text{erro } \alpha < \delta + h$	2
$ \text{erro } \alpha > \delta + h$	3

Tabela 3.2- Valores de saída do controlador β [30]

Erro β	Saída do controlador β
$ \text{erro } \beta < \delta$	0
$ \text{erro } \beta < \delta + h/2$	1
$ \text{erro } \beta > \delta + h/2$	2

Os parâmetros δ e h são escolhidos de forma a otimizar o desempenho do controlador. Quanto menor forem os seus valores, menor será a superfície quadrática.

De acordo com a saída de cada um dos controladores, é aplicado o vector correspondente ao conversor electrónico de potência. O vector correcto é obtido pela substituição da tensão que corresponde a cada número das tabelas anteriores e da análise da figura 3.4. A seguinte tabela identifica o vector a aplicar de acordo com a saída de cada controlador.

Tabela 3.3- Estados aplicados ao VSC de acordo com as saídas dos controladores histeréticos multinível[30]

α, β levels	0	1	2	3
0	$\underline{u}_5$	$\underline{u}_5$	$\underline{u}_6$	$\underline{u}_6$
1	$\underline{u}_4$	$\underline{u}_{0,7}$	$\underline{u}_{0,7}$	$\underline{u}_1$
2	$\underline{u}_3$	$\underline{u}_3$	$\underline{u}_2$	$\underline{u}_2$

3.4 - Modelização do controlo de tensão

Nesta secção é apresentado a modulação do controlo do nível de tensão do barramento DC. A modulação do barramento contínuo pode ser entendida pela análise da figura 3.6.

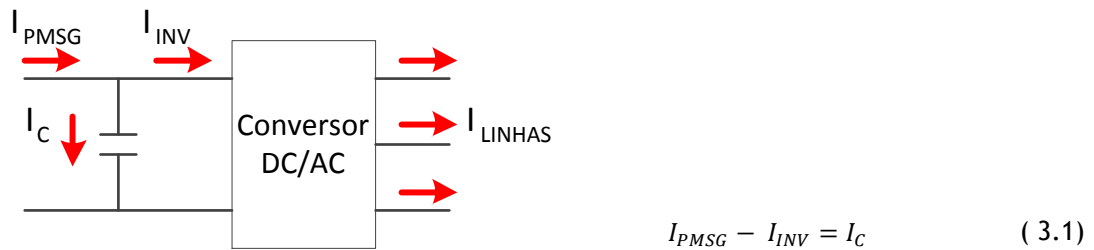


Figura 3.6- Correntes presentes no barramento DC

A diferença entre a corrente proveniente do gerador e a que efectivamente se dirige ao conversor DC/AC será a corrente de carga/descarga do condensador.

Por outro lado, a tensão aos terminais do condensador poderá ser obtida pela análise da seguinte equação diferencial que caracteriza o condensador.

$$I_{Condensador} = C \frac{dU_{DC}}{dt} \quad (3.2)$$

$$\frac{U_{DC}}{I_{Condensador}} = \frac{1}{sC} \quad (3.3)$$

Através da análise da expressão (3.3) conclui-se que a tensão aos terminais do barramento de condensadores é controlada através da corrente que o atravessa. Pressupondo que em regime permanente a corrente eléctrica proveniente da máquina eléctrica (I_{PMSG}) é constante, a tensão aos terminais do barramento vem em função da quantidade de corrente I_{INV} que o conversor DC/AC requer ao barramento.

Nesta malha de controlo identifica-se como blocos principais o controlador, o conversor DC/AC e a capacidade do barramento DC.

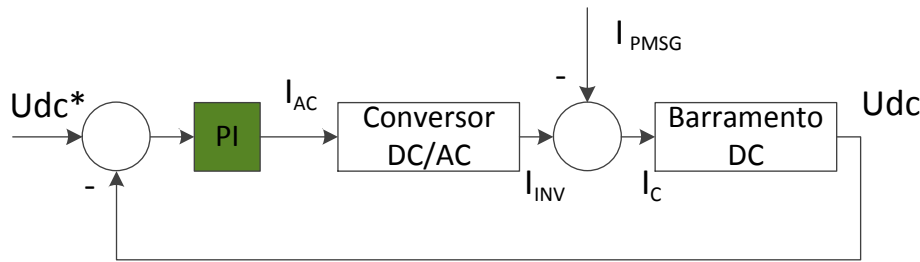


Figura 3.7- Malha de controlo de tensão do barramento DC

Na figura anterior é ilustrado em diagrama de blocos a malha de controlo de tensão do barramento DC. Após estabelecer o valor de referência para a tensão do barramento DC (U_{DC}^*), o controlador PI é responsável pela amplificação do erro de tensão o valor da corrente eléctrica necessária a transitar nas linhas do lado AC (I_{AC}) de modo a reduzir/eliminar o mesmo. A referência de corrente eléctrica será posteriormente cuidada pela malha de controlo de corrente previamente apresentada.

Por conseguinte, se o erro de tensão for positivo, significa que é necessário carregar o barramento de condensadores utilizando energia proveniente do gerador e reduzir/ eliminar a injeção de potência activa na rede eléctrica. Se o erro for, por sua vez, negativo, existe um excesso de energia no barramento de condensadores, pelo que dará origem à sua descarga manifestada por um pico de corrente em I_{AC} . Verifica-se que o erro de tensão varia de forma inversa à corrente eléctrica AC.

Para projectar os parâmetros do controlador, foi necessário modelizar o conversor DC/AC, assim como o processo a controlar, isto é, a tensão contínua do lado DC do conversor. Os modelos serão explicados nos pontos seguintes.

3.4.1 - Conversor DC/AC

O modelo utilizado para estudar a função de transferência do conversor DC/AC tem por base a potência de entrada e saída do mesmo, desprezando as perdas existentes.

Desprezando as perdas existentes no conversor DC/AC, significa que a potência de entrada e saída do conversor terá o mesmo valor.

$$P_{entrada} = P_{saida} \quad (3.4)$$

$$U_{DC} I_{INV} = 3 \times U_{Rede} \times I_{Rede}$$

$$\frac{I_{INV}}{I_{Rede}} = \frac{3U_{Rede}}{U_{DC}} \quad (3.5)$$

Em regime permanente a tensão U_{DC} é constante, no entanto o seu valor demora a ser estabilizado. Este tempo depende da frequência de controlo, de PWM e de amostragem. Sabendo que as frequências de amostragem, controlo e PWM serão muito superiores do que a constante de tempo do condensador do barramento DC, estes valores foram desprezados. Por

fim, conclui-se que se poderá modelizar o conversor DC/AC com o ganho apresentado na eq. 3.5.

3.4.2 - Controlador PI

O controlador PI é designado pela literatura de controlador proporcional e integral. Este tipo de controlador linear calcula uma determinada resposta em função do erro manifestado na entrada do mesmo. A função de transferência é apresentada de seguida.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (3.6)$$

Onde no domínio das frequências dá lugar a:

$$u(s) = \left(\frac{K_i \left(s \frac{K_p}{K_i} + 1 \right)}{s} \right) e(s) \quad (3.7)$$

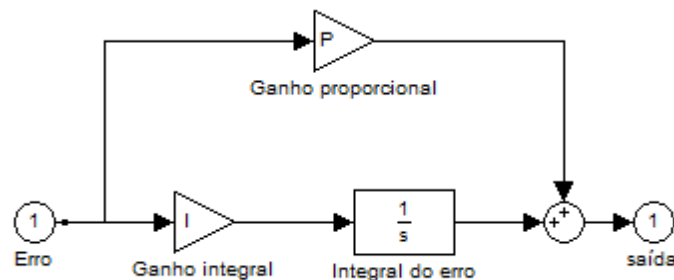


Figura 3.8- Modelo do controlador proporcional-integral[32]

Segundo a eq. 3.7, conclui-se que este tipo de controlador tem um pólo na origem e um zero em K_i/K_p . O objectivo deste controlador será diminuir a influência do pólo do barramento contínuo na resposta do sistema. Procurou-se então dimensionar os parâmetros do controlador, de modo a anular o erro em regime permanente e diminuir/ eliminar o *overshoot* de tensão.

3.5 - Modelização do controlo de velocidade

Nesta secção é apresentada a última malha de controlo, a de velocidade do gerador síncrono. O subsistema de controlo concentra-se na máquina síncrona.

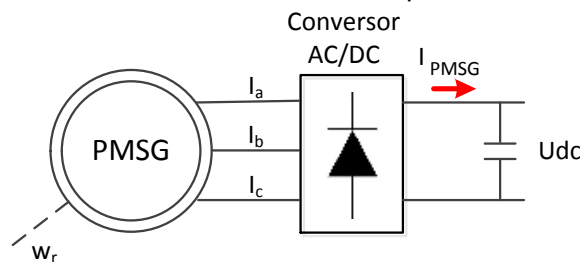


Figura 3.9- Ligação do PMSG à cadeia de conversão

Como a máquina eléctrica estará a funcionar como gerador, foi pressuposto que no seu veio estaria a ser actuado por um binário mecânico responsável pelo accionamento da máquina. O modelo da máquina síncrona de ímanes permanentes utilizado para estudo foi o seguinte.

Equações de tensão no referencial dq	$u_{sd} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q$ $u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d$	(3.8)
--------------------------------------	---	---------

Equações de fluxo no referencial dq	$\psi_d = L_d i_{sd} + \psi_m$ $\psi_q = L_q i_{sq}$	(3.9)
-------------------------------------	--	---------

Equação de binário eléctrico	$T_e = \frac{3p}{2} (\psi_m i_{sq} + (L_d - L_q) i_{sq} i_{sd})$	(3.10)
------------------------------	--	----------

Equação mecânica	$T_e = T_L + B\omega_m + \frac{d\omega_m}{dt}$	(3.11)
------------------	--	----------

Aplicando um o binário eléctrico positivo à máquina eléctrica, mantendo-a com o sentido negativo de rotação, gera potência eléctrica. Através da análise do conjunto de equações diferenciais e supondo o rotor do gerador cilíndrico, pode-se afirmar que o binário eléctrico da máquina é proporcional à corrente eléctrica.

Num instante em que a máquina síncrona esteja a funcionar em regime permanente, com binário de carga constante, poder-se-á controlar o binário eléctrico através da flutuação da tensão do barramento contínuo. Ao elevar a tensão do barramento, mantendo a potência constante, a corrente eléctrica a transitar no gerador diminui. Este fenómeno traduz-se numa diminuição de binário eléctrico face ao mecânico que, por sua vez, acelera a máquina síncrona. Por sua vez, o controlador de velocidade é responsável por regular a tensão necessária ao barramento contínuo, de modo a eliminar o erro de velocidade pretendido para o gerador.

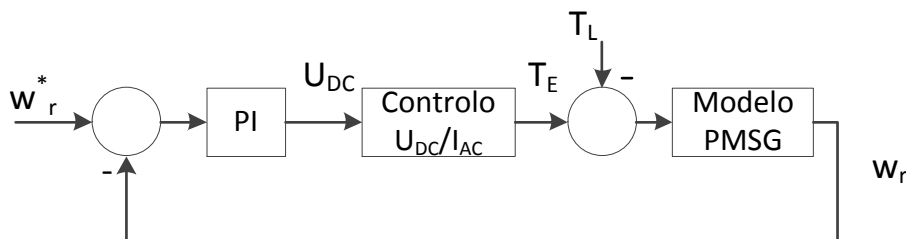


Figura 3.10- Malha de controlo de velocidade do PMSG

Nas secções seguintes será realizada uma análise a nível de implementação em ambiente *Matlab/ Simulink*.

3.6 - Implementação dos modelos em ambiente *Matlab/Simulink*

Na secção anterior foram apresentados os modelos matemáticos que representam o comportamento dos vários componentes utilizados. Nesta secção pretende-se ilustrar todos os modelos utilizados do ponto de vista da implementação em ambiente *MATLAB/Simulink*. Recomenda-se, assim, a consulta da secção anterior sempre que surjam dúvidas sobre a modulação utilizada.

Na secção anterior apresentaram-se as três malhas de controlo com diferentes constantes de tempo. Sendo a malha de controlo de corrente a mais rápida e a de controlo de velocidade a mais lenta. Sendo também a malha de corrente responsável pela comutação dos semicondutores do conversor DC/AC, foi esta a primeira malha a ser validada na simulação. Por conseguinte, foram validadas as malhas de controlo de tensão do barramento, e controlo de velocidade por esta ordem.

À medida que a implementação foi avançando, a estrutura de potência e complexidade do sistema iria sendo adaptada para aproximar o sistema de maior realidade.

3.6.1 - Controlo de corrente

Para testar o algoritmo de controlo de corrente, simplificou-se a estrutura de potência previamente apresentada, teve-se apenas em conta o conversor DC/AC trifásico, o transformador e a rede eléctrica. Deste modo, carregou-se o barramento DC com uma tensão contínua de 200V. Por conseguinte, criaram-se duas correntes de referência no referencial abc em fase com as tensões da rede. Apresenta-se de seguida o algoritmo de corrente utilizado.

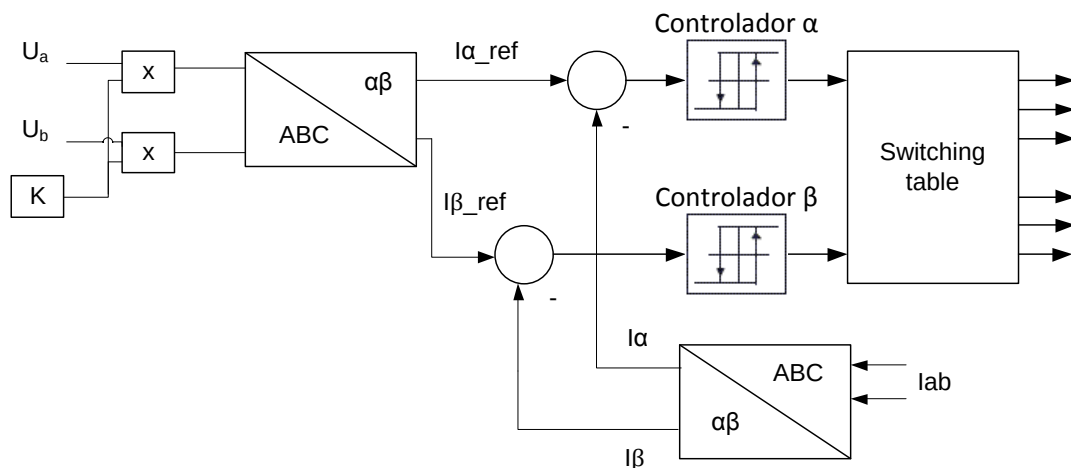


Figura 3.11-Diagrama de controlo de corrente

Na figura anterior mostra-se o algoritmo de controlo utilizado no teste do controlo de corrente. Sabendo que a componente fundamental da forma de onda da rede terá a seguinte expressão:

$$i_a = K \times \sin(2\pi ft) \quad (3.12)$$

$$i_b = K \times \sin(2\pi ft + 120) \quad (3.13)$$

Dividindo o sinal medido da tensão de cada fase da rede pela sua amplitude, consegue-se obter a forma sinusoidal da rede. Ao multiplicar o seno resultante da rede por uma constante consegue-se produzir formas sinusoidais de referência em fase com a rede, eq (3.12) e (3.13). Nas figuras seguintes, estão apresentadas correntes de referência as medidas, no referencial $\alpha\beta$. O controlo de corrente é realizado no referencial $\alpha\beta$, deste modo, as correntes de referência e medidas são convertidas para este referencial. Sendo os parâmetros dos controladores histeréticos δ e h dotados com os valores 0.2 e 0.1 respectivamente, obtiveram-se os seguintes resultados.

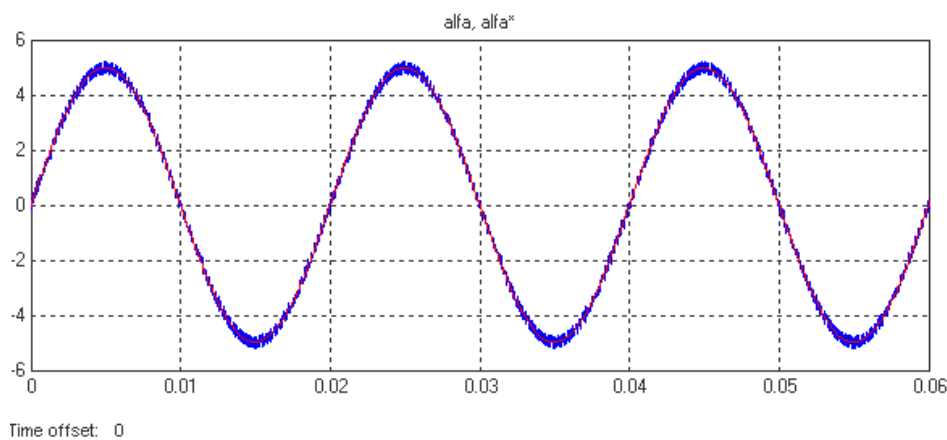


Figura 3.12- Referência de corrente α e valor medido no referencial $\alpha\beta$

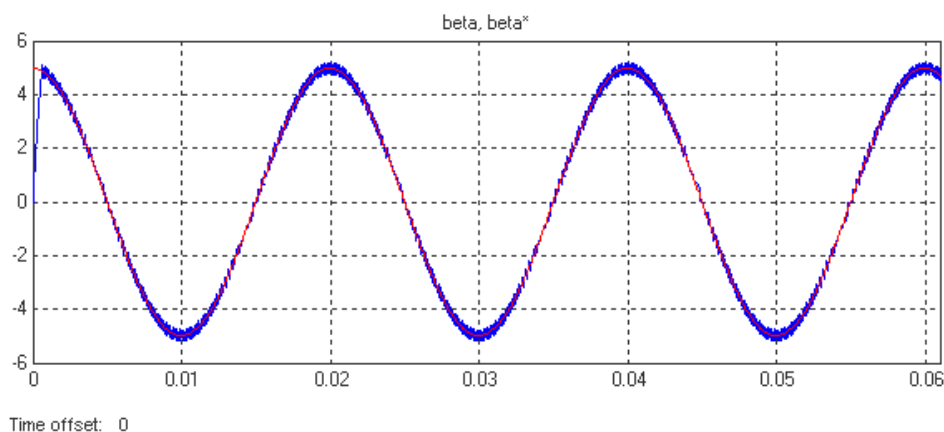


Figura 3.13- Referência de corrente β e valor medido no referencial $\alpha\beta$

Nas figuras anteriores foram apresentadas, a vermelho, as referências de corrente no referencial $\alpha\beta$ e a azul os valores medidos de corrente no mesmo referencial. É possível verificar que a corrente eléctrica segue, efectivamente, os valores de referência. Analisando

também as figuras seguintes, a tensão composta ab e a corrente na fase a, verifica-se que também estão completamente sincronizadas, isto é, com factor de potência unitário como era pretendido.

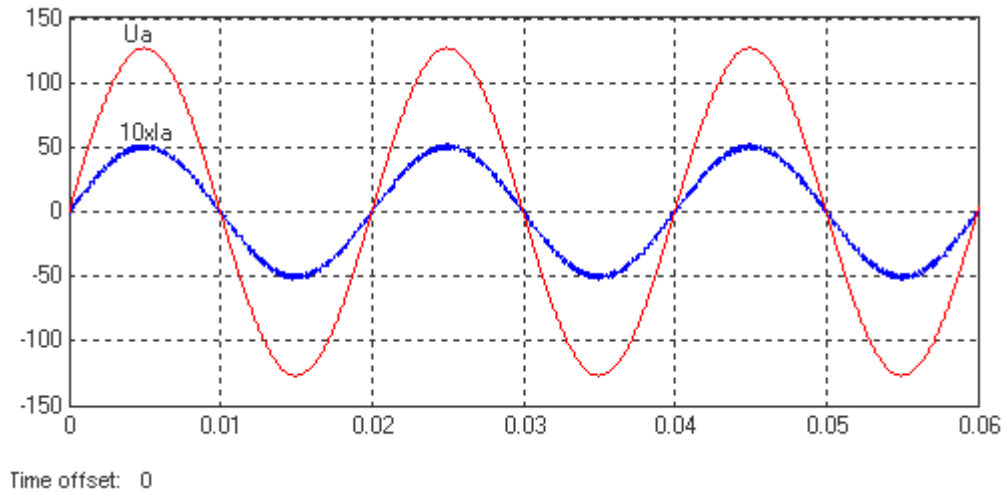


Figura 3.14- Tensão e corrente eléctrica na fase a

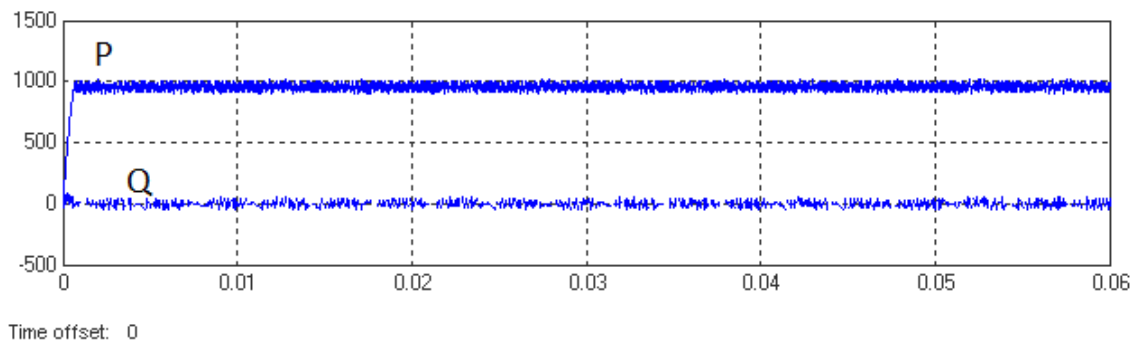


Figura 3.15- Potência activa e reactiva em trânsito com a rede eléctrica

Analisando com mais pormenor o trânsito de potência reactiva entre o conversor DC/AC e a rede eléctrica, verifica-se novamente que o seu valor médio é nulo, como esperado. No entanto, existem pequenas quantidades de energia reactiva em trânsito devido ao *ripple* de corrente manifestado. A potência activa tem o seu valor médio em 943 W. Sabendo que o valor médio do trânsito de potência reactiva é nulo, o factor de potência é unitário, então a potência activa resulta da seguinte expressão.

$$\begin{aligned}
 P &= 3 \times U_a \times I_a \times \cos \theta \Rightarrow & P &= 3 \times U_a \times I_a & (3.14) \\
 & & P &= 3 \times 89 \times 5 / \sqrt{2} = \\
 & & & 944 \text{ W}
 \end{aligned}$$

Uma importante análise a efectuar será a visualização do espectro harmónico das correntes que circulam entre a rede eléctrica e o conversor DC/AC.

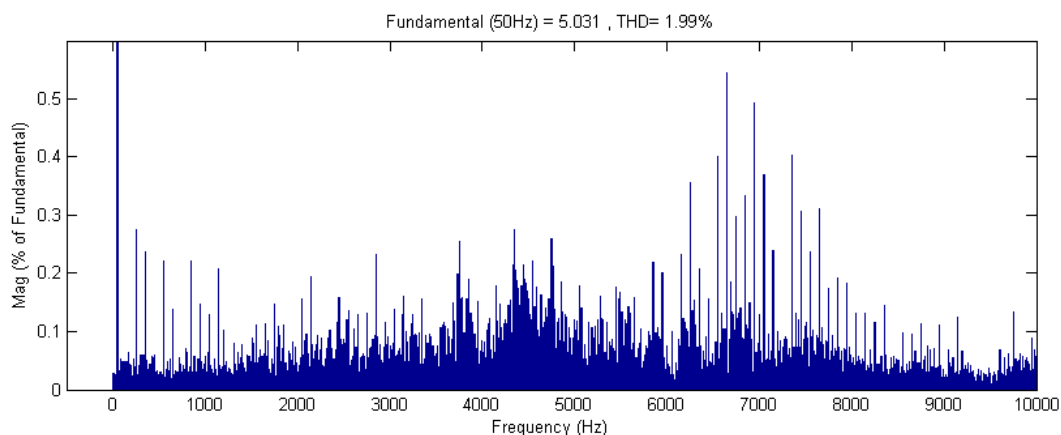


Figura 3.16- Espectro harmónico da forma de onda de corrente para o controlo apresentado

Utilizando a funcionalidade “*FFT analysis*” do bloco “*powergui*” disponível no *Simulink*, verifica-se que existe uma distorção harmónica total de 1.99% face à componente fundamental da corrente de 50Hz. Verifica-se, também, que existe uma grande quantidade de distorção harmónica no espectro de frequências até os 10 kHz.

Após a análise do algoritmo de controlo de corrente utilizado, conclui-se que é capaz de controlar a corrente de forma eficaz e com uma taxa de distorção harmónica inferior a 2%. Estes valores devem-se, também, à pequena janela de erro admissível, ou seja, para $\delta = 0.2$ A e $h = 0.1$ A. A utilização de valores superiores para estes parâmetros degradam, progressivamente, a qualidade da forma de onda. Uma possível implementação destes parâmetros seria difícil devido à janela ser muito pequena, o que levaria a comutações excessivas e desnecessárias do conversor DC/AC pelo facto de existir um possível ruído eléctrico.

Por fim, graças à comutação não periódica resultante deste método, origina um grande espectro de harmónicos de corrente eléctrica. Este facto poderá resultar numa maior perda de energia pela grande comutação dos semicondutores.

3.6.2 - Controlo de tensão

Após o dimensionamento da malha de corrente apresentada no ponto anterior, segue-se a implementação da malha de controlo de tensão em ambiente Matlab/Simulink. Esta, mais exterior à malha de controlo de corrente tem como objectivo fixar o valor da tensão do aos terminais do barramento de condensadores no seu valor de predefinido V_{DC}^* . A figura seguinte ilustra onde se situa a malha de controlo de corrente e tensão.

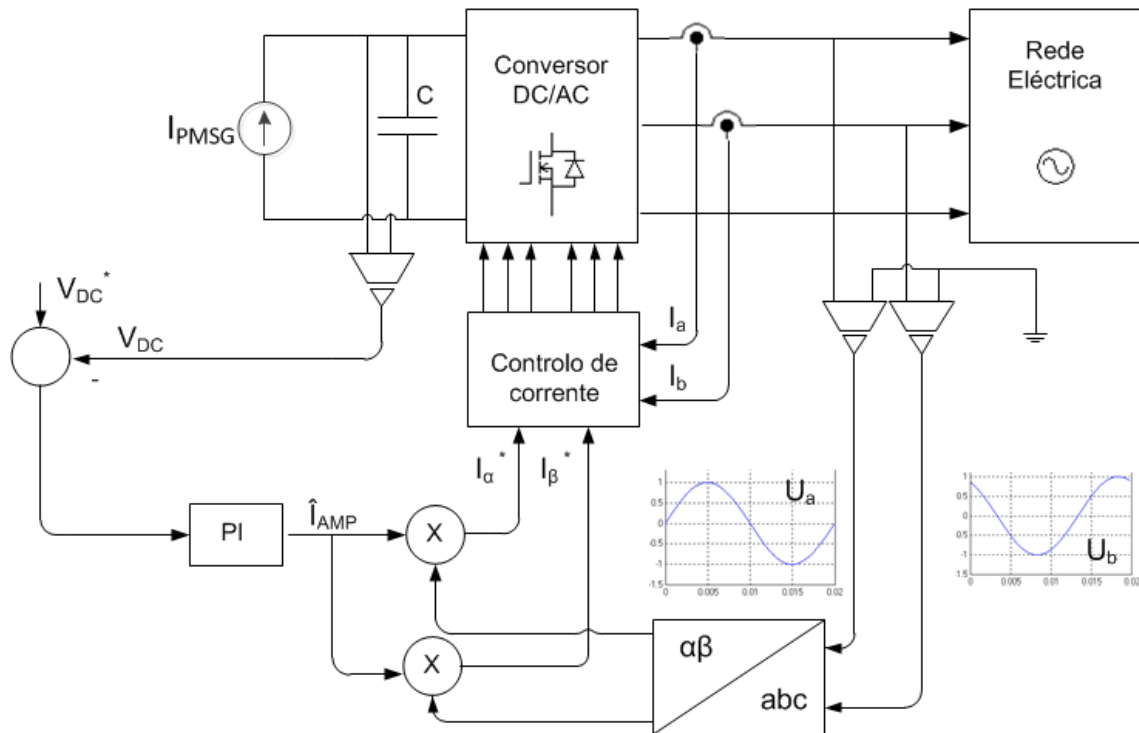


Figura 3.17- Diagrama de controlo tensão no barramento de condensadores

O controlador PI ilustrado na figura anterior a verde, tem como objectivo amplificar o erro de tensão respectivo ao barramento DC, criando então uma referência de corrente a transitar nas linhas de interface entre o conversor DC/AC e a rede eléctrica.

O gerador síncrono juntamente com a turbina e ponte rectificadora foram substituídos por uma fonte de corrente contínua. Esta simplificação, realizada de forma a simplificar o sistema, resulta do controlo do ponto de operação da máquina eléctrica ser efectuado em corrente/ binário. Assim, modeliza-se o gerador e ponte de díodos por uma fonte de corrente contínua.

Após a atribuição de um valor de referência de tensão para o barramento contínuo poderá ocorrer um dos dois fenómenos seguintes:

- O erro de tensão é positivo, isto é, a tensão que, efectivamente, caracteriza o barramento contínuo é inferior ao pretendido e, por sua vez, o trânsito de energia responsável pelo carregamento dos condensadores é, apenas, proveniente da fonte de corrente I_{PMSG} .
- O erro de tensão é negativo traduzindo-se num excesso de energia acumulada nos condensadores e a sua descarga é realizada para a rede eléctrica, dando origem a pequenos transitórios de corrente.

Para dar início à verificação do funcionamento do controlo de tensão, emooou-se a fonte de corrente com 5A contínuos e estipulou-se a tensão inicial aos terminais do condensador de 200V. Por conseguinte, estipularam-se as seguintes referências de tensão para o barramento DC:

$$\begin{cases} 300V, & t \in [0.0; 0.5]s \\ 250V, & t \in [0.5; 0.9]s \\ 350V, & t \in [0.9; 1.4]s \end{cases}$$

De acordo com as referências estabelecidas, obteve-se a seguinte resposta temporal para a variação da tensão.

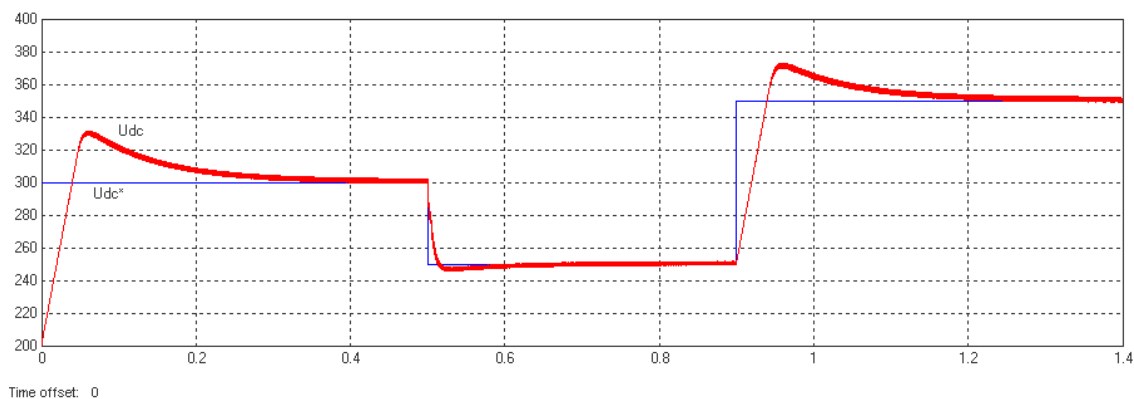


Figura 3.18- Resposta do controlador de tensão às variações de referência

Pela análise da figura anterior é possível concluir vários aspectos importantes quanto à dinâmica de controlo de tensão e ao respectivo erro em regime permanente. A dinâmica de controlo é bastante mais lenta do que a apresentada no controlo de corrente e dela resulta um pequeno *overshoot* da tensão (cerca de 10% para $t=0.08s$). A variação lenta de VDC impede transitórios elevados na corrente de ligação à rede. Deste modo, obtém-se uma malha de controlo um pouco mais lenta, no entanto com melhor desempenho de qualidade de serviço. Por fim, quanto ao erro em regime permanente, verifica-se que é nulo para as várias referências apresentadas.

Por conseguinte, ilustra-se nas figuras seguintes as formas de onda da corrente eléctrica nas linhas.

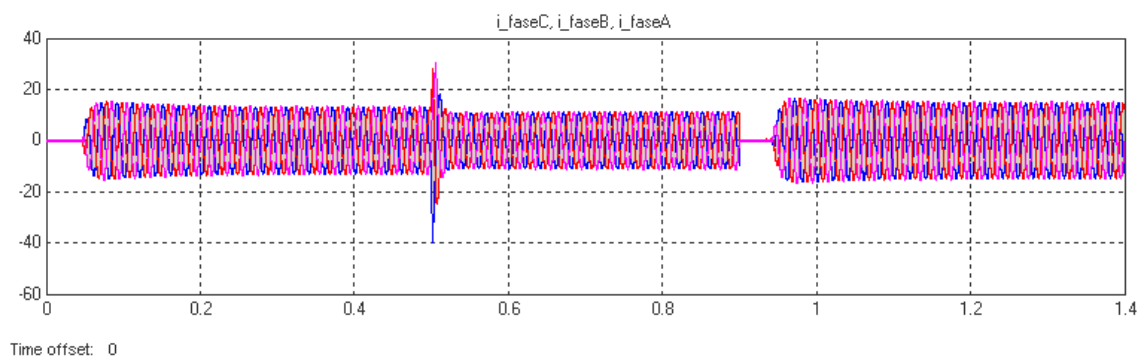


Figura 3.19- Evolução temporal das correntes eléctricas nas linhas abc da rede eléctrica

Através da análise das duas figuras anteriores verifica-se que quanto maior for a tensão do barramento contínuo, para a mesma corrente eléctrica, maior será a corrente nas linhas de interface com a rede eléctrica, como esperado. Verifica-se, também, que caso o erro de tensão para o barramento contínuo for inferior a zero ($0 < t < 0.05s$ e $0.9 < t < 0.95s$), verifica-se que o barramento é, apenas, carregado com a energia proveniente do gerador (neste caso

fonte de corrente), visto que a corrente eléctrica nas linhas é nula. No instante em que a tensão do barramento decresce 50V ($t=0.5s$) verifica-se que existe um pico de corrente elevado. Este fenómeno deve-se à rápida descarga de energia acumulada nos condensadores como previamente explicado.

3.6.3 - Controlo de velocidade

A terceira e última malha de controlo deste sistema tem o objectivo de controlar a velocidade da máquina síncrona. Tendo em conta que irá funcionar como gerador, para efeitos de simulação, arbitrou-se que a máquina estaria a ser accionada por um binário mecânico constante de 2 Nm. A figura seguinte ilustra onde se situam cada uma das malhas de controlo.

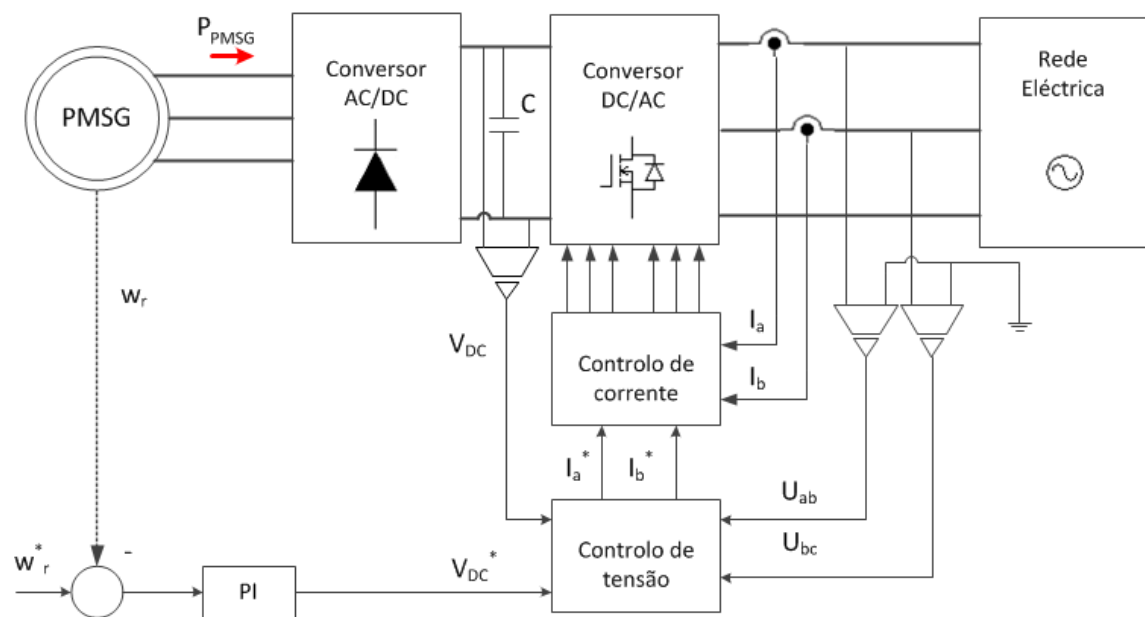


Figura 3.20- Diagrama de controlo da velocidade do gerador síncrono

A malha de controlo de velocidade mais exterior apresenta, apenas, um controlador PI responsável pela criação de um valor de tensão apropriado de forma a eliminar o erro em regime permanente de velocidade.

Após o dimensionamento dos parâmetros do respectivo controlador de velocidade procedeu-se ao teste deste algoritmo de controlo. Para a sua execução pretendeu-se variar a referência de velocidade em degrau e proceder a análise da resposta temporal. As referências de velocidade estipuladas para o efeito foram as seguintes.

$$\begin{cases} -800 \text{ rpm}, & t \in [0.0; 1.5]s \\ -1300 \text{ rpm}, & t \in [1.5; 3.0]s \\ -1100 \text{ rpm}, & t \in [3.0; 4.5]s \\ -1600 \text{ rpm}, & t \in [4.5; 6.0]s \end{cases}$$

O facto de existir um sinal negativo na referência de velocidade advém, apenas, da máquina funcionar como gerador, visto que o binário mecânico aplicado é positivo.

O controlador dimensionado foi responsável pela seguinte variação temporal da velocidade do gerador.

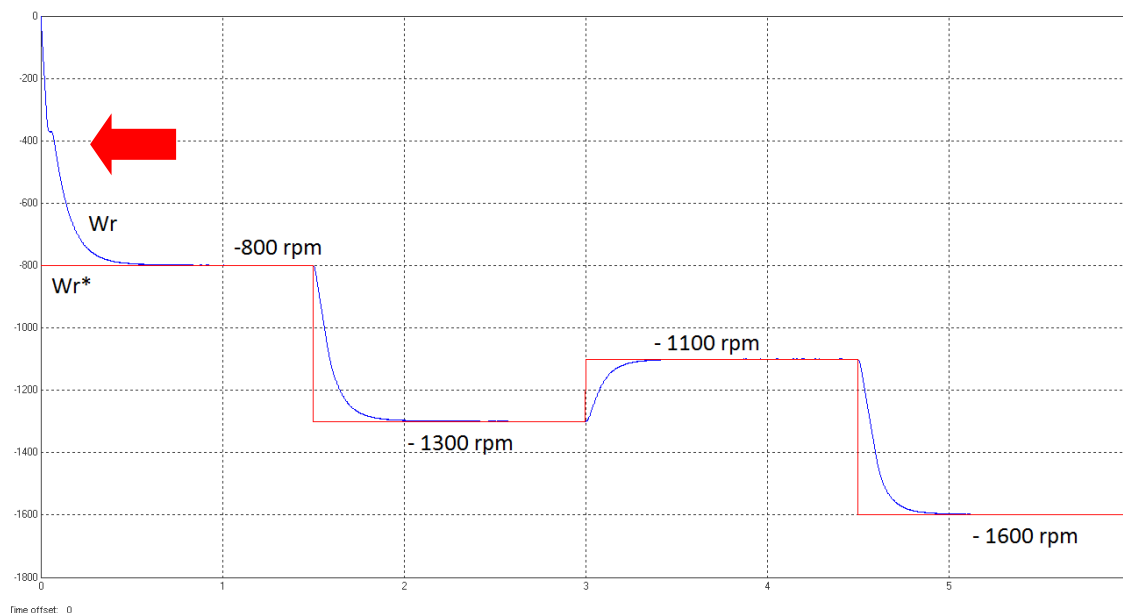


Figura 3.21- Dinâmica de resposta do sistema para várias referências.

A resposta do controlador ao erro de velocidade imposto é caracterizada pelo erro nulo em regime permanente, assim como nenhuma ocorrência de *overshoot* para a velocidade do gerador. Na figura anterior verifica-se para $t=0.04s$ um pequeno intervalo em que a derivada da velocidade é nula, isto é, a velocidade é constante. Este fenómeno deve-se ao limitador de valor mínimo para a tensão do barramento de condensadores. Pois até este instante, o valor da referência de tensão seria de facto 90V. Deste modo, apenas, quando a saída do controlador produz uma tensão de referência superior à mínima estipulada é que este começa a determinar a referência correcta para reduzir o erro de velocidade, como é ilustrado na figura seguinte.

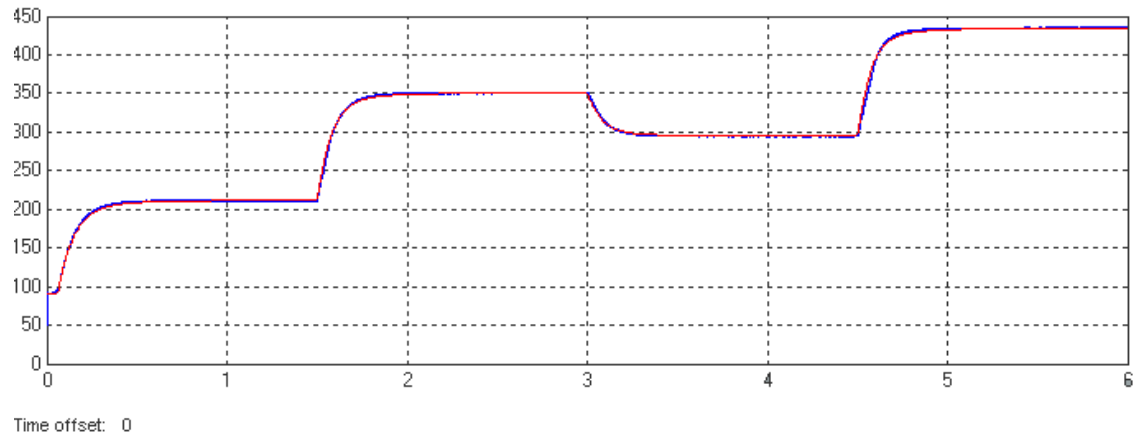


Figura 3.22- Referência de tensão imposta pelo controlador de velocidade (vermelho) e o valor medido (azul)

De seguida apresenta-se as correntes eléctricas produzidas pelo gerador síncrono.

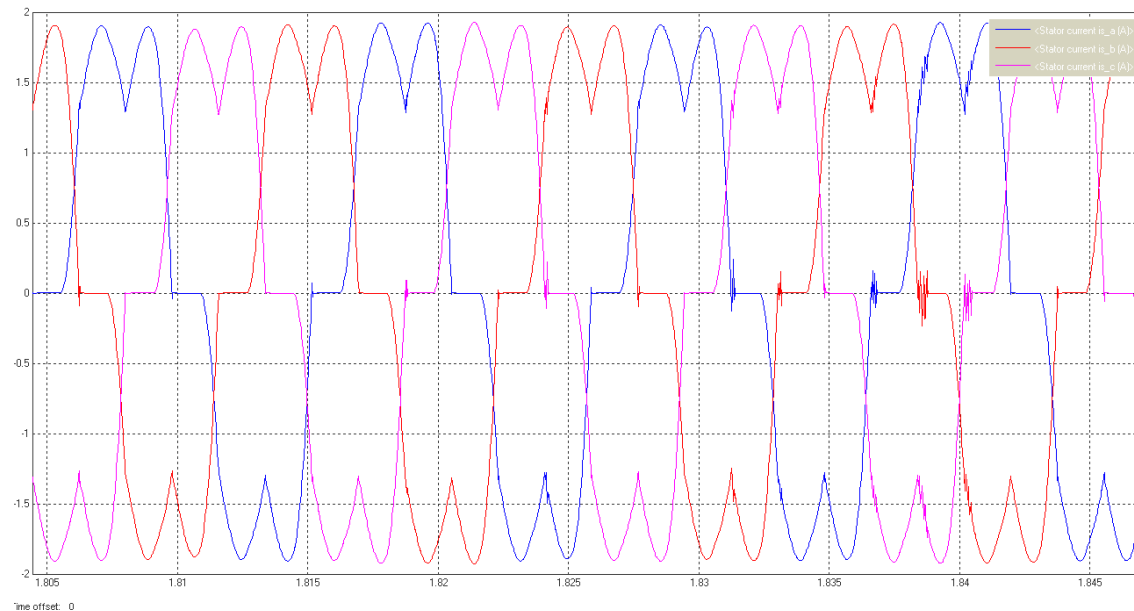


Figura 3.23- Correntes eléctricas estatóricas do PMSG

Na imagem anterior apresentou-se a forma de onda das correntes estatóricas da máquina síncrona. A presença da ponte rectificadora não controlada tem a particularidade de deformar a forma de onda da corrente, poluindo-a de conteúdo harmónico significativo. Para a janela apresentada na figura anterior, a taxa de distorção harmónica total é de 25%. Esta taxa de distorção leva graves problemas no gerador eléctrico. [29] Os mais comuns são o *stress* mecânico manifestado essencialmente nas baixas rotações, devido aos binários pulsatórios emergentes. A quantidade de harmónicos existentes na forma de onda de corrente pode ser convergir para um sistema eléctrico trifásico não equilibrado.

3.7 - Conclusões

Ao longo deste capítulo foi apresentado uma das estruturas de potência capazes de ser implementada no controlo da máquina síncrona de ímanes permanentes. Juntamente com as malhas de controlo foram abordados os modelos utilizados para o dimensionamento dos controladores.

Após o estudo teórico desta topologia foi possível demonstrar a utilização desta estrutura para controlo de velocidade da máquina síncrona no entanto, foram levantados alguns problemas e apresentadas algumas vantagens.

Esta estrutura de potência possui algumas vantagens que permitem dar relevância a este método. Devido a haver, apenas, um conversor electrónico controlado pode-se dizer que esta estrutura é conceptualmente mais simples. Do ponto de vista de implementação, também, seria mais económica havendo menos *drives* para os componentes electrónicos, e à partida melhor robustez. Em contrapartida, possui algumas desvantagens. O controlo de corrente do conversor DC/AC tem um espectro de correntes harmónicas elevado o que, do ponto de vista da implementação, traz alguns problemas de filtragens das respectivas componentes necessárias. Por outro lado, do ponto de vista da máquina eléctrica, o conteúdo harmónico da forma de onda de corrente é bastante acentuado o que, por sua vez, poderá reduzir o tempo de vida da máquina devido aos binários pulsatórios provenientes das correntes harmónicas. Por outro lado se a rede eléctrica possuir a sua forma de onda poluída com harmónicos, de acordo com o algoritmo de corrente implementado, a corrente eléctrica de referência será caracterizada por uma taxa de distorção harmónica superior.

Capítulo 4

Cadeia de conversão *Back to Back* *Voltage source Converter*

4.1 - Resumo

Neste capítulo apresenta-se um algoritmo de controlo baseado no controlo de produção de um PMSG. O gerador foi conectado à rede eléctrica através de dois conversores electrónicos com a topologia *back to back*.

Em primeiro lugar é apresentado a estrutura de controlo da produção do gerador. Nas secções seguintes são descritos os modelos criados, os controladores de corrente e de velocidade utilizados, ao nível do seu projecto e desempenho.

De seguida foi apresentada a estrutura de controlo do conversor de ligação à rede eléctrica. Este conversor e o algoritmo de controlo foram alvo de modelização. Os modelos criados foram essenciais para o projecto e desempenho dos controladores

Por fim, a estratégia de controlo é testada em ambiente *Matlab/ Simulink* e os resultados são apresentados.

4.2 - Introdução

A ligação de dois VSC com a topologia *back to back* consiste em duas pontes trifásicas ligadas a um barramento de condensadores. A maior vantagem desta topologia é a operação nos quatro quadrantes, podendo então manter o trânsito de energia bidireccional, neste caso particular entre a rede eléctrica e o gerador PMSG. Propriedades importantes desta configuração são a regulação da tensão do barramento contínuo, baixo conteúdo harmónico, possibilidade da correcção do factor de potência e formas de onda de corrente aproximadamente sinusoidais.

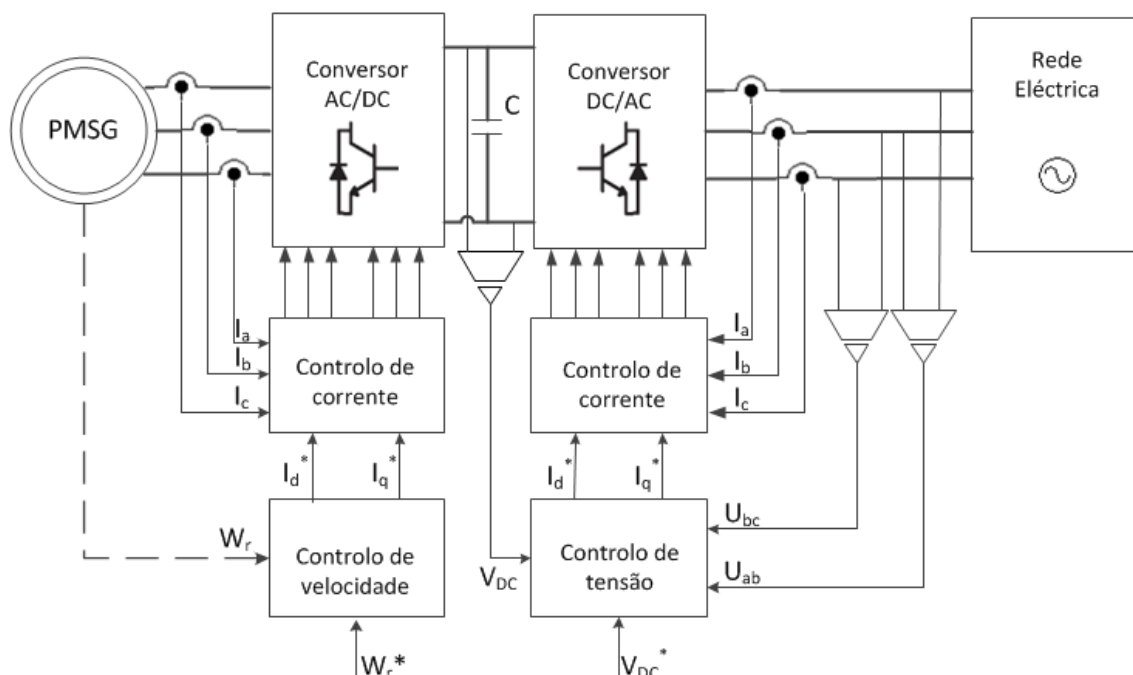


Figura 4.1- Topologia de conversão *Back to Back*

Na literatura é frequente a designação de rectificador para o conversor de ligação ao gerador e inversor para o conversor de ligação à rede eléctrica. Nesta configuração, como o trânsito de energia poderá ser bidireccional, isto é, qualquer um dos conversores poderá tomar o papel de rectificador ou inversor, optou-se pela designação de conversor AC/DC para o conversor de ligação ao gerador e conversor DC/AC para o de ligação à rede eléctrica.

Através da análise da figura anterior, verifica-se que cada um dos conversores electrónicos presentes na configuração *Back to Back* tem algumas funcionalidades já atribuídas. O conversor AC/DC tem a funcionalidade de regular o ponto de funcionamento do gerador síncrono. A regulação do funcionamento do gerador é obtida pela sua variação da velocidade. A potência extraída do gerador, caracterizada pelas suas correntes sinusoidais, é enviada para o barramento de ligação com o conversor DC/AC. Este último, tem a função de enviar a energia proveniente do gerador para a rede eléctrica, mantendo o nível de tensão do barramento constante nos 400V.

Nas secções seguintes serão apresentadas as estruturas de controlo quer para o conversor AC/DC como para o DC/AC, respectivamente.

4.3 - Conversor AC/DC

Nesta secção será apresentado o algoritmo de controlo utilizado para regular a extracção de potência do gerador síncrono. Na figura seguinte ilustra-se o sistema discutido nesta secção.

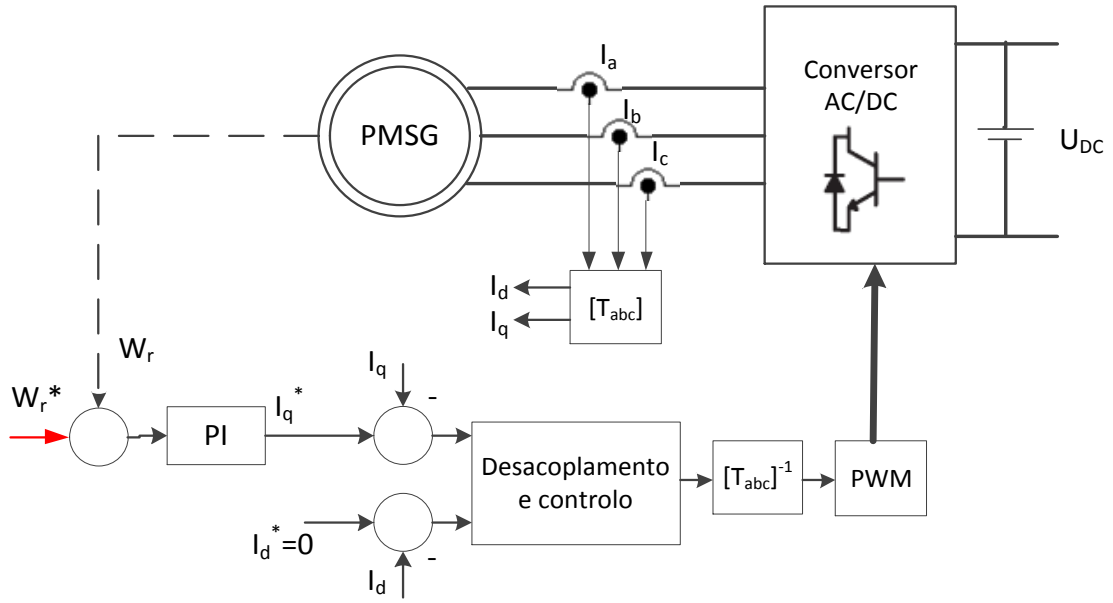


Figura 4.2- Diagrama de controlo da máquina síncrona

A unidade de controlo da figura anterior apresenta como interfaces internas ao sistema os sinais de medida de corrente do estator da máquina síncrona, a velocidade de rotação e os sinais lógicos de PWM responsáveis pela comutação do conversor AC/DC. Por fim, apresenta, também, um sinal de comando, assinalado a vermelho na figura anterior, proveniente de uma entidade externa responsável pela optimização do sistema.

O conversor AC/DC tem como interfaces o gerador síncrono e o barramento de tensão contínua. Este barramento é dotado de condensadores cuja tensão é regulada nos 400V pelo conversor DC/AC como atrás foi referido. Para efeitos de simulação deste conversor, substituiu-se os condensadores por uma fonte de tensão contínua de 400V.

Os diversos algoritmos de controlo existentes para a máquina síncrona actuam essencialmente no ângulo de binário e na amplitude corrente estatórica. O algoritmo de controlo utilizado foi o ZDAC (Zero Direct Axis Current)[33].

O algoritmo ZDAC mantém o ângulo de binário nos 90°, eliminando a componente de magnetização da corrente da máquina. Tendo em conta o modelo apresentando no capítulo 3, descrito nas eq. (3.9), (3.10), (3.11), (3.12), e na eliminação da componente de magnetização da corrente, é possível concluir que esta estratégia de controlo simplifica o mecanismo de controlo de binário eléctrico, devido à linearização com a corrente eléctrica.

De seguida apresentam-se as relações entre as grandezas eléctricas do gerador síncrono resultante deste método de controlo[33].

$$T_e = \frac{3}{2} p \lambda_{af} i_s \quad (4.1)$$

$$T_e - T_L = w_r (B + sJ) \quad (4.2)$$

$$\begin{aligned} i_q &= i_s \\ i_d &= 0 \end{aligned} \quad (4.3)$$

$$\lambda_m = \sqrt{\lambda_{af}^2 + (L_q i_s)^2} \quad (4.4)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + L_q \frac{di_{qs}}{dx} + w_r \lambda_{af} \quad (4.5)$$

$$e_a = w_r \lambda_{af} \quad (4.6)$$

De acordo com as equações apresentadas, para além do algoritmo ZDAC eliminar a componente de magnetização da corrente eléctrica, resulta um fluxo no entreferro e força contra electromotriz superior face a outras estratégias de controlo [29]

Nas secções seguintes será apresentado a modelização deste sistema, o dimensionamento dos controladores utilizados e, por fim, os resultados obtidos.

4.3.1 - Descrição do controlo do PMSG

Os projectos dos controladores de corrente para PMSG tornam-se essenciais em aplicações onde é pretendido um desempenho elevado. O projecto destes controladores pode ser implementado no referencial estacionário do estator ou no referencial do rotor. A escolha do tipo de referencial afecta o desempenho do sistema. Os controladores nos referenciais estáticos são mais susceptíveis a erros de fase e necessitam de grande largura de banda para cobrir as frequências de rotação do gerador. Por outro lado, o uso de referenciais dinâmicos, em sincronismo com o rotor, a corrente eléctrica possui forma contínua e independente da velocidade de rotação da máquina. No entanto, necessitam de realizar duas transformações de referenciais.

Os controladores de correntes escolhidos encontram-se referidos ao referencial do rotor do gerador tal como apresenta na figura 4.2. Através da transformada de *Clarke- Park* (T_{abc}) as correntes estatóricas são transportadas para o referencial síncrono do rotor, utilizando a posição deste último recorrendo a um *encoder*. As correntes estatóricas d e q juntamente com e os seus erros são amostrados pelo bloco designado *Decoupling current controller*. Este bloco é responsável pelo desacoplamento das correntes d e q para, desta forma, o binário e o fluxo da máquina poderem ser tratados de forma independente, tal como acontece nos motores DC. Por sua vez, produz as referências de tensão a aplicar ao estator, no referencial síncrono. De seguida, as tensões de referência são transformadas para o referencial estatórico no bloco T_{ABC}^{-1} e, por conseguinte, são apresentadas ao bloco de PWM. Este último produz os sinais de comando aos interruptores do conversor AC/DC.

Por último, tendo em conta a equação mecânica do gerador e a linearidade presente entre o binário e a corrente eléctrica, esta é regulada frequentemente de forma a ser produzido o binário eléctrico correcto estabelecendo a velocidade de referência predefinida. Existe um controlador responsável pela amplificação do erro de velocidade existente e, por sua vez, criar uma referência de corrente de quadratura de modo a este ser minimizado. Na secção seguinte será realizada a modelização deste sistema.

B/J, tendo a constante de tempo mais elevada, deverá ser anulado pela malha de controlo mais externa e portanto mais lenta, a de velocidade.

O conversor AC/DC foi modelado como sendo um ganho resultante da técnica de modulação de largura de impulsos utilizada (K_r) e um atraso imposto pelo tempo morto entre comutações (T_r). O ganho para o conversor AC/DC (k_r) escolhido foi baseado no tipo de modulação a utilizar e na relação entre a tensão contínua presente no barramento de condensadores e a amplitude máxima da portadora utilizada no PWM.

$$K_r = M \times U_{DC} \quad (4.7)$$

$$T_r = \frac{1}{2f_c}$$

Onde:

- M é o índice de modulação máximo para a gama de valores determinados pela resposta linear. Neste caso, para a modulação utilizada foi a CB PWM sinusoidal e M tem o valor máximo de 0.785 [29].

- U_{DC} é o valor da tensão do barramento de condensadores, segundo a secção anterior, possui o valor de 400V.

- f_c é o valor da frequência da portadora utilizada para o PWM, neste caso 20kHz.

O circuito lógico de desacoplamento entre as componentes de corrente do referencial rotórico foi baseado no modelo inverso da máquina síncrona.

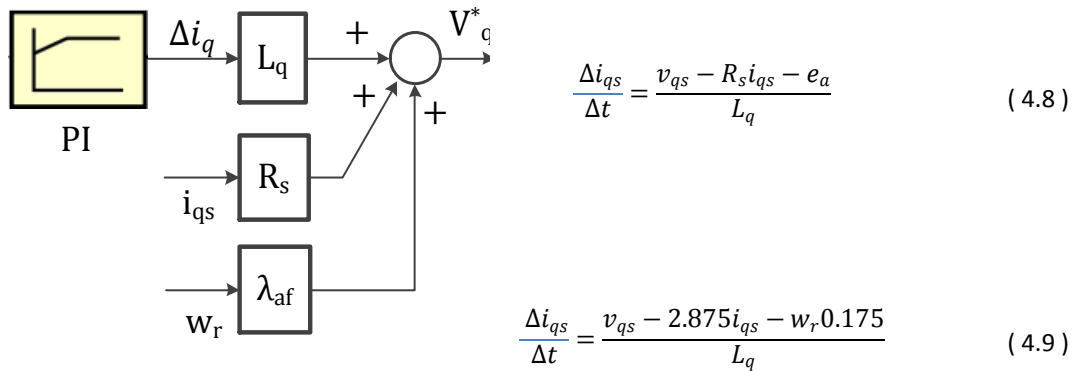


Figura 4.5- Modelo inverso da tensão V_{qs} do PMSG

O tempo de aquisição de sinal foi desprezado considerando-se muito inferior ao período de PWM. O ganho dos transdutores utilizados tem valor unitário. Por fim, o modelo utilizado para o controlador de corrente foi o apresentado na eq. (3.7). Na secção seguinte serão dimensionados os parâmetros dos controladores.

4.3.3 - Dimensionamento dos controladores

Após a criação dos modelos do sistema a controlar seguiu-se a sua implementação no *Matlab/Simulink*.

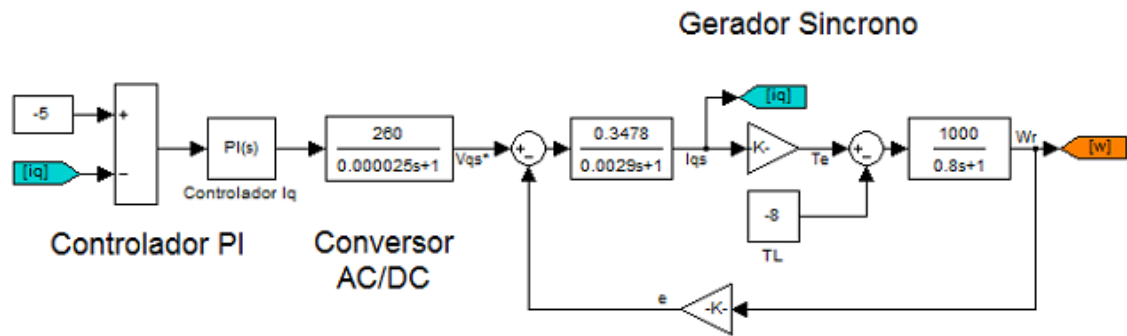


Figura 4.6- Diagrama de controlo de corrente implementado no *Matlab*

Como referido anteriormente, o controlador de corrente tem como missão cancelar o pólo criado pelos enrolamentos do gerador. Assim, tomou-se imperativo que o zero do controlador PI tomasse o valor do pólo referido. De acordo com a simulação apresentada na figura 4.6, substituiu-se o valor da constante integral e proporcional do controlador, de modo a anular o pólo do processo e a resposta em malha aberta ser unitário.

$$PI_{corrente} = \frac{k_i \left(1 + \frac{k_p}{k_i} s\right)}{s} \quad (4.10)$$

$$\frac{k_p}{k_i} = \frac{L_q}{R_s} \quad (4.11)$$

$$k_i = \left[\frac{K_r}{R_s}\right]^{-1}$$

Após a substituição dos valores das constantes do controlador resultou a seguinte resposta:

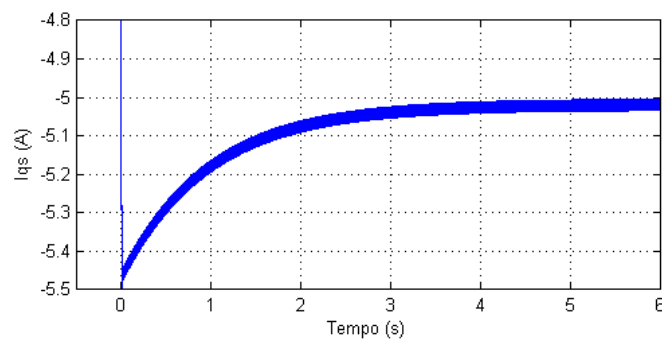


Figura 4.7- Evolução da corrente de binário no modelo do sistema (parâmetros estimados)

Na figura anterior é apresentado a resposta ao degrau de -5 A de referência para a componente de corrente em quadratura. Da resposta para os valores estimados dos controladores, resultou o *overshoot* de 10% e arbitrando uma banda de erro de 1% do valor de referência, o *settling time* é de aproximadamente 1.8s.

Por conseguinte, iniciou-se a ferramenta *signal constraint* do *Matlab/ Simulink* com o objectivo de otimizar a resposta apresentada. A ferramenta *signal constraint* permite otimizar os parâmetros de um controlador de acordo com um determinado sinal de

referência para o mesmo e determinados valores iniciais para os controladores. Por fim, iterativamente esta ferramenta calculará novos valores para os parâmetros do controlador com o objectivo de aproximar a resposta o mais possível à desejada. Considerando os valores estimados dos controladores os valores iniciais, a ferramenta determinou os seguintes valores.

$$\begin{aligned} k_p &= 0.7404 \\ k_i &= 3.6547 \end{aligned} \quad (4.12)$$

Comparando estes valores com os estimados, conclui-se que a constante de tempo do controlador k_p/k_i é superior. De acordo com estes valores, obtiveram-se as seguintes respostas:

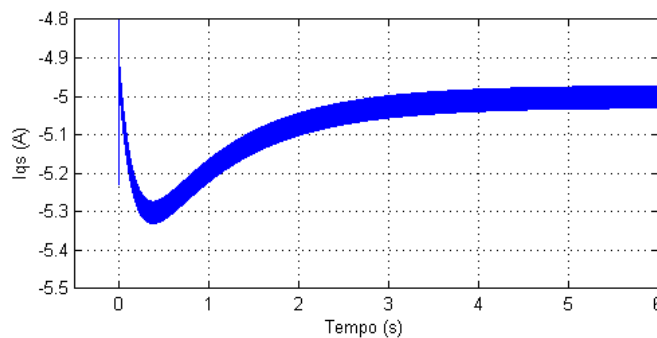


Figura 4.8- Evolução da corrente de binário no modelo do sistema (parâmetros otimizados)

A figura anterior apresenta a evolução temporal da componente de quadratura da corrente eléctrica. Verifica-se que tem um *settling time* superior, no entanto atinge o regime final num tempo menor face à resposta com os valores estimados para o controlador. Verifica-se, também, que o controlador com estes novos parâmetros reduz o *overshoot* em cerca de 4%. Por fim, de acordo com os valores obtidos para os controladores, conclui-se que os resultados obtidos de acordo com o modelo produzido são satisfatórios. No entanto, serão alvo de estudo na próxima secção.

Tendo finalizado o dimensionamento do controlador de corrente, prosseguiu-se ao estudo do controlo de velocidade do modelo do gerador síncrono. Pela análise da modulação do controlo de corrente, é capaz de cumprir os valores de referência de corrente e sendo a malha de controlo mais rápida, simplificou-se o diagrama apresentado na figura 4.3. A zona sombreada a amarelo foi substituída por um ganho unitário.

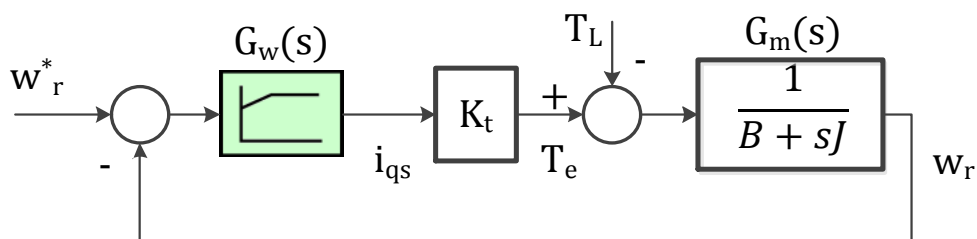


Figura 4.9- Diagrama de controlo de velocidade do gerador simplificado

De acordo com o diagrama apresentado existem três blocos, nomeadamente um controlador identificado como $G_w(s)$, o ganho resultante da linearidade binário/corrente proveniente do método ZDAC (K_t) e, por fim, o modelo mecânico do gerador $G_m(s)$. O erro de velocidade é amplificado pelo controlador dando origem a um binário eléctrico. Dependendo do valor do erro e do binário de carga T_L , o controlador irá ajustar o valor do binário eléctrico do gerador de modo a cumprir a referência de velocidade estabelecida (ω_r^*).

Tal como no controlo de corrente os valores iniciais do controlador foram estimados de modo a cancelar o pólo criado pela inércia (J) e a constante de fricção criado pelo gerador. No entanto, pode-se verificar que cancelando o pólo do processo, inibe-se a influência das variações de velocidade de referência, mas não se minimiza a influência das variações de carga na velocidade do gerador. Os parâmetros iniciais do controlador foram obtidos do mesmo modo que para o controlo de corrente:

$$\begin{aligned} \frac{k_p}{k_i} &= \frac{J}{B} \\ k_i &= \left[\frac{K_T}{B} \right]^{-1} \end{aligned} \quad (4.13)$$

Após a substituição dos valores das constantes do controlador, o modelo criado foi simulado com um binário de carga de -2 N.m e sem binário de carga para verificar o desempenho do controlador. Resultaram as seguintes respostas para a referência de 1000 r/min:

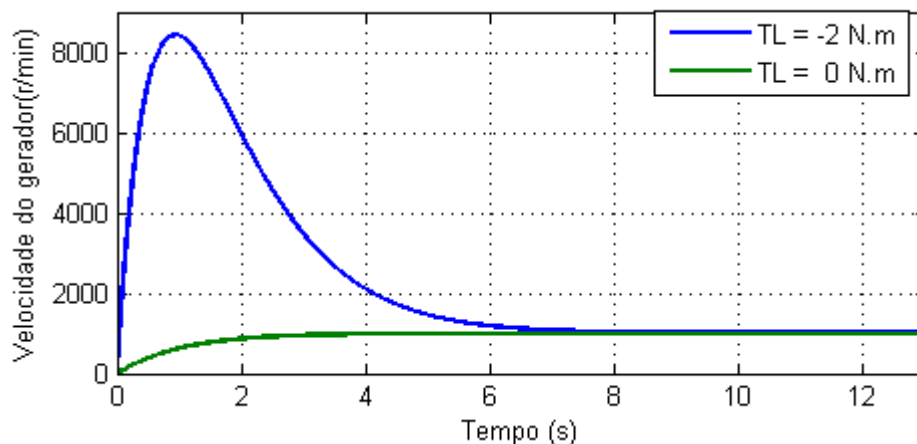


Figura 4.10- Evolução da velocidade do gerador com e sem binário de carga

De acordo com a figura anterior, o controlador anula o erro em regime permanente mesmo com carga aplicada. Embora a resposta obtida para com um binário de carga de -2 N.m tenha um *overshoot* muito elevado. Sem carga, o controlador estabelece um *overshoot* nulo e o *settling time* é inferior. Por conseguinte, para recorrer à *ferramenta Signal Constraint* do *Matlab* utilizaram-se os valores estimados para o controlador de velocidade. Consequentemente, a ferramenta determinou os seguintes valores para os controladores:

$$\begin{aligned} k_p &= 3.1106 \\ k_i &= 2.0986 \end{aligned} \quad (4.14)$$

Comparando os valores calculados pelo bloco *Signal Constraint* verifica-se que a constante de tempo integral é francamente superior ao estimado. De acordo com estes novos valores, a resposta que o controlador originou foi:

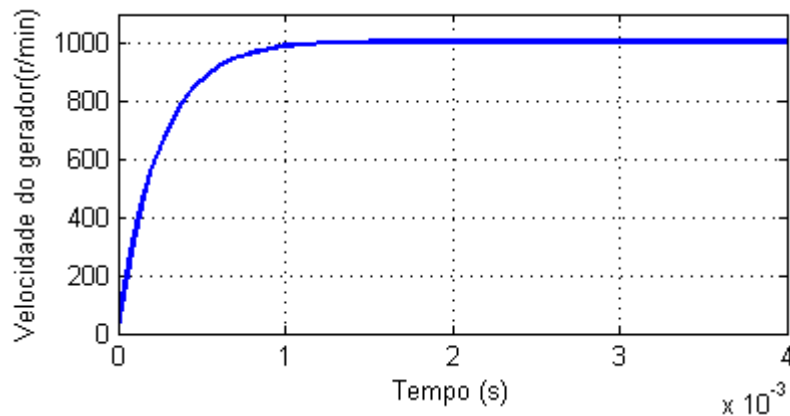


Figura 4.11- Resposta do sistema para velocidade de referência 1000 r/min e -2 N.m de carga

A figura anterior apresenta a evolução temporal da velocidade do gerador. Verifica-se que tem um *settling time* e um *overshoot* francamente inferiores aos apresentados na figura 4.10. Por fim, de acordo com os valores obtidos para os controladores, conclui-se que os resultados obtidos de acordo com o modelo produzido são favoráveis. Na secção seguinte serão aplicados no sistema implementado no *Simulink*.

4.3.4 - Resultados simulação

Nesta secção será apresentado os resultados obtidos no sistema apresentado na figura 4.2. O diagrama de controlo foi implementado no *Matlab /Simulink* de acordo com o anexo B. Por consequência, será apresentado o desempenho do sistema e dos controladores dimensionados no ponto anterior. Para verificar o desempenho dos controladores testou-se o sistema nas seguintes condições:

Tabela 4.1- Condições de teste do sistema

Binário mecânico	-8 Nm @ [0:0.5] s
	-13 Nm @ [0.5: 1.5] s
	-10 Nm @ [1.5 : 4] s
Corrente de referência directa	0 A @ [0:4] s
Velocidade de referência	1325 r/min @ [0:1] s
	1125 r/min @ [1:2] s
	1625 r/min @ [2:4] s

De acordo com os valores apresentados obtiveram-se os seguintes resultados:

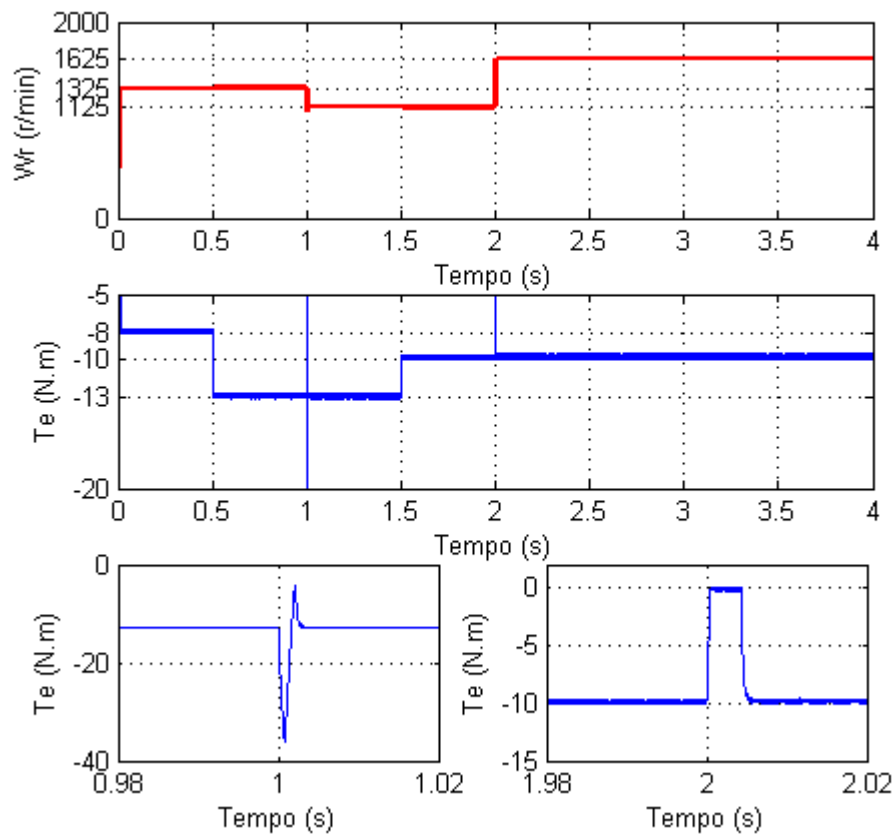


Figura 4.12- Evolução da velocidade do gerador e do binário eléctrico

De acordo com os resultados obtidos na figura anterior, é possível retirar duas conclusões. A primeira é que o controlador de velocidade do gerador consegue impor a velocidade de referência imposta, mantendo o binário de carga constante. A segunda conclusão a retirar, reside no facto de o controlador de velocidade conseguir manter a velocidade constante, mesmo para grandes variações de binário mecânico.

No instante de 1s a velocidade de referência reduziu em 200r/min, ao manter o binário de carga em -13Nm e pela análise da equação mecânica do gerador, o binário eléctrico deverá ser superior ao de carga para deste modo reduzir a velocidade do gerador, facto que se demonstrou na figura 4.12 c). Para que o gerador acelere o binário eléctrico deverá diminuir o seu valor face ao binário mecânico, o que se demonstrou no instante $t=2s$ na figura 4.12 d).

Dependendo da aceleração pretendida, poderia ser aplicado ou não um binário eléctrico positivo à máquina, colocando-a a funcionar como motor. Este fenómeno tem a consequência de retirar energia do barramento de condensadores do lado DC do conversor, fazendo reduzir o seu nível de tensão. Para tal não acontecer, o valor do binário eléctrico a aplicar à máquina foi limitado apenas a valores negativos, impedindo então o funcionamento em modo motor.

Após a análise do desempenho mecânico do gerador, segue-se a análise do ponto de vista eléctrico.

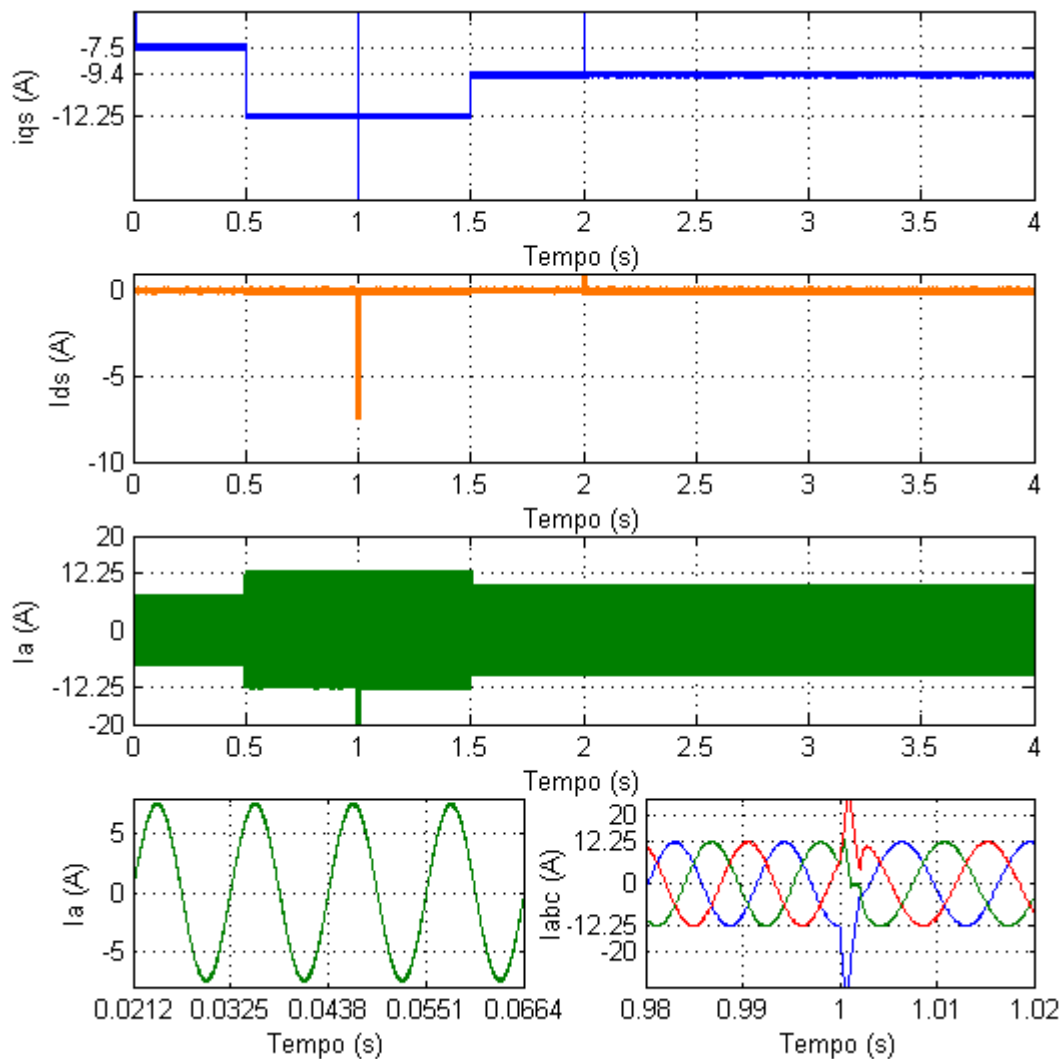


Figura 4.13- Evolução das correntes eléctricas nos referenciais dq e abc

Na figura anterior ilustra-se a evolução temporal das correntes eléctricas no referencial síncrono do rotor e no referencial do estator. Visualiza-se que a componente q da corrente eléctrica do estator mantém a proporção de $3/2 \cdot p \cdot \lambda_{af}$ com o binário eléctrico, como seria de esperar de acordo com o algoritmo ZDAC. Outra particularidade do algoritmo é a evolução temporal da componente directa do respectivo algoritmo. Verifica-se que efectivamente é nula. Porém, para variações bruscas de carga, tem efeitos transitórios que são corrigidos de forma bem-sucedida pelo respectivo controlador de corrente. A frequência da corrente eléctrica no intervalo de [0.0212-0.0664] s é de aproximadamente 88.5 Hz, correspondendo como se visualiza na figura 4.12 a), à velocidade de rotação de 1325 r/min da máquina síncrona (4 pares de pólos). Na figura anterior verifica-se, no referencial estático do estator, que a forma de onda das correntes nas 3 fases toma a forma sinusoidal. No instante 1s apresenta-se a consequência para a corrente eléctrica no referencial estatórico originada pela grande variação de binário eléctrico. Verifica-se, também, que o controlador de corrente corrige a variação em menos de um quarto de período. Na figura seguinte apresenta-se o espectro harmónico da corrente de uma das fases do estator.

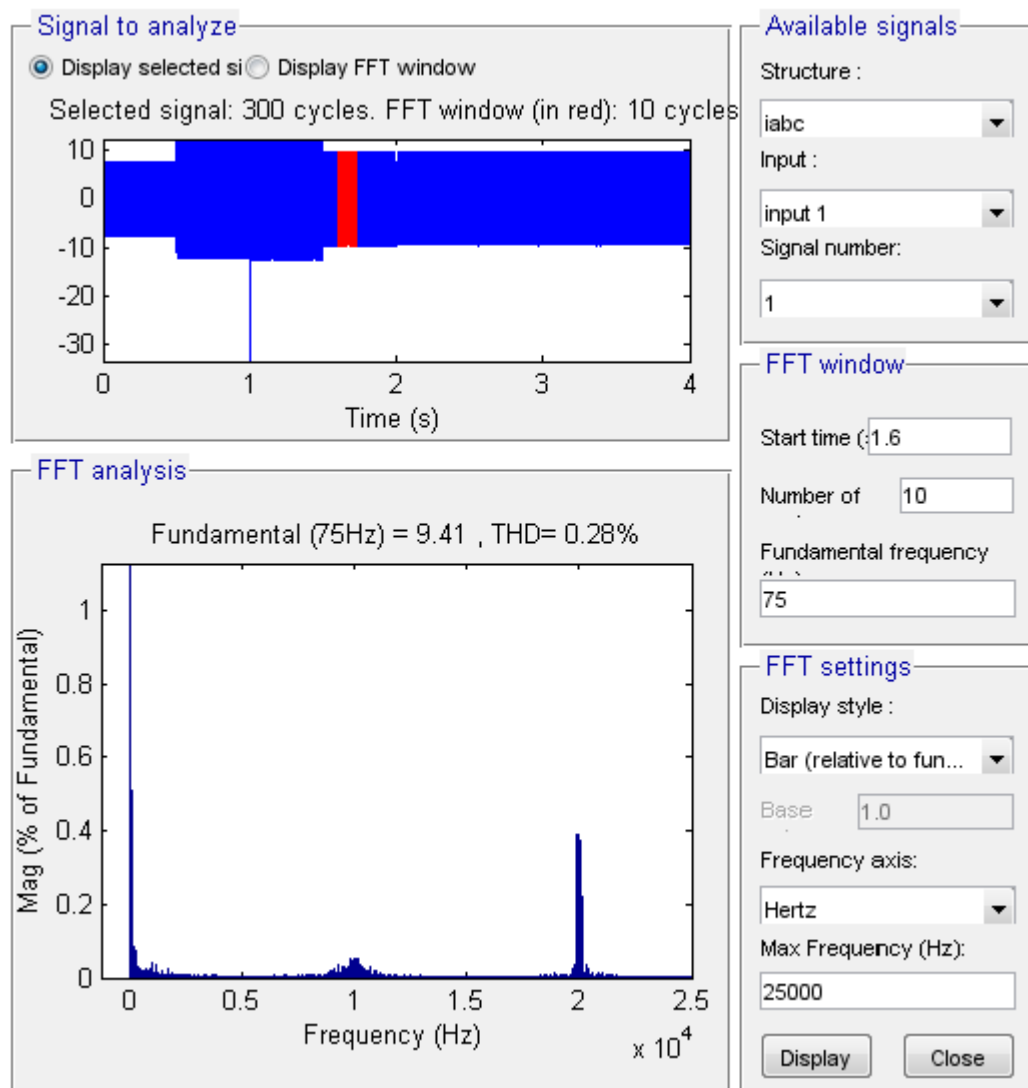


Figura 4.14- Conteúdo harmónico da corrente numa das fases do gerador

Na figura anterior apresenta-se o conteúdo harmónico de uma das fases do gerador. É possível concluir que a corrente eléctrica é essencialmente constituída por dois sinais de frequências 75 Hz e 20kHz. A componente fundamental de 75 Hz deve-se ao facto de no instante onde se estudou o conteúdo harmónico $t=1.6s$, a máquina eléctrica se encontrava a girar a 1125 r/min. A componente de 20kHz é originada pelo PWM sinusoidal caracterizado pela respectiva frequência. Porém, apenas possui cerca de 0.4 % de amplitude face à componente fundamental. Por fim, de acordo com o espectro harmónico, a taxa de distorção harmónica total é de 0.28%.

Por último, realizaram-se duas novas simulações para verificar de que forma varia o factor de potência da máquina de acordo com a carga aplicada. As condições de simulação e os resultados são apresentados de seguida:

Tabela 4.2- Condições de teste do factor de potência do PMSG

Simulação	Binário de carga	Velocidade do gerador
1	-2 N.m	1300 r/min
2	-10 N.m	

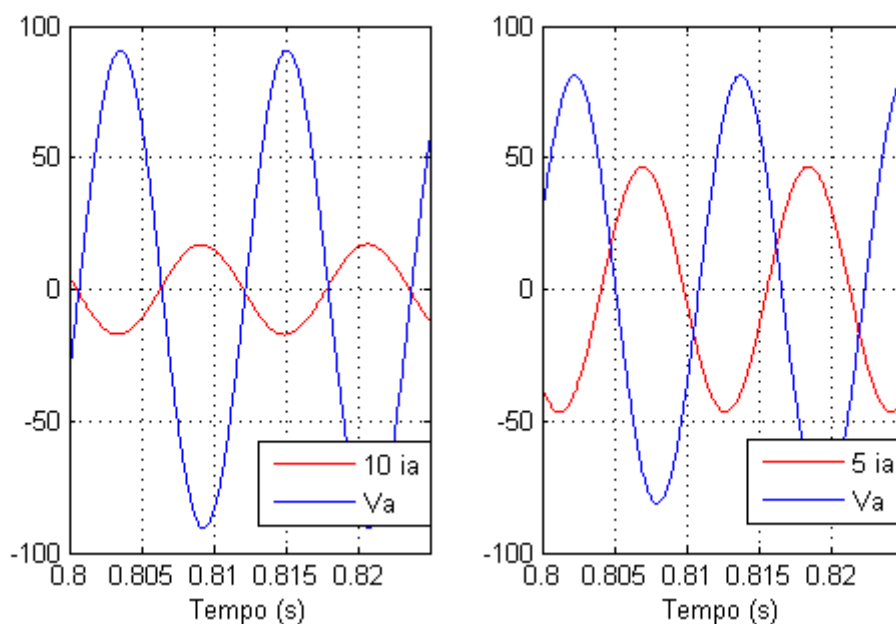


Figura 4.15- Evolução do primeiro harmónico de tensão e de corrente eléctrica para diferentes valores de carga do gerador

Na figura anterior é apresentado a evolução do primeiro harmónico de tensão do conversor AC/DC e a corrente eléctrica correspondente a mesma fase. De acordo com as figuras anteriores, verifica-se que o factor de potência depende da carga que é aplicada ao gerador. Para valores de carga reduzidos (até 20% nominal), o factor de potência é aproximadamente unitário, já para valores elevados de carga, o gerador absorve energia reactiva do barramento de condensadores.[33]

4.4 - Conversor DC/AC

A estratégia de controlo utilizada no conversor DC/AC é muito usada para filtros activos e conversores de ligação à rede. A estrutura é apresentada na figura seguinte.

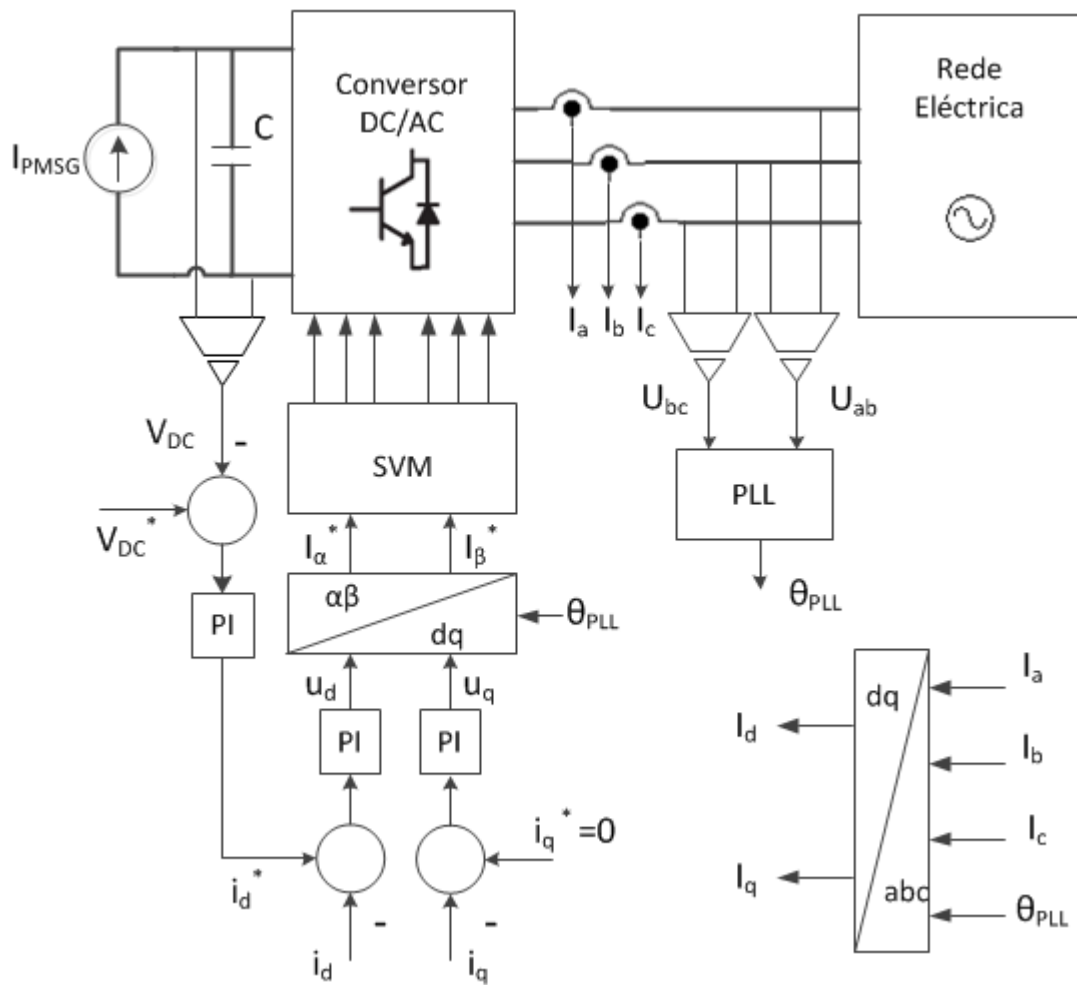


Figura 4.16- Diagrama de controlo VOC com PLL

A estratégia de controlo apresentada na figura anterior é designada de *Voltage Oriented Control* (VOC). O VOC consiste no controlo de corrente eléctrica segundo o referencial dinâmico da rede eléctrica. De acordo com o algoritmo, a corrente eléctrica é decomposta em coordenadas dq, das quais a componente d determina a quantidade de potência activa em trânsito entre o VSC e a rede, enquanto a componente q regula a potência reactiva. O factor de potência unitário é conseguido quando a componente iq da corrente eléctrica toma o valor nulo. Segundo [29] se a corrente eléctrica segundo o eixo em quadratura for nula a potência activa e reactiva são descritas de acordo com as seguintes expressões:

$$\begin{aligned} P &= \frac{3}{2} U_d i_d W \\ Q &= 0 \text{ VAr} \end{aligned} \quad (4.15)$$

O sistema da figura 4.16 é constituído essencialmente pelos seguintes dispositivos:

- Fonte de corrente eléctrica DC;
- VSC baseado em IGBT's;
- Rede eléctrica;
- *Phase locked loop* (PLL);

- *Space vector modulation (SVM)*;
- Controlo de corrente e tensão.

A fonte de corrente eléctrica é um modelo que se traduz no PMSG e do conversor AC/DC. A fonte de corrente DC terá um comportamento variável de modo a simular a variação de potência extraída do gerador.

O transformador tem os enrolamentos ligados em triângulo do lado da rede eléctrica e em estrela do lado do VSC. O transformador proporciona a tensão composta de 100V do lado do VSC.

4.4.1 - Phase locked loop

A fase, a amplitude e a frequência da tensão da rede eléctrica é informação crucial na operação de sistemas de ligação à rede. Nestas aplicações, a detecção rápida e eficiente destes parâmetros é essencial para assegurar uma boa qualidade de serviço. Os sistemas de interligação, da rede eléctrica, operam junto do factor de potência unitário. Este comportamento requer que o sistema seja dotado de dispositivos de detecção de fase da rede eléctrica.

Existem essencialmente dois métodos de detecção da fase da rede, nomeadamente algoritmos de *Zero Crossing Detection (ZCD)* e *Phase Locked Loop (PLL)*. O primeiro método é baseado na detecção da passagem por zero da forma de onda da rede eléctrica, enquanto o segundo é um baseado numa malha de controlo que ajusta a fase de um sinal virtual gerado pelo algoritmo até se sobrepor ao sinal adquirido pela rede.

O circuito de PLL requer duas componentes ortogonais da tensão da rede eléctrica o que poderá ser conseguido pela passagem do referencial estático trifásico para o referencial dinâmico dq. A técnica comum de PLL aplicada aos sistemas trifásicos tem a estrutura da seguinte figura:

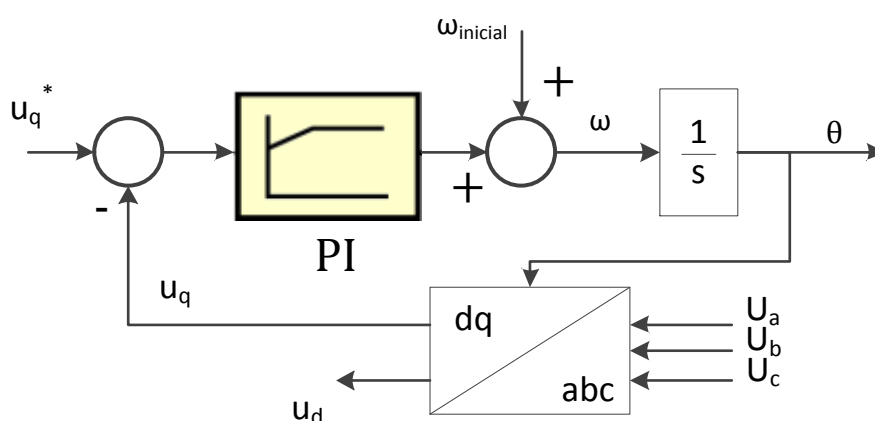


Figura 4.17- Esquemático do PLL

Na figura anterior verifica-se que as entradas do bloco de PLL são as tensões do sistema trifásico que, por sua vez, são convertidas para o referencial síncrono dq. ω e θ são os valores de frequência angular e da fase geradas pelo PLL. Sendo o valor de u_q proporcional à potência

reactiva, é usual criar um valor de referência nulo de u_q^* de modo ao controlador actuar no valor da fase gerada pelo PLL até que a fase da tensão seja igual ao valor de fase gerado pelo PLL.[34] Este fenómeno atinge o regime final quando a componente q da tensão da rede eléctrica toma o valor nulo. Por conseguinte, θ é igual à origem de fases da tensão da rede eléctrica.

O controlador PI implementado determina a dinâmica de todo o sistema. A largura de banda do controlador é escolhida de modo ao PLL ter uma grande capacidade de filtragem de fenómenos transitórios ou tempo de resposta. Deste modo, torna-se difícil ter um bom desempenho em redes caracterizadas por um grande conteúdo de harmónicos ou falhas frequentes.

4.4.2 - Space vector modulation

A modulação vectorial ou SVM é um tipo de modulação especial de largura de impulsos de um conversor trifásico. Permite reduzir o conteúdo harmónico das correntes dotando o sistema de maior eficiência. Esta modulação tem também a vantagem de possuir uma zona de operação linear superior ao PWM sinusoidal.

Tendo em conta um conversor trifásico, é possível deduzir que apenas possuir oito estados possíveis, dos quais dois são redundantes, apresentam-se na seguinte tabela.

Tabela 4.3- Vectores possíveis de um conversor trifásico e respectivas tensões

Vectores				Tensão simples			Tensão composta		
	A	B	C	U_a	U_b	U_c	U_{AB}	U_{BC}	U_{CA}
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$2U_{DC}/3$	$-U_{DC}/3$	$-U_{DC}/3$	U_{DC}	0	$-U_{DC}$
V_2	1	1	0	$U_{DC}/3$	$U_{DC}/3$	$-2U_{DC}/3$	0	U_{DC}	$-U_{DC}$
V_3	0	1	0	$-U_{DC}/3$	$2U_{DC}/3$	$-U_{DC}/3$	$-U_{DC}$	U_{DC}	0
V_4	1	0	0	$-2U_{DC}/3$	$U_{DC}/3$	$U_{DC}/3$	$-U_{DC}$	0	U_{DC}
V_5	0	0	1	$-U_{DC}/3$	$-U_{DC}/3$	$2U_{DC}/3$	0	$-U_{DC}$	U_{DC}
V_6	1	0	1	$U_{DC}/3$	$-2U_{DC}/3$	$U_{DC}/3$	U_{DC}	$-U_{DC}$	0
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

De acordo com a tabela anterior verifica-se que os vectores V_0 e V_7 são redundantes devido a colocarem na saída do conversor os mesmos valores de tensão. Os restantes seis vectores podem ser colocados no referencial $\alpha\beta$ realizando uma divisão do plano em seis sectores de 60° . [29]

O objectivo da modulação vectorial é definir a tensão de referência (V_s), situada no plano $\alpha\beta$, recorrendo aos possíveis vectores do conversor. A definição do vector de referência a

partir dos possíveis estados do conversor é conseguida pela sua projecção sobre os vectores adjacentes.

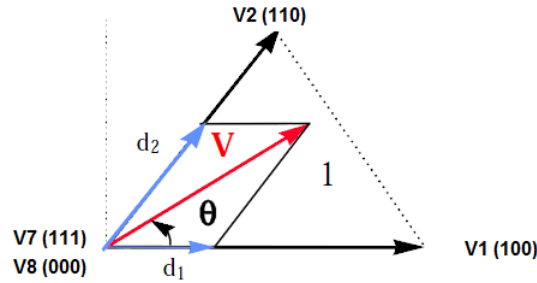


Figura 4.18- Vectores aplicáveis pelo conversor trifásico

Na figura anterior é apresentado o primeiro sector e o vector de referência com amplitude V e fase θ . Tal como apresentado na figura anterior, o vector de referência é decomposto em dois vectores d_1 e d_2 alinhados com os vectores do conversor 1 e 2, respectivamente.

$$\vec{V} = d_1 \vec{V}_1 + d_2 \vec{V}_2 \quad (4.16)$$

$$\begin{cases} u_\alpha = \frac{T_1}{T} |\vec{V}_1| \cos 0 + \frac{T_2}{T} |\vec{V}_2| \cos 60 \\ u_\beta = \frac{T_1}{T} |\vec{V}_1| \sin 0 + \frac{T_2}{T} |\vec{V}_2| \sin 60 \end{cases} \quad (4.17)$$

Resolvendo o sistema de equações 4.17, verifica-se que os valores dos tempos 1 e 2 vêm em função do valor do vector de referência em coordenadas $\alpha\beta$ da seguinte forma:

$$\begin{aligned} t_1 &= \frac{T_1}{T} = \frac{1}{2} (\sqrt{3} u_\alpha - u_\beta) \\ t_2 &= \frac{T_2}{T} = u_\beta \end{aligned} \quad (4.18)$$

No entanto, estes valores só são válidos para o sector 1. De seguida apresenta-se uma tabela com a obtenção dos intervalos de tempo 1 e 2 normalizados e respeitantes a cada sector.

Tabela 4.4- Valores de t_1 e t_2 normalizados

Sector 1	Sector 2	Sector 3
$t_{1n} = u_\alpha - \frac{1}{\sqrt{3}} u_\beta$ $t_{2n} = \frac{2}{\sqrt{3}} u_\beta$	$t_{1n} = u_\alpha + \frac{1}{\sqrt{3}} u_\beta$ $t_{2n} = -u_\alpha + \frac{1}{\sqrt{3}} u_\beta$	$t_{1n} = \frac{2}{\sqrt{3}} u_\beta$ $t_{2n} = -u_\alpha - \frac{1}{\sqrt{3}} u_\beta$
Sector 4	Sector 5	Sector 6
$t_{1n} = -u_\alpha + \frac{1}{\sqrt{3}} u_\beta$	$t_{1n} = -u_\alpha - \frac{1}{\sqrt{3}} u_\beta$	$t_{1n} = -\frac{2}{\sqrt{3}} u_\beta$

$$t_{2n} = -\frac{2}{\sqrt{3}}u_{\beta} \quad t_{2n} = u_{\alpha} - \frac{1}{\sqrt{3}}u_{\beta} \quad t_{2n} = u_{\alpha} + \frac{1}{\sqrt{3}}u_{\beta}$$

De seguida apresentam-se as variáveis auxiliares t_x , t_y e t_z que se recorreu para construir a tabela 4.4 com os valores dos *duty cycles* para cada sector e transistor, utilizando os valores normalizados de t_1 e t_2 .

$$\begin{aligned} t_x &= \frac{T - t_1 - t_2}{2} \\ t_y &= t_x + t_1 \\ t_z &= t_y + t_2 \end{aligned} \quad (4.19)$$

Tabela 4.5- *Duty cycles* a,b e c para os respectivos braços do conversor trifásico

Sector	1	2	3	4	5	6
d_A	t_x	t_y	t_z	t_z	t_y	t_x
d_B	t_y	t_x	t_x	t_y	t_z	t_z
d_C	t_z	t_z	t_y	t_x	t_x	t_y

Através da análise da tabela 4.3 e eq. (4.19) conclui-se que a execução do algoritmo de SVM no referencial $\alpha\beta$ tem como entradas o valor de u_{α} e u_{β} que, por sua vez, produz o *duty cycle* durante o período de comutação T .

4.4.3 - Modelização do conversor DC/AC

A figura 4.19 mostra o esquemático do conversor DC/AC conectado à rede trifásica através de um filtro de corrente L e a resistência dos cabos R .

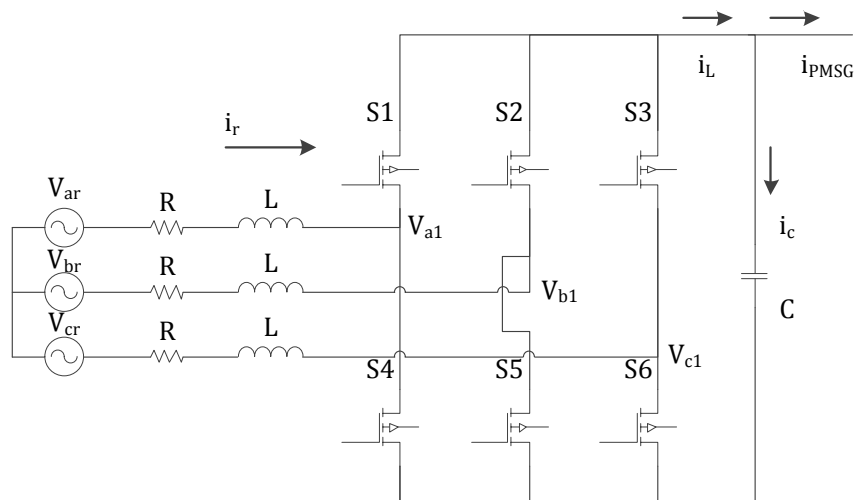


Figura 4.19- Conversor do lado da rede

A figura anterior será tomada como exemplo para o dimensionamento das malhas de controlo de tensão e de corrente apresentadas nas secções seguintes.

4.4.4 - Dimensionamento da malha de corrente

Adoptando o sentido da corrente apresentada na figura anterior, as equações de tensão da rede podem ser expressas da seguinte forma matricial:

$$\begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{a1} \\ v_{b1} \\ v_{c1} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

O sistema de equações anterior define as tensões e correntes do sistema trifásico abc. O índice 'r' é utilizado para referir as variáveis características da rede. Considerando o sistema trifásico equilibrado, a equação anterior pode ser representada no referencial ortogonal síncrono dq com fase θ proveniente do circuito de PLL previamente descrito. A transformada de *Clarke-Park* directa e inversa são apresentadas de seguida:

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = [T_{abc \rightarrow dq}] \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} \quad (4.21) \quad \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = [T_{dq \rightarrow abc}] \begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

$$[T_{abc \rightarrow dq}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin \theta_r & \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

$$[T_{dq \rightarrow abc}] = \begin{bmatrix} \sin \theta_r & \cos \theta_r \\ \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Aplicando a transformada de *Clarke-Park* em ambos os lados da eq. (4.20) resulta o modelo das tensões e correntes da rede no referencial dq [29]:

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + L \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + L\omega_s \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

A partir do sistema de eq. (4.25), pode-se escrever o seguinte sistema para representa as tensões da rede em coordenadas dq:

$$\begin{cases} v_{dr} = Ri_{dr} + L \frac{di_{dr}}{dt} - L\omega_s i_{qr} + v_{d1} \\ v_{qr} = Ri_{qr} + L \frac{di_{qr}}{dt} + L\omega_s i_{dr} + v_{q1} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} v_{dr} + L\omega_s i_{qr} - v_{d1} = Ri_{dr} + L \frac{di_{dr}}{dt} \\ v_{qr} - L\omega_s i_{dr} - v_{q1} = Ri_{qr} + L \frac{di_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (4.26)$$

Observa-se no sistema anterior que as correntes apresentam um acoplamento cruzado. Um controlador do tipo PI não tem bom desempenho para sistemas acoplados como o anterior. Deste modo é necessário realizar um desacoplamento das respectivas correntes e associando o facto da componente de corrente q é nula para obter o factor de potência unitário resulta:

$$\begin{aligned} v_{d1} &= v_{d_comp} + v_{dr} + \Delta u_d \\ v_{q1} &= v_{q_comp} + \Delta u_q \end{aligned} \quad (4.27)$$

Onde Δu_d e Δu_q são as saídas dos respectivos controladores de corrente e v_{d_comp} e v_{q_comp} são as componentes de desacoplamento como se apresenta na figura seguinte.

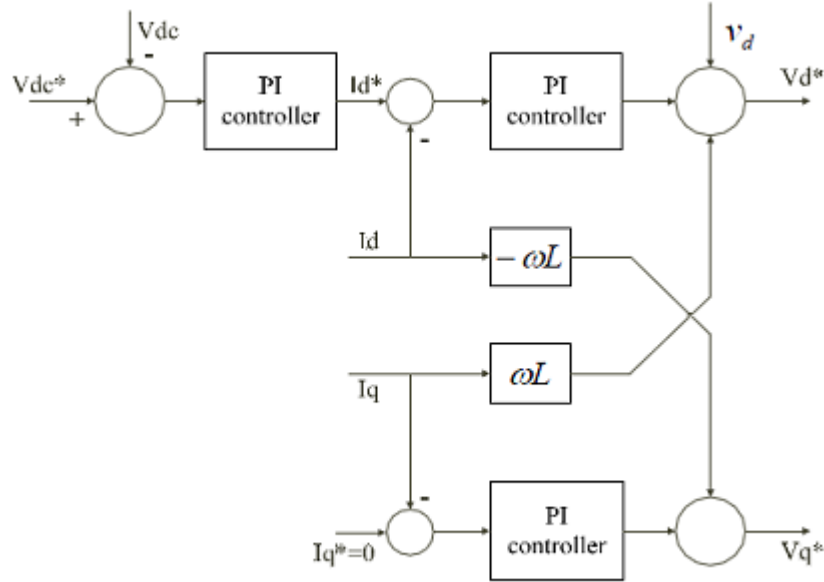


Figura 4.20- Controlo de corrente do conversor DC/AC com desacoplamento

Após a ocorrência do desacoplamento das correntes do conversor DC/AC, conclui-se que a dinâmica das respectivas malhas de controlo passam a ser independentes.

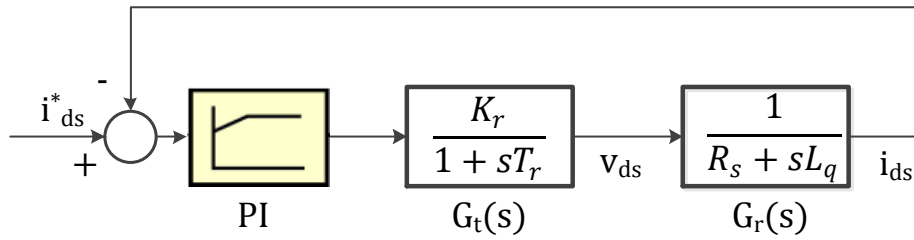
Observando o lado direito do sistema de equações 4.26 verifica-se que o sistema controlado é dado por:

$$\begin{cases} v'_{dr} = R i_{dr} + L \frac{di_{dr}}{dt} \\ v'_{qr} = R i_{qr} + L \frac{di_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (4.28)$$

$$\frac{i_{dr}(s)}{v'_{dr}(s)} = \frac{i_{qr}(s)}{v'_{qr}(s)} = G_r(s) = \frac{1}{R + sL} \quad (4.29)$$

Para obter os sinais de referência a enviar para o modelador de largura de impulsos v^*_{qr} e v^*_{dr} são somados os termos de desacoplamento v_{d_comp} e v_{q_comp} aos valores de saída dos controladores de corrente v'_{dr} e v'_{qr} . Analisando eq (4.29) verifica-se que a função de transferência $G_r(s)$ é válida tanto para ambas as componentes d e q da corrente eléctrica.

A figura 4.21 mostra o diagrama de blocos da malha de controlo de corrente i_{dr} sendo $G_t(s)$ a função de transferência do conversor DC/AC, modelado como sendo um ganho resultante da técnica de modulação de largura de impulsos utilizada (K_r) e um atraso imposto pela frequência de comutação (T_r).

Figura 4.21- Malha de controle de corrente i_{ds} no domínio de Laplace

A função de transferência do processo em cascata com o controlador PI (FT) é usada para determinar os ganhos proporcional e integral do controlador PI eq(4.30).

$$FT = \frac{K_i}{R} \left(\frac{1 + s K_p / K_i}{s} \right) \left(\frac{1}{1 + s L / R} \right) \quad (4.30)$$

A determinação dos valores do controlador foi realizada através da análise da resposta em frequência do sistema. O módulo da função de transferência de malha aberta deverá ser unitário (0 dB) na frequência de cruzamento[35].

$$\left| \frac{K_i}{R} \left(\frac{1 + j\omega_0 K_p / K_i}{j\omega_0} \right) \left(\frac{1}{1 + j\omega_0 L / R} \right) \right|_{\omega_0 = \omega_{c1}} = 1 \quad (4.31)$$

Por outro lado deve-se impor uma margem de fase MF adequada ao sistema[35]. O valor da margem de fase escolhida foi de 85°.

$$-180 + MF = -90 - \tan^{-1} \left(\frac{L}{R} \omega_0 \right) + \tan^{-1} \left(\frac{K_p}{K_i} \omega_0 \right) \quad (4.32)$$

No diagrama de Bode a frequência de cruzamento pelo 0 dB utilizada foi de 1/6 da frequência de comutação do PWM. Os valores utilizados para dimensionar os controladores são apresentados na tabela seguinte.

Tabela 4.6- Parâmetros utilizados no dimensionamento dos controladores de corrente

Grandeza	Valor
Resistência dos cabos AC e do filtro AC(R)	1
Indutância do filtro e cabos(L)	10 mH
Frequência linear de cruzamento 0 dB(f_{c1})	20000/6 Hz
Frequência angular de cruzamento 0 dB ω_{c1}	20944 Rad/s
Margem de fase (°)	85

De acordo com os parâmetros da tabela anterior, e resolvendo as expressões (4.31) e (4.32) em função dos ganhos proporcionais e integral do controlador resultou:

$$K_p = 208.55 \quad (4.33)$$

$$K_i = 403388.82 \quad (4.34)$$

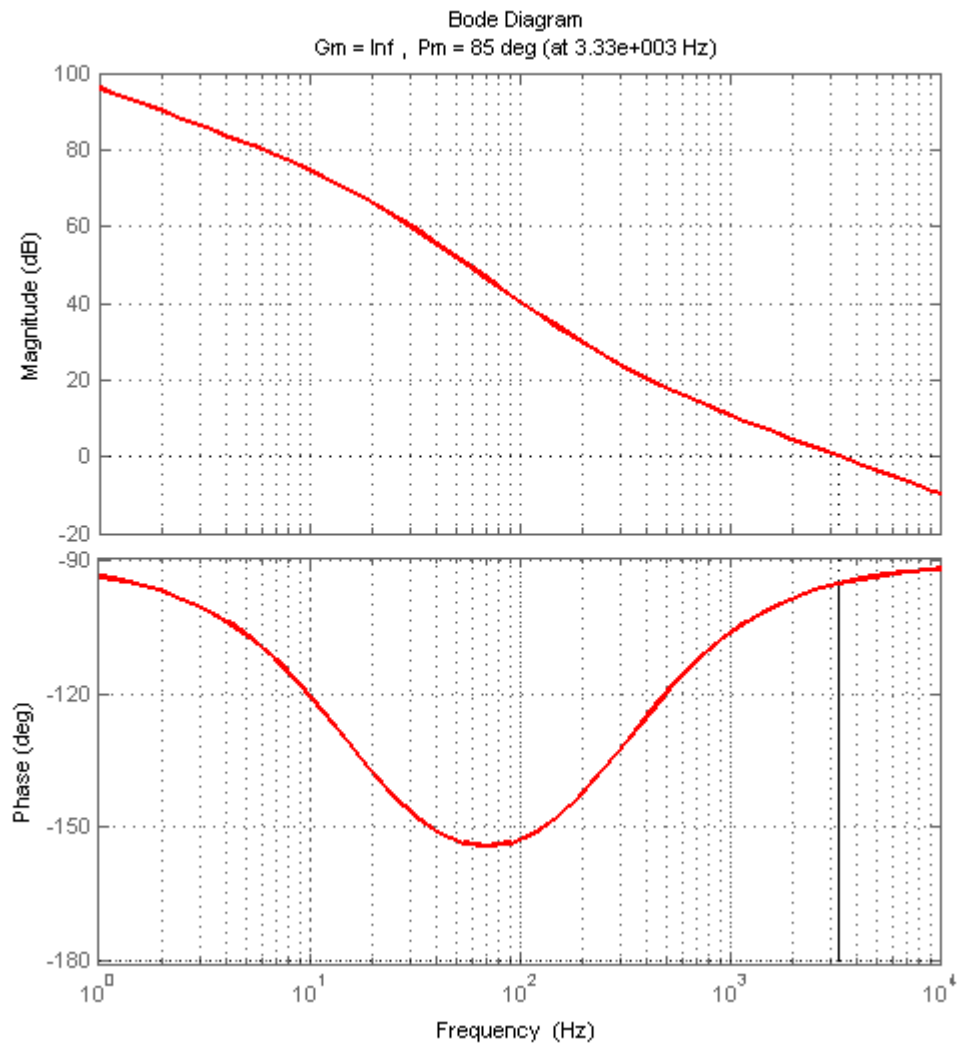


Figura 4.22- Traçado de Bode para o controlo de corrente compensado

Observa-se na figura anterior o traçado de Bode para a função de transferência (4.30) já com os ganhos do controlador ajustados. Verifica-se que a frequência de angular de cruzamento e a margem de fase imposta possuem os valores pré especificados para o dimensionamento dos controladores.

4.4.5 - Dimensionamento da malha de controlo de tensão

O projecto da malha de controlo de tensão é baseado no trânsito de potência activa entre o VSC e a rede eléctrica. Sabendo que o conversor DC/AC é dotado de transístores que

funcionam na zona de saturação ou corte, dito de regime comutado é possível desprezar as perdas de comutação dos mesmos.[36]

$$P_{AC} = P_{DC} \quad (4.35)$$

$$P_{AC} = \frac{3}{2} u_{dr} i_{dr} = V_{DC} i_{PMSG} \quad (4.36)$$

Em que:

$$i_{PMSG} = i_c + i_L \quad (4.37)$$

$$i_c = C \frac{dV_{DC}}{dt} \quad (4.38)$$

Figura 4.23- Modelização do barramento de condensadores em coordenadas abc

Prestando atenção às equações 4.36, 4.37 e 4.38 resulta:

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{1}{C} \left(\frac{3u_{dr}i_{dr}}{2V_{DC}} - i_L \right) \quad (4.39)$$

No diagrama de blocos apresentado na figura 4.21 poderá ser acrescentado o modelo deste processo a controlar, isto é a tensão do barramento de condensadores.

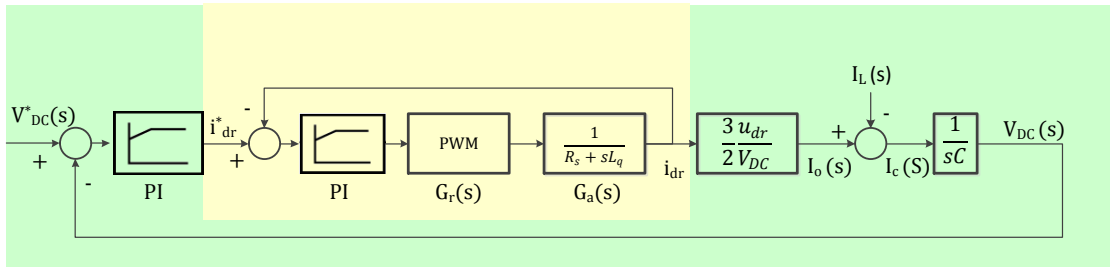


Figura 4.24- Cascata das malhas de controlo de corrente e tensão

A malha de controlo de corrente eléctrica deverá ser mais rápida que a de tensão para que o sistema seja controlável com bom desempenho. Através desta consideração, a malha mais interna da figura anterior poderá ser abolida, sendo apenas um ganho unitário. Por fim, a perturbação i_L em regime permanente é eliminada através da acção integral do respectivo controlador de velocidade, pelo que poderá não ser considerada, simplificando o modelo 4.24.

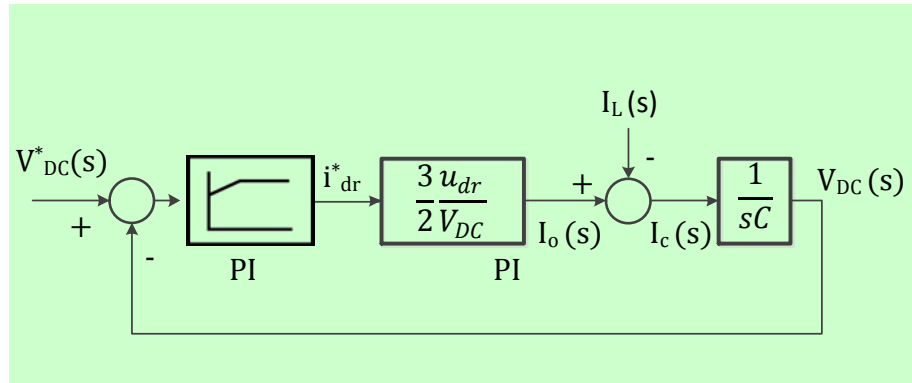


Figura 4.25- Diagrama de controle da malha de tensão do barramento DC simplificado

O diagrama de controle apresentado na figura anterior possui a seguinte função de transferência em malha aberta:

$$\frac{3 K_i u_{dr}}{2 V_{DC}} \frac{1}{C} \left(\frac{1 + \frac{K_p}{K_i} s}{s^2} \right) \quad (4.40)$$

$$-180 + MF = -180 + \tan^{-1} \left(\frac{K_p}{K_i} \omega_0 \right) \quad (4.41)$$

No dimensionamento do controlador de tensão, adoptou-se a frequência de cruzamento com 0 dB o valor de $\omega_{c1}/10$. Significando então, que esta malha de controle é dez vezes mais lenta que a de corrente. Os valores utilizados para dimensionar os controladores são apresentados na tabela seguinte.

Tabela 4.7- Parâmetros utilizados no dimensionamento dos controladores de tensão

Grandeza	Valor
Capacidade do barramento DC (C)	2 mF
Frequência linear de cruzamento 0 dB	2000/6 Hz
Frequência angular de cruzamento 0 dB	2094.4 Rad/s
Margem de fase (°)	85

De acordo com os parâmetros da tabela anterior, e resolvendo as expressões (4.40) e (4.41) em função do ganho proporcional e integral do controlador resultou os seguintes valores:

$$K_p = 13.57 \quad (4.42)$$

$$K_i = 2485.4 \quad (4.43)$$

De acordo com estes valores e a função de transferência apresentada em 4.40, determinou-se o diagrama de Bode do sistema compensado e apresenta-se de seguida:

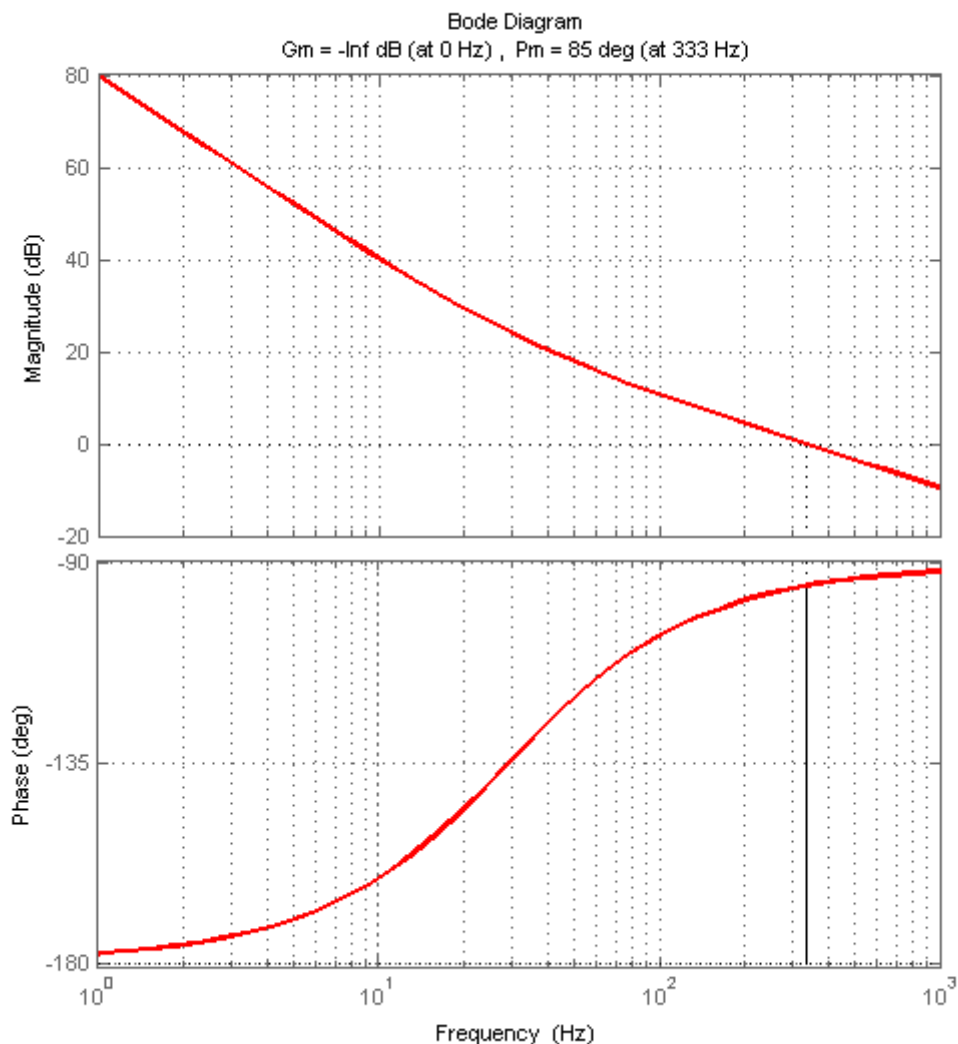


Figura 4.26- Traçado de Bode para o controle de tensão compensado

De acordo com a figura anterior verifica-se que este processo tem dois pólos na origem devido a possuir fase igual a -180° . O zero imposto pelo controlador tem a frequência de cruzamento para 333 Hz como dimensionado. A margem de fase deste sistema possui o valor de 85° satisfazendo também as especificações previamente apresentadas.

4.4.6 - Simulação do controlo do conversor DC/AC

Nesta secção serão apresentados os resultados obtidos no sistema apresentado na figura 4.16. O diagrama de controlo foi implementado no *Matlab /Simulink* de acordo com o anexo A. Por consequência será apresentado o desempenho do sistema e dos controladores dimensionados no ponto anterior. Para verificar o desempenho dos controladores testou-se o sistema nas seguintes condições:

Tabela 4.8- Condições de teste do sistema

Corrente eléctrica I_PMSG	7 A @ [0.0: 0.5] s
	4 A @ [0.5: 1.0] s
	14 A @ [1.0: 1.3] s
	2A @ [1.3: 1.5] s
	0 A @ [1.5: 1.8] s
	5 A @ [1.8: 2.0] s
	12 A @ [2.0: 2.2] s
	8 A @ [2.2: 2.5] s
Corrente de referência directa	0 A @ [0.0: 2.0] s
Tensão do barramento DC de referência	400 V

O controlo do conversor DC/AC foi implementado em coordenadas síncronas, pelo que é muito importante o bom desempenho do PLL implementado.

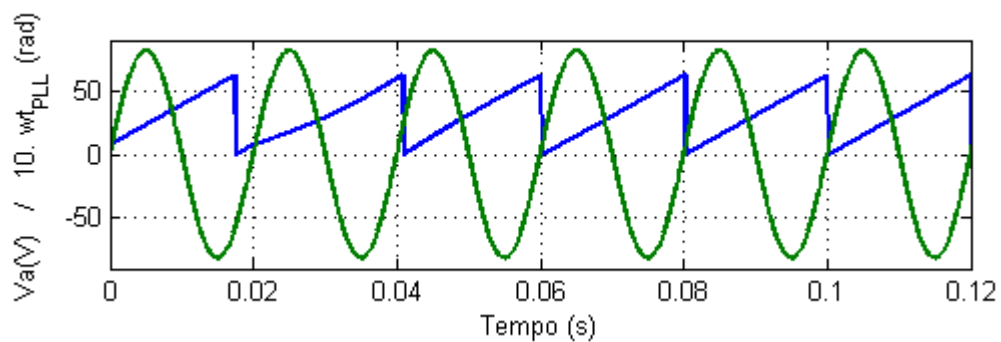


Figura 4.27- Evolução da fase criada pelo circuito PLL

Na figura anterior ilustra-se a referência de fases do sistema trifásico e a evolução da fase do PLL. Verifica-se que o primeiro ciclo do PLL não se encontra sincronizado com a rede eléctrica. No entanto, essa diferença é minorada com a evolução temporal.

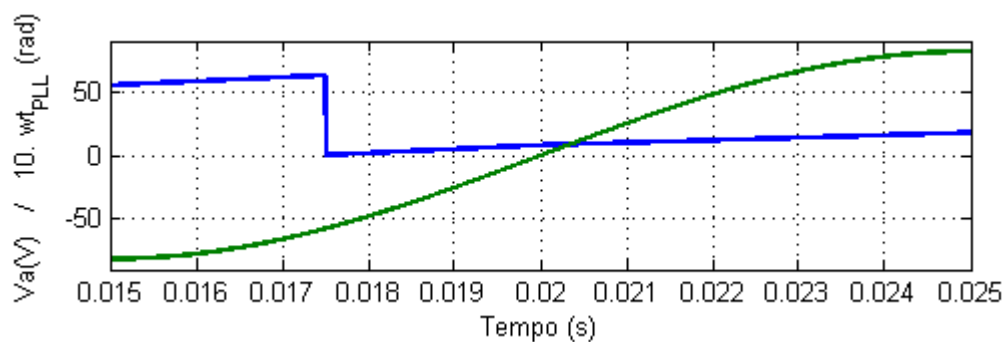


Figura 4.28- Diferença de fases ente o PLL e origem de fases da rede

De acordo com a figura anterior, ao fim do primeiro ciclo da rede eléctrica o PLL encontrava-se cerca de 2.5ms atrasado. Sabendo que a rede eléctrica tem um período de 20ms, esta diferença traduz-se em 45° . Com o decorrer do tempo o PLL convergiu para o valor síncrono como se apresenta de seguida.

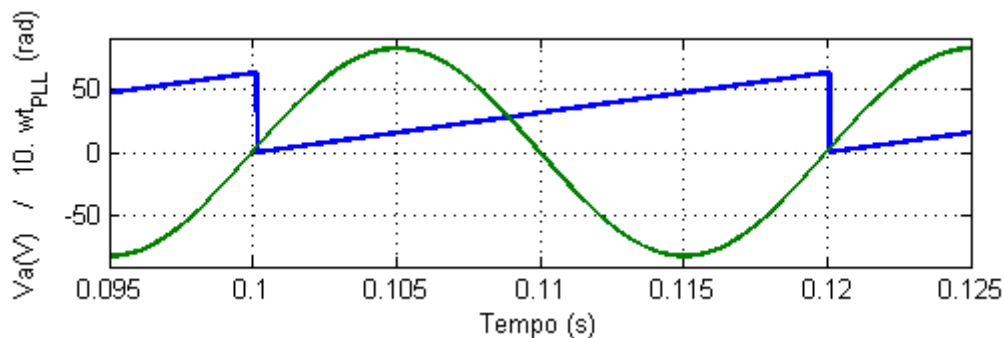


Figura 4.29- Sincronismo entre o PLL a tensão da rede eléctrica

Observando as figuras 4.27 e 4.29 verifica-se que o PLL ao fim do sexto ciclo convergiu para o valor correcto da fase da rede. O erro manifestado pelo PLL neste ciclo é inferior a 2° .

De seguida apresenta-se a evolução da perturbação criada para a fonte de corrente emulada para o circuito AC/DC e gerador, assim como a evolução da tensão do barramento DC.

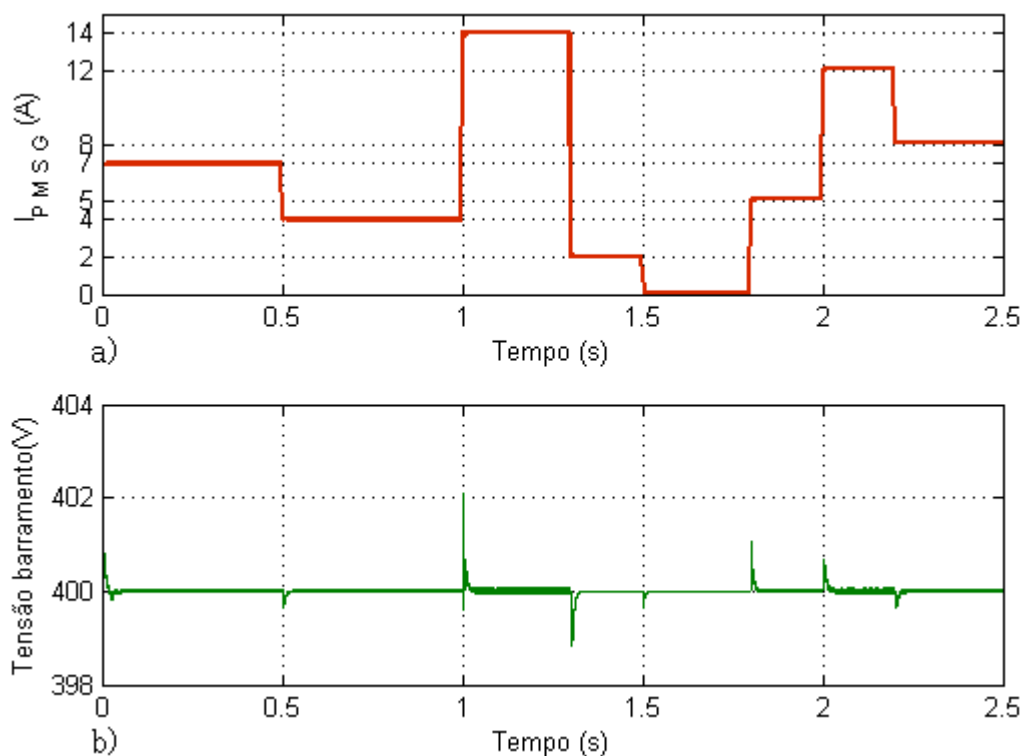


Figura 4.30- Evolução da perturbação e da tensão do barramento

A figura 4.30 a) ilustra as variações criadas de acordo com a tabela 4.8. As variações de corrente são em degrau, sendo o módulo da variação máxima de 12A. As respectivas variações de corrente originam alguns efeitos transitórios na tensão do barramento de condensadores. No entanto, mesmo com elevadas mudanças da corrente, a variação máxima de tensão manifestada foi de 2V, cerca de 0.5% do valor nominal.

A diversidade de valores manifestados pela fonte de corrente teve a seguinte manifestação nas correntes eléctricas no referencial dq:

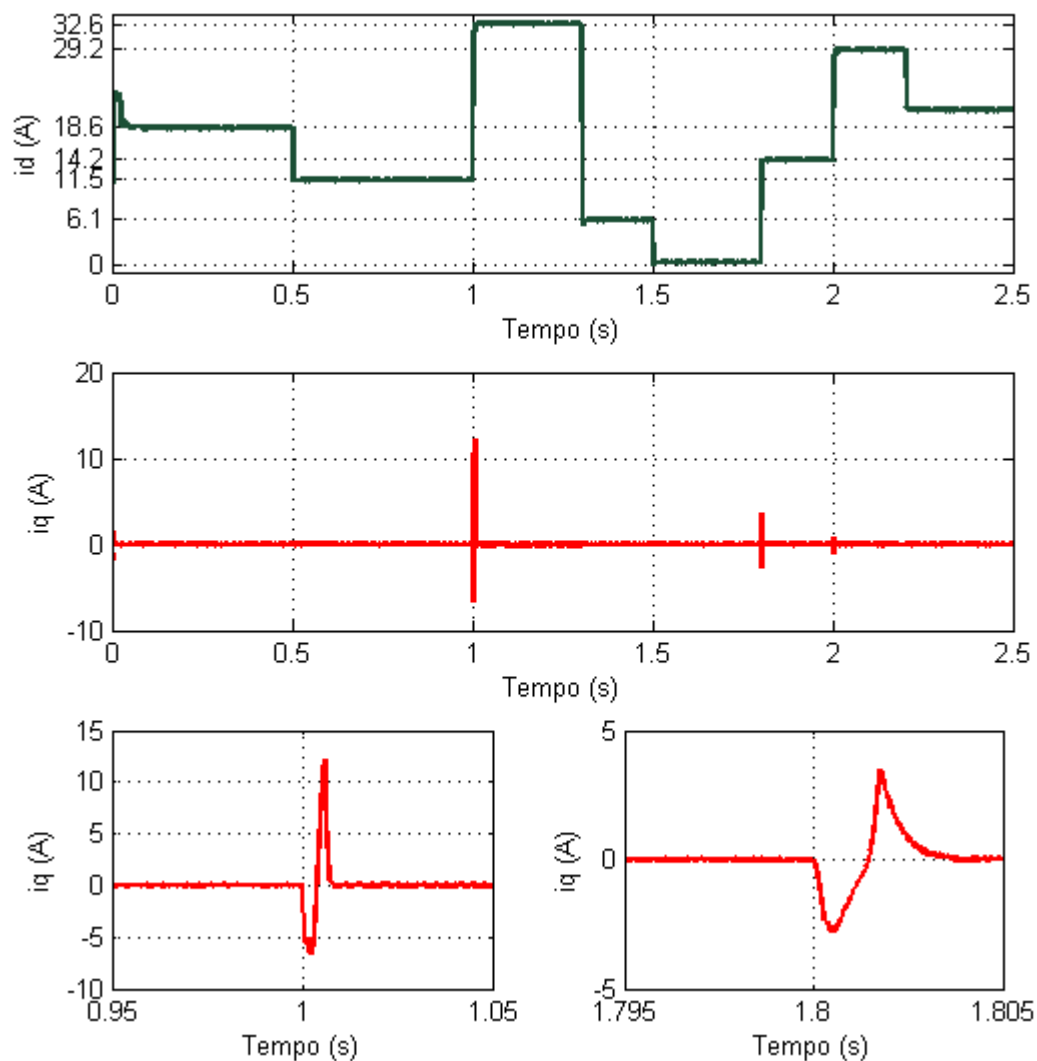


Figura 4.31- Evolução da componente directa e quadratura da corrente eléctrica

De acordo com a figura anterior, os efeitos da perturbação são sentidos essencialmente na componente de corrente que se traduz em potência activa (i_d) como seria de esperar. Este fenómeno deve-se ao facto da referência de corrente para a componente q ser nula, requisito necessário para que o sistema produza apenas energia activa. No entanto, mesmo com o desacoplamento das componentes d e q da corrente eléctrica, as grandes variações da componente d, são de facto sentidas na componente da potência reactiva i_q . No entanto, as perturbações sentidas de acordo com a componente d são rapidamente suprimidas.

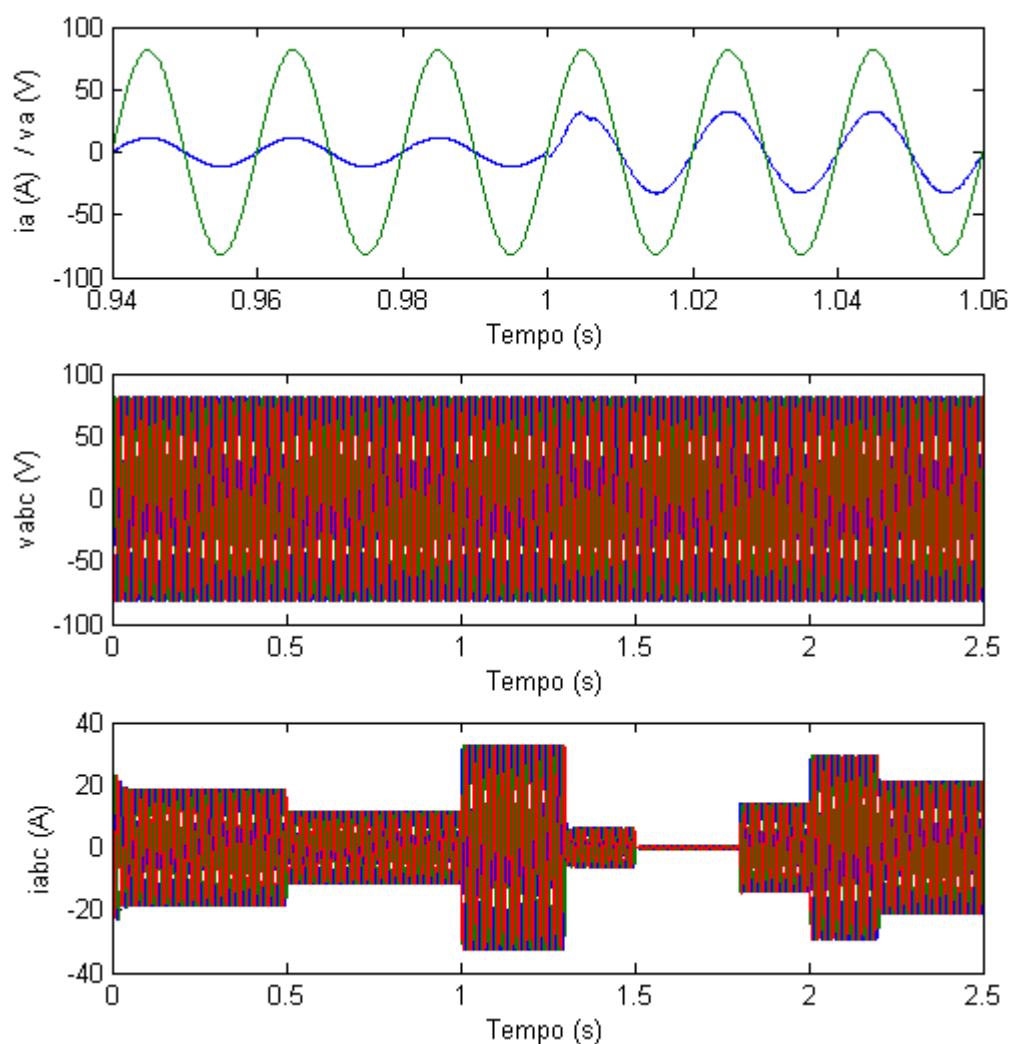


Figura 4.32- Evolução das tensões e correntes do sistema trifásico

A figura anterior ilustra as variações de corrente do sistema trifásico. As correntes do respectivo referencial são proporcionais à componente d da corrente eléctrica. Sendo a tensão da rede eléctrica constante, verifica-se que a potência máxima debitada para a rede ocorre no intervalo entre $[1:1.3]$ s. Verifica-se, também, que o factor de potência é unitário. No entanto, devido à grande variação de corrente eléctrica no barramento DC no instante $t=1$ s, verifica-se uma pequena deformação da forma de onda da corrente na fase A. Esta deformação está na origem de uma pequena quantidade de energia reactiva enviada para a rede eléctrica, tal como se apresenta na componente q no respectivo instante (figura 4.31).

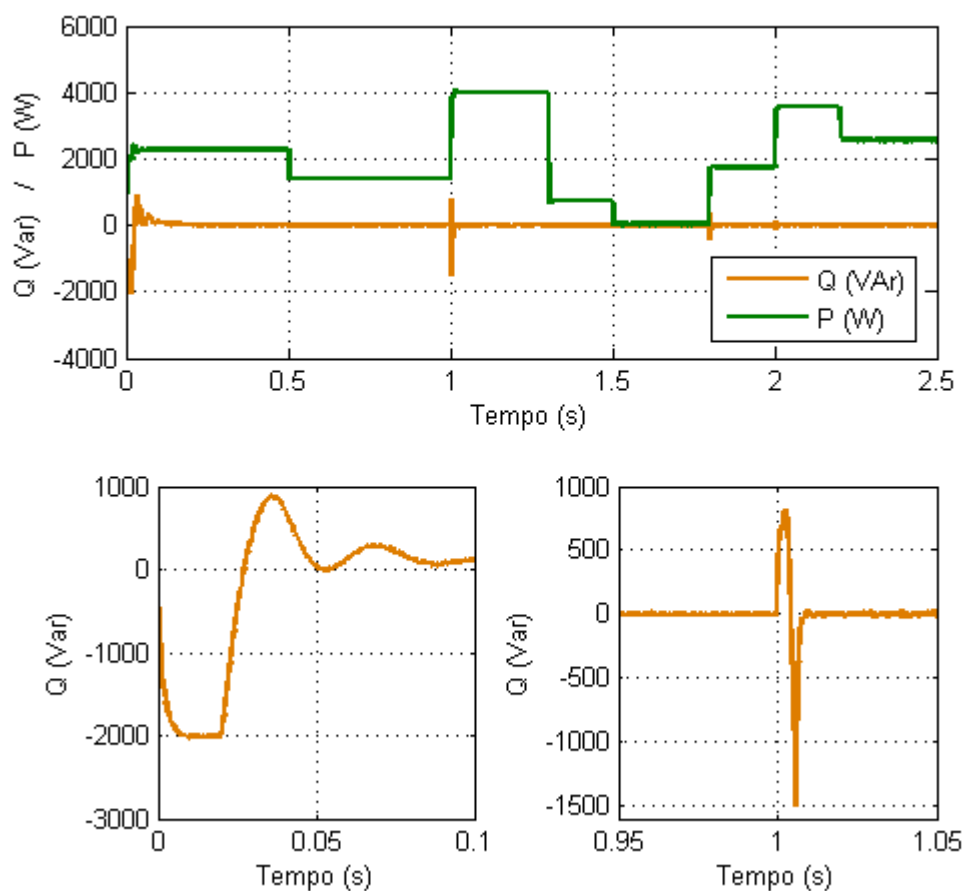


Figura 4.33- Evolução do trânsito de potência activa e reactiva entre o conversor DC/AC e a rede eléctrica.

Na figura anterior verifica-se que a potência fornecida à rede eléctrica é proporcional à perturbação criada pela fonte de corrente do barramento de condensadores. Quanto à potência reactiva, verifica-se que existe uma grande quantidade de absorção de energia reactiva no instante inicial de ligação à rede eléctrica ($t=0s$). Como referido anteriormente, o consumo de potência reactiva deve-se ao facto da não sincronização entre o PLL e a tensão da rede eléctrica. Esse facto anula-se com o decorrer da simulação. Verifica-se, também, um transitório de energia reactiva no instante $t=1s$ devido à deformação da corrente eléctrica presente na figura 4.32.

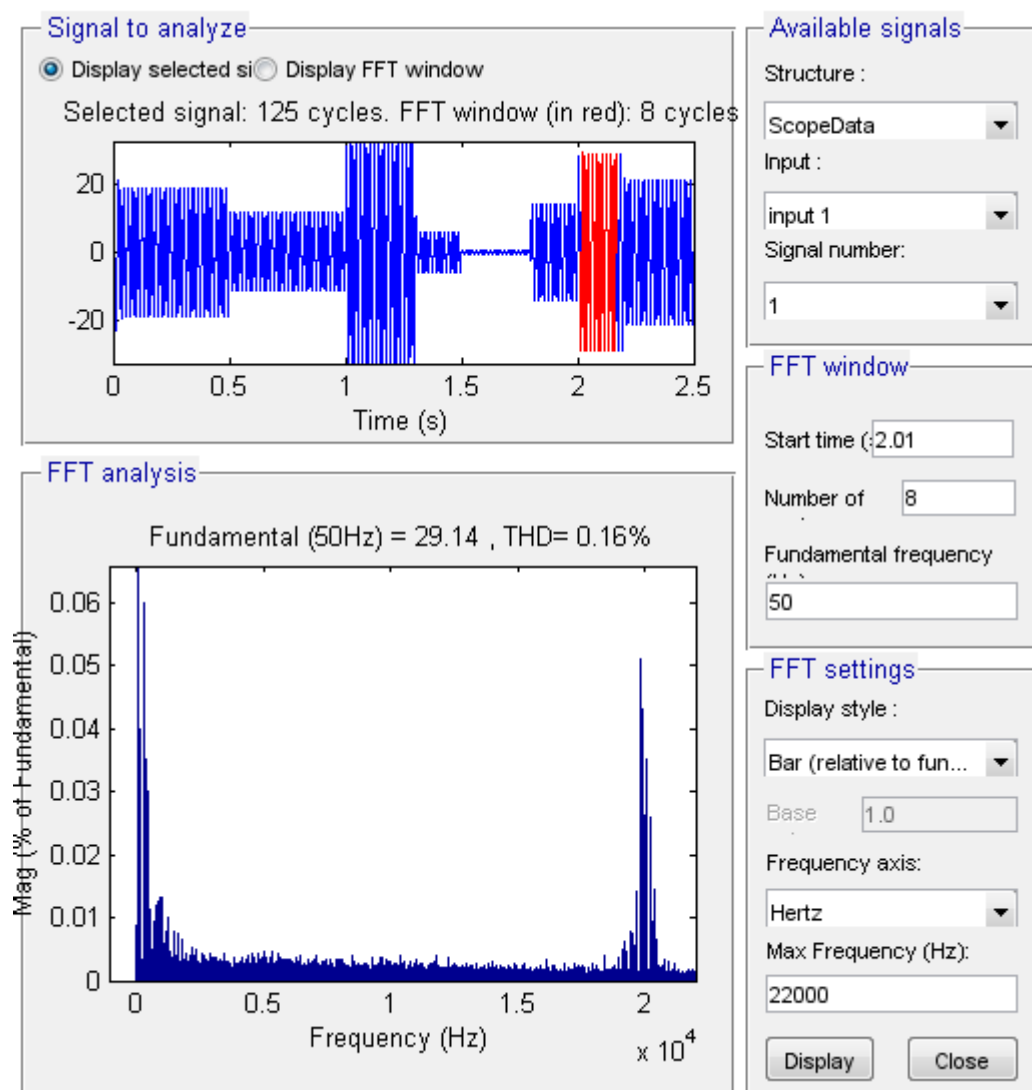


Figura 4.34- Conteúdo harmónico da corrente eléctrica da fase A

O espectro harmónico da corrente da rede eléctrica é muito reduzido. Consiste, essencialmente, em duas frequências designadas de fundamental ou 1º harmónico e a frequência caracterizada pela comutação do SV PWM. Verifica-se que a amplitude do harmónico fundamental (50Hz) para a corrente eléctrica no instante referido é de 29.14A. Verifica-se que do baixo espectro harmónico, originado pelo algoritmo de controlo e SVPWM, resulta a taxa de distorção harmónica de 0.16%.

4.5 - Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o controlo de velocidade de um gerador síncrono desacoplado da rede eléctrica através de um barramento de condensadores, e a injeção de potência activa na rede eléctrica. O controlo de velocidade e injeção de potência foi descentralizado. A existência de dois conversores electrónicos permitiu o controlo individual de velocidade do gerador e da injeção de potência na rede, permitindo assim, a

descentralização no controlo. A topologia dos conversores electrónicos utilizados foi o *Back to Back*.

Do ponto de vista do controlo da máquina eléctrica o conversor utilizado designou-se de AC/DC. O controlo implementado foi o ZDAC (*zero axis current control*). Este algoritmo proporciona de facto uma relação linear entre o binário e a corrente eléctrica. Esta característica permite, efectivamente, uma dinâmica de controlo elevada.

Adicionando ao facto da relação binário/corrente ser linear, a frequência de comutação elevada também contribuiu para que os elevados transitórios manifestados tenham sido tratados de forma rápida e bem-sucedida. Como apresentado, estes dois fenómenos juntos, permitiu obter um valor baixo para o conteúdo harmónico das correntes apresentadas.

Por fim, comprovou-se que o algoritmo ZDAC possui uma dependência entre a carga aplicada à máquina e o factor de potência. Verifica-se que quanto maior for a carga aplicada ao gerador, menor seria o factor de potência [31, 33], levando à máquina consumir energia reactiva. Esta dependência trás algumas consequências, nomeadamente ao nível do conversor AC/DC. Aumentando a energia reactiva consumida, aumenta o trânsito de potência e, por consequência, ao aumento de perdas no conversor. Este fenómeno leva à aquisição de conversores com valores de potência nominais superiores, por comparação aos resultados obtidos com factor de potência unitário [31]. No entanto, segundo [37] é possível iterar este sistema para um semelhante com o factor de potência unitário. Para tal, seria necessário colocar uma malha mais externa ao controlo da corrente *d* do respectivo referencial.

O conversor responsável pela injeção de potência activa foi designado de DC/AC. A potência activa foi implementada de acordo com a topologia VOC, *Voltage oriented Control*. O algoritmo consiste no alinhamento das correntes trifásicas do conversor DC/AC com a origem de fases da rede eléctrica, permitindo assim injectar apenas energia activa.

A topologia de controlo VOC foi modelizada de acordo com os parâmetros existentes no sistema de potência. Os modelos desenvolvidos foram utilizados para o dimensionamento dos controladores de corrente eléctrica do referencial síncrono e da tensão do barramento de condensadores. Os parâmetros desenvolvidos para os controladores foram obtidos através da resposta em malha aberta, assim como impondo uma margem de fase de 85° ao respectivo processo a controlar.

Por conseguinte, o sistema foi implementado no *software Matlab/Simulink* e recolhidos algumas conclusões através de simulação. Verificou-se que o sistema apenas produziu potência activa após a sincronização do PLL com a rede eléctrica. As elevadas perturbações de correntes criadas apenas fizeram variar em 0.5% da tensão do barramento de condensadores. Concluindo assim, que o controlador de tensão do barramento foi bastante eficaz na sua função de manter esta no valor de 400V. Por outro lado, as elevadas perturbações originaram um efeito transitório na corrente eléctrica do barramento AC fazendo transitar potência reactiva entre a rede eléctrica e o conversor DC/AC. Embora este efeito transitório tenha sido eliminado de forma rápida, o seu efeito nas correntes AC poderia ser minimizado recorrendo a controladores *Feed-Forward* ou flutuando ligeiramente o valor de tensão do barramento DC.

Capítulo 5

Comparação do desempenho das cadeias de conversão *back to back*

5.1 - Introdução

O uso de conversores electrónicos de potência tem cada vez mais importância quando se discute qualidade de serviço de um sistema. As não linearidades presentes nas formas de onda são sobretudo causadas por estágios de conversores electrónicos. A electrónica de potência pode criar mas também poderá resolver muitos dos problemas relacionados com a qualidade de um serviço.

A qualidade de serviço de um sistema não poderá ser discutida ao nível do dispositivo mas sim, de acordo com uma solução final dotada de vários equipamentos. O objectivo deste capítulo será discutir a qualidade de serviço entre outros parâmetros presentes nos capítulos anteriores. A comparação entre os dois sistemas, apresentados nos capítulos 3 e 4, será dividida de acordo com a qualidade de serviço do PMSG e da interface com a rede eléctrica.

5.2 - Qualidade de serviço dos conversores AC/DC controlados e não controlados de ligação ao PMSG

De acordo com os capítulos 3 e 4, foram apresentados algoritmos de controlo para gerir a velocidade do gerador síncrono. As estruturas de potência são apresentadas na figura seguinte:

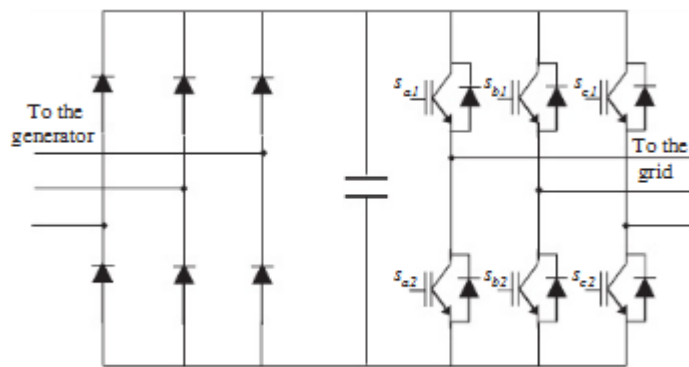


Figura 5.1- Estrutura de potência com ponte rectificadora não controlada e VSC

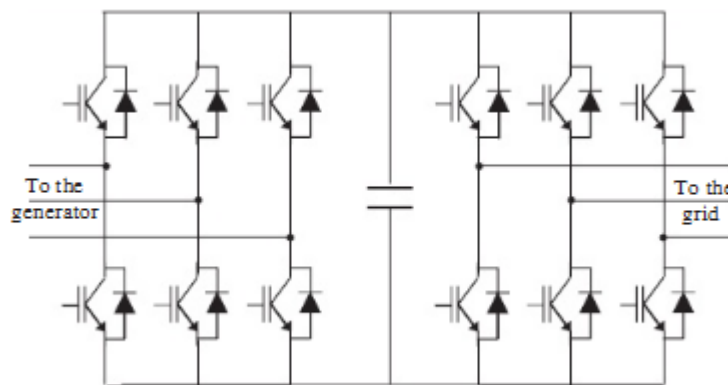


Figura 5.2- Estrutura de potência com dois VSC em topologia *back to back*

No capítulo 3, foi apresentado a estrutura de potência da figura 5.1 a qual é dotada de um rectificador a díodos, portanto não controlado, e um conversor DC/AC responsável pela interface com a rede eléctrica. Devido ao rectificador, nesta estrutura, não ser controlado, a gestão do ponto de funcionamento com gerador síncrono é realizada pela variação do nível de tensão contínua presente no barramento de condensadores. No capítulo seguinte, a estrutura utilizada para gerir o ponto de funcionamento do PMSG foi um VSC totalmente controlado. Para regular o ponto de funcionamento do gerador síncrono o conversor funcionou como uma fonte de tensão AC controlada.

Ambas as estruturas de potência apresentadas nas figuras 5.1 e 5.2 cumpriram as funções de gerir o ponto de funcionamento do gerador. No entanto, os seus desempenhos foram diferentes. Apresenta-se de seguida as formas de onda das correntes numa das fases do estator, respectivas a cada sistema.

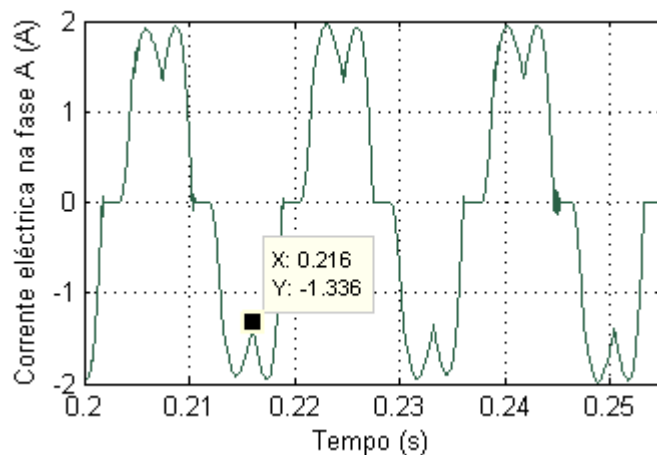


Figura 5.3- Forma de onda de corrente na fase 1 do gerador síncrono com rectificador a diodos

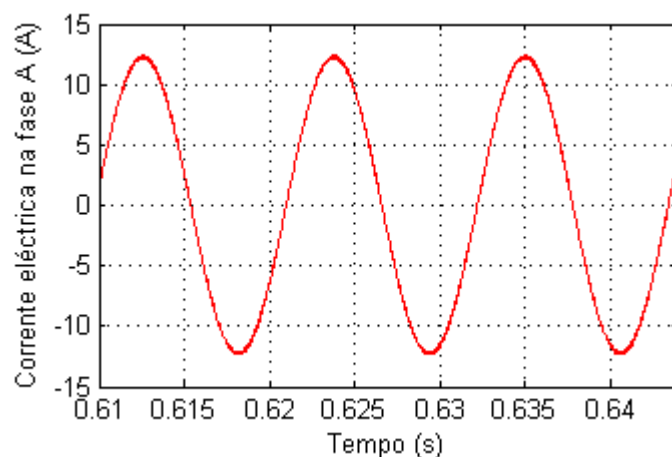


Figura 5.4- Forma de onda de corrente na fase 1 do gerador síncrono com rectificador controlado

De acordo com as figuras anteriores verifica-se que a qualidade da forma de onda da corrente eléctrica é muito diferente utilizando um rectificador controlado ou não controlado.

No rectificador não controlado, a presença do pico de corrente periódico manifestado a um quarto do período, como se visualiza na figura 5.3, no instante $t = 216\text{ms}$, prejudica bastante o tempo de vida útil dos condensadores utilizados no barramento contínuo. A amplitude do pico de corrente manifestado poderá ser minimizada recorrendo a um filtro indutivo no barramento, de modo a garantir que a corrente eléctrica, nesse instante, seja dotada de menores variações de corrente. A forma de onda apresentada possui uma taxa de distorção harmónica de aproximadamente 22%. Este elevado conteúdo harmónico é responsável pela origem de binários pulsatórios que, por sua vez, aumentam significativamente as perdas do gerador. A máquina eléctrica deverá operar com correntes eléctricas próximas da sinusoidal, facto que não se verifica, levando à diminuição do seu tempo de vida.

O rectificador controlado possui a forma de onda da corrente eléctrica praticamente sinusoidal, dotado de uma taxa de distorção harmónica inferior a 1%. O sinal da corrente eléctrica é praticamente constituído pela sua componente fundamental de 83 Hz e da

componente de comutação dos transístores a uma frequência de 20kHz. No entanto, a componente de comutação tem uma amplitude inferior a 0.5% relativamente à componente fundamental, tornando-se praticamente invisível na janela apresentada.

5.3 - Qualidade de serviço dos conversores DC/AC controlados de ligação à rede eléctrica

A ligação à rede eléctrica das duas cadeias de conversão foi efectuada recorrendo a conversores electrónicos de potência dotados de semicondutores controlados (VSC). A vantagem deste conversor é a sua versatilidade de controlo da qualidade de forma de onda das correntes de rede. O VSC tem a capacidade de eliminar a distorção harmónica às baixas frequências, mantendo apenas, as componentes harmónicas impostas pela comutação dos semicondutores. No entanto, dependendo do tipo de modelação utilizada para o VSC poderá haver alterações no espectro harmónico das correntes.

Na estrutura evidenciada na figura 5.1, referida ao capítulo 3, a modulação utilizada para a comutação dos semicondutores foi baseada em controladores histeréticos. As respectivas bandas de histerese foram muito reduzidas.

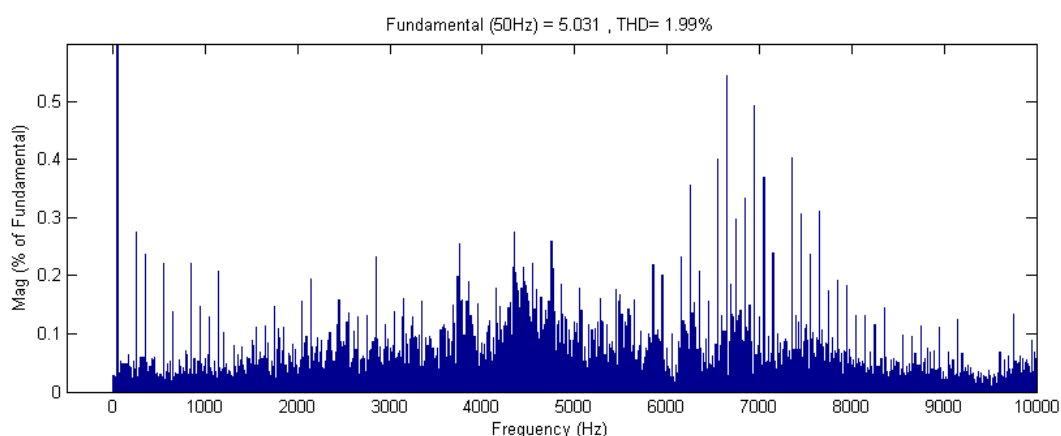


Figura 5.5- Espectro harmónico provocado pelo controlador histerético

No entanto, verifica-se que os respectivos controladores originam uma taxa de distorção harmónica de aproximadamente 2%. De acordo com o espectro apresentado, verifica-se bastante diversificado no seu conteúdo harmónico.

Do ponto de vista da simulação em ambiente *Matlab/Simulink* o algoritmo de controlo de corrente histerético é caracterizado pela sua rapidez e grande dinâmica ao nível de controlo de corrente. De acordo com o seu espectro de frequências e pensando do ponto de vista da implementação em ambiente laboratorial, verifica-se que será necessário ter em conta alguns aspectos. A velocidade do processador a utilizar terá de ser muito elevada, assim como as frequências de amostragem dos respectivos conversores A/D. A elevada velocidade necessária ao circuito de controlo acarreta consigo custos elevados devido ao grande desempenho requerido. A grande variedade das frequências impostas ao conversor será origem de perdas de comutação muito elevadas.

Na estrutura evidenciada na figura 5.2, referida ao capítulo 4, a modulação utilizada para a comutação dos semicondutores foi baseada na modulação Vectorial (SVM) no referencial estacionário $\alpha\beta$. De acordo com os resultados obtidos no respectivo capítulo, a modulação utilizada foi responsável pelo seguinte espectro de frequências.

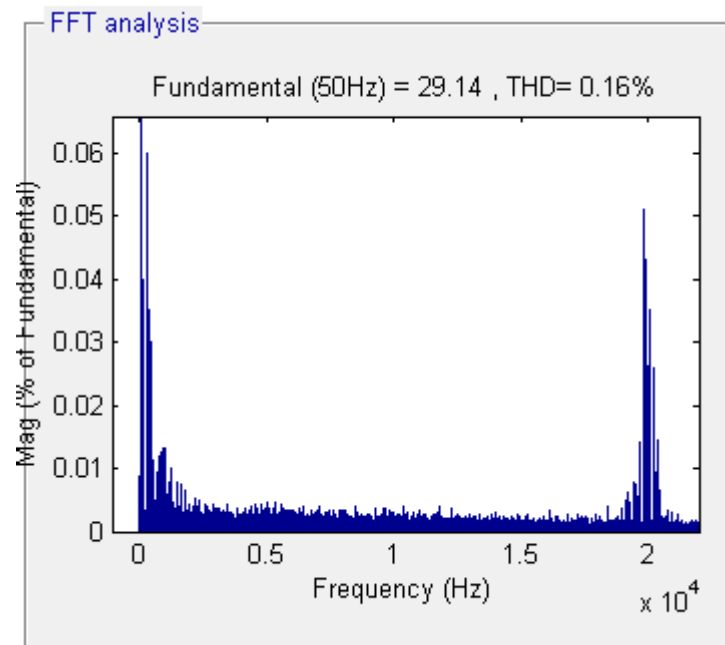


Figura 5.6- Espectro de frequências do SVM

De acordo com o espectro de frequências de uma das fases do VSC de ligação à rede eléctrica verifica-se que tem, por sua vez, um conteúdo harmónico reduzido. O espectro é dotado essencialmente de dois sinais de frequências 50 Hz e 20kHz, sendo a frequência fundamental e de comutação, respectivamente. De acordo com a figura a taxa de distorção harmónica resultante deste algoritmo é de 0.16 %.

O algoritmo de controlo utilizado no capítulo anterior colmatado com a modulação vectorial tem várias vantagens, tais como frequência de comutação constante, menores perdas de comutação e menor taxa de distorção harmónica. Do ponto de vista da implementação, pode ser dotado de dispositivos de controlo e aquisição de sinal mais simples, trazendo vantagens económicas.

Por fim, a característica que mais se distinguiu entre as duas estruturas de potência e controlo adoptadas, foi a possível variação da tensão do barramento DC.

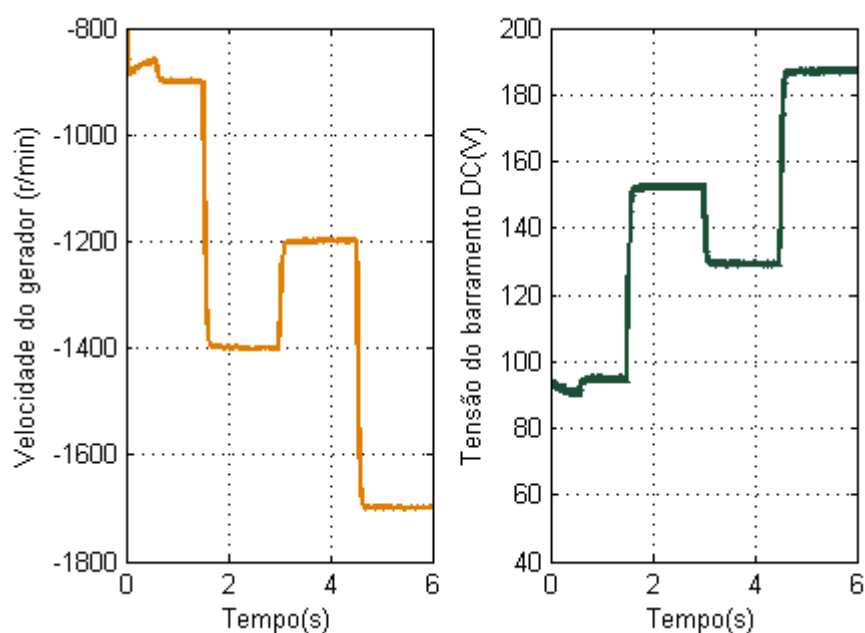


Figura 5.7- Evolução da velocidade do gerador e da tensão do barramento de condensadores

O sistema da figura 5.1 apresenta uma dependência entre a velocidade do gerador e o nível de tensão do barramento contínuo. Significando que a alteração do ponto de funcionamento do gerador é sinónimo da alteração do nível de tensão do barramento contínuo, tal como se apresenta na figura 5.7.

Por outro lado, no sistema caracterizado pelos dois VSC em topologia *back to back* verifica-se que o nível de tensão do barramento é sempre constante, para qualquer ponto de funcionamento do PMSG, como se apresenta na figura seguinte.

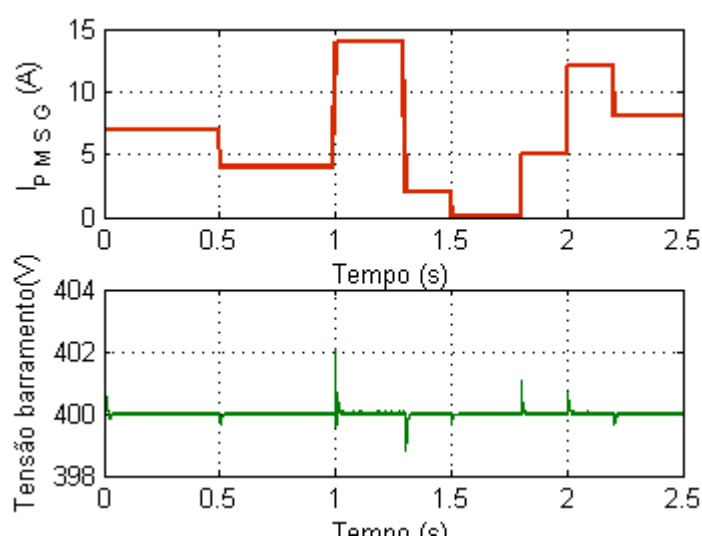


Figura 5.8- Evolução temporal da tensão e perturbação de corrente no barramento contínuo

Na presença de grandes variações de corrente em trânsito, a tensão DC do barramento de condensadores mantém-se inalterável. Grandes gradientes de corrente eléctricas, tal como acontece no instante $t=1s$, fazem variar, apenas, em 2V a tensão nominal do barramento. Por outro lado, mesmo com correntes muito reduzidas do gerador, tal como acontece no instante $t=1.5s$, o conversor mantém também constante a tensão do barramento. O facto da tensão do barramento se manter sempre com erro muito reduzido face à tensão nominal de 400V, é possível afirmar que o barramento se comporta como uma fonte de tensão constante. Esta característica permite a ligação de diversos sistemas de geração de energia ao barramento de condensadores e, por sua vez, à rede eléctrica, dotando assim, de sistemas híbridos quanto à produção de energia.

5.4 - Conclusões

Neste capítulo foram comparados algumas características a nível de desempenho e qualidade de serviço das estruturas de potência apresentadas nos capítulos anteriores.

Foram apresentados os resultados obtidos quanto à taxa de distorção harmónica resultantes dos conversores de ligação ao gerador e à rede eléctrica. Verificou-se que a ligação de conversores não controlados, ao gerador síncrono, provoca grande taxa de distorção harmónica em comparação ao VSC. A elevada taxa de distorção harmónica daí resultante, coloca em causa o tempo de vida útil do gerador. Embora tenha a vantagem de possuir menos dispositivos e seja dotado de maior robustez, o preço final do sistema é essencialmente determinado pela máquina eléctrica. Deste modo, a utilização de conversores não controlados será prejudicial ao sistema, sendo preferível a alternativa de utilização de VSC.

Quanto à ligação do sistema à rede eléctrica, foi realizada através de VSC em ambos os sistemas, pelo que do ponto de vista do desempenho das correntes eléctricas sejam favoráveis. No entanto, no primeiro sistema utilizaram-se controladores histeréticos, já no segundo, utilizou-se modulação vectorial. Ambas as técnicas de controlo permitem uma taxa de distorção harmónica reduzida. No entanto, a modulação vectorial tem um conteúdo harmónico muito inferior ao histerético, como esperado.

Por fim, outra observação realizada consistiu na descrição da evolução da tensão do barramento contínuo. Verificou-se que com a utilização de dois VSC com a configuração *back to back* permitiu manter a tensão do barramento constante, comportando-se como uma fonte de tensão, mesmo com grande variação de potência no barramento. Já no sistema dotado de rectificador a díodos e VSC o ponto de funcionamento do barramento era francamente alterável.

Do ponto de vista da evolução das energias renováveis, pode-se concluir que o futuro próximo passa pela hibridação das energias renováveis. Isto significa que será possível conectar através do mesmo sistema vários equipamentos de produção de energia. O sistema dotado de dois VSC em configuração *back to back* devido ao elevado desempenho evidenciado, é uma possível solução futura para a hibridação da produção de energia do ponto de vista da micro geração. Deste modo, para efeitos de estudo e implementação, apenas será tratado o sistema presente no capítulo 4.

Capítulo 6

Controlo de produção de energia eólica

6.1 - Resumo

Neste capítulo será apresentado e discutido os aspectos chave da modelização de uma turbina eólica. Por conseguinte, será também apresentado um algoritmo MPPT em aproveitamentos eólicos.

Após a apresentação dos modelos utilizados, será realizada uma simulação em ambiente *Matlab/simulink* para demonstrar, quer o funcionamento do sistema, quer a convergência do algoritmo de MPPT utilizado.

6.2 - Introdução

O desempenho de um sistema de geração de energia eólica pode ser separado em três estágios de conversão. O primeiro é a transformação da energia cinética presente no vento, em energia mecânica. O segundo a energia mecânica é transformado em eléctrica através de um gerador. Geralmente o terceiro estágio de conversão é correspondente à utilização de conversores electrónicos de potência para interligar o aproveitamento eólico à rede eléctrica. O rendimento dos conversores é elevado se funcionarem, como é o caso, no modo de corte ou saturação. Sabendo que um gerador síncrono tem rendimentos superiores a 90% e as turbinas eólicas têm um limite máximo de produção de cerca 59% (limite de Betz), o desempenho do sistema é condicionado pelo desempenho da turbina eólica. É muito importante a maximização do desempenho do primeiro estágio de conversão, o que poderá ser conseguido pela exploração do gerador a velocidade variável.

Nas próximas secções serão apresentados os modelos utilizados para simular a exploração do aproveitamento eólico. Por sua vez, será apresentado o algoritmo de MPPT utilizado, assim como o seu desempenho para diversos valores para a velocidade do vento.

6.3 - Turbina eólica

Uma turbina eólica é caracterizada pela sua capacidade de retirar energia presente para diversas condições de funcionamento. A quantidade de energia retirada do vento é dependente dos parâmetros físicos da turbina, da velocidade da turbina, como também da velocidade do vento.

Uma turbina eólica é avaliada pela sua característica de potência em função do *tip speed ratio* e do ângulo das pás. Para uma turbina de eixo horizontal, a potência que esta é capaz de produzir é expressa pela seguinte expressão:

$$P_{\text{turbina}} = \frac{1}{2} \times C_p(\beta, \lambda) \times \rho \times A \times v_{\text{vento}}^3 \quad (6.1)$$

Onde: P_{turbina} – potência mecânica extraída da turbina
$C_p(\beta, \lambda)$ – coeficiente de extracção de potência
ρ – densidade do ar kg/m ³
A – área de varrimento da turbina
v_{vento} – velocidade do vento (m/s)

A equação genérica usada [32] para descrever o comportamento do coeficiente de extracção de potência em função dos parâmetros evidenciados, anteriormente, é descrita a seguir:

$$c_p(\lambda, \beta) = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3 \beta - c_4 \right)^{\frac{-c_5}{\lambda_i}} + c_6 \lambda \quad (6.2)$$

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (6.3)$$

As constantes c_1 até c_6 caracterizam, de forma inequívoca, o comportamento do coeficiente de extracção de potência de uma determinada turbina eólica para vários valores do ângulo das pás e do *tip speed ratio*. O modelo do coeficiente de extracção de potência utilizado é caracterizado pelas constantes, apresentadas em baixo, que dão origem às curvas apresentadas na imagem 6.1.

Constante	Valor
C_1	0.5176
C_2	116
C_3	0.4
C_4	5
C_5	21
C_6	0.0068

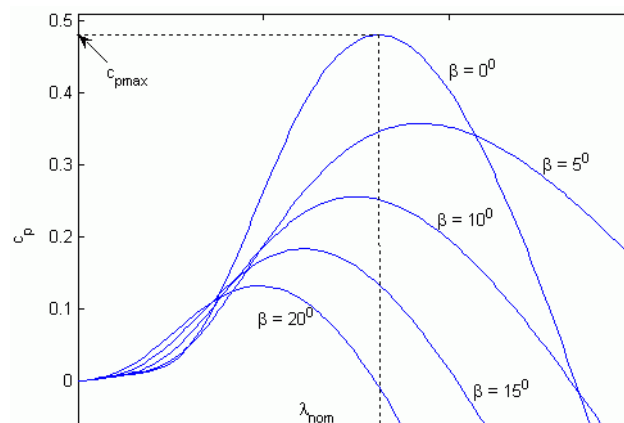


Figura 6.1- Variação do coeficiente de potência em função do *tip speed ratio* e do ângulo das pás da turbina

A potência extraída pela turbina caracterizada pela curva da figura anterior, sendo várias as possíveis conclusões a reter. Verifica-se, que quanto menor for o valor do ângulo de ataque das pás, maior é coeficiente de potência. O valor máximo para o coeficiente de potência deste modelo de turbina eólica tem o valor de 0.48 e ocorre para o valor de λ nominal de 8.1 e o ângulo de ataque nulo. Em suma, o modelo da turbina eólica pode ser representado através de um bloco cujas entradas são a velocidade do vento, velocidade da turbina e o ângulo das pás que por conseguinte, produz a saída potência e binário mecânico.

O modelo de uma turbina eólica pode ser representado no sistema por unidade (pu) tornando-o mais flexível para efeitos de simulação. O modelo de turbina eólica utilizado foi o seguinte:

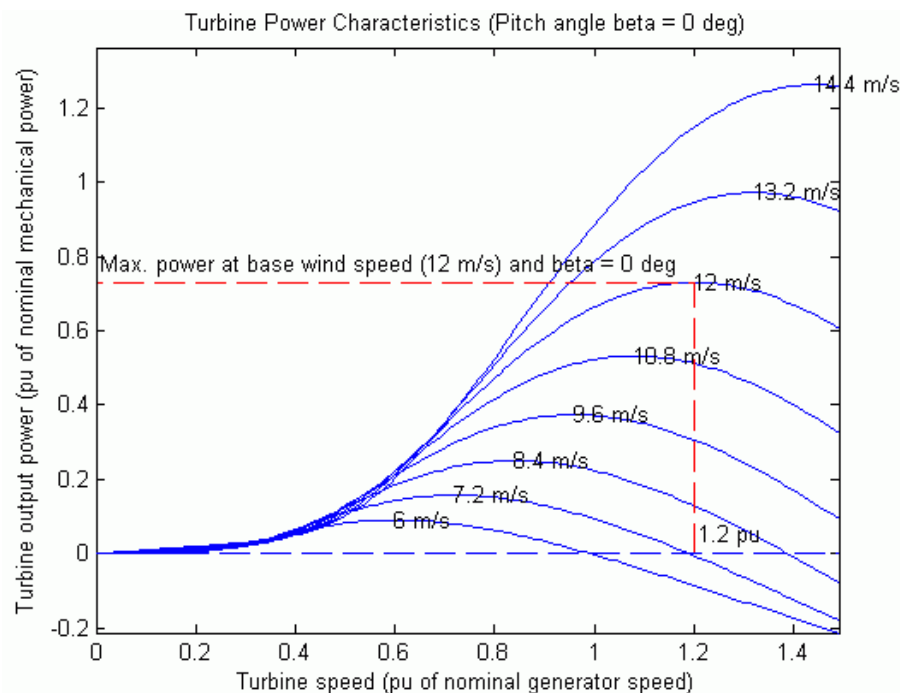


Figura 6.2-Modelo da turbina eólica no sistema pu

De acordo com o modelo apresentado, a velocidade da turbina eólica de 1.2pu juntamente com a velocidade nominal do vento de 12m/s, a turbina eólica fornece 0.73pu da potência nominal. Os valores de base utilizados foram 1500 rpm para a velocidade do gerador/turbina, 5 kW para a potência mecânica nominal da turbina. Concluindo então, que o funcionamento do gerador a 1800 rpm ($1500\text{rpm} \times 1.2 \text{ pu}$) irá fornecer ao sistema a potência de 3650 W ($0.73 \times 5000\text{W}$).

6.4 - Algoritmo de MPPT

A função de um seguidor de potência máxima (MPPT) é manter a turbina eólica a operar na sua capacidade máxima para as condições de vento que se verifiquem instantaneamente. Nesta secção serão apresentados casos que o algoritmo de MPPT deverá tomar em conta, e de que forma poderá tomar medidas, de forma a aumentar o rendimento da produção.

A título de exemplo, apresentam-se vários casos de estudo do que se poderá verificar durante a operação de uma turbina eólica. Para o estudo do algoritmo de MPPT considerou-se que o ângulo das pás se manteve inalterável nos 0° . Na imagem seguinte, apresenta-se a curva característica da turbina eólica para a velocidade do vento constante de 12m/s e evidenciam-se dois pontos na curva.

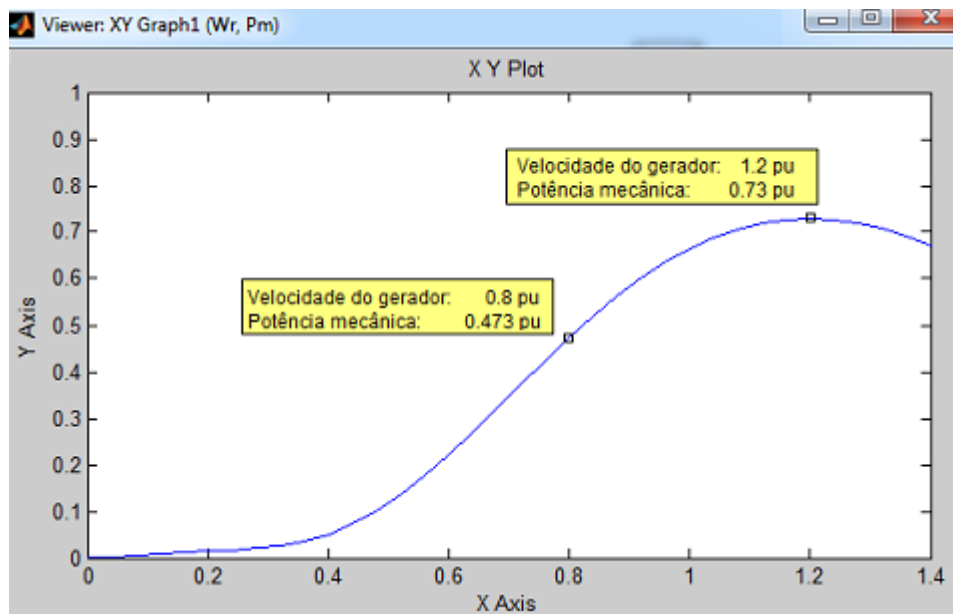


Figura 6.3- Característica de Potência da turbina com ângulo de ataque nos 0° e $v_{\text{vento}}=12\text{m/s}$.

Na figura anterior, apresenta-se um gráfico (W_r , P_m) e evidenciam-se dois pontos de funcionamento da turbina. No estudo a seguir apresentado, identificam-se os pontos 1 caracterizado pelos valores $(W_r, P_m)_1=(0.8, 0.473)$ e o ponto 2 $(W_r, P_m)_2=(1.2, 0.73)$. Para efeito de estudo, considera-se que em determinado instante ocorre uma perturbação no sistema e que, por sua vez, se estabiliza no ponto de funcionamento 1. De acordo com a figura anterior, e sabendo que a velocidade do vento se manteve constante nos 12 m/s, conclui-se que o sistema não se encontra no ponto de potência máxima produzível pela turbina. Torna-se então necessário, recorrer ao algoritmo de MPPT para fornecer de forma iterativa uma referência de velocidade para o conjunto turbina/gerador para poder retirar o máximo de potência possível nas condições atrás enumeradas. Neste caso, e de acordo com a figura anterior, a referência de velocidade gerada por este algoritmo deveria convergir para o valor de 1.2 pu.

No exemplo referido, considerou-se inalterável o valor da velocidade do vento, e o algoritmo de optimização deveria alterar a velocidade de rotação da turbina, apenas com base numa perturbação do sistema de comando. De seguida, ilustra-se de que forma deverá o algoritmo de MPPT responder caso ocorra uma perturbação na velocidade do vento.

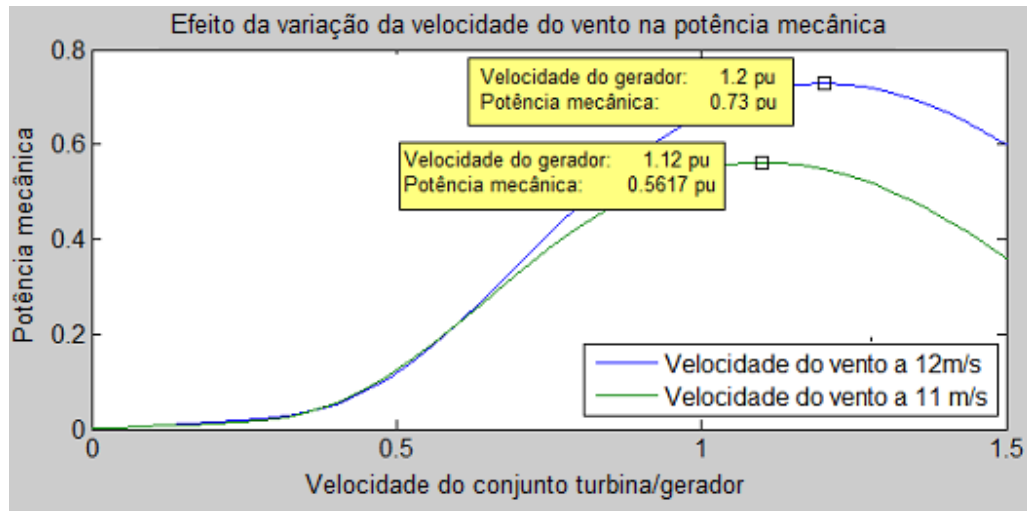


Figura 6.4 Característica de Potência da turbina ($v_{\text{vento}}=12\text{m/s}$ e $v_{\text{vento}}=11\text{m/s}$)

Na figura anterior é ilustrado duas curvas de potência em função da velocidade do conjunto turbina/gerador. A curva a azul é a característica da turbina para a velocidade do vento de 12m/s. Já a curva a verde é a característica da turbina para a velocidade de vento de 11m/s. No estudo a seguir apresentam-se os pontos 1 caracterizado pelos valores $(W_r, P_m)_1=(1.2, 0.73)$ e o ponto 2, respectivamente $(W_r, P_m)_2=(1.12, 0.5617)$.

Tal como ilustrado na figura anterior, a variação na velocidade do vento de 1m/s faz variar a potência máxima extraída da máquina primária em 23%. A título de exemplo, se o sistema se encontrava inicialmente a funcionar no ponto 1, após a diminuição da velocidade de vento de 1m/s, o algoritmo de MPPT deve convergir para o novo valor máximo de potência, neste caso em concreto 1.12 pu. Para convergir para este novo valor máximo, a velocidade da turbina/gerador deve ser regulada para o valor de 0.5617 pu.

Após o estudo de quais as possíveis respostas que o algoritmo de MPPT teria de actuar, estudou-se e simulou-se o algoritmo de MPPT da figura 2.59 [31].

De acordo com o algoritmo de MPPT apresentado, se a variação de potência presente entre ciclos de amostragem for positiva por consequência da diminuição da velocidade de referência criada por este algoritmo, então a velocidade de referência para o ciclo iterativo seguinte será também diminuída.

Por outro lado, inversamente ao caso anterior, se a variação de potência resultante do aumento de velocidade for negativa, a velocidade de referência deve ser diminuída.

Por fim, se a variação de potência for negativa devido à diminuição da velocidade de referência nos ciclos anteriores, então a velocidade do sistema deverá ser aumentada.

A rapidez de convergência deste método depende da derivada de potência, do valor da constante C e do valor anterior de referência, como se apresenta de seguida:

$$W_r^*(k) = W_r^*(k-1) \pm |\Delta P(k)| \times C \quad (6.4)$$

A variação de potência apresentada na equação anterior poderá ser entendida como sendo a variação da potência mecânica da turbina ou da potência eléctrica do gerador. No entanto, o preço dos dispositivos para a realização de grandezas mecânicas, por norma, é relativamente aos eléctricos muito caros. Torna-se então, muito vantajoso estimar o valor

máximo da potência produzida através das grandezas eléctricas. De seguida, demonstra-se que a relação entre a estimação das grandezas eléctricas face às mecânicas é linear.

$$\begin{aligned} P_e &= P_m \times \eta \\ P_m &= T_e \times \omega_m \end{aligned} \quad (6.5)$$

De acordo com as equações anteriores, a potência eléctrica (P_e) é igual à potência mecânica do gerador (P_m) a menos do rendimento do gerador (η). Por conseguinte, a potência mecânica é função do binário eléctrico e da velocidade do rotor da máquina síncrona. Tendo em conta o modelo matemático do gerador síncrono, sabe-se que:

$$T_e = \frac{3}{2} \times p \times \psi_{PM} \times i_{sq} \approx K \times i_{sq} \quad (6.6)$$

De acordo com a equação anterior, conclui-se que o binário eléctrico é proporcional ao valor da componente q da corrente eléctrica. Tendo em consideração as equações 6.5, conclui-se:

$$P_e = K' \times i_{sq} \times \omega_m \quad (6.7)$$

Na equação anterior, esclarece que a potência eléctrica é proporcional à componente da corrente eléctrica do eixo q e da velocidade do campo girante da máquina. Sabendo que a velocidade do campo girante pode ser estimada pela frequência das correntes eléctricas estatóricas da máquina, pode-se concluir que este sistema poderia ser controlado, apenas, pela medição das correntes eléctricas estatóricas da máquina síncrona.

Por fim, o algoritmo de MPPT depende também, do valor da constante C presente na equação 6.4. Para dotar, este algoritmo de uma grande capacidade de seguir o valor de potência máxima, o valor desta constante deverá variar de acordo com a velocidade da máquina. De acordo com a figura 6.2, quando o gerador opera às baixas velocidades, a derivada de potência nestes pontos também é baixa. Deste modo, o valor das constantes a utilizar devem ser grandes para a região das baixas velocidades da máquina. Já quando o gerador opera na gama das grandes velocidades, a derivada da potência também é elevada, pelo que o valor das constantes devem ser mais reduzidas.

Após a descrição do MPPT será apresentado na próxima secção o diagrama de simulação utilizado para testar em ambiente *Matlab/ Simulink*.

6.5 - Simulação MPPT

Nesta secção será apresentado o bloco de MPPT criado em ambiente *Matlab/Simulink* e o seu desempenho para as várias condições de vento.

O modelo da turbina eólica foi desenvolvido no *software Matlab/ Simulink* e resultou o seguinte bloco:

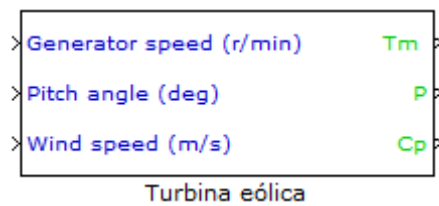


Figura 6.5- Modelo da turbina eólica

De acordo com as equações apresentadas na secção anterior, resultou o bloco apresentado na figura anterior. Apresenta, como entradas, o ângulo das pás da turbina, a velocidade do vento e a velocidade angular do gerador. Com base nas respectivas entradas, é produzido o valor da potência extraída da turbina (P) e o valor do binário mecânico aplicado ao gerador (T_M). O valor do coeficiente de extracção de potência C_p é variável com o *tip speed ratio* e o ângulo das pás da turbina. Tal como referido na secção anterior, o valor deste coeficiente deve ser maximizado de modo a extrair o valor máximo de potência do vento.

O bloco de MPPT desenvolvido em ambiente *Matlab/ Simulink* é apresentado de seguida:

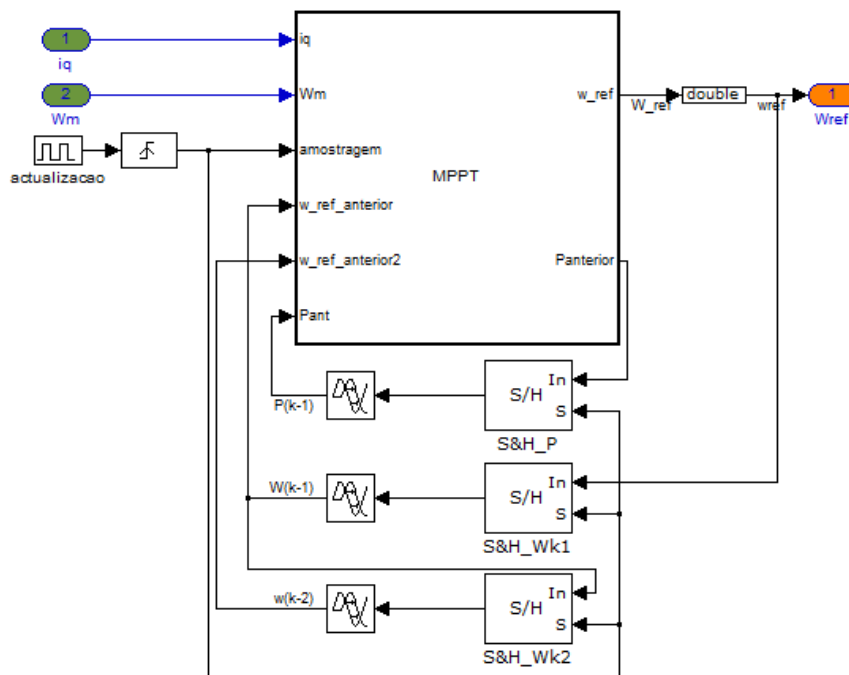


Figura 6.6- Bloco de MPPT e as suas interfaces

Na figura anterior é apresentado as interfaces do bloco de MPPT desenvolvido. Apresenta-se a verde as entradas instantâneas do bloco de MPPT, sendo a velocidade angular do rotor do gerador e a corrente eléctrica do eixo q. Como saída, o bloco apresenta a velocidade de rotação de referência para o gerador. Tal como ilustrado no fluxograma do MPPT, para que este algoritmo seja eficaz, a velocidade de referência produzida pelo MPPT é dependente dos estados anteriores de potência e da velocidade de referência criada. Assim, é necessário que o sistema possua memória, isto é, guardar os valores anteriores do sistema. Para esse efeito, utilizaram-se vários *sample & holds* (S&H) para a velocidade e potência anteriores. Por último, o bloco é dotado de um sinal de *clock* constante que desempenha a função de actualizar o sistema. Assim, e tal como ilustrado na figura, quando ocorre um flanco ascendente do

relógio, o bloco de MPPT lê os valores presentes nas suas entradas e produz uma saída de referência.

Após a construção do bloco de MPPT e da turbina eólica procedeu-se a realização da simulação. A simulação teve a função de verificar a eficácia do método de MPPT apresentado. Os valores das constantes utilizadas na convergência do MPPT foram determinadas recorrendo-se a várias simulações usando diferentes valores para a velocidade do vento e das constantes, seleccionando as que originaram melhores resultados. Os valores obtidos foram:

Tabela 6.1- Constantes dimensionadas para o algoritmo de MPPT

Velocidade do gerador (r/min)	C	Velocidade do gerador (r/min)	C
100	3.3	1000	0.56
200	2.9	1100	0.42
300	2.5	1200	0.36
400	2.1	1300	0.32
500	1.7	1400	0.18
600	1.3	1500	0.14
700	1.1	1600	0.1
800	0.9	1800	0.02
900	0.58		

Por conseguinte foi criado um modelo de vento real para se verificar a resposta do algoritmo de MPPT. O modelo de vento criado $u(t)$ tem duas componentes, um valor médio $\overline{u(t)}$ e um valor turbulento $u'(u)$:

$$u(t) = \overline{u(t)} + u'(u) \quad (6.8)$$

O valor médio de vento utilizado foi de 12m/s, valor nominal da turbina, devido a produzir um binário mecânico elevado. Sendo o binário mecânico elevado a dinâmica do sistema torna-se mais elevada, exigindo então, uma rápida convergência do algoritmo de MPPT.

O valor turbulento de vento foi obtido recorrendo a uma função para gerar valores aleatórios de vento. O intervalo de valores gerados encontram-se no intervalo de -1.25 a 1.25 m/s. Assim, e de acordo com o valor do vento, o vento produzido encontra-se no intervalo 10.75 a 13.25m/s. Ilustra-se de seguida o modelo de vento produzido.

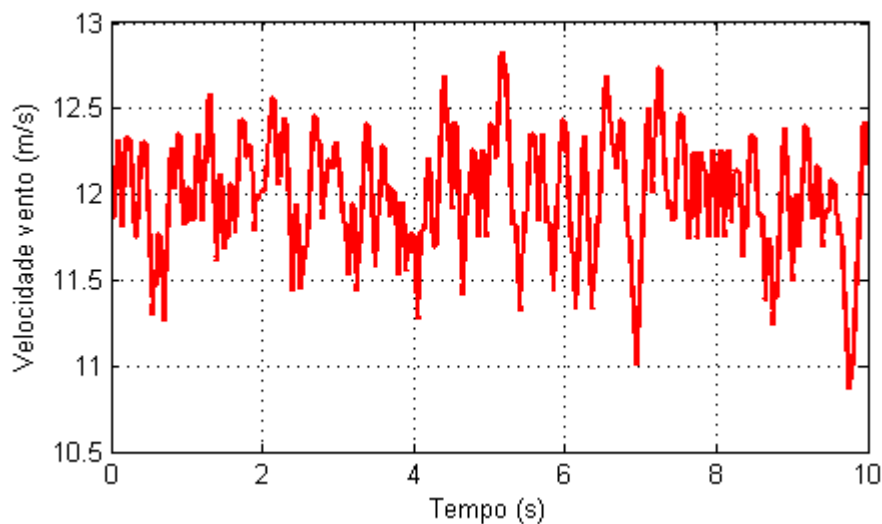


Figura 6.7-Evolução temporal da velocidade do vento

Nos instantes de 5s e 6.8s é possível identificar que existem gradientes elevados de vento. Existe a variação de velocidade de vento de cerca de 1.5m/s nos respectivos instantes. No restante espectro de vento, a variação de velocidade manteve-se inferior a 1m/s.

O modelo de vento produzido foi utilizado para accionar a turbina eólica/ gerador, assim como, verificar o funcionamento do algoritmo de MPPT. Apresenta-se de seguida os resultados obtidos.

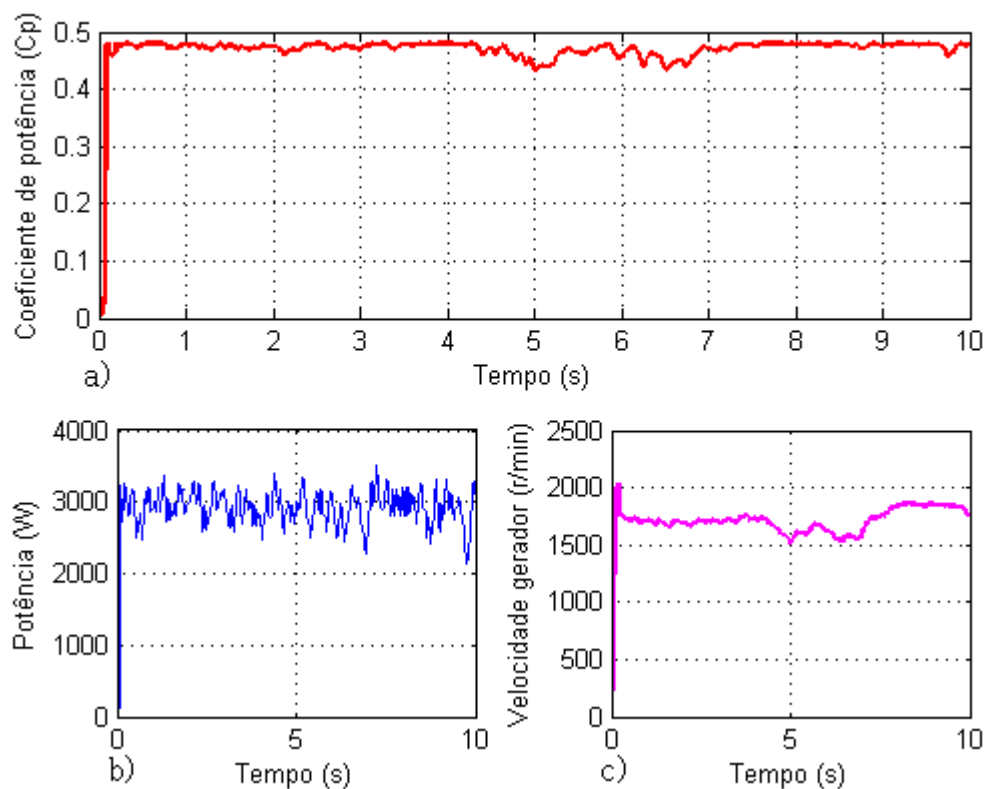


Figura 6.8- Evolução temporal do C_p da turbina eólica e da potência e velocidade do gerador

Tal como ilustrado na figura 6.9.c), é efectuado o arranque do gerador com a velocidade de 2000rpm, até ao instante de 0.2s. Após este instante, o algoritmo de MPPT encarrega-se de otimizar o ponto de funcionamento da turbina eólica. Identificam-se também, algumas semelhanças entre a velocidade do vento e a potência eléctrica produzida. Verifica-se, que a potência activa segue a forma de onda da velocidade do vento, como seria de esperar. De acordo com os resultados obtidos, pode-se afirmar que o coeficiente de potência aproxima-se do valor máximo de 0.48, de acordo com o modelo de turbina utilizado. O valor de C_p encontra-se na gama de valores de 0.472 a 0.48, resultando o erro relativo máximo inferior a 2%. A referida variação do vento provoca alterações sucessivas do binário resultante no gerador. Deste modo, acarreta consigo flutuações no valor da corrente eléctrica do gerador.

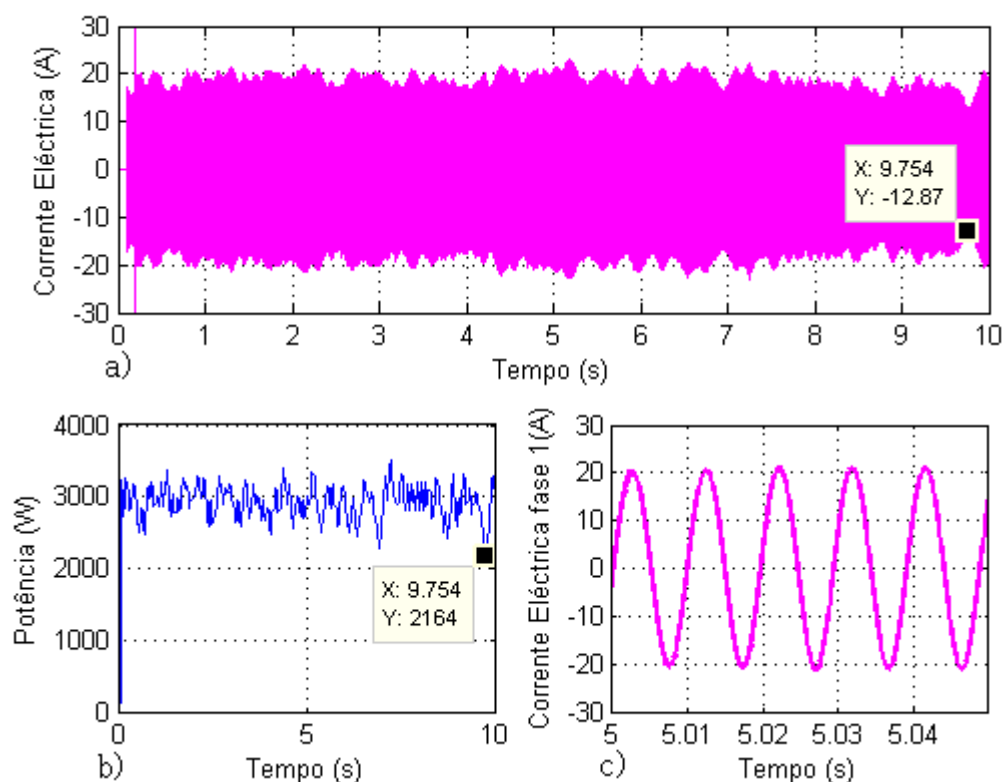


Figura 6.9- Evolução temporal da corrente e potencia eléctrica

Através da análise da figura anterior, é possível visualizar de que forma a variação de potência do gerador influencia a amplitude das correntes das fases estáticas. De acordo com os resultados obtidos, para a potência eléctrica e as correntes das fases do gerador, o valor mínimo de potência ocorre para o instante de 9.754s. Verifica-se, também, que a forma de onda da corrente de uma fase do estator da máquina síncrona possui um comportamento sinusoidal. O primeiro período ilustrado na figura anterior tem o valor de 10ms que, de acordo com os parâmetros do gerador e da figura 6.8 c) e 6.9 c), o gerador roda a 1500 rpm.

6.6 - Conclusão

Neste capítulo foi efectuada uma apresentação detalhada do modelo da turbina eólica utilizada. Apresentou-se, também, várias figuras evidenciando as suas características face às condições de funcionamento mais importantes, nomeadamente a velocidade do vento, da turbina eólica e do ângulo das pás.

Por conseguinte, foi explicado um algoritmo de MPPT e as suas funções. Apresentaram-se exemplos práticos de algumas situações que o algoritmo deveria resolver. Foi, também, apresentado uma formulação matemática que permite concluir que o algoritmo de MPPT pode funcionar sem realizar medições quer à velocidade do vento, quer à velocidade do gerador. Assim, e após o estudo apresentado, conclui-se que o algoritmo de MPPT poderá ser conseguido, apenas, efectuando medições das correntes eléctricas do estator da máquina síncrona. No entanto para o estudo do MPPT a obtenção da velocidade do gerador foi obtida recorrendo a um encoder.

Os modelos apresentados foram simulados recorrendo ao *software Matlab/ Simulink*. Para realizar a simulação foi criado um modelo de vento responsável pelo desenvolvimento do binário mecânico da turbina eólica. Após o arranque da máquina síncrona, o algoritmo de MPPT foi encarregue de otimizar a máquina primária, para diversos valores para a velocidade do vento. Os resultados obtidos, através das respectivas simulações, permite concluir que o algoritmo de MPPT desenvolvido, apresenta um bom desempenho em resposta a variações da velocidade do vento, manifestando um erro inferior a 2%.

Capítulo 7

Análise funcional do sistema

7.1 - Resumo

O intuito deste documento é apresentar a arquitectura funcional e especificação de requisitos do projecto “Unidade de produção eólica”.

Numa primeira análise são apresentadas as tecnologias condicionantes para a concepção de todo o *hardware* a implementar. Após a descrição destas tecnologias são apresentados conjuntos de requisitos para vários subsistemas do projecto. Por fim, apresentam-se alguns dispositivos resultantes da especificação de requisitos previamente estruturada.

7.2 - Análise funcional

No projecto da unidade de produção eólica é possível estruturar o sistema recorrendo a vários níveis como se apresenta no seguinte diagrama funcional.

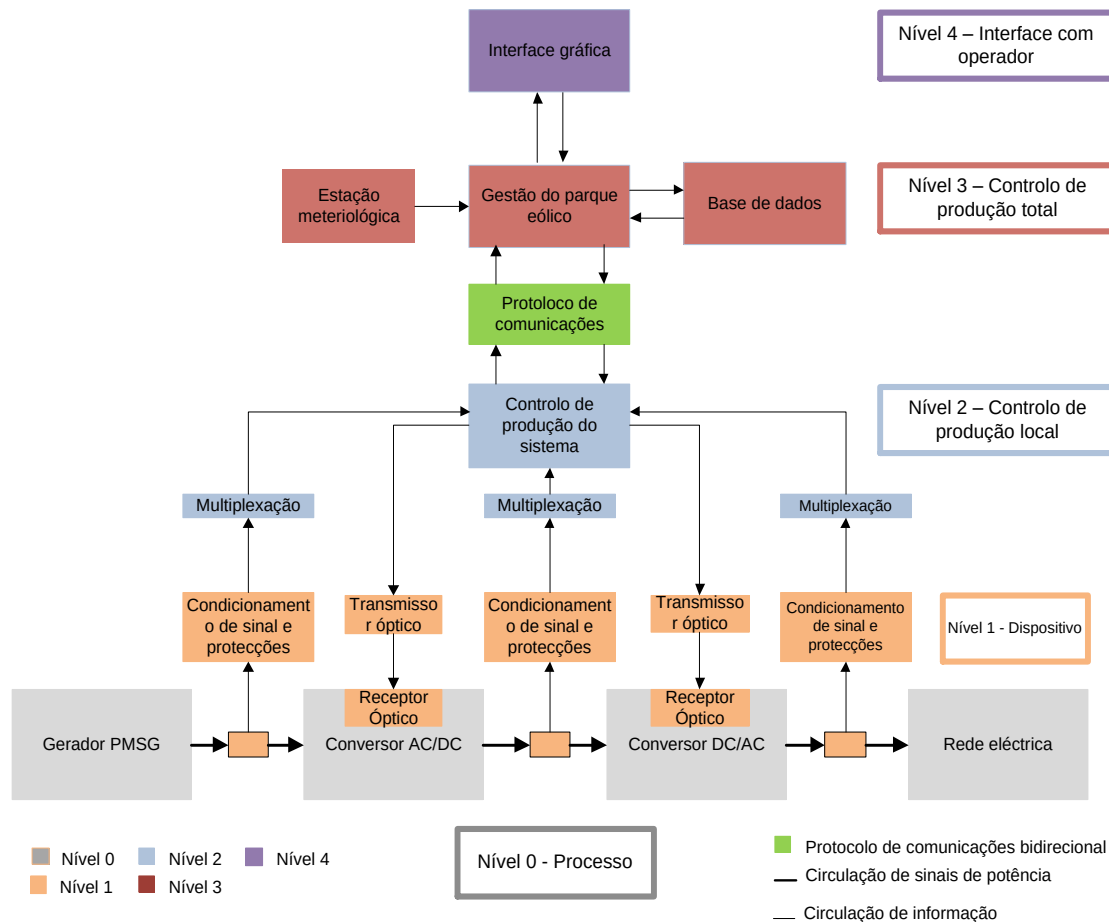


Figura 7.1- Arquitectura funcional do sistema

De acordo com o diagrama funcional existem 5 níveis estruturais para executar um sistema de produção eólica. A funcionalidade de cada nível é apresentada de seguida:

- Nível 0- nível respectivo ao processo a controlar. É caracterizado pelos conversores electrónicos de potência, a rede eléctrica, o gerador síncrono e os transdutores de medida.
- Nível 1- nível respectivo às interfaces de sinais entre os níveis adjacentes. Os sistemas de condicionamento de sinal dos transdutores e interfaces ópticas são os mais salientes deste nível.
- Nível 2- nível de controlo da produção de energia de um aproveitamento eólico, isto é, dos níveis inferiores. Neste nível, são utilizados os sinais adquiridos pelo nível inferior e superior para otimizar a produção.
- Nível 3- nível de controlo de produção eléctrica de um parque eólico. Isto é, de um conjunto de vários sistemas de produção eólicos.
- Nível 4- nível de gestão inerente ao operador do parque eólico. O objectivo deste nível é dar conhecimento a um operador do ponto de funcionamento do sistema.

Os níveis 3 e 4 estão fora do âmbito desta dissertação sendo, no entanto, importantes para o desenvolvimento de um sistema de produção com mais segurança da qualidade de serviço, robustez e fiabilidade.

7.3 - Especificação das restrições

De acordo com a análise funcional, existem diversos blocos que podem desempenhar funções com desempenho distintas, sendo então necessário alvo de dimensionamento. Para a execução deste sistema existiam no laboratório equipamentos capazes de serem usados para implementar este sistema. Os equipamentos utilizados foram os conversores electrónicos de potência enunciados no nível 0 e a plataforma de controlo existente no nível 2 da respectiva análise funcional.

O conversor utilizado para testes experimentais é constituído por dois VSC com a configuração *Back to Back*. A apresentação deste conversor electrónico de potência será apresentada no subponto 7.3.1.

Por conseguinte, segue-se a restrição quanto à ferramenta a utilizar para o controlo do sistema. A plataforma utilizada foi uma FPGA da Xilinx denominada *Spartan 3e*. As funcionalidades utilizadas desta plataforma digital serão também alvo de apresentação no subponto 7.3.2.

7.3.1 - Conversor Back to Back

O conversor utilizado é constituído por dois conversores trifásicos, designados por AC/DC e DC/AC na figura 7.2, dotados de IGBT's e Díodos.

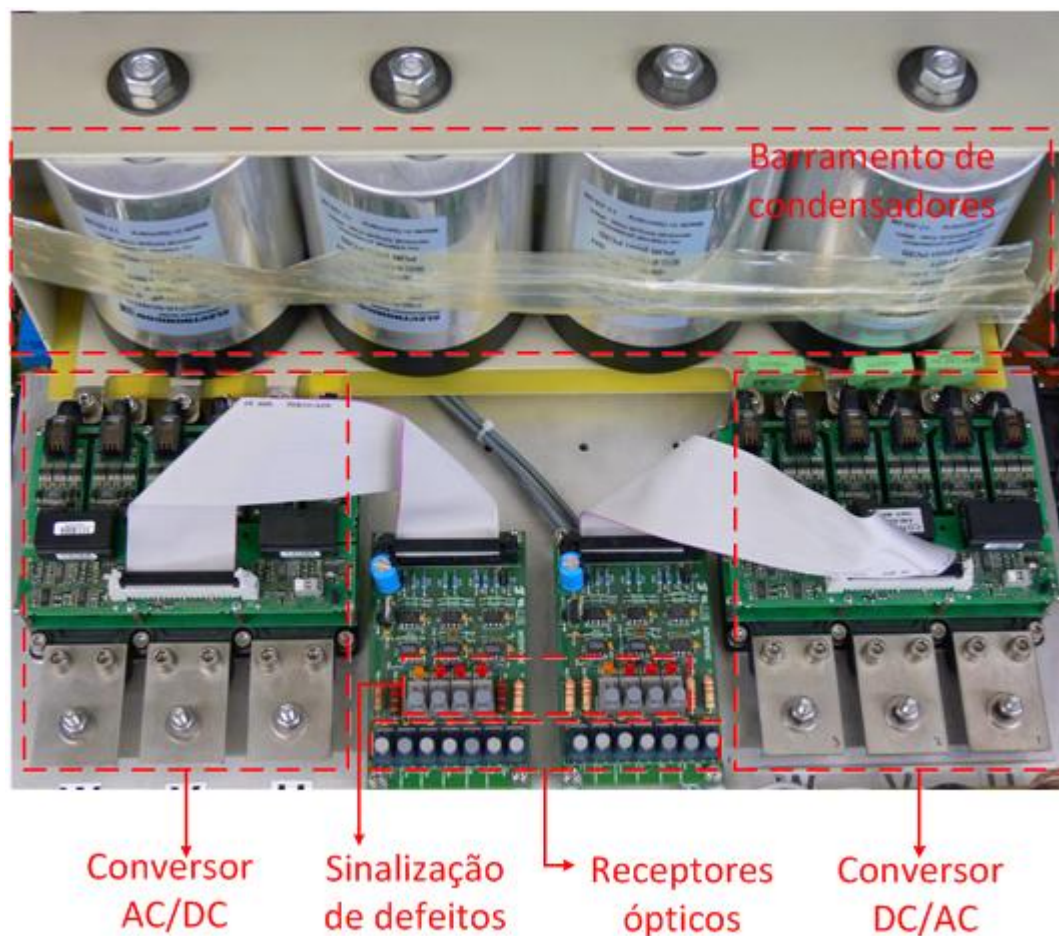


Figura 7.2- Conversor utilizado para realização de testes experimentais

Os circuitos de *drive* para os semicondutores foram adquiridos juntamente com os módulos de potência. Neste conversor existe também um conjunto de LED's e transmissores ópticos onde é possível a tomada de conhecimento de um determinado defeito no conversor. Os sistemas de monitorização capazes de gerar um evento de defeito são:

- Monitorização da tensão de alimentação dos circuitos de *drive* do conversor- a tensão de alimentação é de 15V, caso o nível de tensão seja inferior a 11V é evidenciado um sinal de falha.
- Monitorização da tensão colector-emissor de cada transistor. Existe, também, um sistema de monitorização individual da tensão aos terminais de cada transistor. Se o valor da tensão de um IGBT for inferior ao valor de *threshold*, este é desligado ficando bloqueado durante um segundo, assinalando-se também com um evento de erro.
- Monitorização de corrente eléctrica individual de cada transistor. O valor da corrente eléctrica de cada IGBT é comparado com um valor de *threshold*. Podendo ficar bloqueado em caso de sobrecorrente e identificado através do sinal emitido pelo LED.
- Monitorização de *active clamping*.

As suas características eléctricas do conversor são apresentadas na seguinte tabela:

Tabela 7.1- Características do conversor Back-to-Back

Potência nominal	20kW
Tensão AC nominal	400V
Capacidade (C)	2mF
Tensão de alimentação das drives	15V
Frequência máxima de comutação	100 kHz
Tempo de entrada de condução (UDC=900V@ I=450A)	1.8 μ s
Tempo de saída de condução (UDC=900V@ I=450A)	1.8 μ s

Os sinais responsáveis pela comutação dos semicondutores são ópticos de forma a garantir o isolamento eléctrico entre o sistema de potência e controlo. Os receptores ópticos são do fabricante *Avago Technologies* e têm a referência HFBR-2521Z. O par transmissor (HFBR-1521Z) / receptor (HFBR-2521Z) têm a capacidade de comunicar até 20m de acordo com a respectiva folha de características. No entanto, os cabos de fibra óptica disponíveis são de apenas 2m, sendo entretanto necessário adaptar a intensidade de luz transmitida na fibra ao respectivo comprimento.

7.3.2 - FPGA Spartan 3e

A plataforma digital *Spartan 3e* é dotada de diversos periféricos sendo possível a sua utilização para uma grande variedade de aplicações. A figura seguinte ilustra a referida placa e os periféricos utilizados.

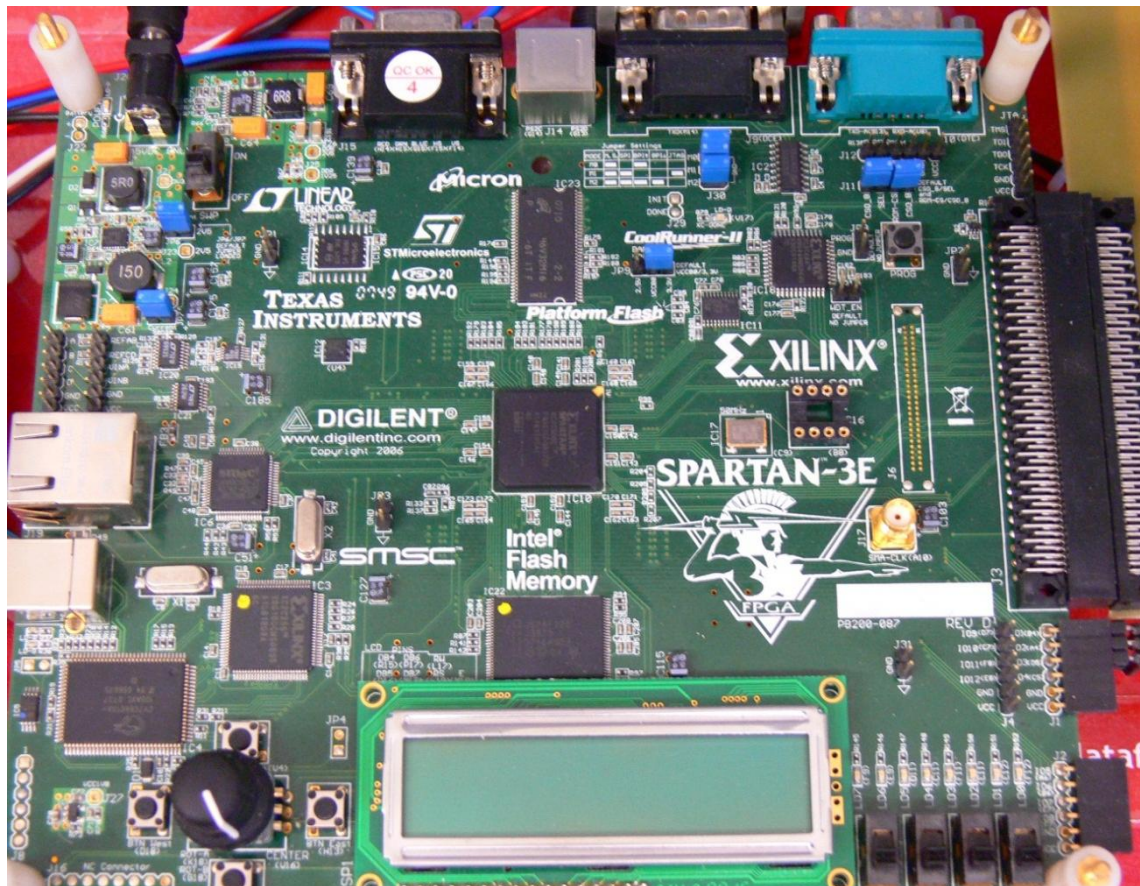


Figura 7.3- Plataforma digital de controlo FPGA Spartan 3E

A Spartan 3E é uma plataforma de arquitectura configurável com um relógio de 50 MHz e é uma plataforma orientada a construção de protótipos de circuitos integrados. Para além da grande velocidade, tem também a vantagem de possuir circuitos cujo processamento é realizado em paralelo à velocidade de relógio. A criação de novos circuitos recorrendo à FPGA está limitada pela quantidade de Flip-Flops existentes na placa. A carta Spartan 3E vem dotada de vários periféricos. De seguida ir-se-á fornecer uma pequena descrição dos periféricos utilizados.

Conversor analógico-digital (AD)

O conversor AD (LTC1407) é um circuito integrado dotado de dois canais de entradas analógicas diferenciais. Estes canais são amostrados simultaneamente e representados com 14 *bits*. A sua taxa de amostragem máxima é de 1.5 Msps (*Mega Samples per Second*) em simultâneo. Os valores amostrados pelo conversor AD são referenciados ao valor de 1.65V e a amplitude máxima do sinal analógico é de 1.25V.

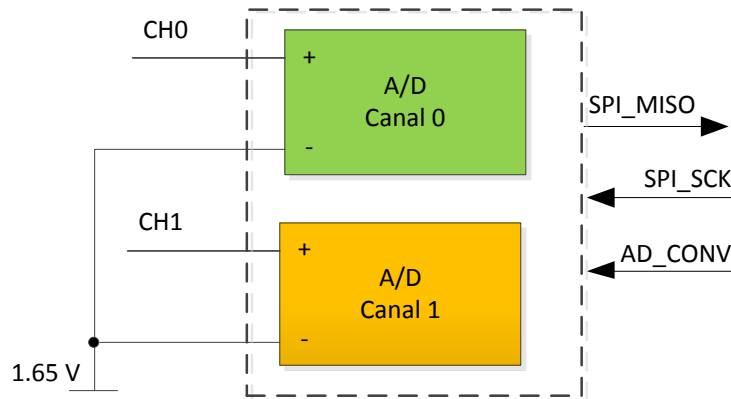


Figura 7.4- Esquemático ilustrativo das interfaces do conversor AD LTC1407

A interface do circuito integrado LTC1407 com a FPGA é realizada através de um barramento de SPI partilhado com outros periféricos. Os sinais de controlo para este periférico são o relógio (SPI_SCK), o sinal de conversão (AD_CONV) e o sinal de dados (SPI_MISO). Para realizar a leitura, quer do canal 0 ou do canal 1 devido a serem amostrados simultaneamente, é necessário activar a *flag* AD_CONV a nível lógico alto para realizar a conversão analógica - digital. Por conseguinte, é também necessário controlar o barramento SPI para que seja transmitido o valor lido à FPGA. O diagrama temporal é ilustrado no anexo C.

Como se apresenta no anexo, após o conversor AD amostrar um sinal análogo são precisos 34 ciclos de relógio até que termina a comunicação do sinal por SPI. A trama enviada de 34 *bits* é decomposta em 2 *bits don't care* iniciais, 14 *bits* do canal 0 do ADC, 2 *bits don't care*, 14 *bits* do canal 1 do ADC e por fim 2 *bits don't care* no final da trama, perfazendo então os 34 ciclos. O circuito integrado é sensível ao flanco ascendente do sinal de relógio. Então, sempre que recebe uma transição de 0 para 1 do sinal de relógio coloca o *bit* digital correspondente na variável digital SPI_MISO (no anexo designado SDO).

Para realizar a interface com este periférico foi necessário conceber um circuito digital, recorrendo às propriedades da FPGA, que estabelecesse a comunicação SPI com o ADC.

Pré amplificador

Os sinais analógicos inseridos na FPGA antes de serem amostrados pelo conversor AD, têm de passar por um circuito amplificador do sinal (LTC6912).

Este circuito integrado necessita de ser configurado digitalmente de forma a seleccionar o ganho mais favorável do pré amplificador para a respectiva aplicação. Os ganhos disponíveis para este dispositivo são apresentados na seguinte tabela.

Tabela 7.2- Ganhos do pré amplificador LT6912

Ganho	Gama de tensões de entrada	
	Mínimo	Máximo
0		
-1	0.4	2.9
-2	1.025	2.275
-5	1.4	1.9
-10	1.525	1.775
-20	1.5875	1.7125
-50	1.625	1.675
-100	1.6375	1.6625

O objectivo do pré amplificador é escalar o sinal de tensão de entrada de forma a maximizar a faixa de conversão do ADC, ou seja $1.65 \pm 1.25V$. A título de exemplo, se for pretendido operar um sinal analógico que seja situado entre os valores de 1.025V e 2.275, para se maximizar a conversão analógica-digital seria útil o ganho -2.

Por fim, a programação do pré-amplificador também é efectuada através do mesmo barramento de SPI que conversor AD. A comunicação deste CI com o barramento SPI é apresentada no Anexo C.

Conversor digital-analógico (DA)

O conversor DA (LTC2624) é um circuito integrado dotado de quatro canais de saídas analógicas. Os canais são dotados de 12 *bits* de resolução possuindo gamas de tensão diferentes, como se apresenta de seguida.

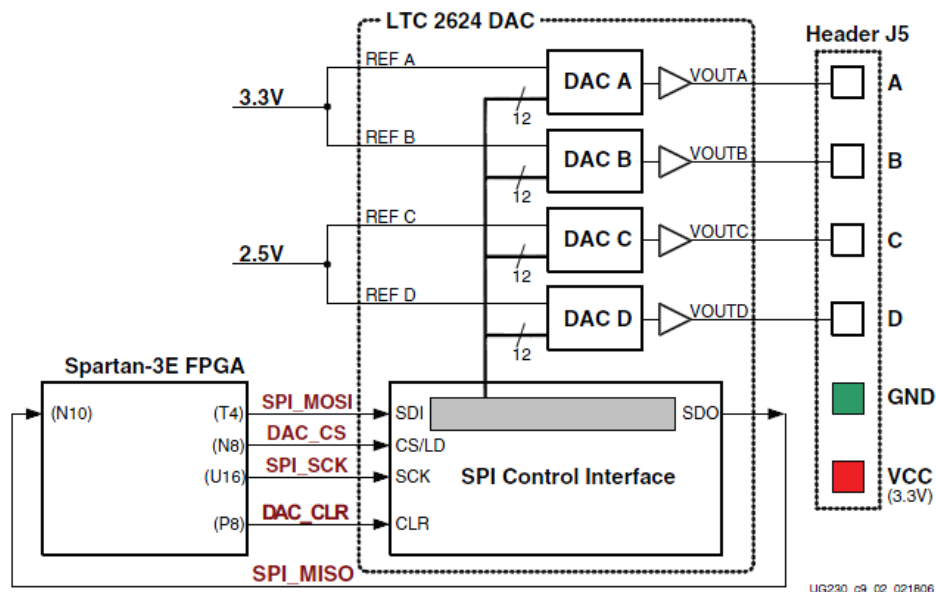


Figura 7.5- Interfaces com o conversor DA

Os canais do conversor DA são designados como A, B, C e D sendo os dois primeiros dotados de uma gama de tensões de 0V a 3.3V, possuindo a resolução de $3.3/2^{12} = 0.81 \text{ mV}$. Já os dois últimos, possuem uma faixa de valores compreendidos entre 0V a 2.5V dotados de uma resolução superior equivalente a $(2.5)/2^{12} = 0.61 \text{ mV}$.

Na conversão DA também é utilizada a comunicação SPI para comunicar os valores digitais para cada um dos quatro canais. Os sinais que realizam a interface entre a FPGA e o circuito DA também são ilustrados na figura anterior, realçando-se o facto de apenas se ter utilizado o pino SPI_MOSI, DAC_CS, SPI_SCK e DAC_CLR. As suas funções são descritas na tabela 7.3.

Tabela 7.3- Interfaces entre o barramento SPI e o conversor DA

Sinal	Função
SPI_MOSI	Enviar o valor digital e para o respectivo canal do DA
DAC_CS	Marcar o início da conversão digital para analógico.
SPI_SCK	Sincronizar os dados de envio/ recepção com o dispositivo (Relógio)
DAC_CLR	Limpar o valor digital presente no conversor DA.

7.4 - Especificação de Requisitos

A análise de requisitos irá incidir nas características da plataforma de controlo, conversor *Back to Back* e alguns requisitos de desempenho do sistema. Os requisitos irão ser apresentados na forma de tabela e terão a seguinte codificação:

Tabela 7.4-Codificação de requisitos

Requisito A.B	
A	Referente ao tipo de requisito: 1 - Requisito Funcional 2 - Requisito Não Funcional Técnico
B	Referente à ordem do requisito

7.4.1 - Sistema de aquisição de dados

Tabela 7.5- Requisitos associados aos dispositivos de aquisição de dados

ID	Requisito	Justificação
1.1	O sinal de medida do respectivo transdutor deverá ser em corrente.	Reduzir a susceptibilidade electromagnética externa.
1.2	Devem ser adquiridos 10 sinais analógicos	Devem ser adquiridas as variáveis de controlo do sistema (3 correntes conversor AC/DC, 3 correntes conversor DC/AC e tensão do barramento DC).

1.3	Os transdutores devem ser isolados do circuito de potência	Aumentar a segurança do sistema.
2.1	O calibre mínimo do transdutor de corrente deverá ser de 21A (rms)	O gerador terá a potência nominal de 5kW. A corrente máxima a transitar para a rede eléctrica de 230V (rms) será de 21 A.
2.2	A largura de banda do transdutor de corrente deverá ser de pelo menos 18kHz.	O transdutor deverá ter a banda 10 vezes maior ao 13º harmónico de corrente do gerador a funcionar a 2000 r/min.
2.3	O tempo de resposta do transdutor de corrente deverá ser inferior a 6 μ s.	6 μ s corresponde a um erro de 0.1° da corrente eléctrica de interface à rede.
2.4	O calibre do transdutor de tensão para o barramento DC deverá ser de 500V.	A tensão mais elevada presente na estrutura de potência será de 400V. Considera-se o valor de segurança de 20% de overshoot.
2.5	O calibre do transdutor de tensão para a rede eléctrica deverá ser de 230V.	O valor eficaz da rede eléctrica é de 230V.
2.6	A largura de banda de banda do transdutor de tensão deverá ter pelo menos 6.5kHz	O transdutor deverá medir até ao 13º harmónico da rede eléctrica. Acha-se razoável se o seu desempenho for 10 vezes superior.

7.4.2 - Sistema de condicionamento de sinal

Tabela 7.6- Requisitos associados ao sistema de condicionamento de sinal

ID	Requisito	Justificação
1.1	Adaptar o sinal de saída em corrente dos transdutores para um sinal de tensão.	A saída dos transdutores é um sinal em corrente e o sinal admitido pelo LT1407 é em tensão.
2.1	O sinal de saída do circuito de condicionamento deve ter um valor médio de 1.65V.	Referência de tensão utilizada na Spartan 3e.
2.2	O sinal de saída do circuito de condicionamento deve ter a tensão de pico a pico máxima de 2.5V para o fim de escala dos transdutores.	Gama de valor aceites pelo conversor AD.
2.3	O circuito deverá ter uma taxa de distorção harmónica inferior a 0.1%	Permitir produzir sinais o mais possível da realidade de modo a ser possível o sincronismo com a rede eléctrica.
2.4	O circuito deve ter um atraso máximo de 4 μ s.	O circuito de condicionamento juntamente com o transdutor de corrente deve ter um erro inferior à décima de grau.

7.4.3 - Interface com o conversor *back to back*

Tabela 7.7 -Requisitos associados à interface com o conversor Back to Back

ID	Requisito	Justificação
1.1	Deverá existir um circuito que realize a conversão de 12 sinais eléctricos da Spartan 3E para sinais opticos.	Os <i>drives</i> do conversor são accionados por impulsos luminosos.
2.1	A corrente eléctrica necessária para activar o transmissor óptico em segurança situa-se no intervalo de 20mA a 40mA.	Valores obtidos após consulta da <i>datasheet</i> do componente HFBR231 com um cabo de 2m de comprimento.

7.5 - Dispositivos utilizados

7.5.1 - Transdutores de corrente

De acordo com os requisitos apresentados para o sistema de aquisição de dados de corrente resultou o LA 55P da marca LEM. O transdutor possui as seguintes características:

Corrente nominal primário (I_{PN}): 50A

K_N 1:1000

Sinal de corrente no secundário: $I_P \times 10^{-3}$

Resistência de medida (R_M): $135 < R_M < 155$

Tensão de alimentação: $\pm 15V$

Largura de banda: 200kHz

Tempo de resposta $< 1\mu s$ @ 90% I_N

Isolado electricamente



Figura 7.6- Transdutor de corrente utilizado

7.5.2 - Transdutor de tensão

No estudo de mercado para o transdutor de tensão a utilizar foi, também, da marca LEM e tem a designação LV25P. As características do transdutor de tensão são abaixo apresentadas.

Calibre: 500V
Corrente nominal primário (I_{PN}): 10 mA
KN: 1000:2500
Sinal de corrente no secundário: $I_P \times 2.5$
Tensão de alimentação: $\pm 15V$
Tempo de resposta: $40\mu s @ 90\% V_{MAX}$
Isolado galvanicamente



Figura 7.7-Transdutor de tensão utilizado

7.5.3 - Multiplexer

De modo a realizar a medida de 10 canais analógicos foi necessário multiplexar os sinais. Para tal recorreu-se a dois multiplexeres 4051.

O multiplexer 4051 é um circuito integrado dotado de 8 canais, caracterizado pela gama de tensões de alimentação disponíveis de 3-18V.

7.6 - Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a arquitectura funcional do sistema a conceber. Foi, também, apresentado as fronteiras do sistema, isto é, quais as problemáticas práticas tratadas no âmbito desta dissertação.

Por conseguinte, apresentou-se a plataforma de controlo e os conversores electrónicos de potência a utilizar no âmbito da dissertação. Procurou-se, também, explicar o seu funcionamento e a mais-valia para o trabalho. Por fim, e com base nestes dois equipamentos, foram descritos um conjunto de requisitos necessários para ser possível a interacção entre estes dois níveis da arquitectura apresentada. Por último, foram apresentados os equipamentos resultantes da análise funcional e especificação de requisitos.

Capítulo 8

Dimensionamento das interfaces da plataforma de controlo com o sistema

8.1 - Introdução

Neste capítulo será explicado a concepção do circuito de condicionamento de sinal utilizado para os transdutores apresentados, com base nos requisitos impostos do capítulo anterior.

Por conseguinte, os circuitos de condicionamento de sinal serão simulados recorrendo ao *software Multisim 10* para verificar a eficácia dos mesmos.

Por fim, será também apresentado o circuito de conversão do sinal eléctrico em óptico para ser utilizado para o PWM que irá actuar no conversor electrónico de potência.

8.2 - Condicionamento de sinal do transdutor de corrente

8.2.1 - Dimensionamento

O circuito de condicionamento de sinal terá a função, como referido no capítulo anterior, de ajustar a natureza do sinal de saída do transdutor de corrente à natureza e gama dos sinais permitidos pelo ADC. Para projectar e dimensionar um circuito válido, prestou-se especial atenção aos seguintes requisitos:

Tabela 8.1- Requisitos necessários ao dimensionamento do circuito de condicionamento de sinal para o transdutor de corrente

Sinal a adquirir pelo ADC	
Amplitude máxima de tensão de saída	1.25V
Valor médio do sinal de tensão	1.65V
Transdutor de corrente	
$I_S = I_P \times 0.001$ (A)	
Resistência medida (@ $V_{CC} = 15V$)	$135 < R_M < 155$

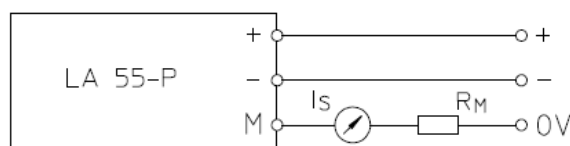
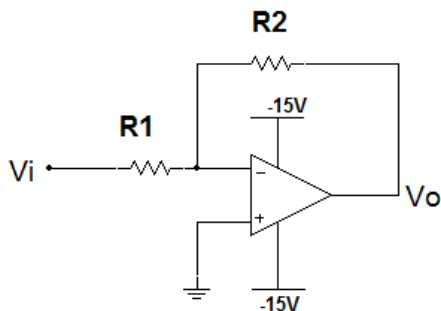


Figura 8.1- Ligações do transdutor de corrente LEM LA 55-P

Analisando a figura anterior conclui-se que é imperativo a transformação do sinal de saída de corrente do transdutor, para um sinal de tensão recorrendo a uma resistência de medida (R_M). A resistência deverá possuir um valor grande para reduzir a susceptibilidade de interferências externas ao circuito. Arbitrou-se a utilização da resistência de medida de 150Ω , resultando a seguinte função de transferência para o valor de tensão de saída do transdutor (V_S), em função da corrente de entrada (I_P):

$$U_S = I_P \times 0.15 \text{ V} \quad (8.1)$$

Sabendo que a amplitude máxima de tensão ocorre para a amplitude máxima de corrente de $50 \times \sqrt{2} = 70.71\text{A}$, a amplitude máxima do sinal de tensão apresentado na equação 8.1 tem o valor 10.65V . Por conseguinte, será necessário corrigir a amplitude de tensão máxima deste sinal para uma amplitude inferior a 1.25V . Por questões de segurança, estabeleceu-se, como razoável, afectar a amplitude do sinal com um ganho de $1/10$, resultando então, a amplitude máxima de 1.065V . Um circuito válido para estabelecer este valor seria um amplificador operacional com uma montagem inversora.



$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (8.2)$$

Figura 8.2- Montagem inversora do
amplificador operacional

O sinal negativo proveniente da montagem inversora poderá ser corrigido em *software*. O sinal de saída desta montagem (V_o) deverá ser dotado de um valor médio de 1.65V . Este facto pode ser conseguido pela soma do valor médio de 1.65V ou pela subtracção do valor -1.65V ao sinal de saída V_o , ilustrado na figura anterior. Optou-se pela última opção, e o valor médio foi conseguido pela montagem seguinte.

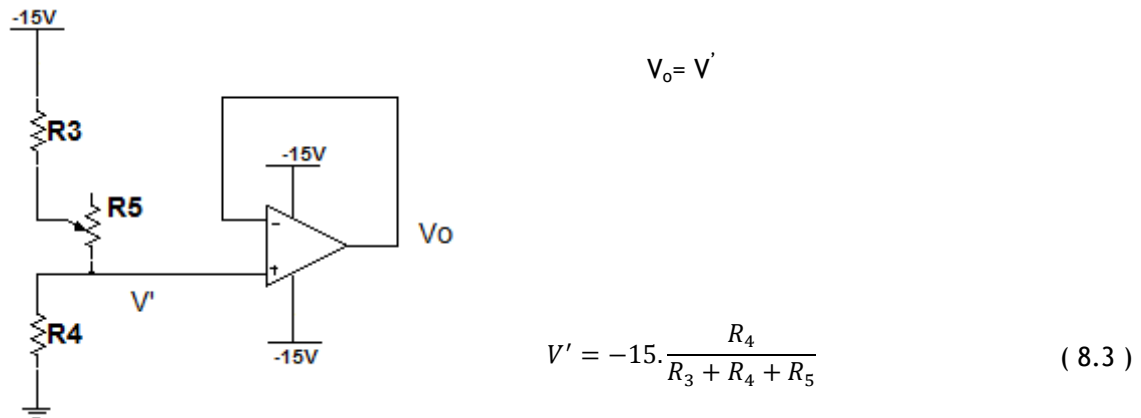


Figura 8.3- Seguidor de tensão

A utilização do potenciômetro R5 presente na montagem anterior, foi com o intuito de corrigir de forma precisa o valor médio V' . As resistências foram dimensionadas de forma a permitir um ajuste fino em 100mV da seguinte forma:

$$\begin{cases} V' = -1.7V = -15 \cdot \frac{R_4}{R_4 + R_3} \\ V' = -1.6V = -15 \cdot \frac{R_4}{R_4 + R_5 + R_3} \end{cases} \quad (8.4)$$

Devido ao sistema de equações (7.4) ter mais incógnitas do que equações, fixou-se o valor da resistência R3 em 10k Ω , resultando o valor de R4 de 1.3 k Ω e o valor de 1k Ω para R5. Os valores destas resistências foram alvo de aproximações e após efectuar, novamente, os cálculos com estes valores, verificou-se que o ajuste passou a ser de 140mV (-1.72V/ -1.58V).

Por fim, utilizou-se um amplificador operacional com uma montagem subtratora para dotar o sinal de medida do valor médio referido.

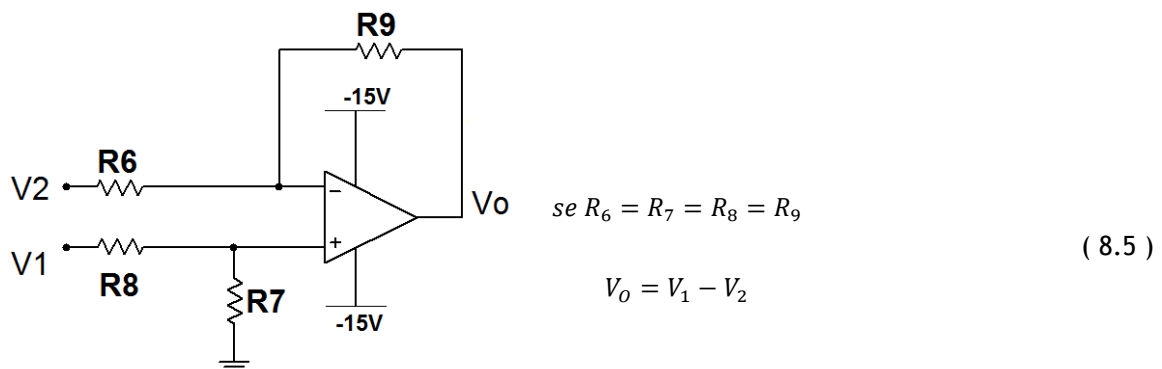


Figura 8.4- Montagem subtratora do amplificador operacional

Por conseguinte, o circuito de condicionamento de sinal do transdutor de corrente foi simulado no *software Multisim* para comprovar os dados obtidos antes da montagem em laboratório.

8.2.2 - Simulação em ambiente *Multisim*

O circuito de condicionamento de sinal foi implementado no *Multisim* e apresenta-se de seguida:

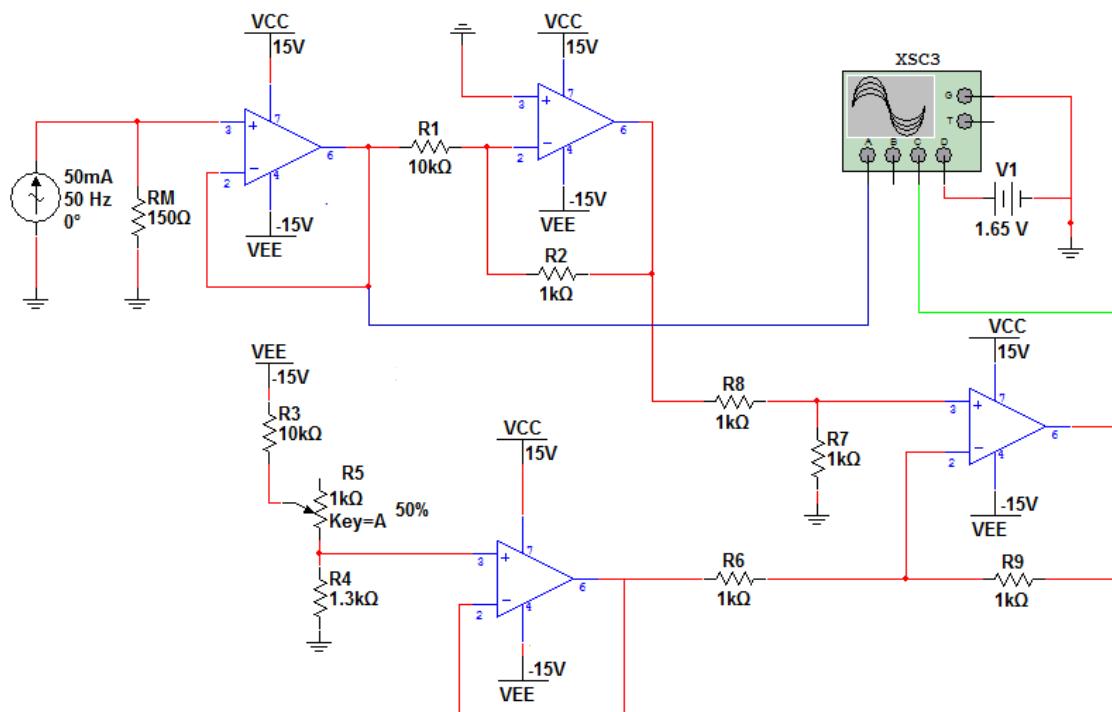


Figura 8.5- Circuito de condicionamento de sinal para o transdutor de corrente

Através da análise do circuito apresentado, pode-se concluir que a tensão de saída do sistema vem em função da corrente eléctrica do transdutor de corrente da seguinte forma:

$$V_o = -i_p \cdot R_M \cdot \frac{R_2}{R_1} + 1.65 \text{ V} \Rightarrow -i_p \cdot 0.015 + 1.65 \text{ V} \quad (8.6)$$

Após o ajuste do potenciómetro R5 de modo a que o valor médio seja 1.65V, colocou-se o transdutor de corrente modelizado como sendo uma fonte de corrente. Este modelo de corrente alternada de valor eficaz de 50mA e cuja frequência de 50 Hz foi estabelecido para emular a forma de onda de corrente medida. Na figura seguinte ilustra-se os resultados para o sinal de tensão aos terminais da resistência de medida (RM), ilustrado na figura anterior a azul, e o valor de saída do circuito de condicionamento de sinal, assinalado a verde.

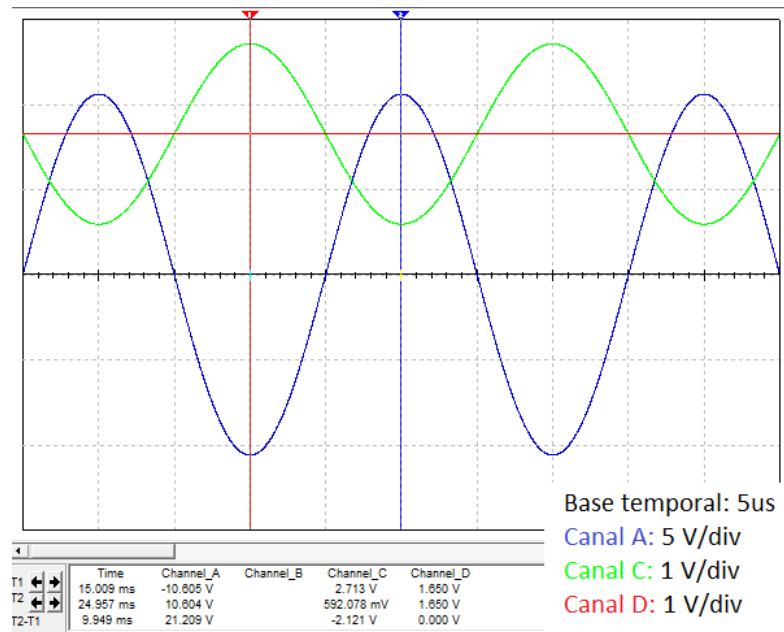


Figura 8.6- Formas de onda de entrada (azul) e saída (verde) do circuito de condicionamento de sinal

Verifica-se que as duas formas de onda se encontram em oposição de fase, devendo-se ao facto da montagem inversora utilizada. Este fenómeno pode ser corrigido em *software* na FPGA. No instante do cursor vertical vermelho verifica-se que o valor máximo de tensão para o sinal de saída é de 2.713V, valor caracterizado pelo valor médio de 1.65V. De acordo com a eq. (8.6) o valor esperado seria de 2.711V, resultando um erro relativo inferior a 0.1%. A diferença de valores advém dos amplificadores operacionais utilizados na simulação não serem ideais e de possíveis arredondamentos efectuados.

Através dos resultados obtidos na simulação do circuito de condicionamento de sinal para o transdutor de corrente, pode-se concluir que os requisitos impostos no capítulo anterior foram cumpridos.

8.3 - Condicionamento de sinal do transdutor de tensão

8.3.1 - Dimensionamento

O circuito de condicionamento de sinal para o transdutor de tensão é semelhante ao realizado para o transdutor de corrente. Para o seu projecto prestou-se especial atenção aos seguintes requisitos:

Tabela 8.2- Requisitos necessários ao dimensionamento do circuito de condicionamento de sinal para o transdutor de tensão

Sinal a adquirir pelo ADC	
Amplitude máxima de tensão de saída	1.25V
Valor médio do sinal de tensão	1.65V
Transdutor de tensão	
$I_s = I_P \times 2.5$ (mA)	
Resistência medida (@ $V_{CC}=15V$)	$100\Omega < R_M < 350\Omega$

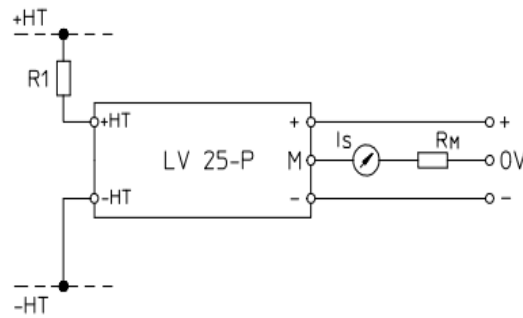


Figura 8.7- Ligações do transdutor de tensão LEM LA 55-P

Como ilustrado na tabela anterior a corrente de saída do transdutor virá em função do valor da corrente de entrada. No entanto, pretende-se determinar o valor de tensão do sinal de saída em função do valor de tensão do sinal de entrada. Definindo V_p como a tensão de entrada e V_s a tensão do sinal de saída resulta:

$$\begin{cases} V_p = R_1 i_p \\ V_s = R_M i_s \\ i_s = i_p \times 2.5 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} i_p = \frac{V_p}{R_1} \\ V_s = 2.5 \frac{R_M}{R_1} V_p \end{cases} \quad (8.7)$$

Determinando o valor nominal de corrente de entrada para o valor de 500V respectivos a V_p , conclui-se que a resistência R_1 terá o valor de 50 k Ω . O valor *standard* para a resistência mais próximo será o de 56k Ω . O valor de R_M deverá ser, também, elevado para reduzir a susceptibilidade electromagnética de circuitos externos e o valor utilizado foi de 330 Ω . Finalizando então a função de transferência na seguinte expressão:

$$V_s = 0.0147 \cdot V_p \quad (8.8)$$

Tal como no circuito de condicionamento de sinal do transdutor de corrente, é necessário afectar o sinal V_s de valor médio de 1.65V e a amplitude máxima de saída, que ocorre para os 500V, para um valor inferior a 1.25V. De acordo com os requisitos apresentados, pode-se afirmar que o circuito de condicionamento de sinal para este transdutor é semelhante a menos do ganho em amplitude necessário ajustar.

A tensão máxima de saída, de acordo com a função de transferência apresentada, é de 7.35V @ 500V. Por conseguinte, o ganho escolhido para afectar este sinal foi de 1/6.9. Deste modo utilizou-se a montagem inversor apresentada na figura 8.2 com os valores de $R_1 = 6.9\text{k}\Omega$ e $R_2 = 1\text{k}\Omega$.

Por fim, foi utilizado um amplificador operacional com montagem substractora e subtraiu-se o valor negativo proveniente da saída do amplificador da figura anterior ao valor positivo de 1.65V. Na próxima secção apresenta-se o circuito respectivo. Resultando então a seguinte função de transferência:

$$V_s = 0.00213V_p + 1.65 \text{ (V)}$$

Na secção seguinte será realizado a implementação no software Multisim e verificar o funcionamento do dimensionamento realizado.

8.3.2 - Simulação *Multisim*

Na figura seguinte apresenta-se o circuito de condicionamento de sinal utilizado para o transdutor de tensão, evidenciando-se ser muito semelhante ao apresentado anteriormente.

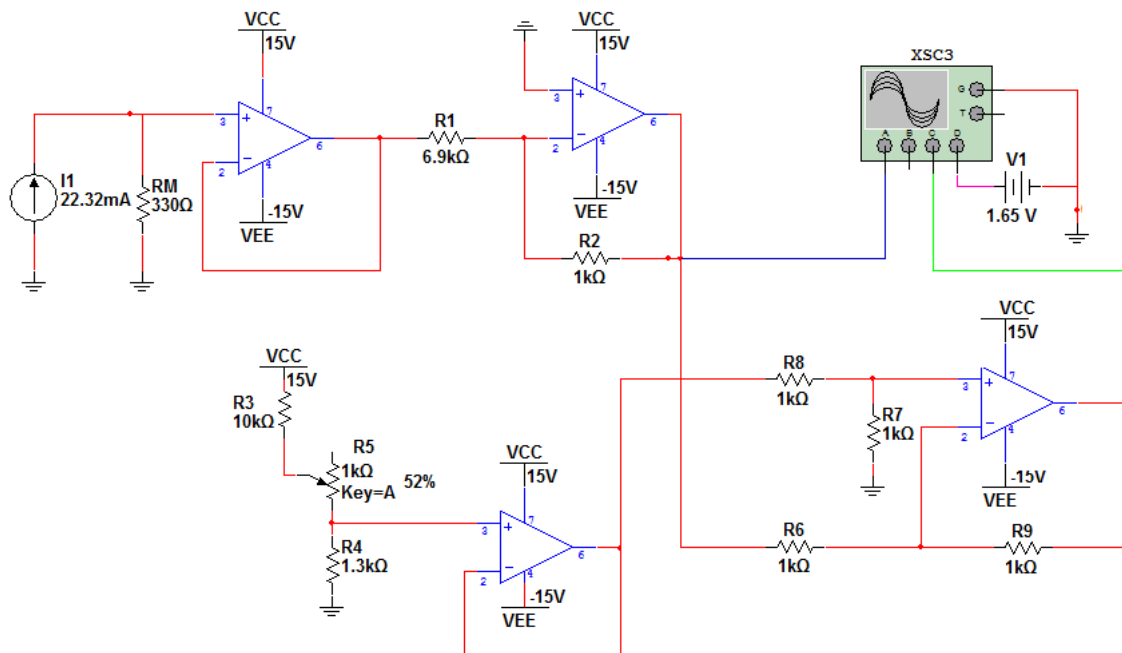


Figura 8.8- Circuito de condicionamento de sinal para o transdutor de tensão

O sinal proveniente do transdutor de tensão foi modelizado como sendo uma fonte de corrente. O seu valor, apresentado na figura anterior, advém da corrente de saída para o valor de 500V. O circuito apresentado na figura anterior foi simulado no *Multisim* e obtiveram-se os seguintes valores.

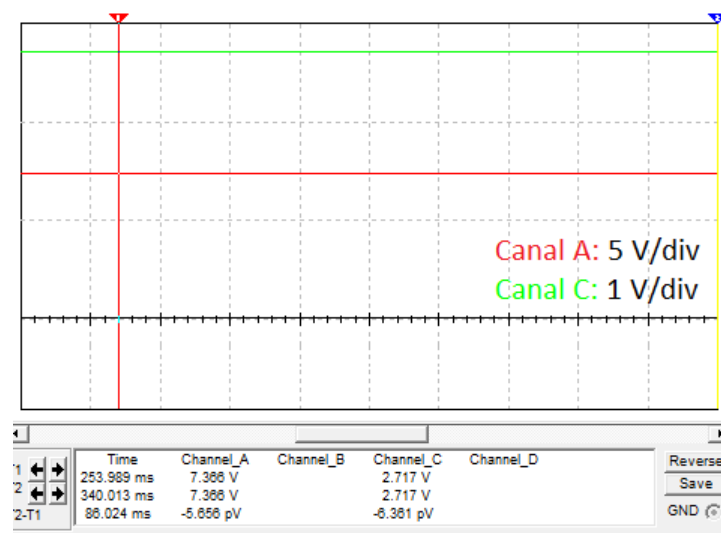


Figura 8.9- Formas de onda de entrada (verde) do circuito de condicionamento e de saída (vermelho)

Na figura anterior identifica-se a vermelho o valor do sinal de tensão aos terminais da resistência de medida de 330Ω . O valor de 22.32mA provoca uma diferença de potencial aos terminais da resistência de medida, tal como apresentado na figura anterior, de 7.366V . Por conseguinte, este valor é afectado do ganho de $1/6.9$ e do valor médio. Resultando então, o sinal a verde de 2.717V . De acordo com o valor teórico apresentado na secção anterior, o erro relativo destes valores é inferior a 0.04% .

8.4 - Circuito de conversão de sinal eléctrico-óptico

8.4.1 - Dimensionamento

O circuito utilizado para a conversão eléctrico-óptico é o apresentado na *datasheet* do transmissor óptico HBFR1531. O circuito aconselhado pelo fabricante *Avago Technologies* é apresentado na figura seguinte.

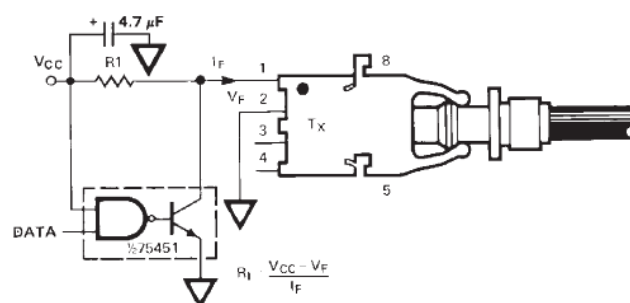


Figura 8.10- Circuito utilizado para realizar a conversão do sinal eléctrico em óptico

Na figura anterior são apresentados vários dispositivos, dos quais o transmissor óptico, um *drive* de corrente e uma resistência denominada R1. O *drive* de corrente do ponto de vista funcional é representado por uma porta lógica NAND e por um transistor em modo de interruptor. A essência desta *drive* é desviar, quando necessário, a corrente responsável por ligar o *LED* do transmissor óptico. Através da análise da figura, pode-se concluir que caso o sinal lógico Data tiver o nível lógico alto, o interruptor abre, fazendo circular a corrente eléctrica I_F pelo *LED* do transmissor ópticos, obrigando-o a ligar. Por outro lado, quando o nível lógico da entrada Data for baixo, o interruptor fecha desviando a corrente eléctrica para o potencial nulo da fonte de alimentação, desligando o *LED*.

A essência deste circuito é dimensionar de forma correcta a resistência R1 de modo a o sinal ópticos levar energia suficiente para o receptor óptico. A corrente eléctrica necessária para fazer ligar o *LED* depende do tipo de fibra óptica e do comprimento do cabo. De seguida ilustra-se a relação entre ambos.

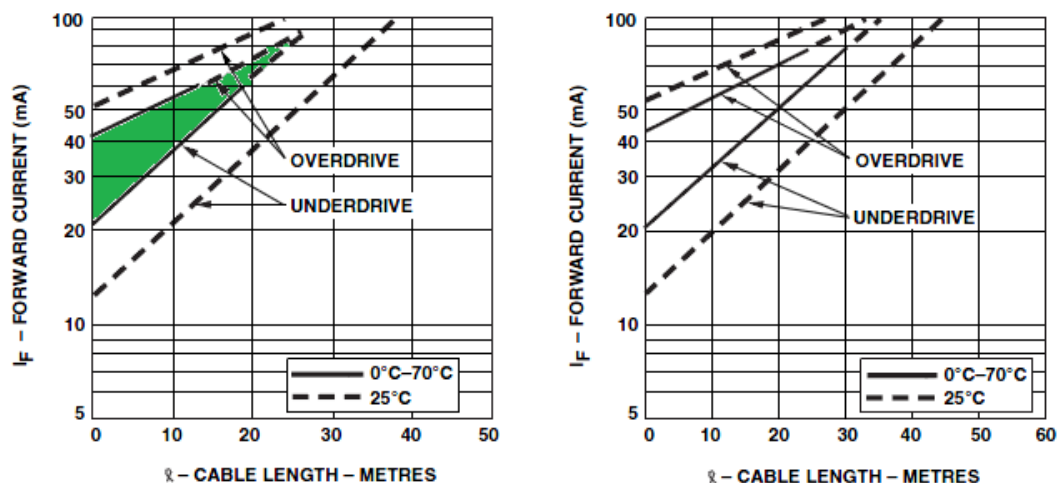


Figura 8.11-Corrente eléctrica do transmissor óptico em função do comprimento do cabo

Na figura anterior ilustra-se dois gráficos, em que o da esquerda é para um cabo de fibra óptica normal e o da direita para um cabo otimizado. A diferença essencial entre ambos é que no cabo de fibra óptica otimizado o sinal óptico, pode ser transmitido a maiores distâncias com o transmissor utilizado. Sendo a corrente eléctrica função da temperatura do transmissor e a distância, considerou-se o caso mais desfavorável para o dimensionamento da corrente eléctrica a circular no mesmo. Seguramente, o caso mais desfavorável é para o caso em que o transmissor óptico se encontra numa gama de temperaturas elevadas como se apresenta na figura anterior. Concluindo-se então, que a área colorida da figura é a região onde deve funcionar o circuito que controla a corrente eléctrica do transmissor.

Por conseguinte, sendo um cabo de fibra de 2m de comprimento verifica-se que a corrente eléctrica necessária se encontra no intervalo de 20mA a 40mA. Para não permitir que o efeito de temperatura interfira na transmissão do sinal, dimensionou-se o valor da corrente para o meio deste intervalo. Assim, o valor de corrente mais adequado para que a comunicação funcione correctamente é de 30mA. Deste modo, a tensão de alimentação e a resistência devem ser dimensionados de forma ao valor de corrente ser cumprido. Do ponto de vista de bom senso, deveria ser utilizado o valor da tensão de alimentação *standard* de 3.3V devido a ser comum com a tensão da FPGA.

8.5 - Conclusões

Neste capítulo foram apresentados possíveis circuitos de condicionamento de sinal que cumprem os requisitos apresentados no capítulo anterior para os transdutores apresentados.

Os circuitos apresentados foram analisados e estudadas as suas funções de transferência. Por conseguinte, foram simulados os circuitos no *software Multisim* e verificou-se que executam as suas funções de forma adequada com um erro relativo inferior a 0.2% para o circuito de condicionamento para o transdutor de corrente e 0.04% para o de tensão.

Ainda neste capítulo, foi apresentado o dimensionamento do circuito que faz a conversão do sinal eléctrico em óptico. Referiu-se, também, que é importante tomar em atenção os fenómenos de temperatura e do tamanho do cabo a utilizar que influenciam a quantidade de energia necessária ao sinal óptico.

No próximo capítulo são apresentados os testes realizados nas placas PCB construídas para verificar de forma prática o dimensionamento de todos os componentes presentes neste capítulo.

Capítulo 9

Resultados experimentais

9.1 - Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos na plataforma de controlo, assim como nos equipamentos de aquisição de sinal. Nos procedimentos experimentais são apresentadas as condições de teste, acompanhados dos respectivos resultados e munidos de explicações.

Apresentou-se a arquitectura utilizadas para a plataforma de controlo, apresentando de que forma é que se conectou internamente com os seus periféricos assim como dispositivos externos. Foi apresentado também o desempenho dos dispositivos de aquisição e condicionamento de sinal.

No final do capítulo serão apresentados as respectivas conclusões.

9.2 - Plataforma de controlo

A plataforma de controlo FPGA 3E foi preponderante para a execução do sistema. Tem a característica de possuir uma arquitectura configurável de acordo com o processo a controlar. De acordo com a arquitectura funcional do sistema, foi necessário criar novos periféricos recorrendo às características da placa. A arquitectura é apresentada no ponto seguinte.

9.2.1 - Arquitectura FPGA 3E

De acordo com a arquitectura funcional do sistema, a FPGA tinha a função de gerir a informação que lhe seria enviada, tratar os respectivos dados e por conseguinte processar as suas saídas. Deste modo teria uma arquitectura MIMO. A placa de controlo foi dividida de acordo com esses três campos como se visualiza na figura seguinte.

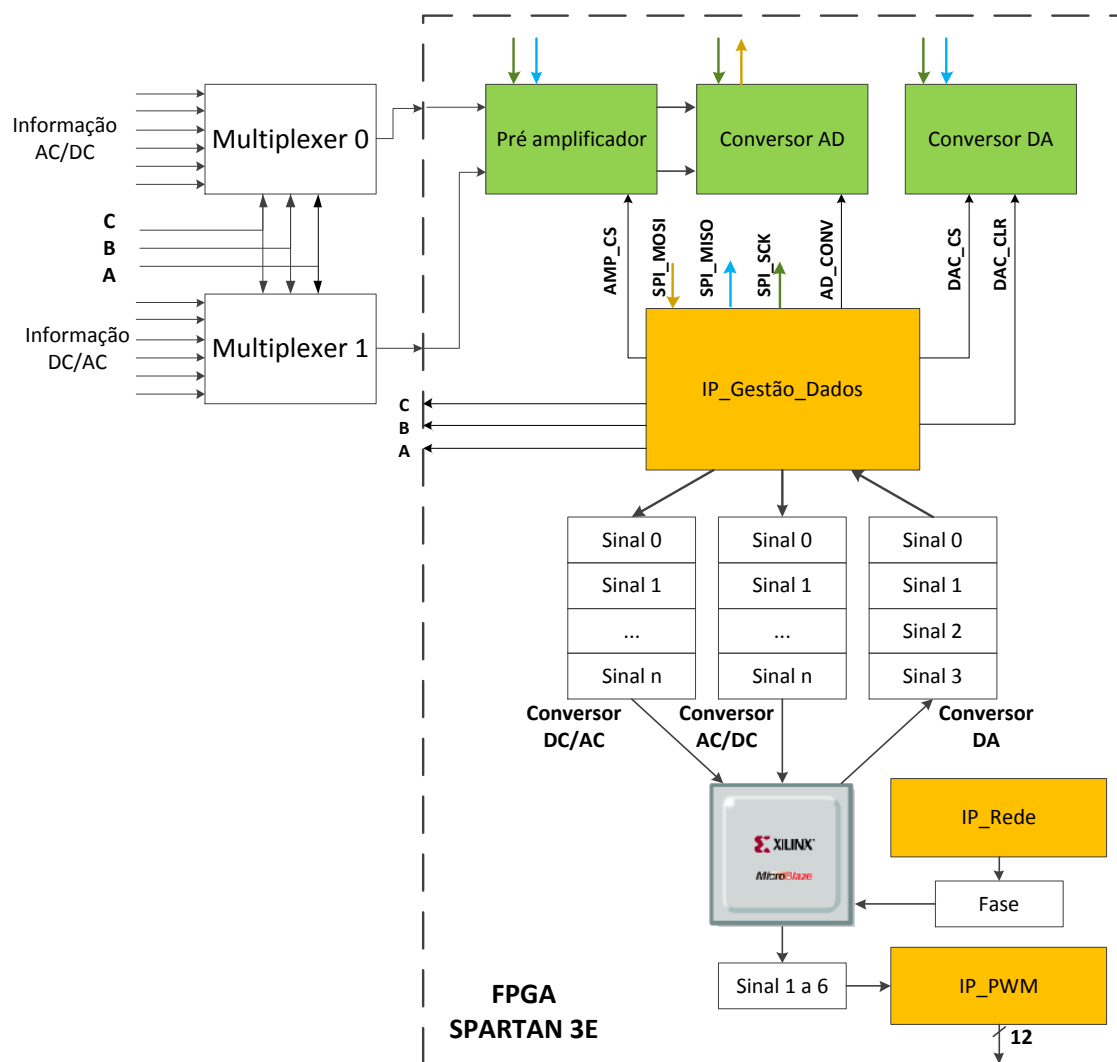


Figura 9.1-Arquitectura dos dispositivos da Spartan 3e

Na figura anterior observa-se a verde os periféricos já existentes na placa Spartan 3e. No entanto é preciso realizar a comunicação entre os diversos periféricos e realizar assim a gestão do barramento SPI visto que é partilhado entre os diversos dispositivos. Como é apresentado na figura existe um bloco designado IP_Gestão_dados identificado a cor-de-laranja. Este bloco é responsável pela gestão do barramento SPI, comutação dos canais dos dois multiplexers externos, amostragem dos sinais analógicos e por conseguinte envio de sinais para os conversores DA. Este bloco interage com o processador Microblaze através de vários registos partilhados entre ambos. Cada um dos registos partilhados contém os valores respectivos a cada um dos sinais analógicos amostrados. Assim existem $n+4$ registos partilhados entre o IP_Gestão_Dados e o processador, em que n é o número de sinais analógicos amostrados e 4 é o número de conversores DA existentes na placa.

O processador Microblaze em cada ciclo de relógio lê os valores dos registos e processa por conseguinte o valor respectivo das suas saídas. As saídas do processador são gravadas em seis registos. Estes últimos são partilhados com outro periférico criado e identificado IP_PWM.

O periférico IP_PWM calcula o novo PWM com base nos valores dos registos criados. Deste modo, após a leitura dos seis registos produz os doze sinais de PWM para os doze transístores

dos conversores AC/DC e DC/AC já dotados de tempo morto entre os transístores presentes no mesmo braço.

O periférico IP_Reede é um bloco que gera o valor de fase de uma rede de 50Hz virtual.

Bloco IP_Gestão_dados

A interface com os periféricos pré-amplificador, ADC e DAC da FPGA tem de cumprir determinados requisitos temporais, tal como ilustrado no Anexo C. Juntando o facto de partilharem o mesmo barramento SPI, a interacção com os respectivos blocos terá de ser em série. Deste modo o bloco responsável pela gestão destes periféricos seguiu a seguinte máquina de estados:

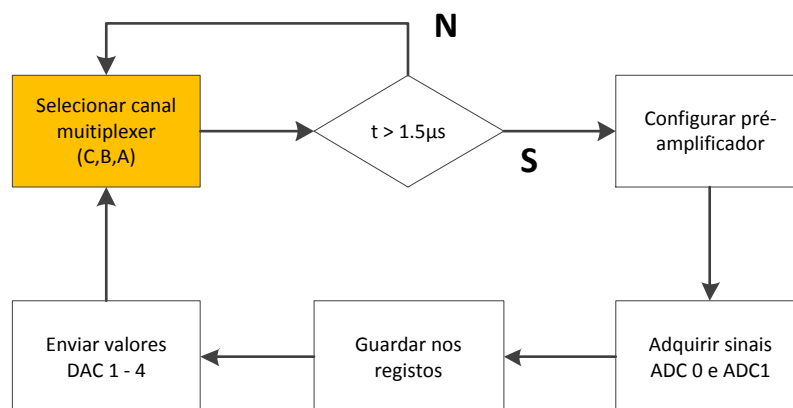


Figura 9.2-Algoritmo de gestão dos periféricos

O início do algoritmo de controlo é marcado pela mudança dos canais do multiplexers. Após a selecção do canal o bloco aguarda 1.5µs e só após a passagem deste tempo é que o algoritmo evolui. O tempo de espera serve para que os multiplexers estabilizem nas saídas os valores dos canais seleccionados, não realizando portanto leituras erradas pelos AD. Nos estados em que se deve configurar o pré amplificador, adquirir sinais ou enviar valores para os ADC's é corrido o algoritmo de interacção com o respectivo periférico em questão, como ilustrado no Anexo C.

Na figura seguinte visualiza-se os sinais produzidos pelo bloco IP_Gestão_Dados para seleccionar os canais dos Multiplexers.

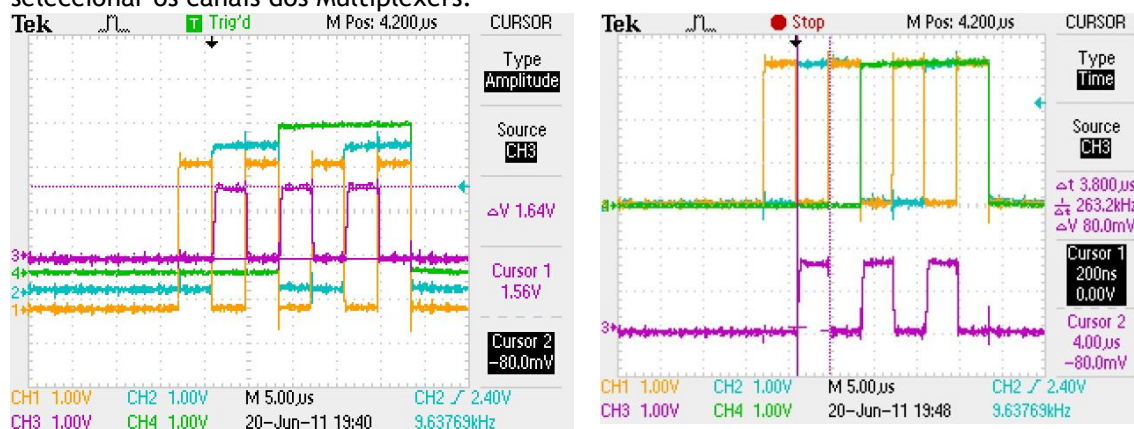


Figura 9.3- Sinais de selecção dos Multiplexers e o sinal de saída do Multiplexer 0

Na figura anterior visualiza-se a evolução dos sinais de selecção dos canais dos multiplexeres e a respectiva saída do multiplexer (roxo). Sendo os sinais Verde, Azul e Amarelo a representação dos bits de selecção C, B, A respectivamente. Sendo o bit C (verde) o mais significativo e A (amarelo) o bit menos significativo.

Por sua vez ilustra-se que o algoritmo apresentado na figura 9.2 dura cerca de $3.8\mu\text{s}$.

9.2.2 - Bloco IP_PWM

O bloco IP_PWM como referido realiza a leitura de vários registos, compara com o valor da portadora triangular respectiva a cada conversor electrónico, e por conseguinte os PWM resultantes são aplicados a pinos lógicos da Spartan 3E.

Os PWM produzidos para cada braço de um conversor electrónico são dotados de tempo morto $1\mu\text{s}$ entre comutações de modo a evitar o curto-circuito do barramento de condensadores.

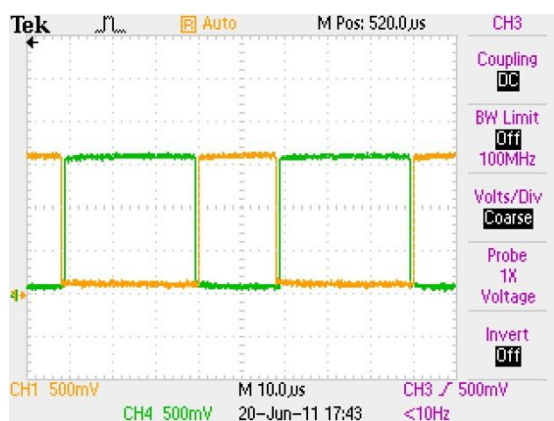


Figura 9.4- PWM aplicado a transístores do mesmo braço do conversor electrónico

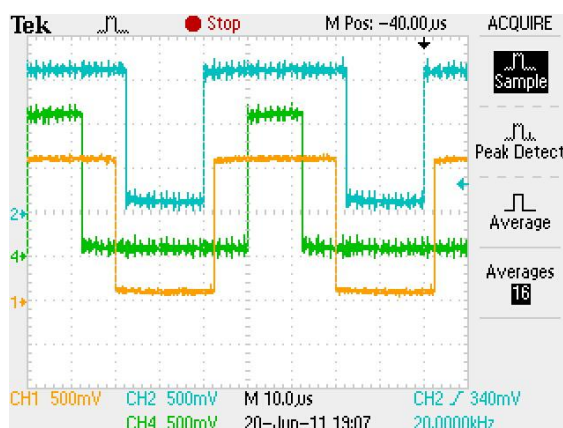


Figura 9.5- PWM aplicado aos transístores superiores do conversor DC/AC

Nas figuras anteriores é possível verificar que o período do PWM criado é de $50\mu\text{s}$ (20 kHz). De acordo com a figura 9.5, verifica-se que os PWM criados para os transístores superiores do conversor DC/AC encontram-se centrados. Este fenómeno deve-se ao facto da portadora possuir uma forma triangular. Na figura seguinte ilustra-se a duração do tempo morto dos PWM.



Figura 9.6- Tempo morto entre as comutações

Por conseguinte o tempo morto entre as comutações possui o valor de 1 μ s tal como o que era pretendido.

9.2.3 - Bloco IP_Rede

O bloco IP_rede é um modelo representativo do modelo da rede eléctrica e um PLL. Este bloco cria uma onda em forma de dente de serra com o período de 20ms, emulando então a fase da rede eléctrica proveniente de um circuito de PLL.

Recorrendo a um dos conversores digital analógico da FPGA resultou o modelo da rede eléctrica.

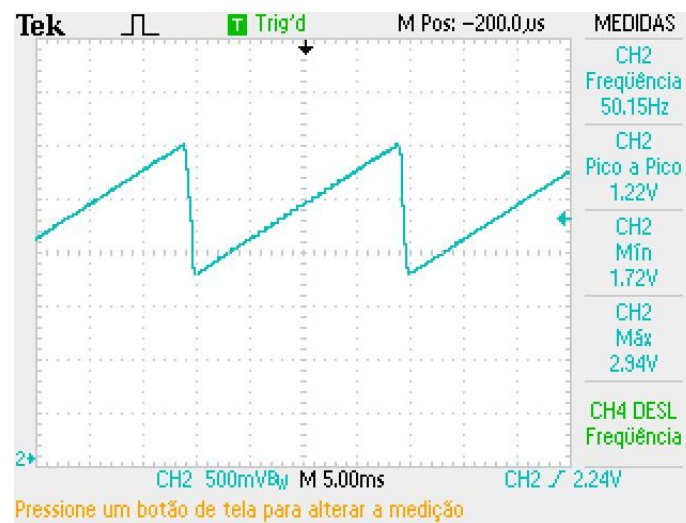


Figura 9.7- Modelo da fase da rede eléctrica

9.2.4 - Microblaze

O processador microblaze teve a função de processamento dos sinais adquiridos pelos periféricos criados, processa-los e conceber as respectivas saídas. O processamento implementado no microblaze foi o seguinte:

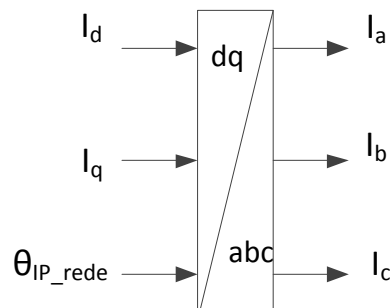


Figura 9.8- Transformada inversa de Park-Clarke

Como ilustrado na figura anterior, o Microblaze recebia o valor da fase do modelo da rede e com base nos valores das correntes I_d e I_q produzia a referência de três correntes no

referencial estático abc. Por sua vez o valor das três correntes seria guardado nos registos partilhados com o bloco IP_PWM para ser produzidos os PWM para accionar os semicondutores do conversor DC/AC.

9.3 - Interface entre Spartan 3E e conversor Back-Back

A placa de conversão de sinal eléctrico/óptico foi construída de acordo com o esquema presente na figura 8.10. A placa construída concebida tem como entradas doze sinais eléctricos provenientes da FPGA Spartan 3E que por sua vez são convertidos em sinais ópticos recorrendo aos transmissores ópticos. Aquando da manufactura da placa, foi pensada para realizar uma ligação robusta com a plataforma de controlo, tarefa que foi concluída pela utilização de um conector FX2-fêmea compatível com a placa de controlo utilizada. Assim a placa foi possível de ser ligada directamente à plataforma de controlo evitando a utilização de condutores eléctricos.

Após a concepção da referida placa seguiu-se a verificação do seu funcionamento. A validação do seu teste foi recorrendo à aplicação de um PWM a todos os canais e verificar se o funcionamento cumpria os requisitos impostos. Na figura seguinte ilustra-se o resultado de um dos testes.

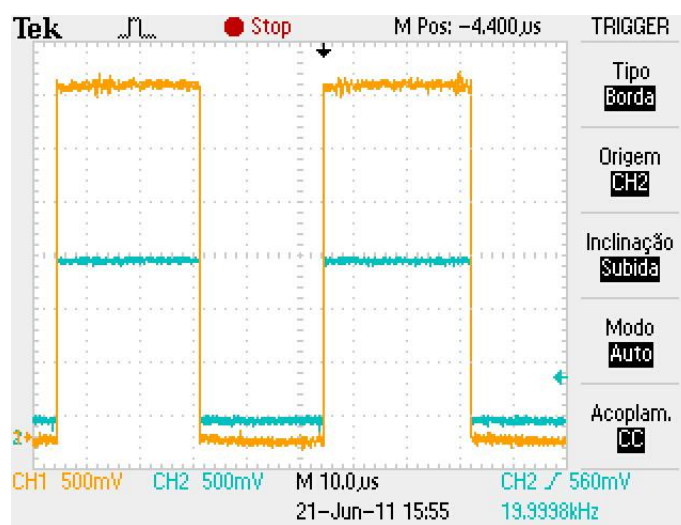


Figura 9.9- Sinal PWM da Spartan 3E e tensão dos terminais do transmissor óptico

Na figura anterior observa-se dois PWM sincronizados, sendo o sinal amarelo a saída de PWM da FPGA e o sinal a azul a forma de onda dos terminais do transmissor óptico. Segundo o fabricante, o transmissor óptico utilizado possui valor lógico compreendido no intervalo de 1.45V e 2.02V caso o mesmo se encontre em condução. Porém se o valor lógico aos seus terminais seja nulo, o transmissor desliga-se. Através da observação da figura anterior verifica-se que quando a FPGA coloca o sinal eléctrico a nível lógico alto, o transmissor óptico efectivamente conduz, caso contrário encontra-se desligado. Outra observação a reter é o facto de o PWM ter um período de 50µs.

O PWM foi aplicado a todos os canais da placa obtendo resultados idênticos. Após a realização do teste pode-se concluir que efectivamente a placa se encontra a funcionar de forma correcta.

9.4 - Corrente eléctrica do VSC

Tendo construído os periféricos atrás referidos procedeu-se à realização dos testes em malha aberta do VSC. Para realizar o referido teste, carregou-se o barramento DC com 82V, recorrendo à seguinte montagem:

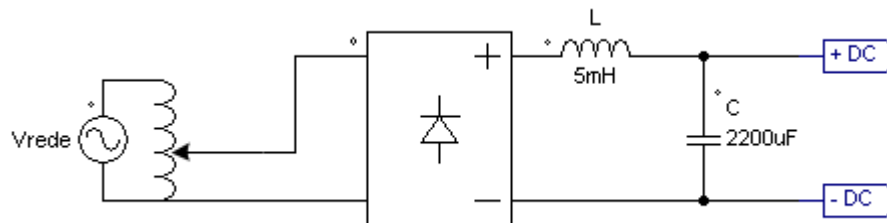


Figura 9.10- Fonte de alimentação DC para carregar o barramento DC

A presença do filtro LC foi útil para minimizar tanto o ripple de corrente como o ripple de tensão no barramento de condensadores do conversor Back-Back.

Por conseguinte no Micro Blaze foi criado a referência de corrente i_q com 3A e a componente $i_d=0A$. Recorrendo a uma pinça amperimétrica mediu-se a seguinte forma de onda da corrente eléctrica na fase A.

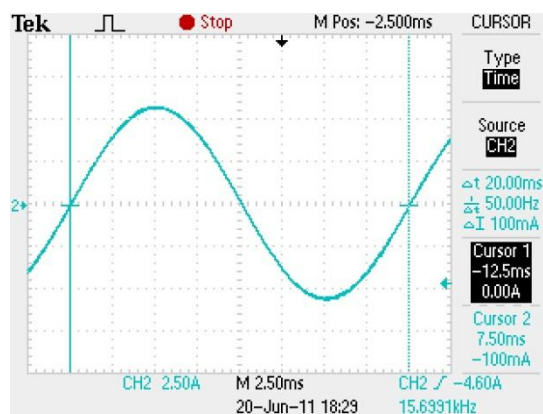


Figura 9.11- Forma de onda da corrente eléctrica produzida pelo VSC

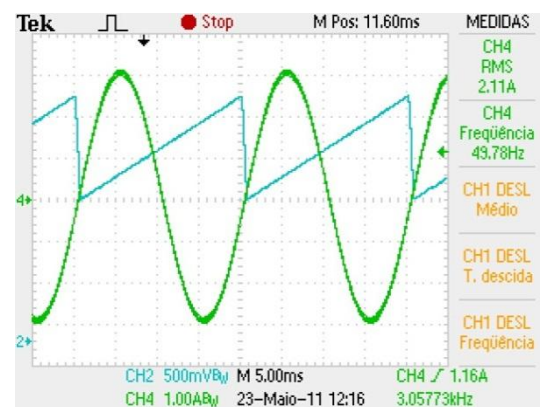


Figura 9.12- Corrente eléctrica e fase do modelo da rede

A corrente eléctrica tem uma forma sinusoidal com um período de 20ms (50 Hz). A sua amplitude é de $2.4 \text{ div} \times 2.5 = 6 \text{ A (pico)} / 4.2 \text{ A (rms)}$. De seguida apresenta-se o espectro harmónico produzido pelo VSC:



Figura 9.13- Espectro da corrente eléctrica da fase A do VSC

De acordo com as figuras anteriores verifica-se que o VSC cria a corrente eléctrica apenas com o harmónico fundamental de 50 Hz, assim como o harmónico originado pela comutação dos semicondutores do VSC a 20kHz. Observando o espectro harmónico produzido nas figuras anterior verifica-se que os resultados são semelhantes aos obtidos na simulação do VSC no Matlab/Simulink.

9.5 - Placa de aquisição e condicionamento de sinal dos transdutores de corrente

Após a concepção da placa de interface com a fibra óptica, assim como a programação do Microblaze e dos novos periféricos, seguiu-se a aquisição e condicionamento de sinal dos transdutores de corrente do conversor DC/AC. O resultado para um dos sinais de medida dos transdutores foi o seguinte.

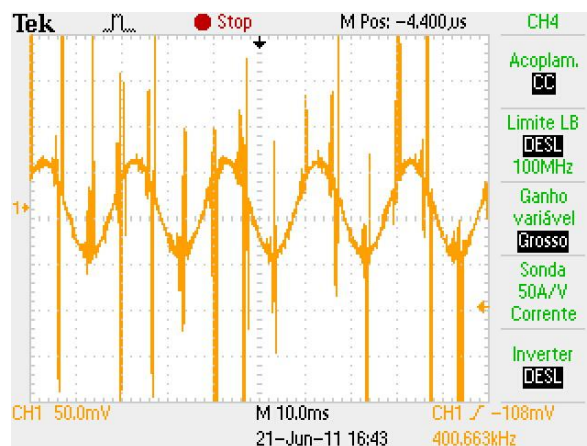


Figura 9.14- Ruído EM do sinal de medida do transdutor de corrente

9.5.1 - Ruído electromagnético

Tek ● Stop M Pos: -38.00ns

TRIGGER

Tipo **Borda**

Origem **CH3**

Inclinação **Descida**

Modo **Auto**

Acoplam. **CC**

M 50.0ns CH3 35.2V

CH3 40.0VBW CH4 5.00ABW 23-Maio-11 10:36 19.9999kHz

Observando a figura anterior, verifica-se que o interruptor comuta em cerca de 50ns com uma tensão inicial de aproximadamente 80V e 10A de corrente de carga. O transistor em questão segundo a sua folha de características demoraria cerca de 1.2 μ s a ligar com uma tensão aos seus terminais de 900V/450A. Devido a estar a comutar apenas com 2.2% do seu valor nominal, o dispositivo comuta muito mais rápido, como verificado na figura anterior. A rápida comutação com elevado gradiente de tensão origina ruído electromagnético tanto conduzido como irradiado na periferia do conversor Back-Back.

Figura 9.16- Circuito de drive do IGBT

Na figura anterior é ilustrado o circuito de drive de um dos IGBT's do conversor Back to Back fornecido pelo fabricante. Sabe-se que o tempo de entrada em condução do IGBT depende da capacidade existente entre os terminais de gate-emissor (V_{ge}) e da resistência de gate ilustrada na figura anterior (R_{gon}). Sendo a capacidade existente entre a gate e o emissor parâmetros físicos do próprio transistor, para alterar a constante de tempo de entrada em condução $R_{gon}C$ apenas se poderia alterar a resistência de gate. No entanto a drive do IGBT não permitia fazer essas alterações pelo que esta solução não foi validada. Deste modo, as soluções a adoptar passariam pela realização de outro tipo de modificações externas ao conversor Back to Back.

A placa de aquisição e condicionamento dos transdutores de corrente é de seguida ilustrada.

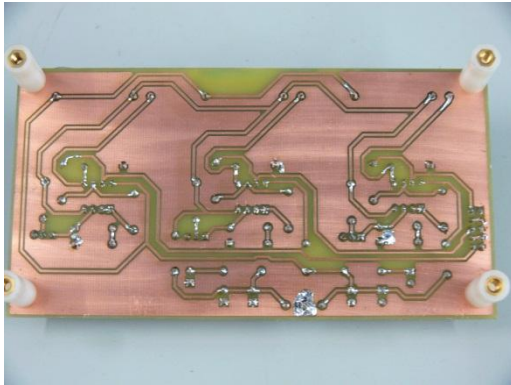


Figura 9.17- preenchimento dos espaços vazios da PCB com cobre

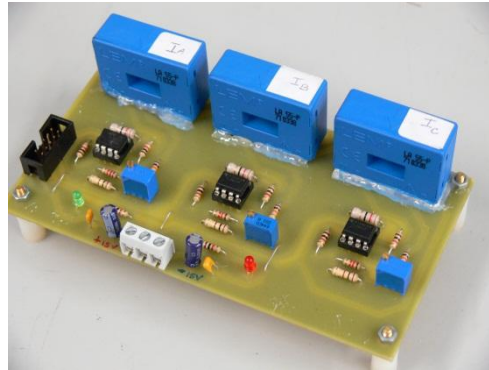


Figura 9.18- Primeira versão da PCB de aquisição e condicionamento de sinal da corrente eléctrica

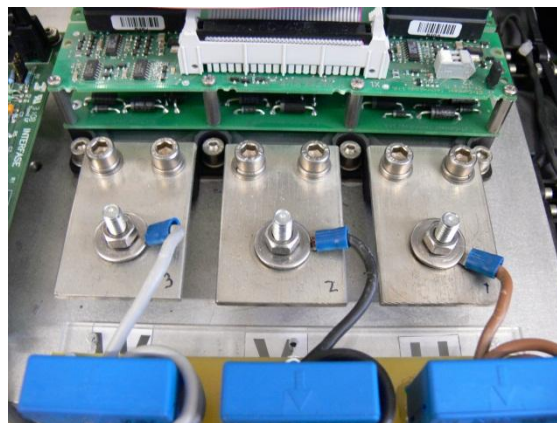


Figura 9.19- Localização da PCB junto aos módulos dos IGBTs

Como se visualiza nas figuras anteriores verifica-se que a placa tem algumas características que permitem a susceptibilidade do ruído irradiado. Em primeiro lugar verifica-se que se encontra muito próxima à origem do ruído EM, pelo que a torna mais sensível aos efeitos ruidosos. Por baixo da placa, onde se fizeram as ligações de cobre entre os dispositivos, preencheu-se os espaços vazios desta com cobre (coupper pour). Por conseguinte o coupper pour foi associado ao pino de massa do circuito de comando. Por sua vez, e devido à proximidade da fonte geradora de ruído, o coupper pour não só tinha a função de ligar tudo à massa, como também serviu de antena para o ruído EM. Deste modo todos as placas e equipamentos, que se encontravam ligados à referida massa, tiveram o ruído

electromagnético (EM) sobreposto aos seus sinais. A solução adoptada para minimizar o efeito do ruído EM foi a realização de novas PCB's, separando os transdutores de corrente do circuito de condicionamento de sinal. Ainda tomando em consideração que a saída dos respectivos transdutores é um sinal eléctrico em corrente, a interface entre os circuitos de condicionamento e aquisição fora em corrente eléctrica.

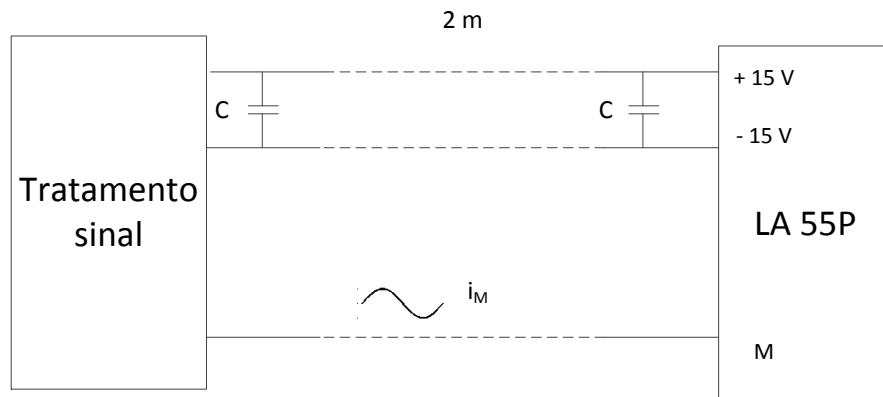


Figura 9.20- Interface entre o circuito de tratamento de sinal e do transdutor de corrente

Na figura anterior ilustra-se a interface das placas de aquisição e tratamento de sinal. O sinal de medida foi transmitido em corrente eléctrica. Por último, colocaram-se condensadores para filtrar o ruído que se propagava pelas linhas de alimentação dos transdutores de corrente. Foram também adoptadas várias soluções que no seu conjunto diminuíram o efeito do ruído EM. A primeira solução foi a utilização de cabos blindados, tanto para circuito de sinal, como para circuitos de potência.

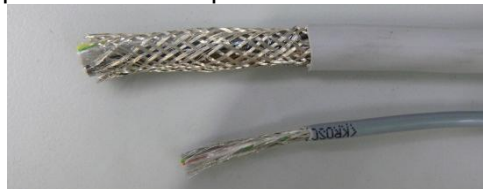


Figura 9.21- Cabos utilizados nas montagens

As blindagens dos cabos, assim como as massas metálicas, quer do conversor back to back, quer as da carga foram ligadas ao circuito de terra.



Figura 9.22- Ligações das massas à terra

Ainda para minimizar o ruído EM irradiado foi construída uma caixa metálica onde se inseriu o conversor back-to-back, contudo os resultados não foram satisfatórios.

Para reduzir o ruído EM conduzido, os cabos de potência foram envolvidos em ferrites de modo a criar uma pequena indutância na ligação do conversor à carga. As ferrites em série com os condutores permitem criar uma impedância significativa às componentes de corrente de alta frequência, minimizando então a sua amplitude.

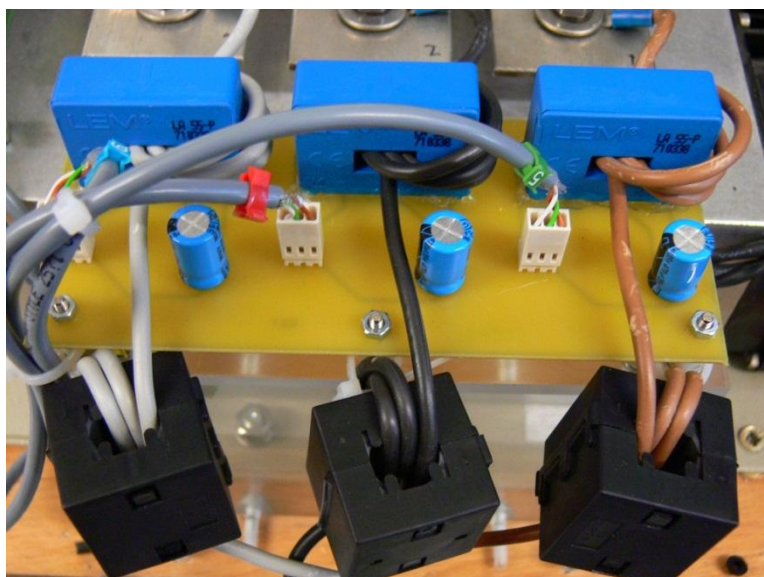


Figura 9.23- Placa de aquisição de sinal e linhas AC dotadas de ferrites

Após a inserção das ferrites apresentadas na figura anterior, assim como as soluções reveladas anteriormente, apresenta-se de seguida os resultados obtidos. A figura seguinte ilustra os sinais de medida dos transdutores após a sua transformação de corrente para tensão e o sinal medido por uma pinça amperimétrica.

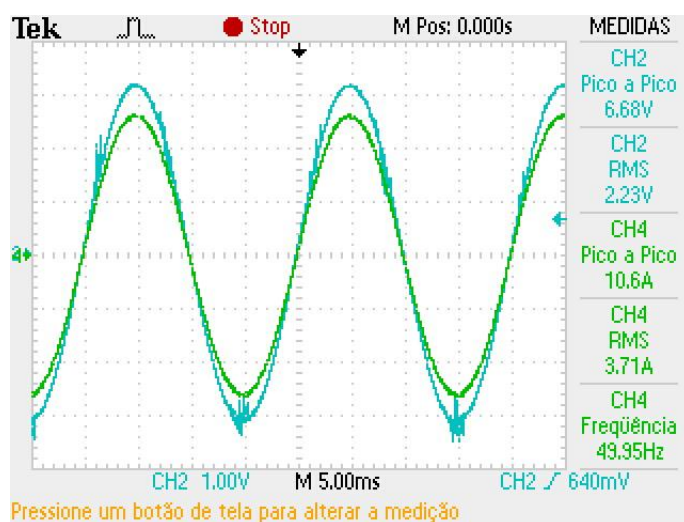


Figura 9.24- Sinal de corrente medido por uma pinça amperimétrica e pelo transdutor de corrente

A figura anterior ilustra a azul o sinal de tensão do transdutor de corrente e a verde o sinal proveniente da respectiva pinça amperimétrica. Verifica-se de facto que o sinal do respectivo transdutor de corrente foi bastante melhorado do ponto de vista do ruído EM, tendo sido anulado. Na imagem anterior verifica-se que o sinal de corrente de 3.71A (rms) é transformado num sinal de tensão de 2.23V (rms). Por comparação aos circuitos de tratamento de sinal dimensionado, o valor correcto deveria ser $3.71 \times 0.15 = 0.557V$. No entanto para diminuir a susceptibilidade EM do sinal, as linhas de potência do conversor foram enroladas quatro vezes na janela do transdutor de corrente, concluindo então a medida de corrente está de acordo com o dimensionado. Na figura seguinte ilustra-se a saída do circuito de condicionamento de sinal.

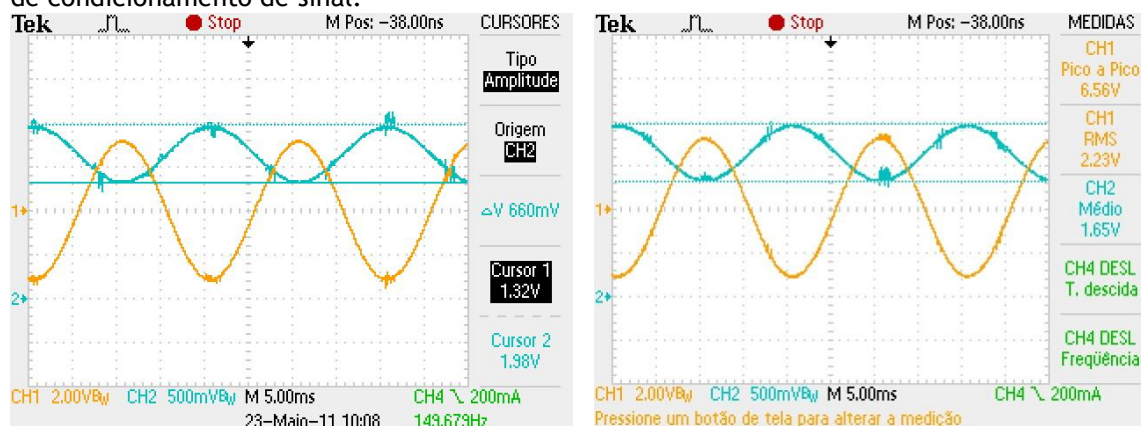


Figura 9.25 Medida de corrente através de transdutor e saída do circuito de condicionamento

Na figura anterior é apresentado a amarelo o sinal de corrente medido pelo transdutor de corrente, caracterizado pelo valor eficaz de 2.23V e valor pico-a-pico de 6.56V, e o sinal a azul a saída do circuito de condicionamento e sinal dotado de valor médio de 1.65V e 660mV de pico-a-pico. De acordo com o dimensionamento efectuado para o condicionamento de sinal, a saída deste circuito deveria produzir um sinal de tensão em oposição de fase ao sinal de tensão de entrada, dotado de valor médio de 1.65V e afectado de um ganho em amplitude de 1/10. Observa-se na figura anterior que efectivamente a tensão de saída se encontra em oposição e dotado de valor médio de 1.65V. Por outro lado, a tensão de entrada possui valor de 6.56V pico-pico e a respectiva saída tem o valor de 660mV. Contemplando então um erro relativo de 0.67%.

De acordo os resultados obtidos, conclui-se que o circuito de condicionamento de sinal se encontra a funcionar de acordo com o dimensionamento efectuado, com um erro relativo muito reduzido.

9.6 - Conclusões

Neste capítulo foi apresentada a arquitectura utilizada na Spartan 3E. Foram criados periféricos circuitos digitais recorrendo às propriedades da FPGA para ser possível realizar a gestão dos dados analógicos, criação de PWMs e foi também criado um modelo virtual da rede eléctrica. Observando os resultados obtidos pode-se afirmar que foram satisfatórios, mostrando que a FPGA tem elevada precisão e rapidez.

Por conseguinte foram apresentados os resultados experimentais das PCB's projectadas anteriormente. Verificou-se que o conversor Back-Back devido ao muito curto tempo de comutação verificou-se que se tornou uma fonte de ruído electromagnético tanto por condução como irradiação. Foram várias as tentativas de minimização do ruído electromagnético, tais como a separação dos circuitos de condicionamento dos transdutores de corrente, transmissão dos sinais em corrente eléctrica, cabos blindados, ligações das massas à terra de protecção, utilização de ferrites, etc. Efectivamente o ruído foi bastante minimizado, porém, não foi eliminado. O ruído ainda manifestado nos sinais eléctricos com amplitude relativamente reduzida foi bastante perturbador do ponto de vista da aquisição do sinal pela Spartan 3e. Relembrando que o conversor AD tem apenas uma faixa de valores analógicos de entradas permitidos de 2.5V ($\pm 1.25V$) com 14 bits de resolução, foi então necessário atenuar bastante os sinais provenientes dos transdutores utilizados, tornando-os mais sensíveis ao ruído EM. Deste modo, não foi possível controlar o conversor electrónico em malha fechada, devido à existência do ruído electromagnético, perturbador para os conversores AD. As PCB's dimensionadas funcionaram de acordo com a função de transferência projectada com um erro relativo inferior a 1% pelo que tiveram o desempenho muito positivo.

Por fim, de acordo com os resultados obtidos pode-se concluir que a FPGA tem muitas potencialidades e é uma ferramenta muito poderosa para controlo, devido à elevada rapidez, processamento de dados em paralelo e possuir relógio síncrono. No entanto os periféricos que são fornecidos na placa não são adequados à aplicação em questão, sendo portanto razoável a utilização de conversores analógicos-digitais externos com características diferentes.

Capítulo 10

Conclusão

10.1 - Principais contribuições da dissertação

Nesta dissertação foi estudado o comportamento de dois VSC em topologia back to back e dimensionado também os controladores utilizados. Verificou-se que quer o uso das ferramentas do Matlab, nomeadamente do Signal Constraint, e do dimensionamento dos controladores impondo uma margem de fase tem resultados positivos.

Nesta dissertação foi estudado o desempenho de um aproveitamento eólico baseado a funcionar de acordo com um algoritmo de MPPT. Foi possível a demonstração algébrica que é possível a sua implementação tendo em conta apenas a medida da corrente eléctrica do estator do gerador síncrono. Assim pode-se concluir que é possível o controlo do aproveitamento sem haver necessidade de medição de grandezas mecânicas tais como a velocidade angular do gerador e o binário mecânico ou a velocidade do vento.

Do ponto de vista experimental foi possível adaptar a plataforma digital Spartan 3E a aplicações de controlo de potência. Foi possível demonstrar, ainda que em malha aberta, que é possível implementar grandes frequências de PWM nos conversores electrónicos e deste modo dotar de uma taxa de distorção harmónica muito reduzida.

10.2 - Principais conclusões da dissertação

No decorrer do trabalho desenvolvido foi possível retirar as seguintes conclusões:

- A sincronização do sistema de produção de energia eólica com a rede eléctrica é absolutamente crucial para a segurança do sistema. Um desfasamento de alguns graus permite uma quantidade relativamente elevada de potência reactiva entre o aproveitamento eólico e a rede.
- O correcto dimensionamento dos controladores que realizam a gestão da tensão aos terminais do barramento de condensadores de forma constante torna-o

insensível a grandes variações de potência. Deste modo é possível a ligação de várias fontes de energia eléctrica ao barramento de condensadores para que seja realizado a interface com a rede.

- O princípio do desacoplamento manifestado entre as componentes d e q , quer no conversor de ligação à rede, quer o conversor do gerador, de acordo com os modelos construídos permite anular a influência entre ambas em regime permanente. No entanto, para fenómenos transitórios ainda é possível verificar a sua influência, mesmo que impulsional.
- O ruído electromagnético, presente em sinais de medida e proveniente de conversores electrónicos dotados de tempos de comutação muito reduzidos, é muito difícil de ser eliminado. De todas as soluções adoptadas a mais eficaz foi a transmissão dos sinais de medida em corrente eléctrica.
-

10.3 - Desenvolvimentos futuros

O objectivo do presente trabalho foi o desenvolvimento de estratégias de controlo da injeção de potência activa em sistemas de microgeração do tipo eólico. A estrutura da dissertação pode ser dividida em implementação em simuladores e a implementação em laboratório. De acordo com a respectiva divisão, pode-se identificar o desenvolvimento de trabalhos interessantes do ponto de vista de implementação em ambiente Matlab/Simulink:

1. Ligar mais fontes de energia ao barramento DC da cadeia de conversão Back to Back voltage source converter. De acordo com os resultados obtidos na simulação desta estrutura de controlo o barramento DC tem a tensão constante em torno dos 400V mesmo para grandes variações de trânsito de energia. Deste modo seria interessante simular um sistema híbrido de microgeração.
2. Ligar baterias ao barramento DC. A utilização de dispositivos de armazenamento de energia conectados ao barramento DC através de um conversor electrónico pode ser útil para diminuir as variações de amplitude da corrente eléctrica tornando o valor eficaz das correntes mais imune às variações de vento.
3. A aproximação do sistema simulado à plataforma de controlo Spartan 3E:
 - As variáveis de controlo do sistema deveriam ser discretizadas com uma frequência de amostragem compatível com a plataforma de controlo Spartan 3E e os respectivos sinais dotados dos ganhos dos ADC's;
 - As saídas do circuito implementado no simulador deverá ser dotado de um atraso, emulando o tempo de processamento da Spartan 3E.
4. Implementar um sistema de tensões desequilibrado. Sendo o sistema trifásico de tensões desequilibrado é mais complexa a detecção de fase do algoritmo de PLL pelo que deverá ser estudado este processo.

Do ponto de vista da implementação em laboratório seria interessante o seguinte desenvolvimento:

5. A utilização de conversores AD de 14 bits externos à Spartan 3E com gama de valores de tensão de entrada compreendida entre -15V e +15V, cuja saída com interface SPI. A utilização da referida gama de valores de entrada permite a ligação directa aos transdutores de corrente utilizados pelo que não seria necessário o uso de sistemas de condicionamento de sinal, tornando o sistema mais robusto. A interface SPI tem a vantagem de poderem amostrar os sinais analógicos a frequências na ordem dos MHz e necessitarem de poucos pinos digitais.
6. Controlo do conversor back-to-back em malha fechada.
7. Ligação dos painéis fotovoltaicos presentes na cobertura do edifício I ao barramento contínuo através de conversor DC/DC.

Referências

- [1] S. Heier, *Grid integration of wind energy conversion systems*: Wiley, 2006.
- [2] D. Museum. Acedido Janeiro de 2011). Available: <http://www.deutsches-museum.de/>
- [3] P. Gipe. *Wind-Works*. Available: <http://www.wind-works.org/>
- [4] P. Bolduan. (2000, *Old windmill* Available: http://commons.wikimedia.org/wiki/File:Old_Windmill.jpg
- [5] F. Resende. (2010) Tecnologias de conversão de energia eólica para grandes sistemas ligados à rede - Evolução histórica. *Renováveis Magazine*.
- [6] P. W. Carlin, A. S. Laxson, E. B. Muljadi, "The history and state of the Art of Variable-Speed Wind Turbine Technology," 2001.
- [7] Acedido em Janeiro de 2011). *Danish Wind Industry Association*. Available: <http://guidedtour.windpower.org/>
- [8] E. Hau, *Wind turbines: fundamentals, technologies, application, economics*: Springer, 2006.
- [9] Acedido em Janeiro de 2011). *BOEING*. Available: <http://www.boeing.com/>
- [10] Acedido em Janeiro de 2011). *Tvind*. Available: <http://www.tvind.dk>
- [11] A. Hansen, F. Blaabjerg, F. Iov, L. Hansen "Review of contemporary wind turbine concepts and their market penetration," *Wind Engineering*, vol. 28, pp. 247-263, 2004.
- [12] W. E. Council. (2004). *Renewable energy projects handbook*.
- [13] T. Burton, *Wind energy handbook*. Chichester [etc]: John Wiley & Sons, 2001.
- [14] R. Castro, *Introdução à Energia Eólica*, 2009.
- [15] T. P. Chang, "Performance comparison of six numerical methods in estimating Weibull parameters for wind energy application," *Applied Energy*, vol. 88, pp. 272-282, 2011.
- [16] REN21, "Renewables 2010 Global Status Report," 2010.
- [17] "GLOBAL Wind Energy Outlook 2010," Global Wind Energy Council (GWEC).
- [18] E. Hau, "Wind turbines: fundamentals, technologies, application, economics " in *2nd*, ed. Krailling: Springer.
- [19] M. J. Alam and M. T. Iqbal, "Design and development of hybrid vertical axis turbine," in *Electrical and Computer Engineering, 2009. CCECE '09. Canadian Conference on*, 2009, pp. 1178-1183.
- [20] M. Kaltschmitt, Streicher, W, Wiese, A, *Renewable energy: technology, economics, and environment*: Springer, 2007.
- [21] Vestas. Janeiro de 2011). Available: <http://www.vestas.com/>
- [22] F. Blaabjerg and Z. Chen, *Power electronics for modern wind turbines*: Morgan & Claypool Publishers, 2006.
- [23] P. W. Carlin, A. S. Laxson, E. B. Muljadi, "The history and state of the art of variable-speed wind turbine technology," *Wind Energy*, vol. 6, pp. 129-159, 2003.
- [24] C. J. Ramos, "Modelação e Controlo de Conversores de Tensão Aplicados à Máquina Assíncrona Duplamente Alimentada," Dissertação de Doutoramento, FEUP, Porto, 2010.

- [25] X. Yu-Shi, Han Li, Li Hui, Xie Li-Dan, "Optimal design and comparison of different PM synchronous generator systems for wind turbines," in *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on*, 2008, pp. 2448-2453.
- [26] K. W. E. Cheng, J. K. Lin, Y. J. Bao, X. D. Xue, "Review of the wind energy generating system," in *Advances in Power System Control, Operation and Management (APSCOM 2009), 8th International Conference on*, 2009, pp. 1-7.
- [27] L. Hui and C. Zhe, "Design optimization and evaluation of different wind generator systems," in *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on*, 2008, pp. 2396-2401.
- [28] Y. M. Kawale and S. Dutt, "Comparative Study of Converter Topologies Used for PMSG Based Wind Power Generation," in *Computer and Electrical Engineering, 2009. ICCEE '09. Second International Conference on*, 2009, pp. 367-371.
- [29] M. Kaźmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg, *Control in power electronics: selected problems*: Academic Press, 2002.
- [30] M. Milosevic, "Hysteresis Current Control in Three-Phase Voltage Source Inverter."
- [31] J. S. Thongam, P. Bouchard, H. Ezzaidi, M. Ouhrrouche, "Wind speed sensorless maximum power point tracking control of variable speed wind energy conversion systems," in *Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International*, 2009, pp. 1832-1837.
- [32] Mathworks. *Matlab Help*.
- [33] R. Krishnan, *Electric motor drives modeling, analysis, and control*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2001.
- [34] L. G. B. Rolim, D. R. Costa, M. Aredes, "Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing PLL Circuit Based on the pq Theory," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 1919-1926, 2006.
- [35] K. Ogata, *Engenharia de controle moderno* vol. 4ª ed. São Paulo: Prentice Hall Pearson Education do Brasil, 2003.
- [36] A. Carlsson, "The back to back converter control and design," 1998.
- [37] M. F. Moussa, A. Helal, Y. Gaber, H. A. Youssef, "Unity Power Factor control of permanent magnet motor drive system," in *Power System Conference, 2008. MEPCON 2008. 12th International Middle-East*, 2008, pp. 360-367.

Lista de anexos

Anexo A- Modelo do gerador de ímanes permanentes

Anexo B- Diagramas de simulação em ambiente Matlab/Simulink

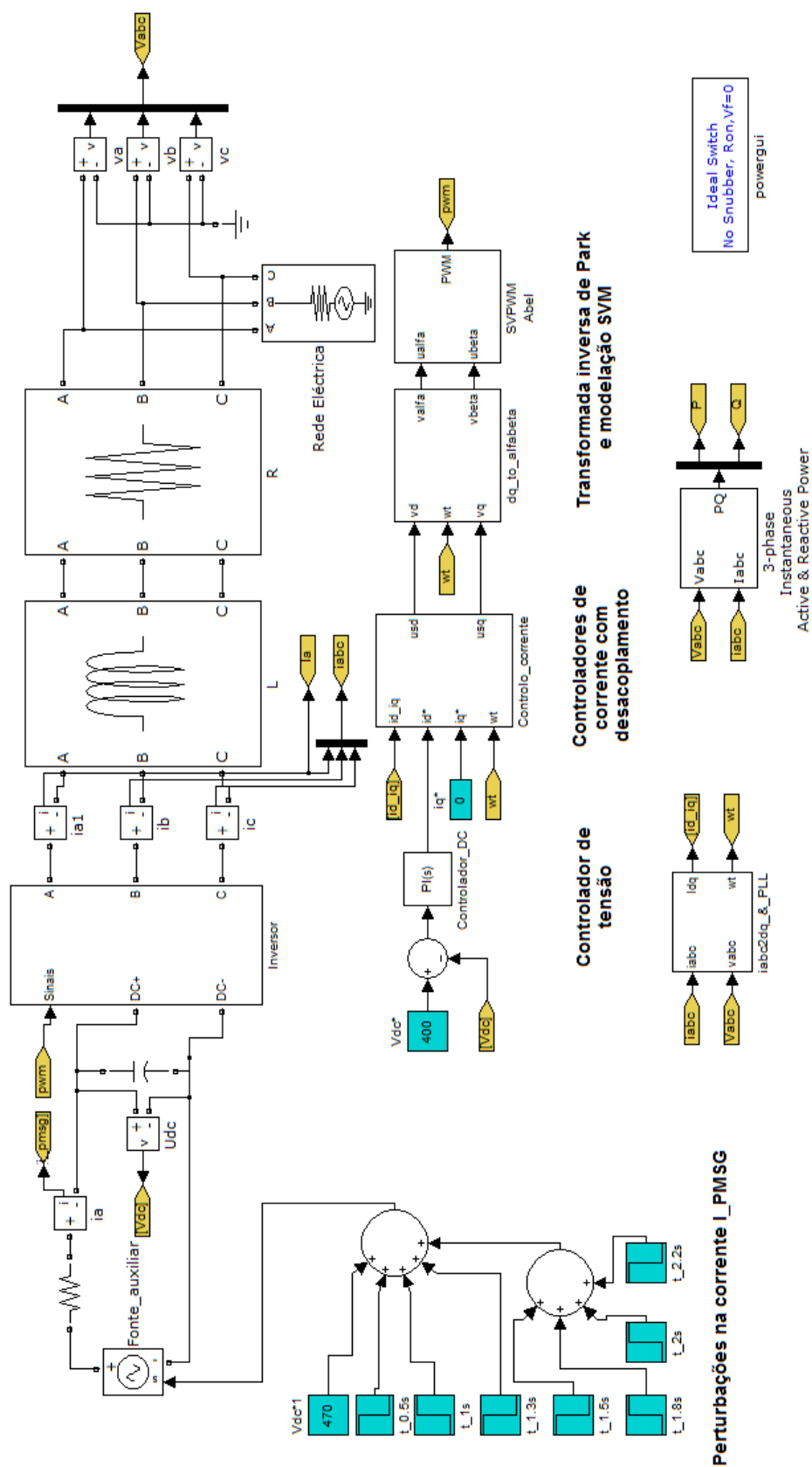
Anexo C- Diagramas temporais dos periféricos da Spartan 3E

Anexo A

A1. Modelo do gerador de ímanes permanentes

Grandeza	Símbolo	Valor
Resistência Enrolamentos	R_s	2.875
Indutância dos enrolamentos	L_d	8.5 mH
	L_q	8.5 mH
Fluxo dos ímanes	λ_{AF}	0.175 V.s
Constante de fricção	B	0.001 N.m.s
Pares de pólos	p	4

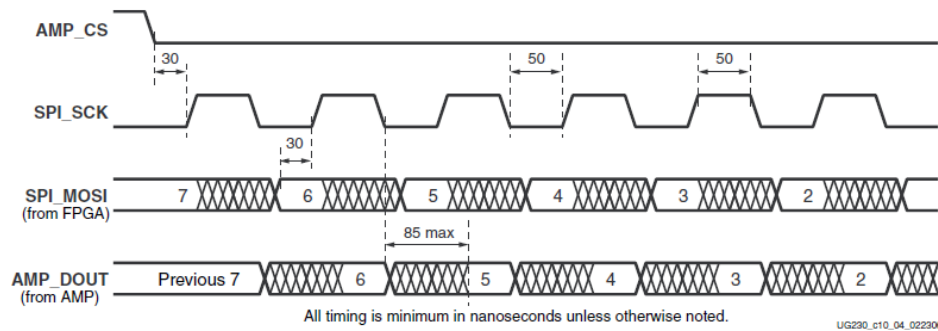
B2. Diagrama de conversão DC/AC e controlo PMSG



Anexo C

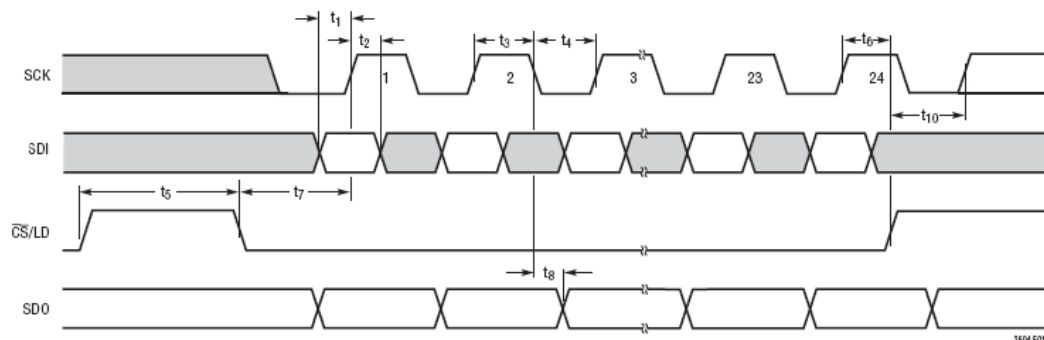
C1. Diagramas temporais dos periféricos da Spartan 3E

- Pré amplificador do conversor AD



Anexo C. 1 Diagrama temporal da comunicação com o conversor DA LTC6912

- Conversor Digital analógico



Anexo C. 2- Diagrama temporal da comunicação com o conversor DA LTC2624

- Conversor analógico-digital

Anexo C. Diagrama temporal da comunicação com o conversor DA LTC1407

