



Centro de Competências das Ciências Exatas e da
Engenharia

Implementação de sistemas eólicos **para redes de sensores sem fios**

Dissertação submetida à Universidade da Madeira
para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia
Eletrotécnica - Telecomunicações

Orientador: Prof. Joaquim Amândio Rodrigues Azevedo

Fábio Rúben Silva Mendonça

Funchal, 14 de Setembro de 2015

Agradecimentos

A realização deste trabalho para mim representa a concretização de uma etapa de grande importância que só pôde ser alcançada através do contributo de muitas pessoas, às quais pretendo agradecer.

Ao professor Joaquim Amândio Azevedo, orientador da tese, pela paciência e dedicação excepcional, não só no decorrer da mesma como por todo o meu percurso académico. Estarei para sempre grato por todo o conhecimento que me foi transmitido.

A todos os meus colegas e amigos que me apoiaram e aconselharam, em particular ao Jorge Lopes e ao Engenheiro Filipe Santos.

À minha família que está sempre ao meu lado em todos os momentos que necessito, facultando os recursos necessários para que pudesse prosseguir com a minha formação.

À minha namorada Ana Oliveira por toda a disponibilidade, compreensão e apoio que prestou ao longo deste trabalho, tendo sempre uma palavra de encorajamento nos momentos mais difíceis.

Resumo

O trabalho tem por objetivo principal estudar a utilização de aerogeradores para microprodução de energia (menor que 1 W) de forma a poderem alimentar os nós das redes de sensores sem fios.

Para tal, analisaram-se dois tipos de aerogeradores, os de eixo vertical e os de eixo horizontal, tendo-se efetuado simulações de CFD (*Computational Fluid Dynamics*) para verificar o desempenho das turbinas, de forma a determinar qual é o mais adequado. Foi realizado o projeto dos dois sistemas e analisou-se em particular as turbinas, os geradores e os conversores de potência de forma a avaliar o desempenho.

Efetuaram-se simulações para determinar o comportamento esperado e posteriormente realizaram-se as medições experimentais num túnel de vento, tendo-se concluído que, para a dimensão dos aerogeradores desenvolvidos, o sistema vertical produz mais potência que o de eixo horizontal para velocidades de vento inferiores a 4,5 m/s e tem a grande vantagem de não ser significativamente afetado pela turbulência do vento. No entanto, o sistema de eixo horizontal é sempre mais eficiente para qualquer velocidade de vento, devido ao seu coeficiente de potência ser sempre superior ao do sistema vertical.

Também se comparou o desempenho do conversor DC-DC redutor-elevador inversor com o elevador tendo-se determinado que o segundo apresenta melhor desempenho, na gama de valores de tensão utilizados no trabalho.

Por fim implementaram-se os sistemas em ambiente real de forma a verificar como se comportam quando estão expostos aos elementos com a velocidade e a direção do vento a variar. Concluiu-se que mesmo com ventos fracos a potência produzida é suficiente para carregar uma bateria de 3,6 V (tensão nominal) e alimentar a carga, pelo que o uso de energia eólica é uma boa alternativa à energia fotovoltaica.

Palavras-chave: Microprodução, Aerogeradores, Rede de sensores sem fios, Conversor DC-DC, Gerador síncrono.

Abstract

The main objective of this work is to study the use of wind turbines for micro generation (less than 1 W) so that they can feed the nodes of wireless sensor networks.

To do this we analyzed two types of wind turbines, the vertical axis and the horizontal axis. We made up CFD (Computational Fluid Dynamics) simulations to verify the performance of the turbine) to determine which is the most suitable. Then we carried out the project of both systems and analyzed, in particular, the turbines, generators and power converters in order to determine the performance.

We conducted simulations to determine the expected behavior and then held experimental measurements in a wind tunnel. It was concluded that, for the developed wind turbines, the vertical system produces more power than the horizontal for wind speeds below 4.5 m/s and it's not significantly affected by wind turbulence, although the horizontal axis system is always more efficient for every wind speed, due to have a bigger power coefficient than the vertical system.

It was also compared the performance of the DC-DC inverting buck-boost with the boost, having determined that the second has better performance, for the analyzed voltages.

At last the systems were implemented in the real environment systems in order to check how they behave when they are exposed to the elements with variation of the speed and wind direction. We conclude that even with light winds the power produced is enough to charge the battery with 3.6 V of nominal charge and power the load so the use of wind power is a good alternative to photovoltaic.

Keywords: Micro production, Wind Generators, Wireless sensor network, DC-DC converters, synchronous generator.

Índice

1- Introdução	1
1.1- Motivação	1
1.2- Objetivos	2
1.3- Estrutura do trabalho	2
2- Sistemas eólicos para microprodução.....	5
2.1- Redes de sensores sem fios	5
2.2- Sistemas para captação de energia eólica	10
2.2.1- Turbinas eólicas.....	10
2.2.2- Gerador síncrono	20
2.3- Conversores de potência	28
2.4- Sistemas implementados.....	34
3- Projeto dos aerogeradores.....	39
3.1- Dimensionamento das turbinas eólicas	39
3.1.1- Simulação de parâmetros de interesse.....	39
3.1.2- Análise ao desempenho das turbinas.....	43
3.2- Dimensionamento dos geradores	47
3.3- Dimensionamento dos conversores de potência DC-DC.....	50
3.3.1- Conversor Elevador.....	51
3.3.2- Conversor Redutor-Elevador inversor	59
3.4- Sistema implementado	60
4- Análise aos resultados	65
4.1- Simulados e obtidos no túnel de vento	65
4.1.1- Com conversor elevador e sem conversor.....	65
4.1.2- Comparação entre os conversores elevador e redutor-elevador inversor.....	77
4.1.3- Carregamento de baterias	82
4.2- Ambiente exterior	83
4.2.1- Análise aos testes em ambiente exterior	83
4.2.2- Estimativa para a média da produção de potência ao fim de um ano	95
5- Conclusões e trabalhos futuros	97
5.1- Conclusão.....	97
5.2- Trabalhos futuros	100

6- Bibliografía.....	101
7- Anexos.....	117
Anexo A.....	117
Anexo B.....	147
Anexo C.....	156
Anexo D.....	185
Anexo E.....	200
Anexo F.....	211
Anexo G.....	246
Anexo H.....	257
Anexo I.....	262
Anexo J.....	272

Índice de figuras

Figura 2.1: Aplicações particulares que usam as RSSF, adaptado de [2].	6
Figura 2.2: Estrutura de uma RSSF com ligação exterior [3].	6
Figura 2.3: Tipos de turbina que pretende-se analisar, a) eixo horizontal de 6 pás [37] e b) eixo vertical de 2 pás com torção de 180° [38].	11
Figura 2.4: Valor máximo da relação entre a velocidade específica e o coeficiente de potência para vários tipos de turbina [40].	12
Figura 2.5: Uma comparação entre o coeficiente de potência e a velocidade específica para as HAWTs a) com 3 e 6 pás considerando 4 velocidades de vento e b) valor médio para sistemas com 3, 6 e 7 pás [37].	12
Figura 2.6: Desempenho das turbinas de grande dimensão relativamente ao a) coeficiente de potência e b) coeficiente de binário, adaptado de [31].	13
Figura 2.7: Geometria de uma pá típica dos sistemas de eixo horizontal, a) sistema de força que atuam na pá [42] e b) variação do ângulo de ataque ao longo da pá, adaptado de [44].	13
Figura 2.8: Análise aos <i>airfoils</i> para microprodução, a) relação entre o ângulo de ataque e a razão entre a sustentação e o arrastamento e b) relação entre C_d e C_l [50].	15
Figura 2.9: Sistemas de eixo vertical, a) turbinas mais usadas, adaptado de [54], e b) parâmetros de projeto do aerogerador <i>savonius</i> [55].	16
Figura 2.10: Torção dos sistemas de eixo vertical, a) representação de quatro rotações e b) relação entre λ e C_p para estes casos [38].	17
Figura 2.11: Efeito da razão de sobreposição, a) relação entre λ e C_p e b) efeito na pressão, em Pa, exercida na turbina [38].	17
Figura 2.12: Análise a parâmetros geométricos das VAWTs, a) efeito do <i>aspect ratio</i> [57] e efeito do uso de vários andares [59].	18
Figura 2.13: Estudo do efeito do número de pás da turbina, a) relação entre λ e C_p para os sistemas com torção de 180° [38], b) campo de fluido da turbina [38], relação entre λ e C_p para os sistemas com torção de 90° [37] e d) relação entre λ e C_p para os sistemas com torção de 90° e 2, 3 e 6 pás [37].	18
Figura 2.15: Topologias de PMSG, a) fluxo radial [64], b) fluxo transversal [65] e c) fluxo axial [66].	20

Figura 2.16: Análise à forma de colocar os ímanes no rotor, a) colocação na superfície, b) distribuição do fluxo gerado pelos ímanes colocados na superfície em circuito aberto, c) colocação no interior, d) distribuição do fluxo gerado pelos ímanes colocados no interior em circuito aberto e e) distribuição do fluxo no eixo em quadratura gerado pelos ímanes colocados no interior [67].	22
Figura 2.17: Estudo da máquina AC síncrona, a) circuito equivalente de uma máquina síncrona trifásica adaptado de [63] e b) eixo magnético do rotor para a fase a [67].	22
Figura 2.18: Análise aos tipos de enrolamento, a) enrolamento em camada única [70], b) enrolamento em camada dupla [70], c) enrolamento em camada mista [70], d) <i>MMF</i> produzida no <i>air-gap</i> pela corrente no enrolamento [67] e e) representação da posição angular do rotor no caso dos enrolamentos concentrados [67].	23
Figura 2.19: Representação do passo polar, a) ímanes na superfície do rotor e b) ímanes no interior do rotor. Legenda: 1-íman, 2-material ferromagnético, 3-rotor [73].	26
Figura 2.20: Ligação das fases da máquina, a) estrela e b) triângulo [75].	27
Figura 2.21: Esquema elétrica da ponte de díodos trifásica [76].	27
Figura 2.22: Fluxogramas dos algoritmos a) P&O e b) InCond [79].	29
Figura 2.23: Topologia do conversor DC-DC elevador.	29
Figura 2.24: Conversor DC-DC elevador com o interruptor a) fechado e b) aberto.	30
Figura 2.25: Formas de onda do conversor DC-DC elevador, a) tensão da bobina, b) corrente no diódo, c) corrente na bobina, d) corrente no condensador [81].	30
Figura 2.26: Topologia do conversor DC-DC redutor-elevador inversor.	32
Figura 2.27: Conversor DC-DC redutor-elevador inversor, estando o interruptor a) fechado e b) aberto.	32
Figura 2.28: Formas de onda do conversor DC-DC redutor-elevador inversor, a) tensão na bobina, b) corrente no condensador, c) corrente na bobina e d) corrente no diódo [81].	33
Figura 2.29: Conversor DC-DC <i>Cúk</i> com transformador de isolamento [84].	33
Figura 2.30: Conversor DC-DC <i>single-ended primary-inductor</i> [81].	33
Figura 2.31: Conversor DC-DC elevador com bomba de carga multiplicada (com $N=2$) [86].	34
Figura 2.32: Esquema elétrico do projeto [88].	35
Figura 2.33: Turbinas implementadas em projetos, a) [89], b) [90] e c) [91].	35

Figura 2.34: Esquema elétrico do projeto [90]	35
Figura 2.35: Produção de energia através de um sistema piezoelétrico, usando uma turbina de eixo a) vertical e b) horizontal [92].	36
Figura 2.36: Sistema piezoelétrico com baixa fricção [94].	37
Figura 2.37: Estrutura de uma microturbina [95].	37
Figura 2.38: Estrutura de uma espiral de Arquimedes [96].	38
Figura 2.39: Modelo para teste da espiral de Arquimedes no <i>Ansys</i> [96].	38
Figura 3.1: <i>Airfoils</i> analisados, a) S1223 e b) BW3.	39
Figura 3.2: Distribuição da pressão, em Pascal, pelos <i>airfoils</i> , a) S1223 e b) BW3.	40
Figura 3.3: Distribuição da velocidade, em m/s, pelos <i>airfoils</i> , a) S1223 e b) BW3.	41
Figura 3.4: Desenho das pás com o <i>Airfoil</i> , a) S1223 e b) BW3.	41
Figura 3.5: Análise ao comprimento e a número de pás do sistema de eixo horizontal. ...	42
Figura 3.6: Análise ao ângulo de ataque das pás do sistema de eixo horizontal.	43
Figura 3.7: Análise ao ângulo de torção do sistema de eixo vertical.	43
Figura 3.8: Turbinas desenvolvidas, a) eixo horizontal e b) eixo vertical.	44
Figura 3.9: Esquema de montagem para medição do valor de C_p	44
Figura 3.10: Resultados experimentais do C_p em função da velocidade do vento para as turbinas analisadas.	45
Figura 3.11: Comparação entre os resultados teóricos e os experimentais do C_p em função da velocidade do vento para as turbinas com 3 pás.	45
Figura 3.12: Comparação entre os resultados teóricos e os experimentais do C_p em função da velocidade do vento para as turbinas implementadas.	45
Figura 3.13: Resultados experimentais do C_p em função de λ para as turbinas analisadas.	46
Figura 3.14: Características dos ímãs utilizados, a) linhas de campo magnético com ponto marcado a 0,3 cm e b) curvas de desmagnetização, adaptado de [106].	48
Figura 3.15: Forma básica do rotor do sistema de eixo vertical.	48
Figura 3.16: Análise ao comportamento magnético do gerador síncrono do sistema de eixo horizontal.	49
Figura 3.17: Sistemas implementados, a) eixo horizontal e b) eixo vertical.	50

Figura 3.18: Diagrama de <i>Bode</i> da função de transferência do modelo de pequenos sinais do conversor elevador.....	52
Figura 3.19: Representação dos polos e dos zeros da função de transferência do modelo de pequenos sinais do conversor elevador em rad/s.	52
Figura 3.20: Diagrama de blocos do sistema de conversão pretendido.....	54
Figura 3.21: Sistema PWM, a) diagrama de blocos e b) princípio de funcionamento, adaptado de [121].	55
Figura 3.22: Diagrama de blocos da malha de realimentação para dimensionamento do compensador de tensão do conversor DC-DC elevador, a) básico, b) detalhado e c) simplificado.	56
Figura 3.23: Efeito do atraso do modulador.	57
Figura 3.24: Malha de realimentação para dimensionamento do compensador de corrente do conversor DC-DC elevador.	58
Figura 3.25: Modelo base do sistema implementado.....	61
Figura 3.26: Esquema geral do sistema implementado.	62
Figura 3.27: Consumo de corrente do sistema, a) quando o microcontrolador acorda e b) quando o emissor está a ser usado.	63
Figura 3.28: Sistemas implementados.	64
Figura 4.1: Diagrama de blocos da simulação.	65
Figura 4.2: Sobreposição das várias curvas do mesmo tipo de análise pertencentes ao sistema horizontal sem conversor, a) potência em função da carga e b) potência em função da tensão na carga.	66
Figura 4.3: Sobreposição das várias curvas do mesmo tipo de análise pertencentes ao sistema vertical sem conversor, a) potência em função da carga e b) potência em função da tensão na carga.	67
Figura 4.4: Sobreposição das várias curvas do mesmo tipo de análise pertencentes ao sistema horizontal com conversor elevador, a) potência em função da carga e b) potência em função da tensão na carga.	68
Figura 4.5: Sobreposição das várias curvas do mesmo tipo de análise pertencentes ao sistema vertical com conversor elevador, a) potência em função da carga e b) potência em função da tensão na carga.	69
Figura 4.6: Comparação entre os resultados simulados e os obtidos experimentalmente do sistema de eixo horizontal, com e sem o conversor elevador, da potência em função da carga quando o vento está a a) 4,1 m/s, b) 4,8 m/s e c) 5,9 m/s, e da potência em	

função da tensão na carga quando o vento está a d) 4,1 m/s, e) 4,8 m/s e f) 5,9 m/s.	70
Figura 4.7: Comparação entre os resultados simulados e os obtidos experimentalmente do sistema de eixo vertical, com e sem o conversor elevador, da potência em função da carga quando o vento está a a) 4,1 m/s, b) 4,8 m/s e c) 5,9 m/s, e da potência em função da tensão na carga quando o vento está a d) 4,1 m/s, e) 4,8 m/s e f) 5,9 m/s.	72
Figura 4.8: Comparação entre os sistemas vertical e horizontal (sem conversor), a) potência em função da velocidade do vento e b) eficiência em função da velocidade do vento.	73
Figura 4.9: Eficiência da ponte retificadora em função da velocidade do vento dos sistemas horizontal e vertical.....	74
Figura 4.10: Eficiência do gerador em função da velocidade do vento dos sistemas horizontal e vertical.	74
Figura 4.11: Eficiência do conversor DC-DC em função da tensão dos sistemas a) horizontal e b) vertical.....	75
Figura 4.12: Eficiência do conversor DC-DC em função da velocidade do vento dos sistemas horizontal e vertical.....	76
Figura 4.13: Eficiência global dos sistemas horizontal e vertical.....	76
Figura 4.14: Comparação entre os resultados obtidos experimentalmente do sistema de eixo horizontal, com e sem os conversores, da potência em função da carga, quando o vento está a, a) 4,1 m/s e b) 5,9 m/s.....	78
Figura 4.15: Comparação entre os resultados obtidos experimentalmente do sistema de eixo horizontal, com e sem os conversores, da potência em função da tensão na carga, quando o vento está a, a) 4,1 m/s e b) 5,9 m/s.	79
Figura 4.16: Comparação entre os resultados obtidos experimentalmente do sistema de eixo vertical, com e sem os conversores, da potência em função da carga, quando o vento está a, a) 4,1 m/s e b) 5,9 m/s.	79
Figura 4.17: Comparação entre os resultados obtidos experimentalmente do sistema de eixo vertical, com e sem os conversores, da potência em função da tensão na carga, quando o vento está a, a) 4,1 m/s e b) 5,9 m/s.....	80
Figura 4.18: Sobreposição das várias curvas do mesmo tipo de análise pertencentes ao sistema horizontal onde se compara os conversores elevador e redutor-elevador inversor, a) potência em função da carga e b) potência em função da tensão.....	81

Figura 4.19: Sobreposição das várias curvas do mesmo tipo de análise pertencentes ao sistema vertical onde se compara os conversores elevador e redutor-elevador inversor, a) potência em função da carga e b) potência em função da tensão.....	81
Figura 4.20: Potência produzida aos terminais da bateria em função da velocidade do vento dos sistemas a) horizontal e b) vertical.....	82
Figura 4.21: Local onde se instalou os sistemas horizontal e vertical.	84
Figura 4.23: Primeiro teste no exterior onde se efetuou a análise ao desempenho dos sistemas ao longo de um dia, a) velocidade do vento e b) potência produzida.	85
Figura 4.24: Resultados guardados no cartão SD do sistema de monitorização referentes ao funcionamento do sistema ao longo de cinco dias, a) tensão do sistema horizontal, b) tensão do sistema vertical, c) corrente do sistema horizontal, d) corrente do sistema vertical, e) potência do sistema horizontal, f) potência do sistema vertical e g) velocidade do vento.....	87
Figura 4.25: Resultados enviados pelo sistema de controlo dos aerogeradores referentes ao funcionamento dos sistemas ao longo de cinco dias, a) tensão do sistema horizontal, b) tensão do sistema vertical, c) corrente do sistema horizontal e d) corrente do sistema vertical.	89
Figura 4.26: Análise à produção típica dos aerogeradores, a) comparação entre a potência produzida pelos sistemas horizontal e vertical e b) velocidade do vento.	90
Figura 4.27: Início da produção dos sistemas de eixo horizontal e de eixo vertical com baixa turbulência, a) comparação entre a potência produzida pelos sistemas horizontal e vertical e b) velocidade do vento.	91
Figura 4.28: Resultados referentes ao funcionamento dos sistemas ao longo de um mês, a) tensão do sistema horizontal, b) tensão do sistema vertical, c) corrente do sistema horizontal, d) corrente do sistema vertical, e) potência do sistema horizontal, f) potência do sistema vertical e g) velocidade do vento.	93
Figura 4.29: Análise ao período entre as 17:31 h e as 17:46 h do dia 28, a) comparação entre a potência produzida pelo sistema de eixo horizontal e o sistema de eixo vertical, b) velocidade do vento e c) direção do vento.	94
Figura 4.29: Curvas de distribuição da análise da velocidade do vento.	96
Figura 4.30: Análise à velocidade do vento na região do Funchal, a) curva de distribuição e b) diagrama polar [149].	96
Figura A.1: Redes sem fios, a) comparação entre algumas redes sem fios em relação ao seu nível de centralização (horizontal) e à forma como encaminham a informação (vertical) e b) princípio de funcionamento dos sistemas <i>single-hop</i> e <i>multihop</i> [152].	118

Figura A.2: Topologias básicas das RSSF, a) estrela, b) malha e c) árvore [10]. Legenda: vermelho - coordenador, azul - <i>router</i> e amarelo - dispositivo terminal.....	122
Figura A.3: Tecnologias das redes sem fios, a) comparação entre as várias tecnologias [154], b) comparação entre as várias tecnologias em relação às aplicações disponíveis [155] e c) pilha protocolar do ZigBee [156].....	124
Figura A.4: Princípio de funcionamento do DSSS para a gama de frequências de 2,4 GHz, a) conceito genérico e b) sistema com modulação O-QPSK [159]......	126
Figura A.5: Constelação do, a) BPSK [163], b) ASK [163], c) O-QPSK [158] e d) QPSK [158].	128
Figura A.6: Estrutura dos pacotes no padrão IEEE 802.15.4, a) especificação das camadas PHY e MAC [167], b) estrutura geral [159], c) formato geral da MPDU <i>Payload</i> [165], formato do <i>frame control</i> da <i>MAC Frame</i> [164], e) formato geral da <i>NWK Frame</i> [168], formato do <i>frame control</i> da <i>NWK Frame</i> [168], g) formato geral da <i>APS Frame</i> [168], h) formato do <i>frame control</i> da <i>APS Frame</i> [168], i) formato da <i>auxiliary frame header</i> [159] e formato do <i>security control</i> [159].	132
Figura A.7: Adição da segurança nas tramas das camadas MAC, NWK e APS [159]. ..	136
Figura A.8: Tipos de tramas usadas no padrão IEEE 802.15.4, na camada MAC a) beacon [159], b) estrutura da superframe [159], c) data [159], d) acknowledgement [159], e) command, na camada de rede [159], f) beacon payload [169], g) data [159], h) command [159], na camada de aplicação, i) data [159], j) command [159] e k) acknowledgement [159].	138
Figura A.10: Propagação das ondas eletromagnéticas, a) refração [174], b) dispersão [173], c) difração [173] e d) reflexão [173].	142
Figura A.11: Fenómenos originados pela propagação das ondas, a) criação de zonas de sombra [174], b) potência do sinal recebido nas zonas e sombra [173] e efeito da propagação multipercorso [173]......	143
Figura A.12: Tipos de distribuição, a) normal [177], b) <i>Rician</i> [173] e c) <i>Rayleigh</i> [173].	145
Figura A.13: Problemas associados ao uso do CSMA-CA, a) terminal escondido, b) terminal exposto [159]......	146
Figura B.1: Fluxo de ar a passar por uma turbina unidimensional a) corte transversal [179] e b) perspetiva isométrica [180]......	148
Figura B.2: Coeficientes de binário e de potência em função de a [180]......	150

Figura B.3: Análise ao funcionamento da máquina síncrona, a) modelo equivalente e b) diagrama de fasores quando esta se encontra a funcionar como gerador, adaptado de [69].	150
Figura B.4: Eixos direto e quadratura para o rotor com ímanes, a) colocados na superfície, b) inseridos na superfície, c) colocados no interior e d) colocados no interior com orientação circunferencial [186].	153
Figura B.5: Modelo da máquina de ímanes permanentes nas componentes $dq0$, a) componente direta, b) componente em quadratura e c) componente direta com o equivalente de <i>Thevenin</i> [188].	154
Figura B.6: Modelo simplificado da máquina de ímanes permanentes nas componentes $dq0$, a) componente direta e b) componente em quadratura [32].	155
Figura C.1: Importação do desenho 3D para o <i>software Ansys fluent</i>	156
Figura C.2: Criação da estrutura envolvente da turbina.	156
Figura C.3: Definição da zona de entrada do fluido.	157
Figura C.4: Elaboração da <i>mesh</i>	157
Figura C.5: Definição da física usada na simulação.	158
Figura C.6: Definição do material dos componentes da simulação.	158
Figura C.7: Definição da condição de fronteira na zona de entrada.	159
Figura C.8: Definição do modelo físico no CFX.	160
Figura C.9: Indicação do comportamento do sólido no CFX.	160
Figura C.10: Calculo do binário no CFX.	161
Figura C.11: Desenho do modelo para testar os <i>airfoils</i>	161
Figura C.12: Distribuição da pressão pela turbina de eixo horizontal, a) frente, b) trás, c) perfil e d) perfil com vetores, e) plano XY, f) plano XY com vetores, g) <i>zoom</i> ao plano XY com vetores, h) plano XZ e i) plano XZ com vetores.	166
Figura C.13: Distribuição da velocidade do vento pela turbina horizontal com vetores, a) frente, b) perfil, c) plano XY, d) plano XY com vetores, e) <i>zoom</i> ao plano XY com vetores, f) plano XZ e g) plano XZ com vetores.	169
Figura C.14: Rotação do vento pela turbina horizontal com vetores, a) perfil e b) <i>zoom</i> de uma pá, c) plano XY, d) plano XY com vetores, e) <i>zoom</i> ao plano XY com vetores, f) plano XZ e g) plano XZ com vetores.	173

Figura C.15: Distribuição da pressão pela turbina de eixo vertical, a) frente, b) trás, c) plano XY, d) plano XY com vetores, e) plano XZ, f) plano XZ com vetores, g) plano YZ e h) plano YZ com vetores.	177
Figura C.16: Distribuição da velocidade do vento pela turbina de eixo vertical, a) plano XY, b) plano XY com vetores, c) plano XZ, d) plano XZ com vetores, e) plano YZ e f) plano YZ com vetores.	180
Figura C.17: Rotação do vento ao passar pela turbina de eixo vertical, a) frente, b) trás, c) plano XY, d) plano XY com vetores, e) plano XZ, f) plano XZ com vetores, g) plano YZ e h) plano YZ com vetores.	184
Figura D.1: Topologia do conversor DC-DC elevador com bateria.	185
Figura D.2: Conversor DC-DC elevador com bateria, estando o interruptor a) fechado e b) aberto.	185
Figura D.3: Topologia do conversor DC-DC redutor [81].	187
Figura D.4: Conversor DC-DC redutor no modo de operação contínuo com o interruptor a) aberto e b) fechado.	187
Figura D.5: Formas de onda do conversor DC-DC redutor, a) tensão da bobina, b) corrente na bobina e c) corrente no condensador [81].	188
Figura D.6: Carregamento do condensador no conversor DC-DC redutor, a) variação da tensão na bobina, b) corrente de carregamento e c) variação da tensão [80].	189
Figura D.7: Malha de realimentação para dimensionamento do compensador de tensão do conversor DC-DC redutor.	191
Figura D.8: Malha de realimentação para dimensionamento do compensador de corrente do conversor DC-DC redutor.	191
Figura D.9: Topologia do conversor DC-DC redutor com bateria.	192
Figura D.10: Conversor DC-DC redutor com bateria, estando o interruptor a) fechado e b) aberto.	192
Figura D.11: Topologia do conversor DC-DC redutor-elevador não inversor [81].	193
Figura D.12: Modos de funcionamento do conversor DC-DC redutor-elevador não inversor, a) relação com a tensão de entrada [193] e b) relação com o sinal de controlo dos interruptores [194].	194
Figura D.13: Formas de onda nos modos de funcionamento do conversor DC-DC redutor-elevador não inversor, a) elevador, b) redutor e c) redutor-elevador [195].	195
Figura D.14: Dinâmica do conversor DC-DC redutor-elevador no modo redutor-elevador com os interruptores a) abertos e b) fechados.	196

Figura D.15: Principais formas de onda do conversor DC-DC redutor-elevador no modo redutor-elevador, a) tensão da bobina, b) corrente na bobina e d) corrente no condensador [81].	196
Figura D.16: Topologia do conversor DC-DC redutor-elevador não inversor com bateria.	197
Figura D.17: Dinâmica do conversor DC-DC redutor-elevador no modo redutor-elevador com bateria e com os interruptores a) abertos, b) fechados.....	198
Figura D.18: Formas de onda do conversor DC-DC redutor-elevador inversor [195]....	198
Figura D.19: Topologia do conversor DC-DC redutor-elevador inversor com bateria... ..	199
Figura D.20: Conversor DC-DC redutor-elevador inversor com bateria, estando o interruptor a) fechado e b) aberto.	199
Figura E.1: <i>Pinout</i> do <i>Arduino Fio</i> , adaptado de [196].....	200
Figura E.2: <i>Pinout</i> do XBee [197].	200
Figura E.3: Fluxograma do algoritmo do sistema de controlo.....	201
Figura E.4: Fluxograma do algoritmo de controlo do aerogerador.	205
Figura E.3: Esquemático do circuito implementado estando as pistas da camada superior a verde e da inferior a vermelho (não está representado o plano de massa).	210
Figura F.1: Modelo para simulação da turbina eólica.....	211
Figura F.2: Resultado das simulações a 6 m/s do sistema, a) horizontal sem carga, b) vertical sem carga, c) horizontal na carga que fornece a máxima transferência de potência do sistema com gerador (18 Ω e 328 W) e d) vertical na carga que fornece a máxima transferência de potência do sistema com gerador (10 Ω e 256 W).....	212
Figura F.3: Resultado das simulações referentes à variação da velocidade do vento, a) velocidade do vento, b) sistema horizontal e c) sistema vertical.....	214
Figura F.4: Modelo para simulação do aerogerador sem conversor.....	214
Figura F.5: Resultado das simulações a 6 m/s do sistema horizontal sem conversor, a) velocidade de rotação da turbina, b) correntes produzidas pelo gerador aos 9 s, c) tensão na carga, d) corrente na carga e e) potência na carga.....	216
Figura F.6: Resultado das simulações a 6 m/s do sistema vertical sem conversor, a) velocidade de rotação da turbina, b) correntes produzidas pelo gerador aos 19 s, c) tensão na carga, d) corrente na carga e e) potência na carga.....	218

Figura F.7: Resultado das simulações com variação da velocidade do vento do sistema horizontal sem conversor, a) velocidade de rotação da turbina, b) tensão na carga, c) corrente na carga e d) potência na carga.....	220
Figura F.8: Resultado das simulações com variação da velocidade do vento do sistema vertical sem conversor, a) velocidade de rotação da turbina, b) tensão na carga, c) corrente na carga e d) potência na carga.....	221
Figura F.9: Circuito que gera a portadora triangular simétrica, a) sistema geral, b) circuito biestável não inversor, c) onda quadrada gerada por a), d) onda triangular gerada por a) e e) comportamento do circuito b) [77].	223
Figura F.10: Implementação em <i>hardware</i> dos compensadores a) PI e b) PID.	224
Figura F.11: Modelo do conversor DC-DC elevador com uma fonte ideal de tensão.....	224
Figura F.12: Resultados do modelo do conversor DC-DC elevador com uma fonte ideal de tensão, com carga de 25 Ω , a) tensão de entrada, b) comparação entre a corrente na bobina (azul) e a corrente de referência (preto), c) comparação entre a tensão na carga (azul) e a tensão de referência (preto), d) corrente na carga e e) comparação entre a potência à entrada (azul) e potência na carga (preto).	226
Figura F.13: Diagrama de transporte de energia das baterias NiMH [199].	227
Figura F.14: Modelo usado para implementar a bateria [200].	228
Figura F.15: Curva de descarga da bateria NiMH, a) para várias correntes de descarga e b) para uma carga de 2 C.	228
Figura F.16: Modelo do conversor com fonte ideal a carregar a bateria.	229
Figura F.17: Resultados da simulação do modelo do conversor com fonte ideal a carregar a bateria, a) comparação entre a corrente na bobina (azul) e a corrente de referência (preto), b) comparação entre a tensão na bateria (azul) e a tensão de referência (preto) e c) corrente na bateria (sentido negativo indica que a corrente está a entrar na bateria).	230
Figura F.18: Modelo que implementa o sistema completo.	231
Figura F.19: Resultados da simulação do modelo completo com turbina horizontal, a) velocidade de rotação da turbina, b) correntes produzidas pelo gerador aos 4,926 s, c) tensão à entrada do conversor, d) comparação entre a corrente na bobina (azul) e a corrente de referência (preto), e) comparação entre a tensão na carga (azul) e a tensão de referência (preto), f) corrente na carga e g) comparação entre a potência à entrada do conversor (azul) e a potência na carga (preto).	233
Figura F.20: Resultados da simulação do modelo completo com turbina vertical, a) velocidade de rotação da turbina, b) correntes produzidas pelo gerador aos 14,926 s,	

c) tensão à entrada do conversor, d) comparação entre a corrente na bobina (azul) e a corrente de referência (preto), e) comparação entre a tensão na carga (azul) e a tensão de referência (preto), f) corrente na carga e g) comparação entre a potência à entrada do conversor (azul) e a potência na carga (preto).....	235
Figura F.21: Modelo para simulação do Conversor DC-DC Redutor-Elevador não inversor.	238
Figura F.22: Simulação do conversor DC-DC Redutor-Elevador inversor, a) variação da tensão à entrada do coversor, para a carga de 38 Ω , b) corrente na bobina, c) comparação entre a corrente na bobina (azul) e a corrente de referência (vermelho), d) corrente na carga, e) tensão na carga, f) corrente na bateria , para a carga de 127 Ω , g) corrente na bobina, h) comparação entre a corrente na bobina (azul) e a corrente de referência (vermelho), i) corrente na carga, j) tensão na carga, k) corrente na bateria.....	241
Figura F.23: Modelo para simulação do Conversor DC-DC Redutor-Elevador inversor.	242
Figura F.24: Simulação do conversor DC-DC Redutor-Elevador inversor, a) variação da tensão de entrada, para a carga de 38 Ω , b) corrente na bobina, c) comparação entre a corrente na bobina (azul) e a corrente de referência (azu), d) corrente na carga, e) tensão na carga, f) corrente na bateria, para a carga de 127 Ω , g) corrente na bobina, h) comparação entre a corrente na bobina (azul) e a corrente de referência (azu), i) corrente na carga, j) tensão na carga, k) corrente na bateria	245
Figura G.1: Relação entre λ e C_p para várias velocidades de vento do sistema horizontal com 3 pás de 5 cm.	246
Figura G.2: Relação entre λ e C_p para várias velocidades de vento do sistema horizontal com 3 pás de 7,5 cm.	246
Figura G.3: Relação entre λ e C_p para várias velocidades de vento do sistema horizontal com 3 pás de 15 cm.	247
Figura G.4: Relação entre λ e C_p para várias velocidades de vento do sistema horizontal com 6 pás de 7,5 cm.	247
Figura G.5: Relação entre λ e C_p para várias velocidades de vento do sistema vertical.	248
Figura G.6: Variação da corrente em função da tensão produzida com conversor elevador, para várias velocidades de vento, dos sistemas de eixo a) horizontal e b) vertical.	248
Figura G.7: Variação da corrente em função da tensão produzida se conversor, para várias velocidades de vento, dos sistemas de eixo a) horizontal e b) vertical.	249

Figura G.8: Análise à variação da tensão em função da corrente e à variação da potência em função da corrente, na carga, dos sistemas de eixo a) horizontal e b) vertical...	250
Figura G.9: Análise à variação da potência na carga em função da velocidade do vento, para cinco carga, dos sistemas de eixo a) horizontal e b) vertical.....	251
Figura G.10: Comparação entre os resultados simulados e os obtidos experimentalmente do sistema de eixo horizontal, com e sem o conversor elevador, da potência em função da carga, quando o vento está a, a) 2,9 m/s e b) 7,4 m/s.	251
Figura G.11: Comparação entre os resultados simulados e os obtidos experimentalmente do sistema de eixo horizontal, com e sem o conversor elevador, da potência em função da tensão na carga, quando o vento está a, a) 2,9 m/s e b) 7,4 m/s.	252
Figura G.12: Comparação entre os resultados simulados e os obtidos experimentalmente do sistema de eixo vertical, com e sem o conversor elevador, da potência em função da carga, quando o vento está a, a) 2,9 m/s e b) 7,4 m/s.	252
Figura G.13: Comparação entre os resultados simulados e os obtidos experimentalmente do sistema de eixo vertical, com e sem o conversor elevador, da potência em função da tensão na carga, quando o vento está a, a) 2,9 m/s e b) 7,4 m/s.	253
Figura G.14: Comparação entre os resultados obtidos experimentalmente do sistema de eixo horizontal, com e sem os conversores, da potência em função da carga, quando o vento está a, a) 2,9 m/s, b) 4,8 m/s e c) 7,4 m/s.....	254
Figura G.15: Comparação entre os resultados obtidos experimentalmente do sistema de eixo horizontal, com e sem os conversores, da potência em função da tensão na carga, quando o vento está a, a) 2,9 m/s, b) 4,8 m/s e c) 7,4 m/s.	255
Figura G.16: Comparação entre os resultados obtidos experimentalmente do sistema de eixo vertical, com e sem os conversores, da potência em função da carga, quando o vento está a, a) 2,9 m/s, b) 4,8 m/s e c) 7,4 m/s.....	255
Figura G.17: Comparação entre os resultados obtidos experimentalmente do sistema de eixo vertical, com e sem os conversores, da potência em função da tensão na carga, quando o vento está a, a) 2,9 m/s, b) 4,8 m/s e c) 7,4 m/s.....	256
Figura H.1: Processo de criação do gerador do sistema de eixo vertical, a) rotor, b) estator, c) rotor no interior do estator com a tampa inferior (ímanes a cinzento) e d) sistema completo.	258
Figura H.2: Processo de criação do gerador do sistema de eixo horizontal, a) rotor, b) cobertura inferior, c) rotor no interior do estator com a cobertura inferior, d) cobertura superior e e) sistema completo.	261

- Figura F.25: Simulação do gerador de eixo horizontal no FEMM, a) modelo implementado, resultado obtido com utilização de ferro b) no rotor, c) no *yoke* do estator e d) no núcleo do rotor e no *yoke* do estator.264
- Figura F.27: Simulação de casos particulares do gerador de eixo horizontal no FEMM usando um *halbach array* de dois polos, a) sem uso de ferro, b) utilização de ferro no *yoke* do estator e c) utilização de ferro no núcleo do rotor e no *yoke* do estator.268
- Figura F.28: Simulação do gerador de eixo horizontal no FEMM usando um *halbach array* de quatro polos, a) modelo implementado e b) resultado obtido com utilização de ferro no núcleo do rotor.269
- Figura F.29: Simulação de casos particulares do gerador de eixo horizontal no FEMM usando um *halbach array* de quatro polos, a) sem uso de ferro, b) utilização de ferro no *yoke* do estator e c) utilização de ferro no núcleo do rotor e no *yoke* do estator. 271

Índice de tabelas

Tabela 2.1: Potência gerada por algumas tecnologias de captação de energia [8].	7
Tabela 2.2: Comparação entre os tipos de baterias recarregáveis mais usadas [9].	7
Tabela 3.1: Principais parâmetros dos geradores.	49
Tabela 3.2: Custo de produção dos aerogeradores.	63
Tabela 4.1: Eficiência dos sistemas horizontal e vertical.	77
Tabela 4.2: Comparação entre os com e sem o conversor para o carregamento das baterias.	83
Tabela A.1: Comparação entre as tecnologias ad hoc [151].	124
Tabela A.2: Especificação das gamas de frequências disponíveis no padrão 802.15.4 da IEEE [157].	125
Tabela A.3: Opções de espalhamento para as modelações disponíveis no padrão 802.15.4 [159].	126
Tabela A.4: Opções de segurança [159].	136
Tabela A.5: Especificação dos comandos usados no campo <i>NWK command identifier</i> [169].	140
Tabela F.1: Dimensionamento dos componentes do conversor DC-DC redutor-elevador não inversor.	236

Lista de símbolos

A	Área varrida pelas pás
a	Diâmetro do veio; Fator de interferência axial
A_c	Constante de <i>Richardson</i>
A_j	Área da junção
A_r	<i>Aspect ratio</i>
A_t	Área de cada pá
b	Coefficiente de rotação mecânica do atrito viscoso
B_{pico}	Valor máximo da indução magnética
C	Capacitância; Parâmetro de escala de <i>Weibull</i>
c	Linha de corda; Velocidade da luz
\bar{c}	Valor médio da linha de corda
C_d	Coefficientes de arrastamento
C_l	Coefficientes de sustentação
C_p	Coefficiente de potência
C_T	Coefficiente de binário
D	Força de arrasto; Diâmetro da turbina vertical; <i>Duty cycle</i>
d	Diâmetro de cada pá da turbina vertical; Espessura da laminação do estador
\tilde{d}	<i>Duty cycle</i> do modelo de pequenos sinais
D_0	Diâmetro total da turbina vertical
d_0	Distância até ao campo distante
d_e	Diâmetro externo do rolamento
d_i	Diâmetro interno do rolamento
E	Energia cinética do vento; Força eletromotriz induzida numa fase
e	Zona de sobreposição
E_g	Força eletromotriz total produzida pelo gerador
E_V	Erro de tensão antes da compensação
E_{VC}	Erro de tensão compensado
f	Frequência do sinal PWM; Frequência de transmissão
F_d	Força indicada no dinamómetro
f_e	Frequência elétrica
F_f	Força magneto-motriz
F_{f1}	Componente fundamental da <i>MMF</i> no <i>air-gap</i>
f_r	Frequência da onda retificada
F_v	Força exercida pelo vento
g	Aceleração gravítica; Comprimento do <i>air-gap</i>
G_r	Ganho da antena do recetor
G_t	Ganho da antena do emissor
H	Altura das pás da turbina vertical; Intensidade do campo magnético
h_r	Altura da antena recetora
h_t	Altura da antena emissora
i	Corrente produzida pelo gerador; Corrente que passa no estador
$i_a, i_b \text{ e } i_c$	Amplitude da corrente das três fases do gerador
i_L	Corrente na bobina
I_{Lref}	Corrente de referência
i_o	Corrente na carga
I_{sd}	Corrente de saturação
J	Momento de inércia

J_n	Coeficiente do harmónico de ordem n
J_p	Momento de inércia de uma pá da turbina vertical
J_t	Momento de inércia de cada topo da turbina vertical
K	Constante de proporcionalidade; Número de fases; Constante de <i>Boltzmann</i> ; Parâmetro de forma de <i>Weibull</i>
K_d	Coeficiente de distribuição
K_e	Coeficiente de filtragem
K_i	Coeficiente de inclinação; Compensador integrativo
K_p	Compensador proporcional
k_r	Coeficiente de encurtamento; Fator de <i>Ricean</i>
K_s	Fator de enrolamento da bobina
L	Indutância; Força de sustentação
l	Comprimento axial do rotor; comprimento do íman
L_a, L_b e L_c	Indutância das três fases do gerador
L_d	Indutância direta
L_q	Indutância quadratura
L_m	Amplitude da flutuação das indutâncias
L_{md}	Indutância de magnetização da componente direta
L_{mq}	Indutância de magnetização da componente em quadratura
M	Massa molar; Binário de fricção do rolamento
m	Massa da turbina; Massa dos topos da turbina vertical
m_p	Massa dos pesos
m_r	Ritmo de passagem do fluxo de massa no disco da turbina
M_s	Valor médio da indução mútua entre as bobinas das fases
N	Componente da força do plano de rotação
n	Número de moles; Número de pás; Número de rotações por minuto
n_1	Número de pás da turbina vertical
n_2	Número de topos da turbina vertical
n_b	Número de bobinas
N_e	Número de ranhuras
N_s	Número de espiras da bobina por fase
P	Potência produzida
p	Pressão atmosférica
P_0	Potência do vento
P_g	Potência ativa fornecida pelo gerador
P_L	Força aplicada no rolamento
P_o	Potência na carga
P_t	Potência transmitida
PL	<i>Path loss</i>
$Polos$	Número de polos
q	Número de ranhuras por polo e por fase; Carga do eletrão
Q_g	Potência reativa fornecida pelo gerador
R	Raio da turbina; Resistência
r	Raio até ao air-gap; raio do íman
R_0	Impedância resistiva da carga
R_a, R_b e R_c	Resistência das três fases do gerador
R_b	Resistência de entrada da bateria
R_C	Resistência do condensador
r_f	Raio do fio
R_g	Constante específica do gás

r_i	Raio interno do estator
R_L	Resistência da bobina
R_N	Número de <i>Reynolds</i>
R_s	Resistência do enrolamento de cada fase
r_v	Raio do veio
S_g	Potência complexa fornecida pelo gerador
sol	<i>Solidity</i>
T	Temperatura do ar; Componente de força perpendicular; Período de um ciclo
t	Tempo; Espessura da pá; espessura do íman
T_d	Período de atraso
T_e	Binário elétrico
T_v	Binário do vento
T_{on}	Período em que o interruptor está fechado
u_p	Velocidade do vento real
u_t	Velocidade tangencial da pá
V	Volume do ar; Volume do material
v	Velocidade do vento; Tensão produzida; Velocidade relativa da onda da densidade de fluxo
$v_a, v_b \text{ e } v_c$	Amplitude da tensão das três fases do gerador
v_b	Tensão da bateria
V_d	Quada de tensão no díodo
V_L	Tensão aos terminais do gerador
V_m	Valor de pico da tensão não retificada
V_o	Tensão à saída do conversor DC-DC
\widetilde{v}_o	Tensão à saída do modelo de pequenos sinais
V_q	Tensão eficaz produzida por fase da componente em quadratura
V_{ripple}	Variação da tensão à saída da ponte retificadora
V_s	Tensão à entrada do conversor DC-DC
V_{oref}	Tensão de referência
v_{OUT}	Tensão à saída da ponte retificadora
\hat{v}_{st}	Valor de pico da portadora
W	Velocidade relativa do vento
w	Largura do íman
x	Inclinação
X_s	Indutância síncrona equivalente de cada fase
X_σ	Variável aleatória com distribuição gaussiana
α	Ângulo de ataque da pá
β	Ângulo de passo; Distância entre as bobinas em radianos; Índice de <i>Steinmetz</i>
γ	Distância entre ranhuras; Sinal de controlo do interruptor
δ	Ângulo de binário
δ_r	Ângulo entre os eixos de F_f e Φ_p
ΔI_L	Variação da corrente da bobina
Δp	Variação da pressão
Δv_c	Variação da tensão do condensador
ε	Largura da ranhura
ζ	Coeficiente de amortecimento
η	Eficiência da conversão; Fator ideal
Θ	Ângulo de rotação da turbina

θ_r	Ângulo medido a partir do eixo magnético do rotor
λ	Velocidade específica; Fluxo de ligação de cada fase do gerador; Comprimento de onda
μ	Permeabilidade relativa
μ_0	Permeabilidade magnética do espaço livre
μ_f	Momento de fricção
ρ	Densidade do ar; Ângulo elétrico de desvio
ρ_{fe}	Restividade do bloco de ferro
σ	Condutividade do material
τ	Passo polar
ϕ	Ângulo do escoamento
Φ_p	Fluxo por polo ocorrido no <i>air-gap</i>
ϕ_v	Altura eficaz da barreira
φ	Ângulo entre fases
ψ_d	Fluxos de ligação da componente direta
ψ_f	Fluxos de ligação causado pelo íman no <i>air-gap</i>
ψ_q	Fluxos de ligação da componente em quadratura
ω_e	Frequência elétrica angular
ω_{mec}	Frequência de rotação angular mecânica
ω_n	Frequência natural de um sistema de segunda ordem

Lista de acrónimos

ABS	Acrilonitrila Butadieno Estireno
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
ASIC	<i>Application-Specific Integrated Circuits</i>
BLE	<i>Battery Life Extension</i>
CAP	<i>Contention Access Period</i>
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
CFD	<i>Computational Fluid Dynamics</i>
CFP	<i>Contention-Free Period</i>
CS	<i>Carrier Sense</i>
CSMA	<i>Carrier Sense Multiple Access</i>
CSMA-CA	<i>Carrier Sense Multiple Access - Collision Avoidance</i>
CTS	<i>Clear To Sent</i>
DSSS	<i>Direct Sequence Spread Spectrum</i>
ED	<i>Energy Detection</i>
ESR	Resistência Série Equivalente
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i>
FEMM	<i>Finite Element Method Magnetics</i>
FHSS	<i>Frequency Hopping Spread Spectrum</i>
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Arrays</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
GTS	<i>Guaranteed Time Slots</i>
HAWT	Turbinas de Eixo Horizontal
InCond	<i>Incremental Conductance</i>
IP	<i>Inactive Period</i>
ISM	<i>Industrial, Scientific and Medical</i>
LEACH	<i>Low-Energy Adaptive Clustering Hierarchy</i>
MAC	<i>Media Access Control</i>
MANET	<i>Mobile Ad hoc Network</i>
MHR	<i>MAC Header</i>
MIC	<i>Message Integrity Code</i>
MPDU	<i>MAC Protocol Data Unit</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
NiCd	Níquel Cádio
NiMH	Hidreto Metálico de Níquel
OSI	<i>Open Systems Interconnection</i>
PAN	<i>Personal Area Network</i>
PER	<i>Packet Error Rate</i>
PHR	<i>PHY Header</i>
PPDU	<i>PHY Protocol Data Unit</i>
PMSG	<i>Permanent Magnet Synchronous Generator</i>
PMTP	Ponto de Máxima Transferência de Potência
PSDU	<i>PHY Service Data Unit</i>
PSK	<i>Phase-Shift-Keying</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
P&O	<i>Perturb and Observe</i>
QoS	<i>Quality of Service</i>
RSSF	Redes de Sensores Sem Fios
RTS	<i>Request To Sent</i>

SD	<i>Secure Digital</i>
SDMA	<i>Space Division Multiple Access</i>
SHR	<i>Synchronization Header</i>
SKKE	<i>Symmetric-Key Key Establishment</i>
SMACS	<i>Self-Organizing Medium Access Control for Sensor Networks</i>
SNR	Relação Sinal Ruído
SSP	<i>Security Service Provider</i>
STEM	<i>Sparse Topology and Energy Management</i>
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>
THD	Distorção Harmónica Total
VAWT	Turbinas de Eixo Vertical
ZDO	<i>ZigBee Device Objects</i>

1- Introdução

Atualmente tem-se assistido a uma evolução crescente da necessidade de acesso à informação do meio para as mais diversas aplicações, como a meteorologia, a detecção de incêndios, monitorização remota de espaços ou de animais selvagens, medição dos níveis de poluição, monitorização do tráfego, entre outras.

De forma a colmatar esta necessidade surgiram as redes de sensores sem fios, pois possuem baixo custo e pouco impacto no local onde é realizada a análise. Todavia, estas redes apresentam grandes desafios relativamente à sua alimentação pois, tipicamente, necessitam de funcionar de forma autónoma e independente da rede elétrica.

Para tal, existem duas soluções possíveis para o fornecimento de energia; pode-se usar uma fonte primária ou é realizada a produção de energia a partir do meio ambiente para alimentar o sistema.

A primeira é apropriada para redes com baixa longevidade ou de muito baixo consumo. No entanto, estas têm poucas aplicações práticas, pelo que é mais apropriado desenvolver sistemas que permitam extrair energia de forma eficiente, sendo normalmente utilizados painéis fotovoltaicos pois possuem um baixo custo e elevada eficiência.

Todavia, a tecnologia fotovoltaica não pode ser aplicada em todos os ambientes. Desta forma, pretende-se estudar uma fonte alternativa, nomeadamente a energia eólica para microprodução de energia, no caso em estudo com valores inferiores a um watt, sendo esta área relativamente pouco estudada e com escassos projetos implementados em ambiente real.

1.1- Motivação

O vento é maioritariamente criado pelo aquecimento de forma não homogénea da atmosfera pelo sol e pelas anomalias da superfície da terra. Desta forma parte da energia solar, tipicamente entre um a dois por cento, é convertida em energia cinética do vento. Embora a percentagem de conversão seja baixa existe uma grande quantidade de energia disponível que pode ser aproveitada.

Este é o objetivo dos aerogeradores, ou seja, converter a energia cinética do vento em energia elétrica. Contudo, tipicamente, só é efetuado em sistemas com potências superiores às centenas de watts, existindo muito poucas aplicações para potência inferiores.

Ao analisar novamente o problema da alimentação das redes de sensores sem fios, que necessitam de baixas potências, verifica-se que existe uma área de estudo para aplicações de aerogeradores que poderá ter grande interesse em regiões particulares, onde exista disponibilidade de vento e indisponibilidade de energia solar.

1.2- Objetivos

Este trabalho tem por objetivo colmatar a pouca investigação na área da microprodução (com potência inferior a um watt) de energia renovável a partir de energia eólica, mais concretamente pretende-se:

- Efetuar o projeto de dois aerogeradores, um baseado numa turbina de eixo vertical e outro numa de eixo horizontal, ajustados para a produção de energia para alimentar nós sensores das redes de sensores sem fios;
- Analisar alguns dos parâmetros de projeto das turbinas que influenciam o seu desempenho, como a dimensão, número de pás, forma da pá, entre outros;
- Determinar quais são os principais parâmetros no projeto de geradores síncronos de ímanes permanentes de forma a criar dois geradores adequados para a turbina que os irá fazer girar;
- Comparar o sistema de eixo vertical com o de eixo horizontal de forma a identificar qual é o mais adequado mediante a velocidade do vento existente;
- Efetuar análises teóricas, através de simuladores, aos aerogeradores e comparar com os resultados experimentais obtidos num túnel de vento para determinar se estão em concordância;
- Estudar qual é o efeito do uso do conversor DC-DC e determinar qual é o melhor conversor para a aplicação em causa, tendo em conta os aerogeradores desenvolvidos;
- Realizar o projeto de um sistema de controlo com baixo consumo de potência de forma a permitir o funcionamento da rede de sensores sem fios mesmo em períodos de inexistência de vento;
- Analisar a eficiência global dos sistemas e verificar em que pontos esta pode ser melhorada;
- Instalar os sistemas no exterior para determinar os seus comportamentos em ambiente real, expostos aos elementos, de forma a validar os resultados teóricos e experimentais;

1.3- Estrutura do trabalho

O presente trabalho está dividido em sete capítulos e seis anexos que estão incluídos no sétimo capítulo, possuindo os seguintes conteúdos:

1. Introdução: Apresentação do trabalho realizado, indica-se a motivação para a sua realização, os objetivos alcançados e a estrutura do trabalho.
2. Estado da arte: Indicação de qual é o estado da arte em estudo, referente às redes de sensores sem fios, aos aerogeradores (mais concretamente às turbinas eólicas, com ênfase nos sistemas para microprodução, e ao gerador síncrono), aos conversores de potência DC-DC (elevador e redutor-elevador inversor) e aos sistemas com redes de sensores sem fios implementados para diversas aplicações.
3. Projeto dos aerogeradores: Realização dos projetos dos componentes dos aerogeradores, mais concretamente as turbinas de eixo horizontal (analisando dois tipos de *airfoils*) e de eixo vertical, onde se estudou por simulação o desempenho esperado em termos do coeficiente de potência e comparou-se com os resultados obtidos experimentalmente. Desenvolvimento dos geradores adequados tanto à potência que a turbina é capaz de produzir, como à velocidade, rotação e dimensão que esta apresenta. Implementação dos conversores DC-DC para que estes permitam extrair a máxima potência para a carga (dimensionou-se os conversores elevador e redutor-elevador inversor). No fim do capítulo, apresentam-se os aerogeradores completos (com o custo de produção) e indica-se o consumo de potência do sistema de controlo.
4. Análise aos resultados: Primeiramente efetua-se a comparação entre os resultados obtidos pelo simulador e os alcançados experimentalmente no túnel de vento, mais concretamente a análise aos sistemas com e sem conversor DC-DC, com e sem bateria e a comparação entre os conversores elevador e redutor-elevador inversor. Seguidamente, estudou-se o comportamento dos sistemas em ambiente exterior, apresentando-se os resultados de um dia, de cinco dias, de um mês e o desempenho esperado para o funcionamento ao longo de um ano.
5. Conclusões e trabalhos futuros: Apresenta-se as principais conclusões alcançadas após a realização do trabalho e indica-se propostas para trabalhos que possam ser futuramente realizados.
6. Bibliografia: Indicação das referências bibliográficas usadas.
7. Anexos: Apresentação dos anexos que realizam o complemento a informação apresentada no trabalho. Mais concretamente, em A é efetuada a análise aos mecanismos de propagação de ondas no canal sem fios e o estudo à norma 802.15.4 e ao protocolo *ZigBee*. Já em B apresenta-se o estudo mais aprofundado relativamente às turbinas eólicas e às máquinas síncronas. No anexo C encontra-se a análise mais às turbinas desenvolvidas, usando CFD, e a forma como se realiza as simulações. Em D é efetuado o aprofundamento da análise dos conversores DC-DC elevador e redutor-elevador inversor, sendo realizado o estudo dos conversores redutor e redutor-elevador não inversor. No anexo E indica-se os

algoritmos desenvolvidos para os sistemas de controlo e monitorização. No anexo F é indicada a forma como se desenvolveu o simulador do aerogerador (modelo da turbina isolada, modelo da turbina e gerador síncrono, modelo do conversor elevador com fonte ideal, modelo global) e teste aos conversores redutor elevador inversor e não inversor. Em G são apresentados alguns resultados experimentais e no anexo H encontra-se o desenho dos geradores síncronos usados. No anexo I apresenta-se as simulações ao gerador síncrono. E por fim, no anexo J encontra-se o artigo publicado.

2- Sistemas eólicos para microprodução

Neste capítulo pretende-se apresentar o estado atual da tecnologia para a utilização da energia eólica na produção de energia elétrica em pequena escala. Começa-se por descrever as redes de sensores sem fios, qual o seu princípio de funcionamento e para que são usadas. Depois, são descritos os sistemas que permitem a captação de energia eólica para pequena escala, analisando as turbinas de eixo horizontal e vertical, os geradores síncronos e os conversores de potência DC-DC. Por fim é efetuada uma revisão bibliográfica referente aos sistemas de microprodução de energia eólica.

2.1- Redes de sensores sem fios

Tem-se assistido ao aumento da integração da sociedade com o meio ambiente através da tecnologia cuja base são os sensores que efetuam as medições de parâmetros do mundo físico. Para dar resposta à necessidade de informação surgem os sistemas que permitem que esta seja obtida e transmitida de forma eficiente, sem recorrer a meios cablados, ou seja, através de redes sem fios. Tais sistemas serão analisados nesta secção.

As redes *ad hoc* são um caso particular das redes sem fios, onde a estrutura é descentralizada, não dependendo de uma infraestrutura física como *routers* ou de estações de base, uma vez que cada nó da rede é móvel e pode comunicar diretamente com os outros nós utilizando rádios. Tipicamente são usadas as bandas ISM (*Industrial, Scientific and Medical*). Desta forma, é possível ligar vários nós, compostos por dispositivos heterógenos, originando uma rede ubíqua e tipicamente dispersa [1]. As aplicações mais usadas nas redes de sensores sem fios (RSSF) podem ser definidas em [1]:

- Deteção de eventos: Os nós sensores devem indicar a ocorrência de um dado evento, podendo este ser detetado por um (caso mais simples) ou vários nós em colaboração, pelo que pode ser necessário criar classificações de eventos caso estes sejam demasiado diversificados.
- Medições periódicas: Os nós sensores podem ser configurados para transmitir periodicamente os valores lidos pelos sensores, podendo ser iniciada esta transmissão após a deteção de um evento.
- Função de variação: Os nós sensores permitem gerar uma aproximação à função de variação que descreve a forma como uma determinada grandeza física varia, sendo esta aproximação mais precisa consoante as necessidades da aplicação.
- Seguimento: Os nós sensores permitem seguir um evento móvel, exigindo uma cooperação entre os sensores de forma a poder estimar adequadamente a posição atual do evento.

Algumas aplicações particulares que usam as RSSF encontram-se representadas na figura 2.1, sendo notória a vasta gama de aplicações possíveis que têm um grande impacto na sociedade

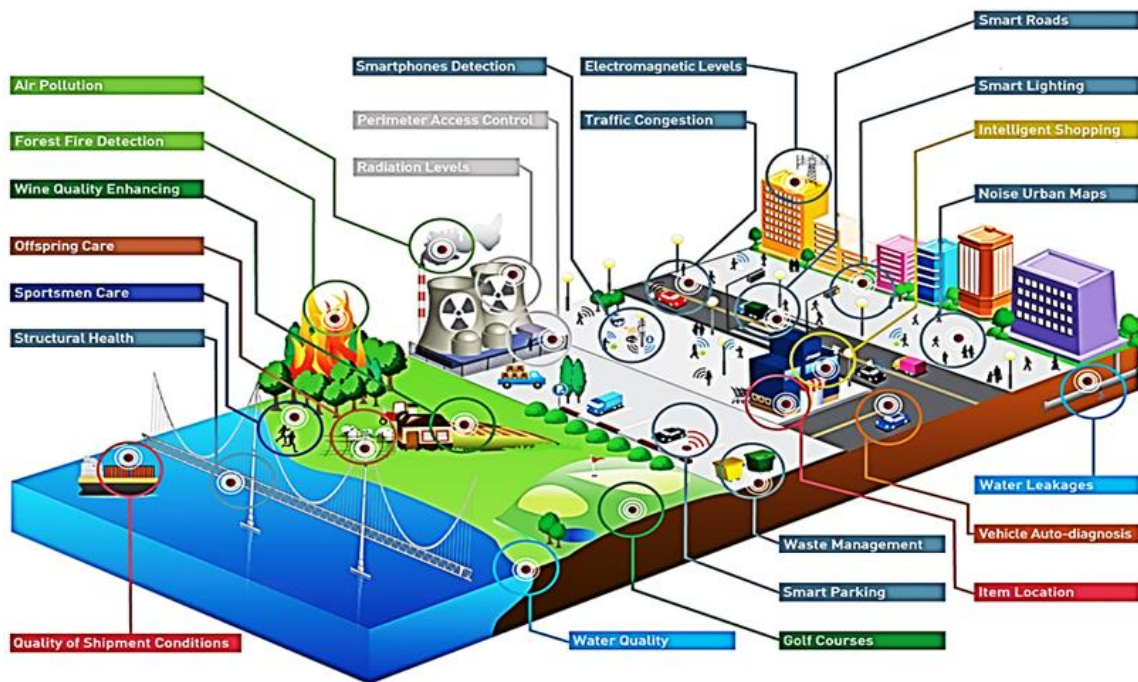


Figura 2.1: Aplicações particulares que usam as RSSF, adaptado de [2].

Os nós das RSSF são constituídos essencialmente pelas unidades de potência (*power unit*), comunicação (*transmission unit*), processamento (*processing unit*) e sensores (*sensing unit*), como se pode verificar na figura 2.2, onde é apresentada a estrutura de uma RSSF com ligação ao exterior (internet).

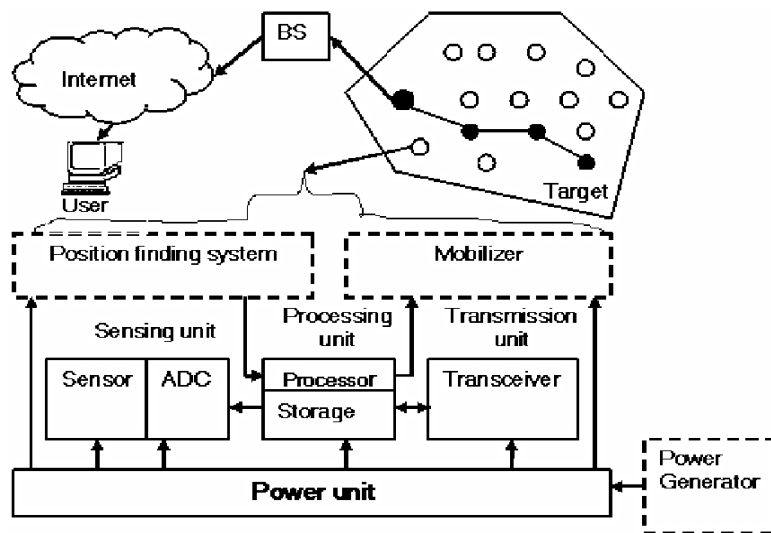


Figura 2.2: Estrutura de uma RSSF com ligação exterior [3].

A unidade de potência é tipicamente constituída por uma bateria que alimenta o nó sensor. Esta pode ser carregada por um gerador de potência que produz energia através das fontes de energia renovável, estando indicadas as mais comuns na tabela 2.1. A forma como os nós são alimentados é objeto de análise uma vez que usualmente é pretendido que estes sistemas funcionem autonomamente como é analisado em [4] [5] [6] [7]. Já a comparação entre os tipos de baterias recarregáveis mais usadas encontra-se na tabela 2.2.

Tabela 2.1: Potência gerada por algumas tecnologias de captação de energia [8].

Fonte de energia	Densidade de potência	Aplicações possíveis nas RSSF
Energia solar (exterior)	15 mW/cm ³ – dia com sol 0,15 mW/cm ³ – dia nublado	Sensores no exterior ou em locais fechados mas com muita iluminação como centros comerciais e fábricas
Energia solar (interior)	10 – 100 μW/cm ²	
Vibração (<i>piezoelectric – shoe inserts</i>)	330 μW/cm ³	Sensores instalados (ou em contacto) em corpos em movimento como automóveis, motores ou outras fontes de vibração
Vibração (conversão electrostática)	0,021 μW/mm ³ – 105 Hz	
Vibração (conversão eletromagnética)	184 μW/cm ³ – 10 Hz 306 μW/cm ³ – 52 Hz	
Termoelétrica – 5 °C gradiente	40 μW/cm ³	Sensores onde a temperatura da superfície na qual estão instalados difere da temperatura ambiente, como motores ou superfícies corporais
Fluxo de vento	16,2 μW/cm ³ – 5m/s	Sensores no exterior ou em objetos em movimento
Ruido acústico	3 nW/cm ³ – 75 dB 960 nW/cm ³ – 100 dB	Sensores onde existe um elevado nível de ruído sonoro como centros comerciais e fábricas
Energia do campo magnético	130 μW/cm ³ – 200 μT, 60Hz	Sensores onde existe um forte campo magnético como as linhas de transmissão/distribuição de potência

Tabela 2.2: Comparação entre os tipos de baterias recarregáveis mais usadas [9].

	Níquel Cádio (NiCd)	Hidreto metálico de níquel (NiMH)	Ácido de chumbo	Iões de lítio	Polímero de iões de lítio	Alcalinas renováveis
Densidade de energia (J/cm ³)	650	860	3780	1080	2880	1200
<i>Gravimetric Energy Density</i> (Wh/kg)	45 – 80	60 – 120	30 – 50	110 – 160	100 – 130	80 (inicial)
Resistencia interna (mΩ)	100 – 200 (6 V pack)	200 – 300 (6 V pack)	<100 (12 V pack)	150 – 250 (7,2 V pack)	200 – 300 (7,2 V pack)	200 – 2000 (6 V pack)
Ciclo de vida (a 80% da capacidade inicial)	1500	300 – 500	200 – 300	500 – 1000	300 – 500	50 (to 50%)
Tolerância de sobrecarga	moderada	baixa	alta	muito alta	baixa	moderada
Auto descarga por mês (temperatura de 25°C)	20%	30%	5%	10%	10%	0.3%
Tensão nominal das células (V)	1,25	1,25	2	3,6	3,6	1,5
Temperatura de operação (°C)	-40 – 60	-20 – 60	-20 – 60	-20 – 60	0 – 60	0 – 65

O módulo de comunicação permite ao nó comunicar com os nós vizinhos, enviando e recebendo informação. Tal é usualmente realizado pelo sistema que incorpora as funcionalidades de emissor e recetor, o transceptor (*transceiver*), que é essencialmente constituído por um amplificador de potência, que amplifica o sinal antes de ser transmitido pela antena, um amplificador de baixo ruído, que amplifica o sinal recebido para um nível que permita um bom processamento sem reduzir a relação sinal ruído (SNR

- *signal-to-noise ratio*), e por elementos que permitam a conversão de frequência para banda base ou para a frequência desejada, como o *mixer* e o oscilador local.

Estes sistemas podem funcionar em quatro modos: Transmissor (a antena radia energia devido aos componentes de transmissão estarem ativos); Recetor (os componentes de receção estão ativos); *Idle* (o sistema está à espera de receber informação, mas ainda não a recebeu, pelo que alguns dos componentes do modo de receção podem estar desativados até que esta seja recebida); Adormecido (grande parte do sistema está desativado ficando apenas os componentes que permitem manter as configurações básicas, evitando que de cada vez que o sistema é ligado seja necessário reconfigurar todos os componentes, reduzindo o custo energético associado ao arranque do sistema) [1].

Já a unidade de processamento é o centro de todo o sistema, sendo responsável por processar a informação e controlar o dispositivo. Tal é, tipicamente, implementado com recurso a um microcontrolador por ser um sistema com consumo reduzido, que permite entrar no modo adormecido mantendo apenas os componentes básicos ativos e fornece uma programação flexível. Contudo, apresenta limitação de memória.

Em alternativa podem ser usadas FPGA (*Field-Programmable Gate Arrays*) que permitem ser reconfiguradas no próprio ambiente onde o sistema foi instalado, possibilitando uma adaptação rápida às novas condições ambientais, embora tenham um consumo energético considerável. Todavia, os microcontroladores são tipicamente programados com vários programas pelo que podem rapidamente alterar para outro programa mais adaptado às novas condições sem necessidade de serem reprogramados pelo que não possuem grande desvantagem face à FPGA. Outra alternativa são os ASIC (*Application-Specific Integrated Circuits*) sendo criados especificamente para uma aplicação particular, logo aumentam significativamente a eficiência energética, embora percam a flexibilidade sendo de difícil adaptação a novos meios ambientais [1].

A recolha de informação do ambiente é efetuada pelos sensores e estes podem ser classificados em três categorias: sensores ativos que efetuam perturbações no ambiente de forma a efetuar as medições (por exemplo o sonar); sensores passivos omnidirecionais que efetuam medições de parâmetros sem necessidade de perturbar o ambiente (por exemplo o termómetro); sensores passivos de feixe estreito que não perturbam o ambiente e apenas efetuam medições numa direção específica (por exemplo a câmara). Já os atuadores são usados para interagir com o ambiente, como por exemplo através de motores ou de luzes, existindo uma grande diversidade de aplicações possíveis [1].

As RSSF são compostas por [10]:

- Coordenador (*sink*): Nó responsável por formar a rede, atribuir os endereços aos nós e recolher os dados, enviando-os para fora da rede, por exemplo para a internet.
- Routers: Nó que permite receber e enviar informação, sendo esta, tipicamente, provinda de um nó e destinada a outro que está fora do seu alcance, pelo que o nó

router efetua o encaminhamento da informação. Também pode conter sensores, gerando nova informação na rede, embora normalmente este nó seja dedicado para encaminhar informação. Muitas aplicações necessitam que este nó esteja continuamente ativado de forma a recolher constantemente a informação dos vários nós terminais, fazendo com que exista um elevado consumo de energia.

- Dispositivo terminal (*end device*): É o nó mais simples e a sua função centra-se em recolher a informação dos sensores e a enviar para o *router* ou para o coordenador. Têm a grande vantagem de poder entrar no modo adormecido poupando energia, só acordando periodicamente, por exemplo, devido à deteção da ocorrência de um evento significativo.

No anexo A encontra-se o estudo das topologias das RSSF, a análise à arquitetura *Zigbee* e ao padrão 802.15.4 da IEEE e a análise aos fenómenos de propagação das ondas no meio físico.

As RSSF apresentam um enorme potencial para aplicações que necessitem de monitorização de parâmetros ambientais em zonas remotas, como a temperatura, deslocamento de solos, humidade, precipitação, concentração de gases, entre outras.

O sistema *RIMBAMONcopy* [11] foi implementado numa floresta tendo por objetivo detetar fogos e atividades madeireiras ilegais. Para tal, foram usados nós MICA2 e sensores de luminosidade, aceleração, acústica e de campo magnético. Também o projeto descrito em [12] baseia-se no som de forma a determinar atividades madeireiras ilegais nas florestas.

Estas redes podem, igualmente, ser usadas para funcionar como estações meteorológicas dispersas que transmitem em tempo real, sendo empregues vários tipos de sensores para produzir uma visão abrangente do ambiente, estando alguns projetos descritos em [13] e [14]. Em [15] o sistema é ainda mais abrangente e gera alarmes em caso da ocorrência de desastres naturais.

Outra aplicação de grande relevância é a deteção de incêndios ou queimadas ilegais como é o caso do projeto “*Firebug*”, [16] e [17], que usa sensores térmicos de forma a detetar o início da ocorrência de fogo. O nó a que o sensor está ligado indica a sua posição exata através do sistema GPS (*Global Positioning System*). Existem outras aplicações que têm a mesma finalidade, como as apresentadas em [18], [19], [20] e [21].

A agricultura de precisão também é uma área de grande interesse onde as RSSF podem trazer enormes benefícios, como é descrito no projeto *AQUASENSOR* [22] onde são usados sensores que medem parâmetros como a humidade, temperatura e salinidade do solo de modo a determinar quando é necessário efetuar a rega. Existem outros projetos que analisam este princípio como o descrito em [23]. Também é possível usar estas redes para efetuar a monitorização não invasiva da fauna e da flora [24], monitorização de tráfego [25] e aplicações militares [26]. Todavia, tipicamente estes sistemas devem ser

capazes de operar durante longos períodos sendo necessário o uso de técnicas como as indicadas em [27] [28] [29] [30].

2.2- Sistemas para captação de energia eólica

Nesta secção pretende-se analisar os sistemas que permitem a extração da energia cinética do vento (energia eólica) de forma a poder alimentar a carga e a bateria. Mais concretamente, pretende-se estudar a turbina eólica e os geradores síncronos.

2.2.1- Turbinas eólicas

As turbinas eólicas permitem converter a energia cinética do vento em energia mecânica, gerando a rotação de um veio. A potência extraída pela turbina é definida por [31]

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

onde ρ é a densidade do ar em Kg/m^3 , A é a área varrida pelas pás em m^2 , v é a velocidade do vento em m/s e C_p é o coeficiente de potência da turbina, que define quanta da potência disponibilizada pelo vento, $P_0 = \rho A v^3 / 2$, é extraída pela turbina. O valor máximo de C_p é $16/27 \approx 59,3\%$, sendo denominado limite de *Betz*. A forma como se chega a este valor encontra-se deduzida no anexo B, em conjunto com informação complementar referente à análise das turbinas eólicas.

A velocidade de rotação da turbina (frequência de rotação angular mecânica, em rad/s) é dada por [32]

$$\frac{d\omega_{mec}}{dt} = \frac{T_v - T_e - M}{J} \quad (2.2)$$

sendo J o momento de inércia (Kg m^2), T_e é o binário elétrico criado pelo gerador (Nm) e M é o binário de fricção do rolamento (Nm) expresso por [33]

$$M = \frac{P_L \mu_f (d_i + d_e)}{4} \quad (2.3)$$

onde P_L é a força aplicada no rolamento em N (quando está parado é dada pela massa do objeto, em Kg , multiplicada pela aceleração gravítica [34]), μ_f é o momento de fricção (para um rolamento de esferas varia entre $0,8 \times 10^{-3}$ e $1,2 \times 10^{-3}$ [33]), d_i é o diâmetro interno do rolamento em m e d_e é o diâmetro externo do rolamento em m . Em vez de M pode ser usado $b\omega_{mec}$ sendo b o coeficiente de rotação mecânica do atrito viscoso (Nms/rad), ou seja, é o coeficiente entre M e ω_{mec} [35].

Tipicamente o coeficiente de rotação mecânica do atrito é medido experimentalmente efetuando duas medições do binário elétrico e da velocidade de rotação, fazendo $b = (T_{e1} - T_{e2}) / (\omega_{mec1} - \omega_{mec2})$, sendo 1 a primeira medição e 2 a segunda medição, estando o seu valor típico entre 10^{-3} e $3 \times 10^{-3} \text{ Nms/rad}$ [36].

Tendo em conta que a potência e o binário do vento estão relacionados $P = \omega_{mec} T_v$, então usando (2.1),

$$T_v = \frac{1}{2} \frac{\rho A v^3 C_p}{\omega_{mec}} \quad (2.4)$$

A potência elétrica de um sistema trifásico é definida como

$$P_e = 3ivF_p \quad (2.5)$$

sendo F_p o fator de potência que depende do tipo de carga, i o valor eficaz da corrente produzida e v a tensão eficaz gerada. Neste caso

$$P_e = \eta P = \eta \omega_{mec} T_v = \omega_{mec} T_e \quad (2.6)$$

e η é a eficiência da conversão. Substituindo (2.5) em (2.6) obtém-se o binário elétrico

$$T_e = \frac{3ivF_p}{\omega_{mec}} \quad (2.7)$$

Pode-se considerar dois tipos de turbinas, consoante a orientação do eixo, as de eixo horizontal (HAWT - *horizontal axis wind turbine*) e as de eixo vertical (VAWT - *vertical axis wind turbine*), estando a configuração base das turbinas estudadas representadas na figura 2.3.

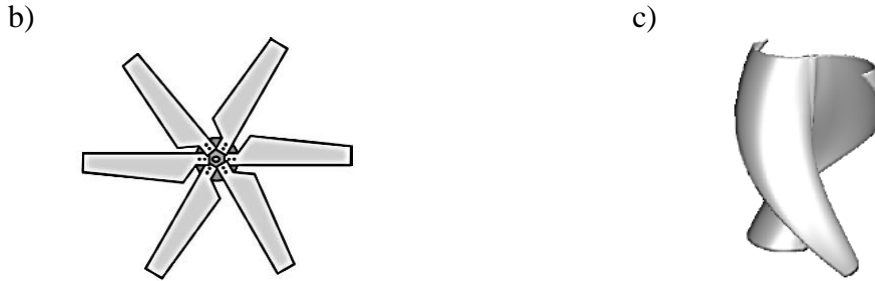


Figura 2.3: Tipos de turbina que pretende-se analisar, a) eixo horizontal de 6 pás [37] e b) eixo vertical de 2 pás com torção de 180° [38].

Na figura 2.4 encontra-se a relação entre a velocidade específica e o coeficiente de potência para vários tipos de turbina. A velocidade específica é definida pela razão entre a velocidade de rotação do extremo da turbina e a velocidade do vento, ou seja [39],

$$\lambda = \frac{\omega_{mec} R}{v} \quad (2.8)$$

sendo R o raio da turbina em m.

Uma comparação entre o coeficiente de potência e a velocidade específica para duas configurações de HAWT, considerando quatro velocidades de vento, encontra-se representada na figura 2.5 a), enquanto na figura 2.5 b) encontra-se a representação dos valores médios da relação entre o coeficiente de potência e a velocidade específica para

três configurações de HAWT, sendo alcançados os valores máximos de 18%, 19,6% e 19,4% para, respectivamente, os coeficientes de potência do sistema com 3, 6 e 7 pás [37].

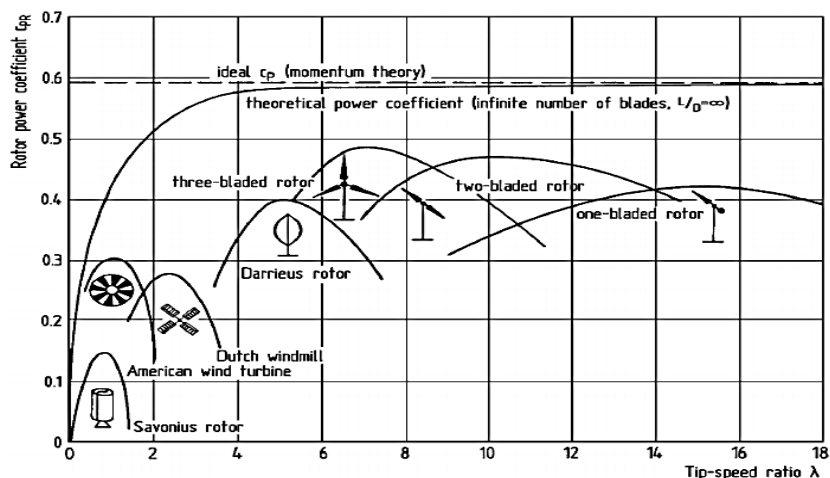


Figura 2.4: Valor máximo da relação entre a velocidade específica e o coeficiente de potência para vários tipos de turbina [40].

Estes sistemas foram concebidos usando pás de 0,07 m e um raio de 0,075 m, tendo o sistema de três pás uma *solidity*, razão entre a área das pás da turbina e a área de varrimento, de 0,15. A *solidity* é expressa por $sol = nA_t/A$ onde n é o número de pás e A_t é a área de cada pá em m^2 [41].

Desta forma, verifica-se que os sistemas de seis pás fornecem o melhor desempenho. Todavia este estudo é para turbinas de pequena dimensão e contradiz o que é indicado em [31] onde é realizado um estudo de sistemas de grande dimensão sendo o coeficiente de potência máximo obtido com três pás, baixando com o aumento do número de pás como se pode verificar na figura 2.6 a). Tal deve-se ao facto de, embora a velocidade angular do sistema de três pás ser superior ao de seis, o segundo gera um binário superior (tal também ocorre nos sistemas de maior dimensão como é notório pelo coeficiente de binário representado na figura 2.6 b)) e para a zona de operação (zona de λ representada na figura 2.4) destas turbinas o aumento do binário compensa a diminuição da velocidade angular o que não ocorre nos sistemas de grande dimensão, que operam com valores superiores de λ [37].

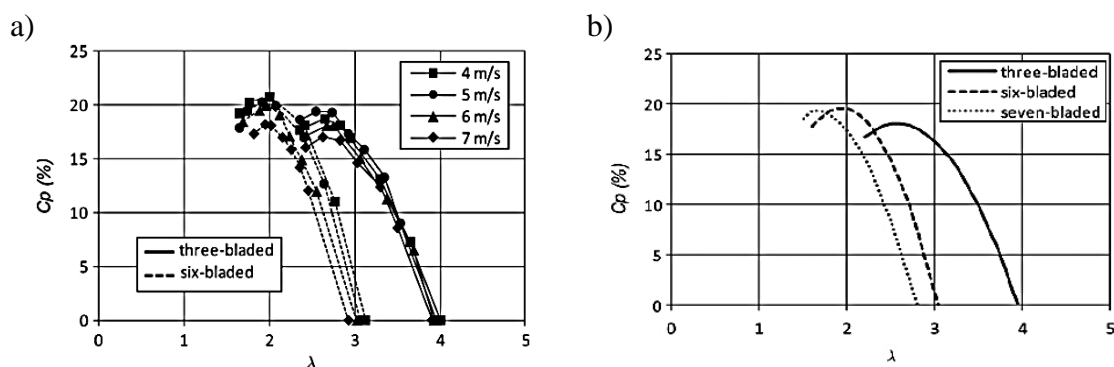


Figura 2.5: Uma comparação entre o coeficiente de potência e a velocidade específica para as HAWTs a) com 3 e 6 pás considerando 4 velocidades de vento e b) valor médio para sistemas com 3, 6 e 7 pás [37].

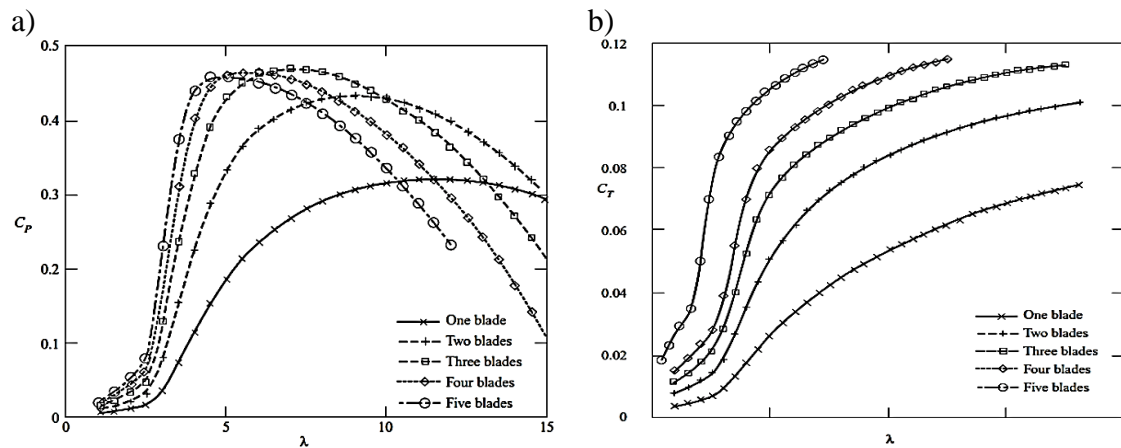


Figura 2.6: Desempenho das turbinas de grande dimensão relativamente ao a) coeficiente de potência e b) coeficiente de binário, adaptado de [31].

O sistema de forças que atuam numa pá típica dos sistemas de eixo horizontal encontra-se representado na figura 2.7 a). As grandezas que intervêm são: velocidade relativa do vento (W) que é composto pela velocidade do vento (u_p) e a velocidade tangencial da pá (u_t); ângulo de ataque (α) que é o ângulo entre a linha de corda (c), representada na figura 2.7 b), e W ; ângulo de passo (β) que é o ângulo entre c e plano de rotação da pá; ângulo do escoamento (ϕ) definido pela soma de α e β [42] [43].

A força F pode ser decomposta de duas formas. A primeira é nas componentes de arrastamento (D), que atua na mesma direção de W , e de sustentação (L), que é perpendicular a D . A segunda é na componente do plano de rotação (N), elemento que contribui para a rotação, e na sua componente perpendicular (T) que contribui para o binário. As duas formas são relacionadas por [42]

$$N = L \sin(\phi) - D \cos(\phi) \quad (2.9)$$

$$T = L \cos(\phi) + D \sin(\phi) \quad (2.10)$$

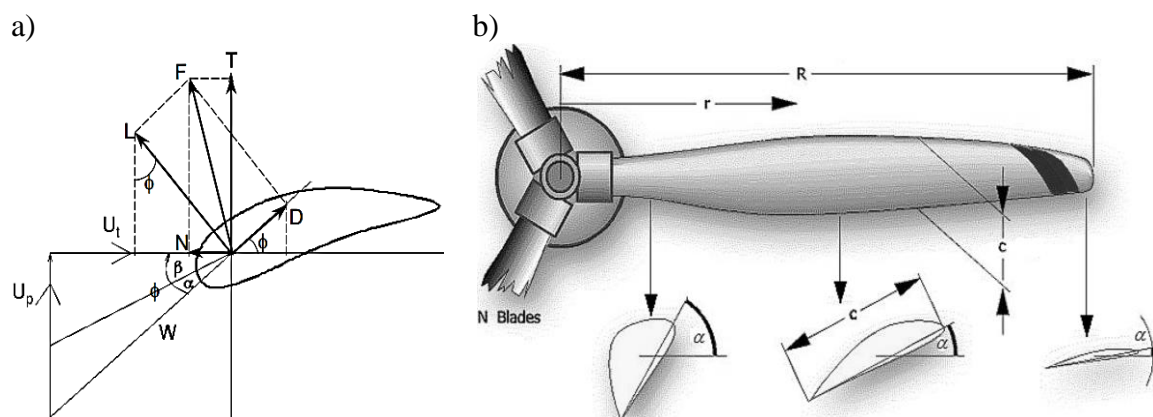


Figura 2.7: Geometria de uma pá típica dos sistemas de eixo horizontal, a) sistema de força que atuam na pá [42] e b) variação do ângulo de ataque ao longo da pá, adaptado de [44].

De forma a descrever o desempenho da pá independentemente da velocidade do vento e do seu tamanho, tipicamente, são usados os coeficientes de arrastamento (*drag*) e de sustentação (*lift*), dados, respetivamente, por [42]

$$C_d = \frac{D}{\frac{1}{2}\rho A_t w^2} \quad (2.11)$$

$$C_l = \frac{L}{\frac{1}{2}\rho A_t w^2} \quad (2.12)$$

sendo a área A_t dada por $\bar{c}R$, onde \bar{c} é o valor médio da linha de corda, pelo que estes coeficientes são significativamente afetados pelo rácio entre a largura (definida pela linha de corda) e o comprimento da pá, R . A estes rácios é multiplicado o número de pás para obter os valores para a turbina.

A forma da pá apresentada na figura 2.7 a) é denominada *airfoil* e irá definir a forma como esta se move pelo fluido, gerando as forças L e D , tendo por objetivo criar zonas de alta e baixa pressão que, por sua vez, produzem diferenças de velocidade (superior na face de cima e inferior na de baixo) pelo efeito de Bernoulli, influenciando o campo de fluido para provocar a rotação [31].

Os desenhos usuais do *airfoils* para microprodução encontram-se em [45] e baseiam-se, usualmente, nos número pequenos de *Reynolds* [46] devido às características típicas do fluido (vento) onde serão usadas.

Usando a *blade element theory* e a teoria dos momentos, foi deduzido que [47]

$$\lambda = \frac{8\pi R}{3cC_l n} \sin(\phi) \quad (2.13)$$

Usando (2.8) e (2.13) é possível estimar qual será a velocidade do vento para a qual ocorre a velocidade de rotação pretendida.

O número de *Reynolds* indica o rácio entre as componentes de inércia e de viscosidade, indicando o quão laminar ou turbulento será o fluxo, podendo ser definido por $R_N = v\bar{c}\rho/\mu_a$ [48], onde μ_a é a viscosidade do fluido (em Nm^2s) dada pela aproximação $\mu_a = 1,458 \times 10^{-6} T^{1,5} / (T + 110,4)$, válida para temperaturas até 1500 K, onde T é a temperatura em K [49], podendo a viscosidade cinética (ρ/μ_a) ser aproximada a 69000 s/m^2 num clima temperado ao nível do mar.

A relação entre os números de Reynolds e o rácio C_l/C_d , para grande parte dos *airfoils* para microprodução foi analisada em [48], tendo sido concluído que quanto menor for o número de Reynolds menor é o rácio e menor é o desempenho das pás. Na figura 2.8 a) apresenta-se a relação entre o ângulo de ataque e a razão entre a sustentação e o arrastamento para os *airfoils* para microprodução mais usados. Já em b) é apresentado a relação entre C_d e C_l para os mesmos *airfoils*. No estudo da figura são usadas pás com número de Reynolds de 10^5 .

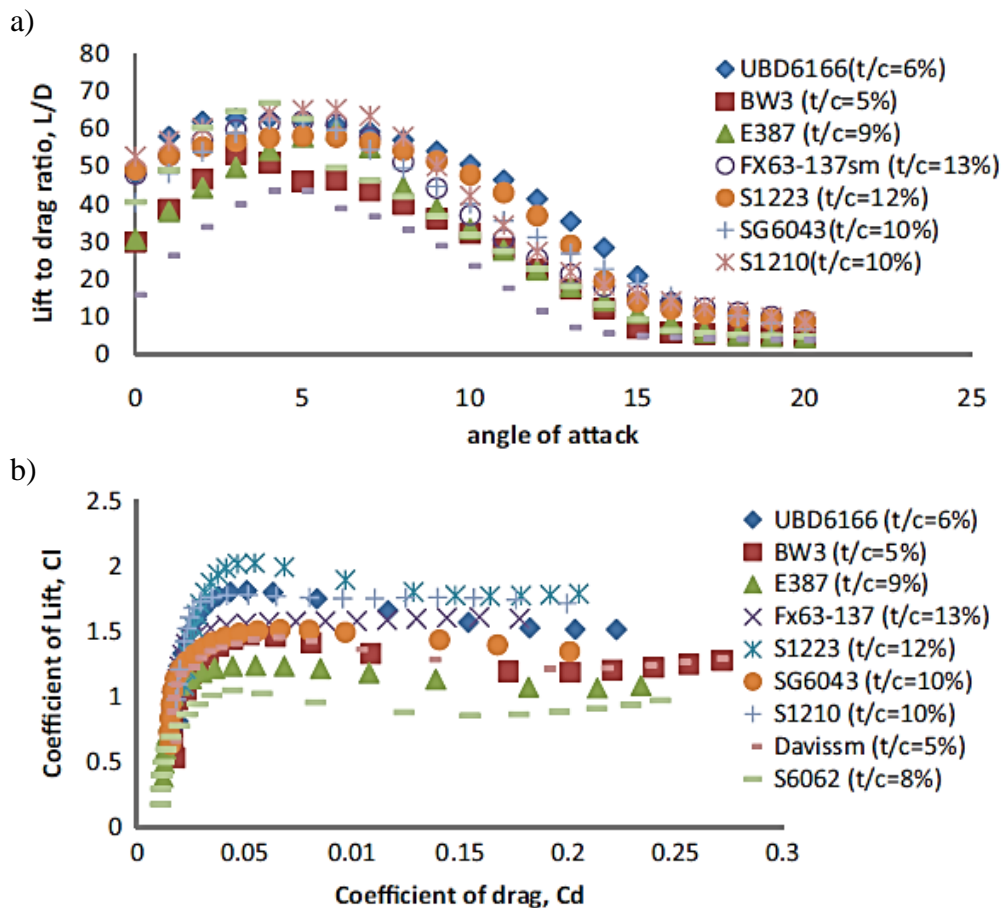


Figura 2.8: Análise aos *airfoils* para microprodução, a) relação entre o ângulo de ataque e a razão entre a sustentação e o arrastamento e b) relação entre C_d e C_l [50].

O uso de *airfoils* baseados em números de Reynolds grandes são mais eficientes, mas a sua aplicação em turbinas de pequena dimensão produz um elevado gradiente de pressão adversa, levando à produção de bolhas de separação laminar que é uma das principais causas da perda de eficiência. Desta forma, as pás devem ter uma pequena espessura (t) e o fluxo de ar deve passar por toda a superfície da pá [50].

Outro ponto importante é a perda de elevação na ponta da pá devido ao facto de parte do ar que incide na zona de pressão escapar para a região de sucção, baixando a diferença de pressão entre as duas zonas. Este efeito também irá gerar turbulência no vento, produzindo vórtices de baixa pressão que criam arrastamento proporcional a C_l^2/A_r (relação válida para uma pá sem poeira ou rugosidades significativas), sendo A_r o *aspect ratio* definido por R^2/A [49].

O momento de inércia de uma turbina de eixo horizontal pode ser aproximado ao de um disco. Contudo, uma aproximação mais precisa é dada por [51]

$$J = K_J m R^2 \quad (2.14)$$

onde m é a massa da turbina e K_J é o rácio que depende da geometria da turbina (para uma turbina com geometria típica é 0,222).

Os sistemas de eixo horizontal são movidos por forças de sustentação e necessitam de mecanismos que os mantenham continuamente orientados na direção do vento. Já os sistemas de eixo vertical são movidos por forças de sustentação (turbina *darrieus*) ou arrasto (turbina *savonius*), não necessitando de mecanismos de orientação, estando os desenhos das turbinas mais usados representados na figura 2.9 a). Os primeiros são indicados para produção de elevada potência, pois para a geração da mesma energia ocupam uma área menor que os sistemas verticais. Já os segundos são preferíveis para efetuar microprodução em ambientes de grande turbulência pois, não necessitam de estar continuamente alinhados [52].

Relativamente aos sistemas de eixo vertical pretende-se analisar a turbina *savonius*. Embora tenha menor eficiência que a *darrieus*, tem como vantagens ter a capacidade de iniciar a rotação facilmente de forma autónoma, não necessitando de uma fonte secundária de arranque, e iniciar a rotação a velocidades de vento mais baixas mesmo em comparação com as turbinas de eixo horizontal [53].

Na figura 2.9 b) encontram-se representados os parâmetros de projeto do aerogerador *savonius*, sendo estes o diâmetro do rotor da turbina (D), o diâmetro de cada pá (d ou comprimento de corda), o diâmetro da turbina (D_0), o diâmetro do veio (a), o raio da cada pá (R), a espessura da pá (t), a altura das pás (H), a zona de sobreposição (e) e o ângulo de torção da turbina (θ). Os dois rácios de projeto são o *aspect ratio* (H/D) e a razão de sobreposição ($(e-a)/d$, embora tipicamente seja considerado $a=0$).

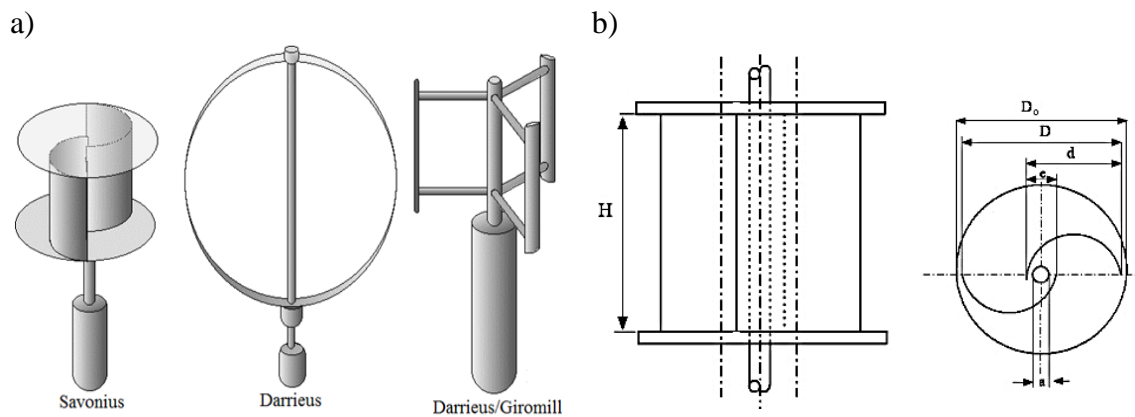


Figura 2.9: Sistemas de eixo vertical, a) turbinas mais usadas, adaptado de [54], e b) parâmetros de projeto do aerogerador *savonius* [55].

O primeiro parâmetro analisado é a torção da turbina, estando na figura 2.10 a) a representação das quatro rotações mais usadas e na figura 2.10 b) a relação entre λ e C_p para estes casos. Verifica-se que o melhor caso ocorre com uma torção de 180° .

Já o efeito da razão de sobreposição encontra-se analisado na figura 2.11 a), sendo o melhor caso obtido quando este rácio é de 30%, permitindo que a abertura não seja demasiado fechada, aumentando a pressão no lado que não contribui para a rotação, nem demasiado aberta, provocando uma diminuição significativa na pressão exercida, visível na figura 2.11 b).

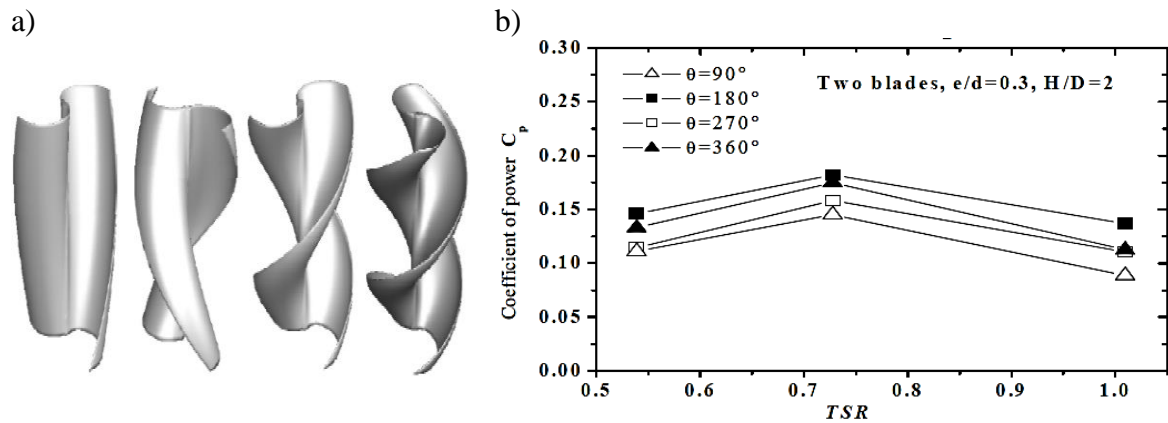


Figura 2.10: Torção dos sistemas de eixo vertical, a) representação de quatro rotações e b) relação entre λ e C_p para estes casos [38].

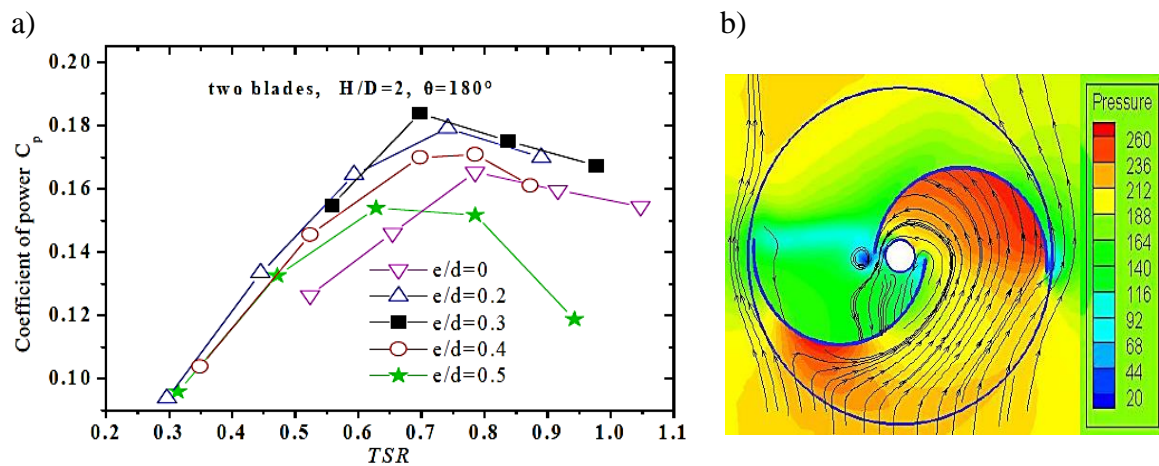


Figura 2.11: Efeito da razão de sobreposição, a) relação entre λ e C_p e b) efeito na pressão, em Pa, exercida na turbina [38].

O efeito do *aspect ratio* foi analisado em [38], [56] e [57] tendo sido notório que aumentar a altura em relação à largura produz maior eficiência, sendo tal perceptível pela análise da figura 2.12 a).

O uso de mais do que um andar permite aumentar a eficiência, como se pode verificar na figura 2.12 b), sendo o de dois andares o melhor caso. Neste estudo cada andar possui uma torção de 90° , pois permite estabilizar o binário mecânico. O uso de mais que dois andares apenas reduz a eficiência devido ao aumento da inércia da turbina [58].

Na figura 2.13 a) encontra-se analisado o efeito do número de pás da turbina, sendo notório que o caso ideal ocorre com o uso de duas pás. O motivo para tal ocorrência é perceptível na figura 2.13 b) e deve-se ao facto de que, com o aumento das pás ocorre uma diminuição da área de incidência na pá que está a realizar a rotação, sendo realizada pressão negativa nas outras pás, o que provoca uma força contrária ao sentido de rotação [59]. Este resultado foi confirmado pelo estudo apresentado nas figuras 2.13 c) e d). O valor de D_0 deve ser 10% superior ao de D para maximizar a produção [58].

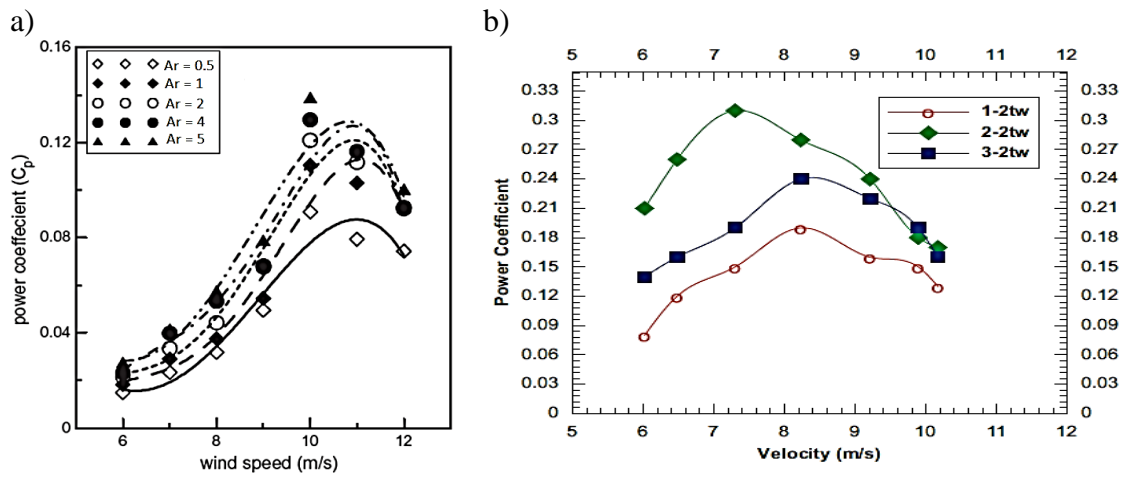


Figura 2.12: Análise a parâmetros geométricos das VAWTs, a) efeito do *aspect ratio* [57] e efeito do uso de vários andares [59].

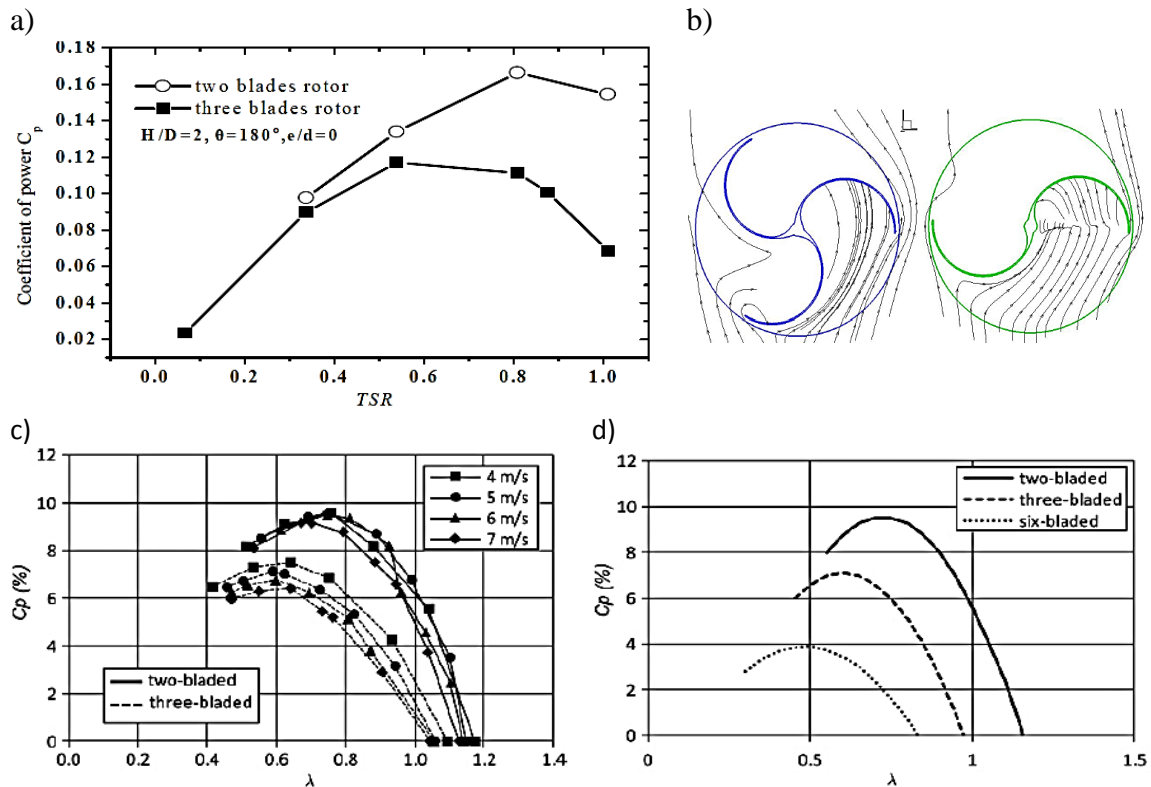


Figura 2.13: Estudo do efeito do número de pás da turbina, a) relação entre λ e C_p para os sistemas com torção de 180° [38], b) campo de fluido da turbina [38], relação entre λ e C_p para os sistemas com torção de 90° [37] e d) relação entre λ e C_p para os sistemas com torção de 90° e 2, 3 e 6 pás [37].

O momento de inércia de uma pá do *savonius* é dado por [60]

$$J_p = \frac{2}{3} \rho H t d^3 \quad (2.15)$$

Já o momento de inércia dos topos, segundo o eixo z, é [61]

$$J_t = \frac{1}{2}mD_0^2 \quad (2.16)$$

sendo m a massa do disco. Se for segundo os eixos x ou y $J_t = m[3(D_0/2)^2 + H_t^2]/12$, onde H_t é a espessura do topo [61]. Deste modo, o momento de inércia do *savonius* é definido por

$$J = n_1 J_p + n_2 J_t = \frac{2}{3}n_2 \rho H t d^3 + \frac{1}{2}n_2 m D_0^2 \quad (2.17)$$

sendo n_1 o número de pás e n_2 o número de topos.

A potência que a turbina irá produzir depende do tipo de pá. Se for um sistema puramente de arrasto pode-se usar (2.11) (considerando toda a área da turbina, dada por A) de forma a definir o limite da potência produzida. Sabendo que neste caso particular $P = D \omega_{mec} R$ então $P = A \rho C_d \omega_{mec} R (v - \omega_{mec} R)^2 / 2$ e substituindo em (2.1) conclui-se que $C_p = C_d (\lambda - 2\lambda^2 + \lambda^3)$ cujo valor máximo é $4/27 C_d$.

Quando C_d é 1 conclui-se que o valor de C_p máximo que um sistema de arrasto consegue obter é de $4/27 \approx 14,8\%$, ou seja, um sistema baseado em arrastamento tem um limite máximo quatro vezes inferior aos sistemas que se baseiam em sustentação que é $16/27$ (limite de *Betz*), não podendo ser extraída mais potência pois implicaria que as pás da turbina cobrissem toda a área [47].

O binário das turbinas pode ser medido experimentalmente usando a técnica *rope brake*, empregues pelos dinamómetros de absorção, sendo também muito utilizada a *prony brake* [62], cujo princípio de funcionamento baseia-se na medição da força que a turbina realiza. Mais concretamente, é usado um fio para ligar pesos ao dinamómetro, estando a turbina pelo meio, como se pode verificar na figura 2.14. Esta é colocada a girar a uma velocidade de vento constante sendo efetuadas medições a cada acrescento de peso, permitindo determinar o binário (até que a turbina trave) por

$$T_v = (m_p g - F_d)(r_v + r_f) \quad (2.18)$$

onde m_p é a massa dos pesos em Kg, g é a aceleração gravítica em m/s^2 , F_d é a força indicada no dinamómetro em N, r_v é o raio do veio em m e r_f é o raio do fio em m.

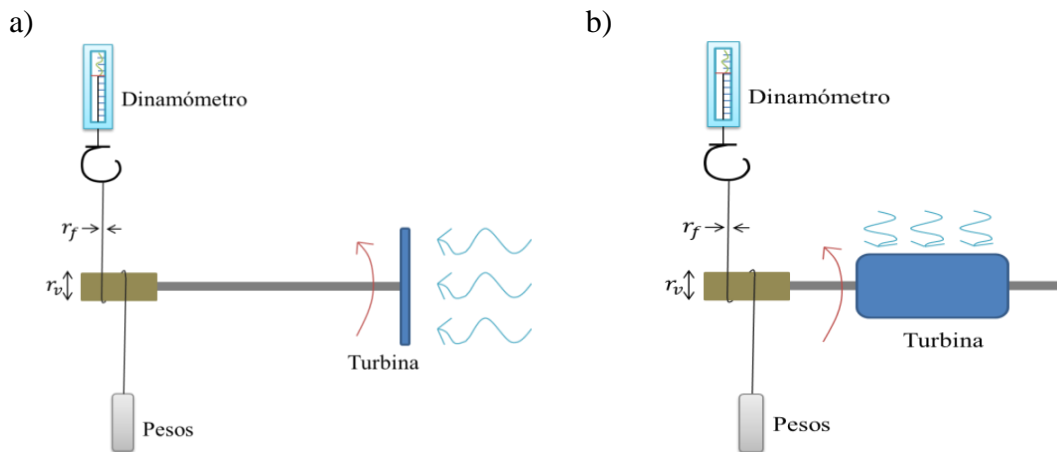


Figura 2.14: Medição do binário da turbina a) de eixo horizontal e b) de eixo vertical.

Desta forma o valor de C_p das turbinas pode ser determinado usando (2.1), sabendo que $P = \omega_{mec} T_v$ e que A é πR^2 nos sistemas de eixo horizontal e HD no caso do *savonius*. Tipicamente, é mais simples analisar a velocidade de rotação em rotações por minuto (rpm) em vez de rad/s, sendo tal efetuado usando a relação $\omega_{mec} = 2\pi n/60$, onde n é o número de rotações por minuto.

2.2.2- Gerador síncrono

O gerador é responsável por converter a energia mecânica, gerada pela turbina eólica, em energia elétrica. Neste caso, pretende-se analisar a máquina síncrona trifásica que utiliza ímanes permanentes no rotor de forma a produzir um fluxo contínuo, sendo este sistema denominado gerador síncrono de ímanes permanentes (*PSMG – Permanent Magnet Synchronous Generator*).

Este sistema possui as vantagens, face ao rotor bobinado, de ser mais simples a sua construção, não necessitar de um sistema de excitação e gerar menos perdas. Todavia apresenta as desvantagens de não permitir o controlo do fluxo e da potência reativa, de poder ocorrer a desmagnetização dos ímanes, do seu desempenho estar dependente da temperatura e de apresentar um custo maior [63]. Existem 3 topologias de *PSMG* muito usadas: fluxo radial; fluxo transversal; fluxo axial [64]. Estas encontram-se representadas na figura 2.15.

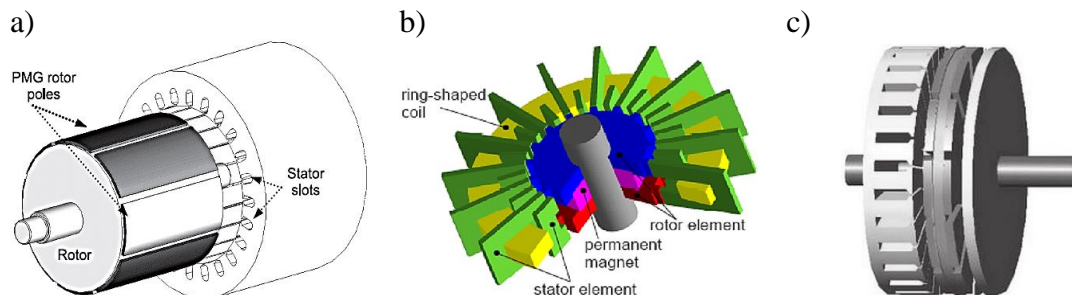


Figura 2.15: Topologias de PMSG, a) fluxo radial [64], b) fluxo transversal [65] e c) fluxo axial [66].

Optou-se por estudar a topologia com fluxo radial por ser simples, permitir diâmetros reduzidos (compensando com o aumento da altura), possibilitar que o *air-gap* (espaço entre os ímanes e as bobinas) seja reduzido levando à maximização da indução magnética nas bobinas (quando menor é o *air-gap*, menor é a relutância que este gera [67]) e apresentar o menor custo. Contudo, também possui a desvantagem de gerar um momento de inércia considerável [64].

Existem duas formas típicas de se colocar os ímanes no rotor, na superfície do rotor ou no seu interior, estando ambas representadas na figura 2.16. Optou-se pela primeira por apresentar menos perdas para baixas velocidades de rotação, embora não possua nenhuma capacidade de sobrecarga [68]. O modelo equivalente de uma máquina síncrona trifásica encontra-se representado na figura 2.17 a), em que as tensões geradas são dadas por

$$\begin{cases} v_a = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a - E_a \\ v_b = L_b \frac{di_b}{dt} + R_b i_b - E_b \\ v_c = L_c \frac{di_c}{dt} + R_c i_c - E_c \end{cases} \quad (2.19)$$

tendo em conta que a força eletromotriz tem o sentido contrário à queda de tensão, sendo a força eletromotriz de cada fase expressa por [67]

$$\begin{cases} E_a = \sqrt{2}K \cos(\omega_e t) \\ E_b = \sqrt{2}K \cos(\omega_e t - \varphi) \\ E_c = \sqrt{2}K \cos(\omega_e t + \varphi) \end{cases} \quad (2.20)$$

onde ω_e é a frequência elétrica angular, φ é o ângulo entre fases (para o sistema trifásico é $360/3=120^\circ$) e K é a constante de proporcionalidade definida por [67]

$$K = 2\pi f_{me} K_s N_s \frac{2}{Polos} B_{pico} l r \quad (2.21)$$

sendo $f_{me}=2f_e/Polos$ ($\omega=2\pi f_{me}$), onde f_e é a frequência elétrica em Hz ($\omega_e=2\pi f_e$), $Polos$ é o número de polos da máquina, K_s é o fator de enrolamento da bobina do estator, N_s é o número de espiras da bobina do estator (por fase), B_{pico} é o valor máximo da indução magnética no estator em G, l é o comprimento axial do rotor em m e r é o raio até ao *air-gap* em m [67]. Considera-se as resistências das fases $R_a=R_b=R_c=R$ e as indutâncias das fases $L_a=L_b=L_c=L$. Combinando (2.19), (2.20) e (2.21) obtém-se

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L} \left[v_a + 8\sqrt{2}\pi \frac{f_e}{Polos^2} K_s N_s B_{pico} l r \cos\left(\frac{Polos}{2} \omega_e t\right) - R i_a \right] \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{L} \left[v_b + 8\sqrt{2}\pi \frac{f_e}{Polos^2} K_s N_s B_{pico} l r \cos\left(\frac{Polos}{2} \omega_e t\right) - R i_b \right] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{L} \left[v_c + 8\sqrt{2}\pi \frac{f_e}{Polos^2} K_s N_s B_{pico} l r \cos\left(\frac{Polos}{2} \omega_e t\right) - R i_c \right] \end{cases} \quad (2.22)$$

O binário elétrico desta máquina é dado por [67]

$$T_e = -\frac{\pi}{2} \Phi_P F_f \sin(\delta_r) \left(\frac{Polos}{2}\right)^2 \quad (2.23)$$

onde F_f é a força magneto-motriz (*MMF - Magnetomotive Force*), em A, produzida pelos enrolamentos do estator e Φ_P é o fluxo por polo ocorrido no *air-gap* em Wb, dado pelo integral da densidade de fluxo sobre a área do polo, ou seja, [69]

$$\Phi_P = \int_{\frac{-\pi}{Polos}}^{\frac{\pi}{Polos}} B_{pico} \cos\left(\frac{Polos}{2} \theta_r\right) l r_b d\theta_r = \frac{4B_{pico} l r_b}{Polos} \quad (2.24)$$

sendo r_b o raio da bobina, θ_r o ângulo medido a partir do eixo magnético do rotor em rad, representado na figura 2.17 b), e δ_r o ângulo entre os eixos de F_f (referência) e Φ_P em $^\circ$.

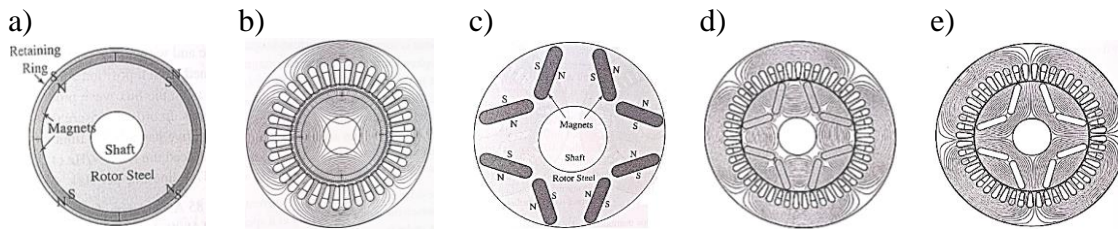


Figura 2.16: Análise à forma de colocar os ímanes no rotor, a) colocação na superfície, b) distribuição do fluxo gerado pelos ímanes colocados na superfície em circuito aberto, c) colocação no interior, d) distribuição do fluxo gerado pelos ímanes colocados no interior em circuito aberto e e) distribuição do fluxo no eixo em quadratura gerado pelos ímanes colocados no interior [67].

Já δ é o ângulo de binário (ou de fase elétrica) que indica o ângulo entre a força eletromotriz e a tensão aos terminais do gerador. Quando este é positivo a máquina funciona como gerador, caso contrário funciona como motor. Este ângulo não deve ser superior a 90° ou inferior a -90° (pontos onde o binário é máximo) de forma a evitar que a máquina perca o sincronismo, fazendo com que o aumento da potência mecânica produza uma diminuição da potência elétrica (no caso do rotor sem polos salientes) [69].

O fluxo de ligação de cada fase (em Wb) é expresso por [61]

$$\lambda = -K_s \frac{N_s}{n_b} \Phi_p \sin\left(\frac{\rho}{2}\right) \sin\left(\omega_e t + \frac{\rho}{2}\right) \quad (2.25)$$

sendo n_b o número de bobinas por fase e ρ o ângulo elétrico de desvio indicando qual é o ângulo em que a tensão passa por 0 e $\sin(\rho/2)$ é denominado *pitch factor*, K_p . A tensão é 0 quando o ângulo é π rad então $\rho = \pi$ logo $\lambda_{max} = K_s N_s n_b \Phi_p$.

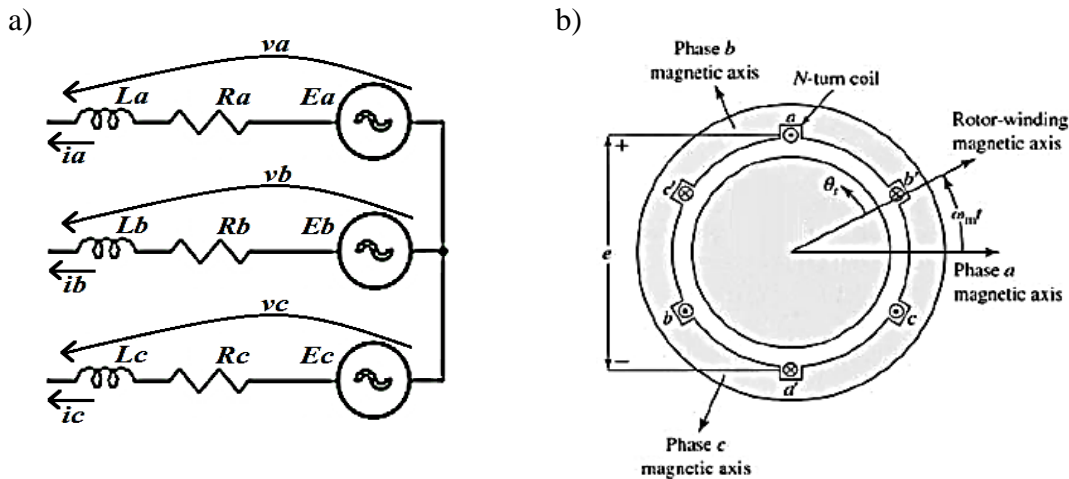


Figura 2.17: Estudo da máquina AC síncrona, a) circuito equivalente de uma máquina síncrona trifásica adaptado de [63] e b) eixo magnético do rotor para a fase a [67].

Os enrolamentos das bobinas podem ser concentrados ou distribuídos, estando a análise na figura 2.18 (é considerado que o *air-gap* é constante). Os primeiros são indicados para sistemas simples, onde os enrolamentos não se sobrepõem, e os segundos para sistemas de maior eficiência, pois reduzem os harmônicos gerados [70], onde é utilizado o enrolamento em camada única, representado nas figuras 2.18 a), em que cada

ranhura do estator encontra-se apenas uma bobina, dupla, representado na figura 2.18 b), em que cada ranhura do estator possui duas bobinas, ou mista, representado na figura 2.18 c) em que umas ranhuras do estator contêm duas bobinas e outras contêm apenas uma.

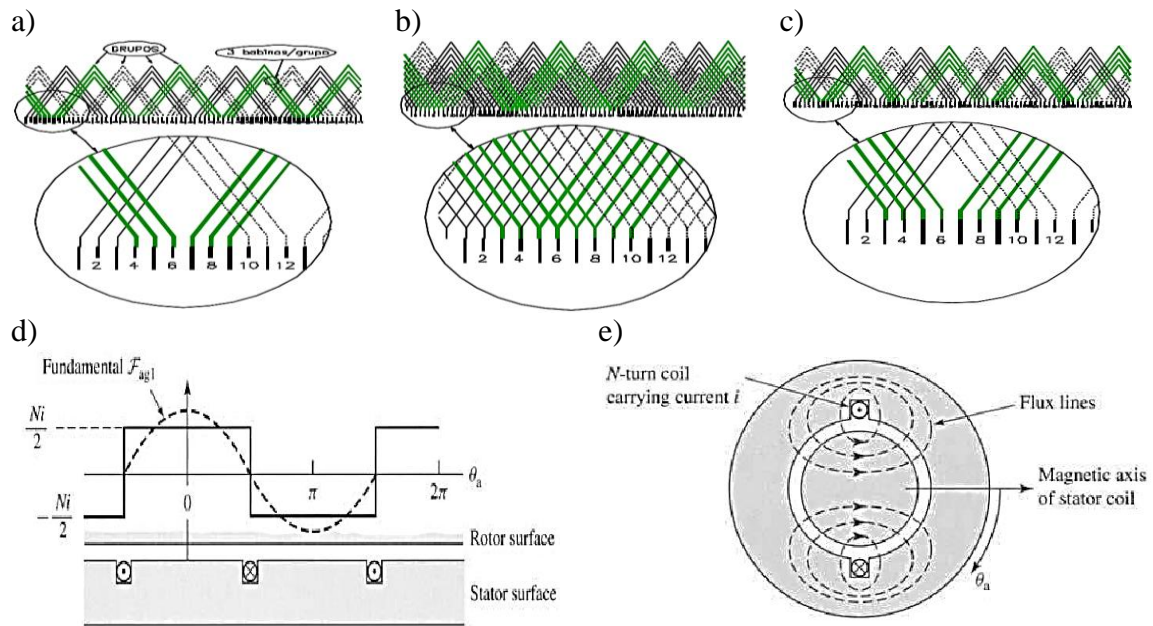


Figura 2.18: Análise aos tipos de enrolamento, a) enrolamento em camada única [70], b) enrolamento em camada dupla [70], c) enrolamento em camada mista [70], d) MMF produzida no $air-gap$ pela corrente no enrolamento [67] e e) representação da posição angular do rotor no caso dos enrolamentos concentrados [67].

Pretende-se usar o enrolamento concentrado por ser mais simples a sua construção. Aplicando a série de *Fourier* à forma de onda retangular gerada pela MMF no $air-gap$, representada na figura 2.18 d), a componente fundamental da MMF no $air-gap$ (só existem componentes ímpares) é expressa por [67]

$$F_{f1} = M \frac{N_s K_s i}{2} \cos(\theta_a) \quad (2.26)$$

sendo i a corrente que passa no estator (é apenas uma fase) e θ_a o ângulo indicado na figura 2.18 e) (posição angular do rotor). M é o fator decorrente da análise da série de Fourier da onda gerada, se for quadrada o fator é $4/\pi$ e se for sinusoidal é $2/\pi$.

Para o sistema trifásico com variação da MMF o seu valor máximo é obtido por (2.26) quando $\theta_a=0$, sendo necessário dividir por $Polos/2$. Sabendo que a MMF gerada por cada fase é composta por uma componente positiva e outra negativa, como as correntes geradas no estator estão desfasadas 120° , então as componentes negativas anulam-se, sendo a MMF gerada 1,5 vezes superior ao sistema monofásico e expresso por

$$F_f(\theta_a, t) = \frac{3}{2} M \frac{N_s K_s i}{Polos} \cos\left(\frac{Polos}{2} \theta_a - \omega_e t\right) \quad (2.27)$$

A densidade de corrente no estator em função de θ_a é descrita em série de *Fourier* por [71]

$$j_s(\theta_a) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \bar{J}_n e^{jn\theta_a} \quad (2.28)$$

onde J_n é o coeficiente do harmónico de ordem n e j é o número imaginário. Logo, pelas propriedades da série de *Fourier* [71] tem-se que

$$\bar{J}_n = \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi} j_s(\theta_a) e^{-jn\theta_a} d\theta_a \quad (2.29)$$

Considerando a aplicação de (2.28) no caso particular de uma única ranhura com N espiras e onde passa uma corrente I , então [71]

$$j_s(\theta_a) = \frac{NI}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \overline{K_s(n)} e^{jn\theta_a} \quad (2.30)$$

ou seja, é possível expandir em série de *Fourier* a densidade de corrente do estator, associando a cada harmónico n um fator de enrolamento que irá indicar o peso da amplitude daquele harmónico na organização do espectro (ou seja, qual é a atenuação que o harmónico irá criar).

Os harmónicos, podem gerar perdas, vibrações, oscilações no binário e sobreaquecimento [71], pelo que idealmente apenas o primeiro harmónico (fundamental) deveria ter amplitude diferente de 0. Este fator é dado por [71]

$$K_s(n) = K_e(n)K_d(n)K_r(n)K_i(n) \quad (2.31)$$

sendo K_e o coeficiente de filtragem (atenuação originada pela existência das ranhuras no estator), K_d é o coeficiente de distribuição (atenuação criada pela distribuição da bobinagem por um número de ranhuras por polo e por fase superior a 1), k_r é o coeficiente de encurtamento (atenuação gerada devido ao encurtamento da distância entre duas bobinas, que deveria ser π , diametralmente opostas, e passa para um valor menor) e K_i é o coeficiente de inclinação (atenuação produzida devido à forma como o estator é criado, fazendo com que as ranhuras sejam paralelas entre si mas que não o sejam em relação ao eixo axial da máquina, gerando uma forte atenuação dos harmónicos de ordem elevada). Estes coeficientes são dados, respetivamente, por [71]

$$K_e(n) = \frac{\sin\left(\frac{n\varepsilon}{2}\right)}{\frac{n\varepsilon}{2}} \quad (2.32)$$

$$K_d(n) = \frac{\sin\left(\frac{nq\gamma}{2}\right)}{q \sin\left(\frac{n\gamma}{2}\right)} \quad (2.33)$$

$$K_r(n) = \sin\left(\frac{n\beta}{2}\right) \quad (2.34)$$

$$K_i(n) = \frac{\sin\left(\frac{nx\pi}{6q}\right)}{\frac{nx\pi}{6q}} \quad (2.35)$$

onde ε é a largura da ranhura em radianos, q é o número de ranhuras por polo e por fase, β é a distância entre as bobinas em radianos, x é a inclinação em radianos [71] e γ é a distância entre ranhuras em radianos, ou seja, $\gamma = \pi Polos/N_e$, sendo N_e o número de ranhuras dado por

$$N_e = qPolosK \quad (2.36)$$

em que K é o número de fases. O número de polos necessário é dado pela expressão

$$Polos = \frac{120f_e}{n_r} \quad (2.37)$$

sendo n_r o número de rotações por minuto (RPM).

Já o valor máximo da indução magnética no estator diretamente em frente ao íman, de um íman em bloco, é dada por [72]

$$B_{pico} = \frac{B_r}{\pi} \left[\arctan\left(\frac{lw}{2x\sqrt{4x^2 + l^2 + w^2}}\right) - \arctan\left(\frac{lw}{2(t+x)\sqrt{4(t+x)^2 + l^2 + w^2}}\right) \right] \quad (2.38)$$

sendo l , w e t , respetivamente, o comprimento a largura e a espessura do íman, x a distância desde a superfície do íman ao ponto desejado e B_r a indução residual do íman. Para um íman em disco ou cilindro [72]

$$B_{pico} = \frac{B_r}{2} \left[\frac{(t+x)}{\sqrt{r^2 + (t+x)^2}} - \frac{x}{\sqrt{r^2 + x^2}} \right] \quad (2.39)$$

onde r é o raio da base do íman.

Considerando apenas o primeiro harmónico, então o fluxo por polo ocorrido no *air-gap* pode ser, aproximadamente, expresso por [73]

$$\Phi_p = l \int_0^\tau B_{pico} \sin\left(\frac{\pi}{\tau}x\right) dx = \frac{2}{\pi} \tau l B_{pico} \quad (2.40)$$

onde τ é o passo polar, representado na figura 2.19, dado por [73]

$$\tau = \frac{2\pi r_i}{Polos} \quad (2.41)$$

sendo r_i o raio interno do estator, logo obtém-se (2.24).

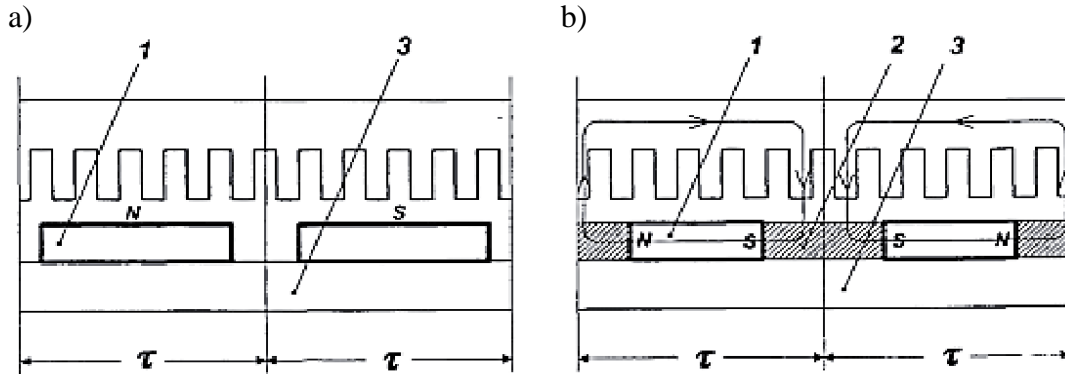


Figura 2.19: Representação do passo polar, a) ímãs na superfície do rotor e b) ímãs no interior do rotor. Legenda: 1-íman, 2-material ferromagnético, 3-rotor [73].

Pela lei de *Faraday* e pela expressão (2.25) a força eletromotriz induzida numa fase é dada por [67]

$$E = \frac{d\lambda}{dt} = K_s N_s \frac{d\Phi_p}{dt} \cos\left(\frac{Polos}{2} \omega_e t\right) - \frac{Polos}{2} \omega_e K_s N_s \Phi_p \sin\left(\frac{Polos}{2} \omega_e t\right) \quad (2.42)$$

Tendo em conta que a amplitude do *air-gap* é constante então $d\phi_p/dt$ é 0. Logo o valor eficaz máximo da força eletromotriz gerada é

$$E_{rms} = \frac{\sqrt{2}}{4} \omega_e Polos K_s N_s \Phi_p = \sqrt{2} \pi K_s N_s \Phi_p f_e \quad (2.43)$$

Pela expressão (2.25) determinou-se que λ_{max} ocorre quando o *pitch factor* é unitário, sendo o seu valor eficaz definido como $K_s N_s n_b \Phi_p / \sqrt{2}$ pelo que é possível definir a tensão eficaz produzida por fase da componente em quadratura substituindo em (2.43), obtendo-se [74]

$$(V_q)_{rms} = \omega_e (\lambda_{max})_{rms} \quad (2.44)$$

Considerando que a onda gerada é sinusoidal então $M = 2/\pi$ e substituindo (2.27) em (2.23) (considerando o valor eficaz da corrente, $i_{rms} = i/\sqrt{2}$ e que δ_r é 90° de forma a gerar o valor máximo) obtém-se a nova expressão para o binário elétrico

$$T_e = 3 \frac{Polos}{2} (\lambda_{max})_{rms} i_{rms} \quad (2.45)$$

Como $\omega_e = \omega_{mec} Polos / 2$ [67], então pode-se reescrever (2.45) usando (2.44)

$$T_e = \frac{3 i_{rms} (V_q)_{rms}}{\omega_{mec}} \quad (2.46)$$

sendo este o valor máximo do binário elétrico. A restante análise ao comportamento da máquina encontra-se no anexo B.

Outro ponto relevante é a forma como as fases são ligadas, existindo duas topologias, em estrela ou em triângulo, estando estas representadas na figura 2.20.

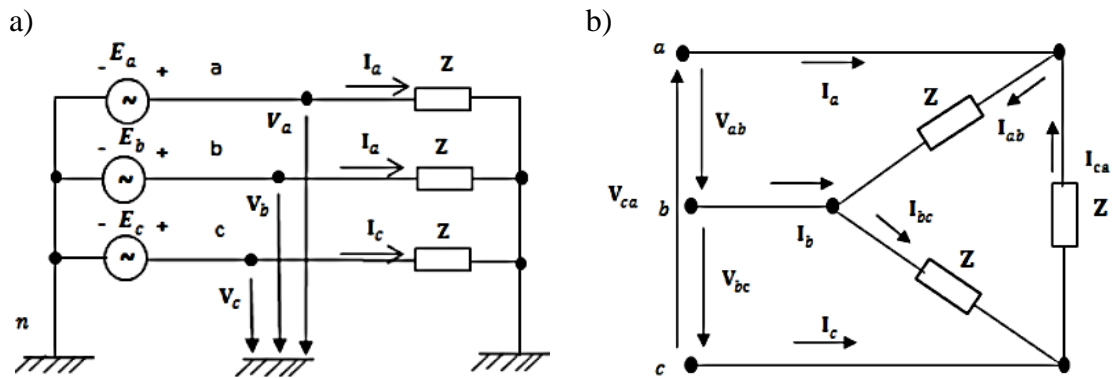


Figura 2.20: Ligação das fases da máquina, a) estrela e b) triângulo [75].

Na ligação em estrela a tensão de linha (tensão entre linhas) é $\sqrt{3}$ superior à tensão de fase, mas a corrente de linha é igual à de fase. Já na ligação em triângulo a tensão de linha é igual à de fase, mas a corrente de linha é $\sqrt{3}$ superior à de fase, estando a corrente de linha 30° em atraso relativamente à de fase.

A potência produzida por ambas as formas de ligação é a mesma. Contudo, a ligação em triângulo tem a vantagem de ser menos afetada pela ocorrência de desequilíbrios das indutâncias das bobinas de cada fase [75] pelo que foi a forma que se escolheu, uma vez que se realizou manualmente a bobinagem das máquinas sendo impossível garantir que todas as bobinas são exatamente iguais.

Para o sistema de retificação é normalmente usada uma ponte de díodos trifásica. O sistema passivo apresenta uma implementação mais simples, comparativamente ao sistema ativo que usa interruptores, mas tipicamente possui um consumo superior implicando menor eficiência. O esquema elétrico encontra-se representado na figura 2.21. A expansão da série de Fourier da onda da tensão à saída é definida por [76]

$$v_{OUT} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \left(1 - \sum_{k=1}^{+\infty} \frac{2}{36k^2 - 1} \cos(6k\omega_e t) \right) \quad (2.47)$$

possuindo uma componente DC igual a $3\sqrt{3}V_m/\pi$. Serão usados valores normalizados pelo valor de pico da onda V_m .

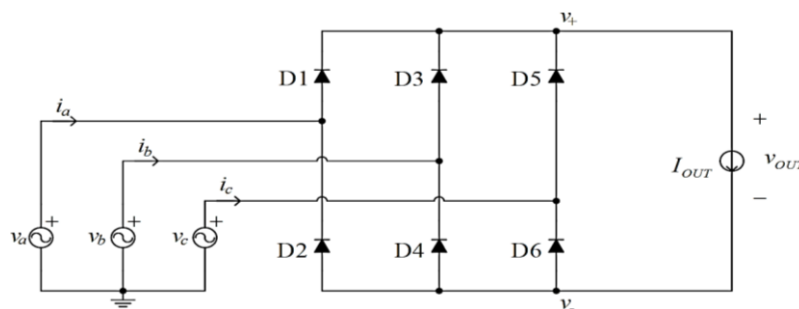


Figura 2.21: Esquema elétrica da ponte de díodos trifásica [76].

A ponte retificadora produz demasiada variação, pelo que à saída desta usou-se um condensador, sendo a sua capacidade dimensionada por [77]

$$C = \frac{i}{2f_r V_{ripple}} \quad (2.48)$$

onde V_{ripple} é a variação da tensão pretendida e f_r é a frequência da onda retificada em Hz.

2.3- Conversores de potência

Nesta secção pretende-se analisar os conversores de potência tipicamente utilizados para a microprodução, nomeadamente o elevador e o redutor-elevador inversor, e a implementação dos sistemas que realizam a máxima transferência de potência.

Os conversores DC-DC são sistemas que permitem modificar a forma como a potência é entregue a uma determinada carga, alterando as amplitudes da tensão e da corrente. Tal é extremamente vantajoso, por exemplo, num sistema com baterias em que a tensão produzida está abaixo ou acima da tensão de carregamento. No primeiro caso a corrente é diminuída para poder aumentar a tensão, ocorrendo o oposto no segundo.

É necessário dimensionar o sistema de controlo para que este garanta que a cada momento é realizada a máxima transferência de potência, ou seja, que a relação entre a tensão e a corrente é a mais adequada. Isto é garantido pelo MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) que executa um algoritmo em que são realizadas várias comparações.

Este pode ser do tipo direto, em que usa um algoritmo iterativo para determinar a melhor solução, ou indireto, utilizando a informação das curvas de potência já conhecidas, numa base de dados, para determinar qual é o melhor ponto de operação para a situação atual [78]. Contudo, apenas se pretende analisar o primeiro tipo, sendo o mais popular, e existem várias implementações possíveis, com as seguintes as mais usuais [79]:

- *Perturb and observe* (P&O): gera uma pequena alteração na tensão e verifica se a potência na saída aumentou; se sim então volta a incrementar a tensão, caso contrário decrementa. O seu comportamento encontra-se descrito no fluxograma representado na figura 2.22 a).
- *Incremental conductance* (InCond): é usada a tática de produzir uma pequena alteração sendo analisado o declive da curva que relaciona a variação da tensão com a da potência, sendo este zero quando ocorre o ponto de máxima transferência de potência (PMTP). O princípio de funcionamento encontra-se representado na figura 2.22 b).
- Controlo com lógica *Fuzzy*: considera a existência de 3 estados, *fuzzification*, sistema de inferência e *defuzzification*. Este algoritmo usa variáveis linguísticas de forma a quantificar os valores lidos, inserindo-os num determinado grupo (por exemplo, “pequeno positivo” ou “grande negativo”), sendo estes estados comparados com uma tabela de pesquisa de forma a determinar que medida deve ser tomada.

Usou-se o primeiro método mencionado por ser simples de implementar e relativamente fiável, embora apresente a desvantagem de poder ser gerada oscilação em torno do PMTP (estar continuamente a incrementar/decrementar a tensão de referência). O segundo método é semelhante, mas apresenta a desvantagem de poder perder o PMTP na ocorrência de variações bruscas na potência de entrada, pelo que não é apropriado para a aplicação em estudo. Já o terceiro método possui a grande vantagem de poder lidar com a imprecisão dos dados, contudo a sua implementação é relativamente complexa e não traria uma melhoria significativa a esta aplicação.

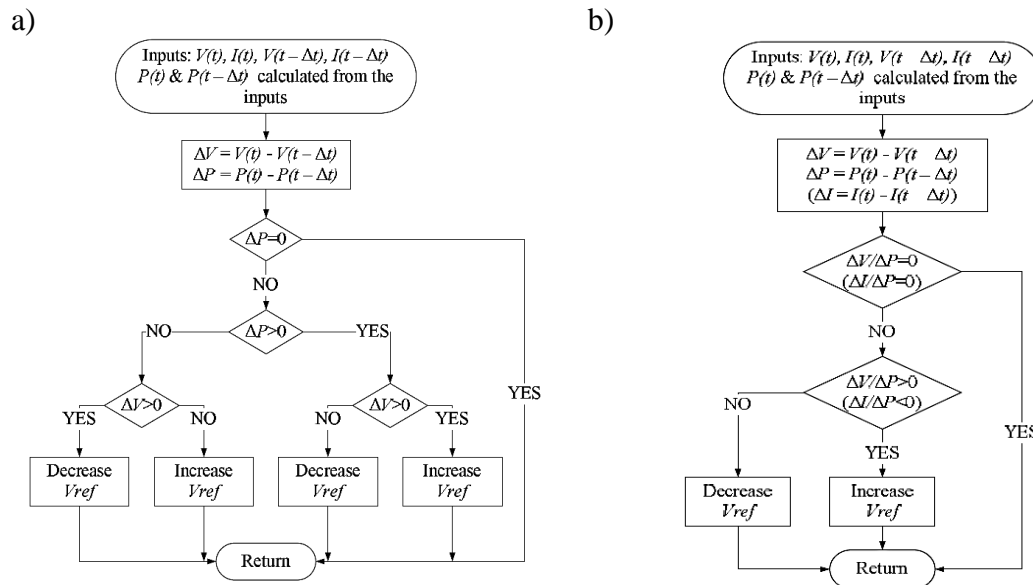


Figura 2.22: Fluxogramas dos algoritmos a) P&O e b) InCond [79].

O conversor elevador permite elevar a tensão de entrada através da redução da corrente. Analisando a sua topologia, representada na figura 2.23, observa-se que quando o interruptor encontra-se fechado (i.e. realiza a ligação entre a bobina e o terminal negativo da fonte) então é armazenada energia na bobina, por o díodo ficar inversamente polarizado como se pode verificar na figura 2.24 a), que é transferida para a carga e para o condensador quando este abre, visível na figura 2.24 b).

O condensador funciona como uma fonte de tensão quando o interruptor está fechado, transferindo para a carga a energia que foi acumulada quando o interruptor está aberto. Todavia, existem dois modos de operação, o contínuo que sucede quando a corrente na bobina nunca chega a zero e o oposto denominado descontínuo. Neste estudo apenas pretende-se analisar o primeiro caso [80].

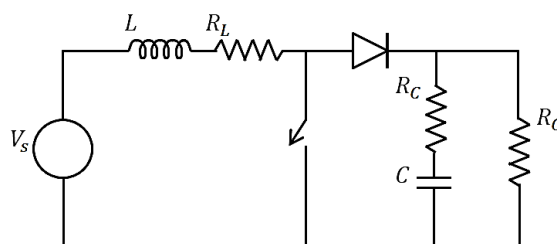


Figura 2.23: Topologia do conversor DC-DC elevador.

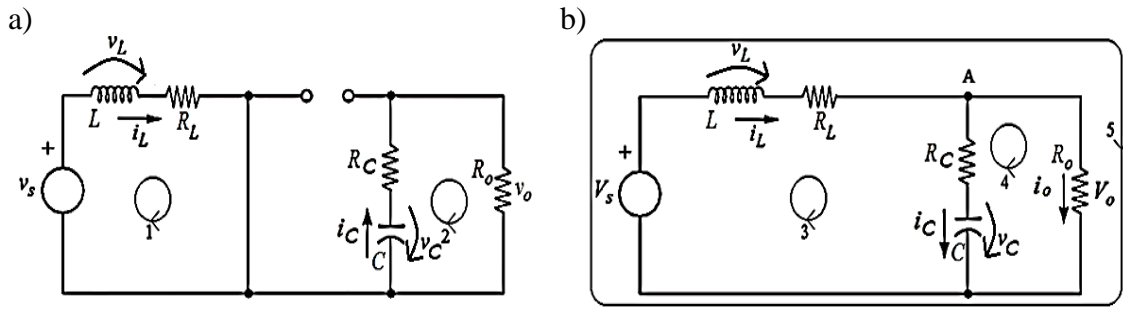


Figura 2.24: Conversor DC-DC elevador com o interruptor a) fechado e b) aberto.

O estado do interruptor é definido pelo *duty cycle*, razão entre o período em que o interruptor está ligado, T_{on} , e o período de um ciclo, T , em s, do sinal de controlo, dando origem as formas de onda presentes na figura 2.25.

Analisando a área de funcionamento da figura 2.25 a) ao longo de um período, verifica-se que é composta por duas áreas, uma positiva quando está aberto, definida pela multiplicação de v_s (tensão da fonte) com DT (duração do estado aberto) e outra negativa, que é dada pela multiplicação da altura ($v_s - v_o$, sendo v_o a tensão na carga) com a duração que é indicada por $T-DT$.

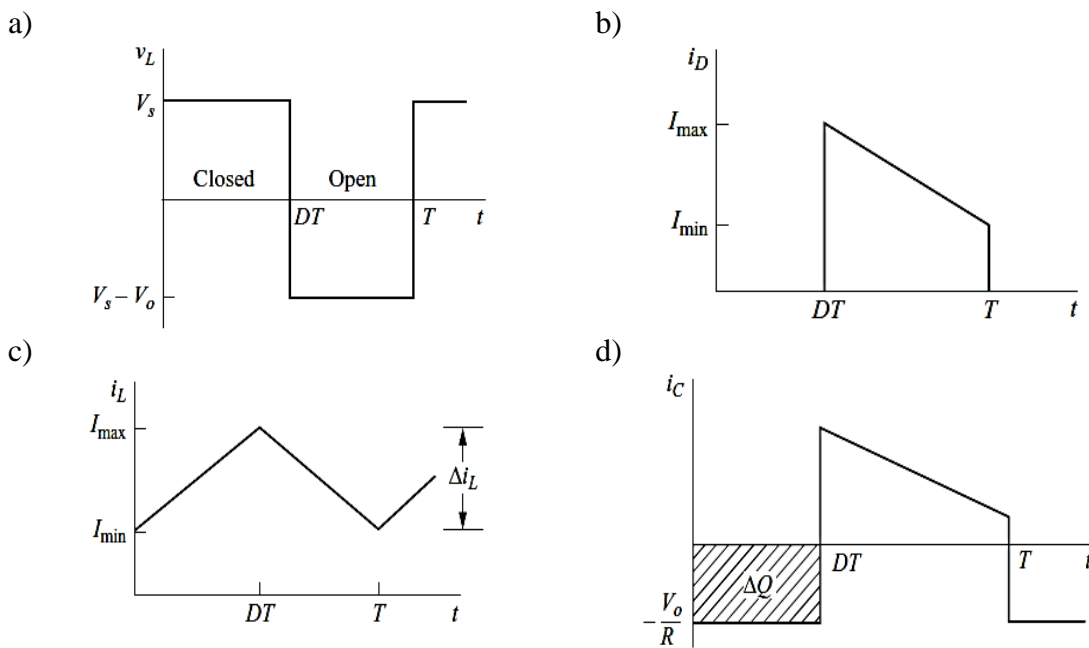


Figura 2.25: Formas de onda do conversor DC-DC elevador, a) tensão da bobina, b) corrente no díodo, c) corrente na bobina, d) corrente no condensador [81].

Para a operação em estado estacionário, a variação da corrente na bobina deve ser nula [81] logo a soma das áreas também deve ser nula. Desta forma

$$v_s DT + (v_s - v_o)(T - DT) = 0 \Leftrightarrow v_o = \frac{v_s}{1 - D} \quad (2.49)$$

sendo D o *duty cycle*. Assumindo que a potência de entrada é aproximadamente igual à de saída, então

$$v_s i_L = v_o i_o \Leftrightarrow i_o = (1 - D) i_L \quad (2.50)$$

onde i_L é a corrente que passa na bobina em A e i_o é a corrente na carga. Seja

$$\Delta i_L = 0,1 i_L \quad (2.51)$$

de forma a se obter uma variação de corrente na saída de 10%, então analisando as formas de onda das figuras 2.25 a) e c) verifica-se que [81]

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \int_0^{T_{on}} v_L dt + i_L(0) = \frac{1}{L} \int_0^{DT} v_s dt = \frac{v_s DT}{L} \quad (2.52)$$

sendo $i_L(0)$ a corrente que existe na bobina no momento inicial (considera-se nula) e L a indutância da bobina, logo

$$L = \frac{v_s D}{\Delta i_L f} \quad (2.53)$$

em que f é a frequência de funcionamento em Hz e corresponde ao inverso do período T . Pretende-se que a variação da tensão no condensador seja no máximo de 10% e analisando a figura 2.25 d) observa-se que [81]

$$\Delta v_c = \frac{1}{C} \int_0^{T_{on}} i_c dt + v_c(0) = \frac{1}{C} \int_0^{DT} \frac{v_o}{R_0} dt \quad (2.54)$$

onde $v_c(0)$ é a tensão no condensador no instante inicial em V (considera-se nula), R_0 é a carga em Ω e C é a capacidade do condensador em F, pelo que [81]

$$C = \frac{v_o D}{R_0 \Delta v_c f} = \frac{D}{0,1 R_0 f} \quad (2.55)$$

sendo R_0 a resistência da carga (assumindo uma carga puramente resistiva).

Na figura 2.26 apresenta-se a topologia do conversor DC-DC redutor-elevador inversor, estando a sua dinâmica representada na figura 2.27, utilizando o modo contínuo. Quando o interruptor está fechado, o diodo fica inversamente polarizado pelo que a bobina armazena linearmente energia (funciona como elevador) que será transferida à carga e ao condensador quando a interruptor abre (funciona como redutor), embora com o sentido oposto dando origem à inversão da polaridade da saída face à entrada [82]. As formas de onda deste conversor encontram-se representadas na figura 2.28.

Através de 2.30 a) deduz-se

$$v_s T_{on} - (-v_o)(T - T_{on}) = 0 \Leftrightarrow v_o = -v_s \frac{D}{1 - D} \Rightarrow D = \frac{|v_o|}{|v_o| + v_s} \quad (2.56)$$

Pelas figuras 2.28 a) e b) e por 2.56 (indica que $v_s D = v_o(1 - D)$) determina-se (assumindo que a corrente inicial é nula)

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \int_0^{T_{on}} v_L dt + i_L(0) = \frac{1}{L} \int_0^{DT} v_s dt \Leftrightarrow L = \frac{v_o(1-D)}{\Delta i_L f} \quad (2.57)$$

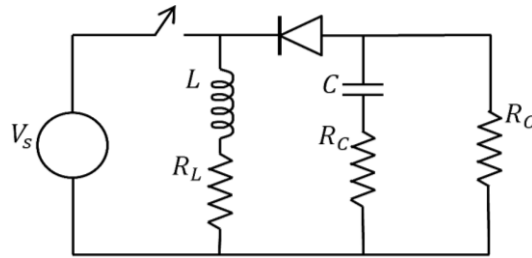


Figura 2.26: Topologia do conversor DC-DC redutor-elevador inversor.

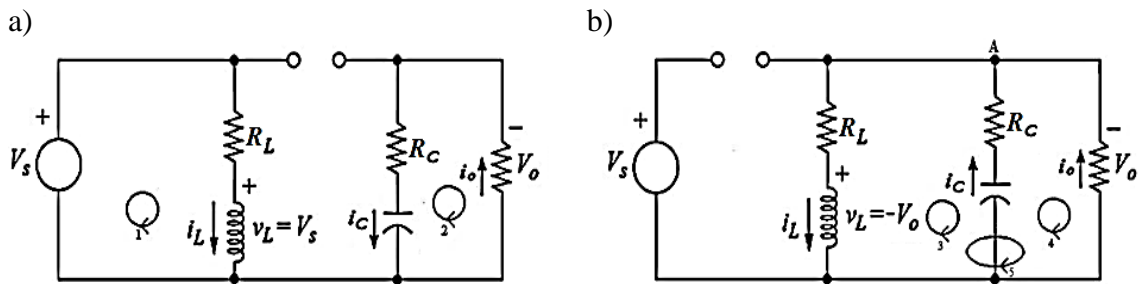


Figura 2.27: Conversor DC-DC redutor-elevador inversor, estando o interruptor a) fechado e b) aberto.

Pelas figuras 2.28 b) e d) verifica-se que

$$\Delta Q = i_o DT \quad (2.58)$$

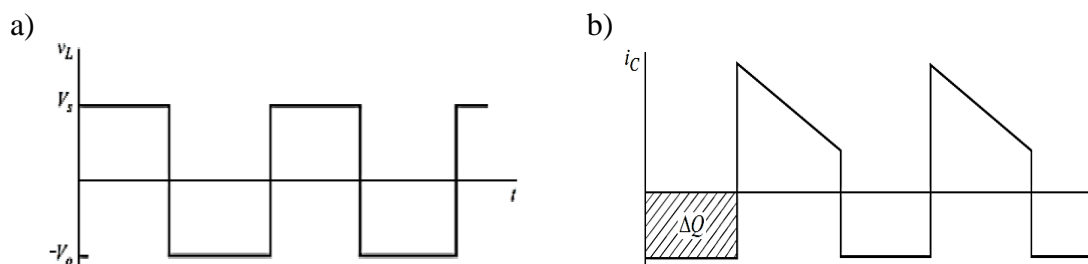
Através da definição de capacidade de um condensador define-se [81]

$$\Delta v_c = \frac{\Delta Q}{C} \quad (2.59)$$

sendo ΔQ a variação da carga, pelo que substituindo (2.58) em (2.59) conclui-se

$$C = \frac{i_o D}{f \Delta v_c} \quad (2.60)$$

Outro conversor de interesse é o *Cúk* com transformador de isolamento representado na figura 2.29. Para tornar o conversor inversor ou não inversor basta mudar o acoplamento do lado direito do transformador e inverter a posição do díodo do lado direito.



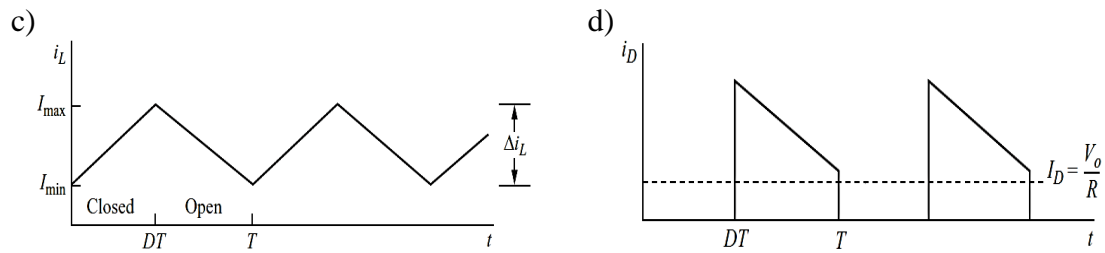


Figura 2.28: Formas de onda do conversor DC-DC redutor-elevador inversor, a) tensão na bobina, b) corrente no condensador, c) corrente na bobina e d) corrente no díodo [81].

O conversor apresenta uma variação nula da corrente e possui vários modos de operação (os mais utilizados são: elevador; redutor; elevador-redutor; *fly-back*). Contudo, comparando com os sistemas mais simples (elevador e o redutor) este usa mais uma bobina, um condensador e um transformador pelo que estes produzem perdas parasitas significativas para aplicações de baixa potência. Desta forma, o conversor é recomendado para aplicações em sistemas de pequena dimensão cuja tensão de entrada esteja entre os 5 e os 1000 V onde atinge uma eficiência média de 78% [83].

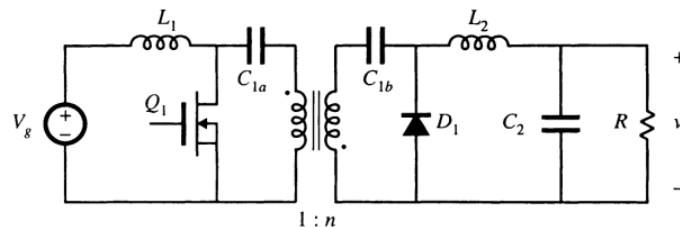


Figura 2.29: Conversor DC-DC *Cúk* com transformador de isolamento [84].

Também o *single-ended primary-inductor* (SEPIC) é um dos conversores simples mais utilizados, estando representado na figura 2.30. Este permite elevar ou reduzir a tensão, todavia apresenta limitações semelhantes ao *Cúk* pois necessita de usar mais componentes e tal aumenta as perdas parasitas, baixando a sua eficiência para aplicações de baixa potência [82]. Em alternativa pode ser usado o conversor ZETA que tem sensivelmente o mesmo desempenho e as mesmas características mas usa o controlo do conversor redutor [85].

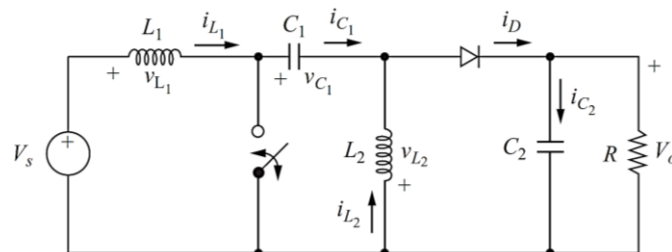


Figura 2.30: Conversor DC-DC *single-ended primary-inductor* [81].

Para alcançar elevações de tensão mais significativas podem ser usados conversores com vários níveis, como o SEPIC de dois andares, que apresenta elevada eficiência através da redução do *stress* da corrente e da tensão no interruptor de forma a

diminuir as perdas que este causa, ou o elevador com bomba de carga multiplicada, representado na figura 2.31 (neste caso tem dois níveis, $N=2$) [86].

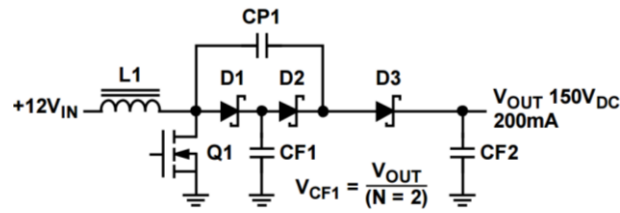


Figura 2.31: Conversor DC-DC elevador com bomba de carga multiplicada (com $N=2$) [86].

Esta topologia do conversor elevador tem a vantagem de poder elevar de forma significativa a tensão através do uso de mais andares e impõe baixo *stress* no interruptor. Todavia, cada novo nível acrescenta mais dois díodos que contribuem para o aumento das perdas e necessita de condensadores de grande dimensão para evitarem a ocorrência de picos de corrente significativos [86].

2.4- Sistemas implementados

Nesta secção pretende-se realizar uma revisão bibliográfica sobre os sistemas de microprodução de energia baseados na energia eólica.

A alimentação de nós sensores tipicamente requer o uso de energias renováveis de forma a permitir que estes sejam instalados em regiões sem acesso ao fornecimento de energia por parte da rede elétrica. Já foi realizado muito trabalho nesta área de estudo estando uma parte deste sintetizado em [6].

Tipicamente os sistemas para microprodução são baseados em energia solar por ser mais simples de implementar e manter [87]. Todavia, podem não ser viáveis em regiões com baixa exposição solar (exemplo: zonas de latitude elevada e locais sem exposição solar). Desta forma, surge a alternativa da energia eólica tendo sido efetuados vários estudos sobre a sua viabilidade, embora a maior parte destes concentre-se apenas num ponto particular do sistema de microprodução, tipicamente na turbina ou no gerador, existindo poucos casos de estudo do sistema global implementando a máxima transferência de potência. Desta forma, pretende-se analisar alguns destes sistemas através da sua eficiência, ou seja, a razão entre a potência gerada e a potência disponível.

Em [88] é indicado um sistema que usa uma turbina de eixo horizontal com 3 cm de raio, capaz de produzir uma potência de 24 mW a ventos de 4,5 m/s, tendo uma eficiência de 14,9%. Com inclusão do MPPT ocorreu um aumento de produção para 7,86 mW a ventos de 3,62 m/s, com eficiência de 9,4%. O esquema elétrico do sistema implementado encontra-se na figura 2.32.

No estudo [89] é apresentada uma turbina de eixo horizontal com três pás, representada na figura 2.33 a), capaz de produzir 200 mW a 5,4 m/s, tendo um eficiência de 2,5%. Em [90] são usados dois tipos de *savonius*, um com seis pás sem torção e outro com três andares e duas pás. Ambas as turbinas têm 20 cm de altura e 6 cm de raio,

estando representadas na figura 2.33 b). É indicado que para ventos de 5 m/s os sistemas produzem 45 mW, apresentando uma eficiência de 0,5%. O estudo consiste no uso de múltiplas fontes de energia para carregar uma bateria, estando na figura 2.34 o esquema elétrico usado, indicando que a energia eólica pode ser usada como fonte complementar da energia solar.

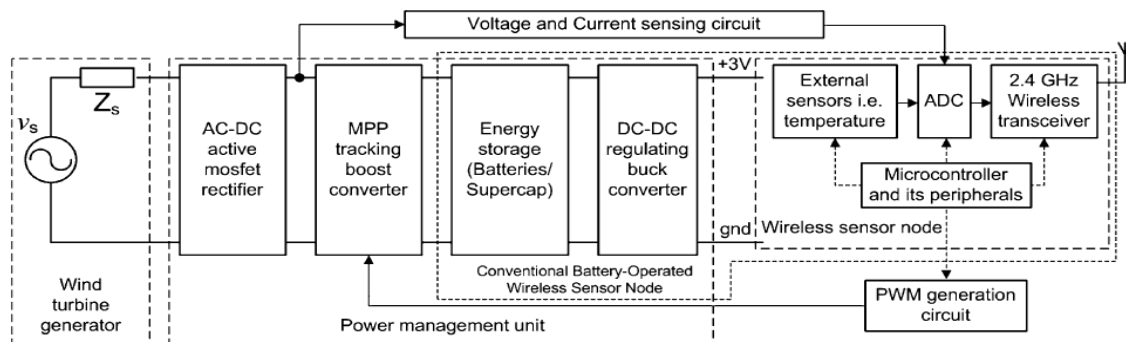


Figura 2.32: Esquema elétrico do projeto [88].

Outro sistema horizontal é apresentado em [91] e analisa o efeito do uso de duas, três e seis pás, com raio de 6,8 cm. O sistema com seis pás apresentou os melhores resultados e produziu 136 mW a 5 m/s, com eficiência de 12,1%, e 439 mW a 7 m/s, com eficiência de 14,2%. Em [37] são estudados os sistemas de eixo vertical e horizontal. Para o eixo horizontal com seis pás de 7,5 cm o sistema produziu 243 mW a 5 m/s, com eficiência de 16,3%, e para o eixo vertical com duas pás (6,8 cm de largura e 19 cm de altura) o sistema produziu 83 mW a 5 m/s, com eficiência de 8,2%.

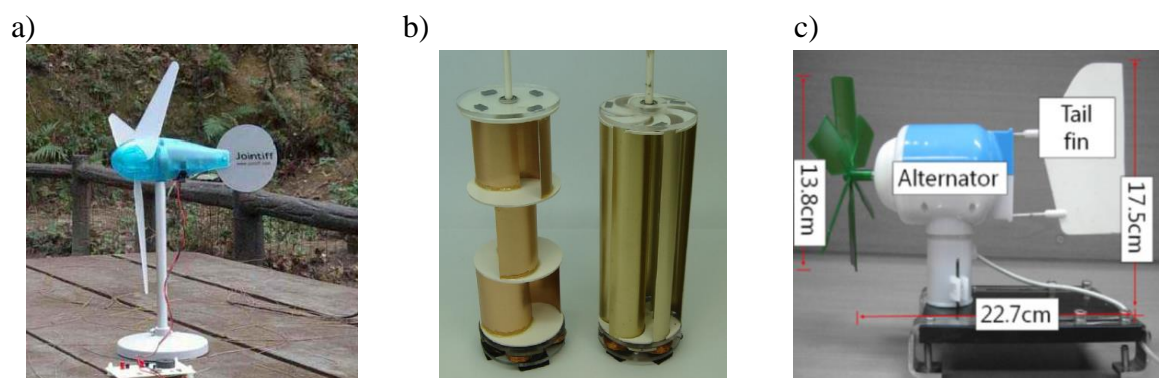


Figura 2.33: Turbinas implementadas em projetos, a) [89], b) [90] e c) [91].

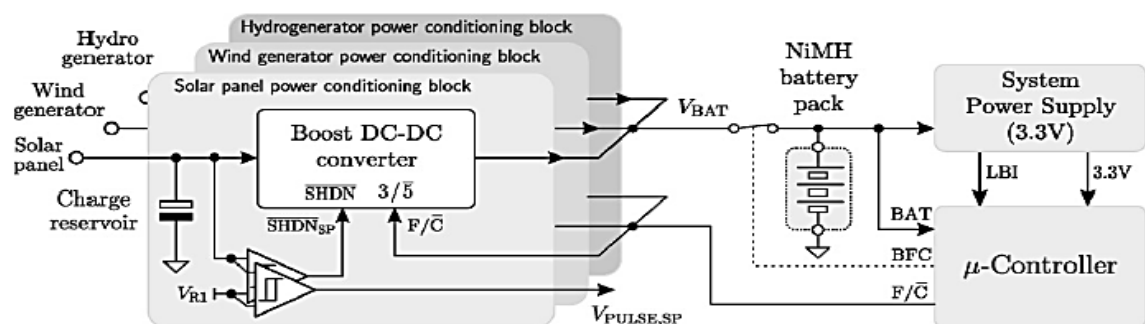


Figura 2.34: Esquema elétrico do projeto [90]

Em [92] é apresentado um modelo para produção de energia com base em energia eólica, usando um sistema piezoelétrico. Na figura 2.35 a) apresenta-se a primeira versão que foi implementada. O rotor é constituído por uma turbina de eixo vertical que usa copos em forma de cone, raio da turbina de 5,3 cm, girando um cilindro com doze *bimorphs* que atingem uma saliência no estator a cada 10°, provocando a sua vibração, levando-os a produzir energia.

Esta topologia é interessante por ser simples e compacta. Todavia, foi determinado que a velocidades de vento inferiores a 3 m/s o sistema apenas consegue girar com quatro *bimorphs*. Para ventos de 4,5 m/s o sistema produziu 0,2 mW (eficiência de 0,04%). Posteriormente, o desenho foi melhorado através do uso de três turbinas de eixo horizontal, com raio de 6,5 cm, e alterando o mecanismo para converter o movimento de rotação em movimento de translação, comprimindo os *bimorphs* simultaneamente. Este novo desenho encontra-se na figura 2.35 b). A nova versão produziu 5 mW a ventos de 5,4 m/s, tendo uma eficiência de 0,7%.

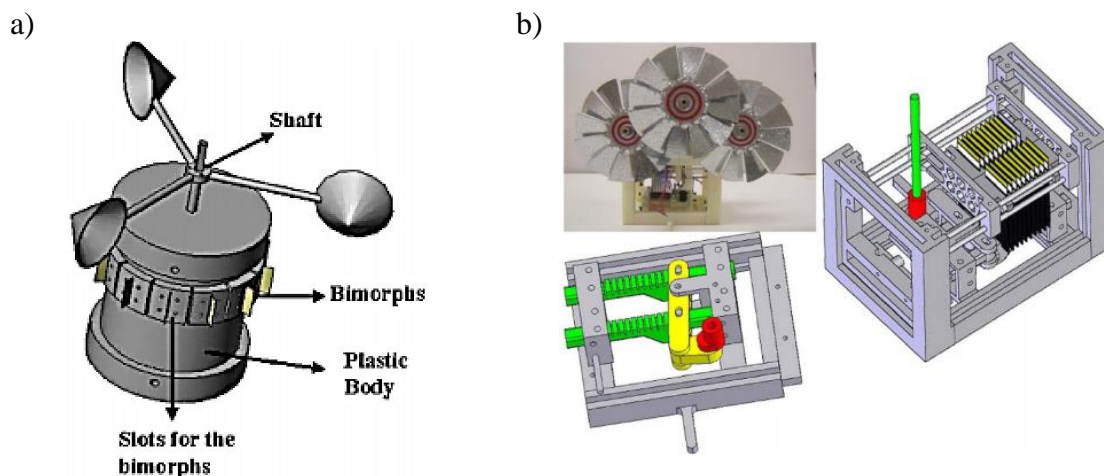


Figura 2.35: Produção de energia através de um sistema piezoelétrico, usando uma turbina de eixo a) vertical e b) horizontal [92].

Em [93] é analisado o problema da alimentação das RSSF usando energia eólica. A energia é produzida por materiais piezoelétricos, tal como em [92], que necessitam de estar sobre *stress* para produzirem energia. Este *stress* é causado pela rotação da turbina.

Todavia, tal obriga que a turbina tenha um elevado binário a baixas velocidades de vento. A solução para este problema foi proposta por [94] e consiste na colocação de ímanes no material piezoelétrico e no estator, conforme se encontra representado na figura 2.36. Desta forma, são os ímanes que geram o *stress* no material piezoelétrico, por o estrem constantemente a repelir e a atrair, conforme a rotação da turbina.

A desvantagem do uso destes materiais é que a máxima produção de potência ocorre quando estão na sua frequência de ressonância, ou múltiplos desta. Contudo, tem a vantagem, face aos sistemas que usam indução eletromagnética, de produzir sistemas mais leves (menos momento de inércia), beneficiando o desempenho a baixas velocidades de vento [93].

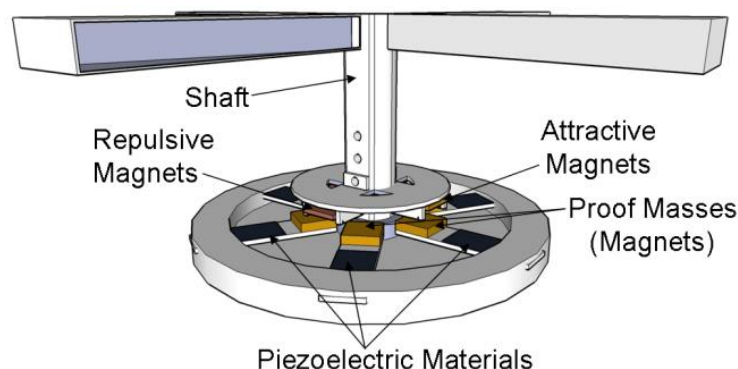


Figura 2.36: Sistema piezoelétrico com baixa fricção [94].

Aos terminais do gerador é ligado um conversor DC-DC elevador para adequar a tensão ao armazenamento de energia num supercondensador. Esta foi usada para alimentar um nó da RSSF. Este sistema é capaz de produzir 70 mW a ventos de 7 m/s. Sem a ocorrência de perdas, é esperado que quando a velocidade do vento é de 1 m/s cada material piezoelétrico produza 3 mW, perfazendo um total de 18 mW [94].

Outro tipo de turbina estudada em [95] baseia-se no uso de várias pás em forma de um ventilador, em vez de um *airfoil*, e encontra-se representada na figura 2.37.



Figura 2.37: Estrutura de uma microturbina [95].

Esta turbina possui um raio de 11,7 cm e 6 cm de espessura, tendo sido feitos estudos de forma a determinar qual é o melhor ângulo de ataque e o número de pás ideal, de forma a maximizar o coeficiente de potência. Foi verificado que para este tipo de turbinas, o valor máximo do coeficiente de potência, 20,3%, é obtido com o uso de quatro pás, *solidity* de 69,6%, e ângulo de ataque de 80 °.

Um novo tipo de turbina de eixo horizontal com grande interesse é a espiral de Arquimedes, representada na figura 2.38. Esta turbina extrai energia do vento por sustentação e por arrasto, sendo uma boa solução para regiões de elevada turbulência. Também possui a vantagem de se auto orientar com a direção do vento devido às forças de arrasto, não necessitando de sistemas para alinhamento.

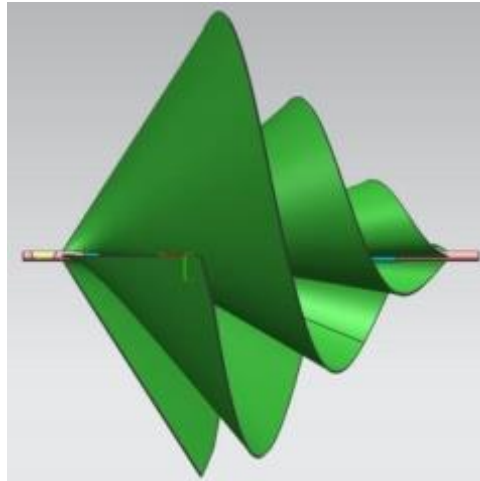


Figura 2.38: Estrutura de uma espiral de Arquimedes [96].

A turbina possui três pás, separadas por 120° , que são torcidas em torno do eixo, e têm a forma de uma pirâmide triangular. Neste estudo foram realizados testes no simulador *Ansys*, usando o modelo representado na figura 2.39, tendo sido verificado que o valor máximo do coeficiente de potência obtido é de 25% (velocidade do vento variou entre os 5 e os 12 m/s) [96].

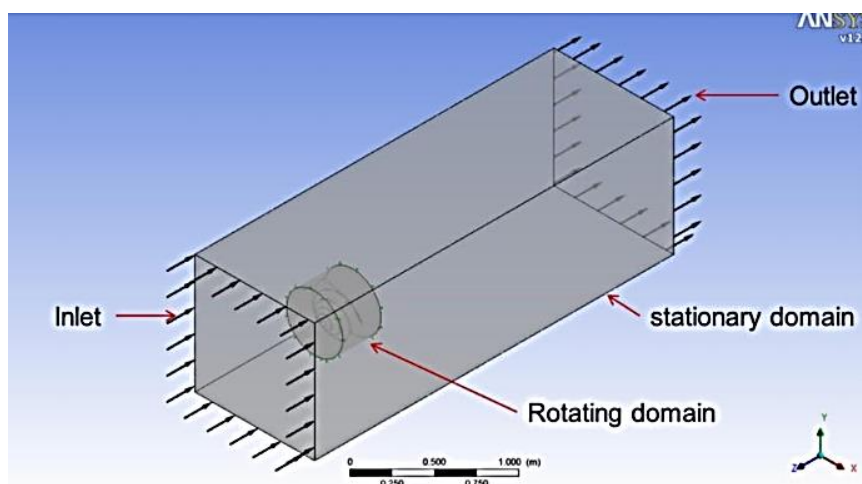


Figura 2.39: Modelo para teste da espiral de Arquimedes no *Ansys* [96].

No estudo [97] foi analisado o uso de um gerador DC em vez do tradicional AC. Para tal foram usadas duas turbinas de eixo horizontal, uma com raio de 4,35 cm e outra com raio de 8,85 cm, testadas, respetivamente, com ventos a 3,7 m/s e 4,5 m/s. Foi determinado que ambas as turbinas produzem, aproximadamente, 5,5 mW, pelo que a turbina com menor raio tem uma eficiência de 3% e a de maior raio 0,72%.

Verificou-se que existem poucos estudos referentes a implementações prática de aerogeradores para produção de pequena escala e que ainda existem muitos parâmetros de interesse que necessitam ser analisados.

3- Projeto dos aerogeradores

Neste capítulo apresenta-se a forma como se realizou o projeto do sistema para microprodução de energia, nomeadamente da turbina eólica, do gerador e do conversor de potência.

3.1- Dimensionamento das turbinas eólicas

Recorreu-se a simulações para determinar alguns dos parâmetros de interesse para o projeto das turbinas e posteriormente efetuou-se a verificação experimental do seu desempenho.

3.1.1- Simulação de parâmetros de interesse

Pretende-se dimensionar turbinas eólicas de pequena dimensão que funcionem eficientemente a baixas velocidades de vento. Para o dimensionamento da turbina de eixo horizontal usou-se o estudo [50] para determinar qual o *airfoil* adequado. Optou-se por analisar dois desenhos, o S1223 e o BW3, representados respetivamente na figura 3.1, sendo a forma do *airfoil* fornecida por [98] tendo sido usada uma linha de corda de 1,8 cm. Segundo [50], o primeiro apresenta melhor desempenho, mas o segundo possui uma construção mais simples.

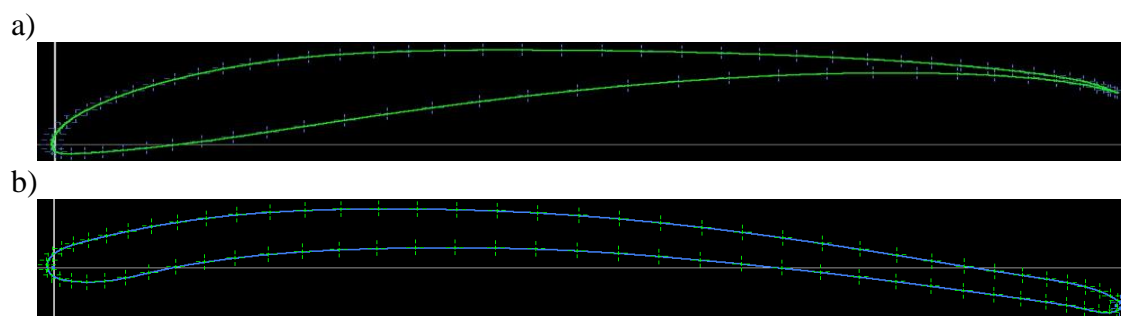


Figura 3.1: *Airfoils* analisados, a) S1223 e b) BW3.

Seguidamente usou-se o simulador *ANSYS fluent* [99] que emprega técnicas de CFD para se determinar qual é o desempenho esperado dos *airfoils* selecionados para um ângulo de ataque de 6°, por ser o ângulo ideal pela análise da figura 2.8 a), e vento a 6 m/s, velocidade a que se pretende projetar os sistemas. Na figura 3.2 encontra-se representada a distribuição da pressão pelos *airfoils* e na figura 3.3 está a variação da velocidade. A forma como são efetuadas as simulações está descrita no anexo C.

O S1223 produz uma força de arrasto de 0,2015 mN e uma força de sustentação de 10,76 mN pelo que o rácio $L/D=53,4$, estando de acordo com o indicado na figura 2.8 a). Já o BW3 gerou uma força de arrasto de 0,828 mN e uma força de sustentação de 40,19 mN, logo $L/D=48,53$ que é semelhante ao indicado na figura 2.8 a). Desta forma, conclui-se que os desenhos dos *airfoils* apresentam desempenho semelhante para a dimensão da corda, velocidade do vento e ângulo de ataque considerados. O BW3 apresenta maior força de arrasto pois provoca maior turbulência comparativamente ao S1223, embora este

produza menos sustentação. Já o desenho das pás foi realizado no *software Autodesk Inventor* [100], estando estas representadas na figura 3.4. O raio da pá é de 7,5 cm e o ângulo de ataque é de 6°.

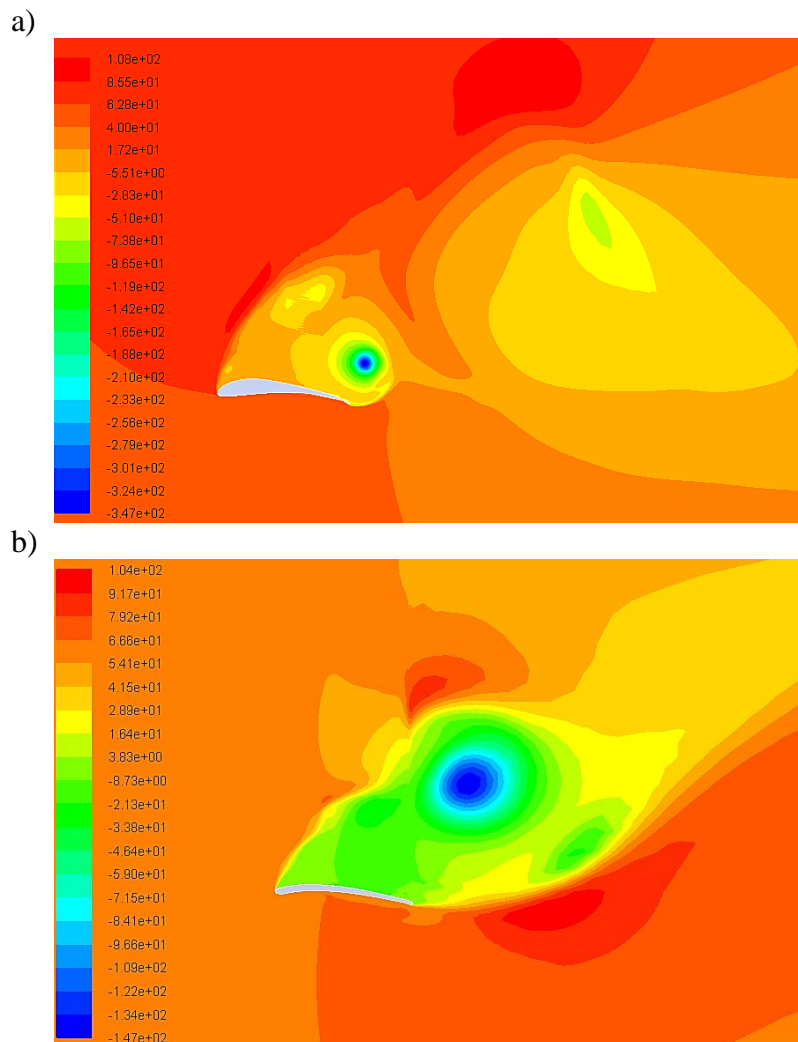
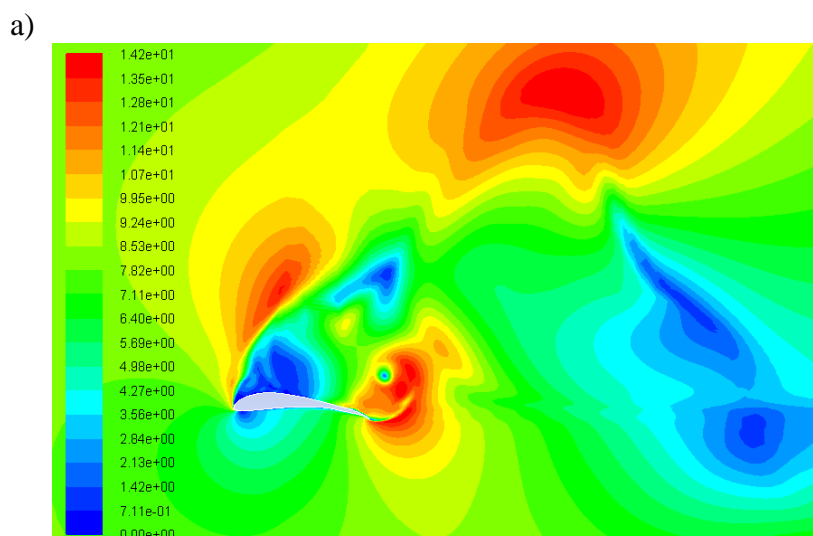


Figura 3.2: Distribuição da pressão, em Pascal, pelos *airfoils*, a) S1223 e b) BW3.



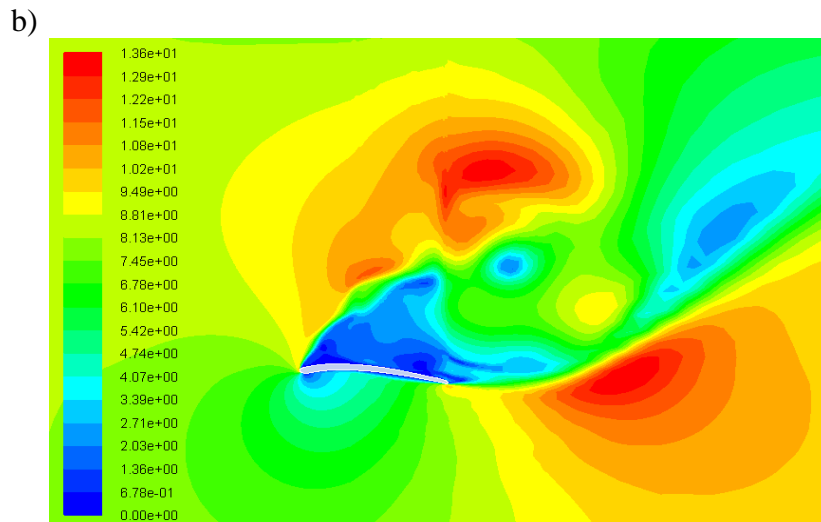


Figura 3.3: Distribuição da velocidade, em m/s, pelos *airfoils*, a) S1223 e b) BW3.

Segundo [50] o S1223 apresenta melhor desempenho comparativamente ao BW3. Contudo na análise realizada determinou-se que para as dimensões pretendidas a diferença de desempenho não é significativa e, tendo em conta que a construção do BW3 é significativamente mais simples (visível na figura 3.4), então optou-se por este *airfoil*. Por (2.12) obtém-se a força de sustentação de $C_l=1,35$ e por (2.11) obtém-se $C_d=0,03$, estando estes coeficientes de acordo com o indicado na figura 2.8 b).

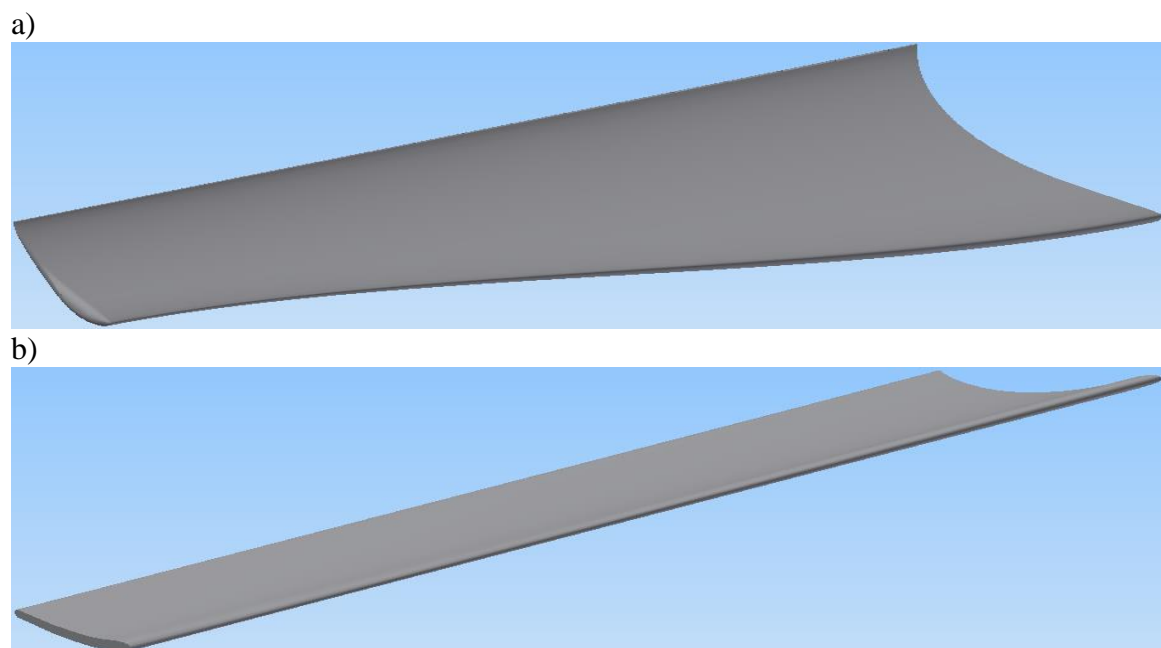


Figura 3.4: Desenho das pás com o *Airfoil*, a) S1223 e b) BW3.

O simulador *ANSYS fluent* foi, ainda, utilizado de forma a prever qual é o desempenho esperado e qual a melhor configuração para a pá. Contudo, nestas simulações não se considera o efeito do atrito dos rolamentos, pelo que os valores obtidos experimentalmente a baixas velocidades são inferiores aos esperados. Pretende-se realizar o projeto de todos os sistemas para ventos de 6 m/s por ser uma velocidade que ocorre

frequentemente em ambiente real e tipicamente é muito pouco aproveitada por sistemas de grande dimensão, em que o valor típico do *cut-in* ocorre aos 5 m/s [101].

Pretende-se determinar qual é o melhor número de pás e qual deverá ser o seu tamanho mantendo o comprimento da corda e usando um ângulo de ataque de 6° . Os resultados desta análise encontram-se representados na figura 3.5. A forma como foram realizadas as simulações está descrita no anexo C. Concluiu-se que, para as turbinas analisadas, o melhor caso ocorre para o sistema de seis pás com raio de 7,5 cm pois permite extrair a máxima potência à velocidade de vento desejada, mantendo o sistema compacto.

Verifica-se que o aumento do comprimento da pá nos sistemas de três pás melhora a eficiência, atingindo 38% com o raio de 15 cm, embora tal ocorra a baixas velocidades de vento pelo que terão o forte efeito dos rolamentos, baixando a sua eficiência. O sistema de seis pás de 15 cm é o que permite extrair maior potência (3,1 W a 6 m/s, enquanto que com raio de 7,5 cm a potência gerada é de 0,87 W à mesma velocidade) mas, simultaneamente, apresenta menor eficiência que o de 7,5 cm com o mesmo número de pás. Tal poderá dever-se ao grande aumento do momento de inércia, que provoca uma diminuição da velocidade de rotação, segundo (2.2), associado à diminuição da *solidity*.

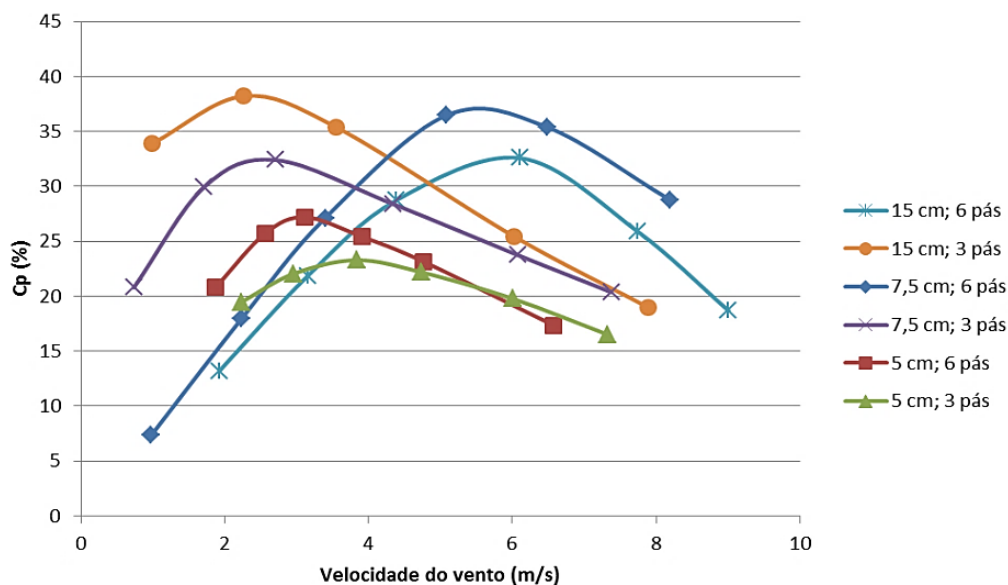


Figura 3.5: Análise ao comprimento e a número de pás do sistema de eixo horizontal.

Foi, também, realizada a análise de qual é o melhor ângulo de ataque para a turbina escolhida. Os resultados encontram-se na figura 3.6, tendo-se concluído que este é de 6° , com valor de C_p de 37%, estando o resultado em concordância com o indicado em [50]. Através de (2.13) determinou-se que $\lambda=2,948$ ($\phi=20^\circ$) e usando (2.8) conclui-se que para ventos de 6 m/s tem-se $\omega_{mec}=236$ rad/s (valor sem a consideração dos atritos). Pelo simulador determinou-se que a esta velocidade de vento tem-se $\omega_{mec}=241$ rad/s, estando de acordo com o valor previamente determinado. Desta forma, para a potência que se pretende produzir, 0,4 W, a 6 m/s a turbina mais adequada possui seis pás com raio de 7,5 cm e ângulo de ataque de 6° .

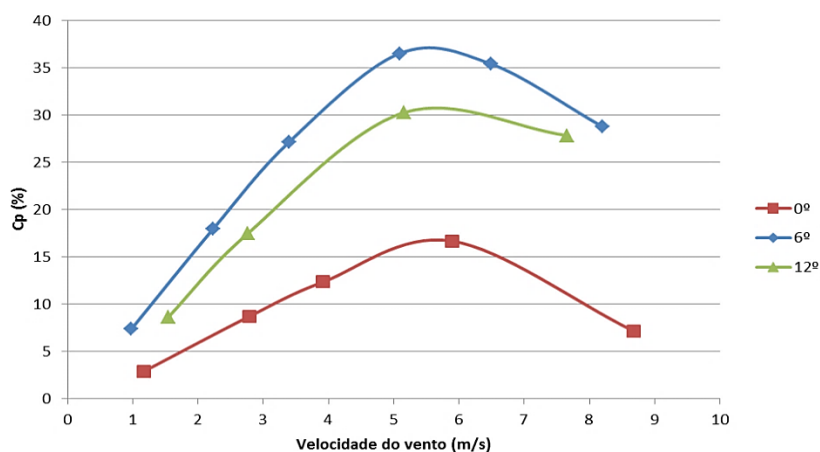


Figura 3.6: Análise ao ângulo de ataque das pás do sistema de eixo horizontal.

3.1.2- Análise ao desempenho das turbinas

Para o sistema de eixo vertical utilizou-se a análise indicada no estado da arte de forma a determinar qual é a melhor implementação. Usou-se um sistema com altura de 25 cm para um diâmetro de 12,5 cm (*aspect ratio* de 2), razão de sobreposição é 0,3 e possui 2 pás. De modo a determinar qual é o melhor ângulo de torção da turbina efetuou-se a análise no *ANSYS fluent*, estando os resultados obtidos na figura 3.7.

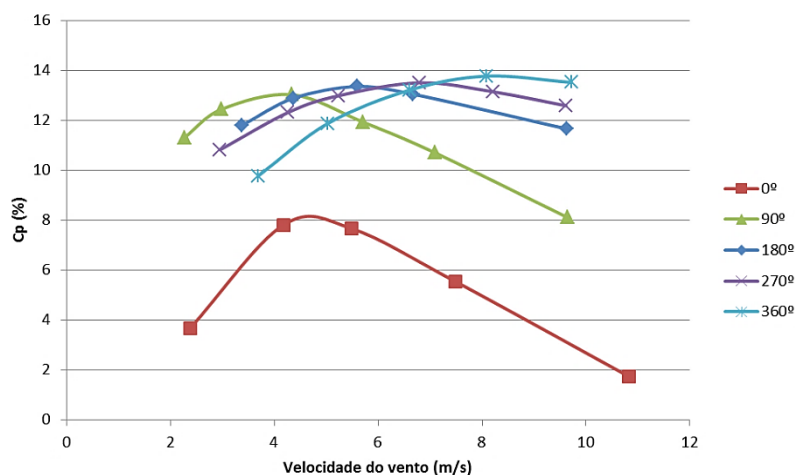


Figura 3.7: Análise ao ângulo de torção do sistema de eixo vertical.

Determinou-se que o melhor ângulo de torção é de 180° para a operação com ventos de 6 m/s, sendo este o ângulo usado, tenho um valor de C_p de 13,5%. Deste modo, para a velocidade de projeto a potência esperada é de 0,56 W. O desenho das turbinas desenvolvidas encontra-se na figura 3.8. A turbina de eixo vertical foi impressa usando a impressora 3D *RepRap* [102]. Já a de eixo horizontal foi implementada a partir de um tubo de plástico.

Posteriormente, usou-se a técnica *rope brake* apresentada na figura 2.14 para se determinar experimentalmente os valores de C_p das turbinas. Além da turbina de eixo horizontal de seis pás também se estudou a de três pás com três comprimentos diferentes para avaliar o desempenho prático das turbinas.

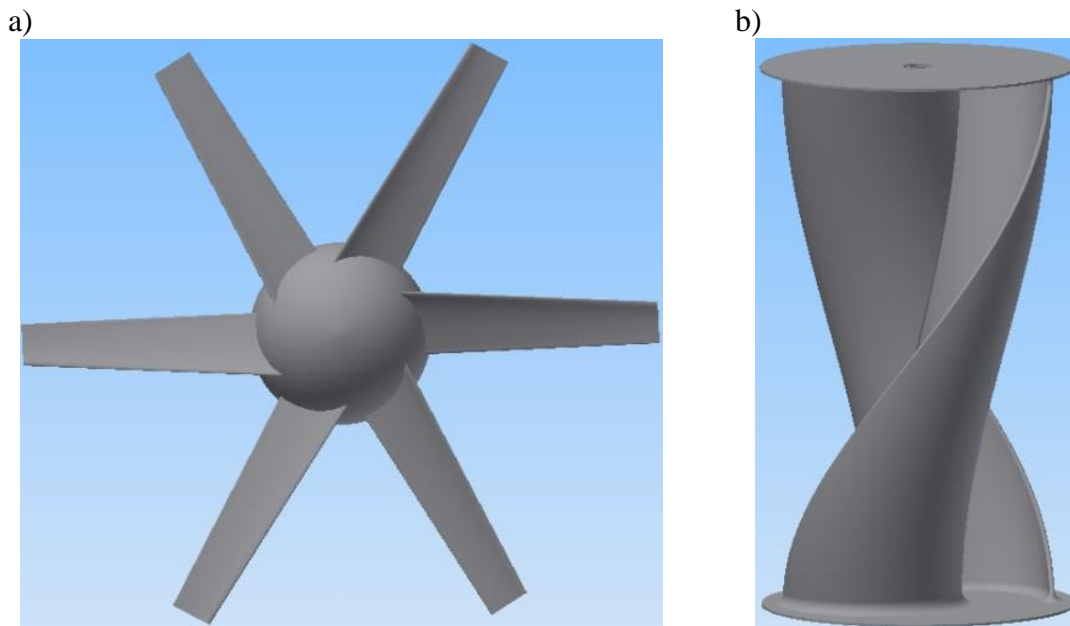


Figura 3.8: Turbinas desenvolvidas, a) eixo horizontal e b) eixo vertical.

O esquema de montagem para medição do valor de C_p da turbina de eixo vertical encontra-se na figura 3.9. Para o de eixo horizontal a componente a partir da separação é removida e é usado um veio mais pequeno, sendo a estrutura rodada 90° para que a turbina esteja de frente para o túnel de vento. Em cada apoio é usado um rolamento e a medição da velocidade de rotação é realizada pelo sensor de efeito Hall A1301EUA-T [103].

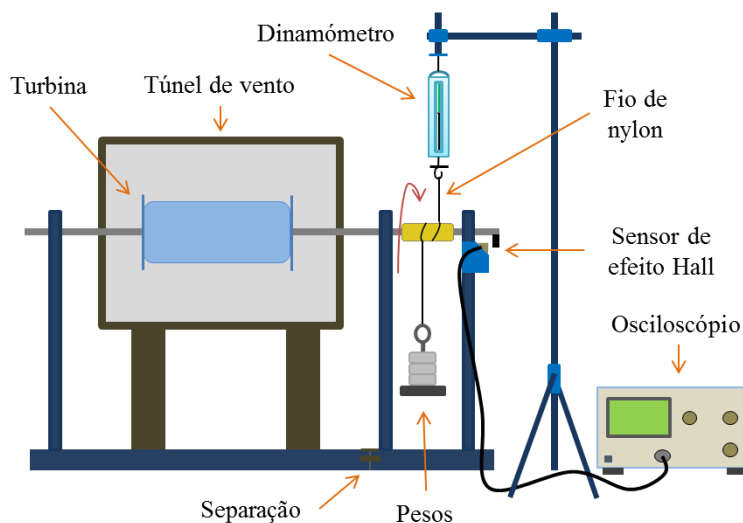


Figura 3.9: Esquema de montagem para medição do valor de C_p .

Na figura 3.10 encontram-se representadas as curvas experimentais que geraram maior eficiência para cada sistema em função da velocidade do vento. A comparação com as curvas teóricas encontra-se nas figuras 3.11 e 3.12. Já na figura 3.13 é realizada uma análise semelhante mas em função de λ , sendo apenas apresentada a curva da velocidade que gerou maior eficiência para cada sistema, estando as restantes representadas no anexo G.

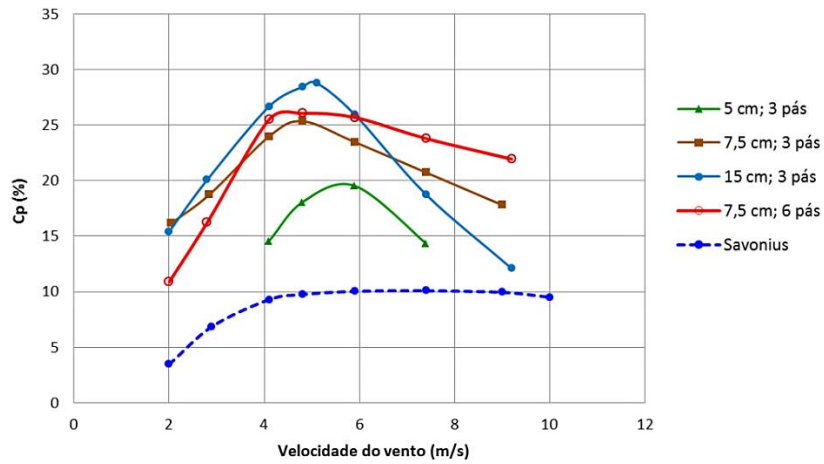


Figura 3.10: Resultados experimentais do C_p em função da velocidade do vento para as turbinas analisadas.

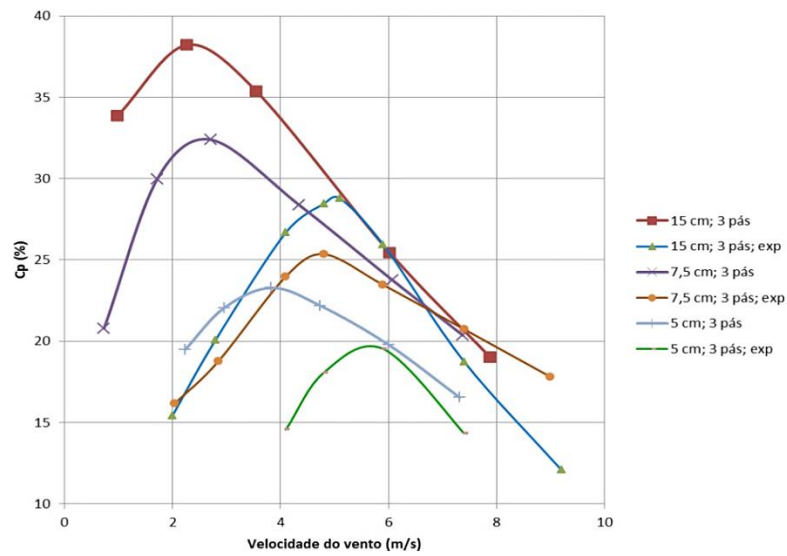


Figura 3.11: Comparação entre os resultados teóricos e os experimentais do C_p em função da velocidade do vento para as turbinas com 3 pás.

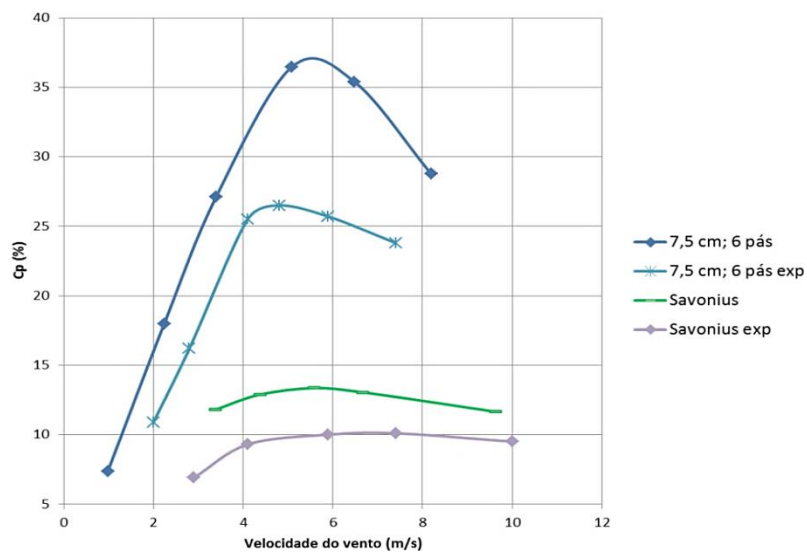


Figura 3.12: Comparação entre os resultados teóricos e os experimentais do C_p em função da velocidade do vento para as turbinas implementadas.

Analisando a figura 3.11 conclui-se que o C_p dos sistemas é muito inferior ao esperado. Tal deve-se ao facto da eficiência teórica dos sistemas ser superior a baixas velocidades do vento o que é impraticável no sistema real devido ao atrito dos rolamentos (não é considerado nas simulações) que é demasiado significativo para o binário que é produzido. Contudo, com o aumento da velocidade do vento também aumenta o binário logo é diminuído o efeito dos rolamentos, pelo que o desempenho experimental aproxima-se do teórico.

Pelo estudo da figura 3.12 determina-se que ambos os sistemas implementados apresentam um desempenho inferior ao esperado. No caso do sistema horizontal tal deve-se ao atrito dos rolamentos, para as velocidades inferiores do vento, ao ângulo de ataque ser aproximadamente de 8° e não de 6° conforme pretendido e ao facto de serem produzidos pequenos desequilíbrios na massa das pás que geram uma ligeira trepidação a velocidades de vento superiores, diminuindo a eficiência. Para o sistema horizontal deve-se ao atrito dos rolamentos utilizados.

Através das curvas experimentais determinou-se as curvas de tendência (C_p em função da velocidade do vento) dos sistemas de forma a serem usadas posteriormente no simulador. Para o eixo vertical tem-se que

$$C_p(\%) = -0,0083v^4 + 0,2422v^3 - 2,6615v^2 + 13,009v - 13,741 \quad (3.1)$$

e para o eixo horizontal obtém-se

$$C_p(\%) = 0,099v^3 - 2,6349v^2 + 19,948v - 19,826 \quad (3.2)$$

Outra análise relevante é apresentada na figura 3.13 onde se verifica que o aumento do raio provoca um aumento de λ (análise das turbinas de três pás). O oposto ocorre quando o número de pás aumenta (comparação entre as turbinas de 3 e 6 pás com 7,5 cm). Tal está de acordo com o indicado por (2.13). Também o *savonius* está em concordância com indicado pela figura 2.4 e com [104]. A restante análise às turbinas encontra-se nos anexos C e G.

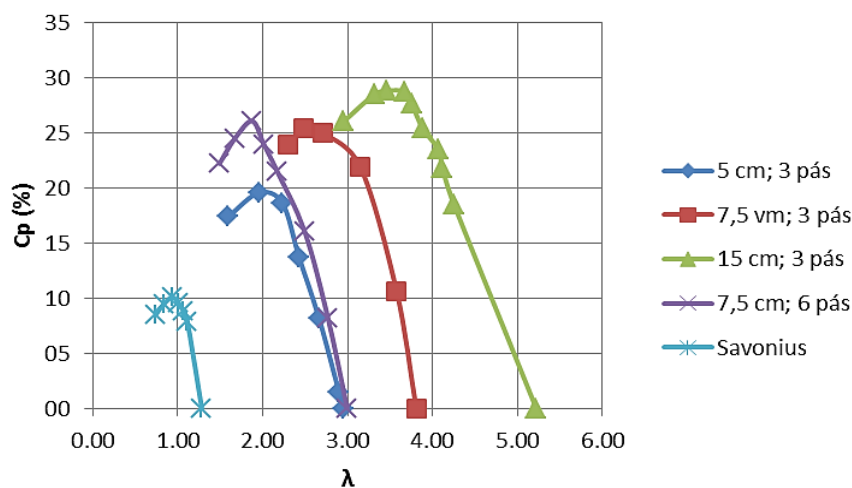


Figura 3.13: Resultados experimentais do C_p em função de λ para as turbinas analisadas.

3.2- Dimensionamento dos geradores

Tem-se por objetivo dimensionar 2 geradores, um para o sistema de eixo vertical e outro para o de eixo horizontal, ambos capazes de produzir 0,4 W para velocidade de vento de 6 m/s.

O sistema de eixo vertical tem menor eficiência mas possui uma maior dimensão. Utilizou-se 12 polos e 9 bobinas (3 por fase), com fio de 0,5 mm que é capaz de suportar até 577 mA para a aplicação como gerador sem refrigeração [105], (rácio de $3m$ bobinas para $4m$ polos, sendo m um número inteiro, de forma a produzir um sistema trifásico equilibrado), permitindo ter um gerador com dimensão ajustada à da turbina e capaz de produzir a potência desejada.

As bobinas de cada fase (2,2 cm de altura e 5 cm de largura) estão distanciadas $2\pi/3$ rad (valor de β) sem inclinação, $x=0$, com os enrolamentos concentrados e $q=18$ ranhuras (2 por bobina, 3 bobinas por fase e 3 fases) pelo que $\varepsilon=2\pi/18$ rad, $N_e=648$ e $\gamma=0,058$. Para o primeiro harmônico determina-se, através de (2.32), (2.33), (2.34) e (2.35), que $K_e=0,995$, $K_d=0,955$, $k_r=0,866$ e $K_i=1$, logo por (2.31) verifica-se que para o harmônico fundamental $K_s=0,823$.

Foram utilizados ímanes cilíndricos de neodímio com gradação N42, constituídos por NdFeB, com 0,95 cm de raio, 0,5 cm de profundidade e indução residual de 1,32 T [106]. Criou-se o *air-gap* com 0,3 cm sendo esta a distância a que se pretende determinar o valor do máximo da indução magnética no estator (distância de x). Através da expressão (2.39) verifica-se que $B_{pico}=0,226$ T. Na figura 3.14 apresenta-se o campo magnético e as curvas de desmagnetização deste íman. Pela figura 3.14 a) determina-se que à distância de 0,3 cm, na direção central diretamente acima do íman marcada com o ponto preto, o campo encontra-se na região entre os 2237 e os 2609 G, estando de acordo com o resultado alcançado.

O rotor é formado por um dodecágono regular, representado na figura 3.15. Verifica-se que $\alpha=360/24=15^\circ$ logo $\tan(15^\circ)=(Y/2)/Z$. Como $Y=0,02$ m (diâmetro do íman com uma margem de 1 mm), tem-se $Z=0,0373$ m, pelo que $X=[(Y/2)^2+Z^2]^{1/2}=0,0386$ m. Somando a espessura dos ímanes, o comprimento do *air-gap* e a margem de falha na construção (0,2 cm de precisão da impressora 3D) determina-se que o raio interno do estator é de 0,0486 m e considera-se que o raio externo é 0,0586 m. Através de (2.41) determina-se que $\tau=0,0254$ m e usando a expressão (2.40) conclui-se que $\Phi_P=210,77$ μWb .

Ao utilizar a expressão (2.5), sabendo que a velocidade de rotação da turbina sem carga a 6 m/s é sensivelmente 100 rad/s (valor obtido experimentalmente), conclui-se que são necessárias 120 espiras por fase (40 espiras por bobina) para produzir 8,5 V_{RMS} em aberto, que irá gerar sensivelmente 4 V_{RMS} quando estiver na máxima transferência de potência. Este valor é adequado para carregar baterias de 3,6 V de tensão nominal. Foram utilizadas 135 espiras para cobrir perdas não consideradas.

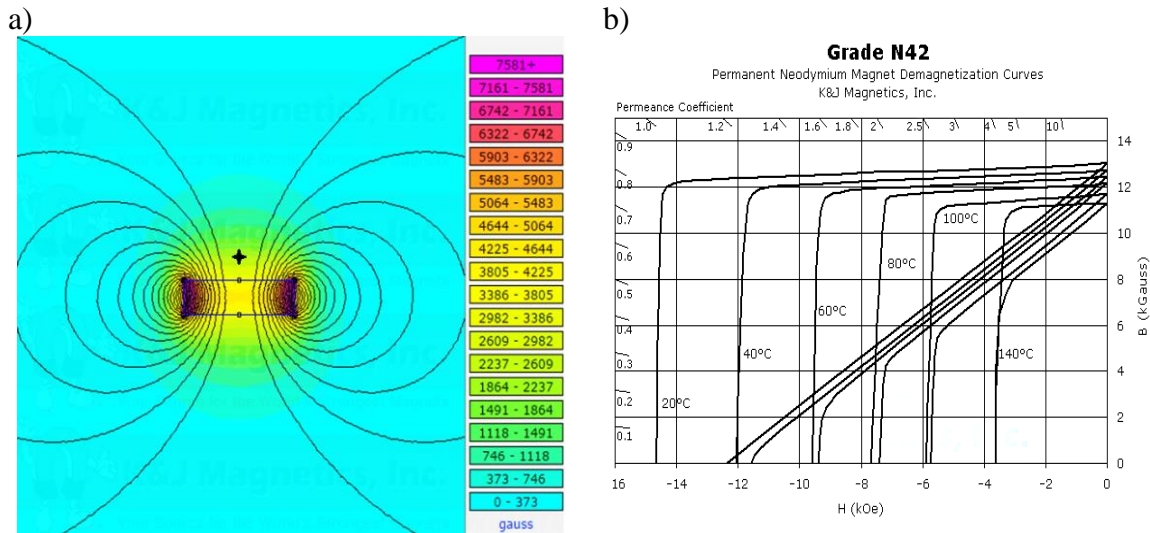


Figura 3.14: Características dos ímãs utilizados, a) linhas de campo magnético com ponto marcado a 0,3 cm e b) curvas de desmagnetização, adaptado de [106].

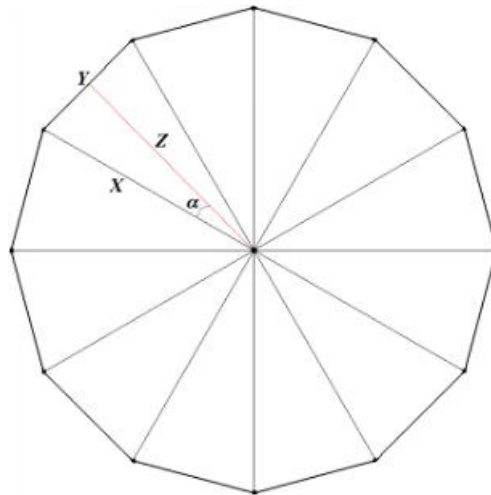


Figura 3.15: Forma básica do rotor do sistema de eixo vertical.

Já para o sistema de eixo horizontal pretende-se que seja compacto, devido à sua menor dimensão, mas tal será compensado pela maior eficiência que possui pelo que se utilizou 8 polos e 6 bobinas (2 por fase com 2,5 cm de altura e 3,4 cm de largura), com fio de 0,4 mm que é capaz de suportar até 361 mA para a aplicação como gerador sem refrigeração [105]. As bobinas de cada fase estão distanciadas π rad sem inclinação, com os enrolamentos concentrados e 12 ranhuras pelo que usando (2.31), (2.32), (2.33), (2.34) e (2.35) determina-se que $K_s=0,945$. Já os ímãs usados são retangulares de neodímio, gradação N42, com 1,9 cm de altura, 1,27 cm de largura e 0,318 cm de espessura [107].

Efetou-se a análise previamente indicada para o gerador do sistema de eixo vertical (usando um rotor hexagonal, pois tem 6 ímãs) e determinou-se que $r_i=3,3$ cm, $l=4,3$ cm, considerando um *air-gap* de 3 mm. Através de (2.38) concluiu-se que $B_{pico}=0,191$ T e usando (2.41) determina-se que $\tau=0,0259$ m, logo por 2.40 verifica-se que $\Phi_P=136$ μ Wb.

Na figura 3.16 apresenta-se a simulação deste gerador no *software Finite Element Method Magnetics* (FEMM) [108], estando no anexo F o modelo implementado. É possível verificar que diretamente em frente ao centro do íman tem-se $B_{pico}=0,1984$ T estando de acordo com o valor determinado. Este valor pode aumentar significativamente se for usado ferro no *yoke* do estator ou núcleo do rotor. Contudo, produz um sistema mais elaborado, dispendioso e pesado, não indo ao encontro dos objetivos deste estudo. Também o uso de um *halbach array*, que gera dois polos [109] ou quatro polos [110], apresentam resultados interessantes embora seja necessário usar ímanes específicos, não sendo por isso testadas. Estas análises e o efeito das perdas geradas pelo uso de ferro encontram-se no anexo I.

Através da expressão (2.43), sabendo que a velocidade de rotação da turbina sem carga à velocidade do vento de 6 m/s é sensivelmente 230 rad/s (valor obtido experimentalmente), conclui-se que são necessárias 100 espiras por fase (50 espiras por bobina) para produzir 8,5 V_{RMS} em aberto. Na tabela 3.1 apresentam-se os principais parâmetros dos dois geradores.

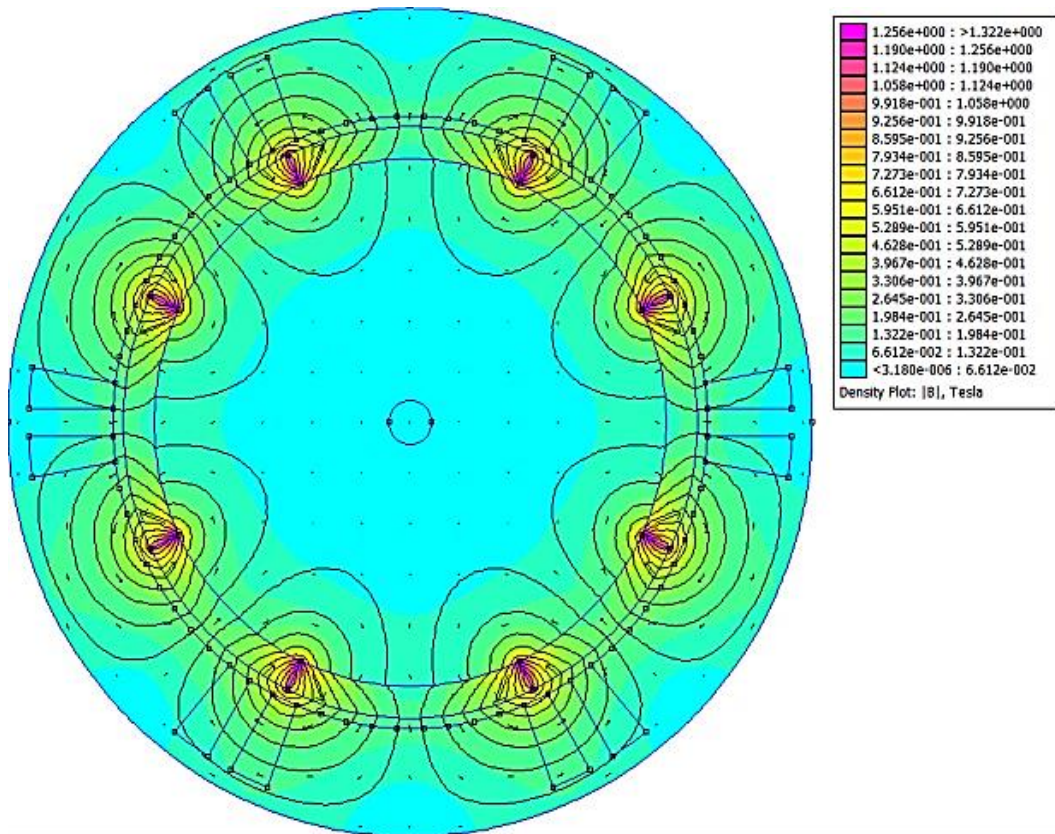


Figura 3.16: Análise ao comportamento magnético do gerador síncrono do sistema de eixo horizontal.

Tabela 3.1: Principais parâmetros dos geradores.

Sistema	Polos	Nº bobinas	Fio (mm)	Nº espiras	K_s	l (cm)	r (cm)	B_{pico} (T)	air-gap (mm)
Horizontal	8	6	0,4	100	0,945	4,3	3,3	0,191	3
Vertical	12	9	0,5	135	0,823	5,86	4,86	0,226	3

O processo de desenho dos geradores encontra-se no anexo H, tendo sido usado o *software* de desenho 3D *google sketchup* [111] sendo as peças posteriormente impressas na impressora 3D *RepRap*. Na figura 3.17 apresentam-se os sistemas implementados.

Para a conversão da tensão alternada em contínua usou-se uma ponte retificadora passiva constituída por díodos MBRA210LT3G [112], que apresentam uma queda de tensão de 0,26 V quando são percorridos por uma corrente de 100 mA. Para o sistema horizontal à rotação de 100 rad/s tem-se $\omega_e = \omega_{mec} \text{Polos}/2 = 600 \text{ rad/s} \Rightarrow f_e = 95,5 \text{ Hz}$, sendo esta a frequência elétrica de cada fase. Como são produzidas três fases desfasadas de 120° então a frequência da onda retificada é três vezes superior à de cada fases, ou seja, 286,5 Hz. Usando (2.48) e assumindo que em média o gerador 50 mA_{RMS} para as cargas de teste, então deduz-se que $C = 218 \mu\text{F}$ (permitindo uma variação de 10% aos em torno dos 4 VRMS).

Já para o sistema horizontal assume-se que à rotação de 230 rad/s ($\omega_e = 920 \text{ rad/s}$, implicando que frequência da onda retificada é 440 Hz) também é produzido em média 50 mA_{RMS}, logo $C = 143 \mu\text{F}$ (para 10% da variação da tensão). Em ambos os sistemas usou-se $C = 220 \mu\text{F}$.

a)



b)



Figura 3.17: Sistemas implementados, a) eixo horizontal e b) eixo vertical.

3.3- Dimensionamento dos conversores de potência DC-DC

De forma a adequar a potência gerada ao carregamento da bateria é necessário usar um conversor de potência que permita determinar em que ponto ocorre a máxima transferência de potência. Pretende-se analisar 4 tipos de conversores DC-DC com o

objetivo de determinar qual destes proporciona a maior eficiência. Nesta seção encontra-se o estudo dos conversores elevador e redutor-elevador inversor, estando no anexo D os conversores redutor e redutor-elevador não inversor.

3.3.1- Conversor Elevador

Preende-se que a elevação máxima de tensão ocorra de 1 para 5 V, logo por (2.49) $D=0,8$ (valor mínimo é 0,2). Para uma corrente de saída de 100 mA, usando (2.50), conclui-se que $i_L=500$ mA. Considerando que a variação de corrente é de 10% então $\Delta i_L=50$ mA, logo por (2.53), usando uma frequência de comutação de 10 KHz (quanto maior for a frequência menor será a dimensão dos componentes, pelo que se optou por este valor pois permite que o microcontrolador utilizado produza o sinal PWM com boa qualidade), $L=1,6$ mH. Usou-se uma bobina de 2,2 mH (MURATA 1422509C [113]).

Assumindo que a carga mais alta a que o sistema será sujeito é de 5 Ω e considerando uma variação da tensão de 10%, conclui-se, usando (2.55), que $C=160$ μ F e usou-se um condensador de 220 μ F (ELXY500ELL221MJ25S [114]). A resistência do fio de uma bobina pode ser aproximada pela expressão [115]

$$R_L = \frac{4\rho_f(R_o^2 - R_i^2)L_f}{d_f^4} \quad (3.3)$$

onde ρ_f é a resistividade do material em Ω m, sendo no caso do cobre de 17,2 n Ω m a 20 $^\circ$ C [116], R_o é o raio externo da bobina em m, R_i é o raio interno em m, L_f é a altura da bobina em m e d_f é o diâmetro do fio em m.

Para a bobina usada (de cobre) $R_o=2$ cm, $R_i=0,7$ cm, $L_f=0,9$ cm, $d_f=0,7$ mm logo por (3.3) tem-se $R_L=0,91$ Ω que está de acordo com o especificado em [113]. Já a resistência série equivalente (ESR) do condensador é 73 m Ω segundo [114].

Através do uso do modelo de pequenos sinais do conversor elevador é deduzida a função de transferência da saída em função do *duty cycle* do sistema [117]

$$\frac{\widetilde{v}_o}{\widetilde{d}} = \frac{V_o}{L_e D_0 C} \frac{\left(1 - s \frac{L_e}{R}\right) \left(s R_C C + \frac{R_C}{R_o} + 1\right)}{s^2 + s \frac{\frac{R_L}{D_0^2} + \frac{R_C}{D_0}}{L_e} + \frac{s}{C R_o} + \frac{\frac{R_L}{D_0^2} + \frac{R_C}{D_0}}{L_e C R_o} + \frac{1}{L_e C}} \quad (3.4)$$

sendo $L_e=L/(1-D)^2$, $D_0=1-D$, \widetilde{v}_o a tensão de saída do modelo de pequenos sinais e \widetilde{d} a entrada que provoca alterações no modelo de pequenos sinais. Simulou-se (3.4) no *software Matlab* [118] estando o diagrama de *Bode* representado na figura 3.18 (usou-se uma elevação de 1 para 5 V com uma carga de 25 Ω). É possível verificar que o ganho DC é de 22 dB até aos 25 Hz e cai para -20 dB aos 10 KHz. Tal deve-se à componente DC definida por $V_o/(L_e D_0 C)$ que deverá ser compensada por um compensador proporcional de baixo valor. Outro ponto de interesse é a inversão que ocorre na fase aos

1,1 KHz por ser a frequência natural do conversor, definida por $[D^2/(LC)]^{1/2}$. Na figura 3.19 encontra-se a representação dos polos e dos zeros.

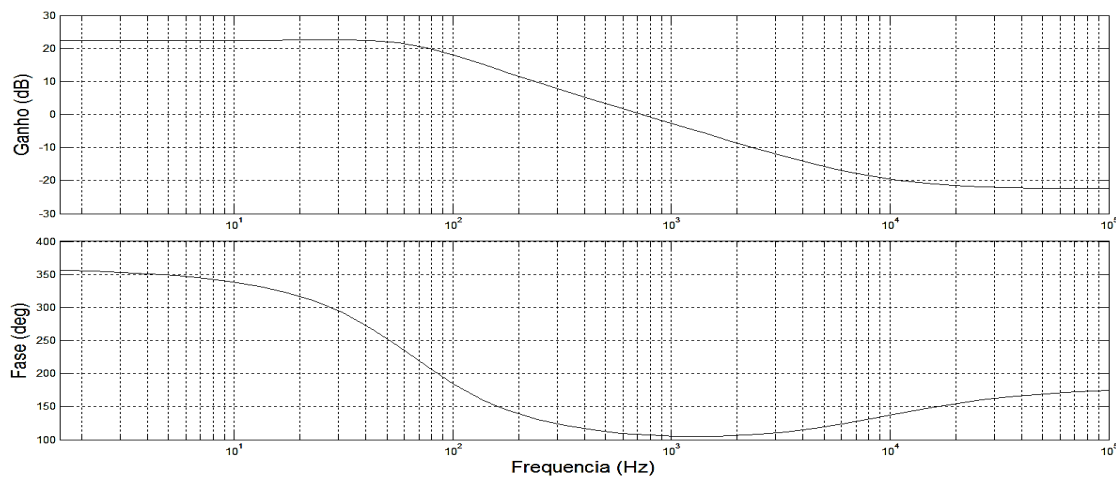


Figura 3.18: Diagrama de Bode da função de transferência do modelo de pequenos sinais do conversor elevador.

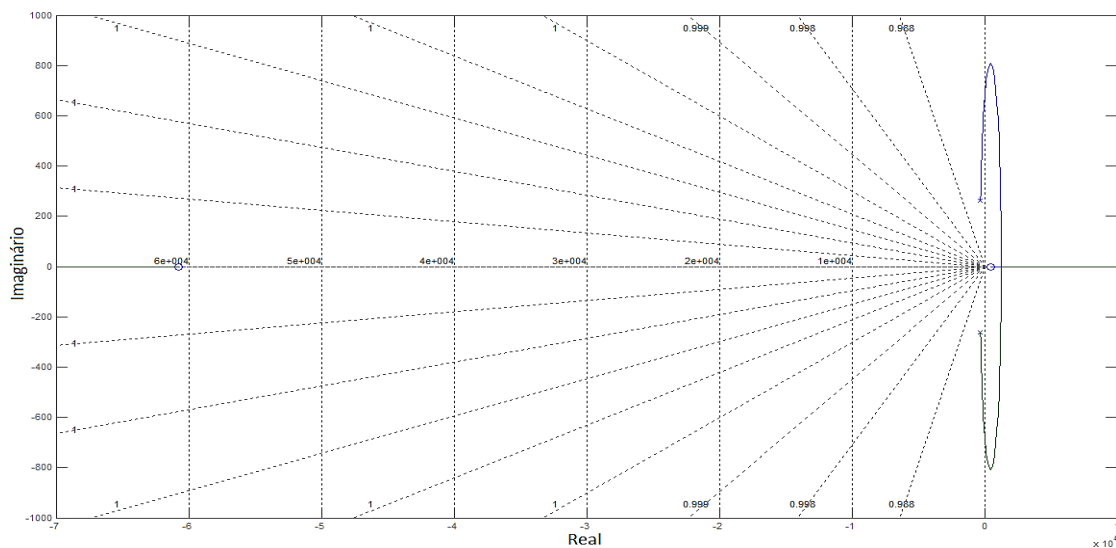


Figura 3.19: Representação dos polos e dos zeros da função de transferência do modelo de pequenos sinais do conversor elevador em rad/s.

É esperado que o polo de segunda ordem ocorra à frequência definida por $(1-D)/(LC)^{1/2}=287,5$ rad/s, que o zero do plano esquerdo surja à frequência $1/(R_C C)=60606,1$ rad/s e que o zero do plano direito ocorra à frequência $(1-D)^2 R/L=454,5$ rad/s estando estes resultados de acordo com os obtidos (expressões válidas para o modo contínuo) [119]. Conclui-se que o sistema é instável sendo necessário introduzir um mecanismo de controlo compensado na realimentação.

O zero no plano direito deve-se à impossibilidade da corrente na bobina poder variar instantaneamente. Tal implica que caso o tempo que demora a ocorrer uma variação na corrente da bobina, di_L/dt , seja superior ao tempo de variação do *duty cycle*, dD/dt , então, quando ocorre um aumento de D o sistema de controlo espera que V_o aumente, mas como ainda não ocorreu a variação da corrente na bobina então I_o baixou e,

consequentemente, V_o também baixou. Ou seja, o sistema de controlo aumenta o D e é gerada uma diminuição da tensão à saída [120]. Na diminuição de D o sistema de controlo deteta um aumento em vez de uma diminuição de V_o . Esta situação pode causar grande instabilidade no sistema de controlo, pelo que impõe um limite a f que depende da bobina usada.

Analisando a figura 2.24 a) verifica-se que pela malha 1

$$v_s = R_L i_L + L \frac{di_L}{dt} \Leftrightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{v_s - R_L i_L}{L} \quad (3.5)$$

em que R_L é a resistência da bobina em Ω , e pela malha 2 tem-se

$$-v_c = C \frac{dv_c}{dt} (R_c + R_o) \Leftrightarrow \frac{dv_c}{dt} = \frac{-v_c}{C(R_c + R_o)} \quad (3.6)$$

sendo R_c a resistência do condensador em Ω . Estudando a figura 2.24 b) observa-se que pela malha 3

$$\begin{aligned} v_s - v_d - V_c &= L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L + C \frac{dv_c}{dt} R_c \\ \Leftrightarrow \frac{dv_c}{dt} &= \frac{1}{CR_c} \left(v_s - v_d - L \frac{di_L}{dt} - R_L i_L - v_c \right) \end{aligned} \quad (3.7)$$

sendo v_d a queda de tensão no díodo em V. Sabendo que no nó A

$$i_L = i_o + i_c \Leftrightarrow i_c = i_L - \frac{v_o}{R_o} \quad (3.8)$$

então pela malha 4

$$v_c = -R_c i_c + v_o \Leftrightarrow v_o = R_o \frac{v_c + R_c i_L}{R_o + R_c} \quad (3.9)$$

e pela malha 5

$$v_s - v_d = L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L + v_o \Leftrightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (v_s - V_d - R_L i_L - v_o) \quad (3.10)$$

Substituindo (3.9) em (3.10) denota-se que

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} \left[v_s - v_d - \left(\frac{R_o R_c}{R_o + R_c} + R_L \right) i_L - \frac{R_o}{R_o + R_c} v_c \right] \quad (3.11)$$

Combinando (3.8) (pois $v_o = R_o i_o$ e esta expressão indica o valor de i_o em função de i_L e de i_c que pode ser escrito como $C dv_c/dt$) e (3.10) em (3.7) verifica-se que

$$C \frac{dv_c}{dt} = \left(-\frac{R_o}{R_c} C \frac{dv_c}{dt} + \frac{R_o}{R_c} i_L - \frac{v_c}{R_c} \right) \Leftrightarrow \frac{dv_c}{dt} = \frac{R_o i_L - v_c}{C(R_o + R_c)} \quad (3.12)$$

Seja

$$\gamma = \begin{cases} 1 & ; \text{se o interruptor estiver fechado} \\ 0 & ; \text{se o interruptor estiver aberto} \end{cases} \quad (3.13)$$

então é possível combinar (3.11) com (3.5) e (3.12) com (3.6), pelo que aplicando a transformada de *Laplace* obtém-se, respetivamente,

$$I_L = \frac{1}{sL} \left[V_s - (1 - \gamma)V_d - \left(\frac{R_0 R_C}{R_0 + R_C} (1 - \gamma) + R_L \right) I_L - \frac{R_0}{R_0 + R_C} V_C (1 - \gamma) \right] \quad (3.14)$$

$$V_C = \frac{R_0 I_L (1 - \gamma) - V_C}{sC(R + R_C)} \quad (3.15)$$

A partir das expressões (3.14) e (3.15) pode-se dimensionar o sistema de controlo. Este poderá realizar apenas o controlo da tensão no condensador ou efetuar o controlo da tensão no condensador e da corrente na bobina. No sistema em estudo optou-se pelo segundo caso por proporcionar um controlo mais estável. O diagrama de blocos deste sistema encontra-se representado na figura 3.20. Importa referir que o limitador é usado como proteção para garantir que, na ocorrência de um curto-circuito, a corrente de referência indicada pelo sistema de controlo não seja demasiado elevada, evitando que o circuito seja danificado. O controlo de sobretensão da carga é realizado pelo MPPT que limita o valor máximo (e também o mínimo) da tensão de referência e por um relé.

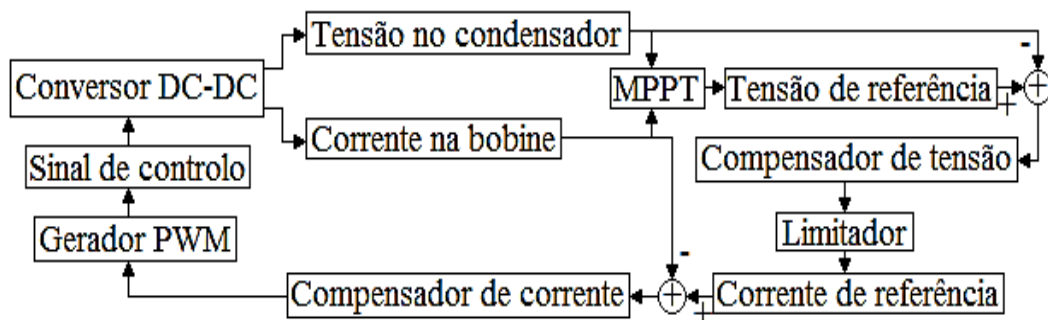


Figura 3.20: Diagrama de blocos do sistema de conversão pretendido.

No controlo com *pulse-width modulation* (PWM) é usada uma portadora e um sinal modulante, gerado pelos compensadores que irão adequar o sinal de erro (criado pela diferença entre o valor atual da variável a ser controlada e o valor de referência), de forma a produzir o sinal de controlo do interruptor (γ). Na figura 3.21 a) apresenta-se o diagrama de blocos do controlo com PWM e na figura 3.21 b) encontra-se representado o efeito da utilização da portadora dente de serra, sendo perceptível que quando o sinal da portadora é superior ao da modulante o sinal de controlo do interruptor é nulo ($\gamma=0$) e vice-versa. Esta portadora é expressa por [121]

$$v_{st}(t) = \frac{\widehat{v}_{st}}{T} t \quad (3.16)$$

onde \widehat{v}_{st} é o valor de pico em V. O *duty cycle* é determinado no instante em que $t = DT$, ou seja

$$D = \frac{v_{st}(t)}{\widehat{v}_{st}} \quad (3.17)$$

Também podem ser usadas outras portadoras como a triangular simétrica que possui a vantagem de realizar duas comparações por ciclo. Para o compensador da tensão despreza-se as resistências do condensador e da bobina e a queda de tensão no díodo pois não serão elementos significativos, pelo que ao se analisar a expressão (3.9) verifica-se que $v_o = v_C$.

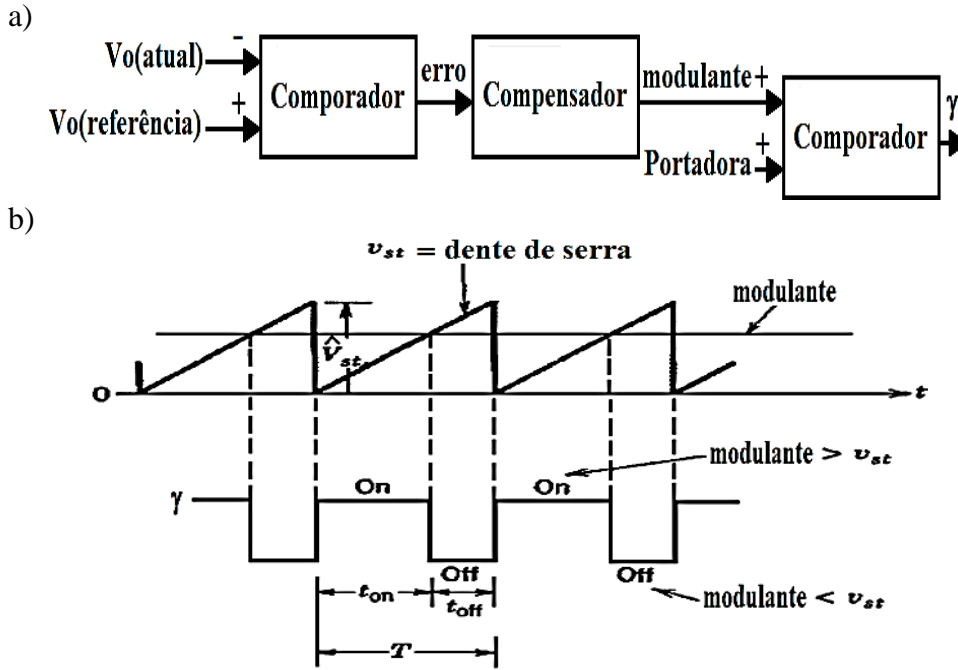


Figura 3.21: Sistema PWM, a) diagrama de blocos e b) princípio de funcionamento, adaptado de [121].

Considerando a aproximação ao estado estacionário de (3.14) obtém-se

$$0 = \bar{V}_s - \bar{V}_o(1 - \gamma) \Leftrightarrow (1 - \gamma) = \frac{\bar{V}_s}{\bar{V}_o} \quad (3.18)$$

Desta forma, (3.15) simplifica-se considerando a aproximação ao estado estacionário pois também $V_o = V_c$, sendo possível verificar que a função de transferência do conversor é dada por

$$V_o = \frac{R_o I_L (1 - \gamma) - V_o}{s C R_o} \Leftrightarrow s V_o + \frac{V_o}{C R_o} = \frac{I_L (1 - \gamma)}{C} \Leftrightarrow V_o = \frac{\frac{I_L \bar{V}_s}{\bar{V}_o C}}{s + \frac{1}{C R_o}} \quad (3.19)$$

pele que é necessário usar um compensador PI (proporcional e integrador) para anular o polo, definido como

$$K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \frac{\frac{K_i}{K_p} + s}{s} \quad (3.20)$$

sendo K_P a componente proporcional e K_i a componente integradora. Desta forma pode-se realizar cancelamento Polo-Zero sendo

$$\frac{K_i}{K_P} = \frac{1}{CR_0} \Leftrightarrow K_i = \frac{K_P}{CR_0} \quad (3.21)$$

Substituindo (3.17) em (2.49) verifica-se que $v_s = v_o(1 - v_{st}/\hat{v}_{st})$. Aplicando o cancelamento Polo-Zero a (3.19) então a função de transferência do conversor passa a ser $V_o = [I_L(1 - v_{st}/\hat{v}_{st})/C]$, tendo-se considerado que $V_o \approx \bar{V}_o$ e que $V_s \approx \bar{V}_s$, embora tal possa levar à criação de oscilações não previstas até que o sistema atinja o valor de referência.

Desta forma, obtém-se o diagrama de blocos do sistema com controlo da tensão em malha fechada, representado na figura 3.22 a) de forma básica e na 3.22 b) de forma detalhada. Desprezando a perturbação (como o sistema é realimentado então esta não terá um efeito significativo) e considerando que a amplitude da modulante é unitária ($\hat{v}_{st}=1$) então obtém-se o sistema simplificado representado na figura 3.22 c). Nestes sistemas ao bloco modulador, que é dado por $1 - v_{st}/\hat{v}_{st}$, é multiplicado o atraso de propagação.

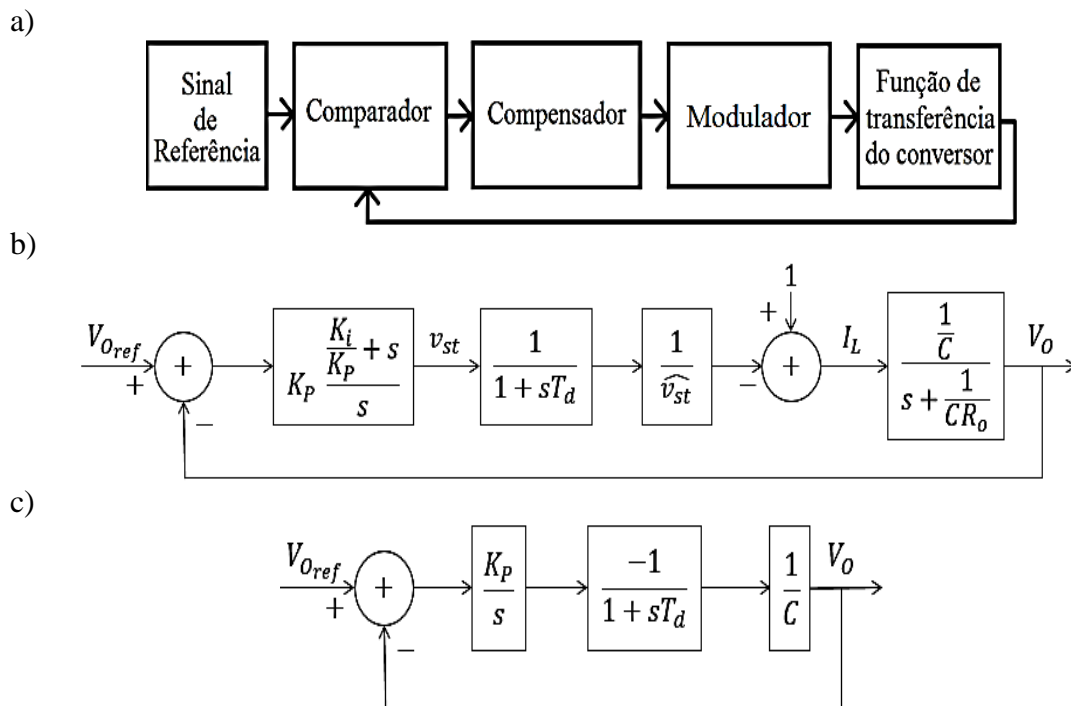


Figura 3.22: Diagrama de blocos da malha de realimentação para dimensionamento do compensador de tensão do conversor DC-DC elevador, a) básico, b) detalhado e c) simplificado.

Analisando a figura 3.23 observa-se que o modulador demora algum tempo a reagir após o início do novo período, pois é necessário criar o sinal de erro que passa pelos compensadores (sinal representado a azul) para que este seja adequado para a comparação com a onda portadora (onda dente de serra). Desta forma, durante parte do período está a ser usado o valor da avaliação anterior, originando o atraso dado por $\exp(-sT_d)$ [122] onde T_d é o período de atraso que é normalmente indicado como sendo $T/2$ por ser o valor médio.

A expansão desta exponencial em série de Taylor é $\exp(-x) = 1/\exp(x) = 1/\sum_{n=0}^{\infty} [(x)^n/n!]$ [123], logo $\exp(-sT_d) = 1/[1+sT_d+(sT_d)^2/2+\dots]$. Se T_d for muito menor que 1 então pode-se desprezar os termos para $n>1$ pelo que $\exp(-sT_d) \approx 1/(1+sT_d)$. Uma abordagem mais precisa consiste em usar uma das aproximações de *Padé*, sendo esta mais precisa quanto maior for a ordem da aproximação.

Estas aproximações podem ser representadas através do diagrama de *Lozenge*, sendo apenas consideradas as linhas pares, ou seja, a ordem 0 é o elemento 0 da matriz, a ordem 1 é o segundo, a ordem 2 é o quarto e assim sucessivamente [124]. Tipicamente, são utilizados os termos pertencentes à matriz diagonal sudoeste do diagrama de *Lozenge* (considerando que os restantes termos da série têm um peso desprezável), sendo a primeira e a segunda ordem as mais usuais, definidas respetivamente por $\exp(-x) = (1-x/2)/(1+x/2)$, logo $\exp(-sT_d) = (1-sT_d/2)/(1+sT_d/2)$, e $\exp(-x) = (1-x/2+x^2/12)/(1+x/2+x^2/12)$, concluindo-se que $\exp(-sT_d) = [1-sT_d/2+(sT_d)^2/12]/[1+sT_d/2+(sT_d)^2/12]$.

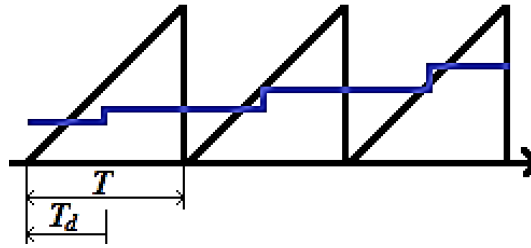


Figura 3.23: Efeito do atraso do modulador.

Analisando a figura 3.22 c) verifica-se que a função de transferência do sistema simplificado é dada por

$$v_o = \frac{1}{C} \frac{-1}{1+sT_d} \frac{K_p}{s} (V_{Oref} - v_o) \Leftrightarrow \frac{v_o}{V_{Oref}} = \frac{-\frac{K_p}{CT_d}}{s^2 + \frac{s}{T_d} - \frac{K_p}{CT_d}} \quad (3.22)$$

Ao comparar com a forma canónica [125]

$$\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.23)$$

onde ξ é o coeficiente de amortecimento (escolheu-se $1/\sqrt{2}$ por proporcionar uma boa relação entre o tempo de resposta e a estabilidade [125]) e ω_n é a frequência natural de um sistema de segunda ordem, obtém-se

$$\omega_n^2 = -\frac{K_p}{CT_d} \quad (3.24)$$

$$2\xi\omega_n = \frac{1}{T_d} \quad (3.25)$$

Substituindo (3.24) em (3.25) conclui-se que

$$K_p = -\frac{C}{2T_d} \quad (3.26)$$

Para o dimensionamento do compensador de corrente é usada a expressão (3.14). Desprezando a resistência do condensador e a queda de tensão no díodo obtém-se

$$I_L = \frac{1}{sL} (V_s - R_L I_L - V_o(1 - \gamma)) \Leftrightarrow I_L = \frac{V_s - V_o(1 - \gamma)}{s + \frac{R_L}{L}} \quad (3.27)$$

sendo possível simplificar a expressão tendo em conta que $V_s = v_o(1 - v_{st}/\hat{v}_{st})$. Usando o compensador PI pode-se efetuar o cancelamento Polo-Zero,

$$K_i = K_p \frac{R_L}{L} \quad (3.28)$$

Recorrendo à portadora dente de serra é possível verificar que, além do atraso gerado, é necessário ter em conta o fator $1/\hat{v}_{st}$. O diagrama de blocos do sistema que realiza o controlo da corrente em malha fechada encontra-se representado na figura 3.24.

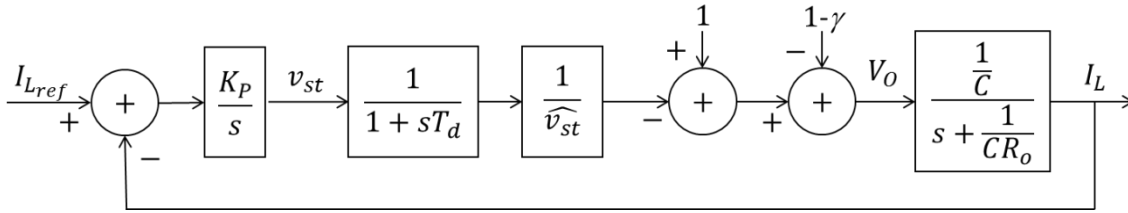


Figura 3.24: Malha de realimentação para dimensionamento do compensador de corrente do conversor DC-DC elevador.

Desprezando as perturbações e considerando que a portadora tem uma amplitude máxima unitária então a função de transferência deste sistema é dada por

$$\frac{i_L}{i_{Lref}} = \frac{-\frac{K_p}{LT_d}}{s^2 + \frac{s}{T_d} - \frac{K_p}{LT_d}} \quad (3.29)$$

pelo que realizando a comparação com a expressão (3.23) (sendo $\zeta = 1/\sqrt{2}$) e usando o mesmo conceito empregue para determinar 3.26 conclui-se que

$$K_p = \frac{-L}{2T_d} \quad (3.30)$$

A análise ao efeito da bateria no compensador encontra-se no anexo D, sendo também analisados os conversores redutor e redutor-elevador não inversor. Todavia, caso a carga alimentada pelo conversor não varie com o tempo, então é possível usar a técnica de emulação de resistência onde é realizada a leitura da corrente e da tensão à saída do gerador para estimar a sua resistência atual, R_e , e varia-se D até que $R_e = R_o(1-D)^2$ [88]. Esta técnica é simples mas necessita garantir que R_o é superior ao maior valor de R_e , logo o não se adequa ao estudo realizado.

3.3.2- Conversor Redutor-Elevador inversor

Realizou-se o projeto do conversor para o pior caso que na elevação surge quando passa de 1 para 5 V, que por (2.56) surge quando $D=0,833$. Pretende-se $i_o=0,1$ A e como $i_o=-i_L(1-D)/D$, ignorando o sinal negativo, determina-se que $i_L=0,5$ A (variação máxima da corrente de 10%). Usando (2.57) conclui-se, para $f=10$ KHz, que $L=1,67$ mH. Já na redução o pior caso é a redução de 10 para 5 V sendo $i_o=3$ A, logo por (2.56) deduz-se que $D=0,333$ e $|i_L|=|i_o|D/(1-D)=1,5$ A e de acordo com (2.57) tem-se $L=2,22$ mH. Usou-se a mesma bobina do conversor elevador. Já para o dimensionamento do condensador, no pior caso, usou-se (2.60) considerando uma variação máxima da tensão de 10%. No modo elevador tem-se $C=16$ μ F e no modo redutor tem-se $C=200$ μ F, pelo que se usou o mesmo condensador do conversor elevador.

Analisando a figura 2.27 a) determina-se que as malhas 1 e 2 são dadas, respetivamente, por (3.5) e (3.6). Pela figura 2.27 b) denota-se que a malha 3 é definida pela expressão

$$\begin{aligned} v_d + v_c &= -L \frac{di_L}{dt} - R_L i_L - C \frac{dv_C}{dt} R_C \\ \Leftrightarrow \frac{dv_C}{dt} &= \frac{1}{CR_C} \left(-v_c - v_d - L \frac{di_L}{dt} - R_L i_L \right) \end{aligned} \quad (3.31)$$

e a malha 4 por

$$-v_c = i_c R_C - v_o \quad (3.32)$$

Contudo, o nó A estabelece

$$i_L = i_o + i_c \Leftrightarrow i_c = i_L - \frac{v_o}{R_o} \quad (3.33)$$

Substituindo (3.33) em (3.32) obtém-se

$$-v_c = -\frac{R_C v_o}{R_o} + i_L R_C - v_o \Leftrightarrow v_o = R_o \frac{v_c + R_C i_L}{R_C + R_o} \quad (3.34)$$

Pela malha 5 retira-se que

$$v_d = -L \frac{di_L}{dt} - R_L i_L - v_o \Leftrightarrow L \frac{di_L}{dt} = -v_d - v_o - R_L i_L \quad (3.35)$$

e substituindo (3.34) em (3.35) determina-se

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} \left[-v_d + \left(\frac{R_o R_C}{R_C + R_o} - R_L \right) i_L - \frac{R_o}{R_C + R_o} v_c \right] \quad (3.36)$$

Pela conjugação de (3.31) com (3.36) obtém-se

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{-v_c - R i_L}{C(R_C + R_o)} \quad (3.37)$$

Através da relação (3.13) é possível juntar (3.5) com (3.36) e (3.6) com (3.37), obtendo-se na transformada de Laplace

$$I_L = \frac{1}{sL} \left[V_S \gamma - V_d(1 - \gamma) + \left(\frac{R_0 R_C (1 - \gamma)}{R_C + R_0} - R_L \right) I_L - \frac{R_0 (1 - \gamma)}{R_C + R_0} V_C \right] \quad (3.38)$$

$$V_C = \frac{-V_C - (1 - \gamma) R I_L}{sC(R_C + R)} \quad (3.39)$$

Para o dimensionamento do controlo da tensão considera-se que as resistências do condensador e da bobina e que a queda de tensão do díodo são desprezáveis. Seja $v_S \gamma = v_X$ e $v_C = v_O$ (pela expressão (3.34)), logo através de (3.38) obtém-se 3.18 (com \bar{V}_x em vez de \bar{V}_S). Deste modo, é possível simplificar (3.39) alcançando-se

$$V_O = \frac{-\frac{I_L(1 - \gamma)}{C}}{s + \frac{1}{CR}} = \frac{-\frac{I_L \bar{V}_X}{V_O C}}{s + \frac{1}{CR}} \quad (3.40)$$

e usando o compensador PI de forma efetuar o cancelamento Polo-Zero indicado em (3.21) obtém-se a malha de realimentação representada na figura 3.22 c), dando origem à função de transferência

$$\frac{V_O}{V_{O_{ref}}} = \frac{\frac{-K_P}{CT_d}}{s^2 + \frac{s}{T_d} - \frac{K_P}{CT_d}} \quad (3.41)$$

Comparando com (3.23) (considerando $\zeta = 1/\sqrt{2}$) obtém-se (3.24) e (3.25). Substituindo (3.24) em (3.25) obtém-se (3.26).

Para o controlo da corrente é utilizada a expressão (3.38) desprezando a resistência do condensador e a queda de tensão do díodo, obtendo-se (3.27) (substituindo V_S por V_X), sendo necessário o compensador PI, e efetuando o cancelamento Polo-Zero obtém-se (3.28). Desta forma, é originada a malha de realimentação representada na figura 3.24, cuja função de transferência é definida por (3.29). Através do procedimento supramencionado, comparação com a expressão (3.23), verifica-se que a componente proporcional é dada por (3.30), substituindo V_S por V_X .

3.4- Sistema implementado

O sistema implementado é constituído pelo aerogerador (turbina e gerador), conversor de potência, sistema de controlo e carga. Elaboraram-se dois sistemas de produção de energia, um alimentado pelo aerogerador de eixo vertical e outro pelo horizontal. Foi desenvolvido um sistema de monitorização que está ligado aos dois sistemas para monitorização de parâmetros de interesse. O conversor utilizado foi o elevador para adequar a potência produzida ao carregamento da bateria por se ter verificado que, através da comparação dos conversores, a sua eficiência é superior ao redutor-elevador e, para a aplicação em causa, a sua implementação é mais simples.

O controlo do sistema é realizado pelo microcontrolador *Arduino Fio* [126], cujo *pinout* encontra-se no anexo E. Foi escolhido este componente por apresentar baixo consumo e um bom desempenho para a aplicação desejada. O sinal de controlo do interruptor FDC645N [127] é produzido por PWM com frequência de 10 KHz onde o *duty cycle* é ajustado a cada segundo quando o microcontrolador acorda para realizar os cálculos e volta ao modo adormecido. O adormecimento permite poupar energia no sistema final implementado no exterior, embora tal gere menor exatidão, logo não foi usado durante os testes no túnel de vento.

Para realizar o controlo da tensão usou-se a compensação (3.20) e aplicou-se a transformada Z bilinear [122], obtendo-se

$$\frac{E_{VC}}{E_V} = K_P + \frac{K_i}{\frac{2}{T} \frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}}} = \frac{K_P(1 - Z^{-1}) + K_i \frac{T}{2}(1 + Z^{-1})}{(1 - Z^{-1})} \quad (3.42)$$

$$\Leftrightarrow E_{VC} - Z^{-1}E_{VC} = E_V \left[K_P(1 - Z^{-1}) + K_i \frac{T}{2}(1 + Z^{-1}) \right]$$

$$\Leftrightarrow E_{VC} = E_{VC}Z^{-1} + E_V \left(K_P + K_i \frac{T}{2} \right) + E_V \left(K_i \frac{T}{2} - K_P \right) Z^{-1}$$

onde E_{VC} é o erro de tensão compensado, E_V é o erro de tensão antes da compensação (definido por $V_o - V_{oref}$), T é o período de amostragem, K_P é definido por (3.26) e K_i por (3.21).

O controlo da corrente é implementado por modo de deslizamento (uso de histerese) através de um algoritmo que subtrai E_{VC} a i_L para determinar o erro. Se este for superior a Δi então o sinal de controlo está no estado alto (abre o interruptor). Se for inferior a $-\Delta i$ o sinal de controlo está no estado baixo (fecha o interruptor). Se nenhum dos casos se verificar o sinal de controlo não é alterado. V_{oref} é definido pelo algoritmo MPPT P&O cujo fluxograma se encontra representado na figura 2.22 a). A leitura da corrente e da tensão é realizada pelos ADC (*Analog to Digital Converter*) do microcontrolador e a proteção do sistema é efetuada por um relé G6JU-2FS-Y [128] que liga a saída da ponte retificadora a uma carga de potência (R_S) de 1 Ω quando a potência produzida é demasiado elevada. O modelo base do sistema implementado encontra-se na figura 3.25, estando na figura 3.26 o esquema geral do mesmo.

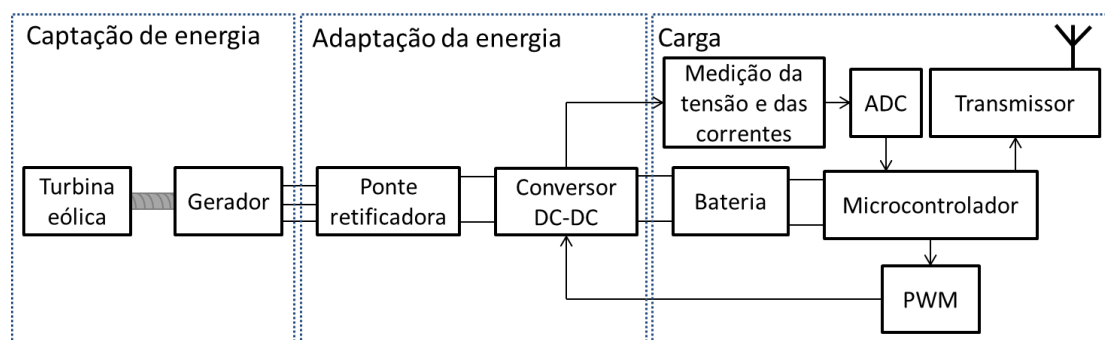


Figura 3.25: Modelo base do sistema implementado.

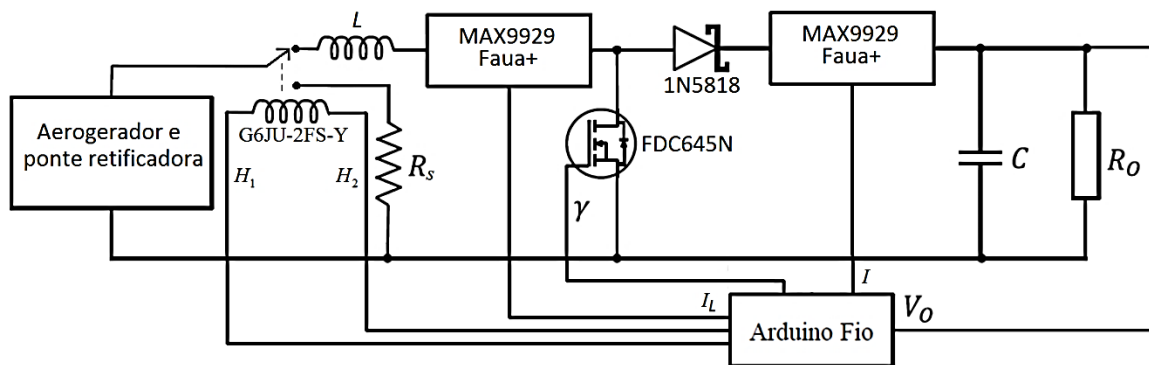


Figura 3.26: Esquema geral do sistema implementado.

No sistema final, a carga é composta por três baterias NiMH (de hidreto metálico de níquel), recarregáveis do tipo AA, ENERGIZER NH15-2300 [129], cuja tensão nominal é 1,2 V (total de 3,6 V) com capacidade de 2,3 Ah. A bateria alimenta dois sensores de corrente MAX9929FAUA+ [130], que possui um baixo consumo de potência, 66 μ W com alimentação de 3,3 V, e boa resolução, usados para medir a corrente que vai para a bateria colocado à saída do diodo 1N5818 [131] e o que mede a corrente à saída da bobina.

Também alimenta o sensor de tensão que mede a tensão da bateria (composto por um divisor resistivo que usa duas resistências de 50 K Ω , o microcontrolador e o módulo de transmissão XBee da *Digi* [132]. O XBee foi programado pelo *software* X-CTU [133] para funcionar como nó terminal no modo router API. Este é acordado pelo microcontrolador a cada 20 s para transmitir a tensão e a corrente atual para o coordenador que, posteriormente, envia a informação para uma *gateway* e um servidor disponibiliza-a no *site* [134]. Usou-se a arquitetura *Zigbee* e o padrão 802.15.4 da IEEE, descritos no anexo A.

O *Arduino* Fio também foi usado no sistema de monitorização, alimentado por uma bateria externa ao sistema, medindo a tensão e a corrente dos sistemas vertical e horizontal a cada 0,5 s. Também é medida a velocidade do vento e a sua direção usando um anemómetro. Toda a informação é armazenada num cartão micro SD (*Secure Digital*), sendo o tempo de cada amostra indicado pelo relógio de tempo real DS3232 [135]. O código, e respetivo fluxograma, que se produziu para os sistemas encontra-se no anexo E, sendo o código desenvolvidos no *software* *Arduino* [136] que também é usado para programar os microcontroladores.

O sistema com o conversor redutor-elevador inversor é semelhante, alterando apenas a topologia do conversor, No anexo E encontra-se o desenho do circuito implementado realizado no *software* *Ultiboard* da *National Instruments* [137]. Na figura 3.27 apresenta-se o consumo de corrente do sistema (medido com uma resistência de 1 Ω à saída da bateria) quando o microcontrolador acorda e quando o transmissor está a ser usado. Verifica-se pela figura 3.27 a) que o microcontrolador fica acordado durante 15 ms (de segundo a segundo) e consome 25 mA. Pela figura 3.27 b) denota-se que após a determinação do novo cálculo do *duty cycle* (primeiro pico) o emissor (XBee) é acordado

(de 20 em 20 segundos) e toda a operação dura 170 ms, sendo produzidos picos de consumo de corrente de 44 mA.

Quando o sistema está no modo adormecido o consumo médio de corrente é 1,492 mA. Para uma bateria de 3,75 V determinou-se que o consumo contínuo de potência é de aproximadamente 5,6 mW. Tendo em conta que a capacidade das três baterias (ligadas em série) é 2,3 Ah, para o consumo de corrente indicado, as baterias devem durar 1542 h que é aproximadamente dois meses.

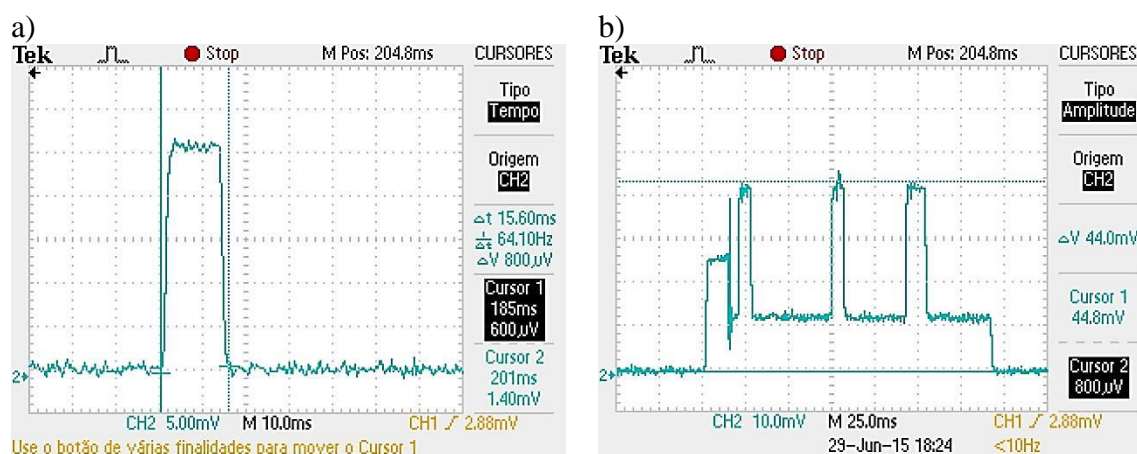


Figura 3.27: Consumo de corrente do sistema, a) quando o microcontrolador acorda e b) quando o emissor está a ser usado.

A descrição dos custos de produção dos sistemas encontra-se na tabela 3.2.

Tabela 3.2: Custo de produção dos aerogeradores

Sistema	Custo (€)					Total
	Ímanes	Cobre das bobinas	Plástico (impressora)	Varão, rolamentos e estrutura	Pintura de proteção	
Horizontal	13	7	5	20	5	50
Vertical	30	10	20	10	10	80

O custo de produção dos aerogeradores é de aproximadamente 50€ para o horizontal e 80€ para o vertical. Estes têm um custo muito superior a um painel fotovoltaico com a mesma capacidade de produção, todavia os valores podem ser fortemente reduzidos se os aerogeradores forem produzidos de forma industrial. Já o custo dos sistemas de controlo é de aproximadamente 55€ (22€ para o *Arduíno Fio*, 20€ para o *XBee* e 13€ para os restantes componentes). Desta forma, o custo total do sistema horizontal é 105€ e do vertical é 135€.

Na figura 3.28 encontram-se representados os sistemas implementados. Analisando a figura 3.28 verifica-se que o anemómetro encontra-se à esquerda, o aerogerador horizontal está no topo e o aerogerador vertical está à direita. Os sistemas de controlo encontram-se em caixas brancas de derivação estanque, que são celadas para os proteger do ambiente.



Figura 3.28: Sistemas implementados.

4- Análise aos resultados

Nesta secção pretende-se analisar os resultados obtidos, efetuando a comparação entre o esperado, obtido por simulação, e o obtido experimentalmente. Também se apresentam os resultados do sistema em ambiente exterior.

4.1- Simulados e obtidos no túnel de vento

Nesta secção pretende-se apresentar os resultados simulados e comparar com os experimentais.

4.1.1- Com conversor elevador e sem conversor

Primeiramente elaborou-se no *software Simulink/Matlab* o modelo com a turbina eólica e o gerador para e determinou-se empiricamente que o valor do coeficiente de rotação mecânica do atrito viscoso (b) é dado por

$$b = 0,0019 - 0,00055 \ln(v) - 0,000025 \ln(R_0) \quad (4.1)$$

estando a expressão em função da velocidade do vento, v (em m/s), e da carga, R_0 (em Ω). Esta é válida para o tipo de rolamento usado, cilíndrico com diâmetro interno de 0,6 cm e externo de 1,2 cm.

O valor de C_P das turbinas é definido pelas expressões (3.1) e (3.2). Já o gerador foi implementado recorrendo ao bloco PMSG da biblioteca *SimPowerSystems*, sendo as indutâncias direta e quadratura determinadas pelas equações apresentadas no anexo B. Efetuaram-se simulações para os sistemas vertical e horizontal, com os conversores elevador e redutor-elevador, a várias velocidades de vento. A forma como se implementou os componentes no simulador encontra-se no anexo F, estando na figura 4.1 o diagrama de blocos da simulação, sendo R_d a resistência do diodo, V_{SW} a queda de tensão do interruptor, R_{SW} a resistência do interruptor e Inc o passo de incremento do MPPT (usou-se 0,001). Posteriormente, implementaram-se os sistemas e efetuou-se a mesma análise no túnel de vento. Também se estudaram quatro possibilidades para a bateria que melhor se adequa aos objetivos do projeto.

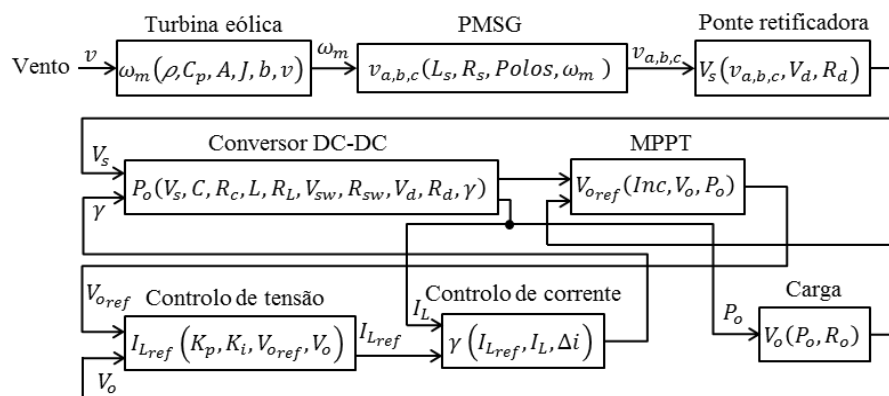


Figura 4.1: Diagrama de blocos da simulação.

Primeiramente analisou-se para que carga ocorre a máxima transferência de potência do sistema horizontal para várias velocidades de vento. Os resultados obtidos experimentalmente (E) e por simulação (S) encontram-se na figura 4.2.

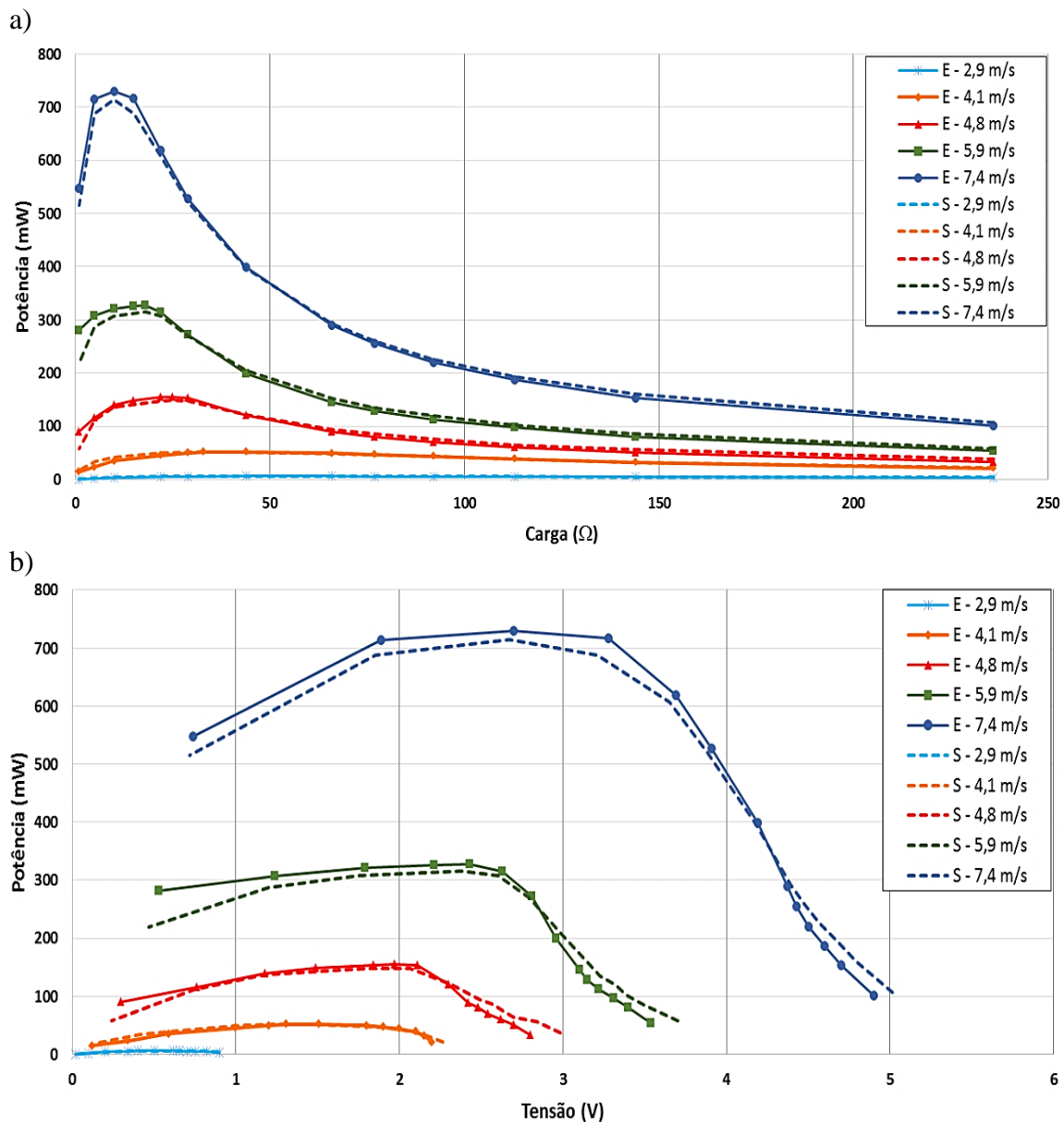


Figura 4.2: Sobreposição das várias curvas do mesmo tipo de análise pertencentes ao sistema horizontal sem conversor, a) potência em função da carga e b) potência em função da tensão na carga.

Pela figura 4.2 a) verifica-se que a carga para a qual ocorre a máxima transferência de potência baixa conforme a velocidade do vento aumenta (aumento da produção de potência), variando entre os 66 e os 10 Ω. Para velocidades de vento de 6 m/s a carga é de 18 Ω, produzindo 330 mW. Já pela figura 4.2 b) conclui que a tensão à qual ocorre a máxima transferência de potência aumenta com a velocidade do vento.

Realizou-se a mesma análise para o sistema de eixo vertical, estando os resultados obtidos presentes na figura 4.3. Determinou-se que o sistema de eixo vertical apresenta o mesmo comportamento que o de eixo horizontal. Para velocidades de vento de 6 m/s a

carga onde ocorre a máxima transferência de potência é de 10Ω e o sistema produz 260 mW. Também é notório que os resultados obtidos no simulador estão em concordância com os resultados experimentais.

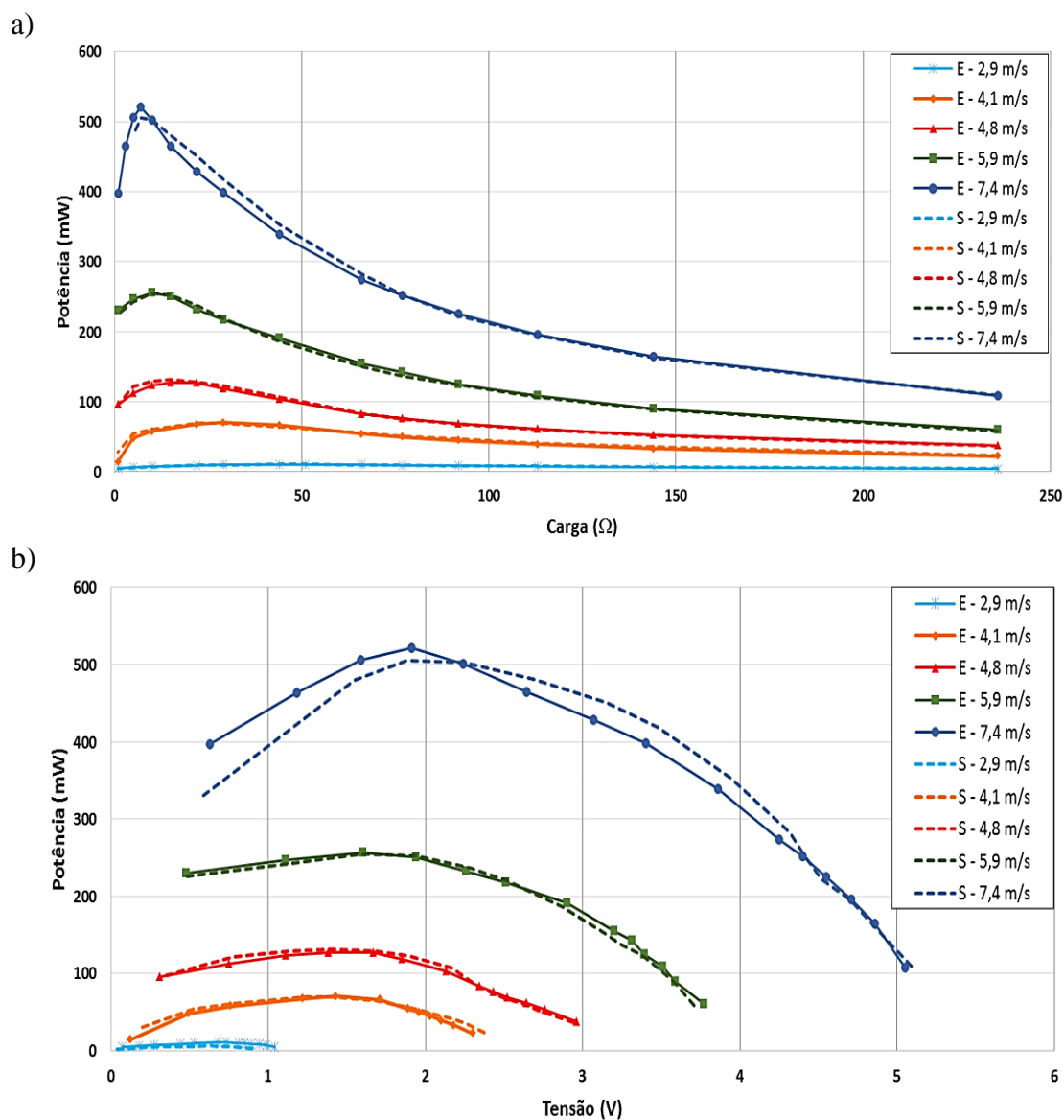


Figura 4.3: Sobreposição das várias curvas do mesmo tipo de análise pertencentes ao sistema vertical sem conversor, a) potência em função da carga e b) potência em função da tensão na carga.

Determina-se que as curvas da máxima transferência de potência de ambos os aerogeradores apresentam uma grande diferença, em relação à potência produzida, conforme a variação da carga, ocorrendo uma diminuição significativa da potência gerada para cargas que não correspondam à máxima transferência de potência. Este comportamento não é adequado para a aplicação em causa que se situa em zonas de grande variação da velocidade do vento. Determina-se que é necessário usar um sistema intermédio para adequar a transferência de potência à carga pretendida, suavizando a curva da transferência de potência. Tal é realizado pelo conversor DC-DC, neste caso usou-se o elevador. Nas figuras 4.4 e 4.5 apresenta-se os resultados obtidos com o uso do conversor, para os sistemas de eixo horizontal e de eixo vertical.

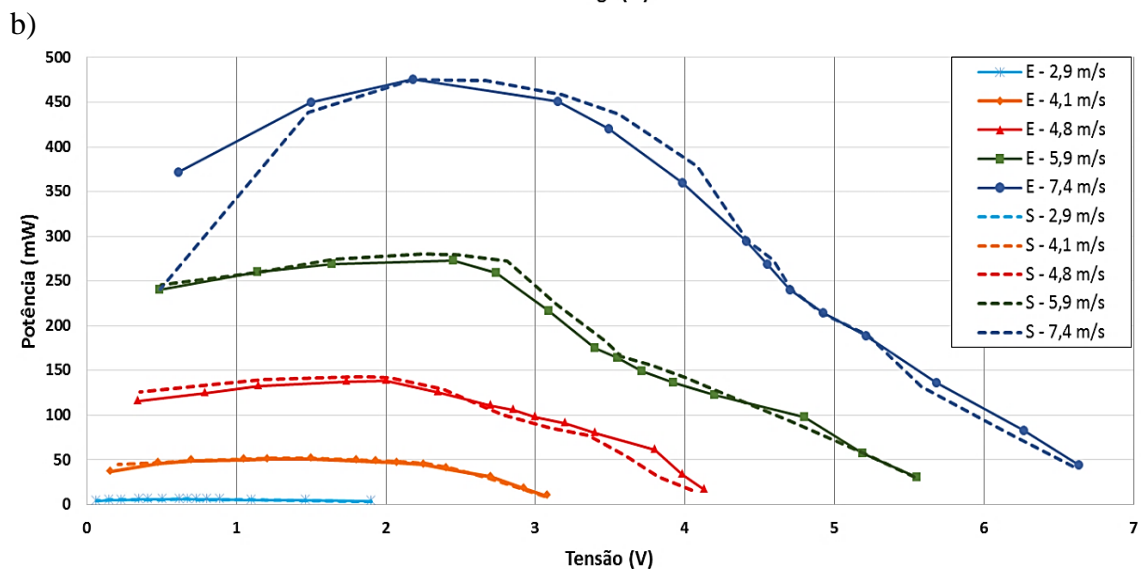
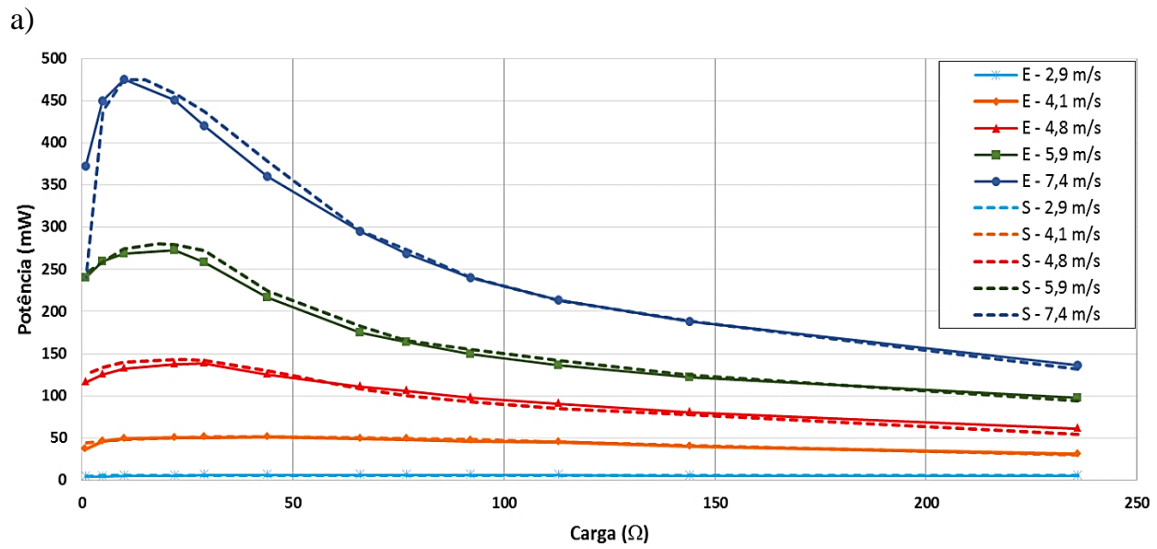
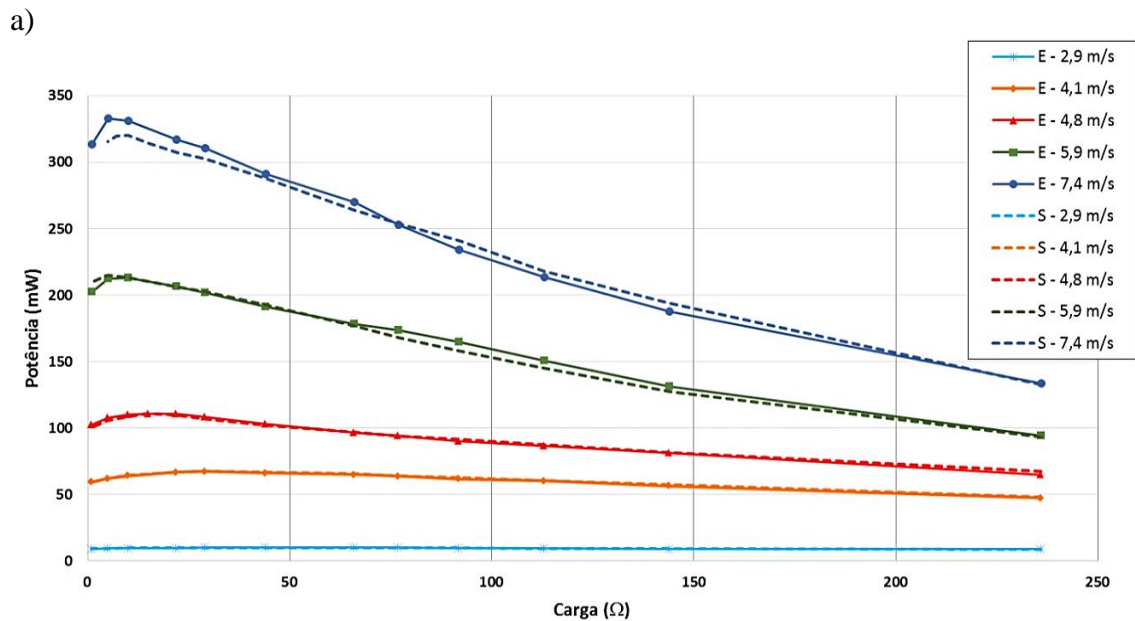


Figura 4.4: Sobreposição das várias curvas do mesmo tipo de análise pertencentes ao sistema horizontal com conversor elevador, a) potência em função da carga e b) potência em função da tensão na carga.



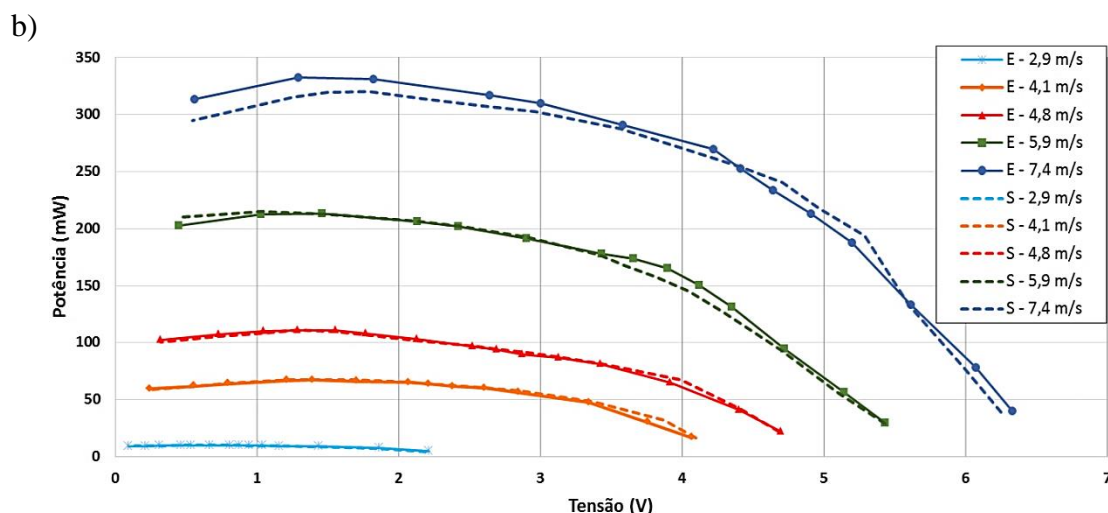
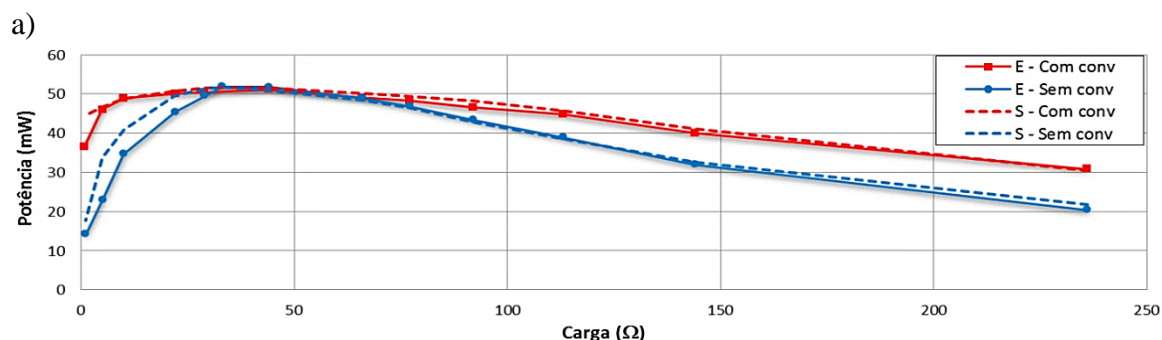


Figura 4.5: Sobreposição das várias curvas do mesmo tipo de análise pertencentes ao sistema vertical com conversor elevador, a) potência em função da carga e b) potência em função da tensão na carga.

Comparando as figura 4.4 a) com 4.2 a) e 4.5 a) com 4.3 a) determina-se que para a carga onde ocorre a máxima transferência de potência, e em cargas próximas desta, o sistema com conversor apresenta pior desempenho o que já era esperado pois não é possível que o sistema produza mais potência e o conversor apenas introduz elementos com perdas. Todavia, para as restantes cargas é notório um aumento significativo da potência gerada, sobretudo quando a velocidade do vento é inferior a 5 m/s. Já quando a velocidade é de aproximadamente 6 m/s o uso do conversor só é relevante quando a tensão de operação é superior a 3 V. Tendo em conta que a tensão nominal da bateria que se pretende usar é de 3,6 V conclui-se que o uso do conversor é vantajoso.

Acima dos 7,5 m/s o conversor apenas prejudica a produção de potência (devido à saturação dos componentes). Contudo o este não é desligado pois encontra-se a realizar a proteção do sistema, caso a tensão ou a corrente produzidas sejam superiores ao limite definido o sistema muda a carga do gerador para a resistência de proteção (R_S). Também se observa que os resultados das simulações estão de acordo com os valores obtidos experimentalmente embora existam algumas variações que se podem dever a ligeiras alterações da velocidade do vento que influenciam os resultados experimentais.

As comparações entre os sistemas com conversor DC-DC (Com conv) e sem conversor (Sem conv), para três velocidades de vento, encontram-se nas figuras 4.6, sendo os resultados referentes ao sistema de eixo horizontal.



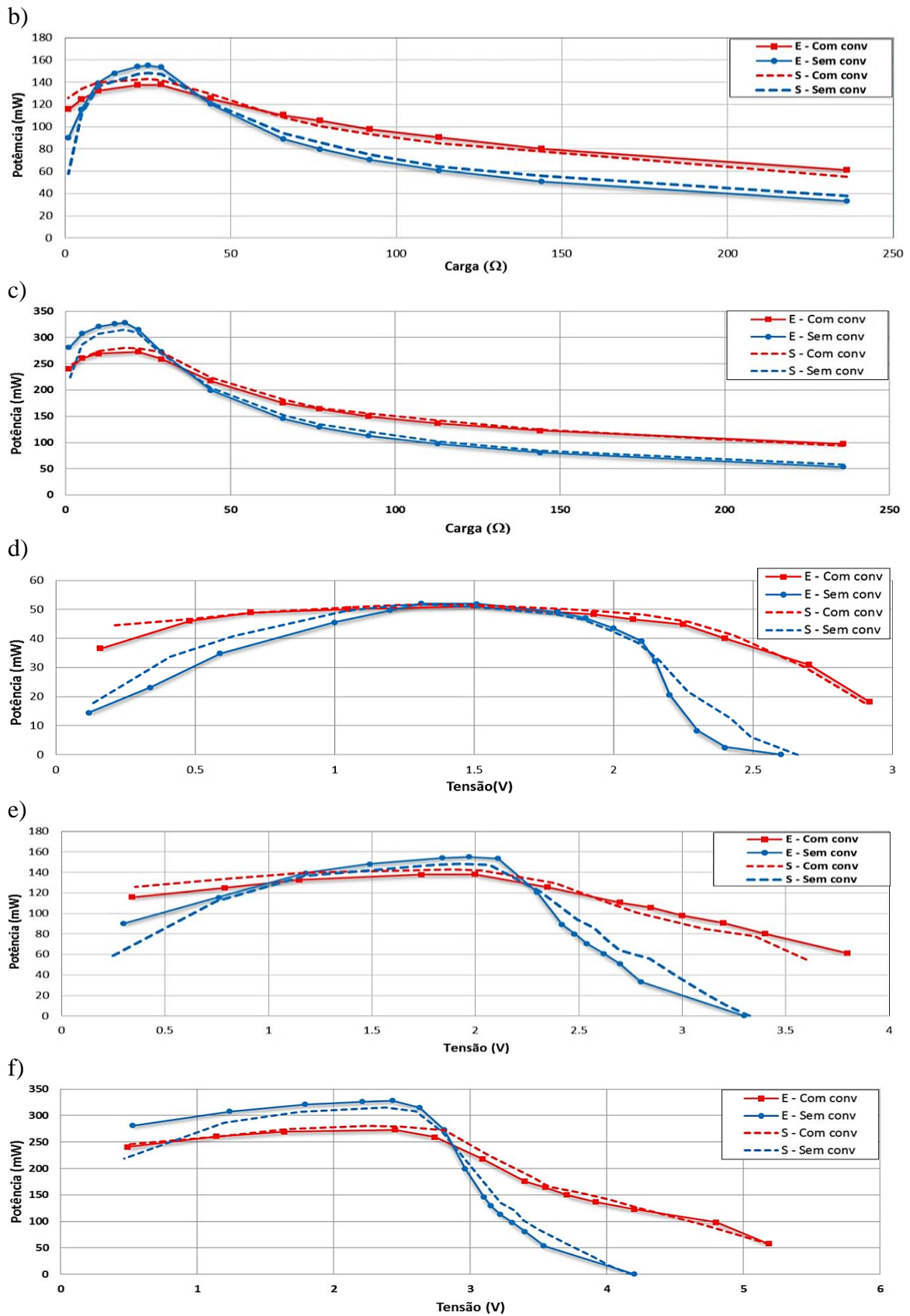
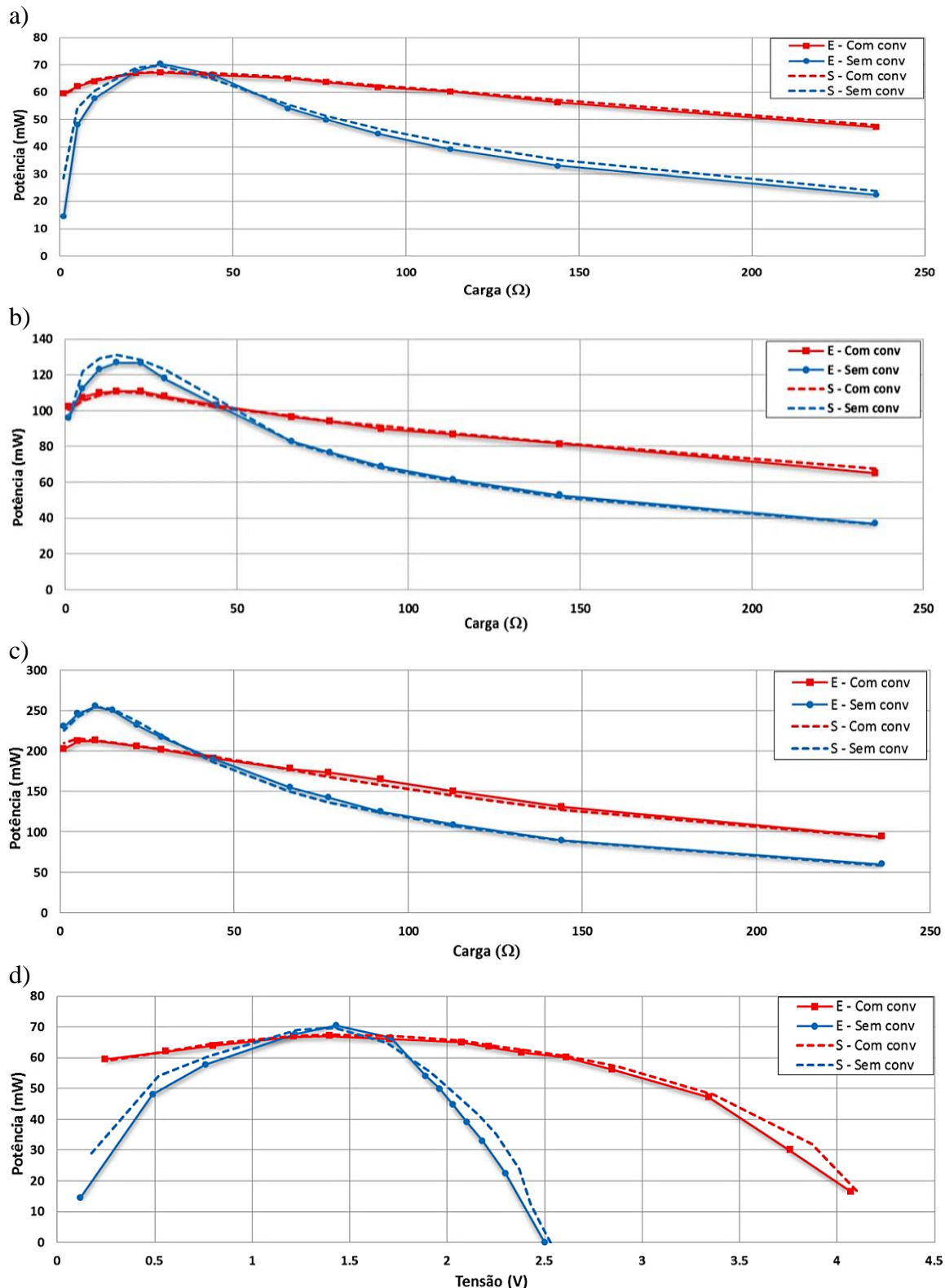


Figura 4.6: Comparação entre os resultados simulados e os obtidos experimentalmente do sistema de eixo horizontal, com e sem o conversor elevador, da potência em função da carga quando o vento está a a) 4,1 m/s, b) 4,8 m/s e c) 5,9 m/s, e da potência em função da tensão na carga quando o vento está a d) 4,1 m/s, e) 4,8 m/s e f) 5,9 m/s.

Analisando as figuras 4.6 a), b) e c) verifica-se o aumento de potência gerada para as cargas mais afastadas da que proporciona a máxima transferência de potência. Já pela figura 4.6 d) é perceptível a melhoria que se obtém para tensões acima dos 3 V para a velocidade de projeto. Na figura 4.7 efetuou-se a mesma análise mas para o sistema de eixo vertical. As curvas, de ambos os sistemas, para as restantes velocidades analisadas encontram-se no anexo G.



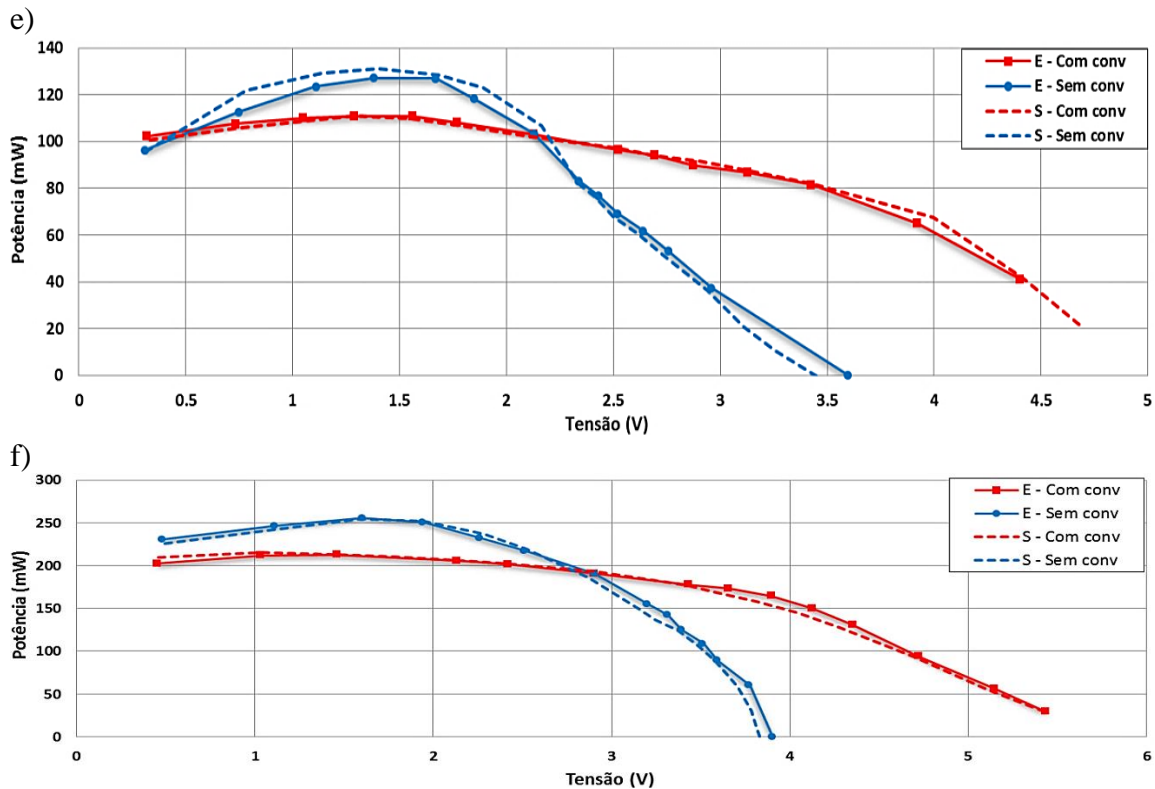


Figura 4.7: Comparação entre os resultados simulados e os obtidos experimentalmente do sistema de eixo vertical, com e sem o conversor elevador, da potência em função da carga quando o vento está a a) 4,1 m/s, b) 4,8 m/s e c) 5,9 m/s, e da potência em função da tensão na carga quando o vento está a d) 4,1 m/s, e) 4,8 m/s e f) 5,9 m/s.

Conclui-se que os resultados apresentados na figura 4.7 são muito próximos aos da figura 4.6, demonstrando que ambos os sistemas foram adequadamente projetados. Também se pode verificar que ocorreu um nivelamento da curva da máxima transferência de potência.

Na figura 4.8 encontra-se a comparação entre os sistemas vertical e horizontal sem o conversor (incluindo a ponte retificadora) em relação à potência gerada na carga (P_o) e à eficiência do sistema (P/P_o). Por a figura 4.8 a) determina-se que a turbina de eixo horizontal produz mais potência que a de eixo vertical quando a velocidade do vento é superior a 4,3 m/s. Já por b) verifica-se que o sistema horizontal é sempre mais eficiente que o vertical, alcançando uma eficiência máxima de 17% quando a velocidade do vento está a 10 m/s (a 6 m/s é de aproximadamente 15%). O sistema horizontal apresenta uma eficiência de aproximadamente 7% para ventos entre os 6 e os 10 m/s.

Para se determinar a queda de tensão de cada dígodo (sem considerar os efeitos parasitas) da ponte retificadora usou-se [138]

$$V_d = I_d R_d + \frac{\eta k T}{q} \ln \left(1 + \frac{I_d}{I_{sd}} \right) \quad (4.2)$$

onde q é a carga do eletrão, $1,602 \times 10^{-19}$ C, η é o fator ideal, k é a constante de Boltzmann, $1,3807 \times 10^{-23}$ J/K, T é a temperatura em K, I_{sd} é a corrente de saturação em A, sendo

$I_{sd}=A_jA_cT^2\exp[-q\phi_v/(KT)]$, em que A_j é a área da junção (em cm^2), A_c é constante de *Richardson*, em $\text{A}/(\text{cm}^2\text{K}^2)$, e ϕ_v é a altura eficaz da barreira em eV [139].

Para um diodo *Schottky* de silício, de baixa potência, tipicamente tem $\phi_v=0,75$ eV, de modo que, segundo [140], para $T=300$ K tem-se $I_{sd}\approx 25\times 10^{-6}$ A. De acordo com [141] para diodos com $\phi_v\in[0,623; 0,791]$ eV tem-se $\eta\in[1,006; 1,41]$, pelo que se usou o valor intermédio, ou seja, 1,2. Tendo em conta que I_dR_d é pouco significativo e que $I_d/I_{sd}\gg 1$ então, considerando $T=300$ K, (4.2) pode ser simplificado em $0,03096\ln(I_d/0,000025)$.

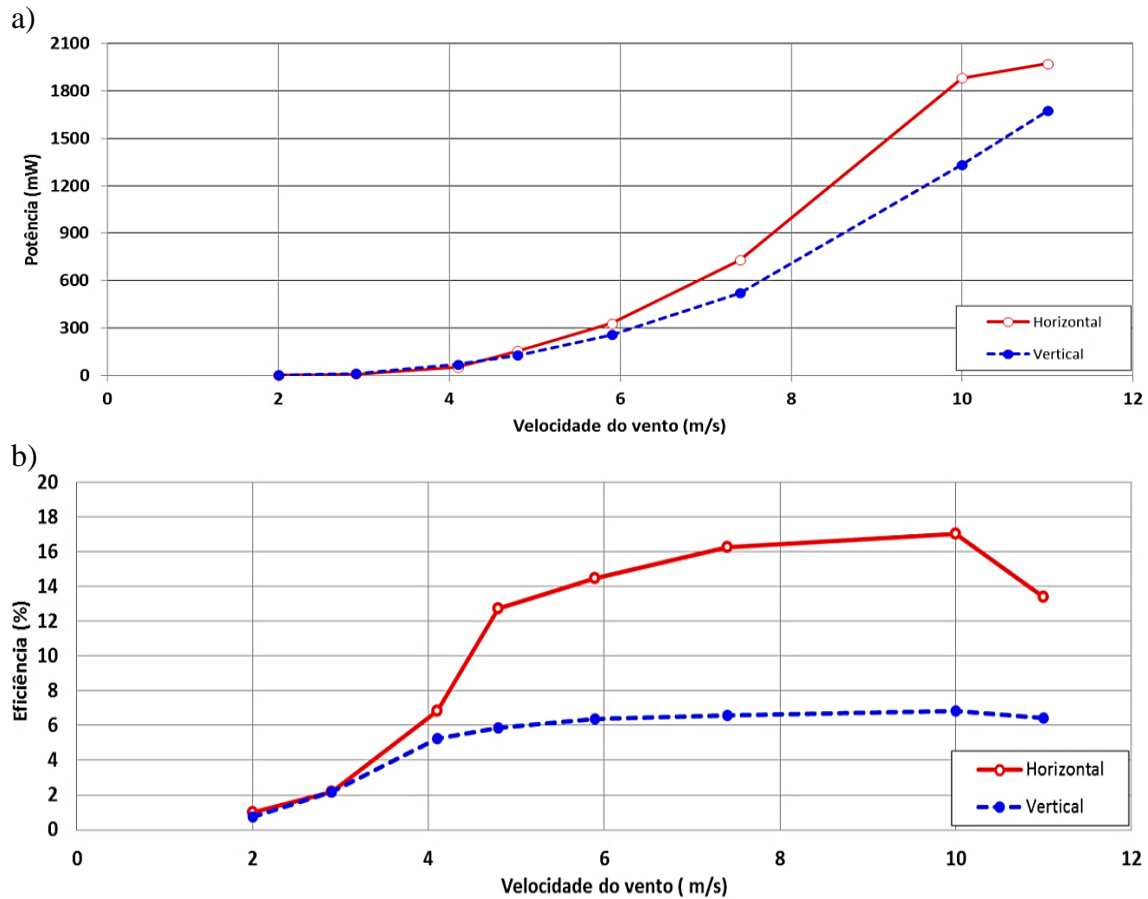


Figura 4.8: Comparação entre os sistemas vertical e horizontal (sem conversor), a) potência em função da velocidade do vento e b) eficiência em função da velocidade do vento.

Segundo (2.47), à saída do retificador é introduzida uma componente DC de $3\sqrt{3}/\pi$ e tendo em conta que se mediu experimentalmente a corrente na carga, este fator tem de ser removido, pelo que $V_d=0,03096\ln(24184I_o)$. Na figura 4.9 apresenta-se a eficiência da ponte retificadora, definida por $P_o/(2V_dI_o+P_o)$ pois cada fase passa por dois diodos, em função da velocidade do vento para a carga onde ocorre a máxima transferência de potência, dos sistemas horizontal e vertical.

Pela análise da figura 4.9 determina-se a eficiência da ponte retificadora é muito significativa para ventos mais baixos, sendo de 50% a 2 m/s. Todavia conforme a velocidade do vento aumenta também esta aumenta, alcançando 84% no sistema horizontal e 79% no vertical.

A partir dos 10 m/s a eficiência volta a baixar devido ao aumento da corrente produzida que leva ao aumento significativo das perdas nos díodos. A maior eficiência verificada no sistema horizontal deve-se ao facto de este produzir mais potência que o horizontal logo o efeito das perdas da ponte é inferior.

Para se determinar a eficiência do gerador é necessário ter em conta o C_p da turbina, dado por (3.1) para o sistema vertical e por (3.2) para o horizontal, e a potência disponível pelo vento, expressão (2.1) multiplicada por C_p , usando $(2V_d I_o + P_o)/(C_p P_o)$. A eficiência do gerador em função da velocidade do vento encontra-se representada na figura 4.10.

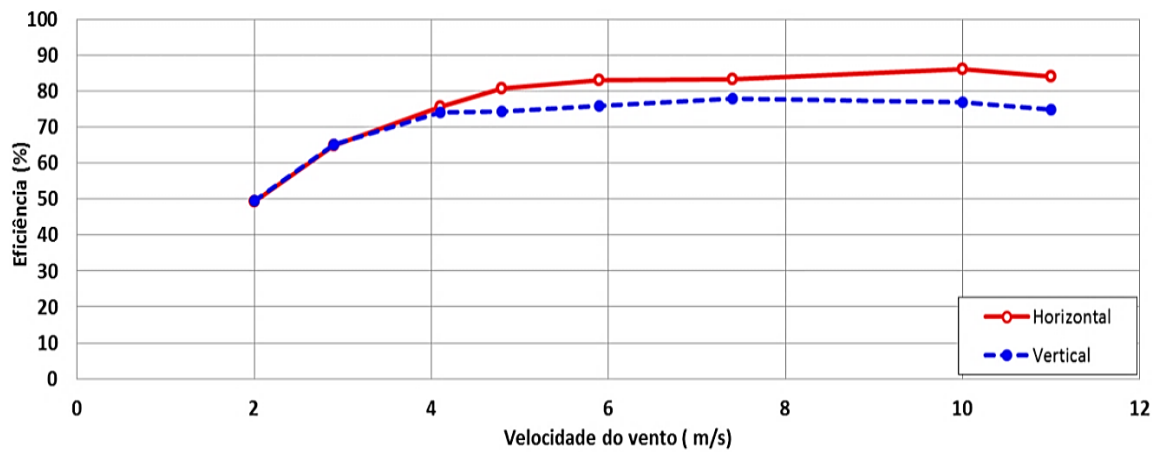


Figura 4.9: Eficiência da ponte retificadora em função da velocidade do vento dos sistemas horizontal e vertical.

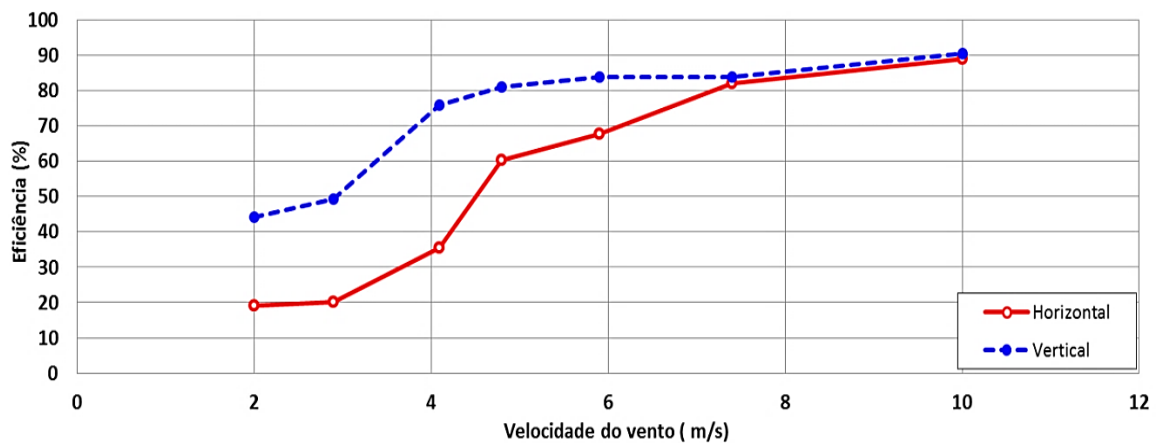


Figura 4.10: Eficiência do gerador em função da velocidade do vento dos sistemas horizontal e vertical.

Determina-se que o gerador do sistema vertical é mais eficiente que o horizontal, obtendo uma eficiência máxima de 90% a 10 m/s e mínima de 44% a 2 m/s. A 6 m/s é de 84%. Já o horizontal tem uma eficiência máxima de 88% a 10 m/s e mínima de 20% a 2 m/s sendo 70% a 6 m/s. Ao multiplicar as eficiências da ponte retificadora e do gerador pelo C_p obtém-se a curva de eficiência representada na figura 4.8 b).

A eficiência do conversor DC-DC em função da tensão para várias velocidades de vento encontra-se na figura 4.11. Conclui-se que a eficiência do conversor do sistema

horizontal varia de forma muito significativa com a alteração da velocidade do vento. Tal deve-se à grande variação do valor de C_p da turbina em relação ao vento que, por consequência, provoca uma modificação significativa na potência que o sistema produz, diminuindo o efeito das perdas do conversor a velocidades de vento mais elevadas (maior potência produzida). Já o sistema vertical mantém uma eficiência máxima mais constante para várias velocidades do vento devido à baixa alteração do valor de C_p da turbina.

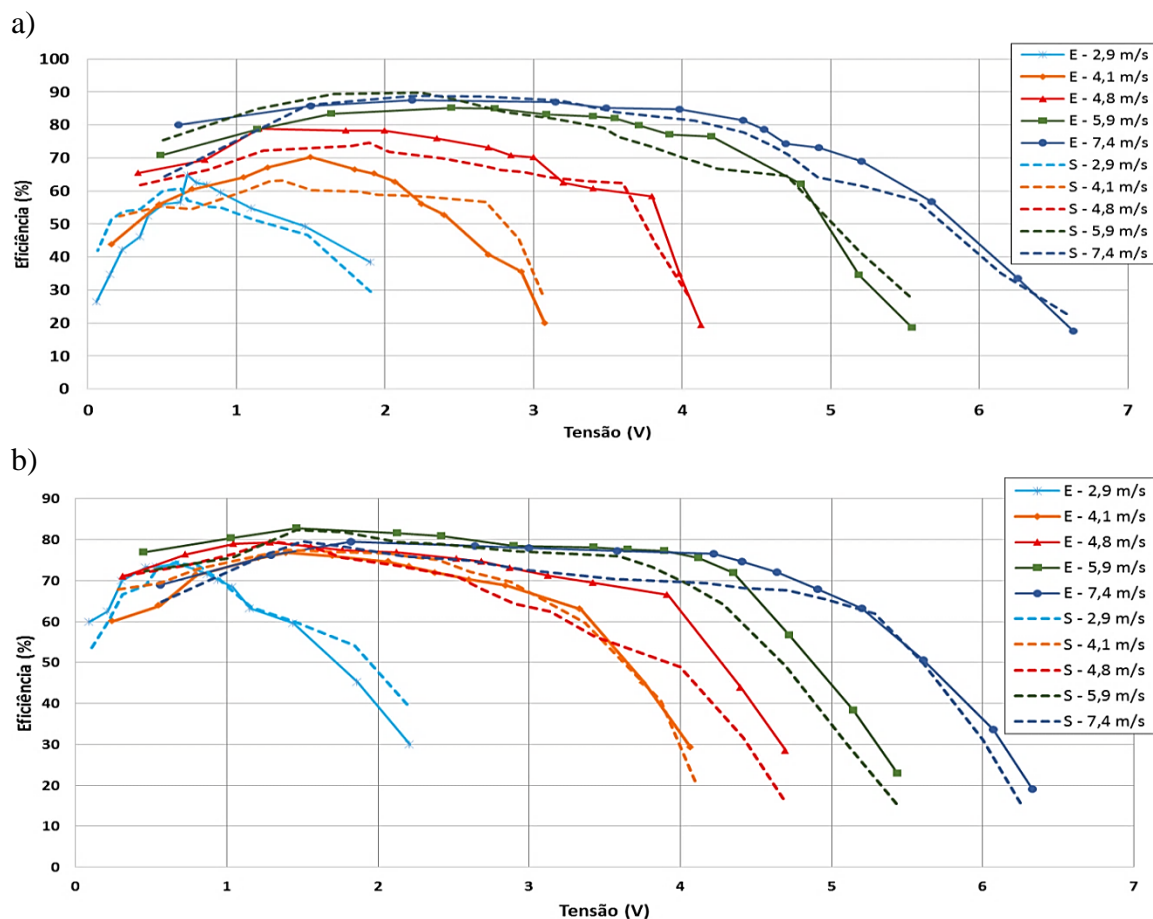


Figura 4.11: Eficiência do conversor DC-DC em função da tensão dos sistemas a) horizontal e b) vertical.

Outro ponto relevante é a comparação entre os resultados simulados e os obtidos experimentalmente. No sistema horizontal verifica-se que existe uma forte correlação entre ambas as curvas, embora também ocorra alguma variação ao longo da curva. Já no sistema vertical a correlação é ainda mais significativa ocorrendo a maior variação aos 4,8 m/s.

Na figura 4.12 apresenta-se a máxima eficiência do conversor em função da velocidade do vento para os dois sistemas. Denota-se que acima dos 5 m/s o conversor do sistema horizontal apresenta maior eficiência obtendo como máximo 88% a 7,4 m/s. Já como mínimo apresenta 65% a 2,9 m/s. O vertical possui um valor máximo de 83% a 6 m/s e mínimo de 74% a 2,9 m/s, logo tem uma variação de 9% enquanto o horizontal tem uma variação de 23%. Ou seja, o sistema horizontal possui um melhor desempenho mas também apresenta maior variação. A 6 m/s o sistema horizontal tem uma eficiência de 85%.

A eficiência global do sistema em função da velocidade do vento, aerogerador com ponte retificadora e conversor DC-DC, encontra-se representada na figura 4.13. Conclui-se que ambos os sistemas produzem a máxima eficiência aos 6 m/s conforme foram projetados, tendo o vertical uma eficiência global de 5,4% e o horizontal de 12%. Na tabela 4.1 apresenta-se o resumo da análise da eficiência dos sistemas.

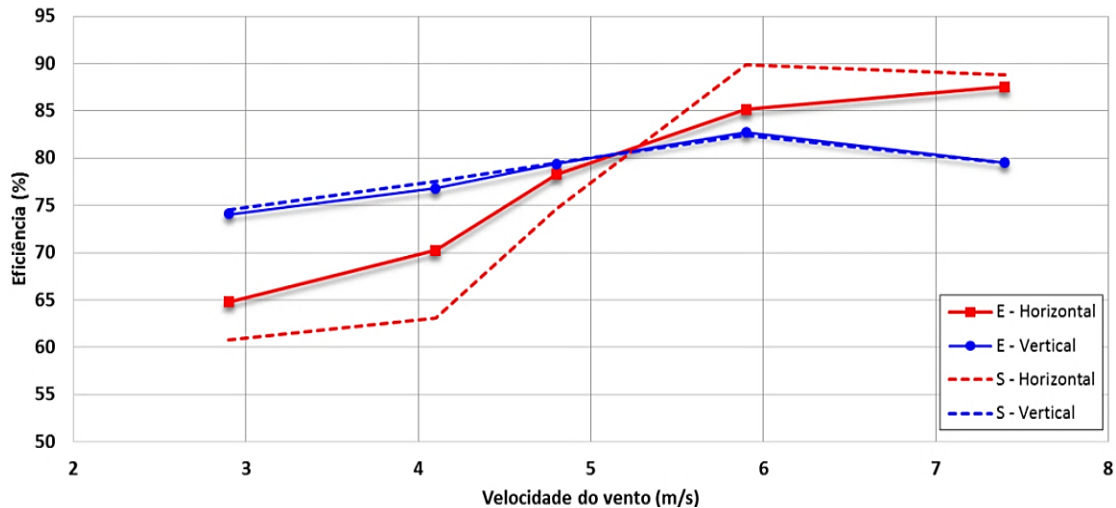


Figura 4.12: Eficiência do conversor DC-DC em função da velocidade do vento dos sistemas horizontal e vertical.

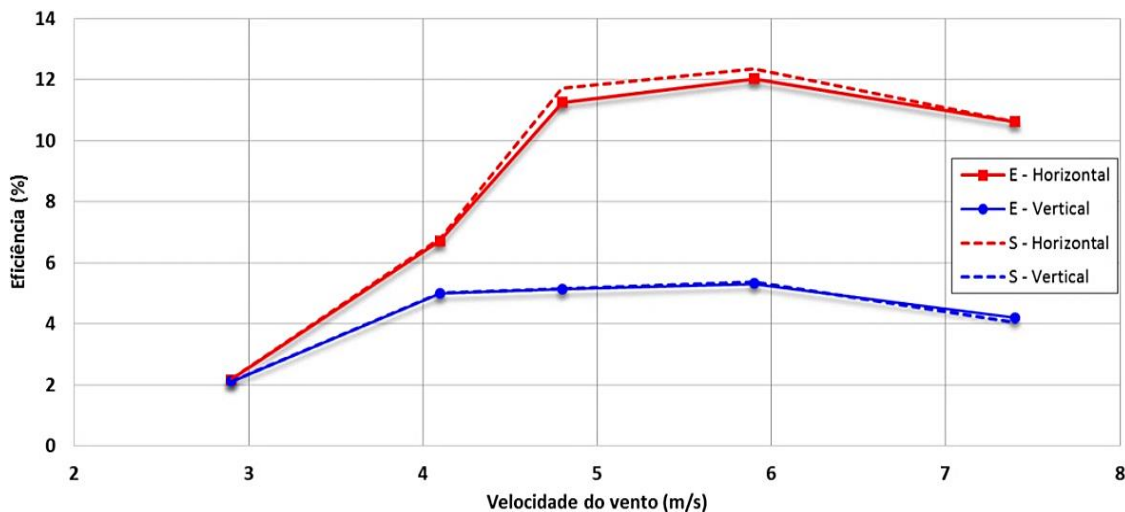


Figura 4.13: Eficiência global dos sistemas horizontal e vertical.

A baixa eficiência geral deve-se sobretudo ao C_p das turbinas, principalmente no sistema vertical. Relativamente ao gerador a baixa eficiência para ventos inferiores a 4 m/s deve-se à forma como este foi projetado e implementado.

Já a ponte retificadora só pode ser melhorada através do uso de díodos com menores perdas ou substituir a sistema passivo por um ativo com interruptores. O conversor DC-DC possui vários elementos que introduzem perdas sendo os significativos:

- Resistência da bobina. Determinou-se por simulação que quando esta passa de 910 para 1 m Ω a eficiência média aumenta 7%.

- ESR do condensador. Verificou-se, por simulação, que ao passar de 75 para 1 mΩ a eficiência média aumenta 8%.
- Queda de tensão no diodo. Concluiu-se através de simulações que quando é quase nula (1 mV) a eficiência média para ventos acima de 4,5 m/s é de 4%. Já para ventos inferiores é de 13%.

De acordo com (3.3) para baixar a resistência da bobina pode ser usado fio com maior espessura embora tal leva ao aumento da dimensão do sistema o que não é desejado para a aplicação em causa.

Tabela 4.1: Eficiência dos sistemas horizontal e vertical.

Sistema	Velocidade do vento (m/s)	Eficiência (%)				
		Turbina (C_p)	Gerador	Ponte retificadora	Conversor DC-DC	Global (medida)
Vertical	2,9	7	51,1	67,1	74,5	1,9
	4,1	9,3	77,3	75,6	77,6	4,7
	4,8	9,7	81	74,2	79,5	5
	5,9	10	83,2	76,2	82,4	5,4
	7,4	10,1	82	78,1	78,5	4,2
Horizontal	2,9	17	21,8	67	64,9	1,9
	4,1	22,5	37,2	75,7	70,4	6,2
	4,8	26,1	63,4	82,4	79,7	11,1
	5,9	25,7	68,1	82,9	85,2	12
	7,4	23,8	80,7	81,4	86,5	10,9

Já a diminuição do ESR do condensador pode ser alcançada através do uso de pequenos condensadores (tipicamente de cerâmica) com baixo ESR colocados em paralelo com o usado. Todavia tal interfere com a corrente do sistema fazendo com que esta seja superior no condensador com baixo ESR, podendo levar à destruição do componente pelo que não se usou esta técnica [142].

O uso de componentes com baixa queda de tensão permite otimizar significativamente o sistema contudo é relativamente difícil obter diodos com menor valor que os usados logo a melhor solução poderia passar pelo uso de um interruptor embora tal obrigue a ter em atenção o sincronismo dos interruptores.

4.1.2- Comparação entre os conversores elevador e redutor-elevador inversor

Implementou-se, também, o conversor DC-DC redutor-elevador inversor de forma a determinar se este apresenta melhor desempenho que o elevador. Nas figuras 4.14 e 4.15 apresenta-se, respetivamente, a potência em função da carga e a potência em função da tensão, do sistema horizontal, para duas velocidades de vento.

Pelo estudo das figuras 4.14 e 4.15 determina-se que o conversor redutor-elevador apresenta melhor desempenho no sistema de eixo horizontal para ventos inferiores a 4,5 m/s, baixando fortemente o seu desempenho para velocidades superiores.

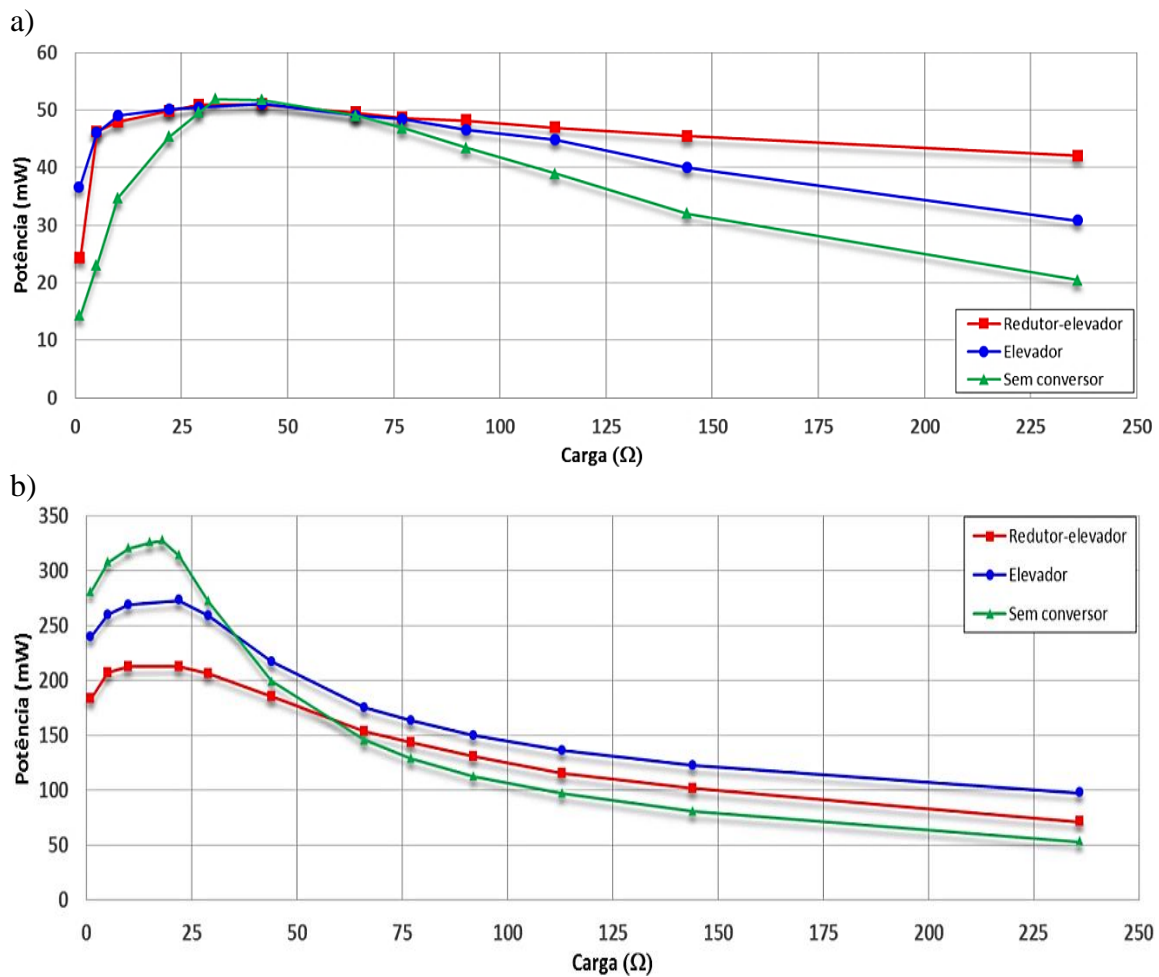
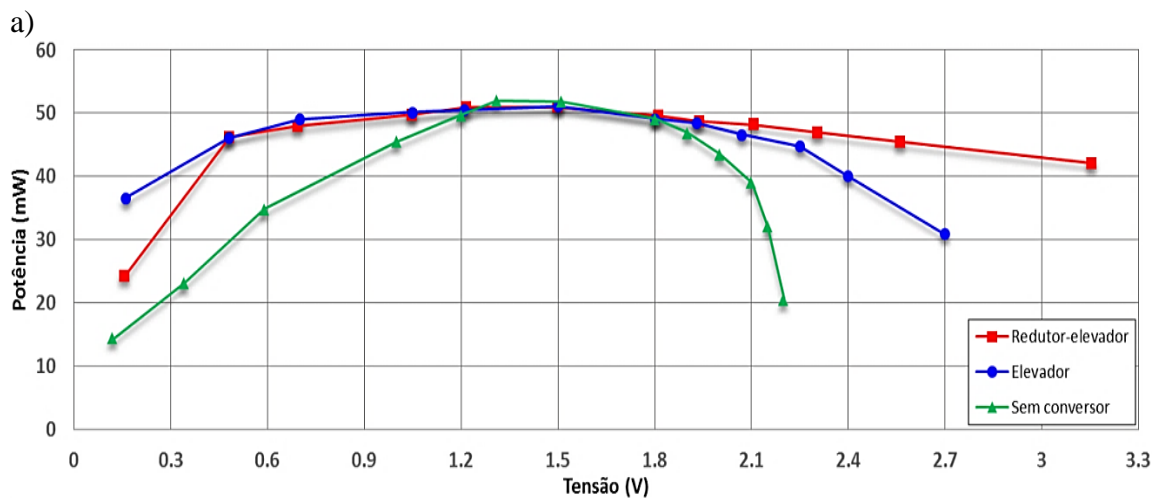


Figura 4.14: Comparação entre os resultados obtidos experimentalmente do sistema de eixo horizontal, com e sem os conversores, da potência em função da carga, quando o vento está a, a) 4,1 m/s e b) 5,9 m/s.



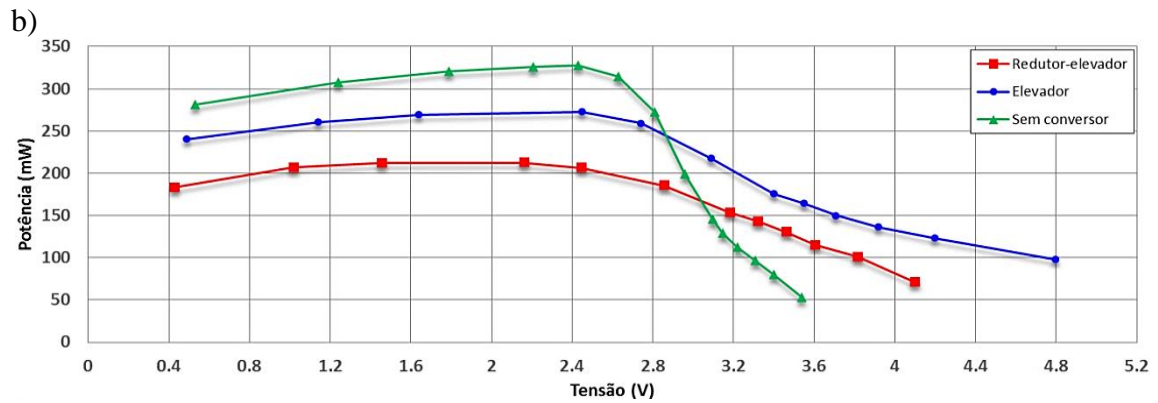


Figura 4.15: Comparação entre os resultados obtidos experimentalmente do sistema de eixo horizontal, com e sem os conversores, da potência em função da tensão na carga, quando o vento está a, a) 4,1 m/s e b) 5,9 m/s.

Já nas figuras 4.16 e 4.17 encontra-se a mesma análise mas para o sistema de eixo vertical, e denota-se que o conversor redutor-elevador tem um desempenho semelhante ao elevador, embora seja notoriamente inferior a partir dos 4,5 m/s. Tendo em conta que o projeto dos sistemas é para 6 m/s, determina-se que o redutor-elevador não é adequado para a aplicação em causa. As curvas para as restantes velocidades encontram-se no anexo G.

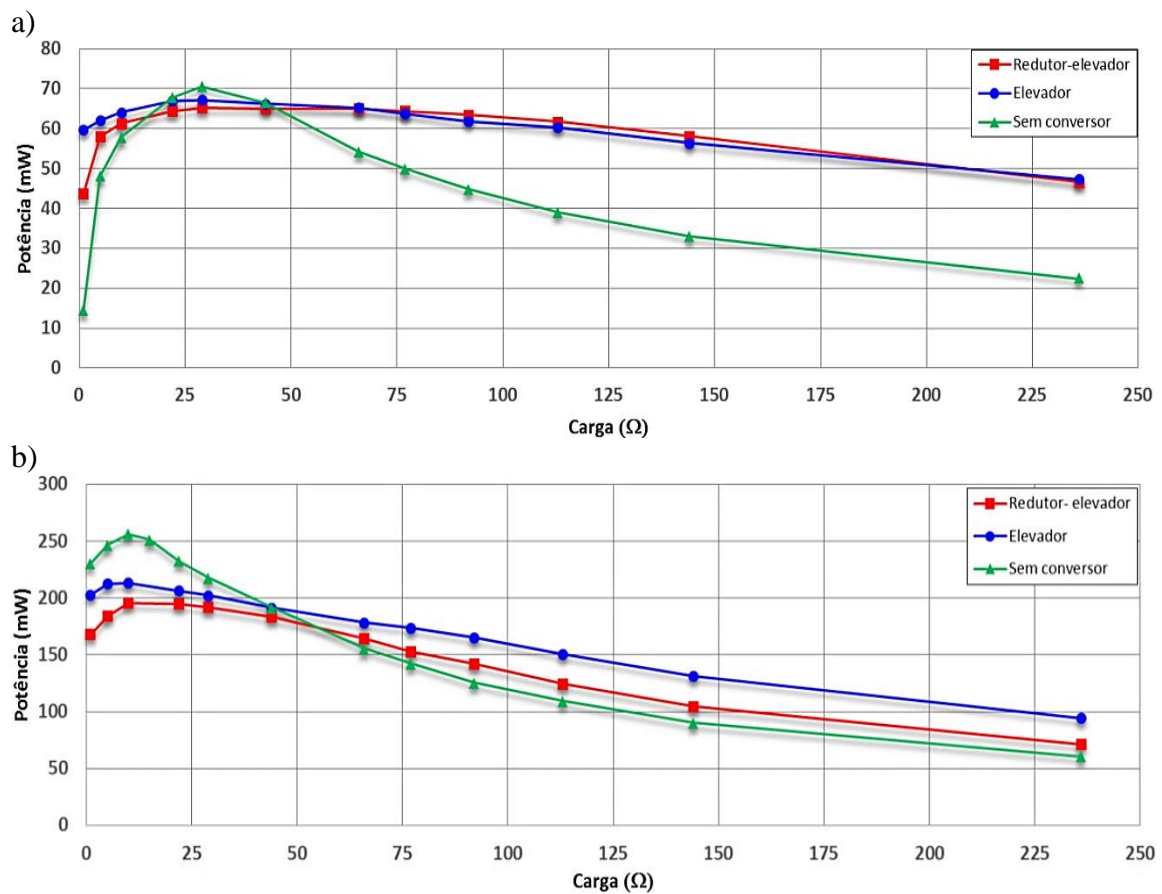


Figura 4.16: Comparação entre os resultados obtidos experimentalmente do sistema de eixo vertical, com e sem os conversores, da potência em função da carga, quando o vento está a, a) 4,1 m/s e b) 5,9 m/s.

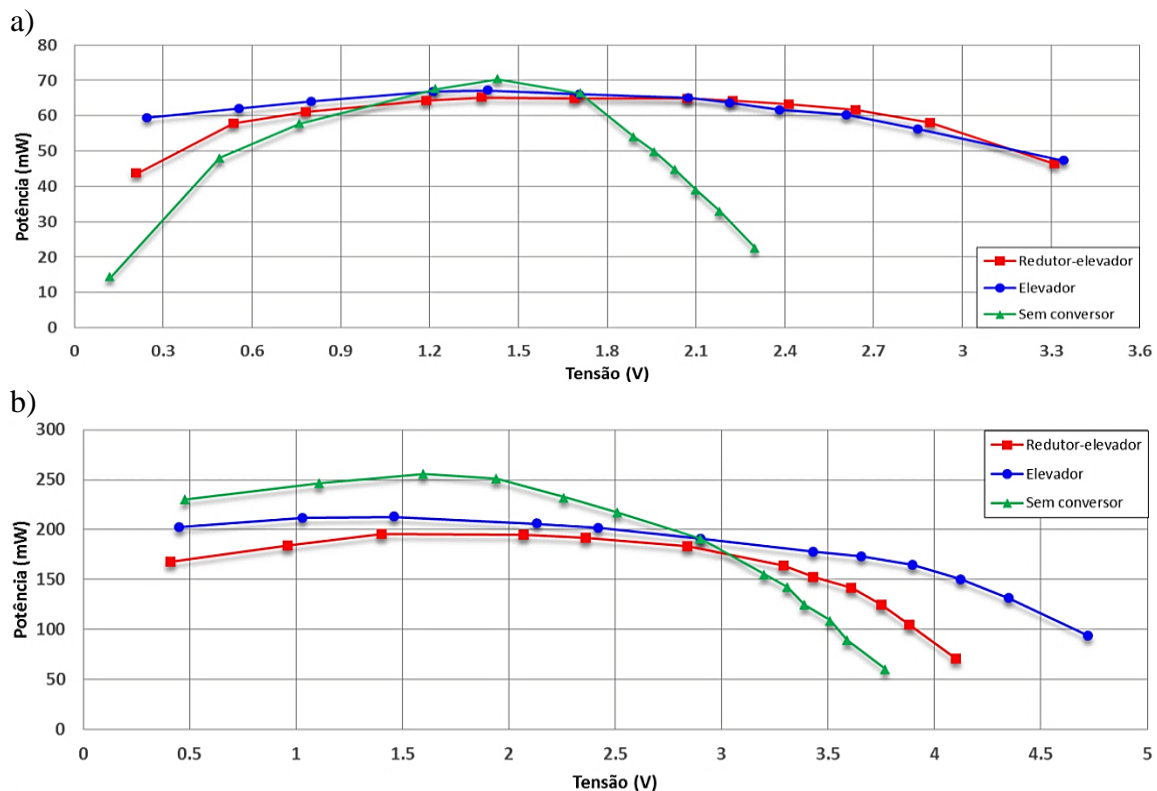
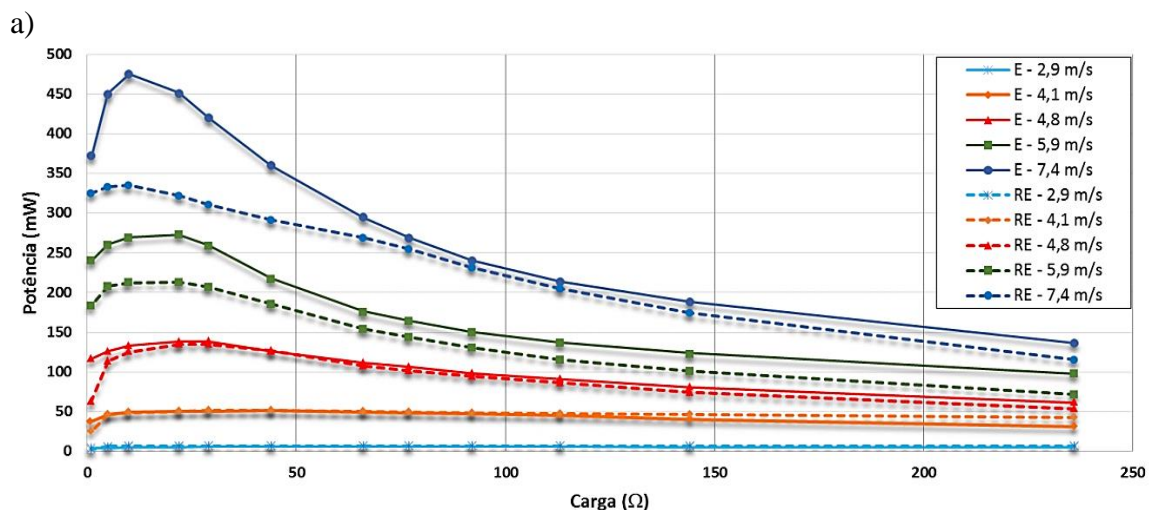


Figura 4.17: Comparação entre os resultados obtidos experimentalmente do sistema de eixo vertical, com e sem os conversores, da potência em função da tensão na carga, quando o vento está a, a) 4,1 m/s e b) 5,9 m/s.

Nas figuras 4.18 e 4.19 apresenta-se a comparação entre os conversores DC-DC elevador (E) e redutor-elevador inversor (RE) através da sobreposição das curvas de potência para várias velocidades de vento, sendo notório que o redutor-elevador diminui abruptamente a sua eficiência, comparativamente ao elevador, a partir dos 5 m/s. Tal pode dever-se ao facto de o *duty cycle* ter de ser superior a 0,5, funcionando entre 0,51 e 0,833, para poder realizar elevação logo o sistema de controlo tem mais dificuldade para encontrar o ponto da máxima referência de potência comparativamente com o sistema elevador (*duty cycle* varia entre 0,2 e 0,8).



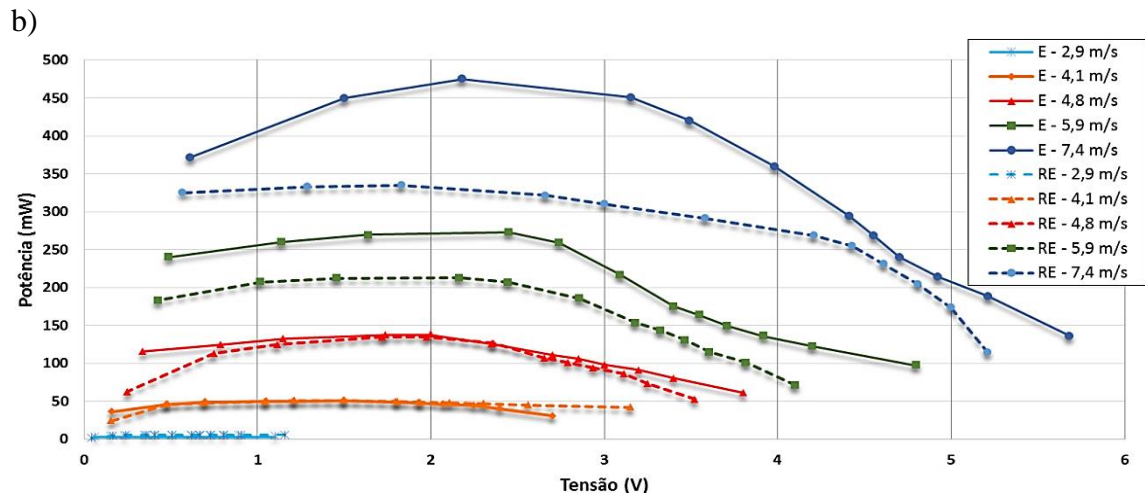


Figura 4.18: Sobreposição das várias curvas do mesmo tipo de análise pertencentes ao sistema horizontal onde se compara os conversores elevador e redutor-elevador inversor, a) potência em função da carga e b) potência em função da tensão.

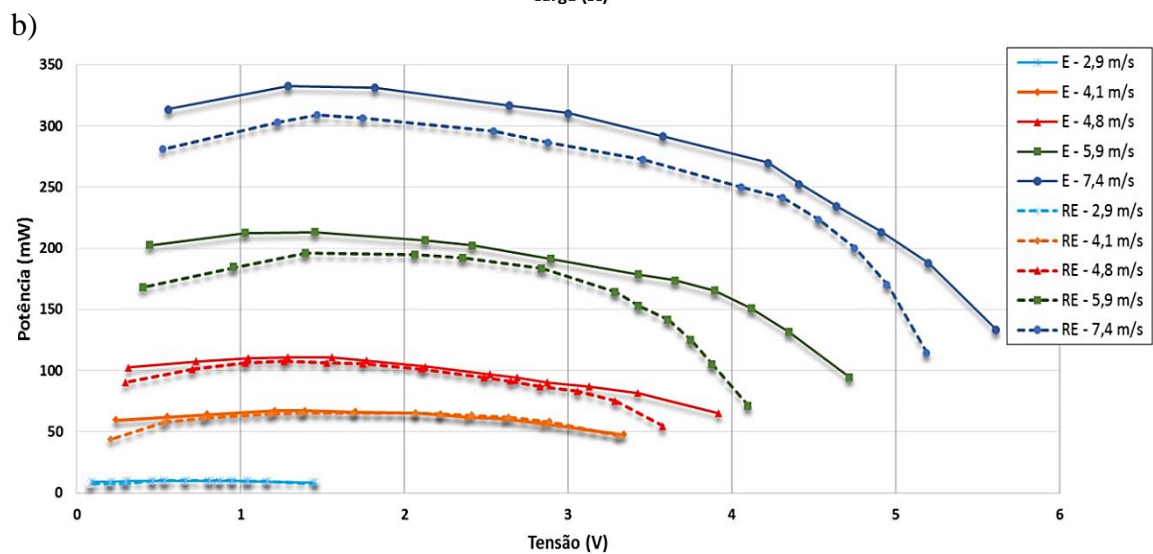
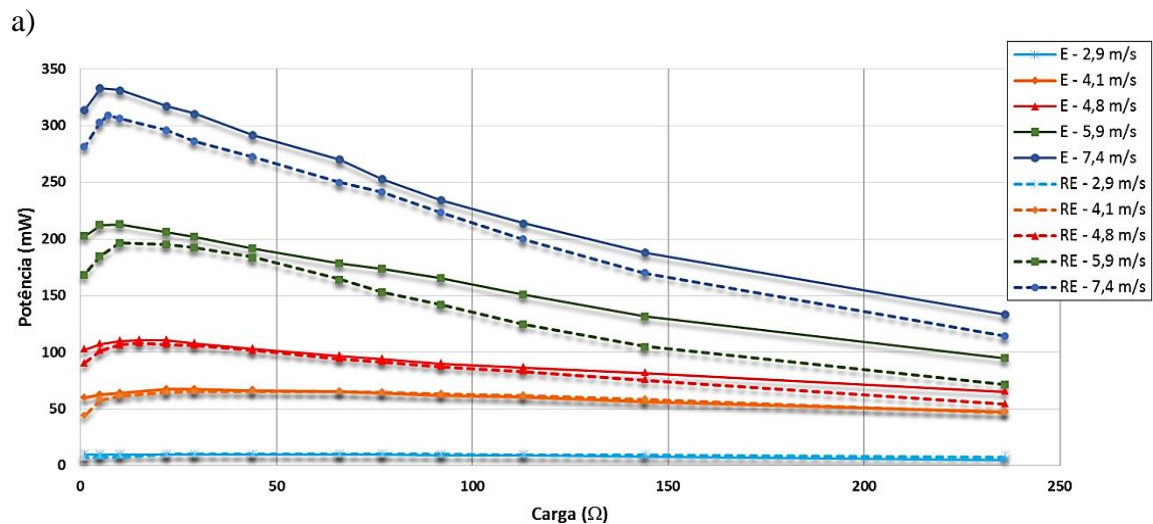


Figura 4.19: Sobreposição das várias curvas do mesmo tipo de análise pertencentes ao sistema vertical onde se compara os conversores elevador e redutor-elevador inversor, a) potência em função da carga e b) potência em função da tensão.

4.1.3- Carregamento de baterias

Efetuu-se a análise dos sistemas aerogeradores para carregamento de baterias, tendo-se analisado os conjuntos de duas e quatro baterias de NiMH (anteriormente indicadas) e uma bateria de lítio 585460 com tensão nominal 3,7 V e capacidade de 2 Ah [143], carregada pelo circuito de carregamento do *Arduíno* Fio. A comparação entre os resultados experimentais e os previstos pelo simulador encontram-se na figura 4.20.

Determina-se que para o sistema horizontal existe uma forte correlação entre os dados experimentais e os simulados com exceção da bateria de 2,4 V quando a velocidade do vento é superior a 6 m/s, onde o valor esperado é significativamente superior ao obtido.

Tal deve-se à saturação da bateria pois alcançou o limite físico de potência que pode aceitar, não sendo tal efeito tido em conta no simulador. Estes resultados são também verificados no sistema vertical.

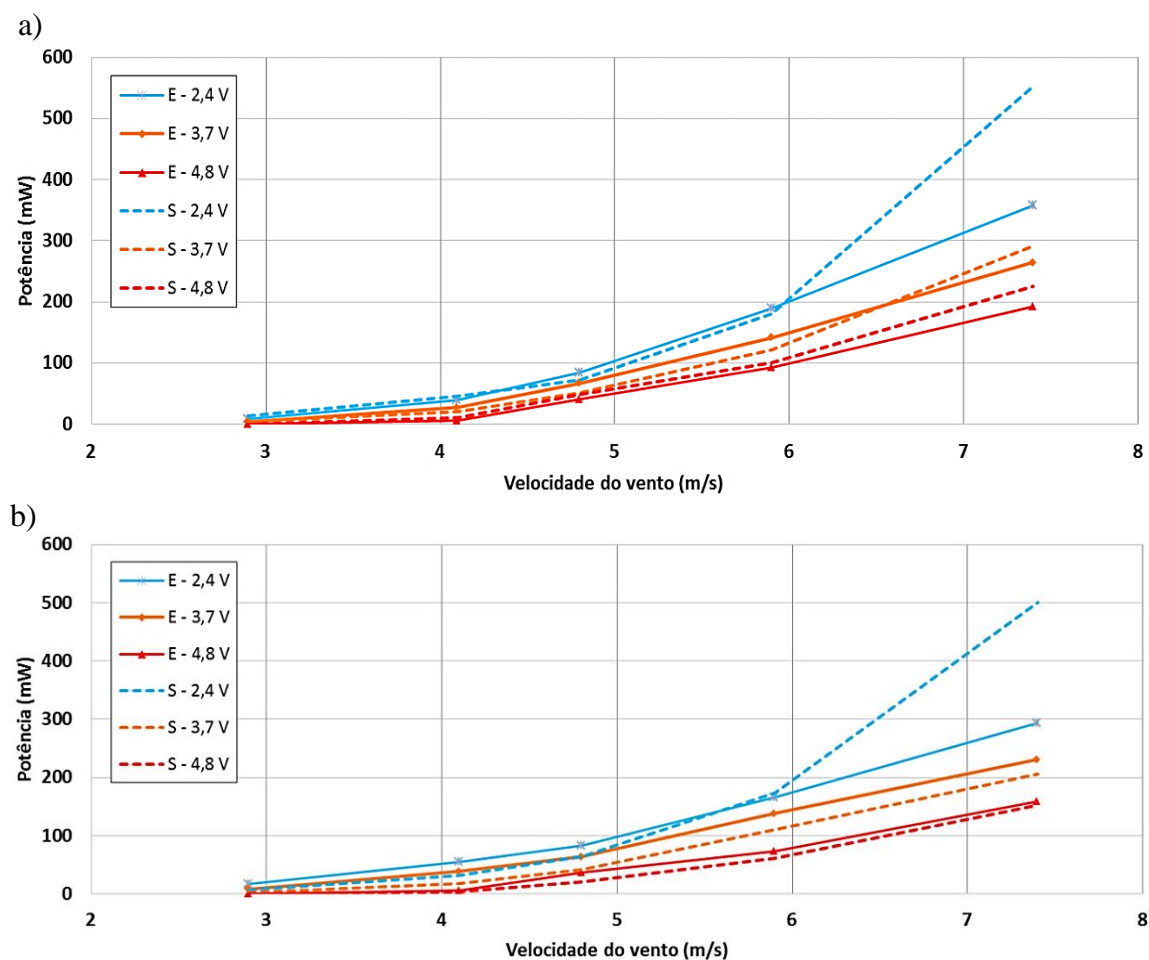


Figura 4.20: Potência produzida aos terminais da bateria em função da velocidade do vento dos sistemas a) horizontal e b) vertical.

A comparação entre os sistemas com e sem o conversor para o carregamento das baterias encontra-se na tabela 4.2. Observa-se que o conversor melhorou de forma muito

significativa os sistemas com bateria de 3,7 e 4,8 V, permitindo que o primeiro começasse a carregar a bateria a partir dos 2,9 m/s em vez dos 5,9 m/s e o segundo a partir dos 4,1 m/s em vez dos 7,4 m/s. Das três baterias analisadas determinou-se que a de 2,4 V apresenta o melhor desempenho, todavia os sistemas que se pretende alimentar necessitam de no mínimo 3,3 V logo seria necessário usar um elevador de tensão que iria introduzir mais perdas no sistema. Já a bateria de 4,8 V não permite um carregamento eficaz a baixas velocidades de vento pelo que se determinou que a melhor é a de 3,7 V pois permite alimentar diretamente a carga e apresenta uma boa eficiência a velocidades de vento superiores a 4 m/s.

Para a velocidade à qual se efetuou o projeto dos sistemas, 6 m/s, verifica-se que para a bateria de 3,7 V a potência de entrada na bateria é de 145 mW no sistema horizontal e 140 mW no vertical, que é suficiente para alimentar a carga desejada, 5,6 mW, e manter o carregamento da bateria.

Tabela 4.2: Comparação entre os com e sem o conversor para o carregamento das baterias.

		Bateria (V)	2,4		3,7		4,8	
		Velocidade do vento (m/s)	Potência (mW)					
			Com conv	Sem conv	Com conv	Sem conv	Com conv	Sem conv
Sistema	Horizontal	2,9	8	0	4	0	0	0
		4,1	40	8	27	0	5	0
		4,8	84	84	67	0	41	0
		5,9	190	134	142	4	93	0
		7,4	358	348	264	133	193	7
	Vertical	2,9	17	0	8	0	0	0
		4,1	54	22	38	0	6	0
		4,8	83	46	64	0	36	0
		5,9	165	152	138	4	74	0
		7,4	294	315	231	130	159	2

4.2- Ambiente exterior

Nesta secção pretende-se apresentar os testes que realizou-se em ambiente exterior e indicar a estimativa para a média da produção de potência ao fim de um ano.

4.2.1- Análise aos testes em ambiente exterior

Os sistemas, horizontal e vertical, foram instalados no topo do campus da Penteada da Universidade da Madeira, no local indicado pelo círculo vermelho na figura 4.21 (imagem obtida pelo *Google maps* [144]). Usou-se o *software Google Earth* [145] para se determinar qual é a altitude do local de concluiu-se que este está aproximadamente a 190 m em relação ao nível do mar. Na figura 4.22 apresenta-se a distribuição da frequência relativa da velocidade do vento pelos meses ao longo de um ano.

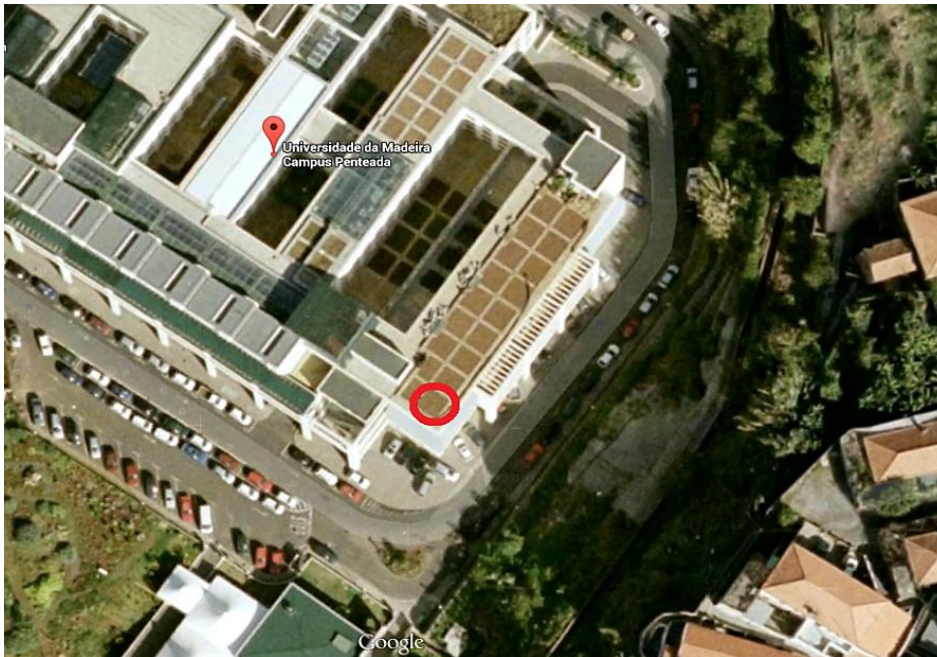


Figura 4.21: Local onde se instalou os sistemas horizontal e vertical.

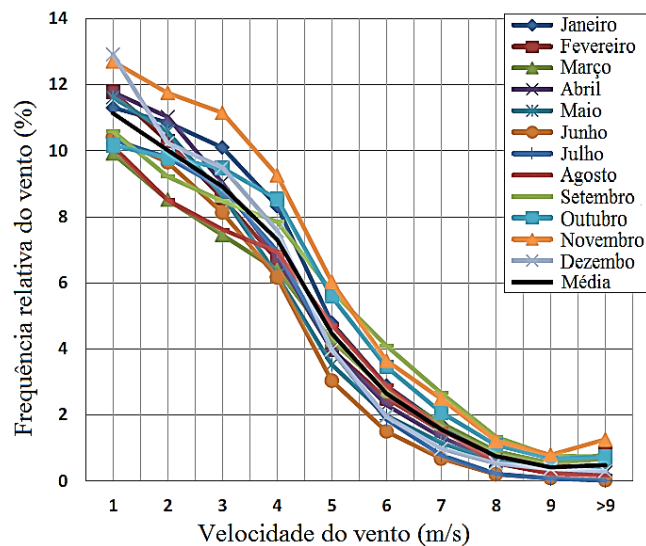


Figura 4.22: Distribuição da frequência relativa da velocidade do vento pelos meses ao longo de um ano no local onde os sistemas foram instalados [146].

No primeiro teste, realizado no dia 23 de Março de 2015, colocou-se os sistemas em funcionamento durante um dia (valores da tensão e corrente transmitidos de 20 em 20 s) para se verificar qual é o desempenho obtido. Os resultados encontram-se na figura 4.23, estando em a) a velocidade do vento e em b) a potência dos sistemas. Este teste foi relevante para o desenvolvimento posterior dos sistemas pois no mesmo dia a velocidade do vento variou entre muito fraco e muito forte. Importa referir que se usou a bateria de lítio 585460.

Pela figura 4.23 b) verifica-se que o sistema vertical produz mais potência que o horizontal tanto a baixas como a elevadas velocidades de vento o que contraria os dados obtidos no túnel de vento. Determinou-se que tal deveu-se à forte turbulência que ocorreu

durante o período de teste e que levou o sistema horizontal a estar constantemente a ajustar a sua posição. Tal foi agravado pelo sistema de rotação estar limitado a 180° ou -180° em relação ao ponto central, para não danificar os fios do gerador, pelo que não permitia a rotação total do aerogerador. A combinação de estes dois fatores levou a uma perda de eficiência significativa.

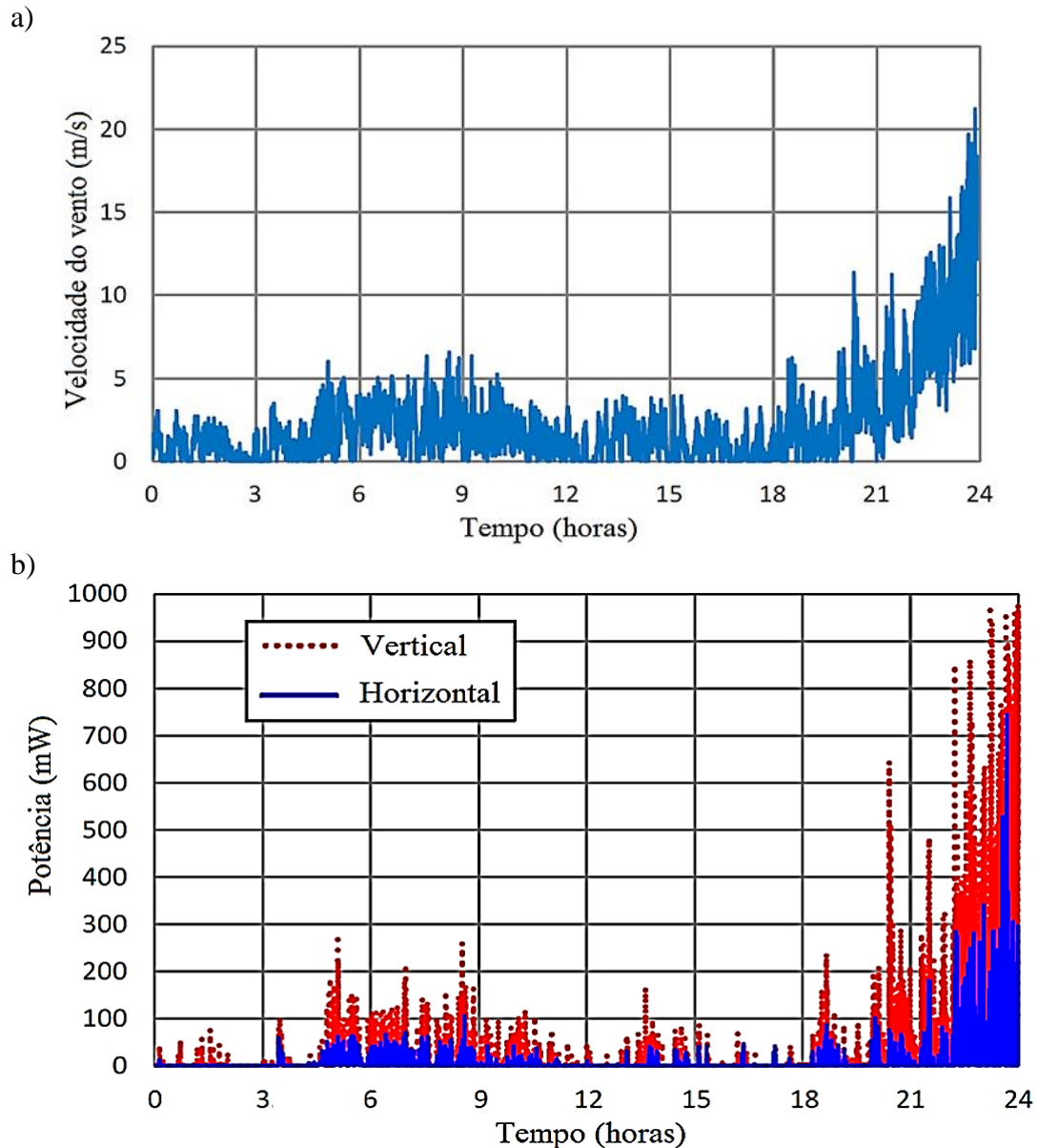
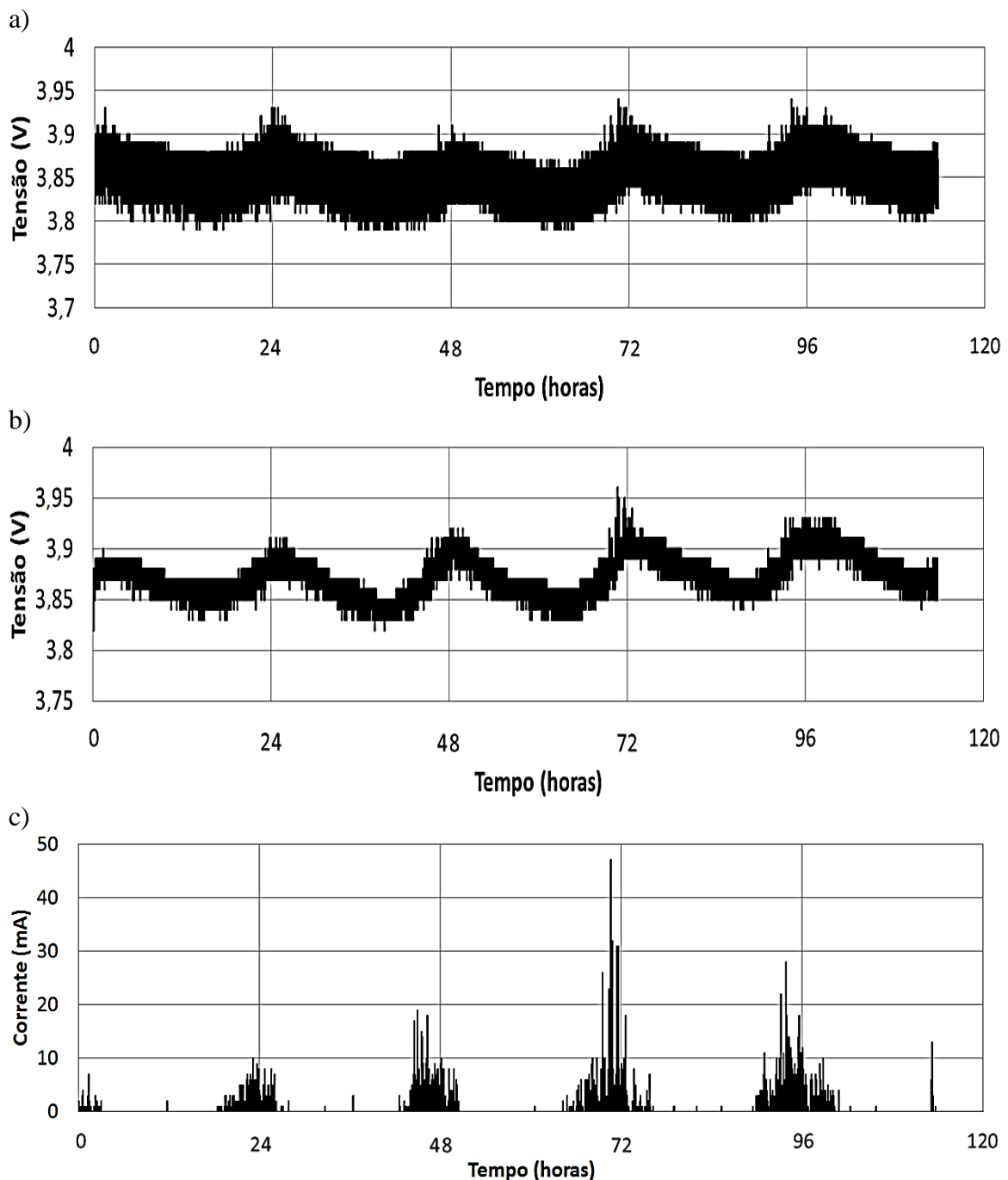


Figura 4.23: Primeiro teste no exterior onde se efetuou a análise ao desempenho dos sistemas ao longo de um dia, a) velocidade do vento e b) potência produzida.

Resolveu-se o segundo problema através do uso de um sistema de escovas circulares que permitem que a turbina rode livremente sem danificar os fios. Também alterou-se a bateria de lítio por um conjunto com três baterias de NiMH pois concluiu-se que o carregador do *Arduino Fio* não é adequado para lidar com variações bruscas da corrente de carregamento.

Estas baterias possuem as vantagens de apresentarem um modo de carregamento simples e rápido, uma longa durabilidade e grande resistência. Contudo, têm as desvantagens de possuir uma baixa densidade de energia, serem afetadas pelo efeito de memória e serem nocivas para o ambiente [147].

Foram efetuados testes ao funcionamento do sistema ao longo de cinco dias (desde as 18 h do dia 7 de Julho de 2015 até às 9 h do dia 12 de Julho de 2015, tendo os sistemas iniciado a seu funcionamento no dia 6 às 10 h com as baterias a 3,8 V), estando os resultados guardados no carão SD do sistema de monitorização presentes na figura 4.24. Já na figura 4.25 apresenta-se os resultados que os sistemas de controlo dos aerogeradores transmitiram para a base de dados.



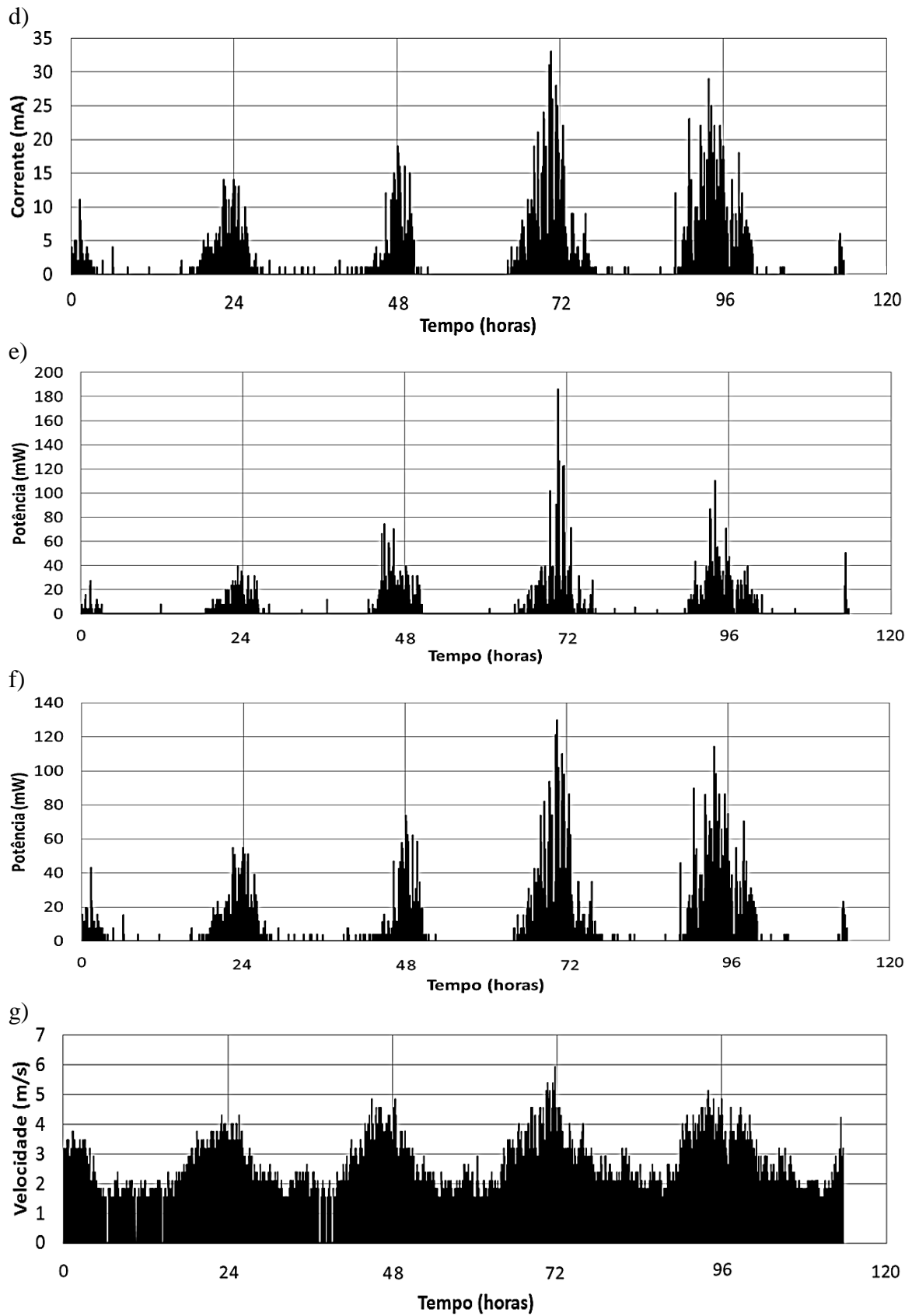


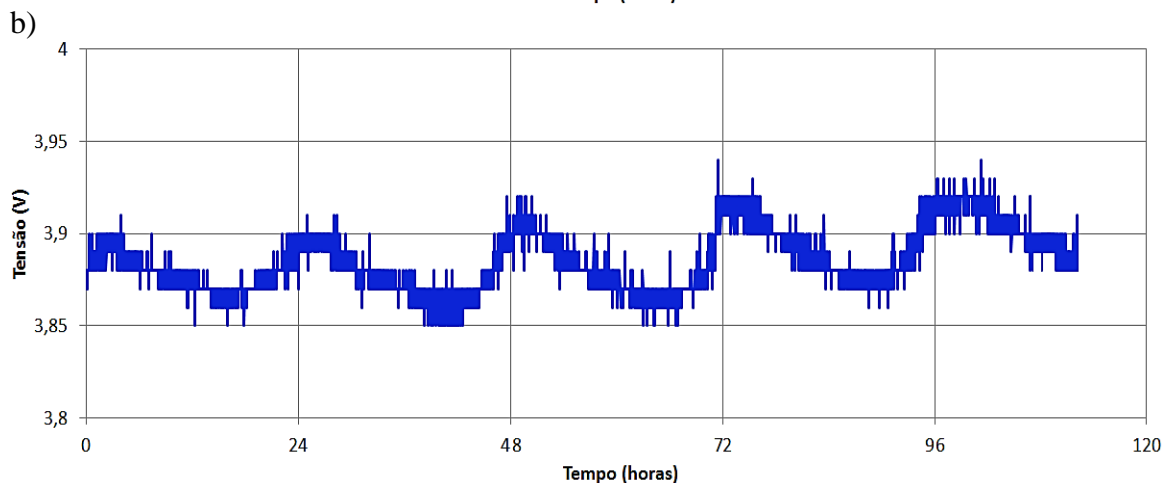
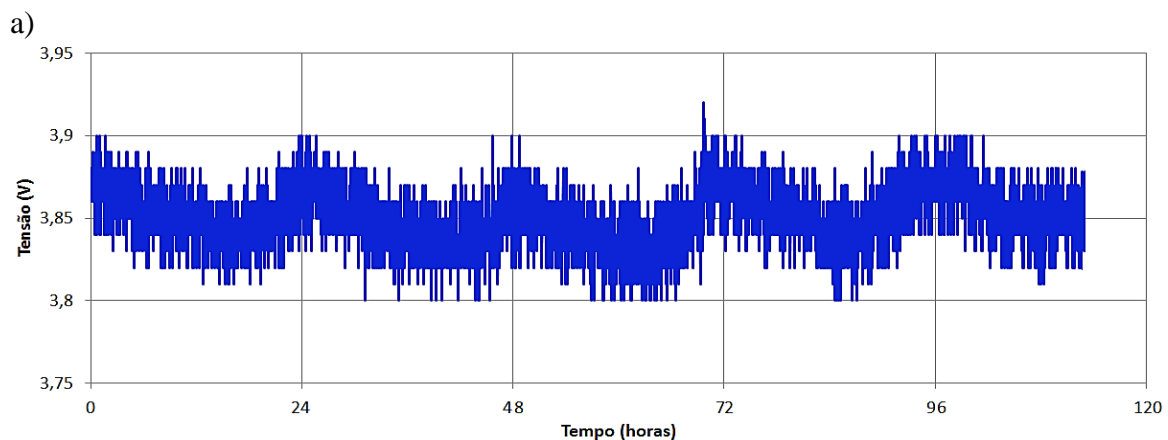
Figura 4.24: Resultados guardados no cartão SD do sistema de monitorização referentes ao funcionamento do sistema ao longo de cinco dias, a) tensão do sistema horizontal, b) tensão do sistema vertical, c) corrente do sistema horizontal, d) corrente do sistema vertical, e) potência do sistema horizontal, f) potência do sistema vertical e g) velocidade do vento.

Pela análise da figura 4.24 e) determinou-se que a potência média produzida pelo sistema de eixo horizontal é de 7,42 mW e por f) a do sistema de eixo vertical é de 8,39 mW, logo o segundo produziu em média 12,6% mais potência que o primeiro. Tal está de acordo com o esperado pois analisando a figura 4.24 g) verifica-se que a velocidade do vento é maioritariamente inferior a 4 m/s, estando na região onde o sistema de eixo vertical produz mais potência que o de eixo horizontal.

Tendo em conta que a potência necessária para manter o funcionamento dos sistemas é de 5,6 mW então a energia que estes produziram é suficiente para alimentar a carga e carregar a bateria, mesmo com baixas velocidades de vento.

Quando a velocidade do vento é superior a 5 m/s, às 72 horas, verifica-se que o sistema de eixo horizontal produziu aproximadamente 20% mais potência que o de eixo vertical, que também está em concordância com o esperado. A eficiência global dos sistemas de eixo horizontal e de eixo vertical durante o tempo de operação foi, respetivamente, de 1,47% e 1,64%.

Ao comparar as figuras 4.24 e 4.25 determina-se que existe uma elevada correlação entre os dados guardados no cartão SD e os transmitidos pelos sistemas de controlo dos aerogeradores. A maior diferença reside nos gráficos da corrente e deve-se ao facto do sistema enviar a informação a cada 20 s, pelo que muitos dos picos de produção de corrente não são transmitidos.



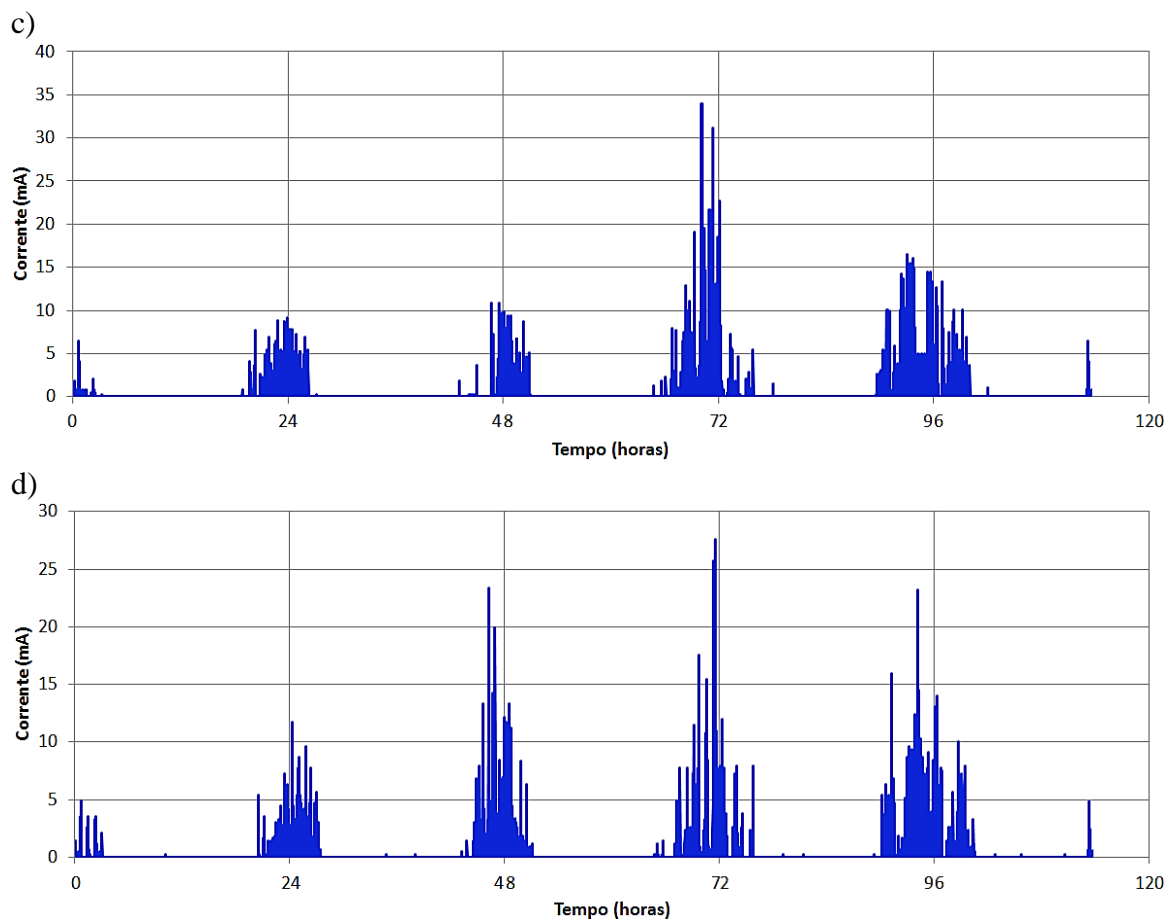


Figura 4.25: Resultados enviados pelo sistema de controlo dos aerogeradores referentes ao funcionamento dos sistemas ao longo de cinco dias, a) tensão do sistema horizontal, b) tensão do sistema vertical, c) corrente do sistema horizontal e d) corrente do sistema vertical.

Determina-se que o sistema de eixo vertical apresenta melhor desempenho em períodos de vento fraco, o que já era esperado tendo em conta a análise previamente realizada. Outro fator que influenciou de forma significativa é a turbulência do vento pois em alguns períodos o sistema horizontal não estava a produzir energia estando apenas a tentar alinhar-se com o vento, perdendo eficiência.

Na figura 4.26 apresenta-se o comportamento típico dos sistemas, sendo esta análise referente ao período entre as 63,88 e as 75 horas. Verifica-se pela figura 4.26 b) que antes das 68,06 horas a velocidade do vento encontra-se na gama onde o sistema de eixo vertical produz mais que o de eixo horizontal, o que é confirmado através na figura 4.26 a).

Já entre 69,44 e as 73 horas, concluiu-se, através da análise à potência gerada, que o sistema de eixo horizontal produz, em média, mais potência que o de eixo vertical. Tal resulta da velocidade do vento ser superior a 4 m/s por períodos significativos.

Entre as 68,06 e as 69,44 horas verifica-se, pela figura 4.26 a), que o sistema de eixo vertical produz mais potência, mesmo quando a velocidade do vento é superior a 4 m/s. Tal deve-se à turbulência do vento que interfere significativamente com a produção do sistema de eixo horizontal.

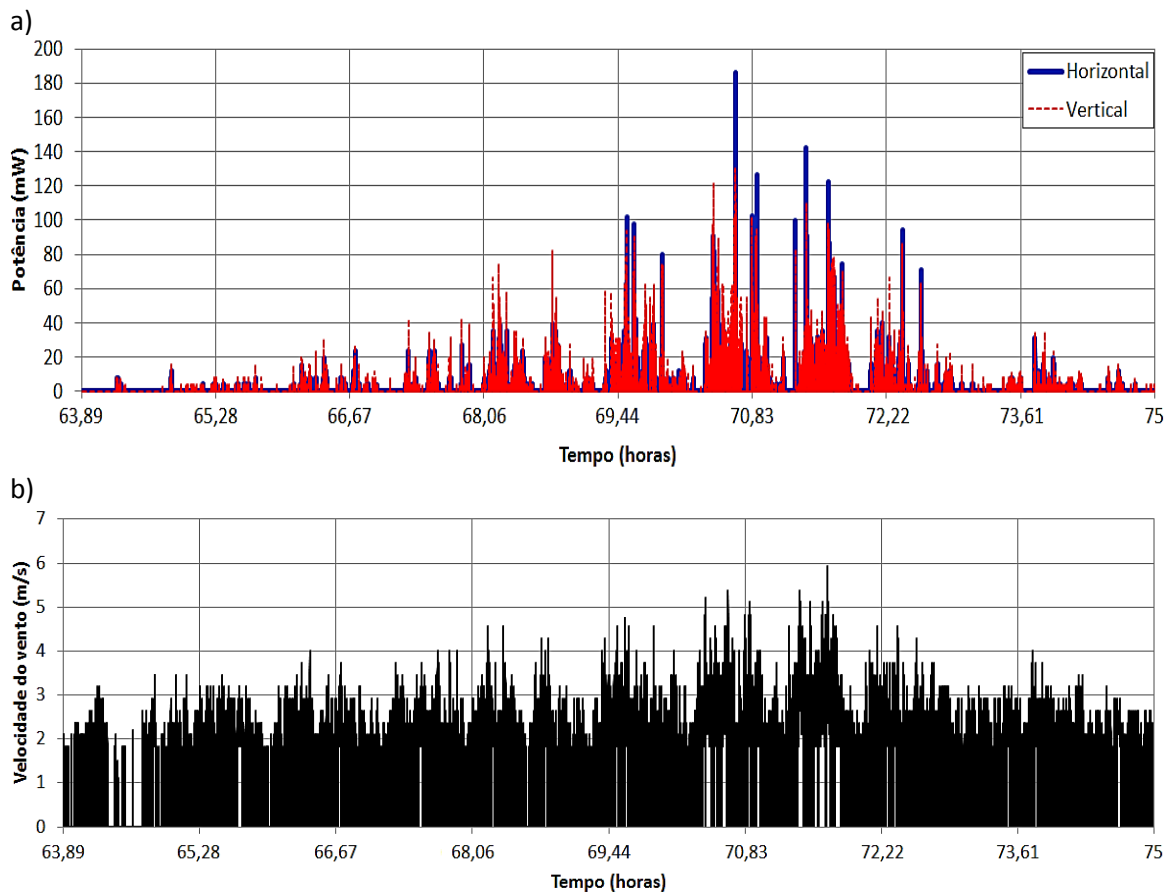
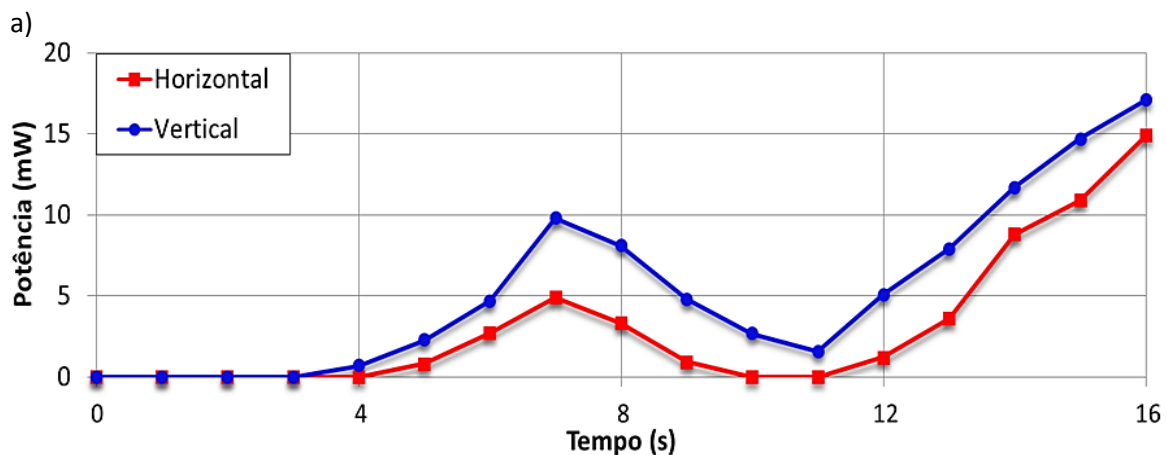


Figura 4.26: Análise à produção típica dos aerogeradores, a) comparação entre a potência produzida pelos sistemas horizontal e vertical e b) velocidade do vento.

Também é notório pela figura 4.26 a) que para velocidades de vento entre os 3 m/s e os 4 m/s os dois aerogeradores têm um desempenho semelhante. Na figura 4.27 apresenta-se o arranque de ambos os aerogeradores num período de baixa turbulência, que ocorreu às 70,42 horas, sendo perceptível que os sistemas iniciam a produção, sensivelmente ao mesmo tempo, embora exista um atraso do sistema de eixo horizontal que tipicamente dura um a dois segundos para iniciar a produção, em comparação com o de eixo vertical. Tal deve-se à necessidade do sistema se orientar com a direção do vento antes de iniciar a produção.



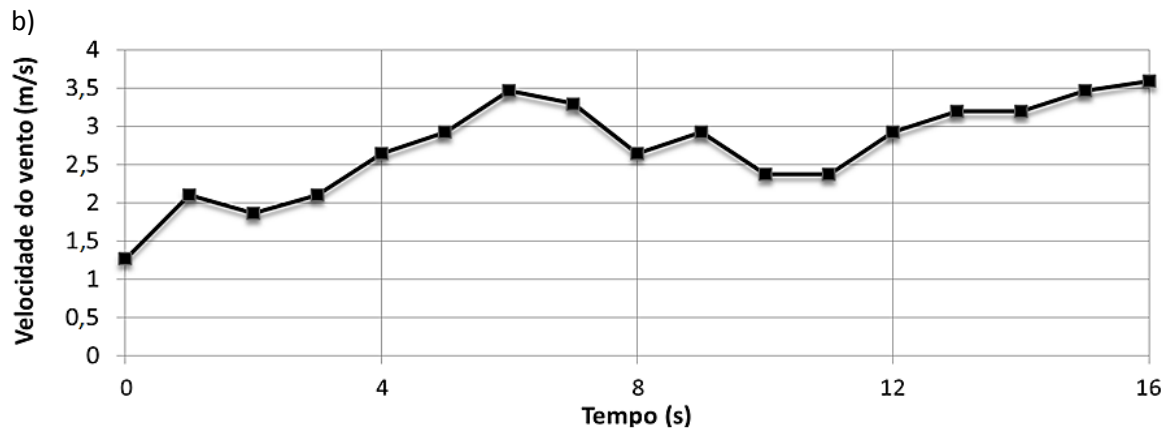
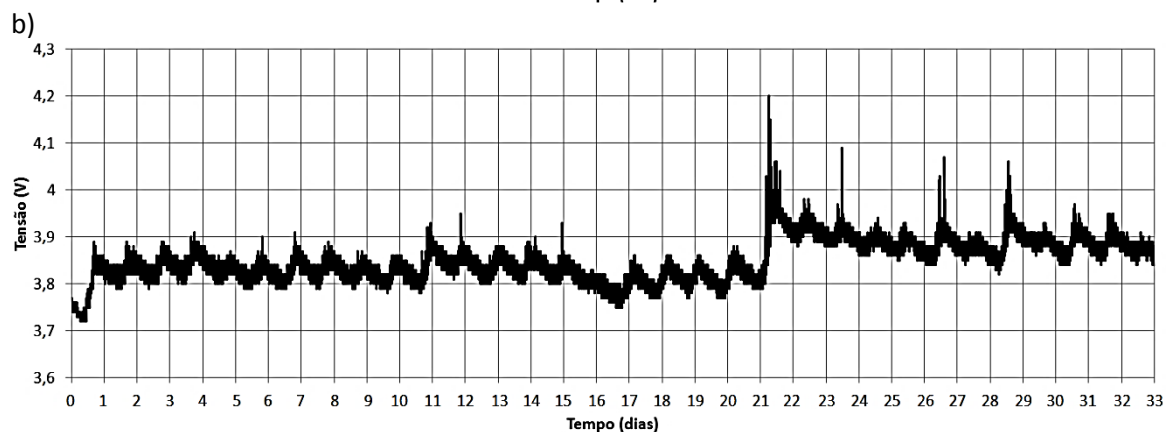
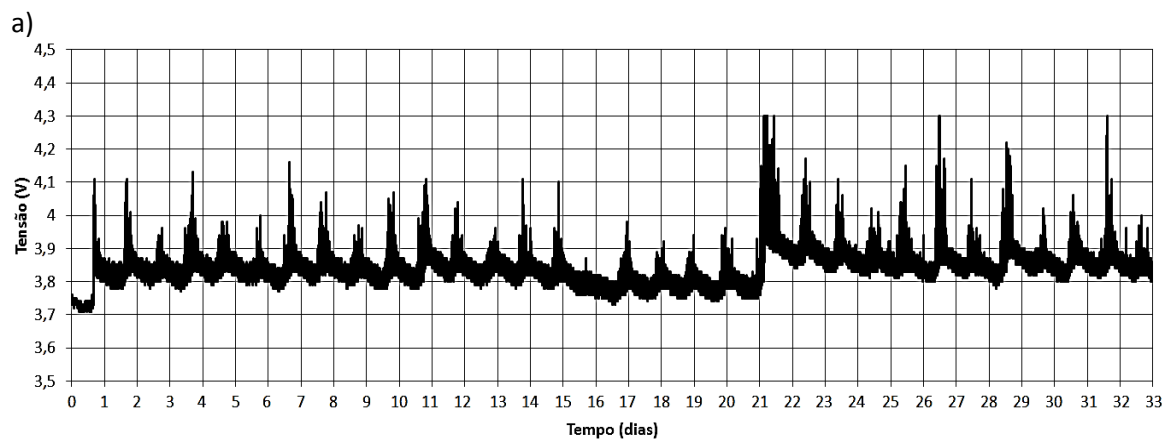
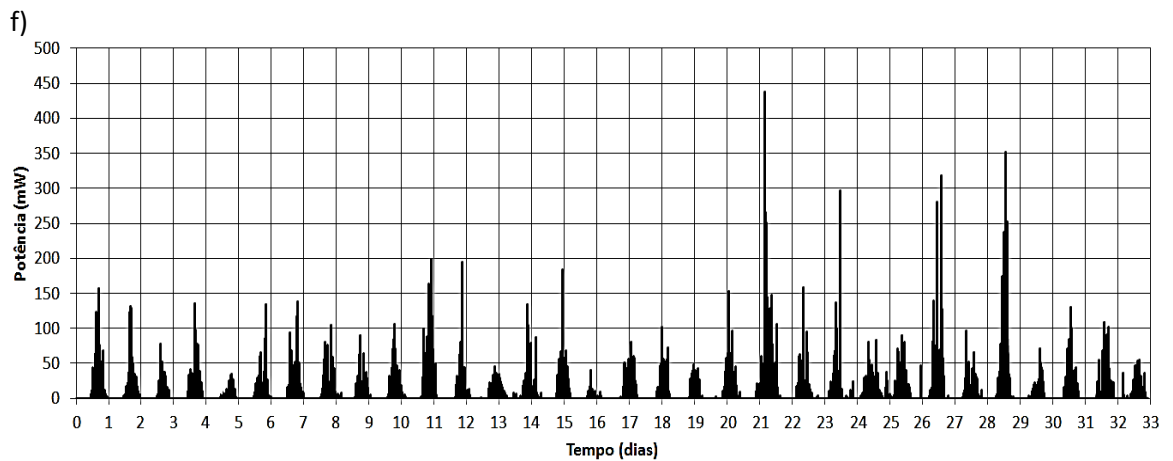
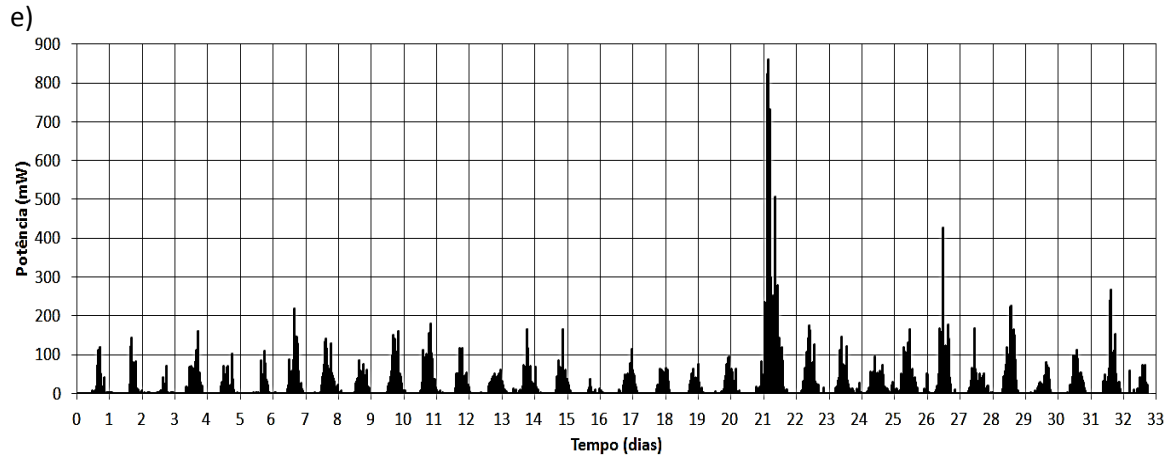
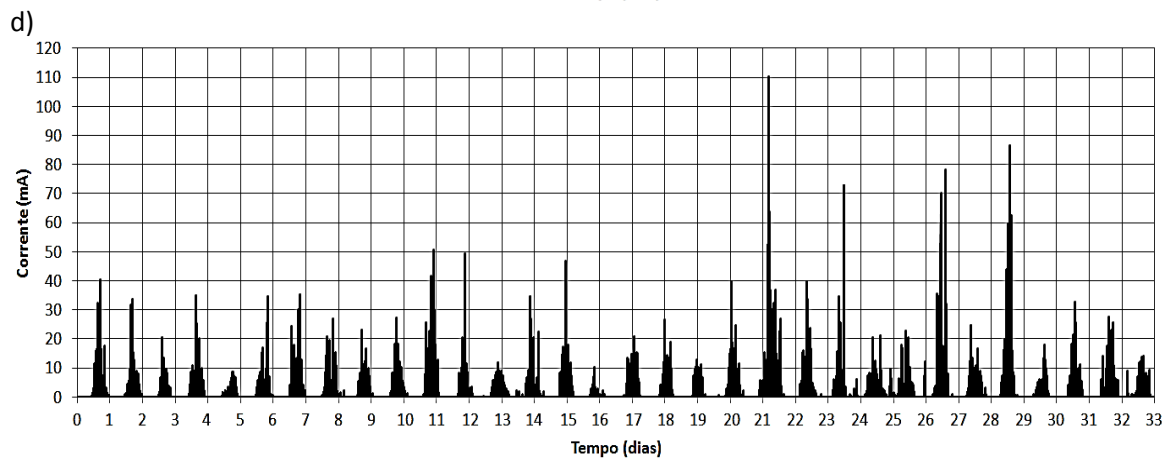
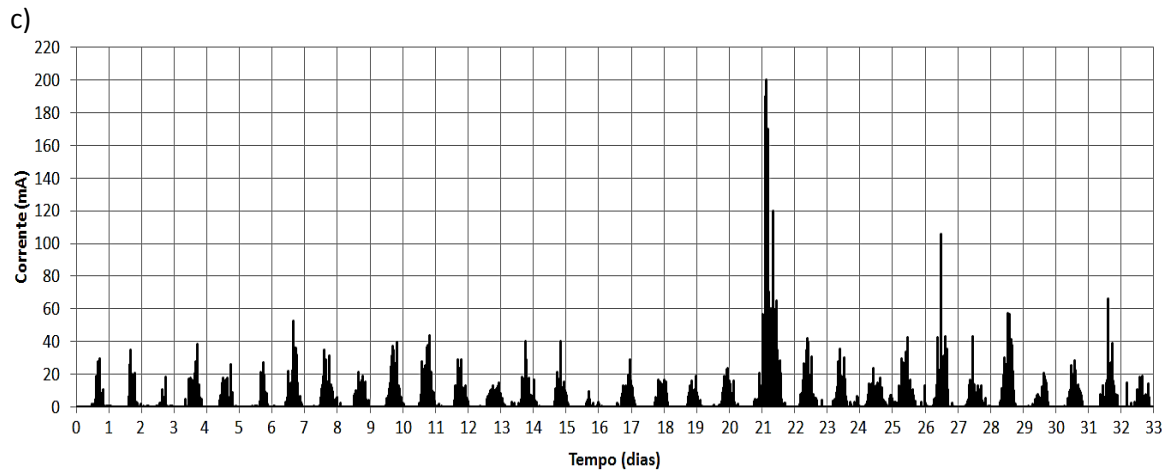


Figura 4.27: Início da produção dos sistemas de eixo horizontal e de eixo vertical com baixa turbulência, a) comparação entre a potência produzida pelos sistemas horizontal e vertical e b) velocidade do vento.

Efetuuou-se, ainda, uma análise por um período mais longo, desde o dia 18 de Julho de 2015 ao dia 19 de Agosto de 2015, tendo como objetivo verificar a estabilidade do sistema, estando representado na figura 4.28 os resultados obtidos.

A tensão inicial das baterias dos sistemas é de 3,76 V e é possível verificar pelas figuras a) e b) que ao fim do período de teste esta aumentou para aproximadamente 3,85 V em ambas as baterias (sem o carregamento as baterias já teriam descarregado toda a carga pois segundo a análise à bateria do anexo F), para a corrente de descarga de 1,5 mA, com a tensão das baterias a 3,76 V, então estas iriam durar aproximadamente sete dias).





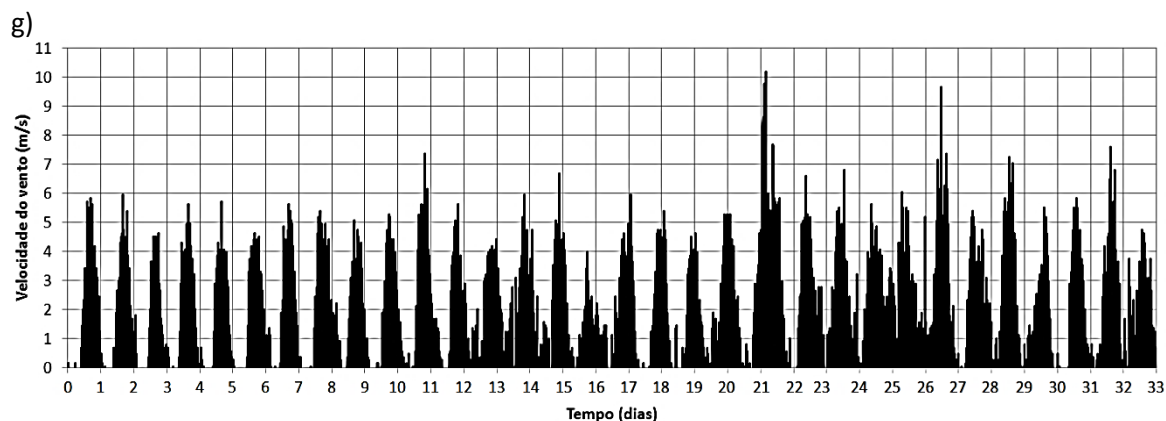


Figura 4.28: Resultados referentes ao funcionamento dos sistemas ao longo de um mês, a) tensão do sistema horizontal, b) tensão do sistema vertical, c) corrente do sistema horizontal, d) corrente do sistema vertical, e) potência do sistema horizontal, f) potência do sistema vertical e g) velocidade do vento.

Deste modo, determina-se que os sistemas são estáveis e permitem manter o seu funcionamento de forma adequada mesmo em períodos de ventos fracos, como é o caso dos meses em que se efetuou o teste, segundo a figura 4.22. Importa referir que o sistema horizontal atingiu em três ocasiões o limite de tensão (4,3 V), como se pode verificar na figura 4.28 a), levando à atuação do sistema de proteção impedindo que a tensão da bateria subisse para valores que a pudessem danificar.

Em média o sistema horizontal produziu 16,36 mW e o vertical 11,23 mW, ou seja, o horizontal apresenta melhor desempenho. Tal deve-se ao facto de terem surgido vários períodos onde a velocidade do vento foi superior a 4 m/s, como se pode verificar pela figura 4.28 g), atingindo a região onde o sistema horizontal é mais eficiente, embora a velocidade média do vento ao longo de todo o período de funcionamento seja de 1,35 m/s.

Todavia, também surgiram períodos em que a velocidade do vento é significativa mas o sistema de eixo horizontal não estava a produzir energia. A apresentação de uma destas situações encontra-se na figura 4.29 e refere-se ao dia 29, entre as 17:31 h e as 17:46 h (16 minutos).

Analisando a figura 4.29 b) verifica-se que entre os 4 e os 5 minutos surgiu uma rajada de 7 m/s, pelo que seria espectável que o sistema de eixo horizontal produzisse mais potência que o de eixo vertical. Todavia, verifica-se que tal não ocorre. A razão deve-se à forte turbulência do vento.

Analisando a figura 4.29 c) denota-se que no período de análise, entre os 4 e os 5 minutos, a direção do vento muda bruscamente. Tal obriga que o sistema de eixo horizontal esteja constantemente a ajustar o seu ângulo e, durante estes ajustamentos, não é gerada força de sustentação nas pás, ou seja, a turbina não está em rotação. No intervalo entre 1 e 1,5 minutos a velocidade do vento atinge os 6 m/s. Todavia verifica-se, novamente, a situação onde o sistema de eixo vertical produz mais potência e pela figura 4.29 c) é notória a ocorrência de forte variação da direção do vento. Já no intervalo entre

1,5 e 3 minutos é notório que ocorre a estabilização da direção do vento. Tal permite que o sistema de eixo horizontal inicie a produção de energia, sendo esta superior à gerada pelo sistema de eixo vertical.

Entre os 12 e os 13 minutos verifica-se, novamente, um período de grande turbulência, fazendo com que o sistema de eixo horizontal não produza energia. Todavia, no período que decorre entre os 8 e os 9 minutos o sistema de eixo horizontal inicia a sua produção, visível na figura 4.29 a), estando a ocorrer alguma variação da direção do vento, visível na figura c). Desta forma determina-se que com baixa turbulência o sistema não é significativamente afetado. Esta análise corrobora os resultados apresentados na figura 4.23.

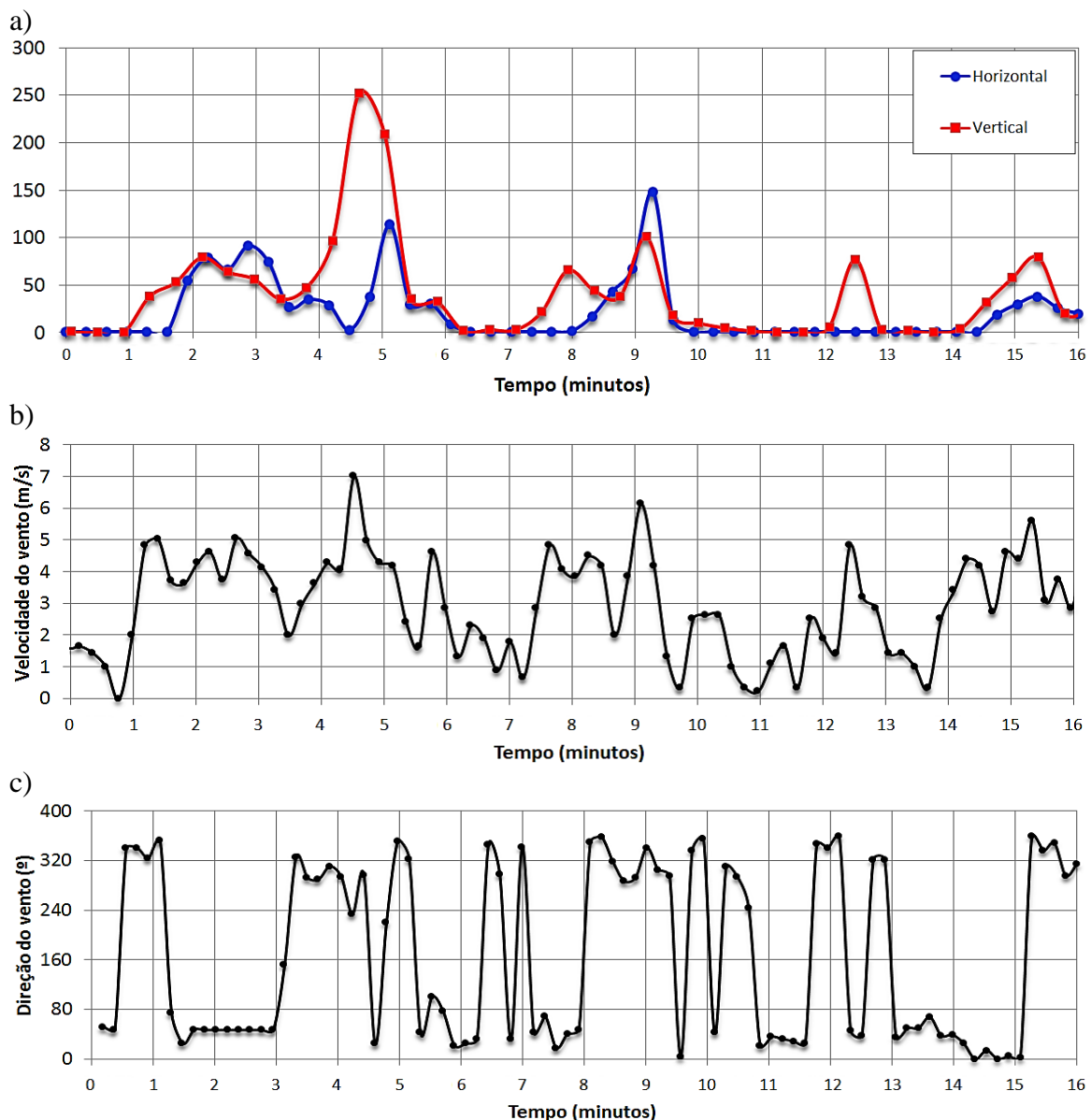


Figura 4.29: Análise ao período entre as 17:31 h e as 17:46 h do dia 28, a) comparação entre a potência produzida pelo sistema de eixo horizontal e o sistema de eixo vertical, b) velocidade do vento e c) direção do vento.

4.2.2- Estimativa para a média da produção de potência ao fim de um ano

Por fim pretende-se realizar uma estimativa para o comportamento dos sistemas ao longo de um ano. Para tal usou-se os dados do vento do local onde se realizou a montagem dos sistemas, disponíveis em [134], sendo estes referentes ao período entre 1 de Fevereiro de 2012 e 1 de Fevereiro de 2013.

Todavia o uso direto dos dados obtidos não proporciona uma boa estimativa para a análise pretendida pelo que se pretende realizar uma determinação teórica da curva esperada. Para tal usou-se a distribuição de *Weibull* pois é uma das que mais se adequa à análise da velocidade do vento [148]. Segundo esta a probabilidade do vento ter o valor U é [149]

$$P(U) = \frac{K}{C} \exp \left[- \left(\frac{U}{C} \right)^K \right] \left(\frac{U}{C} \right)^{K-1} \quad (4.3)$$

onde C é o parâmetro de escala de *Weibull*, definido por [149]

$$C = \frac{2\bar{U}}{\sqrt{\pi}} \quad (4.4)$$

e K é o parâmetro de forma de *Weibull*. O último é, tipicamente, estimado empiricamente podendo ser usada a aproximação inicial [149]

$$K = \frac{3C^3\sqrt{\pi}}{2\bar{U}^3} \quad (4.5)$$

Pelos dados experimentais determinou-se que a velocidade média do vento, \bar{U} , ao longo do ano é 1,471 m/s logo por 4.4 $C=1,66$ m/s e por 4.5 $K=3,812$.

Continuamente verificou-se que a potência média disponível pelo vento é de 22,16 W/m² e gerando a distribuição de *Weibull* dos dados conclui-se que o valor indicado é de 5,2 W/m². Seguidamente efetuou-se uma análise numérica alterando o valor de K até que a potência prevista seja igual à obtida. Tal ocorre quando este é 1,127.

As curvas de distribuição obtidas encontram-se representadas na figura 4.29. Verifica-se que existe uma boa correlação entre as curvas e que os resultados estão de acordo com o estudo [149], onde os dados da região do Funchal a 50 m do nível do mar, medidos no Observatório Meteorológico do Funchal, estão na figura 4.30.

Ao multiplicar a distribuição de potência teórica, indicada pela distribuição de *Weibull*, pela eficiência e pela área dos sistemas determinou-se que é esperado que o sistema vertical produza uma potência média de 23,64 mW e o horizontal de 22,27 mW. Ou seja, determina-se que o primeiro é ligeiramente melhor que o segundo para a região onde os sistemas foram instalados. Tal deve-se ao facto da maior parte do tempo a velocidade do vento ser inferior a 4 m/s que é a zona onde o vertical tem maior eficiência e o sistema horizontal compensa a sua produção aquando da ocorrência de ventos mais fortes (quando é mais eficiente).

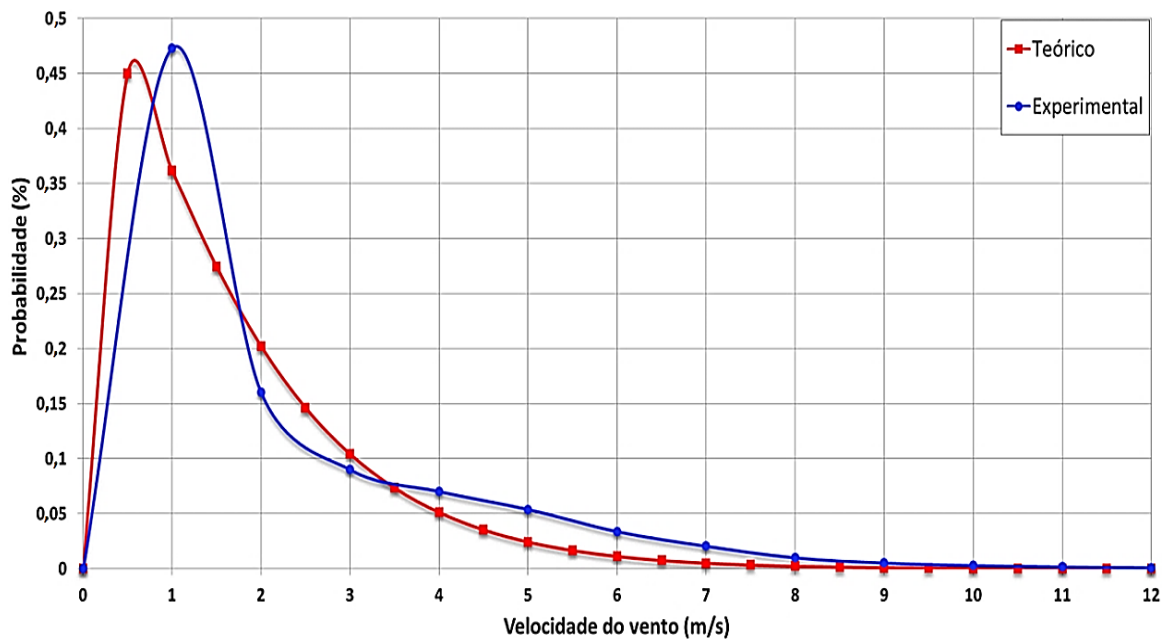


Figura 4.29: Curvas de distribuição da análise da velocidade do vento.

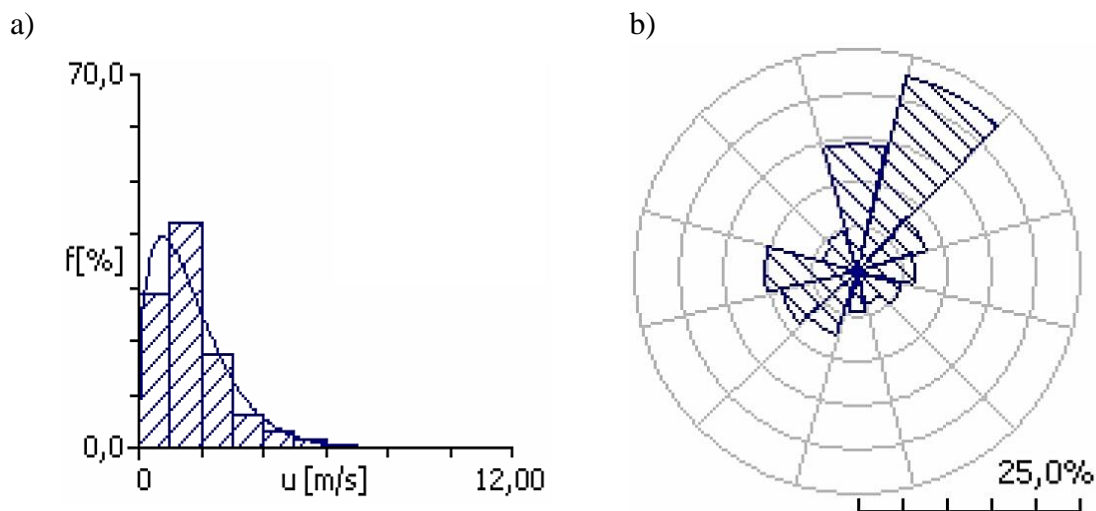


Figura 4.30: Análise à velocidade do vento na região do Funchal, a) curva de distribuição e b) diagrama polar [149].

Deste modo ambos os sistemas são capazes de produzir a energia necessária para manter o funcionamento de uma rede de sensores sem fios por um longo período pois a potência produzida é suficiente para alimentar a carga e carregar a bateria.

Com base no trabalho realizado efetuou-se uma publicação de um artigo em parceria com o orientador da tese, professor Joaquim Azevedo, na revista *AIMS Energy*, publicado a 31 de Julho de 2015 na edição especial *Energy Harvesting for Remote Power*, intitulado *Small scale wind energy harvesting with maximum power tracking* [146] (doi: 10.3934/energy.2015.3.297), disponível em [150]. O artigo encontra-se presente no anexo J.

5- Conclusões e trabalhos futuros

Neste capítulo pretende-se apresentar as conclusões alcançadas após a elaboração do trabalho e indicar possíveis trabalhos futuros baseados no que foi estudado.

5.1- Conclusão

Este trabalho surgiu com o objetivo de realizar investigação numa área de produção de energia de pequena escala, ainda muito pouco estudada, mais concretamente a produção de energia elétrica a partir de energia eólica para alimentar nós sensores das redes de sensores sem fios.

Para tal o trabalho passou por diversas fases que culminaram na escrita do relatório final com os resultados alcançados. Primeiramente efetuou-se uma revisão bibliográfica para se determinar o que já foi realizado na área da captação de energia para redes de sensores sem fios. Averiguou-se qual é o estado da arte das turbinas eólicas para microprodução, dos geradores síncronos e dos conversores DC-DC de potência.

Desta forma, determinou-se que o estudo deveria passar pela implementação em ambiente real de dois sistemas, um baseado numa turbina de eixo vertical e outro numa de eixo horizontal, de forma a se averiguar quais são as suas capacidades para a produção de energia em pequena escala. Para tal, passou-se ao ponto seguinte onde se efetuou o projeto das turbinas, dos geradores, dos conversores DC-DC e dos sistemas de controlo e monitorização.

Após o projeto dos sistemas seguiu-se a fase de testes, onde primeiramente realizou-se simulações dos diversos elementos de forma a averiguar o comportamento previsto. Mais concretamente usou-se CFD para estudar as turbinas, analisou-se o fluxo que os geradores irão produzir e dimensionou-se um simulador que permite simular o comportamento geral do sistema, desde a análise da rotação da turbina isolada, à turbina com o gerador e uma carga e por fim o sistema completo com o conversor DC-DC e o controlo. Também se estudou isoladamente vários conversores DC-DC para se determinar qual é o mais adequado para a aplicação pretendida.

Continuamente passou-se para a fase de testes experimentais onde foram elaboradas medições num túnel de vento de forma a corroborar os resultados obtidos pelos simuladores, tendo-se analisado o coeficiente de potência das turbinas e o desempenho dos sistemas com e sem conversor de potência (analisou-se os conversores elevador e redutor-elevador inversor).

Os sistemas foram colocados no exterior de forma a determinar qual é o comportamento em ambiente real exposto às condições climáticas e às variações contínuas da velocidade e da direção do vento. Efetuaram-se as análises ao longo de um dia com grande variação da velocidade do vento, ao longo de uma semana com ventos fracos e ao longo de um mês típico. Posteriormente estipulou-se qual é o comportamento esperado para a produção anual.

Na análise ao estado da arte verificou-se que os *airfoils* das turbinas de eixo horizontal determinam de forma significativa o seu desempenho, sendo necessário diminuir as forças de arrasto e maximizar as de sustentação. Ou seja, o objetivo é usar pás baseadas em números de Reynolds elevados.

Todavia a aplicação em pás de pequena dimensão gera bolhas de separação laminar diminuindo de forma significativa a eficiência da turbina, pelo que as pás devem ser finas e o fluxo de ar deve passar por toda a superfície da pá. Tal foi verificado por simulações no *ANSYS* onde se estudaram os *airfoils* BW3 e S1223, tendo-se concluído que apresentam sensivelmente o mesmo desempenho, em relação ao rácio L/D, mas a produção do segundo é significativamente mais simples.

Já em termos da turbina de eixo horizontal verificou-se que, para a dimensão das turbinas usadas, é melhor usar seis pás, devido ao maior binário que permite contrariar as perdas devido ao atrito, com ângulo de ataque de seis graus. Também observou-se que pás com 7,5 cm de comprimento apresentam a maior eficiência para a configuração anteriormente descrita. Outro ponto interessante é a progressão verificada experimentalmente no coeficiente de potência da turbina com três pás com o aumento do comprimento da pá.

Determinou-se por simulação que a torção da turbina de eixo vertical analisada melhora a sua eficiência e que quanto maior for a rotação maior é a velocidade do vento para a qual o coeficiente de potência é máximo. Esta turbina tem mais eficiência quando são usadas duas pás e o rácio entre a altura e largura é de 2, com razão de sobreposição de 0,3. Ao comparar os resultados teóricos com os obtidos experimentalmente concluiu-se que existe uma discrepância significativa nas velocidades mais baixas do vento. Tal deve-se ao facto do simulador não ter em conta as perdas devido aos atritos do sistema, pelo que quando a velocidade do vento aumenta estas perdas diminuem a sua relevância pelo que os resultados aproximam-se.

Determinou-se que o processo de projeto dos geradores é adequado pois produzem experimentalmente os resultados esperados. Também verificou-se pelo simulador FEMM que o comportamento magnético está em concordância com o indicado pelas expressões teóricas.

Posteriormente efetuou-se as simulações do sistema no *simulink* onde verificou-se que na carga da máxima transferência de potência, e para cargas próximas desta, o conversor DC-DC piora o desempenho do sistema. Contudo, para as restantes cargas ocorre uma melhoria muito significativa do desempenho, sucedendo um nivelamento da curva de potência. Outro benefício do uso do conversor é a introdução de sistemas de segurança por *software* que permitem proteger a carga quando a potência produzida é demasiado elevada.

Ao comparar os sistemas de eixo vertical e de eixo horizontal sem o conversor de potência determinou-se que, para os sistemas projetados, o primeiro produz maior potência para ventos inferiores a 4 m/s. Todavia acima de este valor, o sistema horizontal

é superior devido ao maior coeficiente de potência da turbina horizontal. Já em termos de eficiência o horizontal é sempre mais eficiente que o vertical e deve-se, novamente, ao coeficiente de potência do primeiro ser sempre superior.

A eficiência do conversor elevador está fortemente dependente da resistência da bobina, do ESR do condensador e da queda de tensão no díodo. É difícil melhorar os dois primeiros pois é necessário recorrer a componentes de maior dimensão e de maior custo. Já o terceiro pode ser melhorado ao substituir o díodo por um interruptor com baixas perdas parasitas. Tal também é válido para melhorar a ponte retificadora que é baixa para ventos inferiores a 3 m/s. Todavia é necessário acrescentar lógica de controlo para controlar os interruptores aumentando a complexidade do circuito.

Outro ponto relevante é que os conversores de potência para a aplicação em causa devem ser simples e possuir poucos componentes que possam introduzir perdas parasitas pois estas irão influenciar fortemente o sistema a baixas velocidades do vento quando existe menos potência disponível. Também determinou-se que o uso de compensação no controlo é extremamente importante para manter os conversores estáveis. Ao comparar os conversores redutor-elevador inversor e elevador concluiu-se que apresentam desempenho semelhante até aos ventos de 5 m/s. A partir destes a eficiência do primeiro diminui significativamente em comparação com o segundo.

Em relação à eficiência global verifica-se que a do sistema de eixo horizontal (12%) é sempre superior à do sistema de eixo vertical (5,4%) e que o elemento que mais contribui para estes valores é a eficiência da turbina. Esta é fortemente influenciada a baixas velocidades de vento pela qualidade dos rolamentos usados, sendo importante que estes apresentem o menor atrito possível à rotação da turbina.

Relativamente aos testes em ambiente real determinou-se que para o local onde os sistemas foram instalados, a velocidade média do vento ao longo do ano é relativamente baixa, inferior a 2 m/s. Todavia os períodos de vento mais forte são suficientes para manter o funcionamento de ambos os sistemas e carregar a bateria. Tal foi notório tanto no teste de cinco dias como no de um mês de funcionamento contínuo.

Destas análises concluiu-se que o desempenho dos sistemas é muito semelhantes, sendo o horizontal mais adequado quando existe pouca turbulência e a velocidade do vento é superior a 4,5 m/s. Já o vertical só é melhor para ventos inferiores a 4,5 m/s mas tem a vantagem de não ser afetado pela turbulência, que pode ser muito significativa em regiões urbanas.

O mais relevante é que a potência produzida pelos sistemas em ambiente real é suficiente para alimentar a carga e carregar a bateria, mesmo com ventos fracos, tendo-se alcançado o objetivo de determinar se a energia eólica é adequada para alimentar redes de sensores sem fios. Desta forma, confirma-se que os aerogeradores são uma boa alternativa aos painéis fotovoltaicos para fornecer energia às redes de sensores sem fios.

5.2- Trabalhos futuros

Após a conclusão deste trabalho determinou-se que existem vários elementos que ainda devem ser estudados, nomeadamente:

- Analisar vários tipos de *airfoils* para determinar qual é o mais adequado para a microprodução com turbinas de muito pequena dimensão;
- Averiguar qual é a melhor geometria para a pá, em relação à sua altura, largura e espessura para as turbinas horizontais;
- Verificar experimentalmente qual é a melhor torção para a turbinas de eixo vertical analisada e qual é o melhor ângulo de ataque para a turbina de eixo horizontal;
- Testar outras turbinas de eixo vertical para determinar se são adequadas à microprodução;
- Estudar se o uso de turbinas de eixo vertical com vários níveis é adequado para as aplicações analisadas;
- Testar outros tipos dos geradores para verificar qual é o mais adequado para a microprodução de energia;
- Tentar melhorar a eficiência da ponte retificadora e do conversor de potência DC-DC substituindo os díodos por interruptores;
- Verificar se existe outro conversor DC-DC que se adeque à microprodução de energia eólica às velocidades de vento analisadas;
- Testar os aerogeradores em outros locais com diferentes velocidades médias de vento e diferentes condições climatéricas para verificar os resultados obtidos;
- Verificar se o uso de baterias de 2,4 V com conversor elevador para alimentar a carga apresenta melhor desempenho;
- Averiguar o funcionamento do sistema por um período mais alargado (um ano) para confirmar se este é capaz de suportar a exposição aos elementos.

6- Bibliografia

- [1] H. Karl e A. Willing, *Protocols and Architectures for Wireless Sensor Networks*, 1º ed., John Wiley & Sons, 2007.
- [2] Libelium, “Libelium Smart World Infographic: Sensors for Smart Cities, Internet of Things and beyond,” [Online]. Available: <http://www.sensor-networks.org/index.php?page=1309909921>. [Acedido em 14 Agosto 2014].
- [3] R. Biradar, V. Patil, S. Sawant e M. R., “CLASSIFICATION AND COMPARISON OF ROUTING PROTOCOLS IN WIRELESS SENSOR NETWORKS,” *UbiCC Journal*, vol. 4, pp. 704-711, 2009.
- [4] D. Niyato, E. Hossain, M. Rashid e V. Bhargava, “Wireless sensor networks with energy harvesting technologies: a game-theoretic approach to optimal energy management,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 14, n.º 4, pp. 90 - 96, Agosto 2007.
- [5] Y. Tan e S. Panda, “Self-Autonomous Wireless Sensor Nodes With Wind Energy Harvesting for Remote Sensing of Wind-Driven Wildfire Spread,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 80, n.º 4, pp. 1367-1377, Janeiro 2011.
- [6] Z. Wan, Y. Tan e C. Yuen, “Review on energy harvesting and energy management for sustainable wireless sensor networks,” em *2011 IEEE 13th International Conference on Communication Technology*, Jinan, China, 25-28 Setembro. 2011.
- [7] Y. Tan e S. Panda, “Review of Energy Harvesting Technologies for Sustainable Wireless Sensor Network,” *Sustainable wireless sensor networks*, pp. 1-30, 2010.
- [8] G. Zhou, L. Huang, W. Li e Z. Zhu, “Harvesting Ambient Environmental Energy for Wireless Sensor Networks: A Survey,” *Journal of Sensors*, vol. 2014, pp. 1-20, 2014.
- [9] University Battery, “What’s the Best Battery?,” [Online]. Available: http://batteryuniversity.com/learn/article/whats_the_best_battery. [Acedido em 16 Agosto 2014].
- [10] R. Faludi, *Building Wireless Sensor Networks*, 1º ed., O’Reilly Media, 2011.
- [11] A. Awang e M. Suhaimi, “RIMBAMON©: A forest monitoring system using wireless sensor networks,” em *International Conference on Intelligent and Advanced Systems, 2007*, Kuala Lumpur, Malásia, Novembro 2007.

- [12] T. Soisoonthorn e S. Rujipattanapong, “Deforestation detection algorithm for wireless sensor networks,” em *International Symposium on Communications and Information Technologies, 2007*, Sydney, Austrália, Outubro 2007.
- [13] A. Toledano-Ayala, G. Herrera-Ruiz, G. Soto-Zarazúa, E. Rivas-Araiza, R. Trujillo e R. Porrás-Trejo, “Long-Range Wireless Mesh Network for Weather Monitoring in Unfriendly Geographic Conditions,” *Sensors*, vol. 11, pp. 7141-7161, Julho 2011.
- [14] A. Ghobakhlou, S. Shanmuganthan e P. Sallis, “Wireless Sensor Networks for Climate Data Management Systems,” em *18th World IMACS / MODSIM Congress*, Cairns, Austrália, Julho 2009.
- [15] C. Yawut e S. Kilaso, “A Wireless Sensor Network for Weather and Disaster Alarm Systems,” em *2011 International Conference on Information and Electronics Engineering*, Bangkok, Tailândia, Maio 2011.
- [16] D. Doolin, N. Sitar e S. Glaser, “Software Architecture for GPS-enabled Wildfire Sensorboard,” em *Symposium on Smart Structures & Materials*, San Diego, California, Março 2005.
- [17] D. Doolin e N. Sitar, “Wireless sensors for wildfire monitoring,” em *Symposium on Smart Structures & Materials*, San Diego, California, Março 2005.
- [18] M. Hefeeda e M. Bagheri, “Wireless Sensor Networks for Early Detection of Forest Fires,” em *IEEE Internatonal Conference on Mobile Adhoc and Sensor Systems, 2007*, Pisa, Itália, Outubro 2007.
- [19] U. Ganesh, M. Anand, S. Arun, M. Dinesh, P. Gunaseelan e R. Karthik, “Forest Fire Detection Using Optimized Solar – Powered Zigbee Wireless Sensor Networks,” *International Journal of Scientific & Engineering Research*, vol. 4, n.º 6, pp. 586-596, Julho 2013.
- [20] J. Zhang, W. Li, N. Han e J. Kan, “Forest fire detection system based on a ZigBee wireless sensor network,” *Frontiers of Forestry in China*, vol. 3, n.º 3, pp. 586-596, Setembro 2008.
- [21] P. Jadhav e V. Deshmukh, “Forest Fire Monitoring System Based On ZIG-BEE Wireless Sensor Network,” *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, vol. 2, n.º 12, pp. 187-191, Dezembro 2012.
- [22] M. Rodrigues, J. Azevedo, T. Braga e F. Santos, “Improving Autonomy of Wireless Sensor Networks used in Water Resources Optimization,” em *International Conference on Wireless Communication and Sensor Networks*, Paris,

França, 28 Julho 2010.

- [23] H. Bogen, M. Herbst, J. Huisman, U. Rosenbaum, A. Weuthen e H. Vereecken, “Potential of Wireless Sensor Networks for Measuring Soil Water Content Variability,” *Potential of Wireless Sensor Networks for Measuring Soil Water Content Variability*, vol. 9, n.º 4, pp. 1002-1013, Novembro 2010.
- [24] C. Figueiredo, E. Nakamura e A. Ribas, “Assessing the Communication Performance of Wireless Sensor Networks in Rainforests,” em *IEEE 2009 2nd. IFIP Wireless Days*, Paris, França, 15-17 Dezembro 2010.
- [25] S. Cheung, *Traffic Surveillance by Wireless Sensor Networks Vehicle Detection, Classification and Re-Identification by Wireless Sensor Networks*, 1º ed., VDM Verlag Dr. Mueller e.K., 2008.
- [26] T. Bokareva, W. Hul, S. Kanhere, B. Ristic, N. Gordon, T. Bessell, M. Rutten e S. Jha, “Wireless Sensor Networks for Battlefield Surveillance,” em *Land Warfare Conference 2006*, Brisbane, Austrália, Outubro 2006.
- [27] I. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam e E. Cayirci, “Wireless sensor networks: a survey,” *Computer Networks: The International Journal of Computer and Telecommunications Networking*, vol. 38, n.º 4, pp. 393-422, Março 2002.
- [28] G. Anastasi, M. Conti e M. Di Francesco, “Extending the lifetime of wireless sensor networks through adaptive sleep,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 5, n.º 3, pp. 351-365, Agosto 2009.
- [29] L. Oliveira e J. Rodrigues, “Wireless Sensor Networks: a Survey on Environmental Monitoring,” *Journal of Communications*, vol. 6, n.º 2, pp. 143-151, Abril 2011.
- [30] N. Pantazis, S. Nikolidakis e D. Vergados, “Energy-efficient routing protocols in wireless sensor networks: a survey,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 15, n.º 2, pp. 551-591, Julho 2012.
- [31] T. Burton, D. Sharpe, N. Jenkins e E. Bossanyi, *Wind energy handbook*, 1º ed., (John Wiley and Sons, 2001).
- [32] S. Bisoyi, R. Jarial e R. Gupta, “MODELING AND CONTROL OF VARIABLE SPEED WIND TURBINE EQUIPPED WITH PMSG,” *International Journal of Emerging Technologies in Computational*, vol. 6, n.º 1, pp. 56-62, September-November 2013.
- [33] NTN corporation, “Ball and Roller Bearings,” 2001.
- [34] D. Halliday, R. Resnick e J. Walker, *Principles of Physics*, 9º ed., John Wiley &

Sons, 2011..

- [35] S. Samanvorakij e P. Kumkratug, “Modeling and Simulation PMSG based on Wind,” em *2nd International Conference on Advances Information Technology*, Bangkok, Tailândia, 6-7 Abril 2013.
- [36] PED4-1038B, “Sensorless vector control of PMSG for wind turbine applications,” Aalborg, Dinamarca, 2009.
- [37] J. Azevedo e F. Santos, “Energy harvesting from wind and water for autonomous wireless sensor nodes,” *IET Circuits Devices Syst*, vol. 6, n.º 6, pp. 413-420, Agosto 2012.
- [38] Z. Zhao, Y. Zheng, X. Xu, W. Liu e G. Hu, “Research on the Improvement of the Performance of Savonius Rotor Based on Numerical Study,” em *Sustainable Power Generation and Supply 2009*, Nanjing, China, 6-7 Abril 2009.
- [39] B. Sorensen, *Renewable Energy its physics, engineering, environmental impacts, economics & planning*, 3º ed., Elsevier Academic Press, 2004.
- [40] E. Hau, *Wind Turbines Fundamentals, Technologies, Application, Economics*, Springer, 2013.
- [41] A. Fiedler e S. Tullis, “Blade Offset and Pitch Effects on a High Solidity Vertical Axis Wind Turbine,” *Wind Engineering*, vol. 33, n.º 3, pp. 237-246, Novembro 2009.
- [42] R. Castro, “INTRODUÇÃO À ENERGIA EÓLICA,” [Online]. Available: http://esa.ipb.pt/~jpmc/ArquivoEA/Eolica_ed2p1.pdf. [Acedido em 30 Junho 2015].
- [43] O. Song e W. Lubitz, “Design and Testing of a New Small Wind Turbine Blade,” *Journal of Solar Energy Engineering*, vol. 136, n.º 3, pp. 3-6, Janeiro 2014.
- [44] mh-aerotoools, “JavaProp Users Manual,” [Online]. Available: http://www.mh-aerotoools.de/airfoils/jp_users_manual.htm. [Acedido em 2015 Julho 1].
- [45] M. Selig, C. Lyon, C. Carroll, P. Giguere, A. Broeren e A. Broeren, “Newsletter of the UIUC Low-Speed Airfoi lTests,” University of Illinois, Dezembro 1997.
- [46] T. Mueller, *Low Reynolds Number Aerodynamics*, 1º ed., Springer, 1989.
- [47] J. Manwell, J. McGowan e A. Rogers, *Wind Energy Explained – Theory, Design and Application*, 1º ed., John Wiley & Sons, 2002.

- [48] S. Miley, “A catalog of low Reynolds number airfoil data for wind turbine applications,” United States Department of Energy, Fevereiro, 1982.
- [49] J. Bertin, *Aerodynamics for Engineers*, 4^o ed., Prentice Hall, 1994.
- [50] H. Shah, s. Mathew e c. Lim, “A Novel Low Reynolds Number Airfoil Design for Small Horizontal Axis Wind Turbines,” *WIND ENGINEERING*, vol. 38, n.º 4, pp. 377-392, Agosto 2014.
- [51] A. Rodríguez, A. Rodríguez e M. Payán, “Estimating Wind Turbines Mechanical Constants,” em *International Conference on Renewable Energy and Power Quality 2007*, Sevilha, Espanha, Março 2007.
- [52] R. Hannes, “HAWT versus VAWT: Small VAWTs find a clear niche,” *REFOCUS*, vol. 4, n.º 4, p. 44–46, Julho 2003.
- [53] Bielorrussian web portal on renewable energy, “Wind energy overview,” [Online]. Available: <http://re.energybel.by/en/renewable-energy-technologies/wind/>. [Acedido em Julho 1 2015].
- [54] Herzogenaurach, “Wind Energy,” [Online]. Available: http://www.herzogenaurach.de/_ilse/wind/wind4e.html. [Acedido em 1 Julho 2015].
- [55] N. Mahmoud, A. El-Haroun, E. Wahba e M. Nasef, “An experimental study on improvement of Savonius rotor performance,” *Alexandria Engineering Journal*, vol. 51, n.º 1, pp. 19-25, Agosto 2012.
- [56] A. Alexander e B. Holownia, “WIND TUNNEL TESTS ON A SAVONIUS ROTOR,” *Journal of Industrial Aerodynamics*, vol. 3, n.º 4, pp. 343-351, 1978.
- [57] A. Kadam e S. Patil, “A Review Study On Savonius Wind Rotor for Accessing the Power Performance,” *IOSR Journal of Mechanical and Civil Engineering*, vol. 5, pp. 18-24, 2013.
- [58] J. Menet e N. Bourabaa, “INCREASE IN THE SAVONIUS ROTORS EFFICIENCY VIA A PARAMETRIC INVESTIGATION,” em *European Wind Energy Conference & Exhibition 2004*, Londres, Reiono Unido, 22-25, Novembro, 2004.
- [59] U. Saha, S. Thotla e D. Maity, “Optimum design configuration of Savonius rotor through wind tunnel experiments,” *Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics*, vol. 96, n.º 8-9, p. 1359–1375, Agosto-Setembro 2009.
- [60] M. Ali, “Experimental Comparison Study for Savonius Wind Turbine of Two & Three Blades At Low Wind Speed,” *International Journal of Modern Engineering*

Research, vol. 3, n.º 5, pp. 2978-2986, Setembro-Outubro 2013.

- [61] Sscienceworld, “Moment of Inertia-Cylinder,” [Online]. Available: <http://scienceworld.wolfram.com/physics/MomentofInertiaCylinder.html>. [Acedido em 2014 Novembro 20].
- [62] A. Ambekar, *Mechanism and Machine Theory*, 1º ed., PHI Learning, 2007.
- [63] S. Chakraborty, M. Simões e W. Kramer, *Power Electronics for Renewable and Distributed Energy Systems: A Sourcebook of Topologies, Control and Integration*, 1º ed., Springer Science & Business Media, 2013.
- [64] J. Earnest e T. Wizelius, *Wind Power Plants and Project Development*, 1º ed., PHI Learning, 2011.
- [65] G. Kastinger e A. Schumacher, “Reducing torque ripple of transverse flux machines by structural designs,” em *Power Electronics, Machines and Drives, 2002*, Bath, Reino Unido, 4-7, Junho, 2002.
- [66] Y. Chen, P. Pillay e A. Khan, “PM wind generator topologies,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, n.º 6, pp. 1619-1626, Novembro, 2005.
- [67] S. Umans, A. Fitzgerald e C. Kingsley’s, *Electric Machinery*, 7º ed., McGraw-Hill, 2014.
- [68] G. Pellegrino, A. Vagati, p. Guglielmi e B. Boazzo, “Performance Comparison Between Surface-Mounted and Interior PM Motor Drives for Electric Vehicle Application,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, n.º 2, pp. 803-811, Maio 2011.
- [69] J. Paiva, *Redes de Energia Elétrica uma análise sistémica*, 3º ed., IST press, 2011.
- [70] A. Machado, “ANÁLISE COMPARATIVA DOS ENROLAMENTOS CAMADA MISTA E DUPLA,” Seção de Desenvolvimento do Produto - WMO, 2011.
- [71] B. Simões e H. Pereira, “Influência das Técnicas de Bobinagem no Conteúdo Harmônico em Máquinas de Corrente Alternada Senoidal,” Universidade Federal de Viçosa, Viçosa, Brasil, 1989.
- [72] K&J Magnetics, “Surface Fields 101,” [Online]. Available: <https://www.kjmagnetics.com/blog.asp?p=surface-fields-101>. [Acedido em 20 Agosto 2014].
- [73] H. Toliyat e G. Kliman, *Handbook of Electric Motors*, 2º ed., CRC Press, 2004.

- [74] J. Hendershot e T. Miller, *Design of Brushless Permanent-Magnet Motors*, 1° ed., Motor Design Books LLC, 1994.
- [75] J. Grainger e W. Stevenson, *Power System Analysis*, 1° ed., McGraw-Hil, 1994.
- [76] P. Pejovic, *Three-phase Diode Rectifiers With Low Harmonics: Current Injection Methods (power Electronics And Power Systems)*, 1° ed., Springer, 2007.
- [77] A. Sedra e K. Smith, *Microelectronic Circuits*, 6° ed., Oxford University Pres, 2011.
- [78] V. Salas, E. Olias, A. Barrado e A. Lazaro, “Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems,” *Solar Energy Mater and Solar Cells*, vol. 90, n.º 11, pp. 1555-1578, Julho 2006.
- [79] D. Morales, “Maximum Power Point Tracking Algorithms for Photovoltaic Applications,” Universidade de Aalto, Espoo, Finlândia, 2010.
- [80] N. Mohan, T. Undeland e W. Riobbins, *Power Electronics Converters, Applications and Design*, 3° ed., John Wiley & Sons, 2006.
- [81] D. Hart, *Power Electronics*, 1° ed., McGraw-Hill, 2010.
- [82] M. Rashid, *Power Electronics Handbook Devices, Circuits, and Applications*, 3° ed., Pearson, 2011.
- [83] F. Mazda, *Power Electronics Handbook*, Elsevier, 1997.
- [84] R. Erickson e D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 1° ed., Springer Science & Business Media, 2007.
- [85] Texas Instruments, “Designing DC/DC converters based on ZETA topology,” 2010.
- [86] ANALOG DEVICES, “More Boost with Less Stress: the SEPIC Multiplied Boost Converter,” 2012.
- [87] F. Simjee e P. Chou, “Efficient charging of supercapacitors for extended lifetime of wireless sensor nodes,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, n.º 3, pp. 1526-1536, Maio 2008.
- [88] Y. Tan e S. Panda, “Optimized Wind Energy Harvesting System Using Resistance Emulator and Active Rectifier for Wireless Sensor Nodes,” *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 26, n.º 1, pp. 38-50, Janeiro 2011.

- [89] C. Park e P. Chou, “AmbiMax: Autonomous Energy Harvesting Platform for Multi-Supply Wireless Sensor Nodes,” em *Annual IEEE Communications Society on Sensor and Ad Hoc Communications and Networks*, Virginia, Estados Unidos da América, 28, Setembro, 2006.
- [90] R. Morais, S. Matos, M. Fernandes, A. Valente, S. Soares, P. Pereira e M. Reis, “Sun, wind and water flow as energy supply for small stationary data acquisition platforms,” *Computers and Electronics in Agriculture*, vol. 64, n.º 2, pp. 120-132, Dezembro 2008.
- [91] J. Park, H. Jung, H. Jo e B. Spencer, “Feasibility Study of Micro-Wind Turbines for Powering Wireless Sensors on a Cable-Stayed Bridge,” *MDPI: Energies*, vol. 5, pp. 3450-3464, 2012.
- [92] R. Myers, M. Vickers, H. Kim e S. Priya, “Small scale windmill,” *APPLIED PHYSICS LETTERS*, vol. 90, pp. 1-3, Julho 2007.
- [93] D. Ramasur e G. Hancke , “A wind energy harvester for low power Wireless Sensor Networks,” em *2012 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference*, Graz, Áustria, 13-16, Maio, 2012.
- [94] M. Lallart, S. Priya, S. Bressers e D. Inman, “Small-scale Piezoelectric Energy Harvesting Devices Using Low-energy-density Sources,” *Journal of the Korean Physical Society*, vol. 57, n.º 4, pp. 947-951, Outubro 2007.
- [95] D. Leung, Y. Deng e M. Leung, “Design Optimization of a Cost-Effective Micro Wind Turbine,” em *Proceedings of the World Congress on Engineering 2010*, Londres, Reino Unido, 30 Junho - 2 Julho, 2010.
- [96] K. Kim, H. Ji, Y. Kim, Q. Lu, J. Baek e R. Mieremet, “Experimental and Numerical Study of the Aerodynamic Characteristics of an Archimedes Spiral Wind Turbine Blade,” *Energies*, vol. 7, pp. 7893-7914, Novembro 2014.
- [97] S. Akbari, “Energy Harvesting for Wireless Sensor Networks Review,” em *2014 Federated Conference on Computer Science and Information Systems*, Warsaw, Polónia, 7-10, Setembro, 2014.
- [98] Airfoil Tools, “Airfoil plotter,” [Online]. Available: <http://airfoiltools.com/plotter/index>. [Acedido em 19 Novembro 2014].
- [99] ANSYS, “Products,” [Online]. Available: <http://www.ansys.com/Products>. [Acedido em 1 Julho 2015].
- [100] Autodesk, “Inventor,” [Online]. Available: <http://www.autodesk.com/products/inventor/overview>. [Acedido em 20 Maio

- 2015].
- [101] H. Mohd, *Wind Energy Systems: Solutions for Power Quality and Stabilization*, 1° ed., CRC Press, 2012.
- [102] RepRap, “Welcome to RepRap.org,” [Online]. Available: <http://reprap.org/>. [Acedido em 7 Agosto 2015].
- [103] Allegro, “A1301 and A1302 Continuous-Time Ratiometric Linear Hall Effect Sensors,” [Online]. Available: <http://www.farnell.com/datasheets/8247.pdf>. [Acedido em 19 Janeiro 2015].
- [104] E. Lysen, “Introduction to Wind Energy,” em *CWO 82-1*, Holanda, Maio, 1983.
- [105] Earth Observing Laboratory, “Wire Gauge and Current Limits,” [Online]. Available: https://www.eol.ucar.edu/rtf/facilities/isff/LOCAL_access_only/Wire_Size.htm. [Acedido em 20 Setembro 2014].
- [106] K&J Magnetics, “DCH2,” [Online]. Available: <https://www.kjmagnetics.com/proddetail.asp?prod=DCH2>. [Acedido em 29 Agosto 2014].
- [107] K&J Magnetics, “BC82,” [Online]. Available: <https://www.kjmagnetics.com/proddetail.asp?prod=BC82>. [Acedido em 5 Outubro 2014].
- [108] Finite Element Method Magnetics, “Documentation,” [Online]. Available: <http://www.femm.info/wiki/Documentation/>. [Acedido em 19 Junho 2015].
- [109] L. Livadaru, F. Lazăr, A. Simion, A. Munteanu, A. Malanciuc e S. Vlăsceanu, “PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINES WITH HALBACH ARRAY CONFIGURATIONS – A F.E.M. APPROACH,” *Buletinul AGIR*, vol. 4, pp. 17-22, Outubro/Dezembro 2011.
- [110] B. Ibtissam, M. Mourad, M. Amma e G. Fouzi, “Magnetic Field Analysis of Halbach Permanent Magnetic Synchronous Machine,” em *International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT'14)*, Sousse, Tunísia, 22-25, Março, 2014.
- [111] UPtoDOWN, “Google Sketchup,” [Online]. Available: <http://google-sketchup.br.uptodown.com/>. [Acedido em 1 Outubro 2014].
- [112] ON Semiconductor, “MBRA210LT3G,” [Online]. Available: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MBRA210LT3-D.PDF. [Acedido em

19 Janeiro 2015].

- [113] MURATA, “Bobbin Type Inductors,” [Online]. Available: <http://www.farnell.com/datasheets/1697186.pdf>. [Acedido em 30 Janeiro 2015].
- [114] LSY series, “MINIATURE ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS,” [Online]. Available: <http://www.farnell.com/datasheets/1514050.pdf>. [Acedido em 20 Janeiro 2015].
- [115] coilgun, “Coil Resistance Formula,” [Online]. Available: http://www.coilgun.eclipse.co.uk/coil_resistance_formula.html. [Acedido em 13 Agosto 2015].
- [116] FISICA.net, “Resistividade Elétrica,” [Online]. Available: [http://www.fisica.net/constantes/resistividade-eletrica-\(ro\).php](http://www.fisica.net/constantes/resistividade-eletrica-(ro).php). [Acedido em Setembro 30 20114].
- [117] L. Guo, J. Hung e R. Nelms, “Digital controller design for buck and boost converters using root locus techniques,” em *The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Virginia, Estados Unidos da América, 2-6, Novembro, 2003.
- [118] Mathworks, “Matlab,” [Online]. Available: <http://www.mathworks.com/products/matlab/>. [Acedido em 19 Agosto 2014].
- [119] S. Ang e A. Oliva, *Power-Switching Converters*, 2º ed., CRC Press, 2005.
- [120] C. Basso, “The Right-Half -Plane Zero, a Two-Way Control Path,” ON SEMICONDUCTOR FRANCE SAS, Toulouse, França, 2008.
- [121] C. Basso, *Designing Control Loops for Linear and Switching Power Supplies: A Tutorial Guid*, 1º ed., Artech House, 2012.
- [122] C. Phillips, J. Parr e E. Riskin, *SIGNALS, SYSTEMS AND TRANSFORMS*, 3º ed., Prentice Hall, 2003.
- [123] D. Berkey, *Calculus*, 2º ed., Saunders College Publishing, 1988.
- [124] K. Oldham, J. Myland e J. Spanier, *An Atlas of Functions: with Equator, the Atlas Function Calculator*, 1º ed., Springer Science & Business Media, 2010.
- [125] M. Kazmierkowski e R. Krishnan, *Control in Power Electronics: Selected Problems*, 1º ed., Academic Press, 2002.
- [126] Arduino, “Arduino Fio,” [Online]. Available:

- <https://www.arduino.cc/en/Main/ArduinoBoardFio>. [Acedido em 16 Agosto 2015].
- [127] Fairchild Semiconductor, “FDC645N,” [Online]. Available: <http://www.farnell.com/datasheets/300655.pdf>. [Acedido em 16 Agosto 2015].
- [128] OMRON, “Surface-mounting Relay G6J-Y,” [Online]. Available: http://www.omron.com/ecb/products/pdf/en-g6j_y.pdf. [Acedido em 3 Junho 2015].
- [129] Energizer, “NH15-2300,” [Online]. Available: <http://data.energizer.com/PDFs/nh15-2300.pdf>. [Acedido em 16 Agosto 2015].
- [130] Maxim Integrated, “MAX9928/MAX9929,” [Online]. Available: <http://www.mouser.com/ds/2/256/MAX9928F-MAX9929F-110982.pdf>. [Acedido em 16 Agosto 2015].
- [131] DIODES incorporated, “1N5817 - 1N5819,” [Online]. Available: <http://www.diodes.com/datasheets/ds23001.pdf>. [Acedido em 16 Agosto 2015].
- [132] Digi, “XBee,” [Online]. Available: <http://www.digi.com/lp/xbee/>. [Acedido em 13 Agosto 2015].
- [133] Digi, “X-CTU,” [Online]. Available: <http://www.digi.com/products/xbee-rf-solutions/xctu-software/xctu>. [Acedido em 13 Agosto 2015].
- [134] Universidade da Madeira, “Wireless Sensor Networks,” [Online]. Available: <http://www.cee.uma.pt/hardlab/wsgroup/wsn/>. [Acedido em 3 Agosto 2015].
- [135] Maxim integrated, “DS3232,” [Online]. Available: <http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/DS3232.pdf>. [Acedido em 16 Agosto 2015].
- [136] Arduino, “Download the Arduino Software,” [Online]. Available: <https://www.arduino.cc/en/Main/Software>. [Acedido em 1 Agosto 2015].
- [137] National Instruments, “Multisim,” [Online]. Available: <http://sine.ni.com/np/app/main/p/docid/nav-98/lang/pt/fmid/10811/>. [Acedido em 17 Agosto 2015].
- [138] vaedrah, “Diodes,” [Online]. Available: <http://vaedrah.angelfire.com/diodes.htm>. [Acedido em 17 Fevereiro 2015].
- [139] F. Roccaforte, F. La Via, V. Raineri, R. Pierobon e E. Zanoni, “Richardson’s constant in inhomogeneous silicon carbide Schottky,” *JOURNAL OF APPLIED PHYSICS*, vol. 93, n.º 2, pp. 9137-9144, 1 Junho 2003.

- [140] B. Baliga, *Advanced Power Rectifier Concepts*, 1º ed., Springer, 2009.
- [141] M. Yeganeh e S. Rahmatollahpur, “Barrier height and ideality factor dependency on identically produced small Au/p-Si Schottky barrier diodes,” *Journal of Semiconductors*, vol. 31, n.º 7, pp. 1-6, Julho 2010.
- [142] M. Woolley e J. Choi, “Paralleling CAPACITORS,” *0 PRINTED CIRCUIT DESIGN & FAB / CIRCUITS ASSEMBLY*, p. 20, Fevereiro 2011.
- [143] UnionBattery, “585460 LI-POLYMER BATTERY PACKS,” [Online]. Available: <https://www.sparkfun.com/datasheets/Batteries/UnionBattery-2000mAh.pdf>. [Acedido em 17 Agosto 2015].
- [144] Google, “maps,” [Online]. Available: <https://www.google.pt/maps/>. [Acedido em 24 Agosto 2015].
- [145] Google, “Google Earth,” [Online]. Available: <https://www.google.com/earth/>. [Acedido em 24 Agosto 2015].
- [146] J. Azevedo e F. Mendonça, “Small scale wind energy harvesting with maximum power tracking,” *AIMS Energy*, vol. 3, n.º 3, pp. 297-315, 31 Julho 2015.
- [147] Battery University, “What’s the Best Battery?,” [Online]. Available: http://batteryuniversity.com/learn/article/whats_the_best_battery. [Acedido em 16 Agosto 2014].
- [148] Y. Zuwei e A. Tuzuner, “Wind speed modeling and energy production simulation with Weibull sampling,” em *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, Pittsburgh, Estados Unidos da América, 2008.
- [149] Agência Regional da Energia e Ambiente da Região Autónoma da Madeira, “AVALIAÇÃO DO POTENCIAL ENERGÉTICO EÓLICO NA REGIÃO AUTÓNOMA DA MADEIRA,” Funchal, Agosto, 2005.
- [150] AIMS Press, “Small scale wind energy harvesting with maximum power tracking,” [Online]. Available: <http://www.aimspress.com/article/10.3934/energy.2015.3.297>. [Acedido em 19 Agosto 2015].
- [151] J. Hoebeke, I. Moerman, B. Dhoedt e P. Demeester, “An Overview of Mobile Ad Hoc Networks: Applications and Challenges,” *Journal of the Communications Network*, vol. 3, pp. 60-66, Julho 2004.
- [152] M. Frodigh, P. Johansson e P. Larsson, “Wireless ad hoc networking - The art of networking without a network,” *Ericsson Review*, vol. 4, pp. 248-263, 2000.

- [153] B. Hill, Cisco - The Complete Reference, 1º ed., McGraw-Hill, 2002.
- [154] J. Gutierrez, “IEEE Std. 802.15.4 Enabling Pervasive Wireless Sensor Networks,” Eaton Corporation, 2005.
- [155] Mitsubishi Electric, “Introduction to Technological/Product Trends in Mitsubishi Electric High-frequency/Optical Devices,” [Online]. Available: http://www.mitsubishielectric.com/semiconductors/triple_a_plus/technology/02/index2.html. [Acedido em 19 Agosto 2014].
- [156] ZigBee Alliance, “ZigBeeArchitecture Overview,” em *Embedded Systems Conference*, Silicon Valley, Estados Unidos da América, Abril 2006.
- [157] NXP, “IEEE 802.15.4 Stack User Guige,” *JN-UG-3024*, vol. 2.3, pp. 1-208, 2015.
- [158] S. Haykin, Communication Systems, 4º ed., John Wiley & Sons, 2001.
- [159] S. Farahani, ZigBee Wireless Networks and Transceivers, 1º ed., Newnes, 2011.
- [160] C. Balanis, Antenna Theory analysis and design, 3º ed., John Wiley & Sons, 2012.
- [161] ANACOM, “QUADRO NACIONAL DE ATRIBUIÇÃO DE FREQUÊNCIAS,” 2009.
- [162] J. Adams, “An introduction to IEEE STD 802.15.4,” em *2006 IEEE Aerospace Conference, Big Sky, Montana, Estados Unidos da América*, Big Sky, Montana, Estados Unidos da América, Março 2006.
- [163] M. Sharma, “Digital-to-analog conversion,” [Online]. Available: <http://sharmamonika95.blog.com/sample-page/analog-transmission/digital-to-analog-conversion/>. [Acedido em 30 Agosto 2014].
- [164] Texas Instruments, “CC2520 DATASHEET 2.4 GHZ IEEE 802.15.4/ZIGBEE® RF TRANSCEIVER,” 2007.
- [165] S. Scaglia, “Protocolo IEEE 802.15.4,” em *Simposio Argentino de Sistemas Embebidos 2012*, Buenos Aires, Argentina, Agosto 2012.
- [166] U. Harun, “General MAC Frame Formats,” [Online]. Available: <http://alkautsarpens.wordpress.com/2008/01/27/general-mac-frame-formats/>. [Acedido em 1 Setembro 2014].
- [167] L. Silva, O. Branquinho e R. Assumpção, “Mobility Impact on IEEE 802.15.4 Network through a Simulation Platform,” *IEEE Latin America Transactions*, vol. 9, n.º 5, pp. 655-662, Setembro 2011.

- [168] D. Stevanovic, "Zigbee / IEEE 802.15.4 Standard," [Online]. Available: <http://www.cse.yorku.ca/~dusan/Zigbee-Standard-Talk.pdf>. [Acedido em 1 Setembro 2014].
- [169] ZigBee Alliance, "ZigBee Document 053474r06," Dezembro 2004.
- [170] NXP, "ZigBee PRO Stack," *JN-UG-3048*, vol. 2.5, pp. 1-418, 2015.
- [171] A. Elahi e A. Gschwender, *ZigBee Wireless Sensor and Control Network*, 1º ed., Pearson Education, 2009.
- [172] A. Cunha, M. Alvez e A. Koubâa, "An IEEE 802.15.4 protocol implementation (in nesC/TinyOS): Reference Guide v1.2," Instituto Politécnico do Porto, 2007.
- [173] A. Molisch, *Wireless Communications*, 2º ed., John Wiley & Sons., 2011.
- [174] S. Saunders e A. Aragón-Zavala, *Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems*, 2º ed., John Wiley & Sons, 2007.
- [175] T. Rappaport, *Wireless Communications Principles and Practice*, 2º ed., Pearson, 2001.
- [176] S. Vougioukas, H. Anastasiu, C. Regen e M. Zude, "Comparison of radio path loss models for wireless sensor networks in orchard environments," em *International Conference of Agricultural Engineering CIGR-Ageng 2012*, Valencia, Espanha, Julho 2012.
- [177] M. Sullivan, *Fundamentals of Statistics*, 4º ed., Pearson, 2012.
- [178] Shelquist Engineering, "An Introduction to Air Density and Density Altitude Calculations," [Online]. Available: http://wahiduddin.net/calc/density_altitude.htm. [Acedido em 12 Agosto 2014].
- [179] R. Wilson e P. Lissaman, "Applied Aerodynamics of wind power machines," *Research Applied to National Needs*, 1974.
- [180] A. Gilherme, "Turbinas Eólicas," [Online]. Available: http://antonioguilherme.web.br.com/Arquivos/eolica_turbina.php. [Acedido em 2014 Agosto 17].
- [181] J. Kentfield, *The Fundamentals of Wind-Driven WaterPumpers*, CRC Press, 1996.
- [182] V. Meireles, *Circuitos Eléctricos*, 6º ed., Lidel, 2010.
- [183] S. Belakehal, H. Benalla e A. Bentounsi, "Power maximization control of small wind system using permanent magnet synchronous generator," *Revue des Energies*

Renouvelables, vol. 12, n.º 2, pp. 307-319, Julho 2009.

- [184] D. Roddy e J. Coolen, *Electronic Communications*, 2º ed., Reston, 1981.
- [185] J. Kirtley, *Electric Power Principles: Sources, Conversion, Distribution and Use*, 1º ed., John Wiley & Sons, 2010.
- [186] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*, 1º ed., CRC Press, 2009.
- [187] T. Sebastian e G. Slemon, “Transient modeling and performance of variable-speed permanent-magnet motors,” *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 25, n.º 1, pp. 101-106, 1986.
- [188] A. Dehkordi, A. Gole e T. Maguire, “Permanent Magnet Synchronous Machine Model for Real-Time Simulation,” em *2005 International Conference on Power Systems Transients*, Montreal, Canada, 19-23, Junho, 2005.
- [189] MathWorks, “Permanent Magnet Synchronous Motor,” [Online]. Available: <http://www.mathworks.com/help/physmod/sps/ref/permanentmagnetsynchronousmotor.html>. [Acedido em 10 Agosto 2014].
- [190] J. Pyrhonen, T. Jokinen e V. Hrabovcova, *Design of Rotating Electrical Machines*, 2º ed., John Wiley & Sons, 2013.
- [191] V. Bobek, “PMSM Electrical Parameters Measurement,” Freescale Semiconductor, 2013.
- [192] J. Shiau e C. Ma, “Li-Ion Battery Charging with a Buck-Boost Power Converter for a Solar Powered Battery Management System,” *Energies*, vol. 6, pp. 1669-1699, Março 2013.
- [193] K. Kumar e R. Giri, “A POSITIVE BUCK-BOOST CONVERTER CONTROLLED BY DIGITAL COMBINATION OF BUCK AND BOOST CONVERTERS TO IMPROVE THE OUTPUT TRANSIENTS,” *International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering*, vol. 2, n.º 2, pp. 139-148, Fevereiro 2013.
- [194] R. Dowlatabadi, M. Monfared, S. Golestan e A. Hassanzadeh, “Modelling and Controller Design for a Non-inverting Buck-Boost Chopper,” em *2011 International Conference on Electrical Engineering and Informatics*, Bandung, Indonesia, 17-19, Julho, 2011.
- [195] H. Fan, “Design tips for an efficient non-inverting buck-boost converter,” *Analog Applications Journal*, vol. 1, pp. 20-25, Setembro 2014.

- [196] Pighixxx, “Fio pinout,” [Online]. Available: <http://www.pighixxx.com/test/wp-content/uploads/2014/11/fio.png>. [Acedido em 18 Janeiro 2015].
- [197] Toymaker Television, “Xbee Adapter Board - Pin Connections,” [Online]. Available: <http://tymkrs.tumblr.com/post/17661586353/xbee-adapter-board-pin-connections>. [Acedido em 18 Janeiro 2015].
- [198] H. Ertl e J. Kolar, “A Constant Output Current Three-Phase Diode Bridge Rectifier Employing a Novel “Electronic Smoothing Inductor”,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 52, n.º 2, pp. 454-461, Abril 2005.
- [199] Harding Energy inc., “Harding Battery Handbook,” [Online]. Available: <http://hardingenergy.com/handbook/>. [Acedido em 10 Agosto 2014].
- [200] MathWorks, “Battery,” [Online]. Available: <http://www.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/battery.html>. [Acedido em 10 Agosto 2014].
- [201] O. Tremblay e L. Dessaint, “Experimental Validation of a Battery Dynamic Model for EV Applications,” *World Electric Vehicle Journal*, vol. 3, pp. 1-10, Maio 2009.
- [202] M. Firmansyah, “Eddy Current Losses Calculation in Rotor Back Iron and Magnet for Concentrated Winding Permanent Magnet Generator,” Universide tecnológica de Delft, Agosto, 2009.
- [203] P. Seidel, *Applied Superconductivity: Handbook on Devices and Applications*, 1º ed., John Wiley & Sons, 2015.
- [204] Y. Chin, “A PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR FOR AN ELECTRIC VEHICLE - DESIGN ANALYSIS,” ROYAL INSTITUTE OF TECHNOLOGY, Estocolmo, Suécia, 2004.
- [205] G. Bertotti, A. Chiampi, D. Chiarabaglio, F. Fiorillo e M. Lazzari, “An improved estimation of iron losses in rotation electrical machines,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 27, n.º 6, pp. 5007-5009, 1991.
- [206] J. Gieras e M. Marler, “Analytical approach to cogging torque calculation in PM brushless motors,” em *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003*, Madison, Estados Unidos da América, 1-4, Junho, 2003.
- [207] C. Chen, *Magnetism and Metallurgy of Soft Magnetic Materials*, 1º ed., Dover Publications, 1986.

7- Anexos

Capítulo referente à apresentação dos anexos ao trabalho.

Anexo A

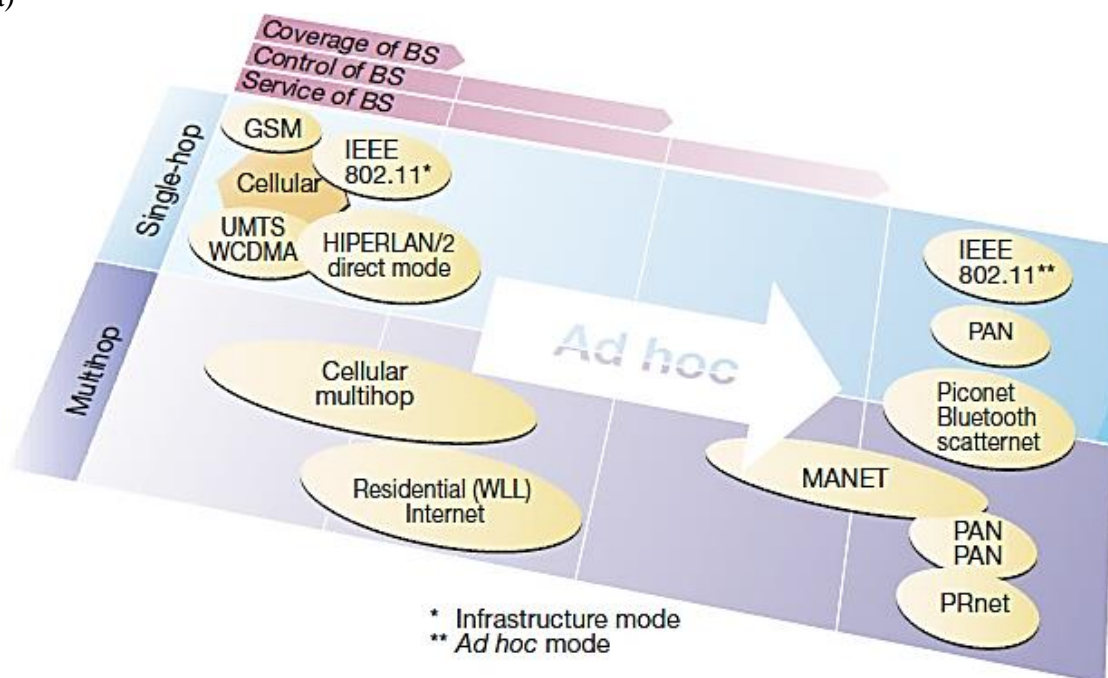
Anexo referente à análise ao funcionamento das redes de sensores sem fio, ao aprofundamento do estudo da norma 802.15.4 e do protocolo ZigBee e à exposição dos fenômenos existentes nas comunicações sem fios.

As redes *ad hoc* podem mudar muito rapidamente a sua topologia, devido à mobilidade, pelo que a comunicação entre dois nós que não estejam dentro do alcance dos sistemas rádio requerem a passagem por vários nós, ou seja, a informação efetua vários saltos (*multihop*) até chegar ao destino pelo que estas redes têm a denominação *mobile ad hoc network* (MANET).

Contudo é necessário garantir que os sistemas conhecem quem está na sua vizinhança para ser possível manter a rede pelo que esta tem de se criar e gerir automaticamente, apresentando um grande desafio à sua escalabilidade [151].

Na figura A.1 a) apresenta-se a comparação entre vários sistemas sem fios em relação à sua centralização e à utilização ou não de *multihopping* e na figura A.1 b) apresenta-se o princípio de funcionamento dos sistemas *single-hop* e *multihop* onde são usados nós que efetuam a retransmissão (*relay*).

a)



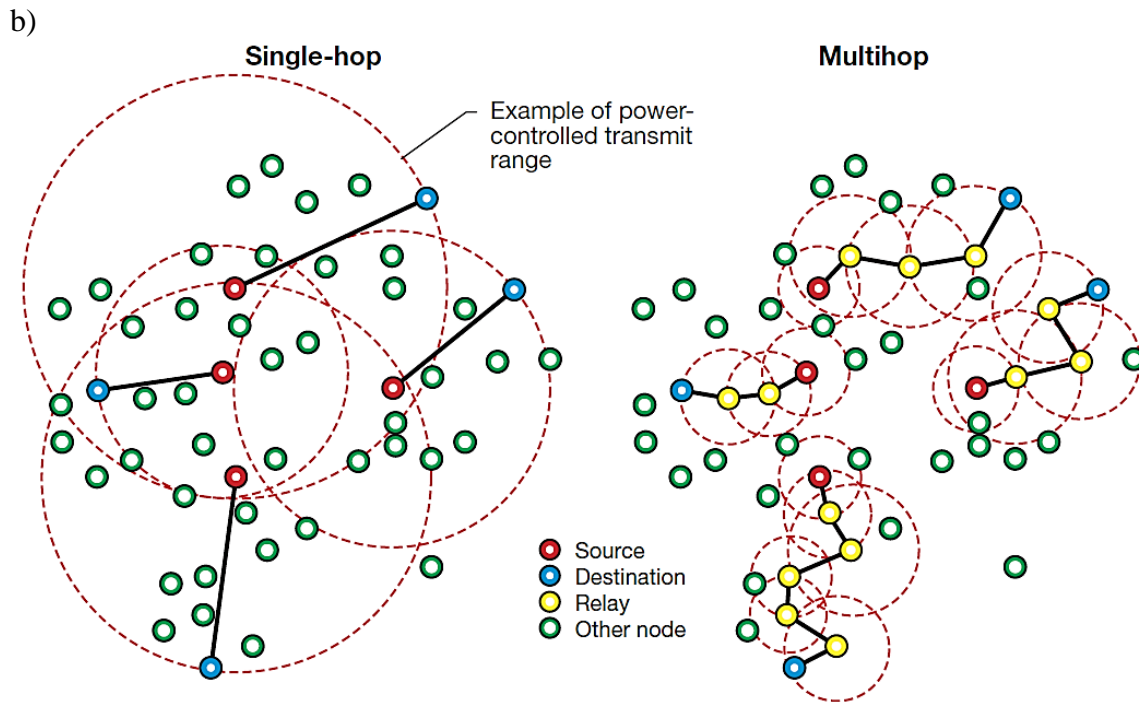


Figura A.1: Redes sem fios, a) comparação entre algumas redes sem fios em relação ao seu nível de centralização (horizontal) e à forma como encaminham a informação (vertical) e b) princípio de funcionamento dos sistemas *single-hop* e *multihop* [152].

Já as redes de sensores sem fios são um caso particular das redes *ad hoc* e consistem em nós que possuem a capacidade de interagir com o ambiente, medindo parâmetros de interesse ou atuando sobre elementos físicos. As principais diferenças entre estas podem ser agrupadas em categorias [1]:

- **Equipamentos:** Nas MANETs são tipicamente utilizados equipamentos terminais com potência considerável (por exemplo computadores ou telemóveis) enquanto nas RSSF são usados nós com potência muito baixa (por exemplo nós sensores).
- **Aplicações:** As RSSF são concebidas para cobrirem uma determinada área, de uma forma densa ou dispersa, com objetivo de poder recolher informação do ambiente e a encaminhar para um nó específico, já as MANETs são normalmente usadas para trocar informação entre nós ou para aceder a uma infraestrutura remota.
- **Interação com o ambiente:** As características do fluxo de tráfego nas MANETs são previsíveis e relativamente constantes devido ao tipo de aplicações para as quais estas redes são tipicamente usadas, já as RSSF podem ficar longos períodos sem ocorrer tráfego e surgir um grande pico de atividade devido ao surgimento de um evento significativo.
- **Escala:** As RSSF apresentam um escala muito superior que as MANETs uma vez que as ultimas apresentam uma grande mobilidade, dificultando a sua gestão.

- Energia: Ambas as redes possuem restrições energéticas, contudo as RSSF são concebidas para um longo período de funcionamento em zonas remotas e tendo em conta a sua dimensão torna-se inviável a substituição das baterias, enquanto nas MANETs pode ser possível tal substituição.
- Arranjo automático da topologia: As MANETs necessitam de manter a topologia da rede constantemente atualizada de forma a suportar as constantes movimentações dos nós, sendo este um dos pontos fundamentais destas redes, enquanto as RSSF possuem mobilidade reduzida ou nula logo o algoritmo é significativamente mais simples.
- Qualidade de serviços: Um ponto fundamental nas MANETs é que todos os nós devem receber e transmitir informação de uma forma confiável enquanto nas RSSF a perda de informação por um nó é, tipicamente, irrelevante.
- Redundância: Um ponto fundamental nas RSSF é a redundância entre nós, podendo estar vários a medir o mesmo parâmetro, não sendo este conceito empregue nas MANETs.
- Memória: A memória disponível nas MANETs é significativa enquanto nas RSSF é um recurso escasso e que deve ser otimizado.
- Mobilidade: Nas MANETs a mobilidade é um fator constante e significativo, não o sendo nas RSSF, exceto em aplicações muito específicas.

Também os *fieldbuses* apresentam semelhanças às RSSF, uma vez que são sistemas de sensores usados para medir parâmetros ambientais embora estejam ligados entre si numa configuração em *bus* através de fios de cobre e apenas usam as camadas 1, 2 e 7 do modelo OSI (*Open Systems Interconnection* [153]) [1]. A utilização das RSSF para aplicações de monitorização apresentam desafios que possuem características comuns, podendo ser reunidos em grupos [1]:

- Tipo de serviços: Tradicionalmente as redes de comunicação apenas pretendiam mover bits de um local para outro. Nas RSSF tal continua a ser a finalidade mas não é objetivo principal, sendo pretendido acrescentar significado à informação ou gerar uma ação pelo que a interação com o meio num dado intervalo temporal é o ponto principal destas redes, gerando novos paradigmas para a sua utilização.
- Qualidade de serviços: As RSSF apresentam poucas restrições relativamente à qualidade de serviços (QoS - *Quality of Service*) uma vez que a largura de banda é limitada pelo sistema e as aplicações tipicamente são tolerantes à latência, contudo alguns casos particulares podem requerer controlo ou monitorização em tempo

real pelo que a métrica que indica o sucesso dos pacotes recebidos deixa de ser suficiente, necessitando de outros parâmetros de controlo.

- Tolerância a falhas: A redundância nas RSSF é extremamente importante pois a rede necessita de lidar com a possível falha dos nós, interrompendo as vias de comunicação.
- Durabilidade: A eficiência energética das RSSF é uma característica de grande relevância uma vez que os nós são tipicamente alimentados por baterias, fazendo com que a durabilidade seja uma figura de mérito destas redes. Uma forma de prolongar é através do recarregamento das baterias, usando sistemas que produzam energia através de fontes de energia renovável como a eólica ou a solar. Existem várias métricas para indicar quando ocorre o fim da vida útil da rede, a mais simples considera que tal ocorre após a falha do primeiro nó. Todavia as mais usadas são, a que considera que a rede falha quando 50% dos nós já estão deligados ou a que assume que o fim só ocorre quando não existe pelo menos um nó a cobrir uma determinada área.
- Escalabilidade: Os protocolos e as arquiteturas implementados devem poder lidar com redes que possuam um elevado número de nós.
- Densidade: O número de nós por unidade de área (densidade) das RSSF é dependente da aplicação, podendo variar com o espaço ou com tempo, consoante os nós se vão movendo ou desligando.
- Programação: Em muitas aplicações das RSSF os nós têm de fazer mais do que processar informação, sendo necessário reagir de uma forma flexível às tarefas que têm de desempenhar pelo que pode ser necessário que sejam reprogramados durante a sua operação.
- Manutenção: Tendo em conta que tanto as RSSF como o ambiente que estas estão a monitorizar pode estar em constante mudança torna-se necessário que a rede se consiga adaptar de forma a manter a operação.

Para que as RSSF possam cumprir todos os requisitos necessários às aplicações é fundamental a existência de mecanismos generalistas, sendo os fundamentais [1]:

- Arranjo automático da topologia: Os nós devem saber determinar a sua posição em relação aos seus vizinhos e conseguir lidar com o desaparecimento (por exemplo devido à falha da bateria do nó) ou surgimento de novos nós (por exemplo um nó que estava sem bateria e que voltou a estado ativo por esta ter sido carregada pelo sistema de produção de energia).

- Comunicação *multihop*: O alcance dos nós pode não ser necessário para que a informação possa chegar diretamente do nó de origem para o de destino pelo que torna-se necessário que a informação passe por vários nós intermédios que irão efetuar o *relay*.
- Eficiência energética: A maximização da eficiência energética no transporte de informação entre nós, medida em J/bit, é fundamental para aumentar a durabilidade da rede, sendo necessário evitar a criação de *hotspots* através da homogeneização do consumo energético.
- Colaboração: Muitas vezes a informação provinda de um único nó não é suficiente para determinar com certeza a ocorrência de um determinado evento, sendo necessário avaliar a informação de vários nós. Contudo esta avaliação poderá ser feita de uma forma descentralizada na própria rede, através da colaboração dos nós. Caso contrário todos os nós transmitem para um ponto comum que irá tomar a decisão, sendo esta opção menos eficiente.
- Aplicações centras na informação: As MANETs e as redes tradicionais são focadas na transferência de informação entre dispositivos específicos, associando a cada um dos equipamentos um endereço pelo que são centradas no endereço (*address-centric*). Todavia nas RSSF existe uma grande redundância entre os nós logo o endereço particular de um determinado nó é irrelevante, sendo dada importância à informação que está a ser transmitida, ou seja, são centradas na informação (*data centric*).
- Localidade: Devido às limitações de processamento dos nós e à sua memória reduzida é importante que os estes se focem a reportar apenas aos seus nós vizinhos diretos, de forma a economizar recursos, permitindo que a rede cresça sem aumentar a complexidade individual de cada nó.

Os dispositivos terminais podem estar a funcionar no modo restrito, diminuindo as capacidades da camada de ligação de dados (camada MAC) poupando energia enquanto o coordenador e os *routers* têm de ser dispositivos a funcionar em pleno. As topologias básicas das RSSF encontram-se representadas na figura A.2 e podem ser classificadas em 3 categorias [10]:

- Estrela: Topologia simples onde o nó coordenador liga diretamente aos nós terminais e estes não podem comunicar diretamente entre si. Apresenta o problema de não criar redundância e de apenas poder implementar uma rede de tamanho reduzido, limitada pelo alcance máximo dos rádios pelo que só pode ser usada para monitorizar pequenas áreas.

- Malha (mesh): Permite a criação de múltiplos percursos para a comunicação entre os nós implementando uma grande redundância, pelo que a falha de um nó não é significativa, e permite cobrir uma vasta área.
- Árvore: É a topologia mais complexa e cria uma série de níveis, estando na raiz o nó coordenador. Possui a grande desvantagem de na ocorrência de uma falha num nó *router* implicar a perda da informação dos nós dos níveis abaixo a que este está ligado, embora a falha de um nó dispositivo terminal não seja significativa. Esta topologia pode ser usada para cobrir pequenas ou grandes áreas.

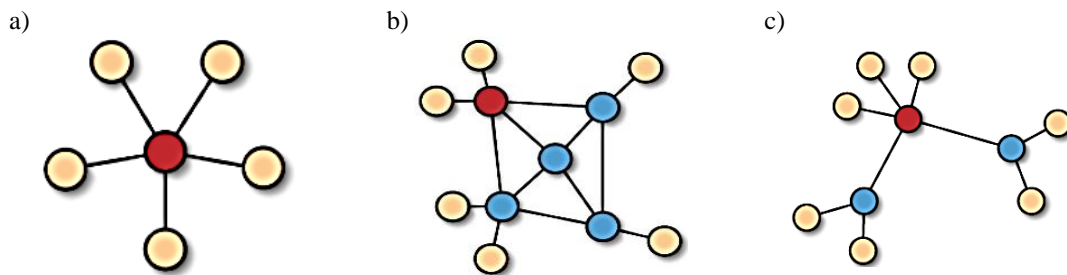


Figura A.2: Topologias básicas das RSSF, a) estrela, b) malha e c) árvore [10]. Legenda: vermelho - coordenador, azul - *router* e amarelo - dispositivo terminal.

Na figura A.3 a) encontra-se representada a comparação entre o débito produzido o custo e a potência consumida das tecnologias mais usadas. Tendo em conta que se pretende que a rede tenha o menor consumo possível com um baixo custo e que o débito pode ser baixo então a tecnologia mais apropriada é a rede *Zigbee*, cuja pilha protocolar encontra-se representada na figura A.3 c). Nesta as duas primeiras camadas do modelo OSI, a física e a ligação de dados (gera o acesso ao meio - MAC) são definidas pelo padrão 802.15.4 da IEEE, sendo as restantes definidas pelo *ZigBee* da *ZigBee Alliance* e pelo utilizador.

A comparação mais aprofundada das tecnologias *ad hoc* encontra-se na tabela A.1. Ao se analisar a figura A.3 b) denota-se que as redes *Zigbee* são adequadas para transmissão de mensagens de texto em ambientes com mobilidade extremamente reduzida.

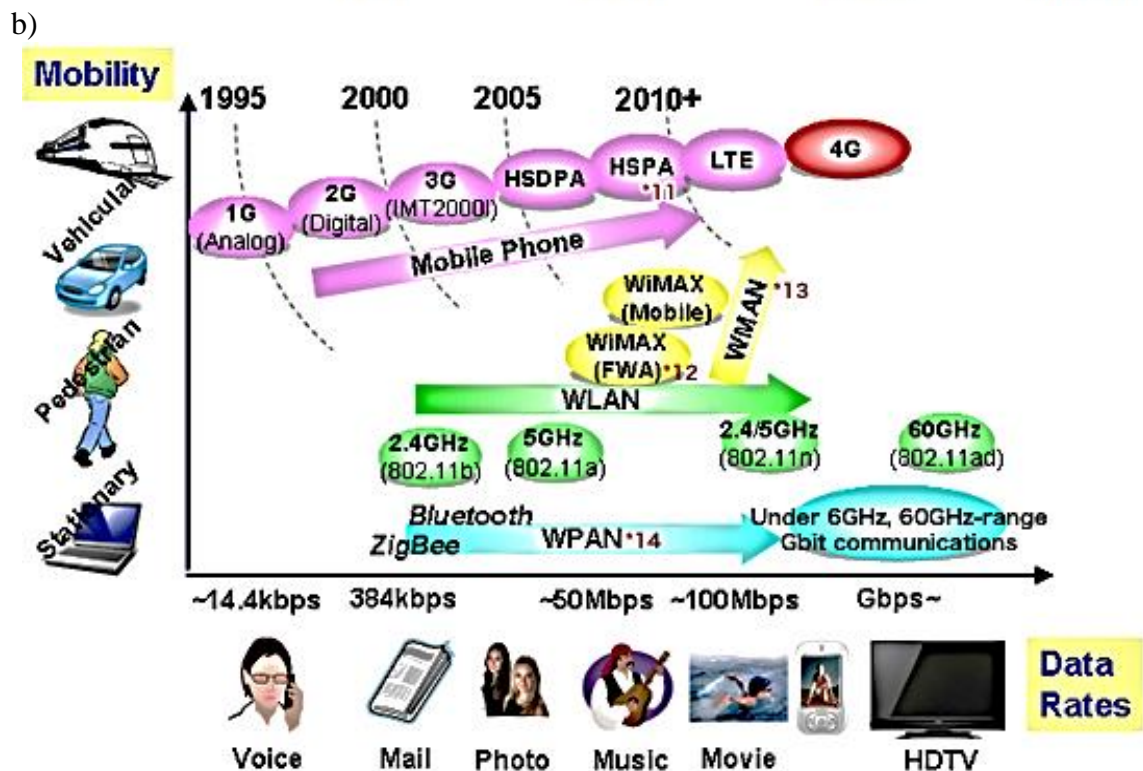
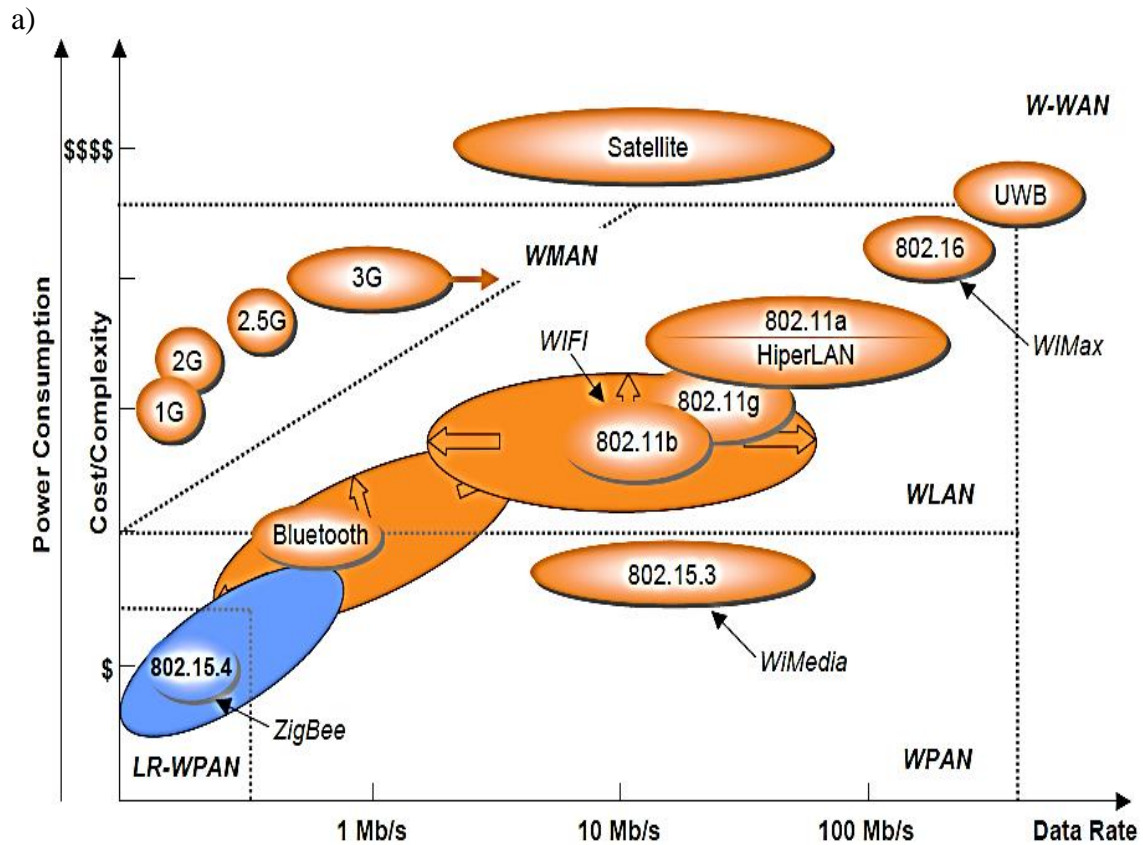
Verifica-se que para o sistema *ZigBee* podem ser usadas 3 gamas de frequências, estando a sua especificação indicada na tabela A.2. A frequência central do canal, em MHz, é dada por

$$F_{carrier} \begin{cases} 868,3 & \text{para } i = 0 \\ 906 + 2(i - 1) & \text{para } i = 1,2, \dots, 10 \\ 2405 + 5(i - 11) & \text{para } i = 11,12, \dots, 26 \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

sendo i o número do canal.

Embora a banda de menor frequência possua apenas um canal apresenta a maior penetração nos objetos pelo que irá sofrer menos atenuação que a banda de frequência mais elevada, contudo o sistema com 2,4 GHz possui uma eficiência muito superior uma

vez que o comprimento de onda (12,5 cm) é mais próximo do tamanho das antenas usadas nos sistemas (alguns centímetros). O uso da frequência de 2,4 GHz também possui a vantagem de permitir a utilização de mais canais uma vez que o comprimento de onda é muito menor.



c)

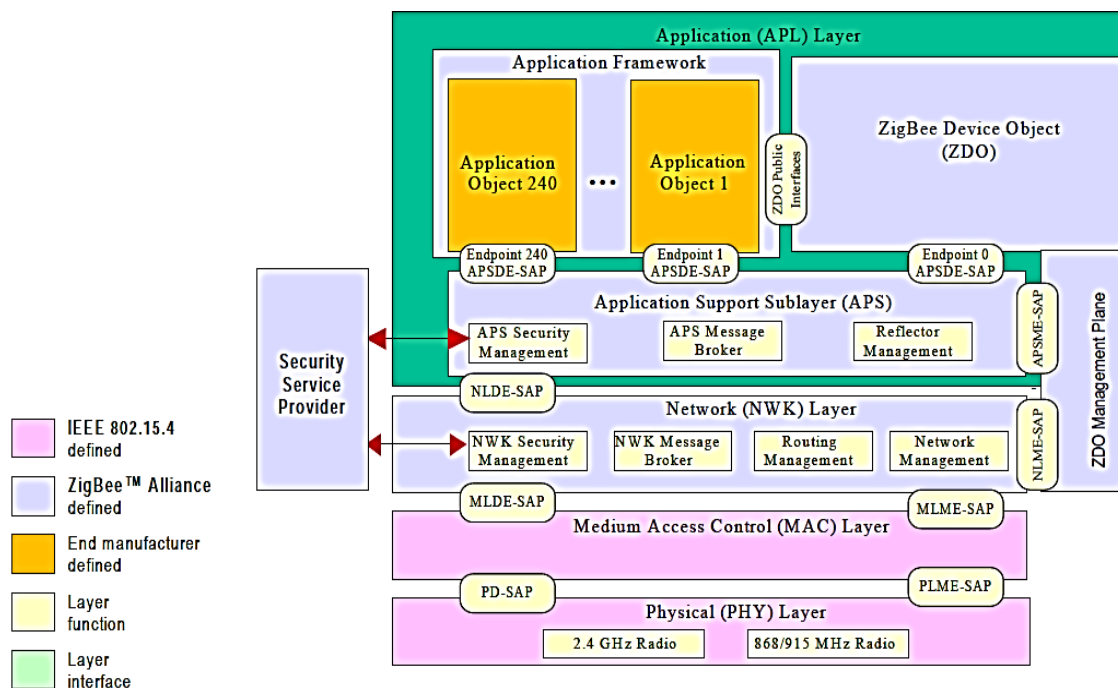


Figura A.3: Tecnologias das redes sem fios, a) comparação entre as várias tecnologias [154], b) comparação entre as várias tecnologias em relação às aplicações disponíveis [155] e c) pilha protocolar do ZigBee [156].

Tabela A.1: Comparação entre as tecnologias ad hoc [151].

Tecnologia	Débito teórico	Frequência	Alcance	Consumo de potência	
IEEE 802.11b	1, 2, 5,5 e 11 Mbit/s	2.4 GHz	25 – 100 m (interior) 100 – 500 m (exterior)	~30 mW	
IEEE 802.11g	Até 54 Mbit/s	2.4 GHz	25 – 50 m (interior)	~79 mW	
IEEE 802.11a	6, 9, 12, 24, 36, 49 e 54 Mbit/s	5 GHz	10 – 40 m (interior)	40 mW, 250 mW ou 1 W	
Bluetooth (IEEE 802.15.1)	1 Mbit/s (v1.1)	2.4 GHz	10 – 100 m	1 – 100 mW	
UWB (IEEE 802.15.3)	110 – 480 Mbit/s	Tipicamente 3 – 10 GHz	~10 m	100 mW, 250 mW	
IEEE 802.15.4 (Zigbee)	20, 40 ou 250 kbit/s	868 MHz, 915 MHz ou 2.4 GHz	10 – 100 m	1 mW	
HiperLAN2	Até 54 Mbit/s	5 GHz	30 – 150 m	200 mW ou 1 W	
IrDA	Até 4 Mbit/s	Infravermelhos (850 nm)	~10 m (com linha de vista)	Baseado na distância	
HomeRF	1 Mbit/s (v1.0) 10 Mbit/s (v2.0)	2.4 GHz	~50 m	100 mW	
Banda larga sem fios	IEEE 802.16	32 – 134 Mbit/s	10 – 66 GHz	2 – 5 Km	Controlo de potência complexo
	IEEE 802.16a	Até 75 Mbit/s	< 11 GHz	7 – 10 Km (máximo 50 km)	
	IEEE 802.16e	Até 15 Mbit/s	< 6 GHz	2 – 5 Km	

Tabela A.2: Especificação das gamas de frequências disponíveis no padrão 802.15.4 da IEEE [157].

Banda (MHz)	Gama de frequências (MHz)	Número do canal permitido	Esquema de modulação	Débito (KB/s)	Localização geográfica
868	868,3	0 (1 canal)	BPSK	20	Europa
			O-QPSK	100	
			ASK	250	
915	902 – 928	1 – 10 (10 canais)	BPSK	40	América e Austrália
			O-QPSK	250	
			ASK	250	
2400	2405 – 2480	11 – 26 (16 canais)	O-QPSK	250	Todo o mundo

Cada nó possui dois endereços, o MAC (*Media Access Control*), por vezes denominado *extended*, constituído por 64 *bits* e é único para cada dispositivo e o *short* que possui 16 *bits* (de forma a minimizar o tamanho dos pacotes) e identifica o nó numa rede específica podendo existir nós com o mesmo endereço desde que estejam em redes separadas [157]. Desta forma cada rede poderá conter até $2^{16}=65536$ nós.

Se for usado um canal de banda estreita então este poderá ser fortemente afetado por um pico de interferência que ocorra nessa determinada banda pelo que tipicamente é utilizada a técnica de espalhamento do espectral de sequência direta (DSSS – *Direct Sequence Spread Spectrum*) [1]. Esta consiste em transmitir o sinal numa largura de banda muito superior à que seria necessário pelo que a potência do sinal é espalhada no espectro através da multiplicação do sinal de informação com o sinal de pseudo ruído (padrão de *bits* denominado *chip*) gerado localmente no transmissor e que tem de ser o mesmo gerado no recetor, caso contrário a informação não é recuperada.

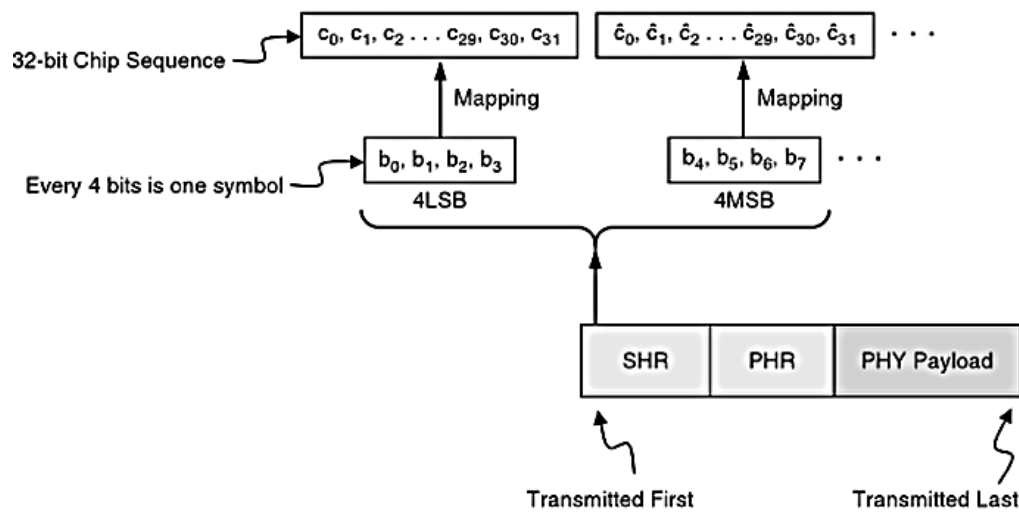
Deste modo é possível que múltiplos utilizadores usem o mesmo canal e é gerado um ganho de processamento, por se estar a aumentar a largura de banda usada, e quando maior for a sequência de pseudo ruído maior é este ganho [158]. A forma como este espelhamento ocorre na gama de frequências de 2,4GHz encontra-se representada na figura A.4 a), sendo visível que cada *byte* é dividido em duas partes, ou seja, os 4 *bits* menos significativos e os 4 bits mais significativos. Cada grupo de 4 *bits* é multiplicado por uma sequência de *chips* com 32 *bits* [159].

Já na figura A.4 b) encontra-se representado o sistema DSSS com modulação O-QPSK. Na tabela A.3 estão as opções de espalhamento para as modelações disponíveis no padrão 802.15.4 sendo visível que apenas a modulação ASK usa o *Parallel Sequence Spread Spectrum* (PSSS) onde são enviadas múltiplas sobreposições de sequências ortogonais de pseudo ruído em paralelo.

Outra técnica é o espalhamento por salto em frequência (FHSS – *Frequency Hopping Spread Spectrum*) que divide o espectro em sub-bandas (no caso do *Bluetooth* e do padrão IEEE 802.11 o espectro da gama de frequências de 2,4 GHz é subdividida em 78 sub-bandas com largura espectral de 1 MHz) e todos os sistemas efetuam o salto para outra banda de frequência de uma forma síncrona e pré-definida. Tipicamente toda a informação é transmitida antes de ocorrer o salto. Desta forma a ocorrência de um grande

desvanecimento num determinado canal não irá influenciar significativamente a rede e a largura de banda usada é muito inferior embora torne a gestão da rede mais complexa [1].

a)



b)

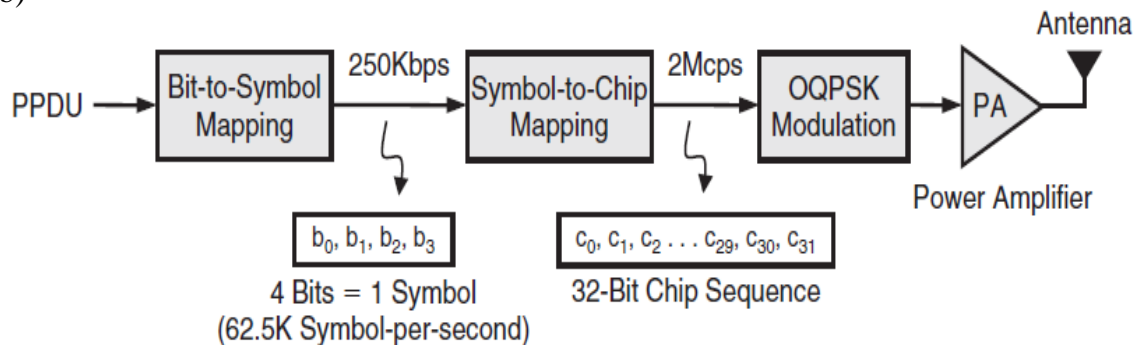


Figura A.4: Princípio de funcionamento do DSSS para a gama de frequências de 2,4 GHz, a) conceito genérico e b) sistema com modulação O-QPSK [159].

Tabela A.3: Opções de espalhamento para as modelações disponíveis no padrão 802.15.4 [159].

Frequência (MHz)	Modulação	Chip Rate (Kchip/s)	Bit Rate (Kb/s)	Ganho de processamento (dB)	Método de espalhamento
2400 – 2483,5	O-QPSK	2000	250	9	16-array DSSS
868 – 868,6	BPSK	300	20	11,76	Binary DSSS
902 – 928	BPSK	600	40	11,76	Binary DSSS
868 – 868,6	ASK	400	250	Medindo	20-bit PSSS
902 – 928	ASK	1600	250	Medindo	5-bit PSSS
868 – 868,6	O-QPSK	400	100	6	16-array DSSS
902 – 928	O-QPSK	1000	250	6	16-array DSSS

Segundo a ANACOM para as redes locais que utilizem a banda 2400 – 2483,5 MHz a Potencia Isotrópica Radiada Equivalente (em dB $PIRE=P_t+G_t-L$, sendo P_t a potência do transmissor, G_t é o ganho da antena do transmissor e L é as perdas do cabo que liga à antena [160]) máxima é 100 mW (20 dBm). Se for utilizada DSSS então esta

deve ser limitada a 10 mW/1 MHz e para FHSS deve ser limitada a 20 mW/100 kHz. A banda pode ser totalmente utilizada pelo sistema, sem restrição do *duty cycle*, e a antena pode ser integrada ou dedicada [161].

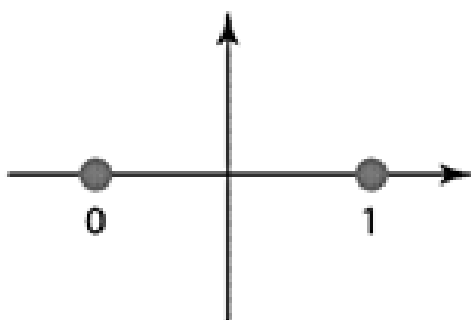
A sensibilidade nominal do recetor é definida pelo PER (*Packet Error Rate*) e para a banda dos 2,4 GHz este deve ser inferior a 1% quando a potência recebida é de -85 dBm (medida nos terminais da antena) e este valor de falha deve manter-se para as frequências inferiores quando é recebida uma potência de -92 dBm. A potência nominal do transmissor é especificada para ser pelo menos -3 dBm, contudo esta pode ser aumentada para os níveis máximos de cada região através do uso de amplificadores [162].

No padrão 802.15.4 são usadas modulações *phase-shift-keying* (PSK) por serem robustas e permitirem a recuperação da informação em ambientes que apresentam uma baixa relação sinal-interferência [162]. Podem ser usados 3 tipos de modulação: binária (BPSK); amplitude (ASK, também pode ser denominada OOK – *On-Off Keying*); quadratura com *offset* (O-QPSK). As suas constelações encontram-se representadas na figura A.5. A modulação BPSK usa 2 fases opostas para transmitir a informação pelo que a uma destas é atribuído o valor binário “0” e à outra o “1”. Na modulação ASK é emitida ou não a portadora consoante o valor binário que é pretendido transmitir, tipicamente a ausência da portadora indica o valor binário “0” e a sua transmissão indica o “1”.

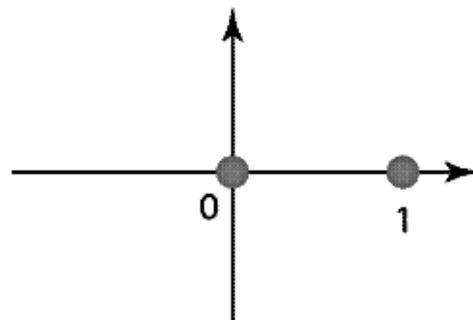
Já a modulação QPSK permite codificar 2 *bits* por símbolo, sendo usadas 4 fases distanciadas de 90° e a cada uma é associado um símbolo. Todavia esta modulação apresenta dois grandes problemas. O primeiro é associado às formas de onda das componentes em fase e em quadratura que contêm potência foi da banda de interesse causando interferência intersimbólica pelo que o padrão 802.15.4 exige o uso de filtros adequados, sendo estes o cosseno elevado, raiz quadrada do cosseno elevado e meio seno.

O segundo problema consiste na possibilidade da ocorrência de mudanças bruscas de fase (por exemplo quando passa do símbolo “00” para “11” a mudança de fase é de 180°) que criam variações significativas na amplitude das componentes em fase e em quadratura o que dificulta a implementação do amplificador de potência. Para resolver este problema é usada a modulação O-QPSK que cria um *offset* de meio período entre as componentes em fase e em quadratura pelo que a variação máxima de fase permitida é de 90° [159]. Ou seja, nas modulações BPSK e O-QPSK a informação encontra-se na fase enquanto na ASK esta encontra-se na amplitude.

a)



b)



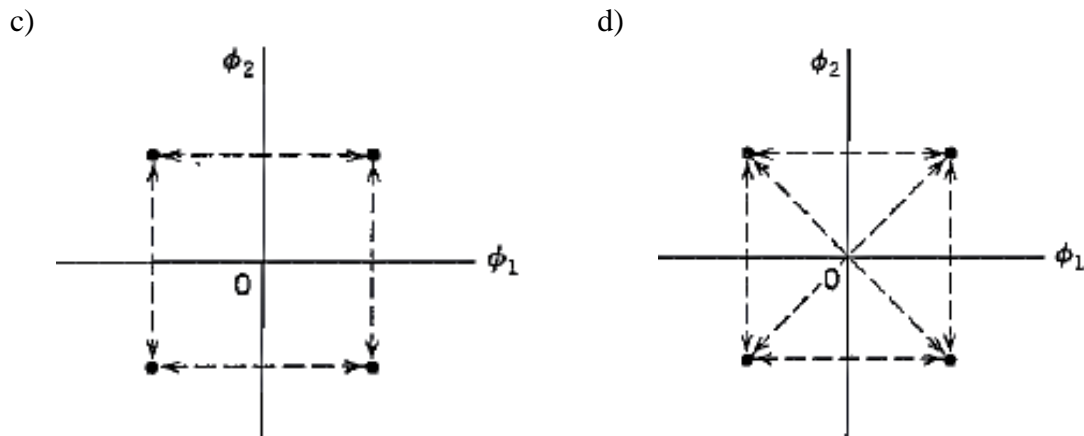


Figura A.5: Constelação do, a) BPSK [163], b) ASK [163], c) O-QPSK [158] e d) QPSK [158].

Os protocolos MAC básicos podem ser divididos em 3 categorias, atribuição fixa (*fixed assignment*), atribuição a pedido (*demand assignment*) e acesso aleatório (*random access*). Na atribuição fixa os recursos são adjudicados aos nós por um período relativamente longo (minutos, horas ou mais) pelo que estes podem utilizar o canal de uma forma exclusiva sem existir o risco de colisão, embora seja necessário usar periodicamente um mecanismo de sinalização para ajustar a atribuição de recursos de forma a poder lidar com a alteração da topologia. Tipicamente é usado um dos seguintes protocolos: TDMA (*Time Division Multiple Access*); FDMA (*Frequency Division Multiple Access*); CDMA (*Code Division Multiple Access*); SDMA (*Space Division Multiple Access*) [1].

Já na atribuição a pedido é efetuada uma cedência dos recursos a curto prazo (normalmente a durabilidade de um envio de dados) e são divididos em duas categorias, centralizadas ou distribuídos. Na primeira os nós efetuam o pedido de alocação do canal (através de uma técnica de acesso ao meio baseada em contenção) ao coordenador que poderá ou não aceitar. Caso aceite então é transmitido um pacote de confirmação onde está indicada a descrição do recurso atribuído, como por exemplo o número do *time slot* e a sua duração no protocolo TDMA. A desalocação do recurso é efetuada de forma implícita pois se o nó não efetuar novamente o pedido então o recurso é atribuído a outro dispositivo [1].

Na segunda é usada a trama de controlo denominada *token* que passa pelos nós numa topologia em anel lógico e estes só podem transmitir quando lhes chega o *token*. Todavia é relativamente difícil usar este métodos nas RSSF uma vez que é necessário garantir que o *token* não se perde pelo que os nós têm de estar sempre ligados para o receber aumentando enormemente o consumo de energia. Outro grande problema é o facto de a topologia poder ser alterada obrigando à existência de técnicas de controlo que permitam a manutenção do anel lógico e que lidem com a possível perda do *token* [1].

No acesso aleatório não existe coordenação dos nós uma vez que operam de forma aleatória. Estes protocolos analisam elementos aleatórios como o tempo de chegada dos

pacotes. Um dos protocolos mais simples é o ALOHA embora seja mais usado o *slotted* ALOHA. Na norma 802.11 é utilizado o mecanismo RTS/CTS *handshake* [1].

Todavia estes protocolos não são adequados para as RSSF pois não têm em conta a conservação de energia ou a escalabilidade da rede e a robustez da topologia. Os mais usados são os de baixo duty-cycle, baseados em contenção e baseados em agendamento. Nos primeiros destacam-se dois protocolos, o *Sparse Topology and Energy Management* (STEM) que utiliza dois canais, o de despertar que envia o sinal de acordar periodicamente ao nó para que este analise os sensores ou para que seja informado que tem pacotes para receber e o de dados que só acorda quando tem de transmitir ou receber pacotes [1].

O outro protocolo é o Sensor-MAC (S-MAC) que é semelhante mas apenas usa um canal, sendo efetuado um agendamento com um tempo fixo de adormecimento e um tempo fixo de escuta, para que todos os nós iniciem a escuta simultaneamente. É dividido em 3 fases, a *synch* onde os nós geram uma tabela de agendamento geral, a *Request To Sent* (RTS) que usa o método RTS/CTS e a *Clear To Sent* (CTS) onde o pacote é transmitido. Neste protocolo quando as mensagens são demasiado longas é efetuada a sua fragmentação mas é enviada toda num único RTS/CTS e para cada fragmente é necessário receber uma mensagem de *acknowledgement* [1].

Nos protocolos baseados em contenção destaca-se o *Carrier Sense Multiple Access* (CSMA) onde antes de enviar o pacote o nó espera um tempo aleatório e escuta o canal, caso este esteja livre então envia o pacote RTS e só após receber o CTS é que envia o pacote, caso o canal esteja ocupado então espera um tempo aleatório antes de voltar a tentar enviar o pacote, caso exceda o número máximo de tentativas o pacote é descartado [1].

Já nos protocolos em agendamento destacam-se os 2 protocolos. O *Low-Energy Adaptive Clustering Hierarchy* (LEACH) onde é assumido que a rede é densa e homogénea pelo que são criados *clusters* (separados por CDMA) e cada um destes possui um líder (*clusterhead*) que é responsável por criar e manter o agendamento do protocolo TDMA que atribui *time slots* aos nós para poderem comunicar com o líder. Este recebe os dados de todos os dispositivos do *cluster* e transmite-os para um *router* ou para um coordenador. Desta forma é necessário que o líder esteja sempre ligado pelo que consome muita energia, podendo esta função ser transferida para outro nó do *cluster*, sendo esta escolha efetuada por todos os nós consoante o nível do sinal recebido que um determinado nó consegue criar nos restantes nós aquando da sua transmissão [1].

O outro protocolo é o *Self-Organizing Medium Access Control for Sensor Networks* (SMACS) considera que cada nó pode usar, de forma aleatória, os canais TDMA e que a grande maioria dos nós da rede são estacionários. Cada nó deve dividir o seu tempo de forma local em supertramas com comprimento específico e igual para todos que são divididos em *time slots*. Este protocolo tem por objetivo que os nós estabeleçam ligações com os nós vizinhos e cada uma destas ocupe um *time slot* ou dois se for uma

comunicação bidirecional. É necessário que cada nó use um código (aleatório) no protocolo CDMA diferente (ou uma frequência de canal diferente) pelo que é possível que os nós usem o mesmo *time slot* que os vizinhos. Após a ligação ter sido estabelecida os nós irão acordar uma vez por supertrama para especificar a ligação com o vizinho no respetivo *time slot* estabelecido [1].

Na figura A.6 encontra-se representada a estrutura dos pacotes no padrão IEEE 802.15.4 que constituem a *PHY protocol data unit* (PPDU). O *Synchronization Header* (SHR) é composto por dois campos, a *preamble sequence* que é constituída por 32 bits com o valor binário “0” e permite ao recetor realizar a sincronização com os restantes dispositivos da rede. O outro campo é o *Start of Frame Delimiter* e indica o fim da *preamble sequence*, sendo constituído pela sequência binária “10100111”. Já a *frame length* compõem o *PHY header* (PHR) e designa o número de bytes presentes na *PHY service data unit* (PSDU) que é limitado a 127 uma vez que a PHR apenas possui 8 bits. A PSDU é constituída pelo *MAC Protocol Data Unit* (MPDU) *Payload* que está dividido em 3 campos, o *MAC header* (MHR) o *MAC Service Data Unit* (MSDU) e o *MAC footer* [164].

O MHR, representado na figura A.6 c), encontra-se dividido em 3 campos, o *address information* que contém as informações sobre o endereço do nó de destino contendo o *destination PAN (Personal Area Network) identifier* (0 ou 2 bytes), o *destination address* (0 ou 2 ou 8 bytes), o *source PAN identifier* (0 ou 2 bytes) e o *source address* (0 ou 2 ou 8 bytes). Já o *sequence number* permite ordenar os pacotes recebidos de acordo com a ordem com que foram criados [165].

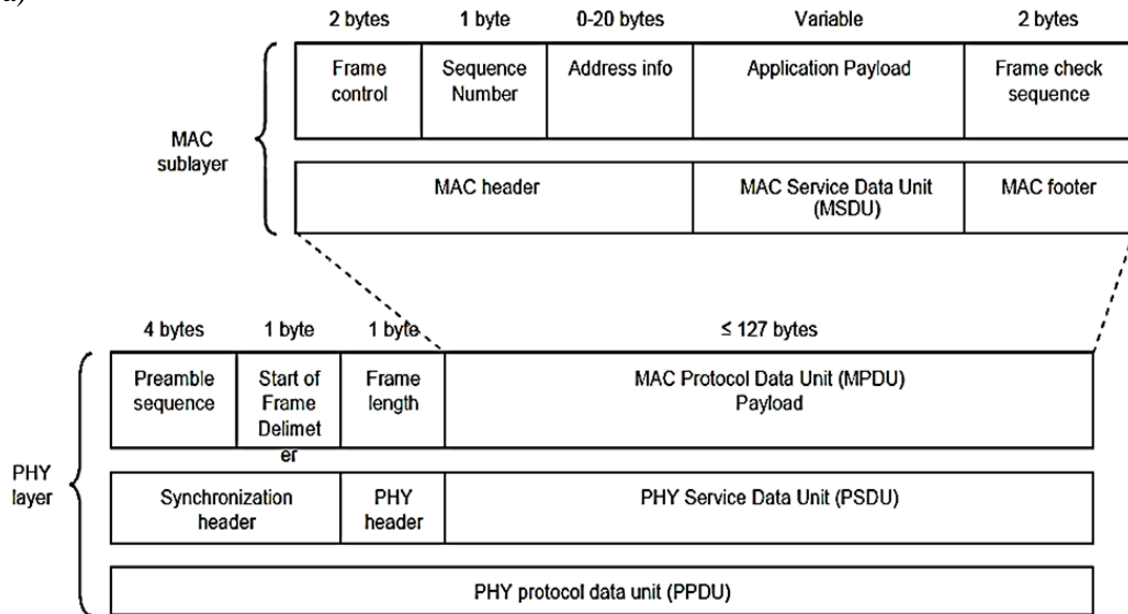
O *frame control* é composto pela trama presente na figura A.6 d) sendo esta subdividida em 9 campos. O *frame type* indica qual o tipo de trama que está a ser usada, se for “000” é o tipo *Beacon*, “001” é do tipo *Data*, “010” é do tipo *Acknowledgment*, “011” é do tipo *MAC command* e as restantes combinações são reservadas. O *security enabled* assinala se a trama está (valor binário “1”) ou não (valor binário “0”) protegida. O *frame pending* indica se o dispositivo envia mais informação na trama para o recetor (“1”) ou não (“0”).

O *Acknowledgment request* indica se o recetor deve enviar um *Acknowledgment* para o emissor ao receber o pacote (“1”) ou não (“0”). O *intra PAN* designa se a comunicação é feita entre dispositivos pertencentes a PANs diferentes (“1”) ou não (“0”). O *destination addressing mode* especifica a ocorrência de 3 situações, se for “00” então o *destination PAN identifier* e o *destination address* não estão especificados, “10” se o *destination address* contém o *short address* e “11” se o *destination address* possui o *extended address*, sendo “01” reservado. O *source addressing mode* é semelhante ao *destination addressing mode* mas analisa os campos *source PAN identifier* e *source address* [166].

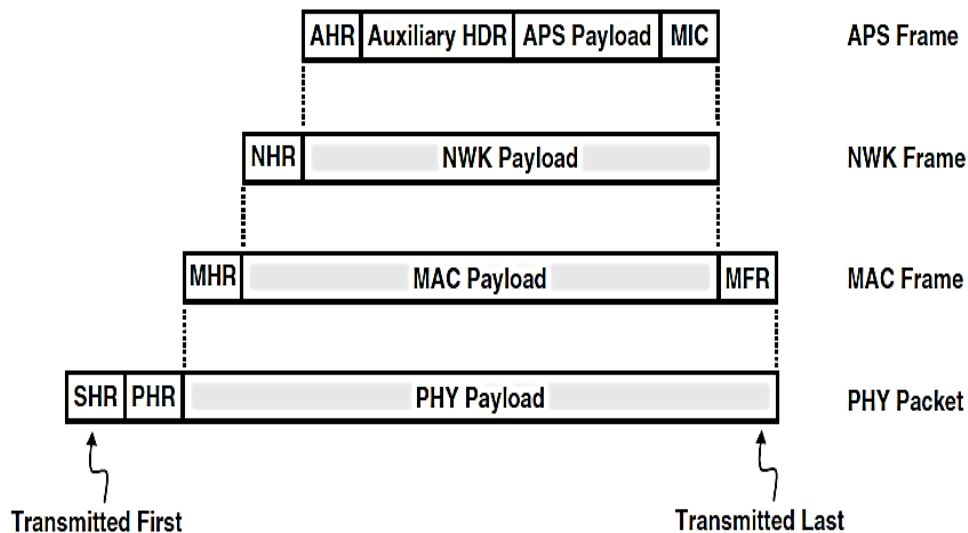
Já o MSDU é composto pela *application payload*, também denominado *MAC payload*, que contém a informação das camadas superiores e tem uma capacidade

máxima de 104 bytes [162]. O *MAC footer* é composto pelo *frame check sequence* que é calculado de acordo com o comprimento do *MPDU Payload* baseado no *International Telecommunication Union Cyclic Redundancy Check*, ou seja, todos os *bits* do *MPDU Payload* são tratados como polinômios e são divididos por um polinômio específico, conhecido pelo emissor e pelo recetor, sendo o resto da divisão guardado no *frame check sequence* pelo que quando o recetor receber o pacote realiza a mesma divisão e tem de obter o mesmo resultado para que o pacote seja considerado válido [159].

a)



b)



c)

Octets:2	1	0/2	0/2/8	0/2	0/2/8	variable	2
Frame control	Sequence number	Destination PAN identifier	Destination address	Source PAN identifier	Source address	Frame payload	Frame check sequence
Addressing fields							
MAC header						MAC payload	MAC footer

d)

Bits: 0-2	3	4	5	6	7-9	10-11	12-13	14-15
Frame Type	Security Enabled	Frame Pending	Acknowledge request	Intra PAN	Reserved	Destination addressing mode	Reserved	Source addressing mode

e)

Octets: 2	2	2	1	1	0/8	0/8	0/1	Variable	Variable
Frame control	Destination address	Source address	Radius	Sequence number	Destination IEEE Address	Source IEEE Address	Multicast control	Source route subframe	Frame payload
NWK Header									Payload

f)

Bits: 0-1	2-5	6-7	8	9	10	11	12	13-15
Frame type	Protocol version	Discover route	Multicast flag	Security	Source Route	Destination IEEE Address	Source IEEE Address	Reserved

g)

Octets: 1	0/1	0/2	0/2	0/2	0/1	1	Variable
Frame control	Destination endpoint	Group address	Cluster identifier	Profile Identifier	Source endpoint	APS counter	Frame payload
Addressing fields							
APS header							APS payload

h)

Bits: 0-1	2-3	4	5	6	7
Frame type	Delivery mode	Indirect address mode	Security	Ack. request	Reserved

i)

Octets	1	4	0/8	0/1
	Security Control	Frame Counter	Source Address	Key Sequence Number

j)

Bits	0-2	3-4	5	6-7
	Security Level	Key Identifier	Extended Nonce	Reserved

Figura A.6: Estrutura dos pacotes no padrão IEEE 802.15.4, a) especificação das camadas PHY e MAC [167], b) estrutura geral [159], c) formato geral da MPDU Payload [165], formato do *frame control* da MAC Frame [164], e) formato geral da NWK Frame [168], formato do *frame control* da NWK Frame [168], g) formato geral da APS Frame [168], h) formato do *frame control* da APS Frame [168], i) formato da *auxiliary frame header* [159] e formato do *security control* [159].

A camada de rede é responsável dar início à rede, permitir a entrada e saída de nós, configurar novos dispositivos, atribuir endereços a novos nós, gerir a topologia de roteamento, permitir a descoberta e troca de informação com os nós vizinhos e garantir que os pacotes chegam ao nó de destino correto [168]. A rede pode transmitir em [159]:

- *Broadcast*: Para todos os nós que recebam a mensagem, sendo o PAN *identifier* colocado a 0xffff (0xFFFFSD é para todos os dispositivos com o recetor permanentemente ativado, 0xFFFFC para todos os *routers* e coordenadores e 0xFFFFB para todos os *routers* de baixa potência). Contudo os nós que recebem a mensagem não reportam a mensagem de *acknowledgment* pois iriá gerar demasiado tráfego pelo que é utilizado o mecanismo de *acknowledgment* passivo onde os *routers* e o coordenador ficam à escuta de forma a verificar se todos os nós retransmitem a mensagem de *broadcast*. De forma a evitar o surgimento de colisões, após receber a mensagem de *broadcast* o nó deve esperar um tempo, denominado *broadcast jitter*, aleatório antes de retransmitir a mensagem.
- *Multicast*: Para um grupo específico de dispositivos pertencentes à mesma rede, existindo um *multicast group ID* de 16 *bits* para cada grupo e cada nó guarda uma lista com os grupos a que pertence, denominada *multicast table*. Existem dois nodos de operação, o modo membro (a comunicação é iniciada por um membro do grupo) e o modo não membro (um só não pertencente ao grupo envia uma mensagem para um dispositivo que pertence ao grupo e este reencaminha a mensagem para todos os membros do grupo). Este modo só pode ser usado para *data frame transmission*.
- *Unicast*: Para um único nó específico.

É composta por dois campos, o *NWK Payload* que contem a informação da camada de aplicação e o *NWK header* que possui 9 campos, o *destinations address* assinala o *short address* do nó de destino, o *source address* indica o *short address* do nó de origem, o *radius* indica o número de saltos que o pacote pode realizar na rede (o valor é decrementado a cada salto e o pacote é descartado quando chega a 0), o *sequence number* permite organizar os pacotes recebidos conforme a ordem com que forma criados, o *destination IEEE adress* designa o *extended address* do nó de destino, o *source IEEE adress* aponta o *extended address* do nó de origem [159].

O *multicast control* só é usado se a trama for *multicast* e está dividido em 3 campos, o *multicast mode* (primeiros 2 *bits*) que indica se a comunicação é efetuada no modo não membro (“00”) ou membro (“01”), o *nonmember radius* (2º, 3º e 4º *bits*) que indica o número de saltos que o pacote pode realizar por nós não membros, sendo o seu valor decrementado até ser descartado quando chegar a 0. Todavia se o seu valor for indicado como sendo 0x07 então não existe limite de retransmissão pelo que quando o pacote é recebido o dispositivo copia o conteúdo do terceiro campo, *max nonmember radius* (últimos 3 *bits*), que assinala o número máximo de saltos que o pacote pode realizar por nós não membros, para o campo *nonmember radius*. O *source route subframe*

permite definir qual a rota pretendida que o pacote deve seguir na rede e é composto por 3 campos, o *relay count* (1 *byte*) que conta o número de vezes que o pacote é retransmitido, o *relay index* (1 *byte*) que é inicializado a 0 e incrementado cada vez que o pacote passa por um *router* a *ralay list* que possui um tamanho variável e contem a lista com os *short addresses* dos nós pelos quais deve passar o pacote [159].

Já o *frame control* é constituído por 8 campos, o *freme type* que indica o tipo de trama que está a ser utilizada, “00” é *Data* e “01” é *Command*, o *protocol version* informa qual é a versão do protocolo que está a ser usada pelo dispositivo, o *discover route* permite controlar as operações de descoberta de nós na vizinhança existindo 3 modos de operação, “00” corresponde ao *suppress route discovery* que cancela a procura de dispositivos, “01” corresponde ao *enable route discovery* que ativa a procura de dispositivos e “10” corresponde ao *force route discovery* que força a procura de novas rotas mesmo que já existam rotas estabelecidas. A *multicast flag* é ativada quando a transmissão é *multicast*, o *security* é ativado quando é usada proteção na camada de rede, o *source route* indica se é usado o *source route subframe*, o *destination IEEE adress* informa se é incluído o *extended address* do nó de destino e o *source IEEE adress* aponta se é incluído o *extended address* do nó de origem [169].

Cada nó pode correr até 240 instâncias de aplicações e cada uma comunica através do *endpoint* (permite aos nós comunicarem com uma aplicação específica, sendo estas numeradas de 1 a 240, em que a 255 é o *broadcast* que envia a mesma informação para todas as aplicações). O *endpoint* 0 é reservado para o *ZigBee Device Objects* (ZDO), sendo da responsabilidade da camada de aplicação garantir esta comunicação.

O ZDO é uma aplicação comum a todos os dispositivos ZigBee e tem como preposítos: definir que função terá o dispositivo (coordenador, *router* ou dispositivo terminal); inicializar o nó para que as aplicações possam ser executadas; permitir os processos de procura por dispositivos ou de processos; inicia os processos necessários para que o coordenador possa criar e gerir a rede; inicia e reponde aos pedidos de *binding* (permite que os nós sejam emparelhados de tal forma que os pacotes de um nó sejam automaticamente roteados para o outro sem ser necessário estar sempre a especificar o endereço de destino e o *endpoint*); fornece serviços de segurança; permite realizar a gestão remota de um determinado nó [170].

APS frame é composta por 2 campos, o *APS header* e o *APS payload*. Contudo no ZigBee Pro existe mais 1 campo, o *auxiliary APS security header*. O 7º *bit* do *frame control* passa a ser o *extended header* e caso este seja “1” então é usado o *auxiliary APS security header*, sendo este constituído por 3 *bytes*, o primeiro pertence ao campo *extended frame control*, os 6 *bits* menos significativos e a combinação “11” são reservados, sendo “00” a indicação de que a transmissão não está fragmentada, “01” é a primeira parte de uma transmissão fragmentada e “10” é uma das pares de uma transmissão fragmentada [171].

O segundo byte é o *block number* que indica qual é a parte da transmissão se existir fragmentação, ou seja, se não existe fragmentação então todos os *bits* são 0, se existir fragmentação então caso os 2 *bits* mais significativos sejam “01” então os restantes indicam o número do fragmento, caso sejam “10” então os restantes *bits* indicam o número de fragmentos transmitidos. O último *byte* é o *ACK* que indica o *acknowledgment* de um determinado fragmento [171].

O *APS payload* contém as informações da aplicação a serem transmitidas. Já o *APS header* tem 7 campos, o *destination endpoint* indica para que *endpoint* o fragmento deve ser enviado. O *group address* designa qual é o endereço do grupo para o qual o fragmento deve ser enviado. O *cluster identifier* especifica o identificador do *cluster* que será usada na operação de *binding*. O *profile identifier* representa o perfil dos dados que estão a ser enviados pelo que apenas os nós com este perfil irão aceitar os pacotes permitindo a filtração da informação. O *source endpoint* especifica o *endpoint* do emissor. O *APS counter* é um contador que é incrementado sempre que um novo fragmento é enviado [159].

Já o *frame control* é composto por 6 campos, o *frame type* que indica o tipo de trama, “00” *data*, “01” *Command* e “10” *Acknowledgement*. O *delivery mode* especifica a forma como o pacote ser transmitido, “00” *unicast*, “01” endereçamento indireto (o endereço de destino não é especificado sendo o pacote enviado para todos os nós pertencentes ao *cluster identifier*) e “10” *broadcast* (envia para todos os nós e para todos os *endpoints*). O *indirect address mode* indica se ou o *source* ou o *destination endpoint* encontram-se especificados na trama quando o *delivery mode* está no modo de endereçamento indireto. O *security* informa se está a ser usada segurança fornecida pelo *Security Service Provider (SSP)*. O *acknowledgement request* indica se o recetor do pacote deve enviar uma mensagem de *acknowledgement* para o emissor [169].

Às tramas das camadas MAC, rede e aplicação podem ser anexados mais 2 campos, o *Message Integrity Code (MIC)* e o *auxiliary security header*. O primeiro possui 4 ou 8 ou 16 *bytes* (acrescentados no fim da trama) e é gerado através da encriptação de partes da trama usando a chave da rede através do algoritmo AES 128b. Quando é recebida uma mensagem provinda de um nó que não seja de confiança o sistema aplica a chave e caso o resultado não corresponda ao indicado no MIC então o pacote é descartado [171]. O segundo, representado na figura A.6 i) é composto por 4 campos, o *frame counter* é um contador que é incrementado sempre que uma nova trama é transmitida, o *source address* aponta o *extended address* do nó de origem, o *key sequence number* indica qual é a sequência dos números da chave da rede que foram usados no mecanismo de segurança da rede [159].

Já *security control*, representado na figura A.6 j), é constituído por 3 campos, o *security level* permite definir 8 opções de segurança, indicadas na tabela A.4 (M indica quantos *bytes* são usados no MIC e ENC indica se a informação está encriptada, o sistema CCM usa a combinação de ENC com MIC), o *key identifier* especifica qual é o tipo de chave usada para proteger a trama, “00” *link key*, “01” *network key*, “10” *key-transport*

key, “11” key-load key. O *extended nonce* designa se está indicado o *source address* no *auxiliary security header*. Na figura A.7 encontra-se a representação da forma como é adicionada segurança às tramas e na figura A.8 encontram-se representados os vários tipos de tramas usadas nas camadas.

A sincronização entre dispositivos pode ser feita através de dois cenários, *beacon enabled* e *nonbeacon enabled*. O *beacon* é um tipo de mensagem que permite sincronizar os relógios dos nós da rede e no modo *beacon enabled* o coordenador emite esta mensagem periodicamente garantindo que a rede está sincronizada, todavia tem a desvantagem de obrigar que todos os dispositivos passem para o modo ativo periodicamente para escutarem a mensagem podendo ocorrer casos em que os nós apenas acordam para efetuar a sincronização do relógio e voltam para o modo adormecido aumentando o consumo dos sistemas.

No modo *nonbeacon enabled* não existe o envio periódico da mensagem de *beacon* pelo que deixa de ser possível a existência de *guaranteed time slots* (GTSs) uma vez que os dispositivos já não estão sincronizados, contudo tem a vantagem de apenas acordar os nós quando é necessário, reduzindo significativamente o consumo energético [159].

Tabela A.4: Opções de segurança [159].

Nível de segurança	Atributos de segurança	Encriptação da informação	Integridade da trama
000	Nenhum	Não	Não (M=0)
001	MIC-32	Não	Sim (M=4)
010	MIC-64	Não	Sim (M=8)
011	MIC 128	Não	Sim (M=16)
100	ENC	Sim	Não (M=0)
101	ENC-MIC-35	Sim	Sim (M=4)
110	ENC-MIC-64	Sim	Sim (M=8)
111	ENC-MIC 128	Sim	Sim (M=16)

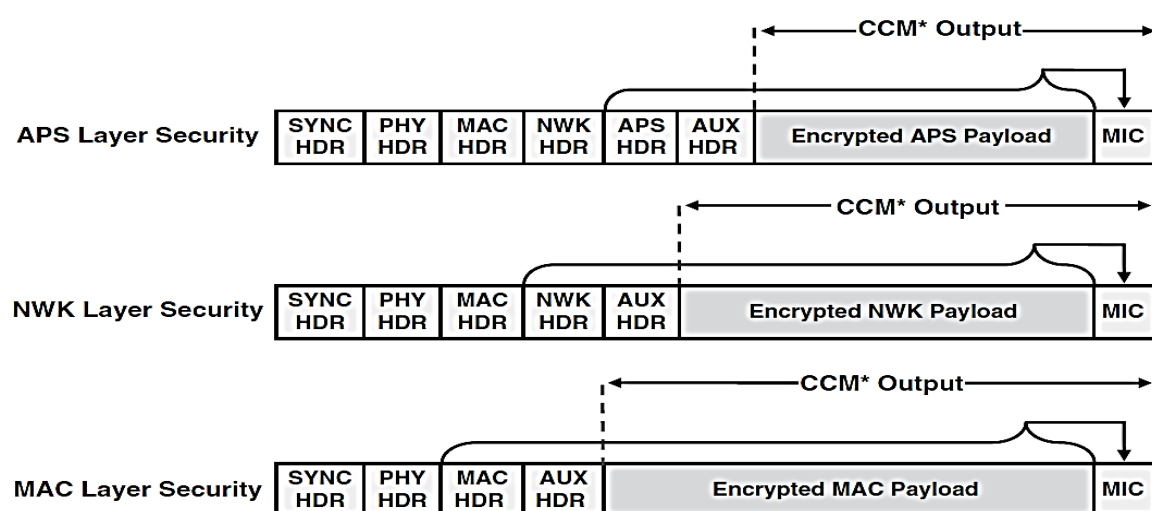
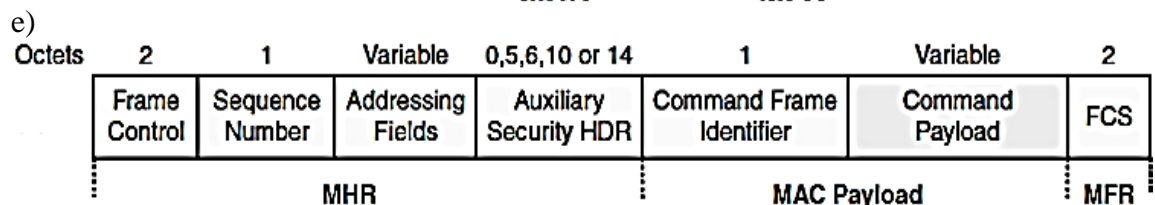
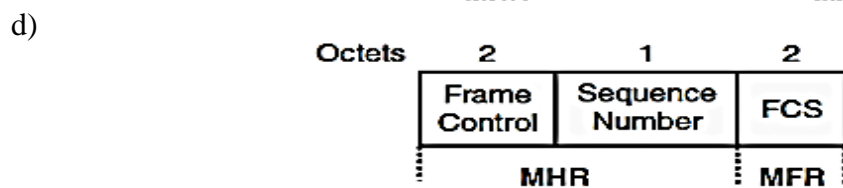
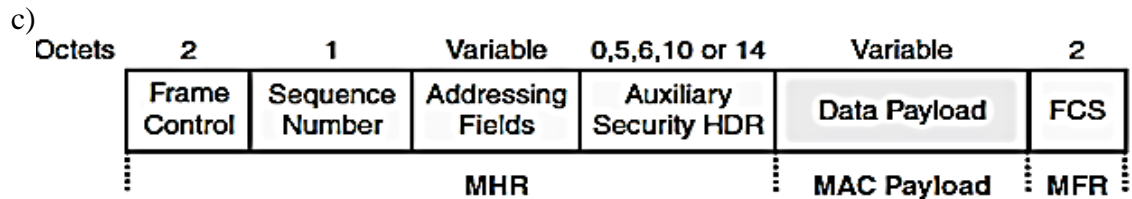
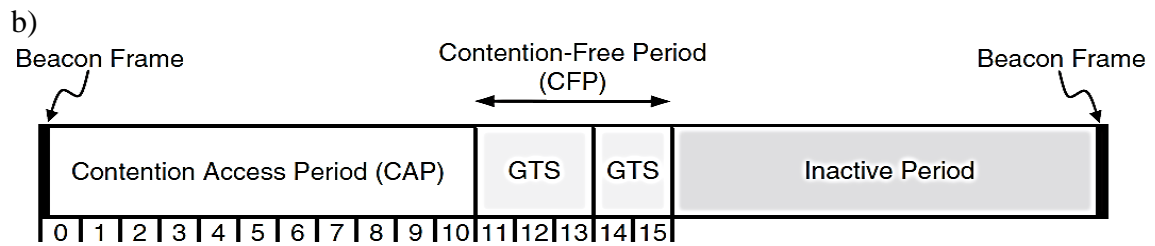
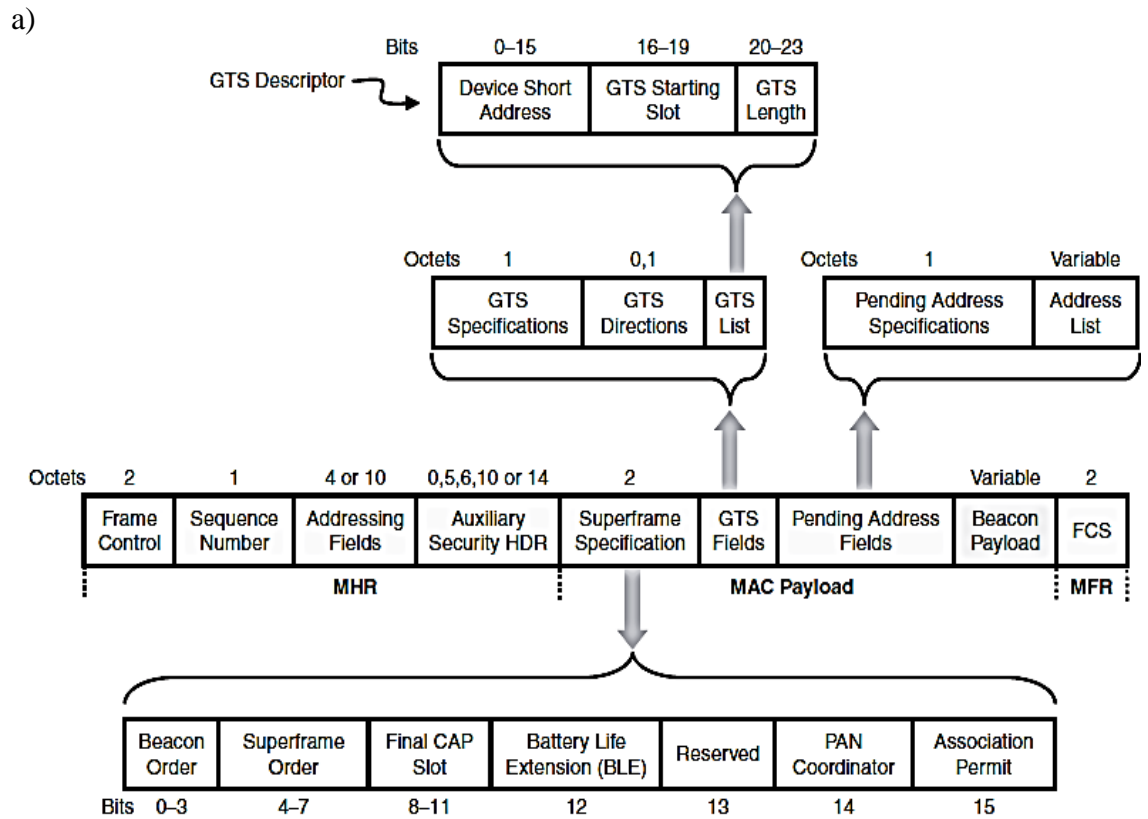


Figura A.7: Adição da segurança nas tramas das camadas MAC, NWK e APS [159].



f)

Bits: 0-7	8-11	12-15	16-17	18	19-22	23	24-47
Protocol ID	Stack profile	nwk Protocol-Version	Reserved	Router capacity	Device depth	End device capacity	Tx Offset (optional)

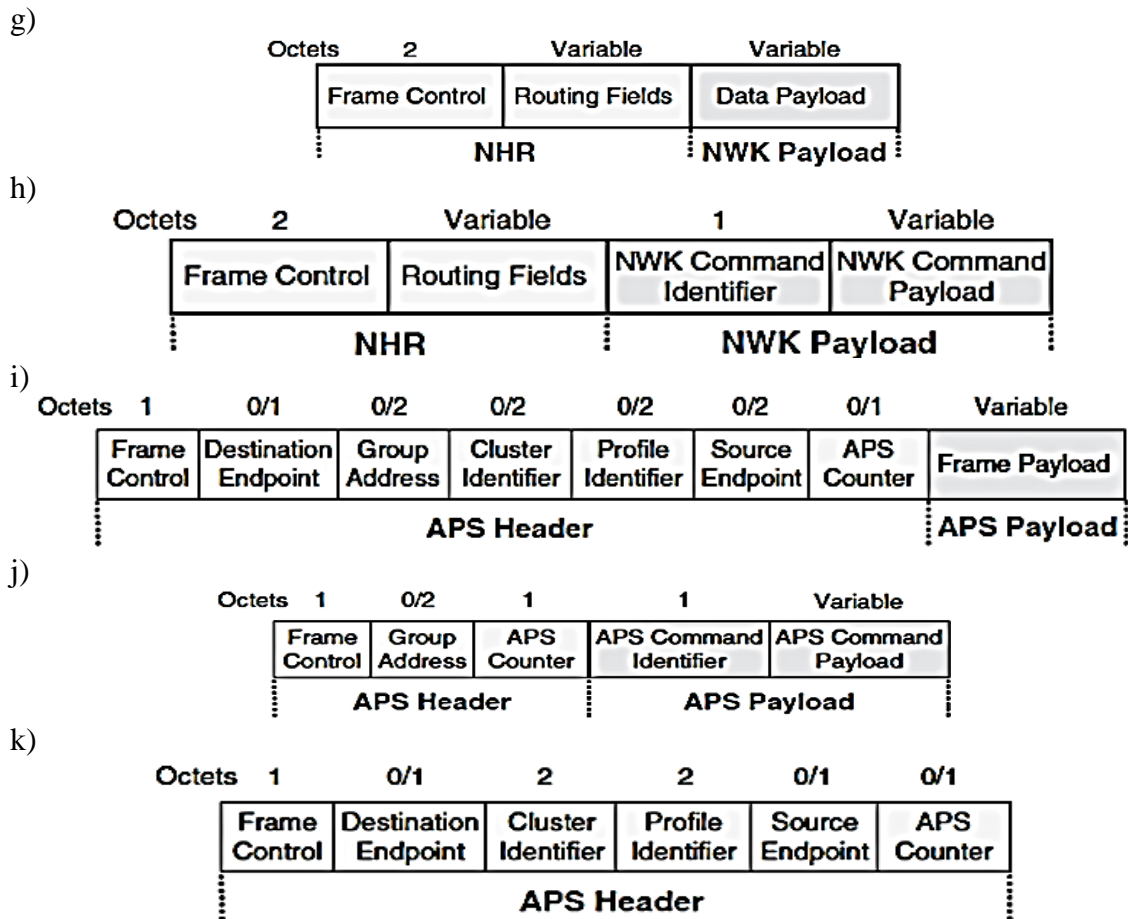


Figura A.8: Tipos de tramas usadas no padrão IEEE 802.15.4, na camada MAC a) beacon [159], b) estrutura da superframe [159], c) data [159], d) acknowledgement [159], e) command, na camada de rede [159], f) beacon payload [169], g) data [159], h) command [159], na camada de aplicação, i) data [159], j) command [159] e k) acknowledgement [159].

Os *beacons* também são usados pelo coordenador de forma a informar determinados nós que está informação pendente para lhes ser entregue no coordenador e o dispositivo contacta o coordenador para que este lhe envie a informação. Ou seja, sempre que um dispositivo recebe um *beacon* irá averiguar o *pending address* para verificar se existe informação pendente para si [159].

Existem duas formas de acesso ao canal, *contention free* ou *contention based*, sendo a primeira usada quando a sincronização é feita no cenário *beacon enabled* e usa um GTS alocado e a segunda no *nonbeacon enabled* que usa o mecanismo *Carrier Sense Multiple Access - Collision Avoidance* (CSMA-CA). As operações em *beacon enabled* usam a estrutura *superframe*, representada na figura A.8 b), que pode conter 3 períodos, o *contention access* (CAP), o *contention-free* (CFP) e o *inactive* (IP).

Durante o CAP os dispositivos que pretendam comunicar tem de usar o CSMA-CA, não sendo garantido que irão conseguir ter acesso ao canal (período tipicamente usado em redes de grande dimensão). No CFP não é permitido o uso do CSMA-CA e cada nó possui um *time slot* reservado para poder transmitir (período tipicamente usado

em aplicações que necessitem de baixa latência e para o nós fazerem o pedido de alocação de GTS ao coordenador) [159].

O conjunto do CAP e do CFP é denominado período ativo e está dividido em 16 *time slots* de igual duração. O IP permite aos dispositivos entrar no modo adormecido de forma a poderem poupar energia e possibilita que o coordenador desligue o *transceiver*. Outro conceito relevante é o *interframe Spacing* que define um intervalo temporal que o emissor deve esperar entre o envio de pacotes de modo a fornecer o tempo necessário ao recetor para poder processar a informação [159].

O mecanismo CSMA-CA escuta o canal de forma a determinar se este está ocupado, se não estiver então inicia a transmissão e só liberta o canal após ter enviado todo o pacote, caso contrário cancela a transmissão e espera um tempo aleatório até tentar retransmitir, existindo um número máximo de tentativas que o nó irá realizar até que o pacote seja descartado.

Para efetuar a deteção do estado o dispositivo coloca o *transceiver* no modo de recetor e efetua a deteção de energia (ED - *energy detection*) sem descodificar a informação, tendo apenas o objetivo de estimar o nível da energia na banda de frequência onde é pretendido transmitir. O segundo método é o *carrier sense* (CS) que é semelhante ao anterior mas neste é analisado que tipo de sinal está a ser transmitido na banda de frequência e se este não estiver de acordo com a norma 802.15.4 então o canal é considerado livre [159].

A trama *beacon* encontra-se representada na figura A.8 a), sendo o *MAC header* e o *MAC footer* iguais aos previamente analisados, exceto o *sequence number* que passa a conter o valor atual do *beacon sequence number*. Já o *MAC payload* passa a ser constituído por 4 campos. O *superframe specification* é composto por 6 campos, o *beacon order* que indica os intervalos entre *beacons*, o *superframe order* define a duração do período ativo, o *final CAP slot* que indica o último *time slot* do CAP (caso existam *time slots* livres após o CAP então serão usados como GTSs). O *Battery Life Extension* (BLE) que se estiver ativo (“1”) então o nó irá entrar no modo adormecido após um determinado período de tempo (modo inativo). O *PAN coordinator* informa se o *beacon* foi enviado pelo coordenador (“1”) ou por dispositivo (“0”). O *association permit* indica se o coordenador aceita novas associações (“1”) ou não (“0”) [159].

Já o *GTS fields* é composto por 3 campos, o *GTS specification* que especifica se o coordenador da PAN está atualmente a aceitar pedidos de GTS dos dispositivos que pretendem comunicar e indica o número de GTSs que se encontram na *GTS list*. O *GTS direction* pode ser usado para especificar se os dispositivos que vão usar os GTSs devem estar exclusivamente no modo de receção ou de transmissão. O *GTS list* contém uma lista com todos os GTSs que estão a ser usados e cada linha da lista está subdividida em 3 campos, o *device short address* que contém o *short address* do dispositivo, o *GTS starting slot* que indica qual é o *time slot* que será usado e o *GTS length* que informa qual é a duração do GTS [159].

Outro campo é o *pending address fields* que contem informação sobre os dispositivos que têm pacotes pendentes no coordenador e está subdividido em 2 campos, o *pending address specifications* que é composto pelo *number of short addresses pending* (primeiros 3 bits) que indica o número de *short addresses* que possuem dados pendentes e o *number of extended addresses pending* que indica o número de *extended addresses* pendentes. O outro campo é o *address list* que contem a lista com os endereços dos nós que possuem informação pendente no coordenador [172].

Já a trama do *beacon payload* encontra-se representada na figura A.8 f) e é constituída por 7 campos, o *protocol ID* que indica qual é o protocolo que está a ser usado, o *stack profile* que é uma convenção de definições da *stack* do ZigBEE que permite a interoperabilidade em áreas específicas, sendo os nomes dos perfis “0x0” *Network Specific*, “0x1” *Home Controls*, “0x2” *Building Automation*, “0x3” *Plant Control*. O *NWK protocol version* indica qual é a versão do protocolo de rede que está a ser usado.

Contudo a dimensão de alguns campos pode variar consoante a especificação do parâmetro *macBeaconPayloadLength*. O *router capacity* informa se o *router* tem capacidade de aceitar os pedidos de *binding*. O *device depth* é relevante na topologia em árvore e informa o quão abaixo da raiz está o nó, sendo o valor “0x0” associado ao coordenador da PAN. O *end device capacity* notifica se o dispositivo terminal tem capacidade de aceitar os pedidos de *binding* e se pretende que tal ocorra. Já o *TxOffset* indica diferença temporal (medida em símbolos) entre o *beacon* transmitido pelo dispositivo e o *beacon* transmitido pelo seu pai na topologia em árvore ou entre o *timestamp* do nó e o *beacon timestamp* [169].

Na camada MAC podem ser usadas outras 3 tramas, a *data*, a *acknowledgement*, a *command* e a *beacon* que usam os campos já previamente analisados. Já na camada de rede podem ser utilizadas 3 tramas, *beacon payload*, *data* e *command* que usam campos previamente analisados (o *NWK command payload* das tramas de *data* e *command* são, respetivamente, as tramas de *data* e *command* da cama de aplicação) mas possuem um novo campo, o *NWK command identifier* cujos comandos encontram-se na tabela A.5.

Tabela A.5: Especificação dos comandos usados no campo *NWK command identifier* [169].

NWK command identifier	Comando
0x1	<i>Route request</i>
0x2	<i>Route reply</i>
0x3	<i>Route error</i> (estado da rede)
0x4	<i>Leave</i>
0x5	<i>Route record</i>
0x6	<i>Rejoin request</i>
0x7	<i>Rejoin response</i>
0x8	<i>Link status</i>
0x9	<i>Network report</i> ZigBee Pro
0xA	<i>Network update</i>

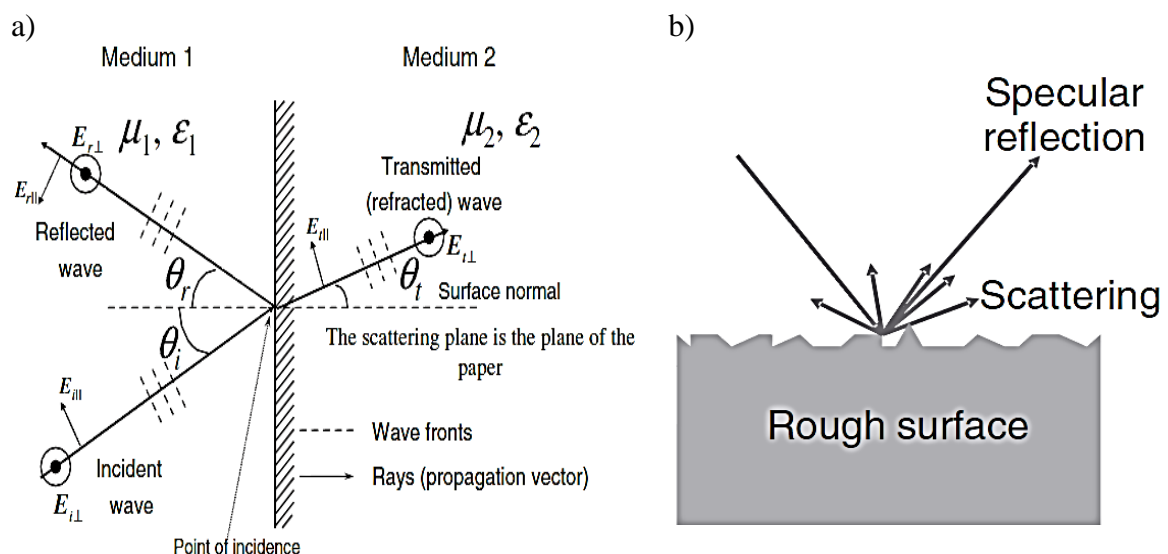
Na camada de aplicação podem ser usadas 3 tramas, *data*, *command* e *acknowledgement* que usam campos já analisados. Na trama *data* o campo *APS payload* contem os dados. Já na trama *command* este campo está subdividido em 2 campos, o *APS command identifier* que identifica o comando que está a ser usado e o *APS command payload* onde se encontra o comando [169].

A segurança nas redes ZigBee é garantida por 4 serviços, controlo de acesso (é efetuada autenticação de dispositivos, sempre que entra um novo nó na rede, e de dados, sempre que o nó recebe dados verifica a sua integridade), encriptação dos dados, integridade da trama (garante que os pacotes não são alteados enquanto são roteados pela rede) e transmissão sequencial (o uso de contadores previne a ocorrência de ataques do tipo *replay*).

Estas redes também usam o método *Key establishment* que permite que dois dispositivos criem uma chave aleatória sem que tenham de a comunicar pela rede, sendo tal obtido através do uso do protocolo *Symmetric-Key Key Establishment (SKKE)*. Todos os dispositivos têm de ter conhecimento da chave comum, denominada *master key* que ou foi pré-instalada ou é transmitida pela rede, por exemplo, através do *key-load key* [159].

Quando dois dispositivos querem comunicar através do protocolo SKKE então o transmissor estabelece uma *link key* usando a *master key* e transfere informação específica sobre esta chave para o recetor que a irá usar para determinar a *link key*. Desta forma os dispositivos usam a mesma chave na sua comunicação [159].

As comunicações sem fios usam as ondas eletromagnéticas que são afetadas pelo canal através da reflexão, dispersão (reflecção numa superfície rugosa), refração (parte da onda passa para o novo meio e a outra parte é refletida) e difração (explicada pelo principio de *Huygen's* onde é indicado que cada ponto na frente de onda é considerado uma nova fonte esférica pelo que numa onda homogénea e plana a superposição de todas as frentes de onda irá originar novamente uma onda homogénea e plana). Estes princípios de propagação encontram-se representados na figura A.10 [173].



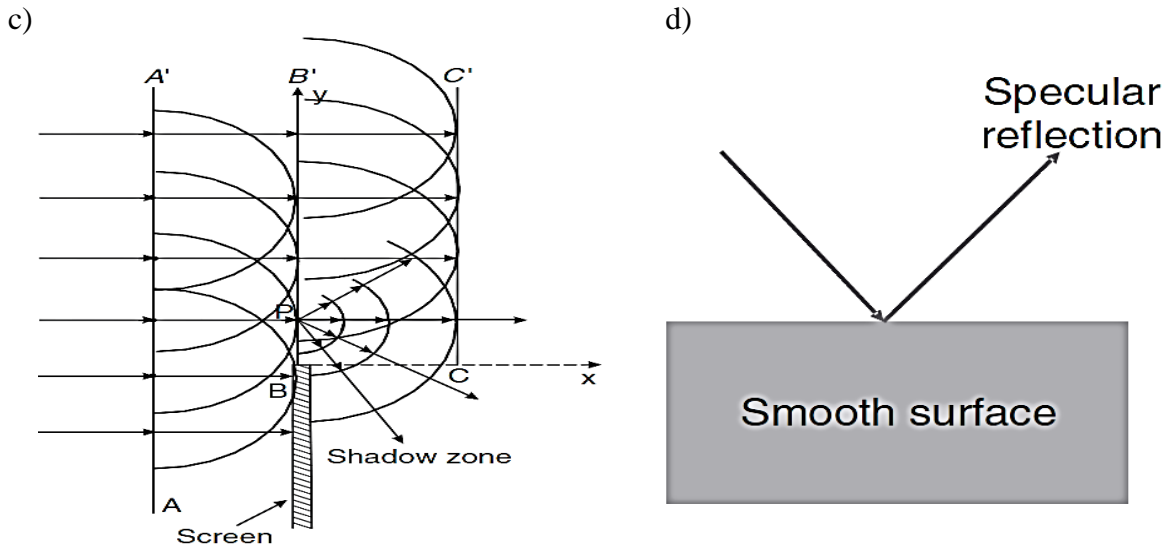
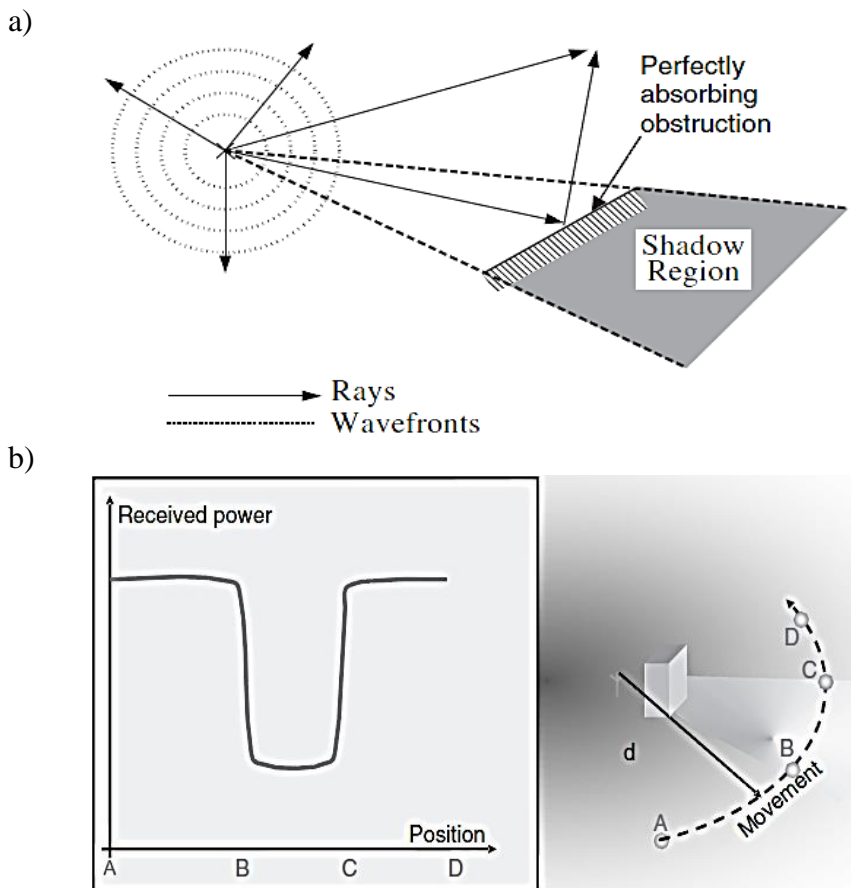


Figura A.10: Propagação das ondas eletromagnéticas, a) refração [174], b) dispersão [173], c) difração [173] e d) reflexão [173].

Desta forma são geradas zonas de sombra (zonas onde o sinal não chega ou que a sua intensidade é muito baixa), desvanecimento lento (*shadowing*), e produzidas ondas que irão percorrer múltiplos percursos dando origem à propagação multipercurso e a soma de todas estas ondas no recetor poderá ser construtiva ou destrutiva e irá produzir dispersão do sinal no tempo o que poderá criar a interferência intersimbólica (sobreposição de símbolos), estando estes fenómenos representados na figura A.11.



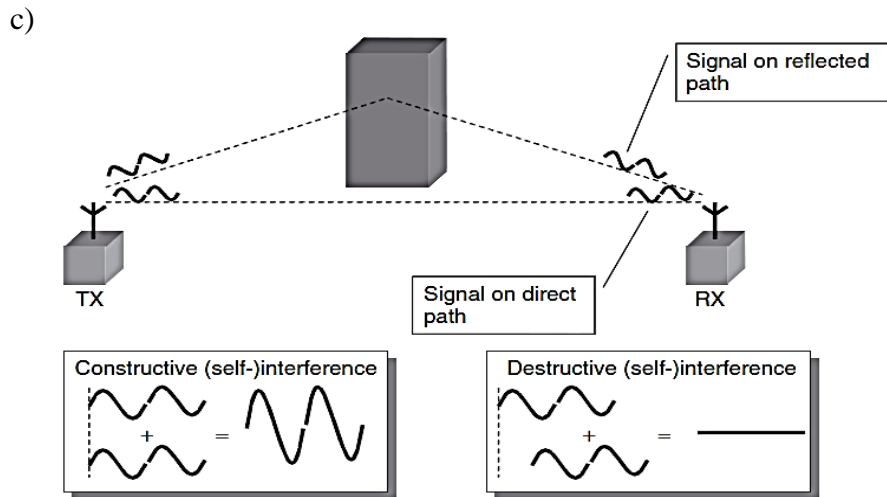


Figura A.11: Fenómenos originados pela propagação das ondas, a) criação de zonas de sombra [174], b) potência do sinal recebido nas zonas e sombra [173] e efeito da propagação multipercusso [173].

Um dos pontos mais relevantes para se analisar a qualidade da ligação é a relação sinal ruído, ou seja, quanto é que o ruído irá afetar o sinal, todavia num meio onde existem múltiplos dispositivos a usar bandas de frequência muito próximas o fenómeno da interferência é dominante sobre o ruído pelo que normalmente é analisada a relação sinal interferência.

Ao se considerar a propagação multipercusso num ambiente com mobilidade então é gerado o desvanecimento rápido (*small-scale*) que é fortemente influenciado pelo movimento dos terminais, podendo gerar fortes variações na potência do sinal recebido e origina o desvio de Doppler (desvio no domínio das frequências que pode fazer com que ocorra dispersão no domínio das frequências) que está diretamente relacionado com a velocidade a que se move o terminal.

O desvio de *Doppler* e o tempo de coerência do canal (dual no domínio do tempo do desvio de Doppler e é inversamente proporcional) são parâmetros que descrevem qual é a natureza da variação temporal do canal na região do desvanecimento rápido. O tempo de coerência mede qual é a duração temporal em que um impulso no canal mantêm-se inalterável, ou seja, é a duração temporal onde dois sinais recebidos apresentam um forte potencial para existir correlação das suas amplitudes [175].

Outro ponto relevante é a largura de banda usada na transmissão que deve ser inferior à largura de banda de coerência do canal, ou seja, qual é a gama de frequências para as quais se pode considerar o canal aproximadamente plano (canal onde todas as componentes espectrais passam com fase linear e aproximadamente o mesmo ganho) [175]. A potência recebida por um terminal no espaço livre é expressa pela fórmula de *Friis* [160]

$$P_r(d) = P_t G_r G_t \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (\text{A.2})$$

onde P_t é a potência transmitida (w), G_r é o ganho da antena do recetor, λ é o comprimento de onda ($\lambda=c/f$, sendo c a velocidade da luz em m/s e f a frequência de transmissão em Hz) e d é a distância entre as antenas (m). A relação P_r/P_t é denominado perda de percurso (*path loss*). Se as antenas estiverem perto do chão então necessário considerar a reflexão das ondas no solo. Se for considerado o chão perfeitamente plano e condutor então à propagação em espaço livre é multiplicado o termo $4\pi h_r h_t / \lambda d$, onde h_r e h_t é respetivamente as alturas das antenas de receção e de emissão (m) obtendo-se [176]

$$P_r(d) \approx P_t G_r G_t \left(\frac{h_r h_t}{d^2} \right)^2 \quad (\text{A.3})$$

Seja d_0 a distância até ao campo distante e dependente do tipo de antena. Então pode-se reescrever (A.2) em [160]

$$P_r(d) = \frac{P_t G_r G_t \lambda^2}{(4\pi)^2 d_0} \left(\frac{d_0}{d} \right)^2 = P_r(d_0) \left(\frac{d_0}{d} \right)^2 \quad (\text{A.4})$$

Ao alterar o expoente é possível generalizar a expressão para outros ambientes [175]

$$P_r(d) = P_r(d_0) \left(\frac{d}{d_0} \right)^{-n} \quad (\text{A.5})$$

sendo $n=2$ para o espaço livre. O *path loss* (PL) não depende apenas da distância mas também de outros fatores externos como a existência de vegetação ou edifícios que provocam o *shadowing*. Desta forma surgiram vários modelos que permitem considerar estes parâmetros, sendo o mais simples o log-normal definido por [175]

$$\overline{PL}_{dB} = \overline{PL}(d_0) + 10n \log \left(\frac{d}{d_0} \right) + X_\sigma \quad (\text{A.6})$$

onde X_σ é uma variável aleatória com distribuição gaussiana (em dB) com média nula e variância σ (em dB). Existem modelos específicos para a propagação em meios exteriores como o *Longley-Rice* (gama de frequências entre os 40 MHz e os 100 GHz), o *Okumura* (desde os 150 aos 1920 MHz), o *Hata* ou *Okumura-Hata* (desde os 150 aos 1500 MHz) e o *COST 231* (desde os 1500 aos 2000 MHz) [175]. Já para meios interiores é tipicamente usado o *Motley-Keenan* que utiliza o modelo *log-distance* (expressão A.6 sem o termo X_σ) e soma as atenuações das paredes e do chão dos andares [173].

Todavia o melhor modelo empírico para meios florestais (onde a comunicação é efetuada através da folhagem) com comunicações a curtas distâncias (aplicável à gama de frequências entre os 230 e os 95 GHz) é o *Modified Exponential Decay* desenvolvido por Weissberg nos Estados Unidos da América em meios com diferentes folhagens. Desta forma trata-se de um bom modelo para ser aplicado às RSSF e a atenuação média é dada por [176]

$$A_{dB} = \begin{cases} 1,33 f^{0,284} d^{0,588} & 14 \text{ m} \leq d \leq 400 \text{ m} \\ 0,45 f^{0,248} d & 0 \leq d \leq 14 \text{ m} \end{cases} \quad (\text{A.7})$$

estando f em MHz, e a este valor deve ser somada a atenuação do espaço livre. Outro elemento importante é a existência ou não de linha de vista entre as antenas o que origina uma distribuição das várias componentes multipercurso, sendo tipicamente analisadas 2 tipos de distribuições, com componente de linha de vista (*Ricean*) e sem linha de vista (*Rayleigh*).

O termo K_r é o fator de *Ricean* dado por $K_r = A^2/(2\sigma^2)$ onde A é a amplitude da componente dominante e σ^2 é a variância. Quanto mais forte for a componente em linha de vista maior é K_r pelo que a distribuição de *Rician* aproxima-se da distribuição normal e será menor a probabilidade de ocorrência de picos de desvanecimento. Quanto menor for K_r mais a distribuição de *Ricean* se aproxima da de *Rayleigh* [175]. Estas distribuições encontram-se representadas na figura A.12. Por vezes é usada a distribuição de *Nakagami* quando os dados não estão de acordo com os outros dois modelos. Nas RSSF tipicamente não existe linha de vista entre os terminais pelo que é usada a distribuição de *Rayleigh*.

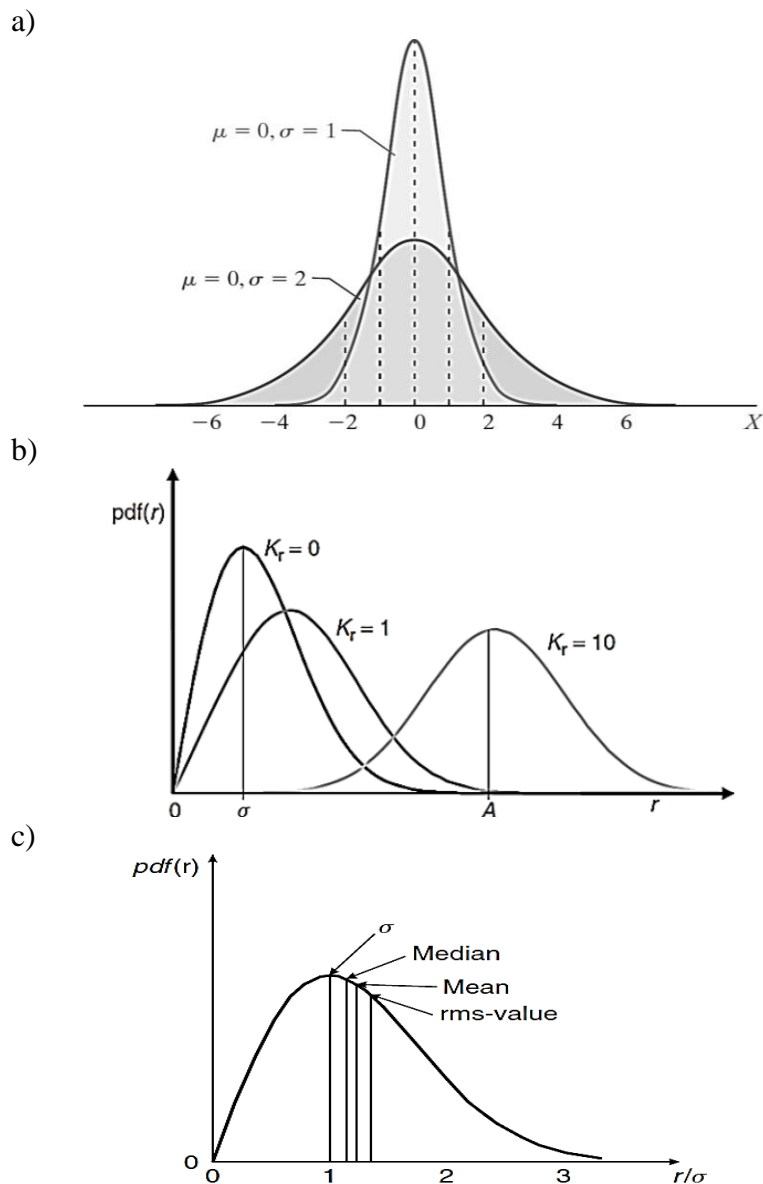


Figura A.12: Tipos de distribuição, a) normal [177], b) *Rician* [173] e c) *Rayleigh* [173].

Nas RSSF que usam o CSMA-CA existem dois fenómenos que afetam as ligações, o terminal exposto e o terminal escondido, representados na figura A.13.

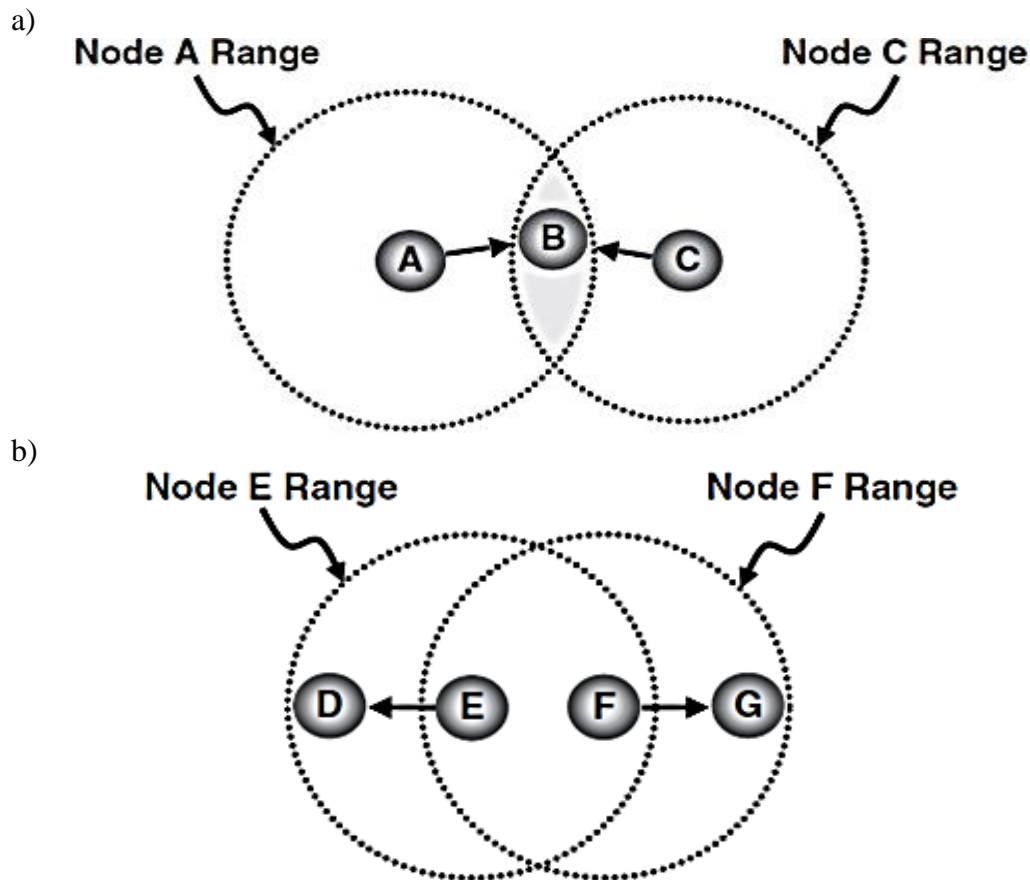


Figura A.13: Problemas associados ao uso do CSMA-CA, a) terminal escondido, b) terminal exposto [159].

Na figura A.11 a) encontra-se um exemplo de como pode surgir o problema do terminal escondido, neste caso o nó A não consegue receber o sinal C e vice-versa uma vez que a potência que recebem é demasiado baixa. Todavia ambos podem comunicar com B e se surgir o caso em que ambos o pretendam fazer ao mesmo tempo o sistema CSMA-CA irá detetar que o canal está livre e darão início à transmissão, ocorrendo distorção dos dados. Este problema pode ser resolvido através da alteração das posições dos nós embora seria mais simples se o padrão 802.15.4 pode-se usar o mecanismo RTS/CTS da norma 802.11 [159].

Já o problema do terminal exposto encontra-se representado na figura A.11 b) onde o nó E pretende transmitir para D e o nó F para o G. Como D está fora do alcance de F então a transmissão de E para D deveria ocorrer sem problemas, contudo se o nó F começar a transmitir primeiro então o nó E fica sobre a região de influência do nó F pelo que o CSMA-CA irá indicar que o canal está ocupado até que F termine a transmissão. Também este problema poderia ser resolvido pelo mecanismo RTS/CTS da norma 802.11 [159].

Anexo B

Anexo referente à análise das turbinas eólicas e do gerador síncrono.

A energia cinética de uma massa que se encontra em movimento, considerando que no instante inicial está em repouso, é definida por [34]

$$E = \frac{1}{2}mv^2 \quad (\text{B.1})$$

onde m é a massa em Kg e v é a velocidade final em m/s.

Assumindo que ocorre um fluxo isotérmico do volume de ar, então, pela primeira lei da termodinâmica a potência do vento é dada pela variação da energia (em J) em ordem ao tempo, ou seja $P_0=dE/dt$. Então pode-se reescrever (B.1) em

$$P_0 = \frac{1}{2} \frac{dm}{dt} v^2 \quad (\text{B.2})$$

sendo P_0 a potência do vento em W. A variação de um fluxo de massa de ar é definida por [34]

$$\frac{dm}{dt} = \frac{dx}{dt} \rho A \quad (\text{B.3})$$

sendo A a área analisada em m^2 . Já a densidade do ar, ρ , é expressa pela lei dos gases ideais [34]

$$pV = nR_gT \quad (\text{B.4})$$

onde p é a pressão atmosférica em Pa, V é o volume em m^3 , n é o número de moles, R_g é a constante geral do gás e T é a temperatura em K. Tendo em conta que a constante universal do gás é definida pela expressão $R_g=RM$, sendo M a massa molar (g/mol) e R a constante específica do gás, e que $m=nM$ [178], então, sabendo que a densidade é $\rho=m/V$, pode-se reescrever (B.4) em

$$\rho = \frac{p}{RT} \quad (\text{B.5})$$

Ao nível do mar a pressão atmosférica é de 1 atm (corresponde a 101325 Pa), assumindo uma temperatura média de 15 °C (corresponde a 288,15 K) e considerando a constante específica do ar seco 287,05 J/(KgK), então determina-se que $\rho=1,225 \text{ Kg/m}^3$ [34].

Como $dx/dt=v$, pode-se substituir (B.3) em (B.2), obtendo-se a potência do vento

$$P_0 = \frac{1}{2} \rho A v^3 \quad (\text{B.6})$$

Todavia, esta expressão é uma aproximação na qual são usados valores médios (não é tida em conta a ocorrência de flutuações) e assume-se que a componente vertical

do vento é desprezável (caso não o seja é necessário multiplicar a expressão por $\cos(\theta)$, sendo θ o ângulo entre a direção do vento e a normal ao plano em análise em rad) [39].

Na figura B.1 apresenta-se o fluxo de ar a passar por uma turbina unidimensional, verificando-se que a força exercida pelo vento (em N) é dada por

$$F_v = A\Delta p \quad (\text{B.7})$$

onde A é a área do disco (m^2) e $\Delta p = p^+ - p^-$ é a variação da pressão em Pa, ou aplicando o teorema da conservação da massa ao volume de ar num determinado período de tempo, expresso por $V = Avt$ (sendo t em s), cuja massa contida é obtida através da multiplicação do volume pela densidade do ar [34]

$$m = \rho Avt \quad (\text{B.8})$$

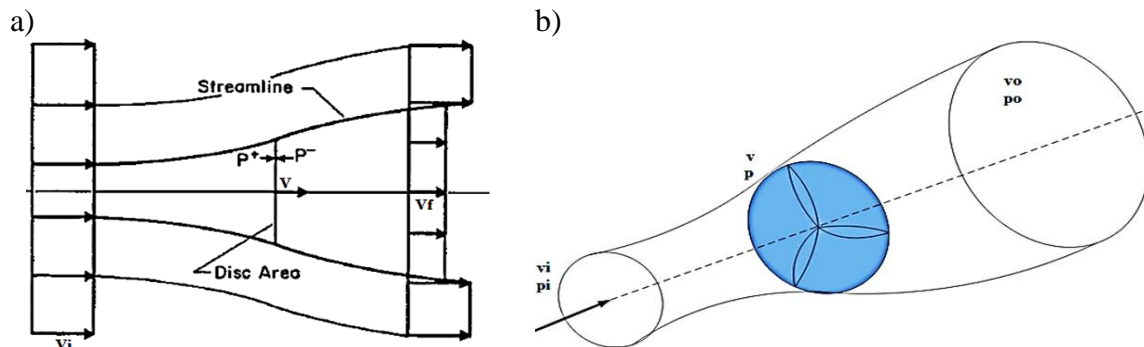


Figura B.1: Fluxo de ar a passar por uma turbina unidimensional a) corte transversal [179] e b) perspectiva isométrica [180].

Deste modo, o ritmo de passagem do fluxo de massa no disco da turbina é obtido pela divisão da massa de ar contida neste disco pelo tempo e considerando uma variação temporal infinitesimal obtém-se

$$m_r = \frac{m}{dt} = \rho Av \quad (\text{B.9})$$

sendo v o valor da velocidade do vento no disco da turbina em m/s, pelo que através da segunda lei de Newton

$$F_v = m \frac{dv}{dt} = \rho Av \Delta v \quad (\text{B.10})$$

onde Δv é variação da velocidade do vento no disco da turbina em m/s ou seja, a subtração das velocidades antes e após o disco (em m/s), $\Delta v = v_i - v_f$, logo

$$F_v = \rho Av (v_i - v_f) \quad (\text{B.11})$$

Para se determinar v , é necessário aplicar a equação de *Bernoulli* ao fluxo de vento, obtendo-se [179]

$$F_v = \rho \frac{A}{2} (v_i^2 - v_f^2) \quad (\text{B.12})$$

e combinando (B.11) com (B.12) obtém-se

$$v = \frac{v_i^2 + v_f^2}{2} \quad (\text{B.13})$$

ou seja, a velocidade do vento aplicado no disco da turbina é dada pelo valor médio entre a velocidade do vento antes e após a turbina.

Usando a abordagem onde se assume que ocorre um fluxo isotérmico do volume de ar, de modo a que pela primeira lei da termodinâmica a potência do ar seja dada pela variação da energia em ordem ao tempo, então como apenas ocorre alteração da energia cinética verifica-se que a potência pode ser expressa por (B.1) (sendo a velocidade inicial diferente de zero) e pelo ritmo de passagem do fluxo de massa no disco da turbina (expressão B.9), ou seja,

$$P_0 = \frac{1}{2} \rho A v (v_i^2 - v_f^2) \quad (\text{B.14})$$

Considerando $u=(1-av_i)$ [179], que permite, usando (B.13), obter $v_f=(1-2a)v_i$, então pode-se reescrever (B.14) por

$$P_0 = 2\rho A v_i^3 a(1-a)^2 \quad (\text{B.15})$$

onde a é denominado fator de interferência axial e representa a diminuição da velocidade do vento à medida que este se aproxima da turbina. Designa-se por coeficiente de potência, C_p , o termo $4a(1-a)^2$, sendo o seu valor máximo quando

$$\frac{dC_p}{da} = 0 \Leftrightarrow 4(1-a)^2 - 8a(1-a) = 0 \Leftrightarrow a = \frac{1}{3} \quad (\text{B.16})$$

logo

$$(C_p)_{\text{maximo}} = 4 \frac{1}{3} \left(1 - \frac{1}{3}\right)^2 = 0,593 \quad (\text{B.17})$$

Este coeficiente é definido por [39]

$$C_p = \frac{P}{P_0} \quad (\text{B.18})$$

ou seja, é a relação entre a potência disponível (P_0) e aquela que é aproveitada pela turbina (P), sendo esta relação sempre inferior a $16/27 \approx 59,3\%$, designado por limite de *Betz*.

Também se pode reescrever (B.11) com o fator de interferência axial, ou seja,

$$F_v = 2\rho A v_i^2 a(1-a) \quad (\text{B.19})$$

Outro elemento de interesse é o coeficiente de binário que permite normalizar a força exercida na turbina, definida por (B.19), usando como base a energia cinética do vento, sendo este definido por [179]

$$C_T = \frac{T_v}{E} = \frac{2\rho A v_i^2 a(1-a)}{\frac{1}{2}\rho A v_i^2} = 4a(1-a) \quad (\text{B.20})$$

sendo T_v o binário do vento em Nm, onde o valor máximo ocorre quando $a=1/2$. A relação $\lambda=C_p/C_T$ [181] permite que através de (2.13) e (B.20) se possa determinar o C_p esperado. Na figura B.2 apresenta-se a os coeficientes de binário e de potência em função de a .

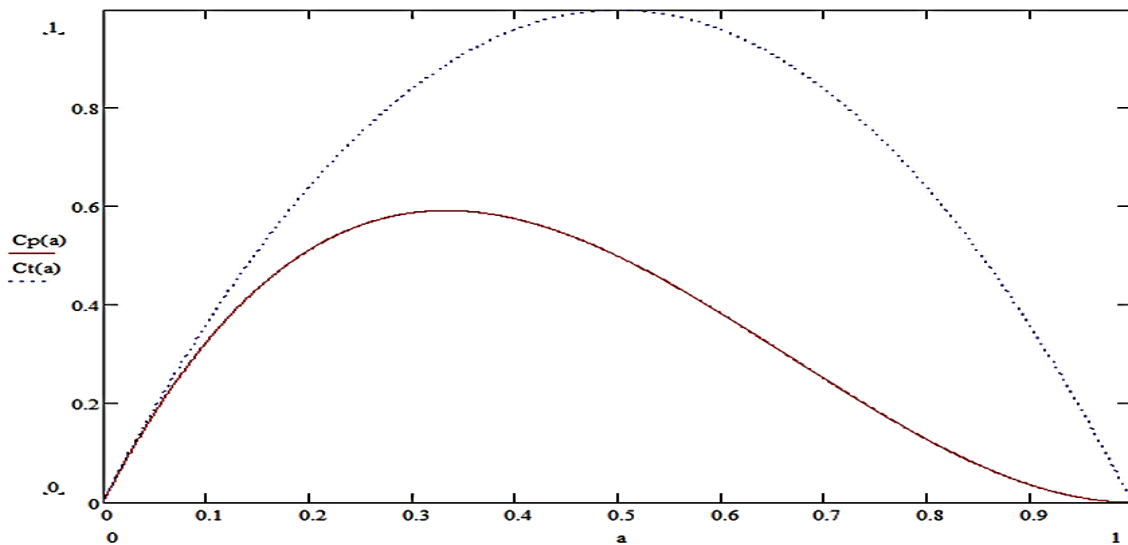


Figura B.2: Coeficientes de binário e de potência em função de a [180].

Na figura B.3 a) encontra-se representado o modelo da máquina (válido para o regime estacionário), estando em b) a análise do diagrama de fasores quando esta se encontra a funcionar como gerador. A análise é semelhante à efetuada na expressão (2.19) embora se pretende estudar o efeito combinado das 3 fases em vez do comportamento individual de cada fase.

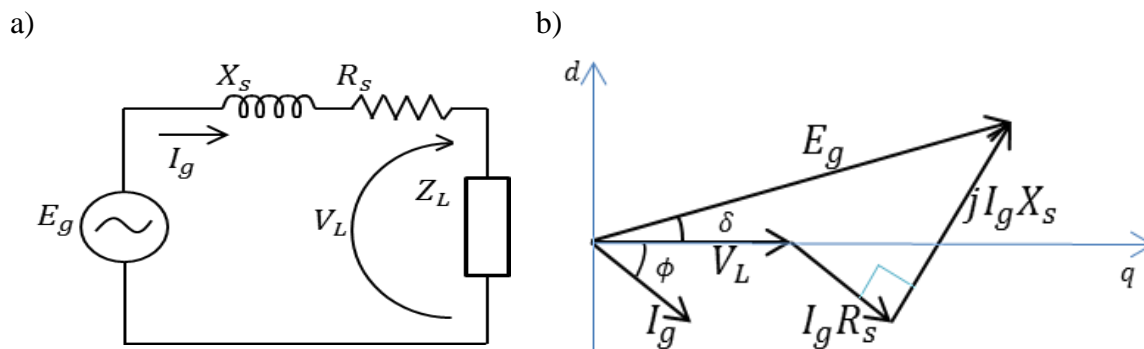


Figura B.3: Análise ao funcionamento da máquina síncrona, a) modelo equivalente e b) diagrama de fasores quando esta se encontra a funcionar como gerador, adaptado de [69].

A força eletromotriz produzida pelo gerador é dada por E_g , I_g é a corrente produzida, V_L é aos terminais do gerador, X_s é a indutância síncrona equivalente de cada fase e R_s é a resistência do enrolamento de cada fase. O ângulo ϕ é denominado fator de potência e está dependente do tipo de impedância da carga (Z_L), se for indutiva então a corrente está atrasada em relação à tensão, ocorrendo o oposto se a carga for capacitiva. Caso seja puramente resistiva $\phi=0$, ou seja, a tensão e a corrente estão em fase [182].

Analisando a malha do circuito B.3 a), sabendo que $V_L=R_L\dot{I}_g$, determina-se a corrente de linha (corrente produzida por cada fase) [183]

$$V_L = \dot{E}_g - j\dot{I}_g X_s - \dot{I}_g R_s \Leftrightarrow \dot{I}_g = \frac{\dot{E}_g - V_L}{R_s + jX_s} = \frac{\dot{E}_g}{Z_L + R_s + jX_s} \quad (\text{B.21})$$

Já pela análise fasorial (decompondo nas componentes direta e quadratura)

$$E_g \sin(\delta) = I_g X_s \cos(\phi) + I_g R_s \sin(\phi) \quad (\text{B.22})$$

$$E_g \cos(\delta) = V_L + I_g X_s \sin(\phi) + I_g R_s \cos(\phi) \quad (\text{B.23})$$

e substituído (B.22) em (B.23) e resolvendo em ordem a V_L , determina-se

$$V_L = \sqrt{E_g^2 - (I_g X_s \cos[\phi])^2 - (I_g R_s \sin[\phi])^2} - I_g X_s \sin(\phi) - I_g R_s \cos(\phi) \quad (\text{B.24})$$

Por definição a potência complexa fornecida pelo gerador é dada por [69]

$$S_g = P_g + jQ_g = V_L \dot{I}_g \quad (\text{B.25})$$

sendo P_g a potência ativa e Q_g a potência reativa. Por (B.25)

$$P_g = V_L I_g \cos(\phi) \quad (\text{B.26})$$

$$Q_g = V_L I_g \sin(\phi) \quad (\text{B.27})$$

Substituído (B.22) e (B.23) em (B.26) e (B.27), respetivamente, conclui-se

$$P_g = \frac{V_L}{X_s} E_g \sin(\delta) - Q_g R_s \quad (\text{B.28})$$

$$Q_g = \frac{V_L}{X_s} (E_g \cos(\delta) - V_L) - P_g R_s \quad (\text{B.29})$$

Tendo em conta que o binário elétrico é dado pela divisão da potência ativa pela velocidade de rotação [67], é possível generalizar a expressão (2.46) usando (B.26), logo

$$T_e = \frac{3V_L I_g \cos(\phi)}{\omega_{mec}} \quad (\text{B.30})$$

que é a expressão (2.7). Também pode ser usada a expressão (B.28) em vez da (B.26), sendo a componente R_s tipicamente desprezada pois tem menos influência que X_s em máquinas de grande dimensão mas tal não se aplica ao caso de estudo.

Para se poder simular esta máquina é necessário definir o modelo que permite implementar a expressão (2.19). Para tal usa-se [67]

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.31})$$

sendo [67]

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda \cos(\theta_r) \\ \lambda \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \lambda \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{B.32})$$

onde L_{aa} , L_{bb} e L_{cc} são as indutâncias de cada fase, que como são iguais podem ser definidas por L_s . Se os enrolamentos forem distribuídos então L é multiplicado por $4(K_d K_p / \text{Polos})^2$. Já L_{ab} , L_{bc} , L_{ba} , L_{cb} , L_{ca} e L_{cb} , são as indutâncias mútuas entre fases. R_s é a resistência do fio de cada fase, dada por [184]

$$R_s = \frac{\rho_f l_{ph}}{S_f} \quad (\text{B.33})$$

onde ρ_f é a resistividade que no caso do cobre é 17,2 nΩm (a 20 °C) [116], l_{ph} é o comprimento do fio em m e S_f é a área da secção transversal do condutor em m².

Usando a relação entre a densidade do fluxo magnético (B) e a intensidade do campo magnético (H) $B = \mu_0 H$, onde μ_0 é a permeabilidade magnética do espaço livre (0,4π μH/m) [56], e sabendo que [185]

$$H(\theta_r) = -\frac{K_s N_s n_b i}{g \text{Polos}} \sin\left(\frac{\text{Polos}}{2} \theta_r\right) \quad (\text{B.34})$$

onde g é o comprimento do *air-gap* em m e i é a corrente que passa no estator em A. Então o fluxo de ligação de uma única espira é dado por [185]

$$\lambda_e(\theta_r) = \int_{\theta_r - \frac{2\pi}{\text{Polos}}}^{\theta_r} \mu_0 H(\theta_r) l r_b d\theta_r = \frac{2\mu_0 N_s i l r_b}{g \text{Polos}^2} \cos\left(\frac{\text{Polos}}{2} \theta_r\right) \quad (\text{B.35})$$

Para se obter o fluxo de ligação de cada fase usa-se [185]

$$\lambda = \int_{-\frac{\pi}{\text{Polos}}}^{\frac{\pi}{\text{Polos}}} \lambda_e(\theta_r) \frac{N_s K_s n_b}{2} \cos\left(\frac{\text{Polos}}{2} \theta_r\right) d\theta_r = \frac{\mu_0 N_s^2 K_s n_b l r_b \pi i}{g \text{Polos}^2} \quad (\text{B.36})$$

e para o caso dos enrolamentos concentrados é dada por [186]

$$L_s = \frac{\lambda}{i} = \frac{\mu_0 N_s^2 K_s n_b l r_b \pi}{g P o l o s^2} \quad (\text{B.37})$$

Todavia a análise da máquina é demasiado complexa para ser realizada com tensões, fluxos e correntes que variam no tempo pelo que é usada a transformada DQ0 que permite efetuar a projeção das quantidades das fases num referencial rotativo com dois eixos (direto e quadratura), tornando as quantidades AC em DC que já não dependem do tempo. A transformada direta é definida por [67]

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.38})$$

e a inversa [61]

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.39})$$

Na figura B.4 encontra-se representados os eixos direto e quadratura para vários tipos de colocação dos ímanes. Estes são gerados aquando da aplicação da transformada dq0 que gira o eixo de referência dos sistemas. Neste caso permite passar de um sistema trifásico para um sistema DC.

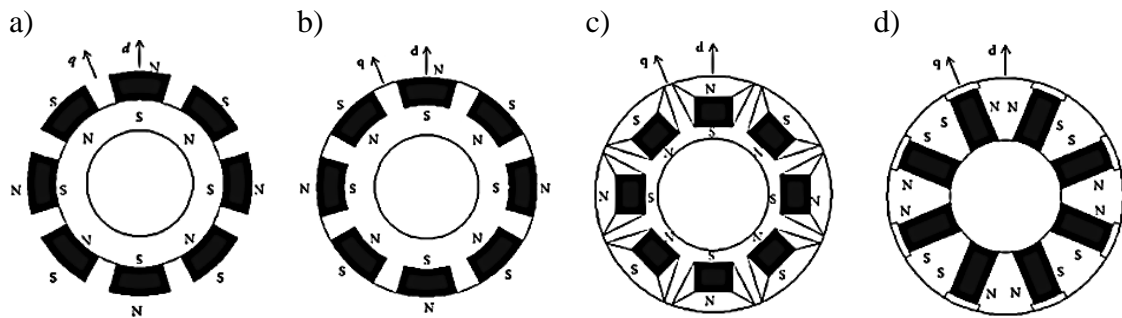


Figura B.4: Eixos direto e quadratura para o rotor com ímanes, a) colocados na superfície, b) inseridos na superfície, c) colocados no interior e d) colocados no interior com orientação circunferencial [186].

Os ímanes do rotor podem ser vistos como uma fonte contínua de corrente, i_m , para o eixo direto. A alteração no fluxo magnético dos ímanes, devido à rotação, irá induzir uma força eletromagnética induzida produzindo uma corrente no íman [187].

Este efeito é introduzido no modelo equivalente da máquina síncrona de ímanes permanentes representado na figura B.5 a) (componente direta), através da resistência R_m

que está em paralelo com indutância de magnetização do eixo direto. Já na figura B.5 b) encontra-se representado o modelo da componente em quadratura.

Contudo, às componentes que modelizam o íman (i_m e R_m que originam o fluxo de ligação do íman, ψ_f) pode ser aplicado o equivalente de *Thevenin*, obtendo-se o modelo da componente direta representado na figura B.5 c), que é semelhante ao modelo da máquina sem ímanes permanentes mas não possui indutância de fugas [188].

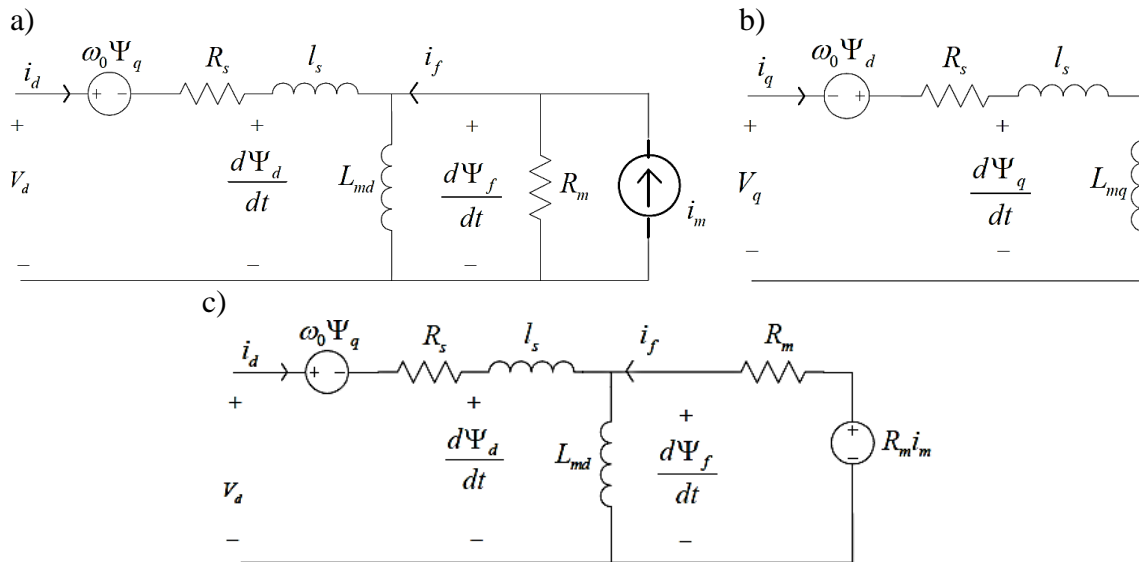


Figura B.5: Modelo da máquina de ímanes permanentes nas componentes dq0, a) componente direta, b) componente em quadratura e c) componente direta com o equivalente de *Thevenin* [188].

L_{md} e L_{mq} são, respetivamente, a indutância de magnetização das componentes direta e quadratura. Analisando a malha da esquerda da figura B.5 c) determina-se que [189] [188]

$$\frac{d\psi_d}{dt} = V_d - R_s i_d + \frac{Polos}{2} \omega_{mec} \psi_q \quad (B.40)$$

e pela malha da direita

$$\frac{d\psi_f}{dt} = R_m i_m - R_m i_f \quad (B.41)$$

Já pela análise à malha da componente em quadratura, figura B.4 b), conclui-se

$$\frac{d\psi_q}{dt} = V_q - R_s i_q - \frac{Polos}{2} \omega_{mec} \psi_d \quad (B.42)$$

Os fluxos de ligação das componentes direta e quadratura no estator e o fluxo de ligação causado pelo íman no *air-gap* são definidos por [190]

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_f \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s + L_{md} & L_{md} & 0 \\ 0 & L_{md} & 0 \\ 0 & 0 & L_s + L_{mq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_f \\ i_q \end{bmatrix} \quad (B.43)$$

Todavia este modelo pode ser simplificado obtendo o representado na figura B.6 e analisando as malhas determina-se que [189]

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{v_d - R_s i_d + \frac{Polos}{2} \omega_{mec} i_q L_q}{L_d} \quad (B.44)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{v_q - R_s i_q - \frac{Polos}{2} \omega_{mec} (i_d L_d + \lambda)}{L_q} \quad (B.45)$$

sendo as expressões (B.44) e (B.45) iguais, respetivamente, a (B.40) e (B.42) sabendo que $\psi_d = L_d i_d + \lambda$ e $\psi_q = L_q i_q$.

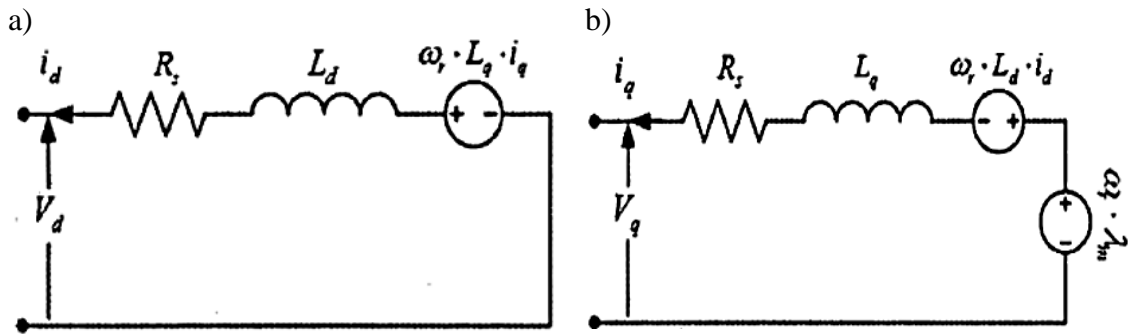


Figura B.6: Modelo simplificado da máquina de ímãs permanentes nas componentes dq0, a) componente direta e b) componente em quadratura [32].

As indutâncias direta e quadratura podem ser aproximadamente definidas por [189]

$$L_d = L_s + M_s + \frac{3}{2} L_m \quad (B.46)$$

$$L_q = L_s + M_s - \frac{3}{2} L_m \quad (B.47)$$

onde L_m é a amplitude da flutuação das indutâncias com o ângulo do rotor e M_s é o valor médio da indução mútua entre as bobinas das fases (obtido pela soma de todas as induções mútuas da false e divisão pelo número de induções mútuas), sendo a indução mútua entre duas bobinas, a e b , dada por [67]

$$M_{ab} = \frac{\mu_0 (N_{sa} K_{sa})^2 (N_{sb} K_{sb})^2 l r_b}{\pi g Polos^2} \cos(\alpha) \quad (B.48)$$

sendo α o ângulo entre as duas bobinas (medido no centro do rotor). No caso dos ímãs montado na superfície do rotor à superfície L_m é muito baixo porque a relutância é a mesma em todas as posições do rotor pelo que L_d é aproximadamente igual a L_q [191].

Anexo C

Anexo referente à análise dos sistemas desenvolvidos.

Para se analisar as turbinas no *software Ansys fluent* é necessário elaborar o modelo de teste, especificar a física usada e por fim efetuar as simulações. No caso das simulações do efeito do vento nas turbinas (estáticas) o primeiro passo, representado na figura C.1, consiste em importar o ficheiro de desenho 3D.

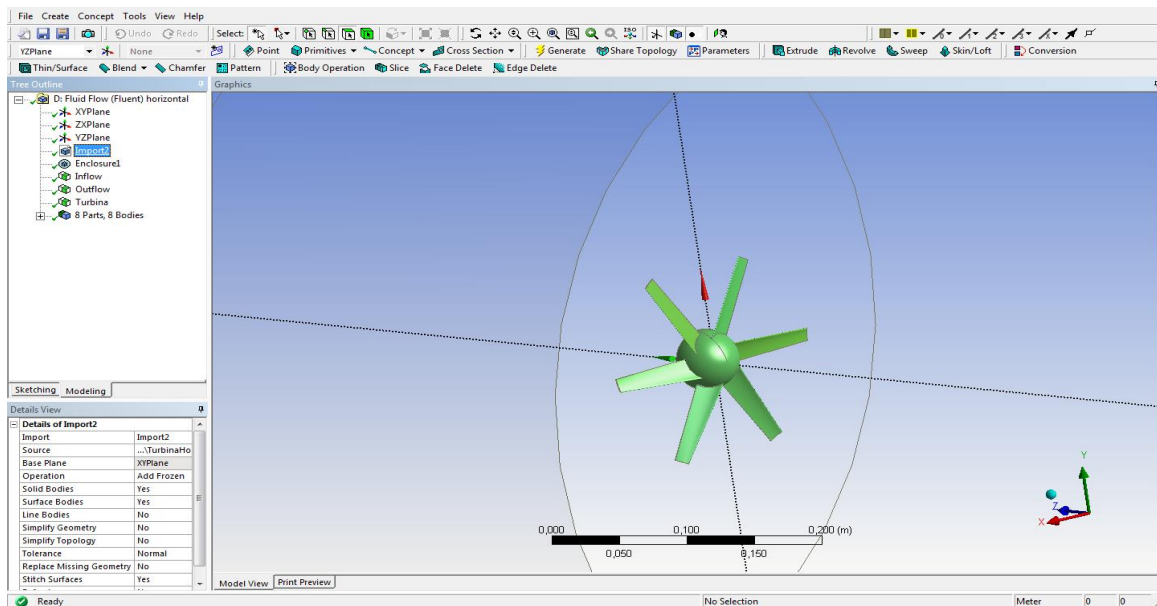


Figura C.1: Importação do desenho 3D para o *software Ansys fluente*.

Continuamente é necessário criar um cilindro para envolver a turbina, que será o fluxo do fluido. Este passo encontra-se representado na figura C.2.

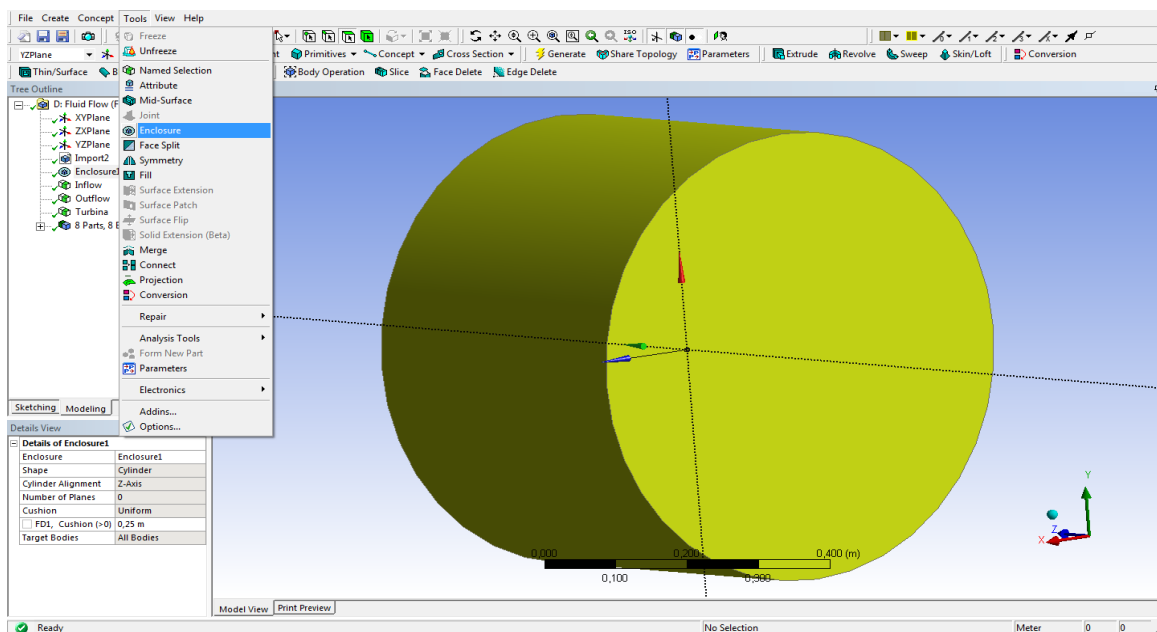


Figura C.2: Criação da estrutura envolvente da turbina.

Desta forma, o modelo base está definido. Seguidamente é necessário definir as zonas de entrada (*inflow*), processo indicado na figura C.3, de saída (*outflow*) e a turbina. Estas zonas serão usadas como referência para as definições do simulador. O passo seguinte consiste em gerar a *mesh* para o simulador, estando na figura C.4 o resultado obtido.

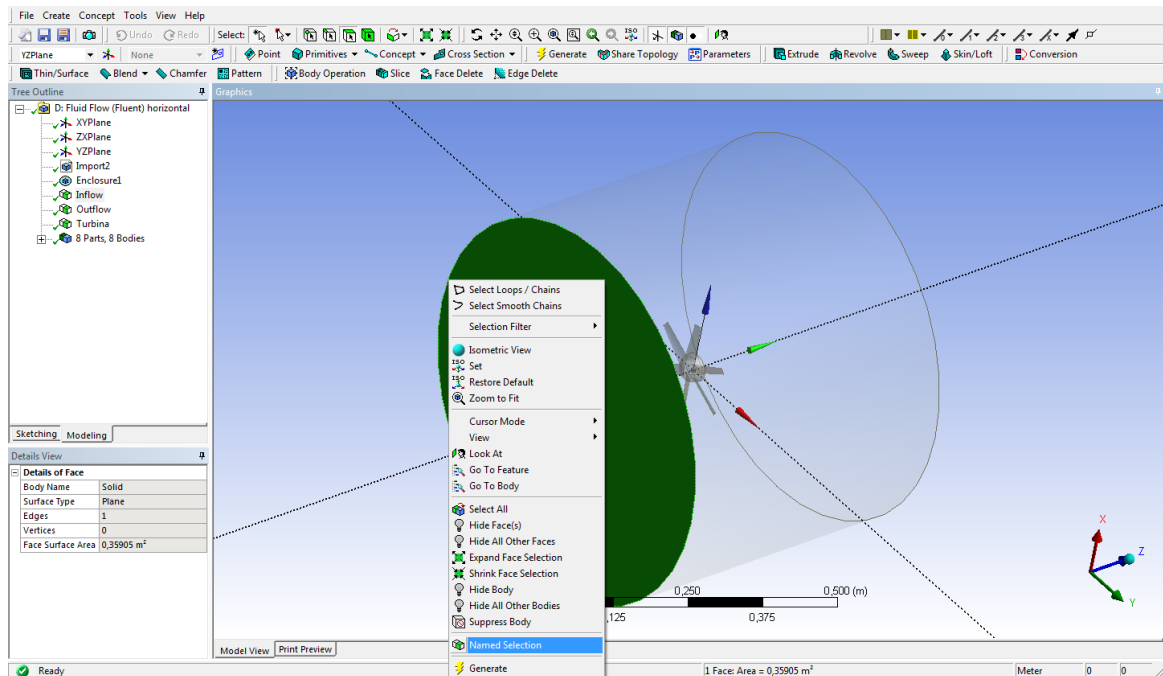


Figura C.3: Definição da zona de entrada do fluido.

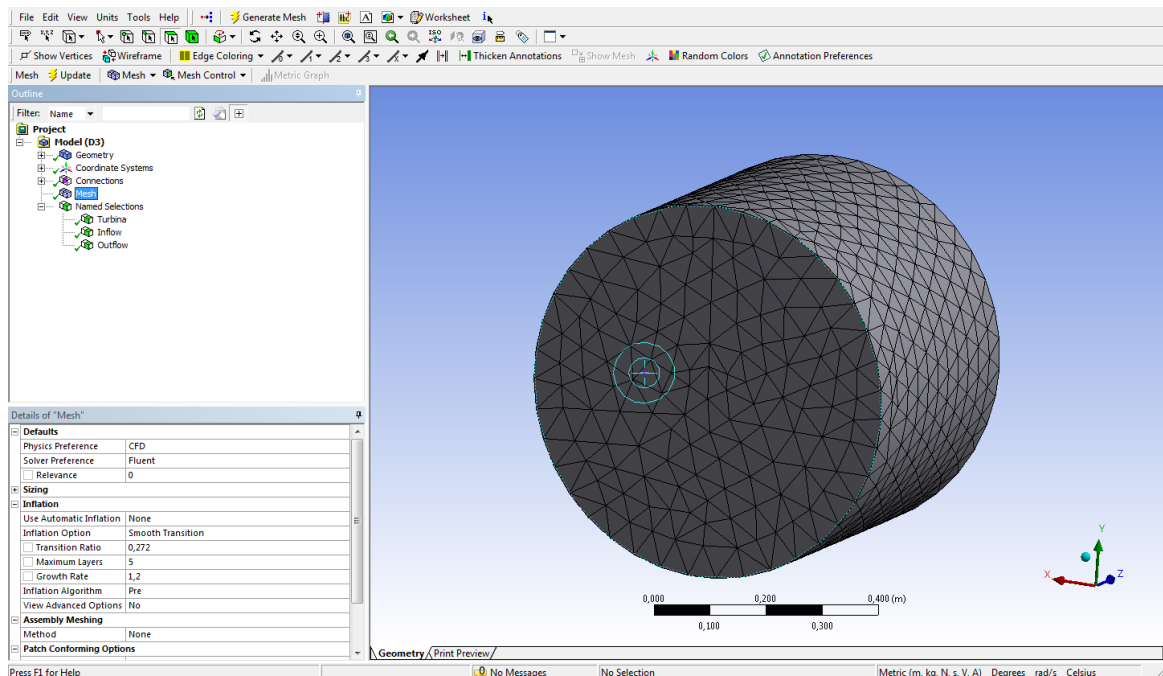


Figura C.4: Elaboração da *mesh*.

Continuamente define-se a física que será usada na simulação, processo indicado na figura C.5. Neste caso apenas se presente analisar um fluido com viscosidade laminar (situação mais simples).

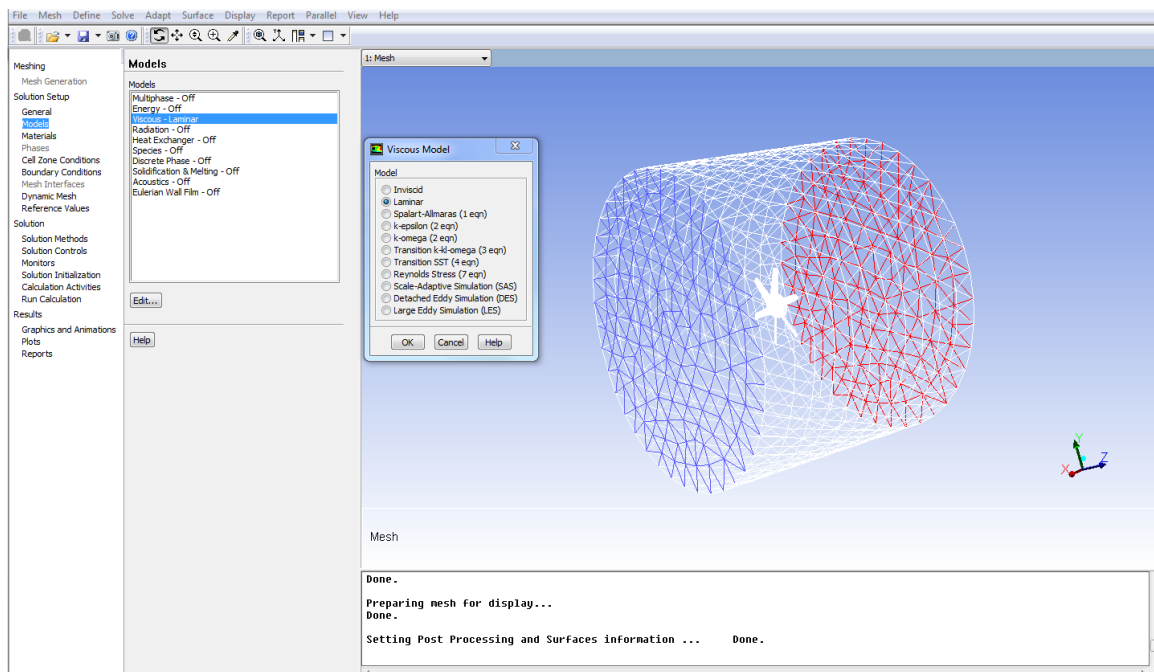


Figura C.5: Definição da física usada na simulação.

O passo seguinte consiste na indicação do material que constitui os elementos sólidos e os fluídos, processo indicado em C.6. Nesta simulação o sólido é constituído por Acrilonitrila Butadieno Estireno (ABS) e o fluido por ar a 25 °C.

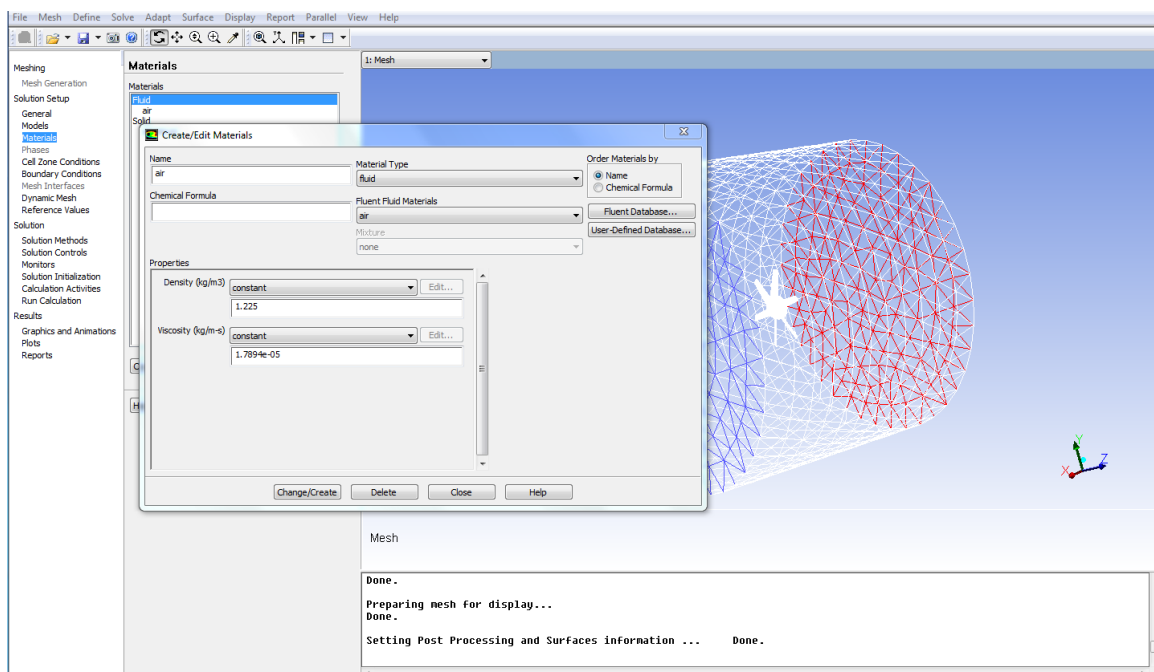


Figura C.6: Definição do material dos componentes da simulação.

Seguidamente é necessário definir as condições de fronteira. Definiu-se que a região de *inflow* é do tipo *velocity-inlet* (vento a incidir de frente a 6 m/s), processo apresentado na figura C.7, que a região de *outflow* é do tipo *pressure-outlet* e que os elementos sólidos são do tipo *wall*.

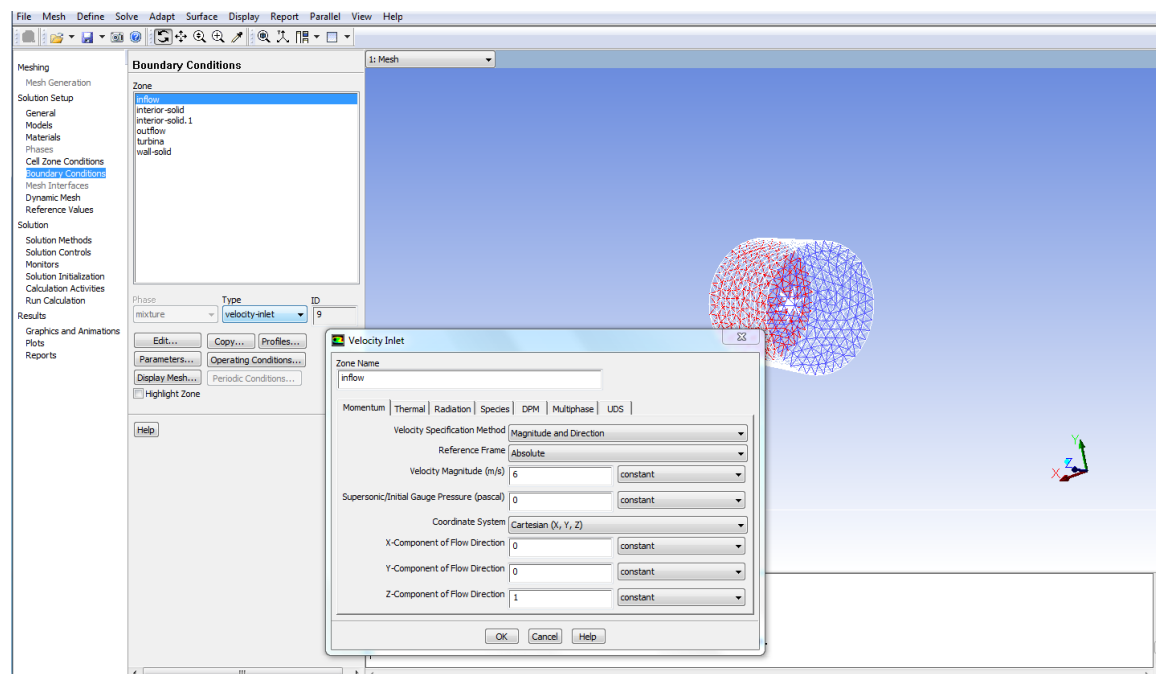


Figura C.7: Definição da condição de fronteira na zona de entrada.

Desta forma, os parâmetros base do modelo estão definidos. Só falta indicar qual é a região de referência para os cálculos. Neste caso deve ser a região de *inflow*, sendo também esta usada para inicializar a computação. Para iniciar a simulação só é necessário indicar quantas iterações devem ser realizadas. Após a conclusão das iterações os resultados podem ser analisados de forma gráfica ou num relatório.

Para a simulação dos valores de C_p é usado o CFX que permite colocar objetos a rodar, sendo possível analisar o valor da velocidade do vento e do binário produzidos para atingir uma dada rotação. O processo é o mesmo até à criação da *mesh*. Já no processo de definição do modelo físico, representado na figura C.8, primeiro é necessário indicar qual é o tempo de simulação. Posteriormente deve ser definido o comportamento do sólido, indicado na figura C.9. Neste caso considerou-se que ocorre uma rotação de 120 rad/s.

Já o fluido é uma substância contínua, constituída por ar a 25 °C. Todos os elementos são afetados por uma aceleração gravítica de 9,8 m/s². O ar encontra-se à pressão de 1 atm. A face lateral do cilindro que envolve a turbina é uma região do tipo *wall* para conter todo o fluido, sendo obrigado a seguir na direção desejada.

A computação da simulação ocorre no centro da turbina. Após a conclusão da simulação é possível analisar os resultados obtidos. Estes são apresentados em gráficos, sendo possível verificar o que ocorre na estrutura durante a rotação.

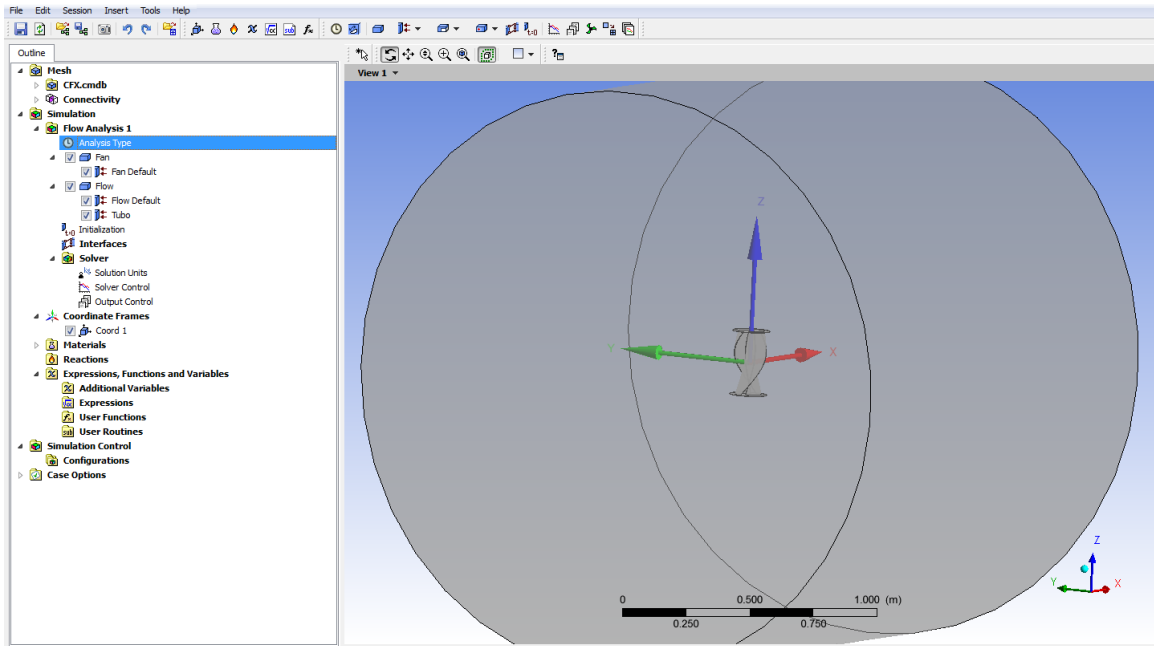


Figura C.8: Definição do modelo físico no CFX.

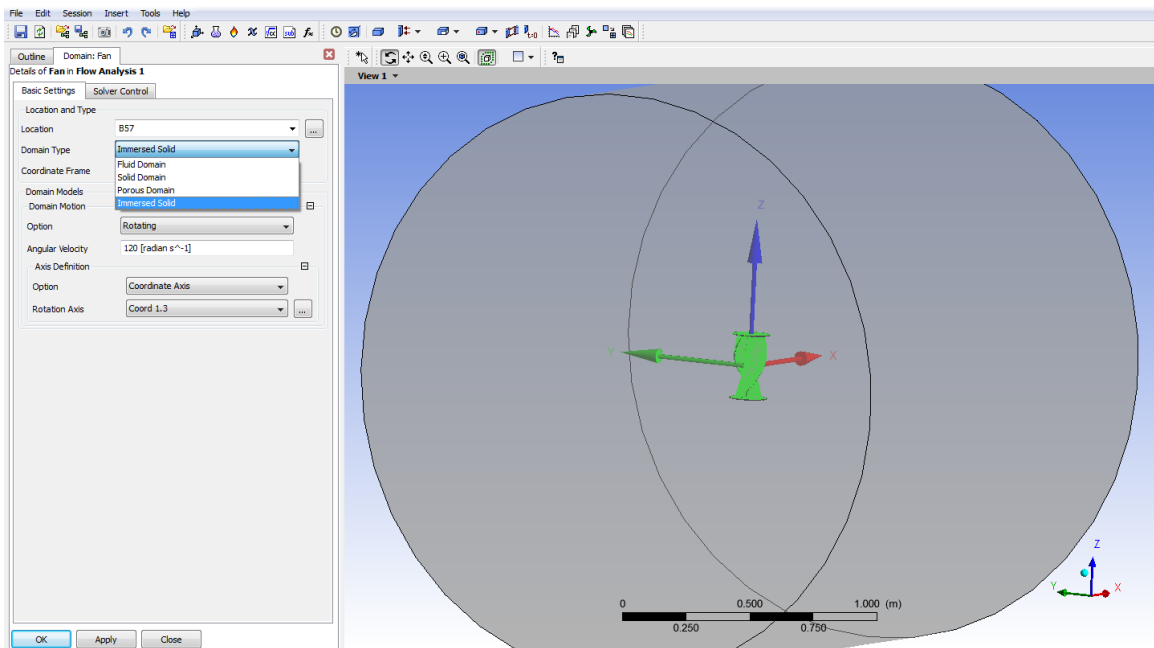


Figura C.9: Indicação do comportamento do sólido no CFX.

Todavia, pretende-se determinar o binário e a velocidade do vento. Estes são indicados pelo computador, estando na figura C.10 o cálculo do binário gerado. Já para a velocidade do vento basta mudar o domínio para o do fluido e indicar que é pretendido o cálculo da velocidade.

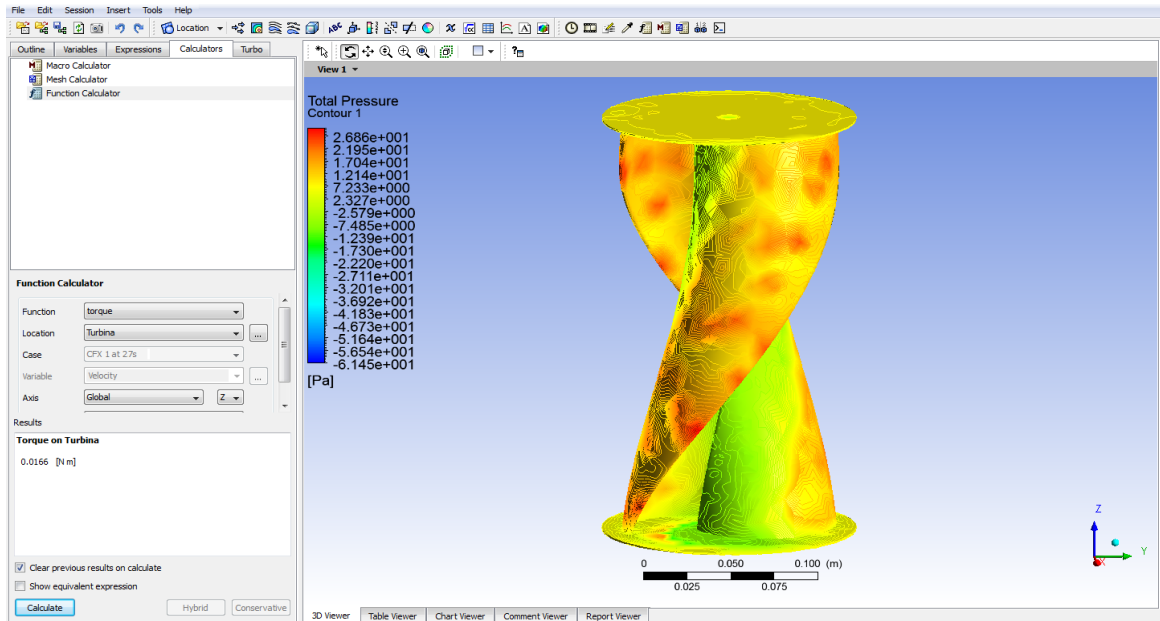


Figura C.10: Cálculo do binário no CFX.

Para a análise dos *airfoils* é necessário realizar uma análise bidimensional. O procedimento é semelhante ao indicado para a turbina estática, sendo apenas diferente no processo de desenho, que se encontra representado na figura C.11. Primeiramente deve ser desenhada a estrutura envolvente, usando as ferramentas de desenho, e posteriormente é importado o desenho do *airfoil*. Este desenho tem de ser subtraído ao da estrutura envolvente, usando o booleano, ficando apenas uma estrutura bidimensional que representa o fluxo que o ar pode seguir. Importa referir que as linhas guia traçadas ajudam na definição das regiões de entrada e de saída, sendo mais fácil ajustar o ângulo de ataque. O valor das forças ascendente e de arrasto é indicado na análise de resultados pelos relatórios.

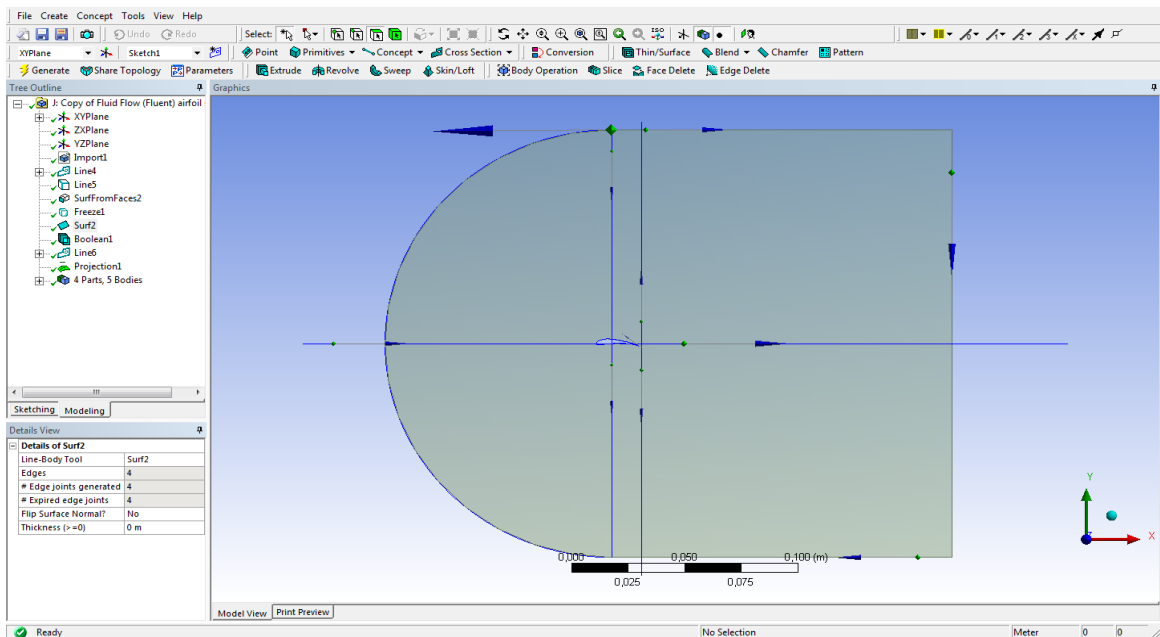
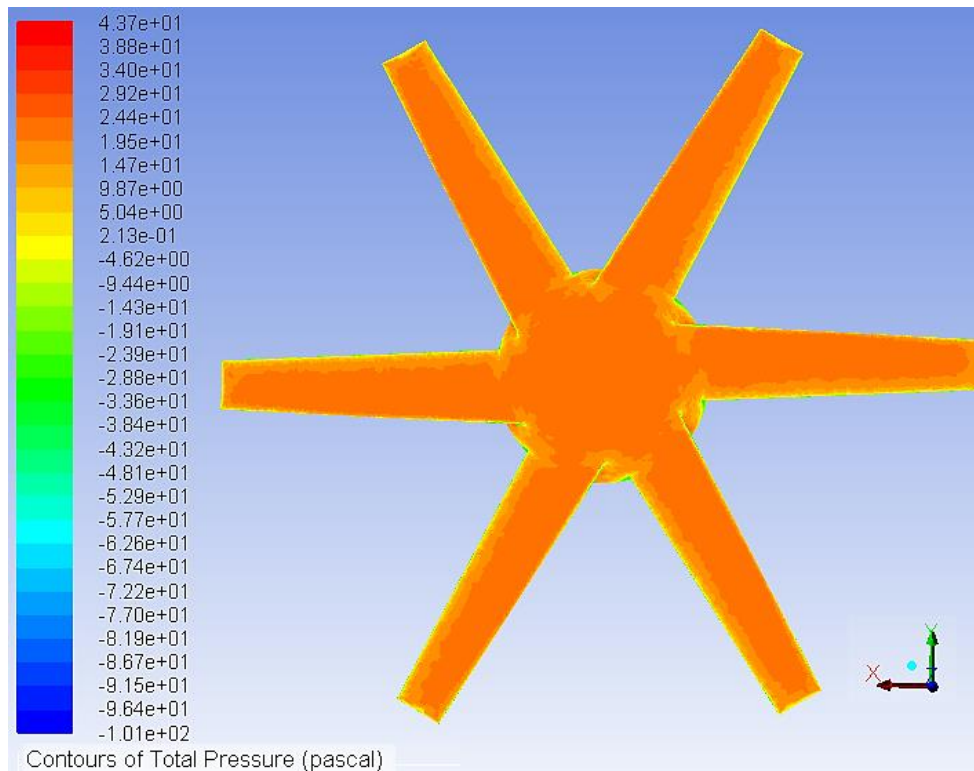


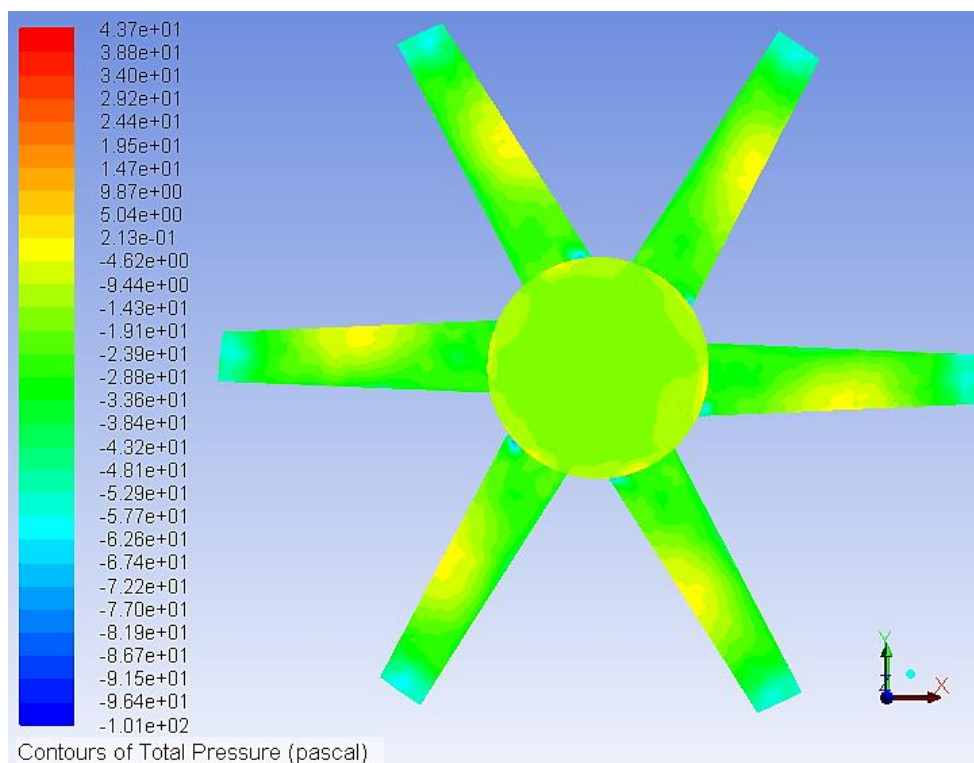
Figura C.11: Desenho do modelo para testar os *airfoils*.

Efetuu-se as simulações onde o vento incide de frente, a 6 m/s, nas turbinas paradas de forma a analisar o que ocorre ao fluido que as percorre. Na figura C.12 apresenta-se a distribuição de pressão pela turbina de eixo horizontal, onde é notório que são geradas regiões de pressão negativa, atrás das pás, e de pressão positiva, na face que embate no vento.

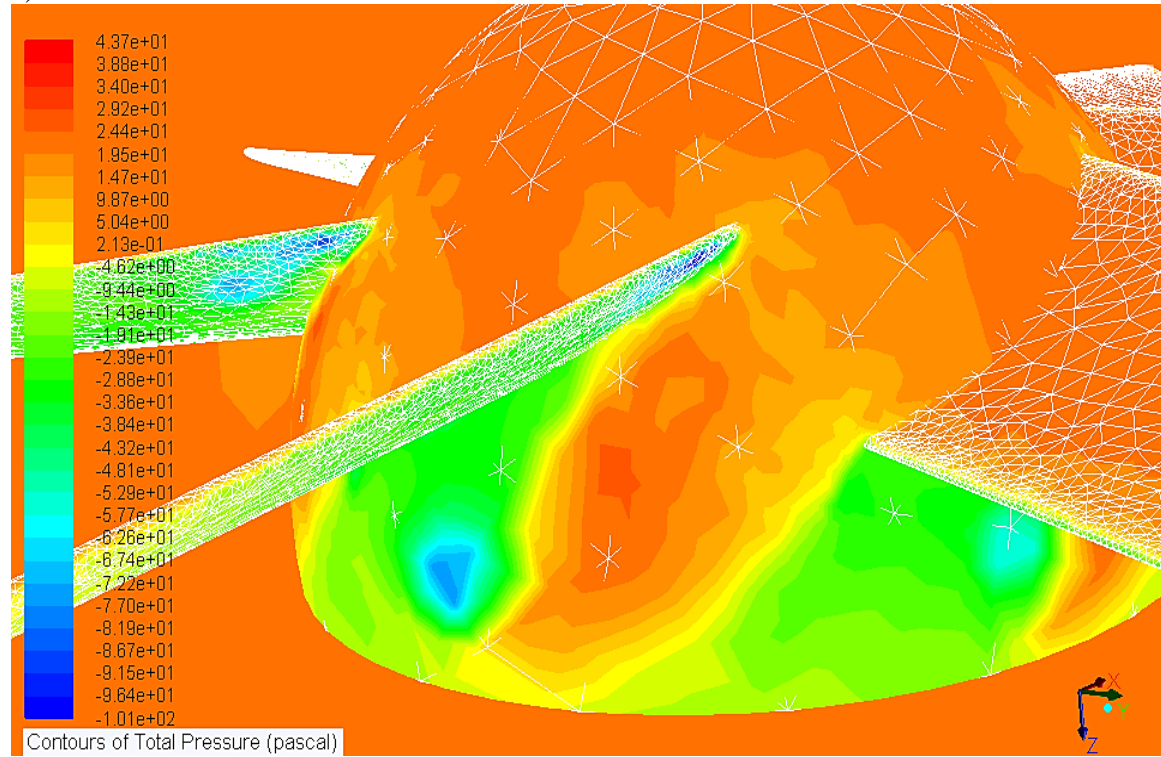
a)



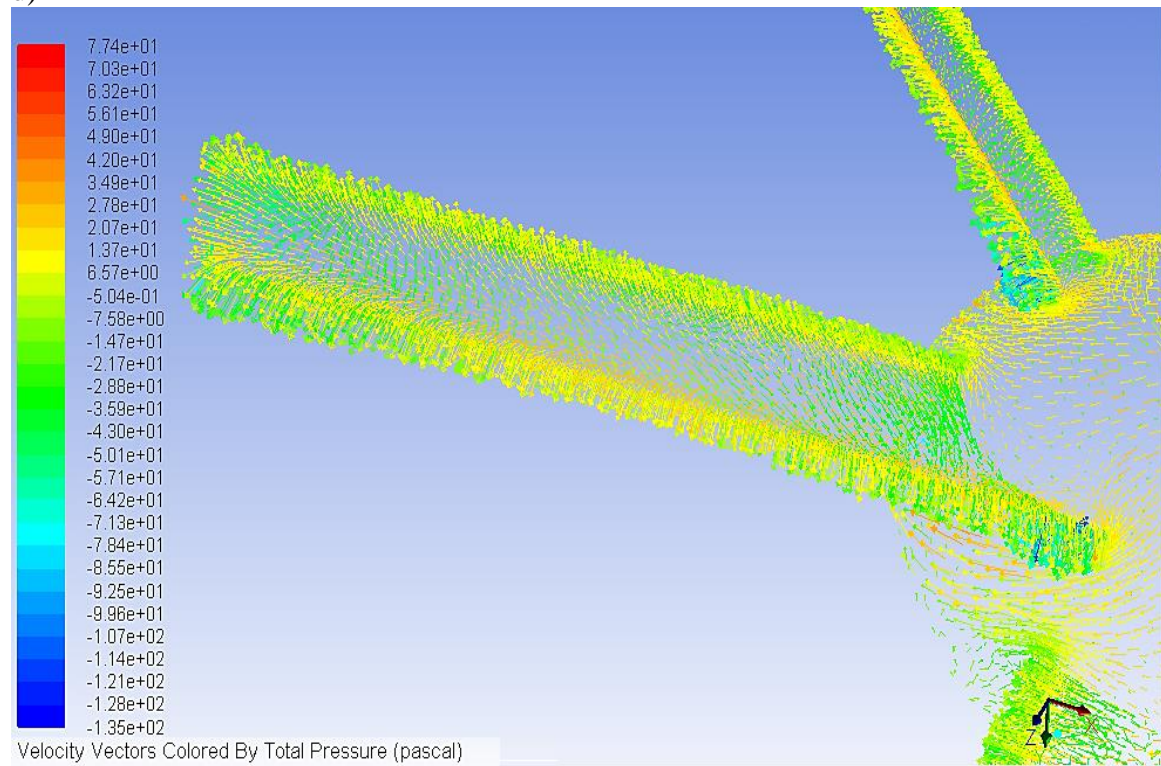
b)



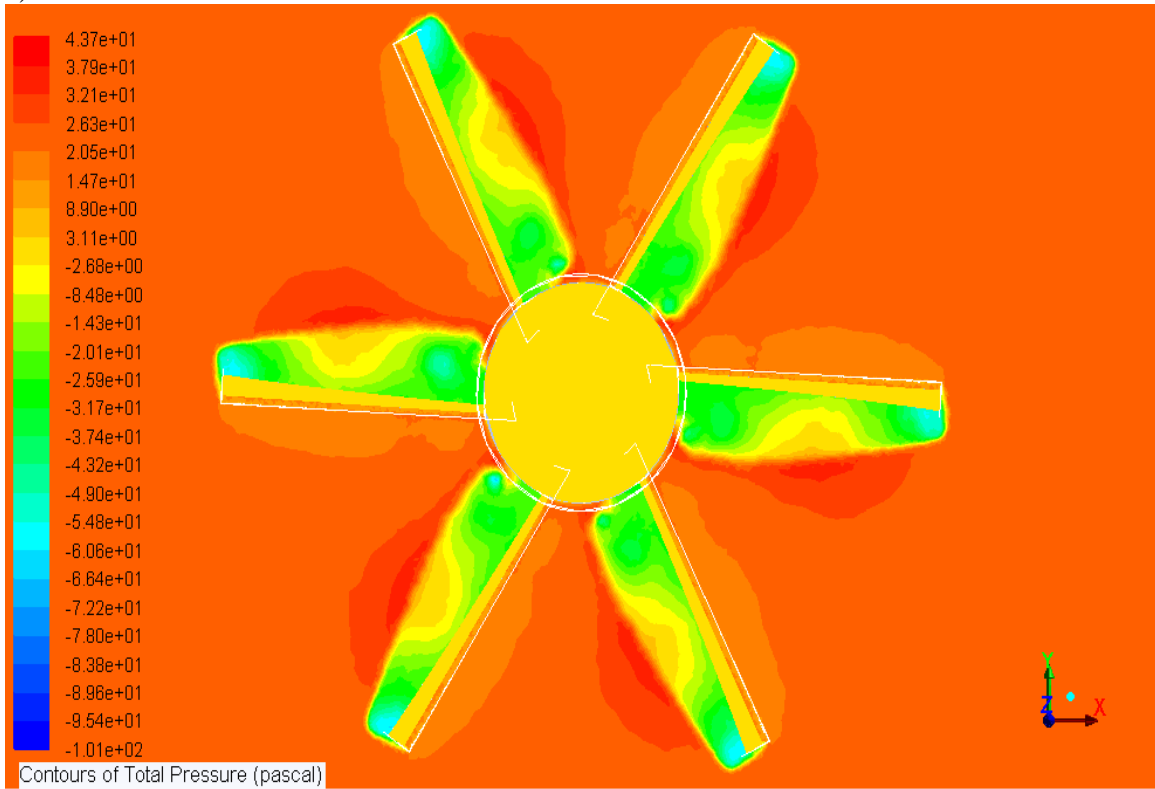
c)



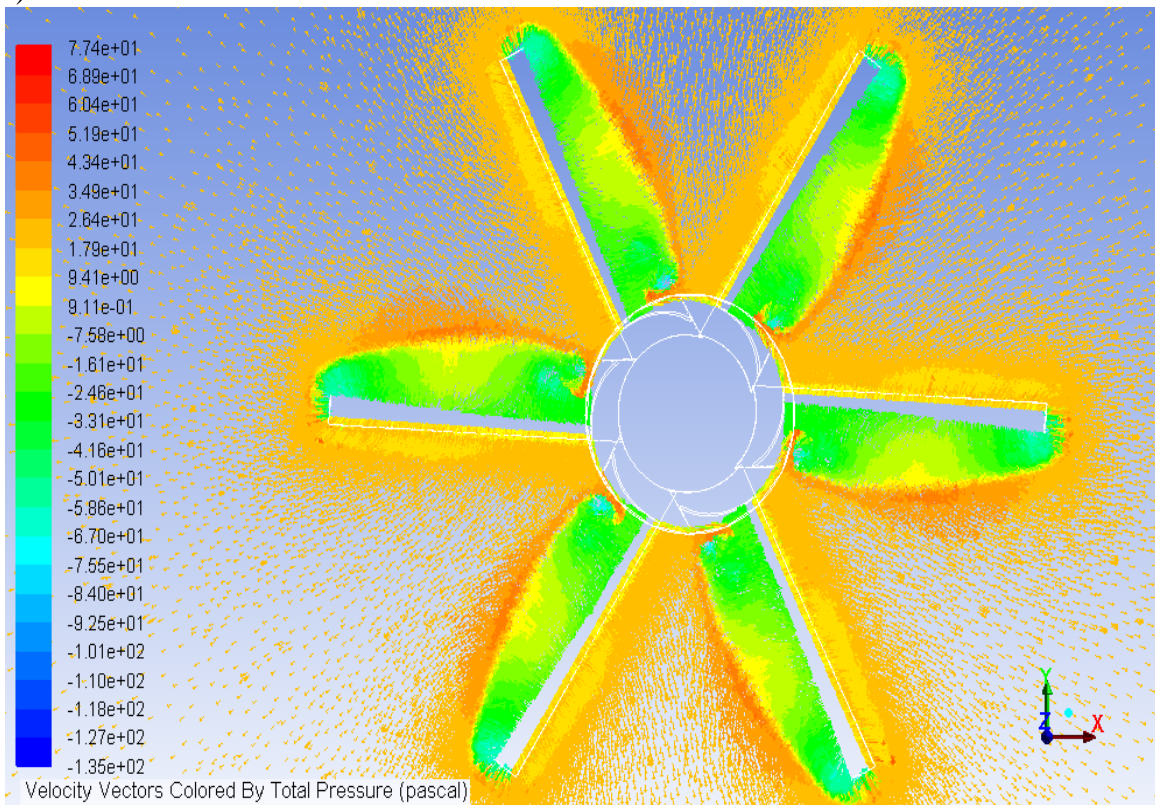
d)



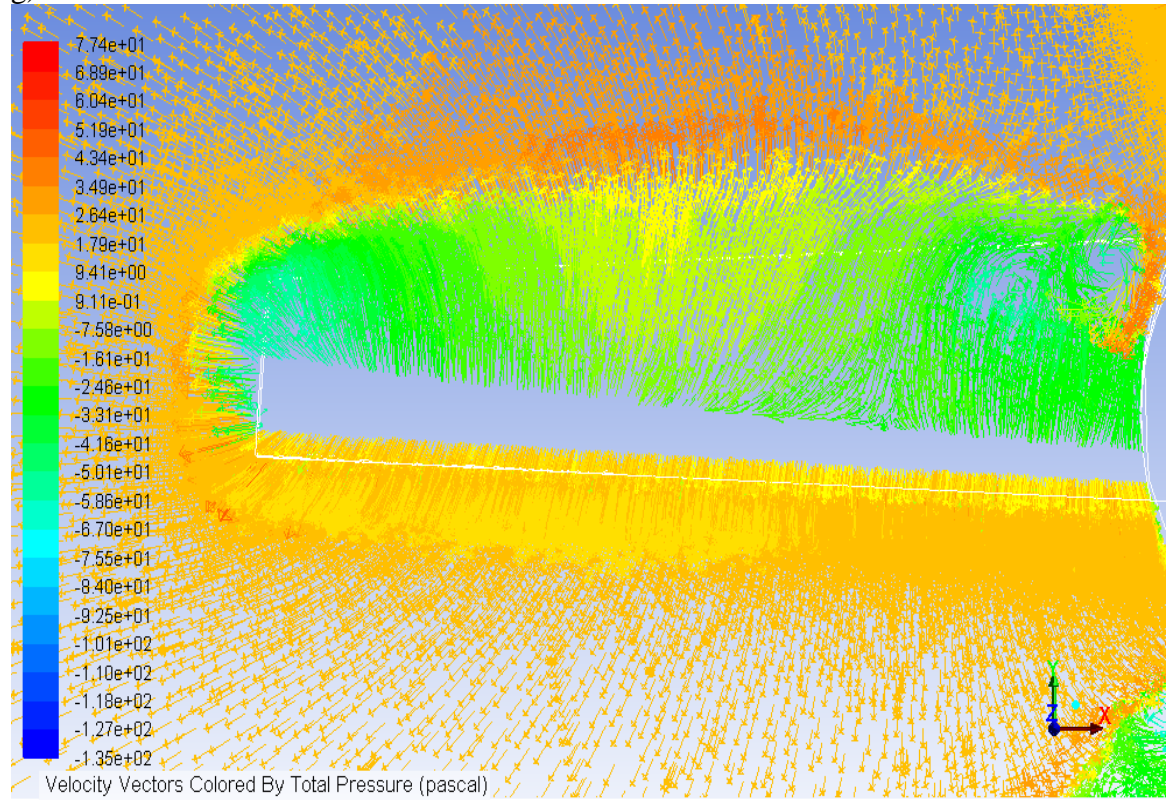
e)



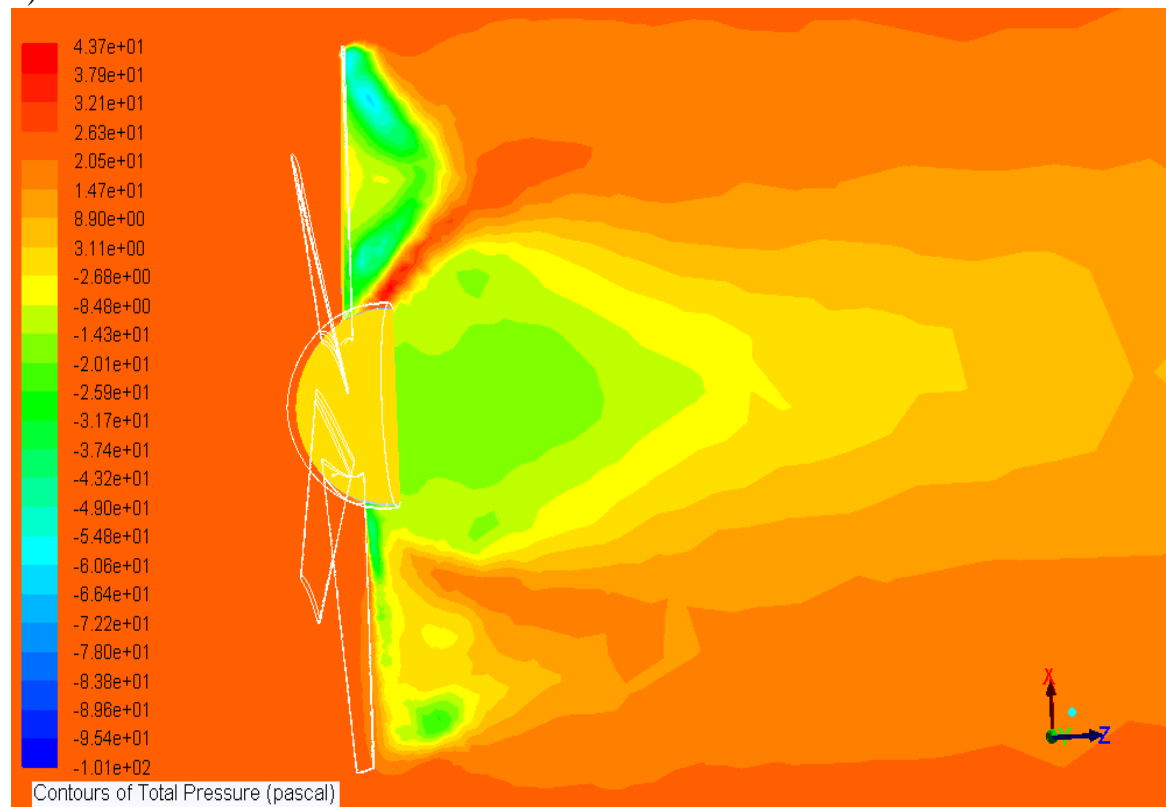
f)



g)



h)



i)

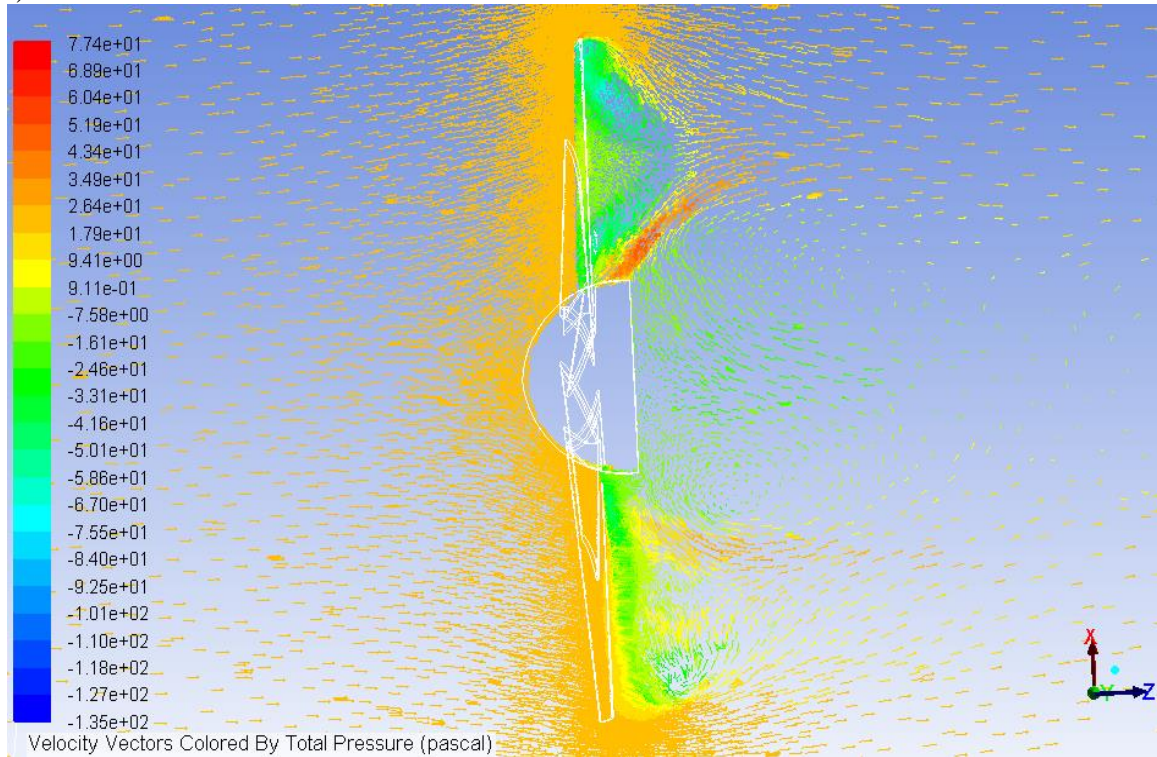
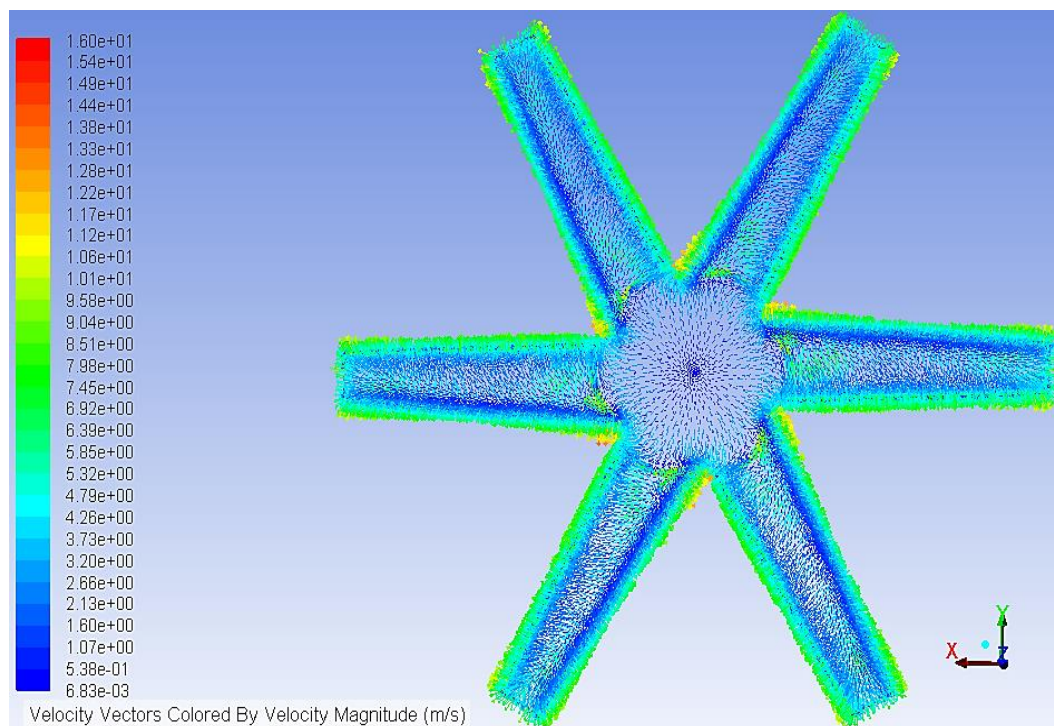


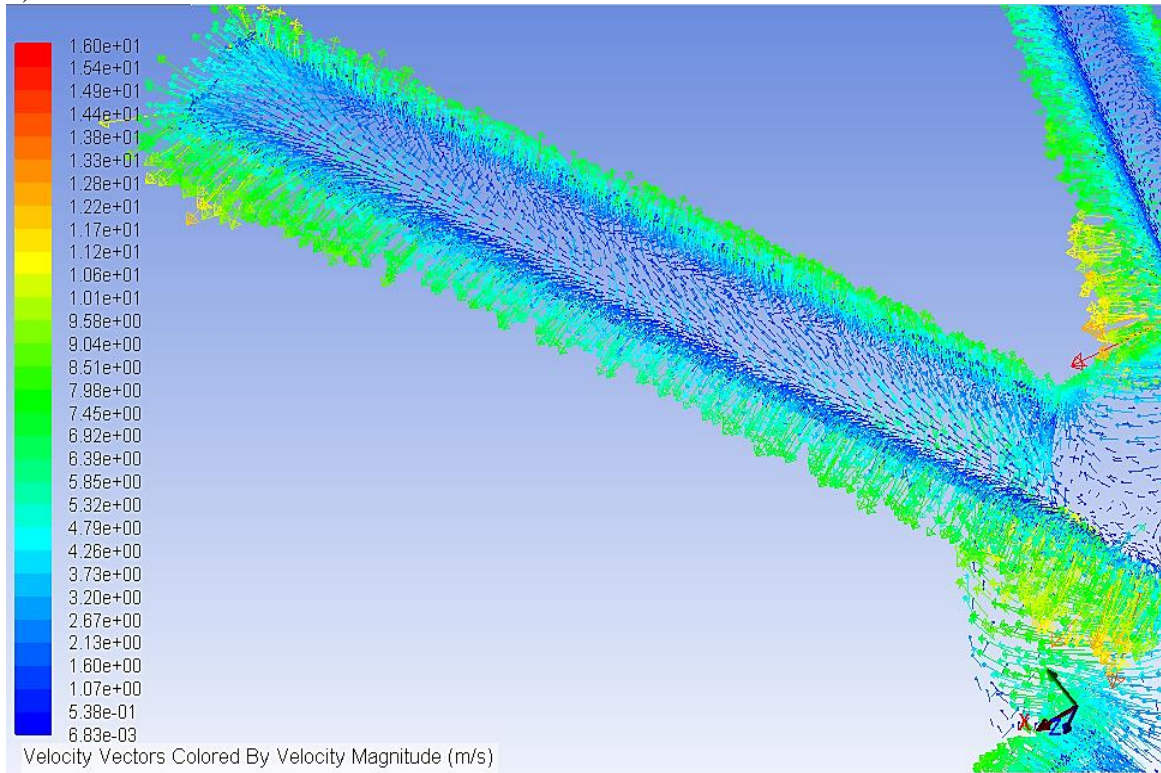
Figura C.12: Distribuição da pressão pela turbina de eixo horizontal, a) frente, b) trás, c) perfil e d) perfil com vetores, e) plano XY, f) plano XY com vetores, g) zoom ao plano XY com vetores, h) plano XZ e i) plano XZ com vetores.

Já a distribuição da velocidade do vento pela turbina horizontal encontra-se representada na figura C.13. Na figura C.14 apresenta-se a rotação que o vento sofre ao incidir na turbina.

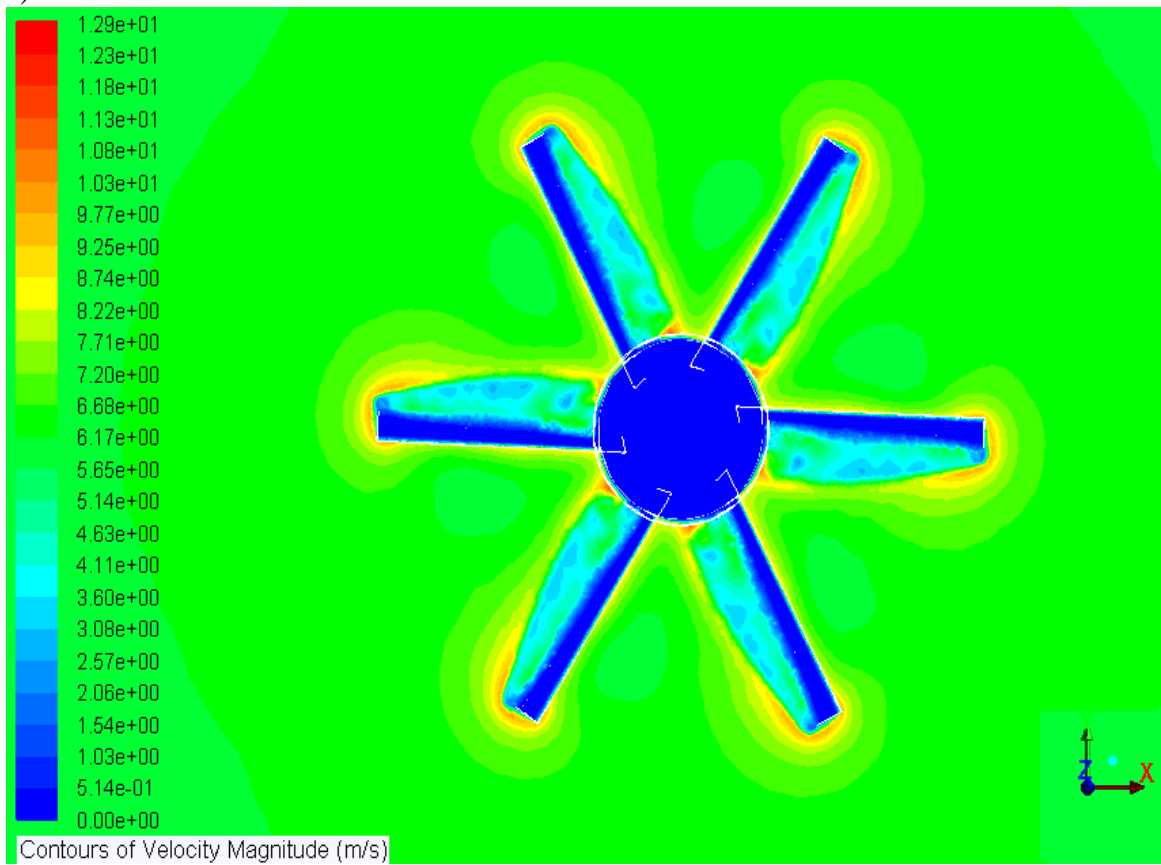
a)



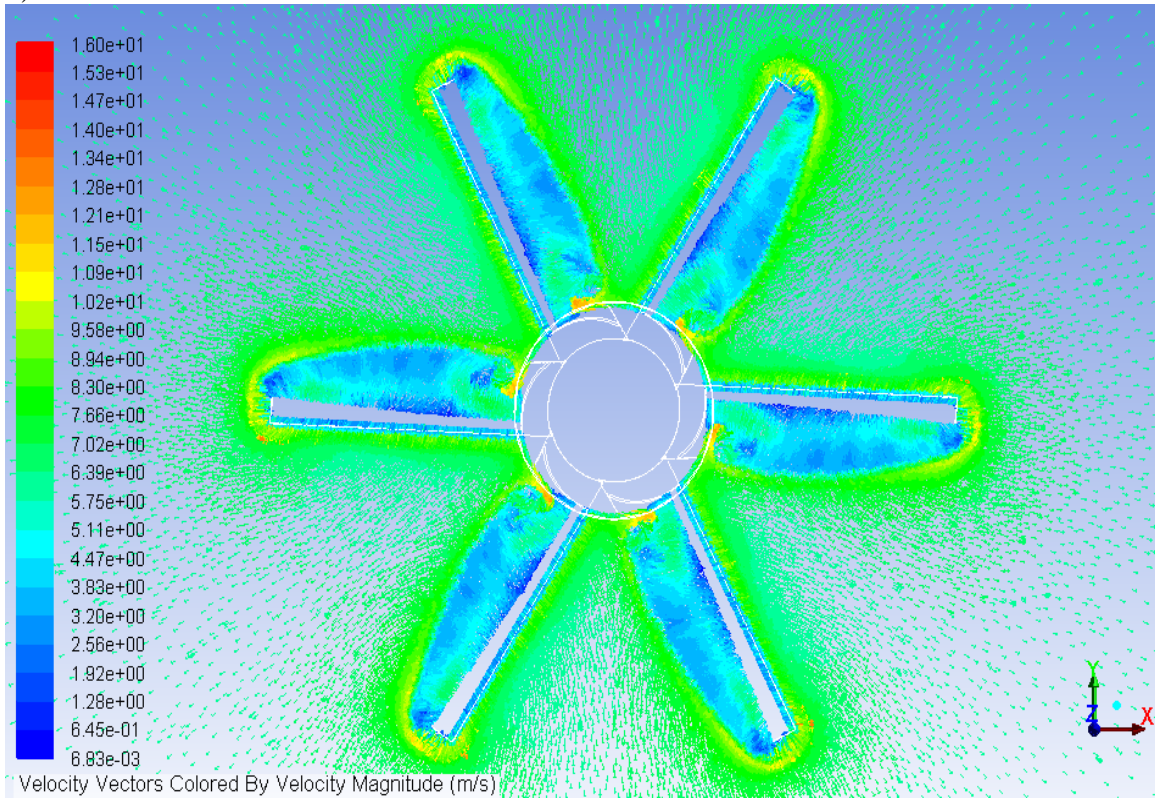
b)



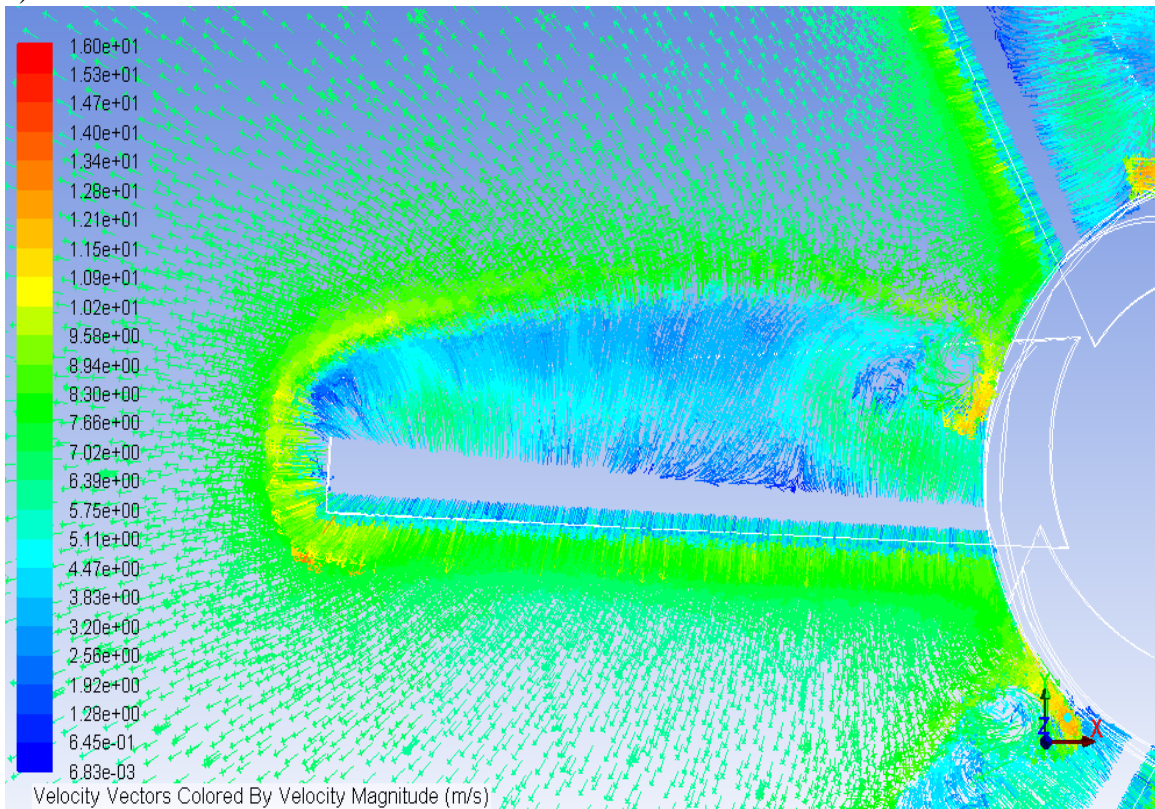
c)



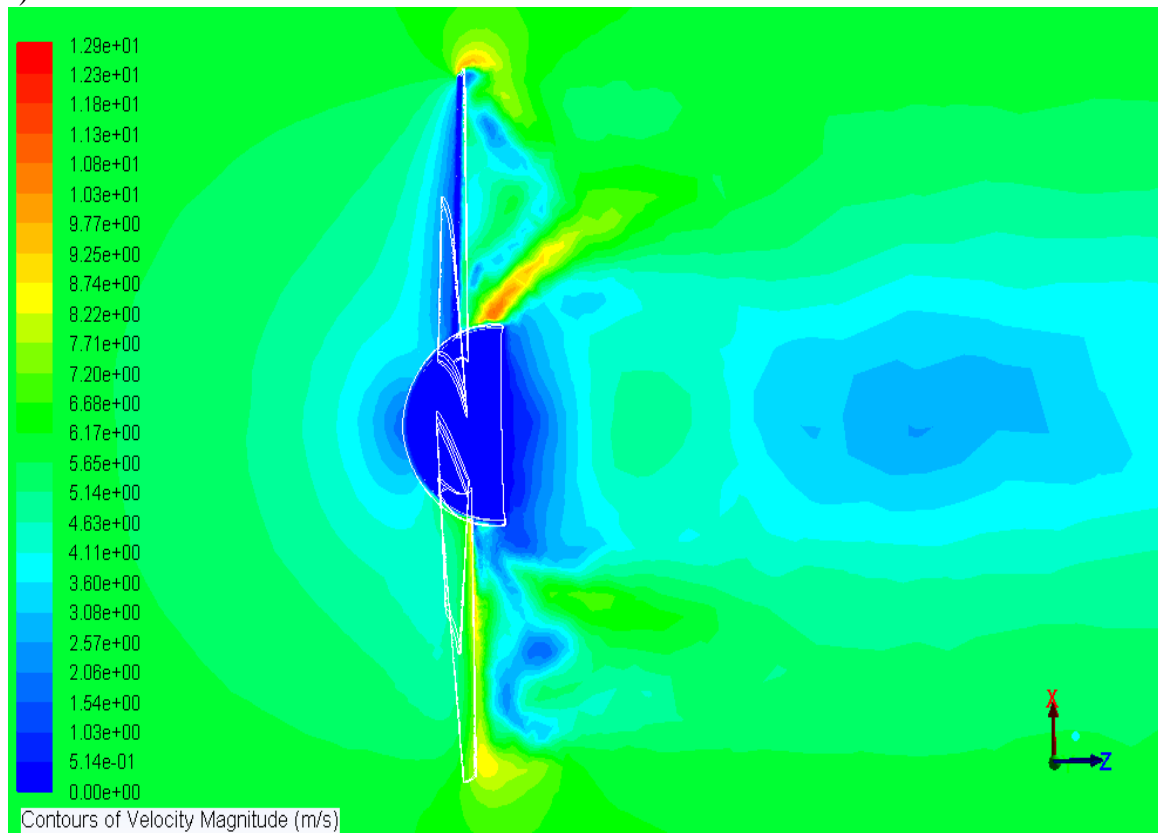
d)



e)



f)



g)

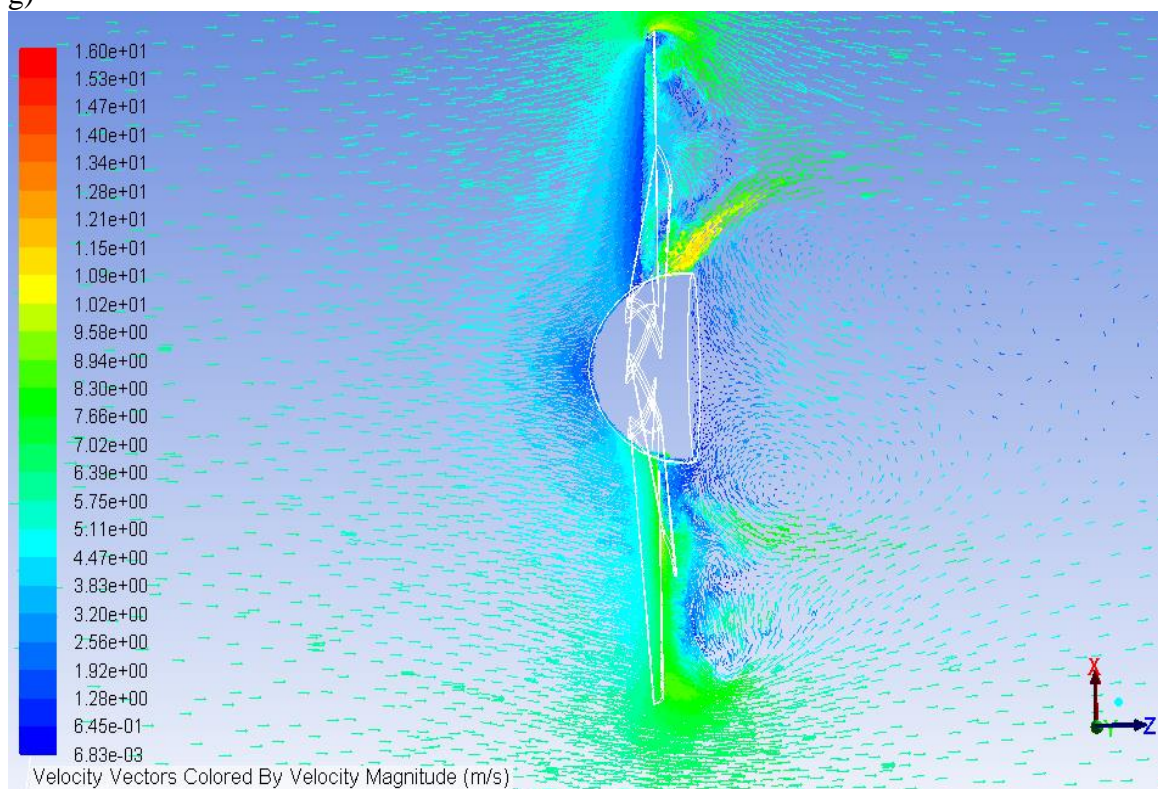
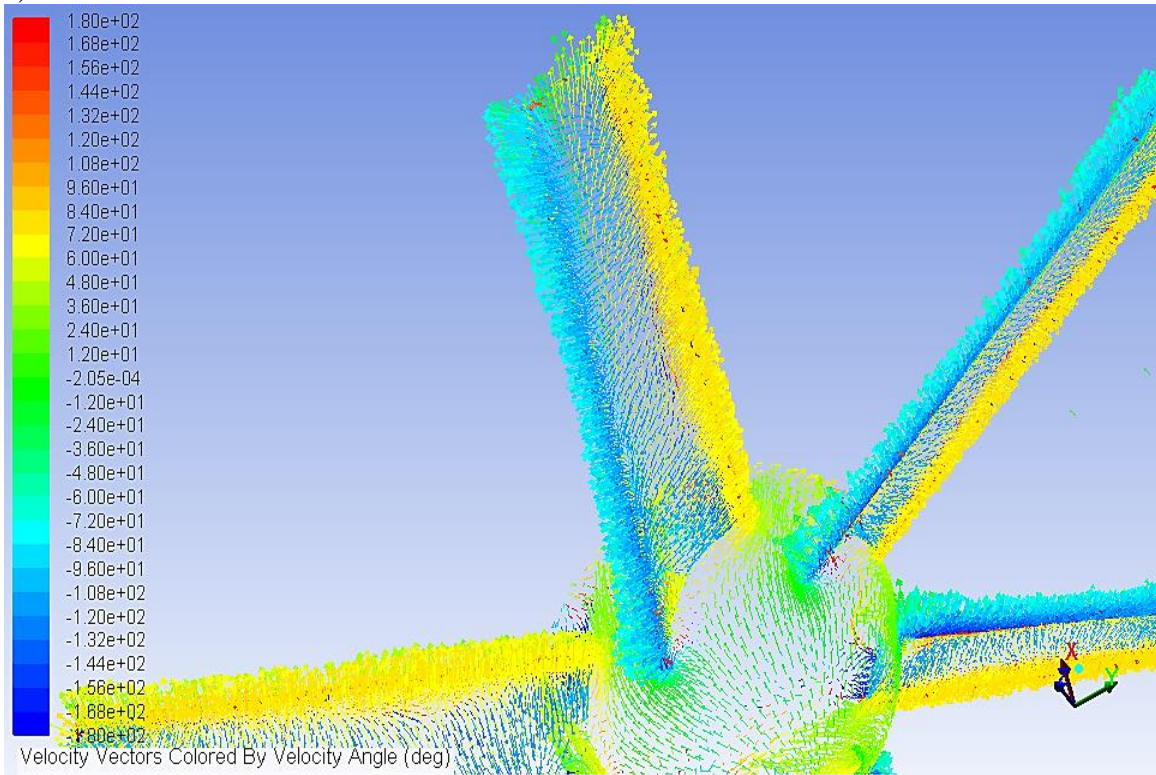
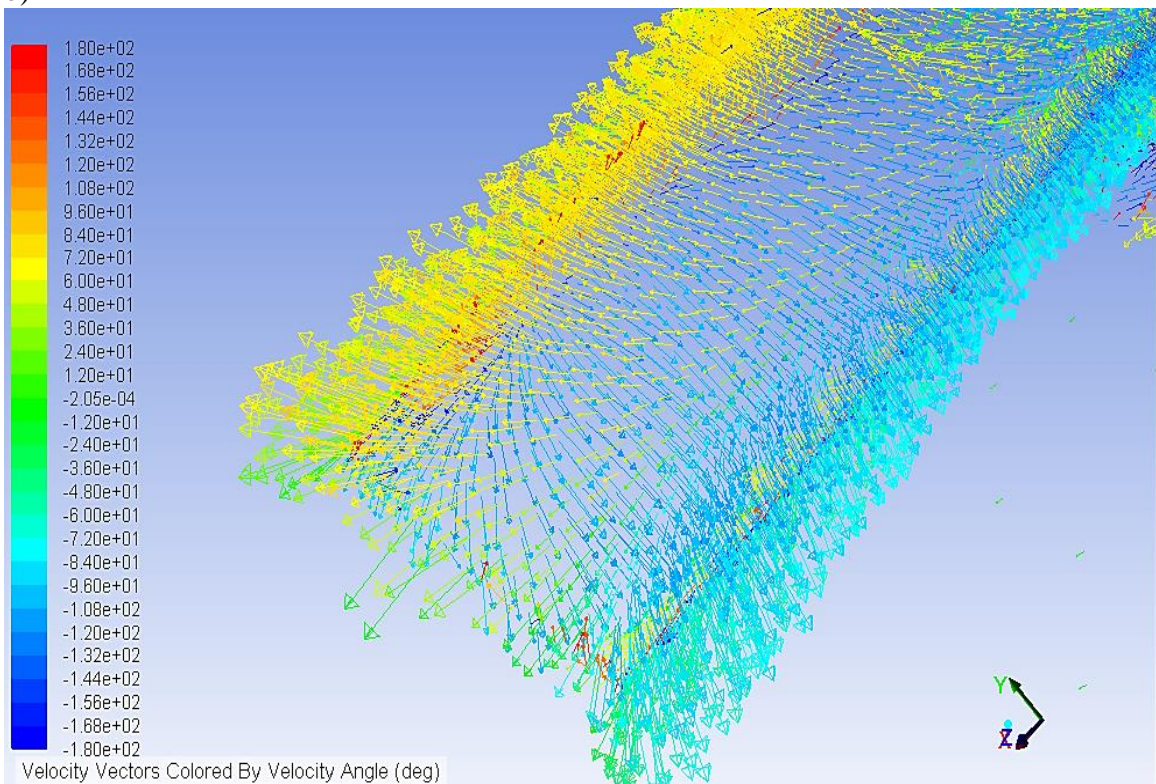


Figura C.13: Distribuição da velocidade do vento pela turbina horizontal com vetores, a) frente, b) perfil, c) plano XY, d) plano XY com vetores, e) zoom ao plano XY com vetores, f) plano XZ e g) plano XZ com vetores.

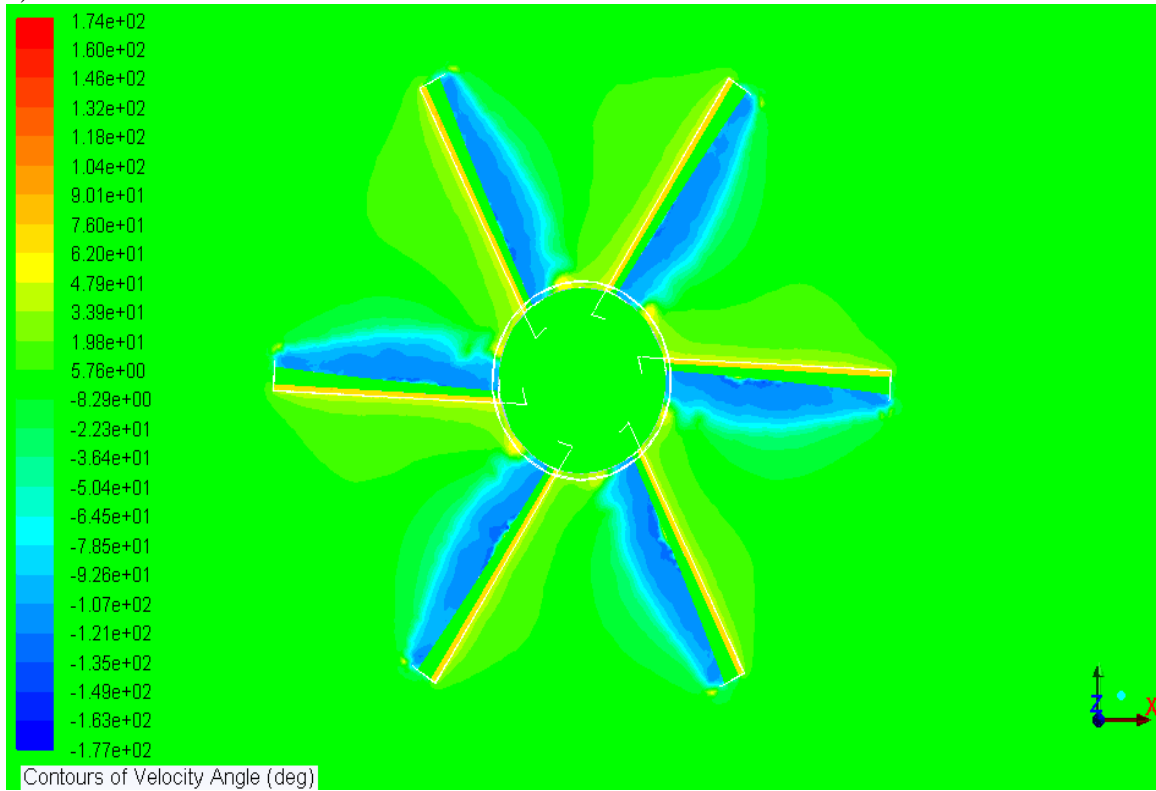
a)



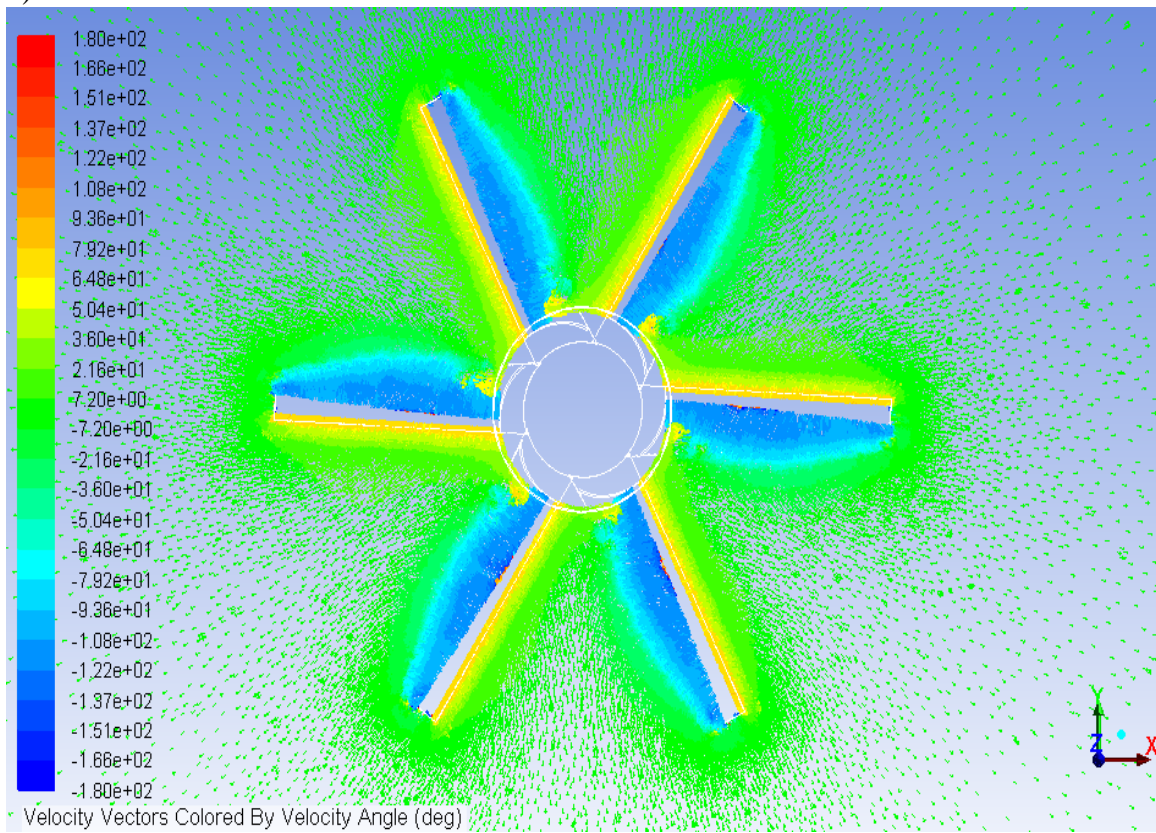
b)



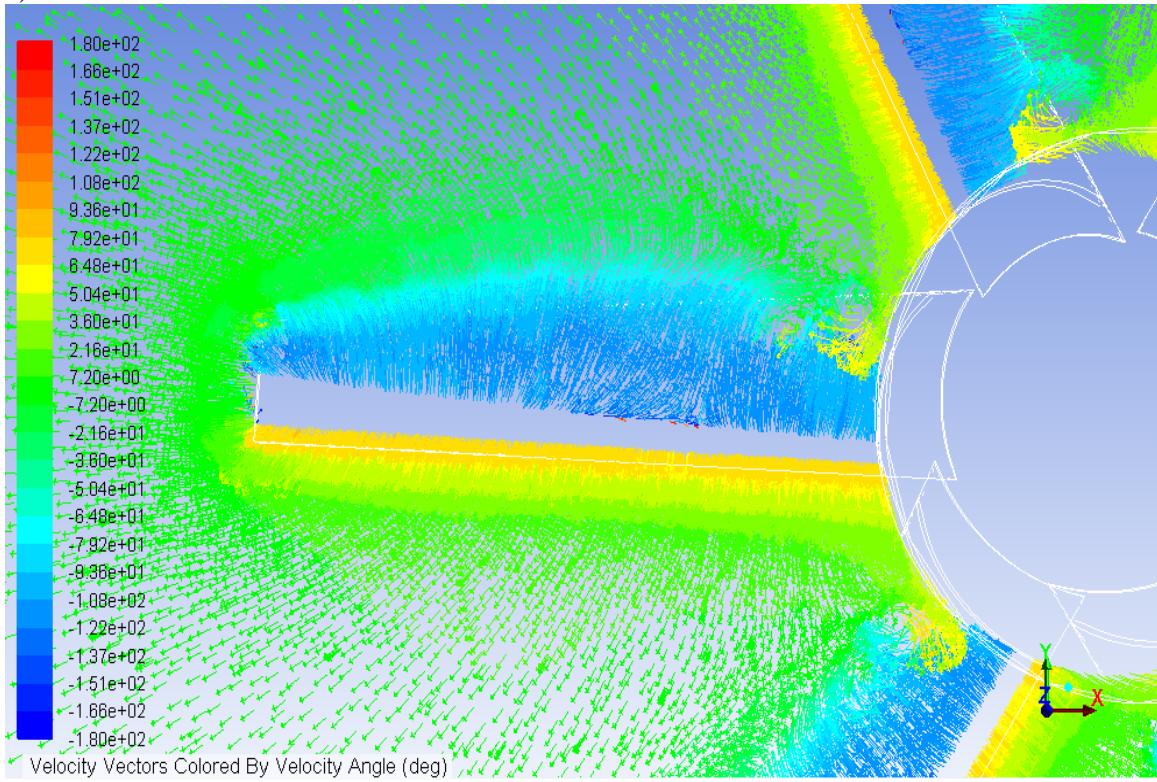
c)



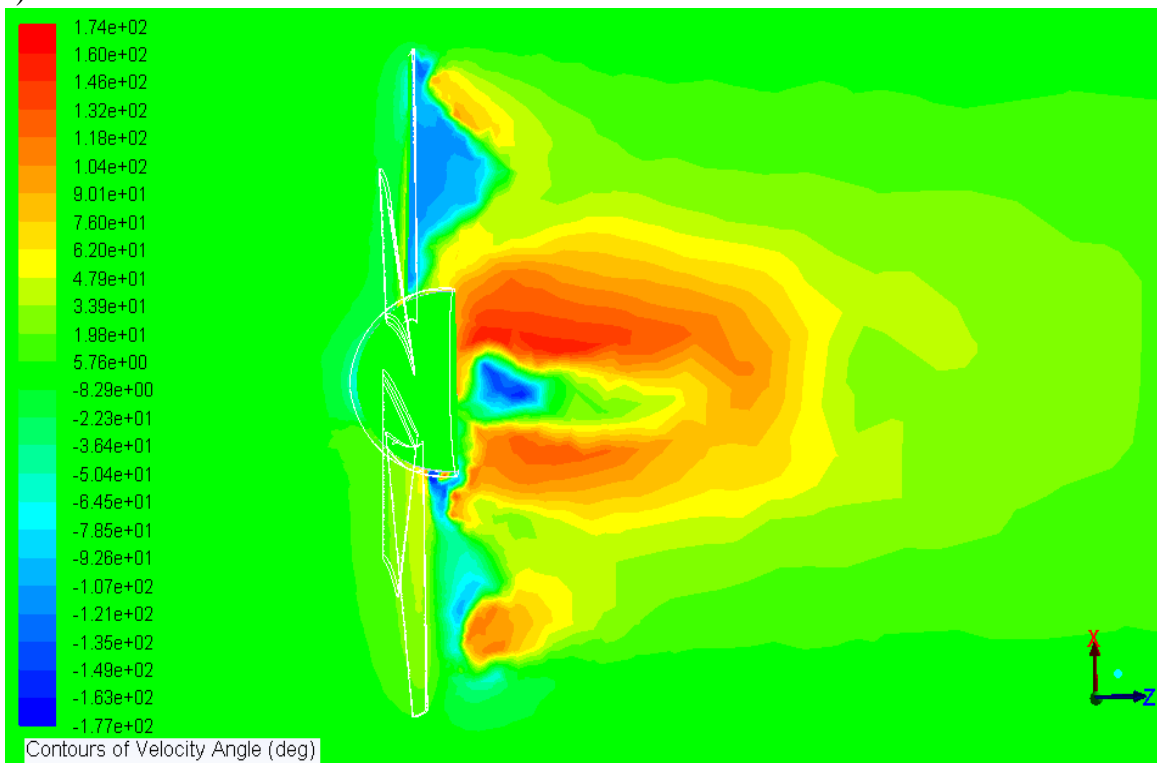
d)



e)



f)



g)

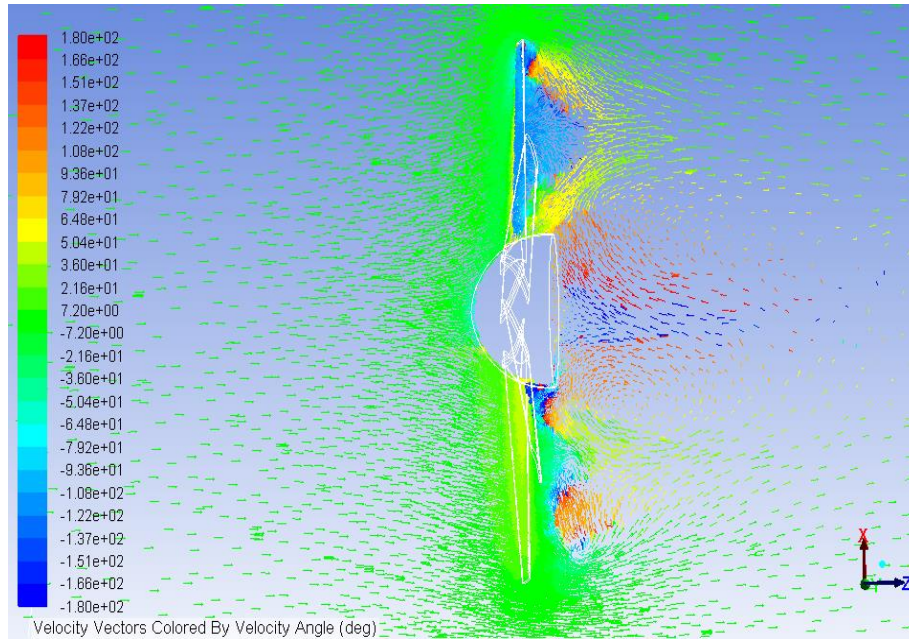
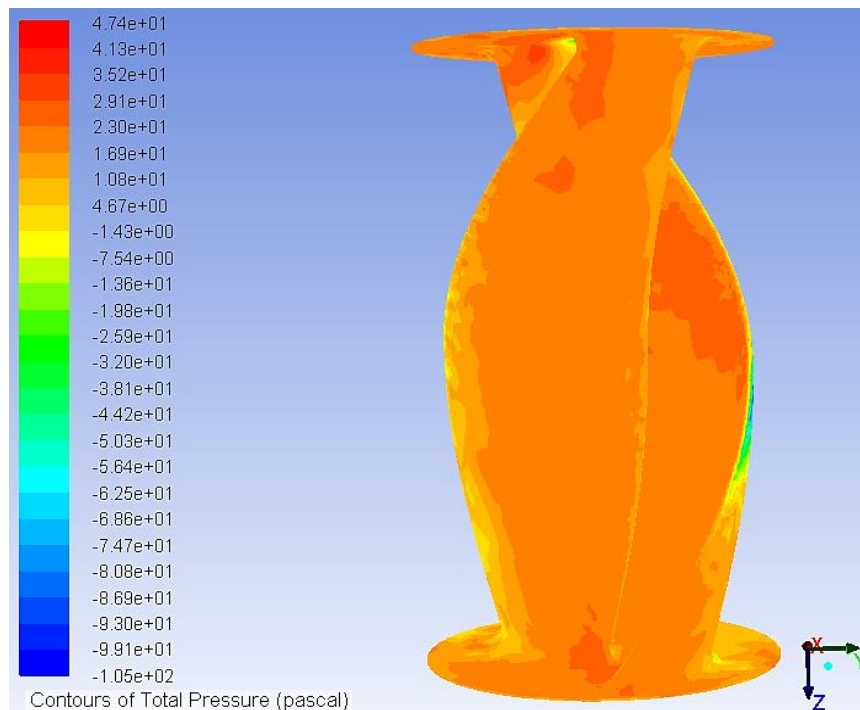


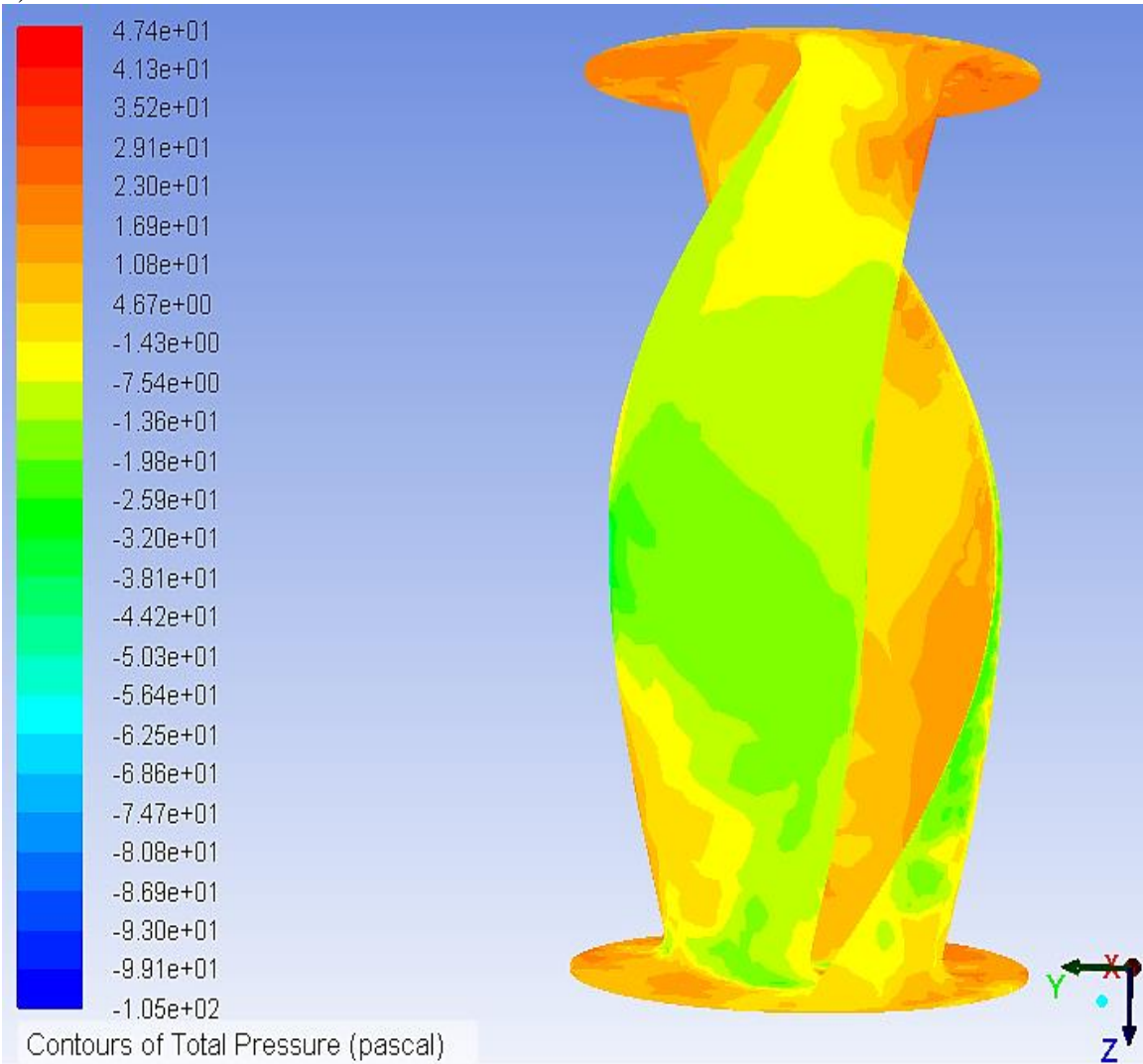
Figura C.14: Rotação do vento pela turbina horizontal com vetores, a) perfil e b) *zoom* de uma pá, c) plano XY, d) plano XY com vetores, e) *zoom* ao plano XY com vetores, f) plano XZ e g) plano XZ com vetores.

Na figura C.15 apresenta-se a distribuição da pressão pela turbina de eixo vertical (obtida por simulação no *Ansys fluent* com vento a incidir de frente na turbina a 6 m/s). Pela figura C.15 d) verificasse que os resultados estão de acordo com o esperado, uma vez que a região de pressão positiva é a que está a receber diretamente o vento e a de pressão negativa está na região oposta, sendo esta diferença de pressão responsável pelo movimento da turbina. A variação da pressão no interior da turbina encontra-se nas figuras C.15 c) e d) sendo notório a rotação do vento causada pela geometria da pá.

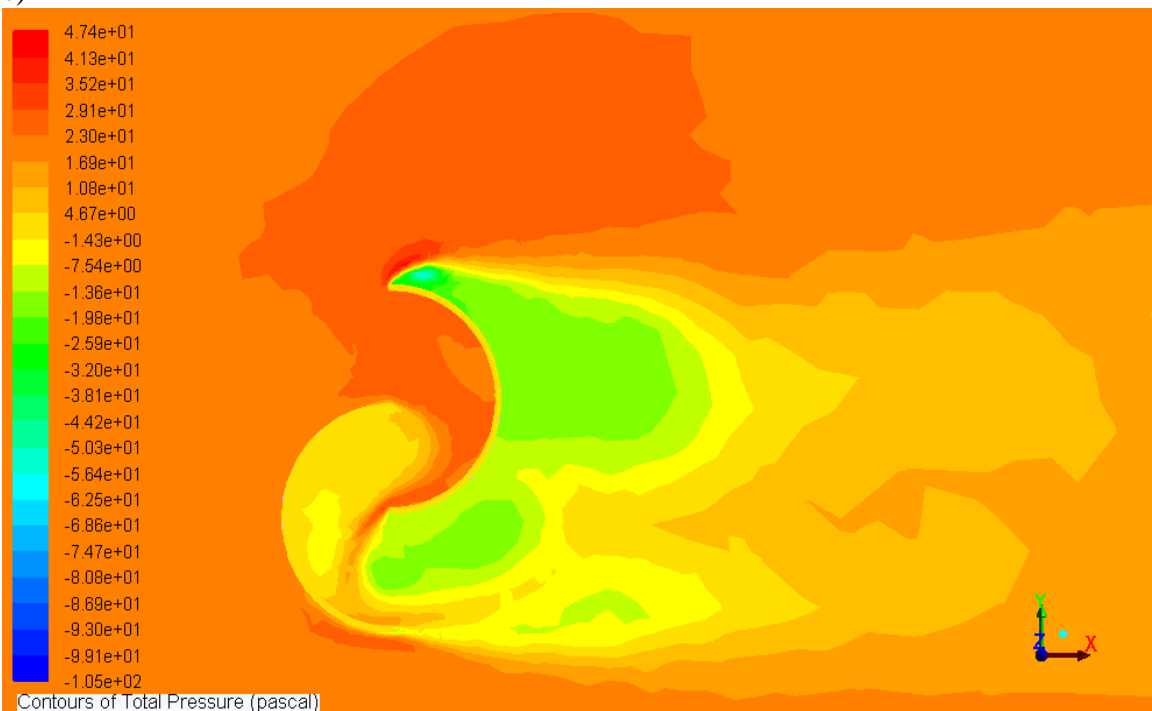
a)



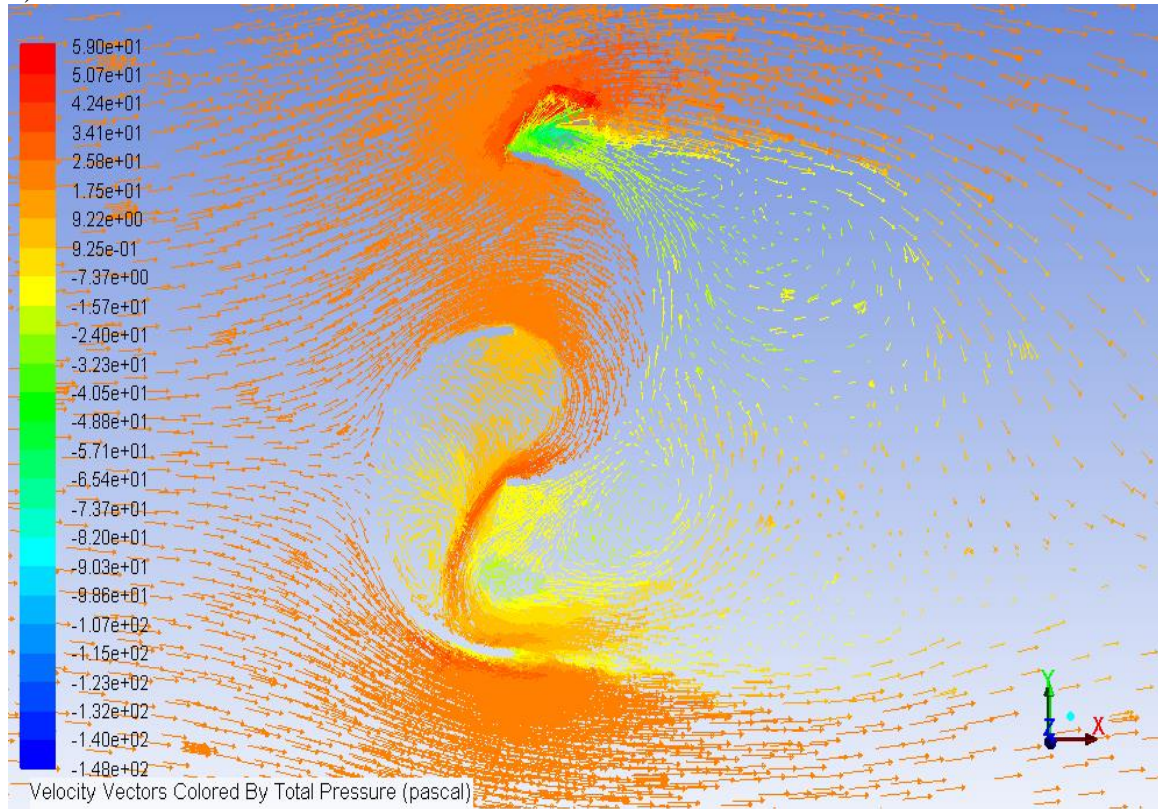
b)



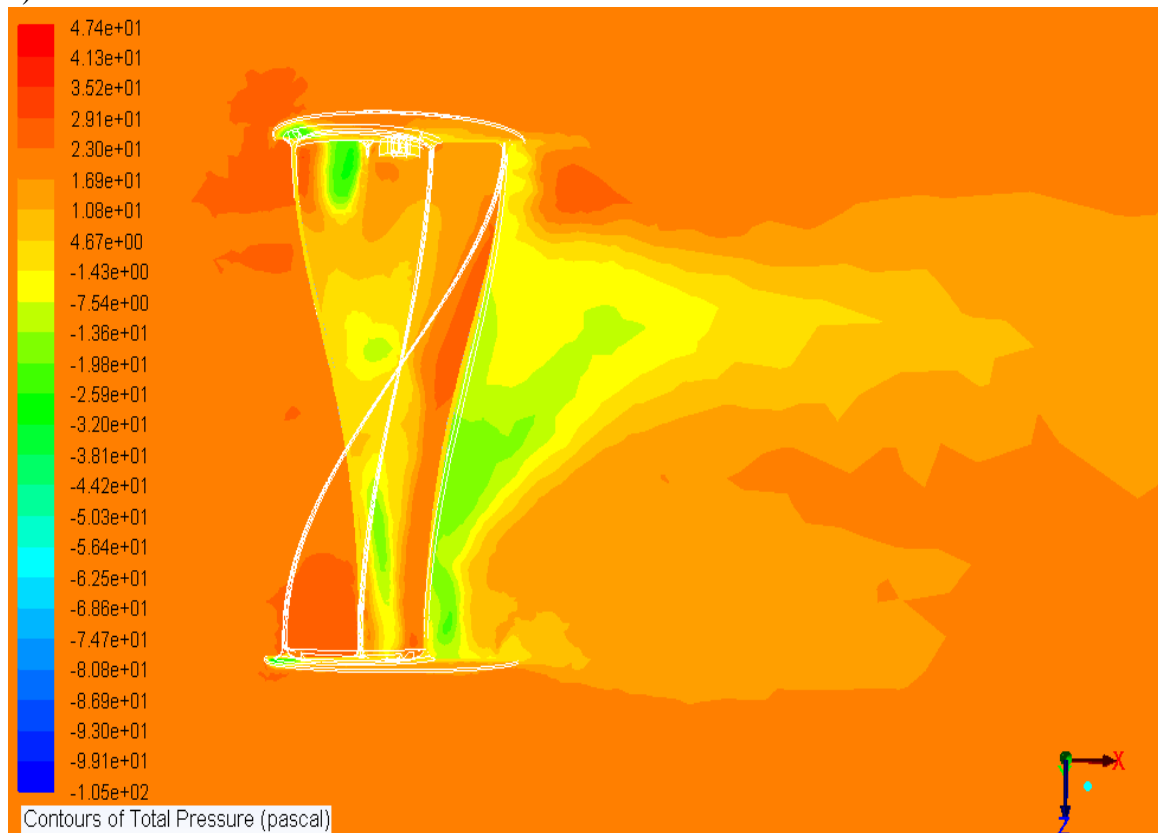
c)



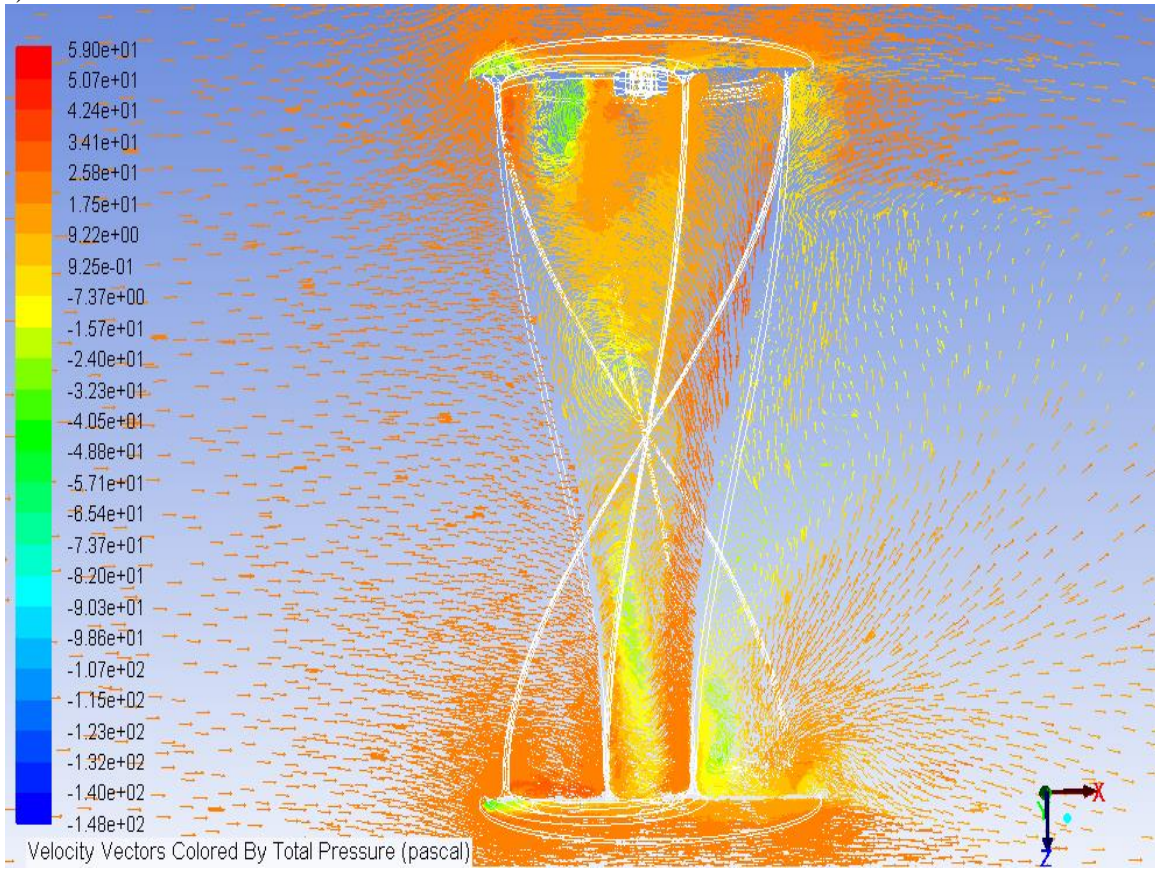
d)



e)



f)



g)



h)

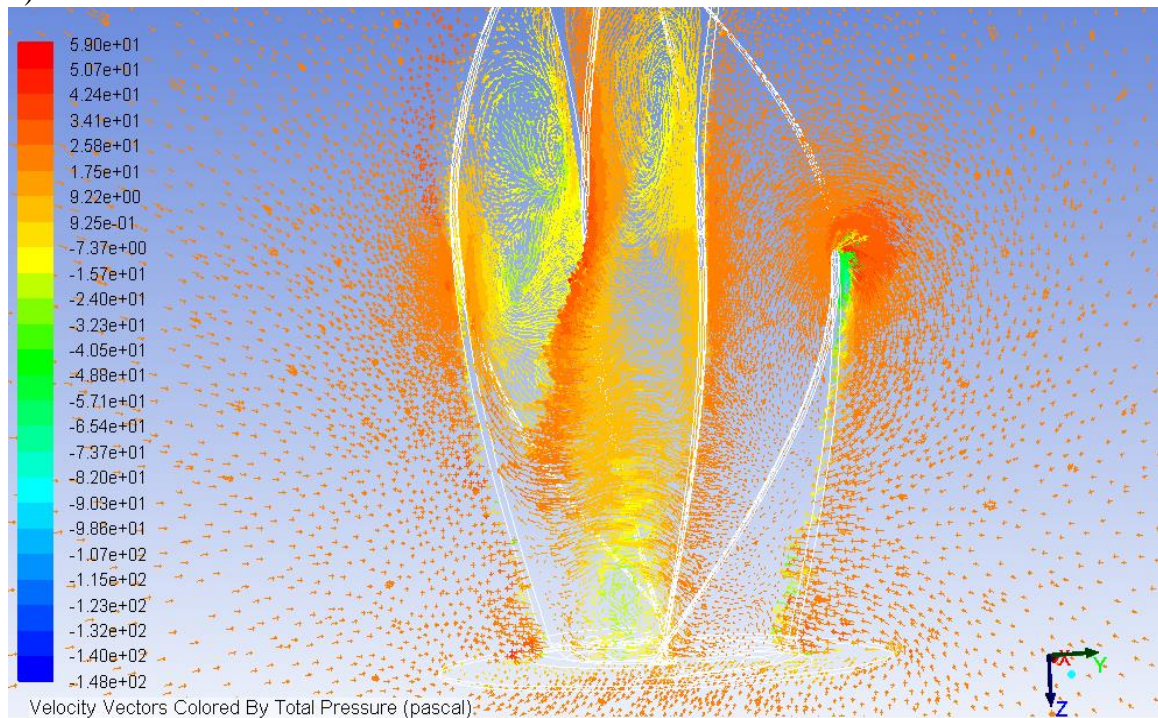
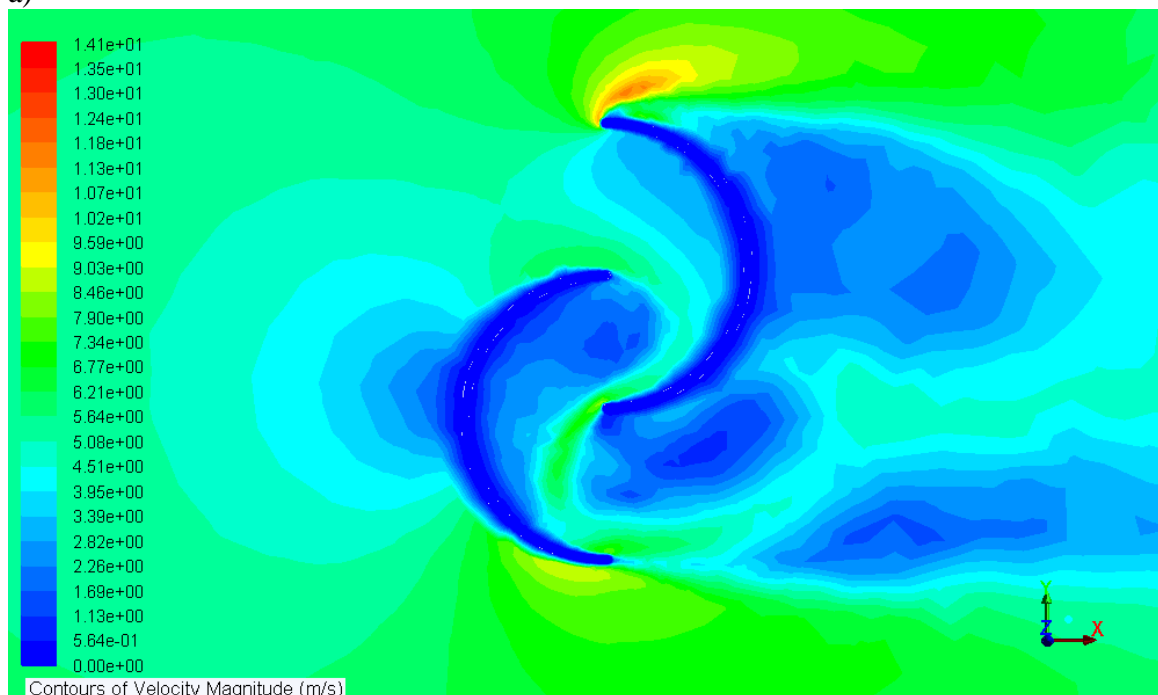


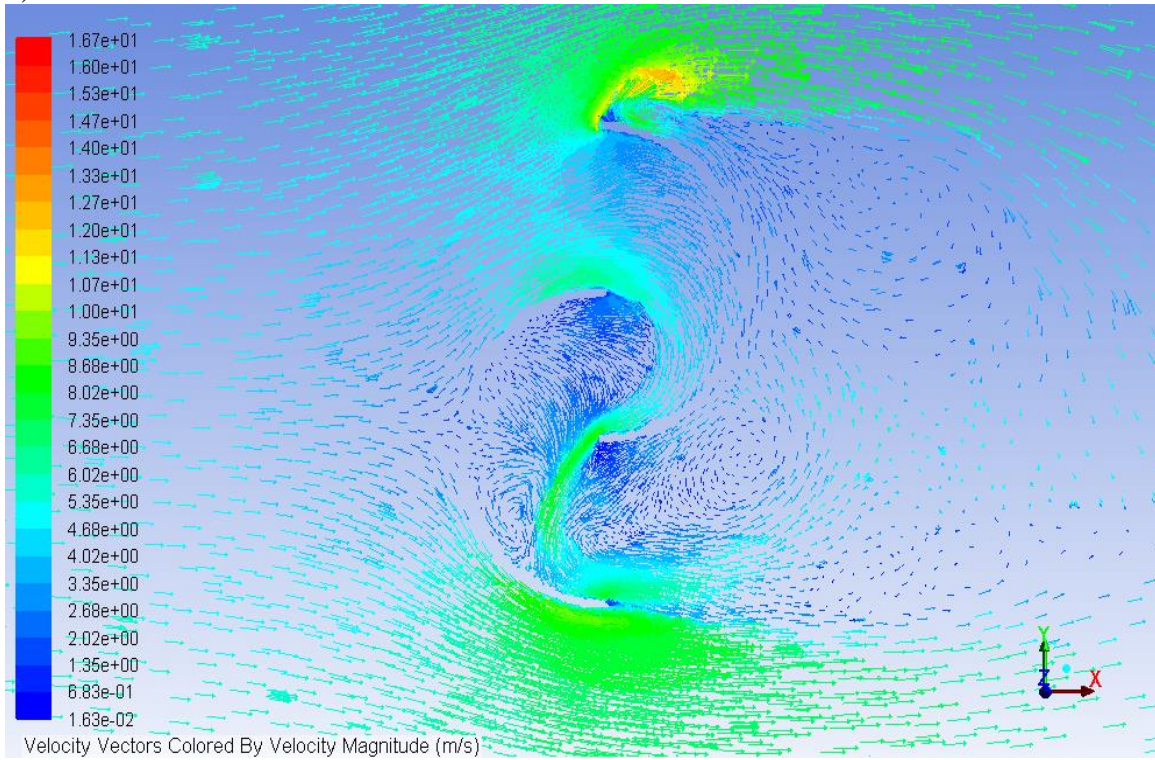
Figura C.15: Distribuição da pressão pela turbina de eixo vertical, a) frente, b) trás, c) plano XY, d) plano XY com vetores, e) plano XZ, f) plano XZ com vetores, g) plano YZ e h) plano YZ com vetores.

Já na figura C.16 apresenta-se a distribuição da velocidade pela turbina vertical (obtida por simulação no *Ansys fluent* nas condições indicadas anteriormente) e na figura C.17 encontra-se a rotação que o ar sofre ao atravessar a turbina. Pela figura C.116 a) é notório que o vento abranda ao atingir a pá, ou seja, perde energia cinética. Já na figura C.17 é notória a turbulência gerada no fluxo de vento pela geometria da turbina.

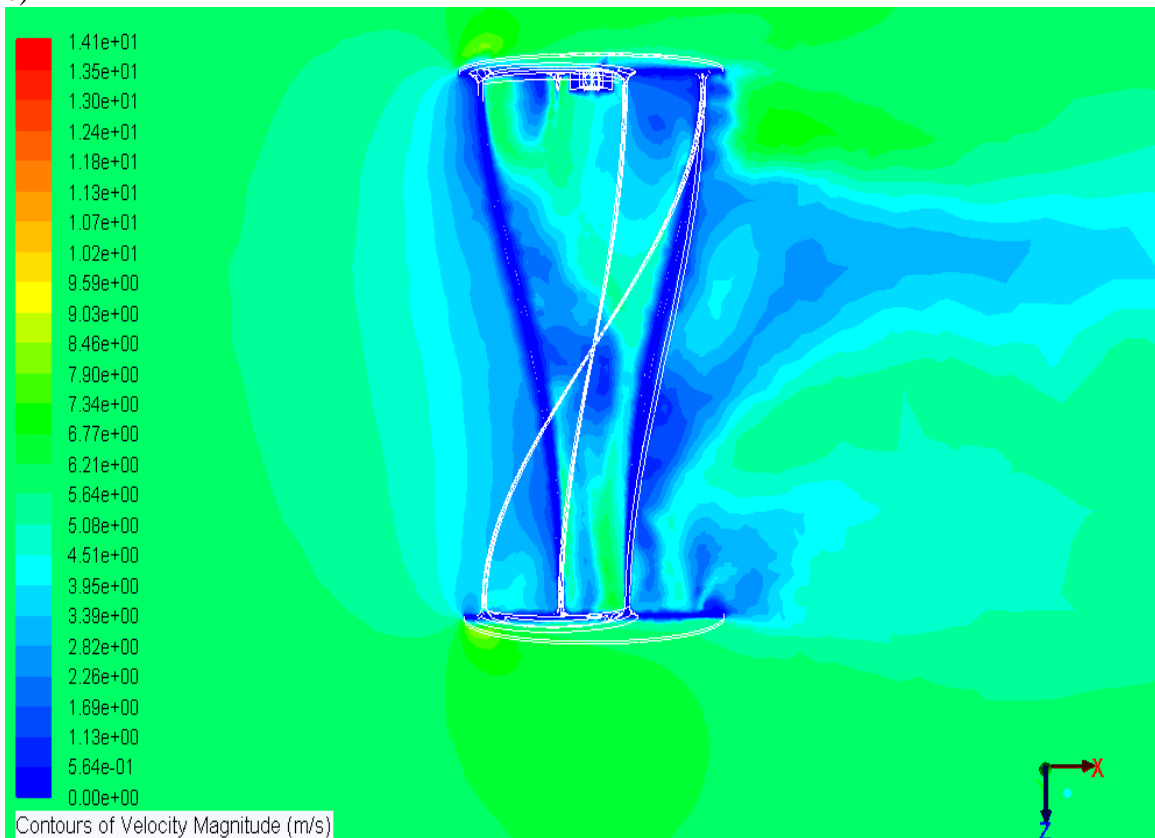
a)



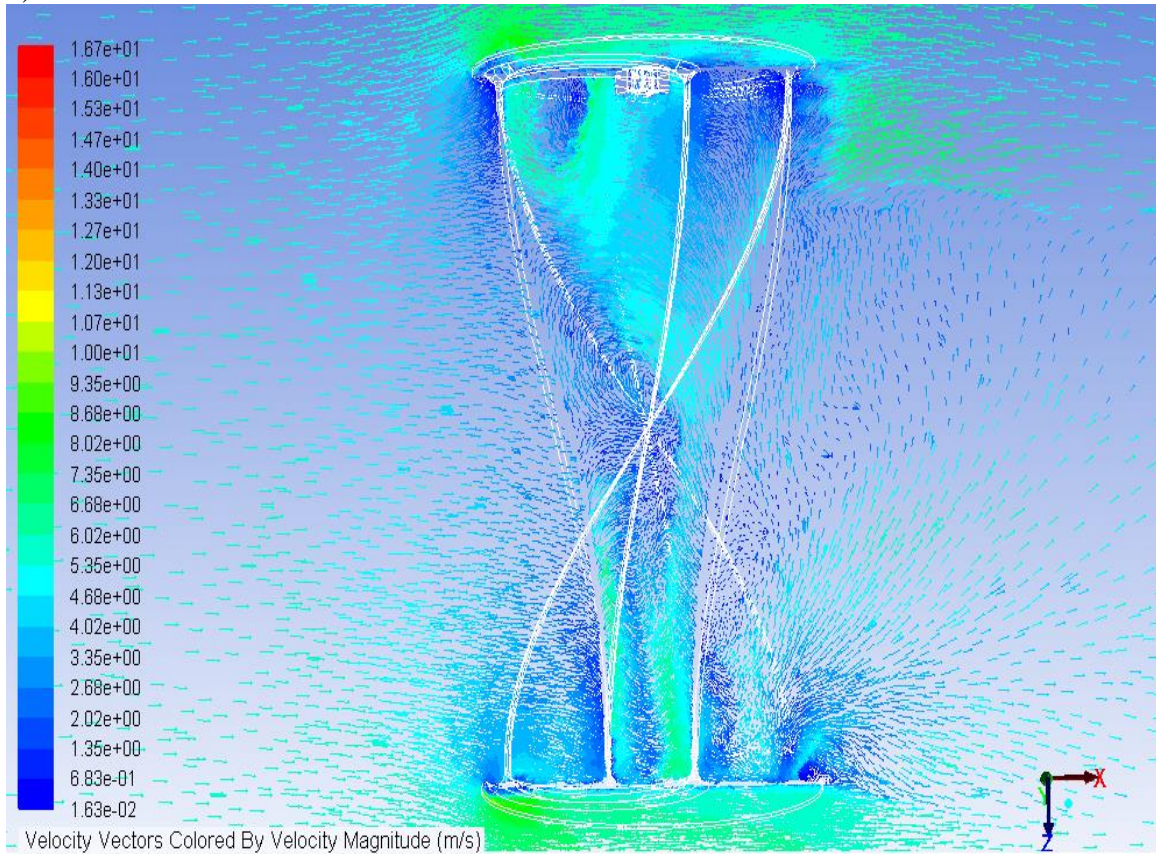
b)



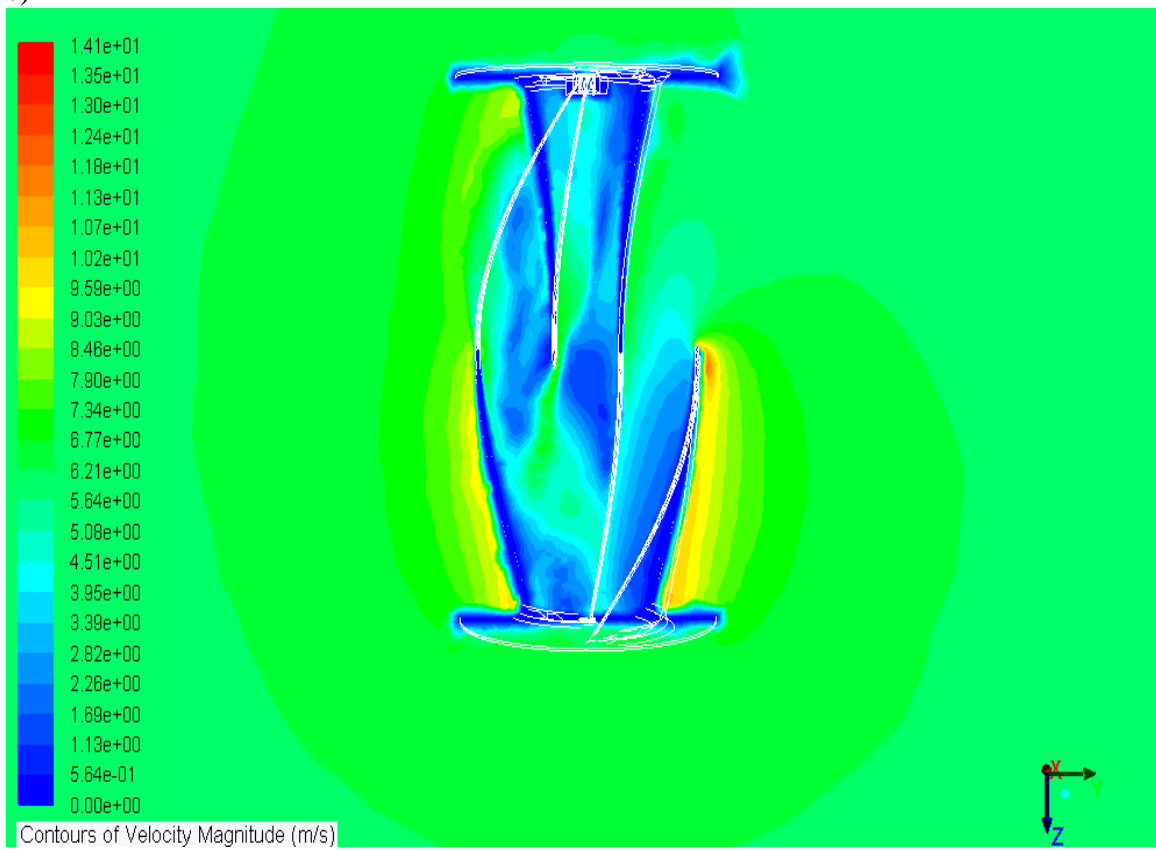
c)



d)



e)



f)

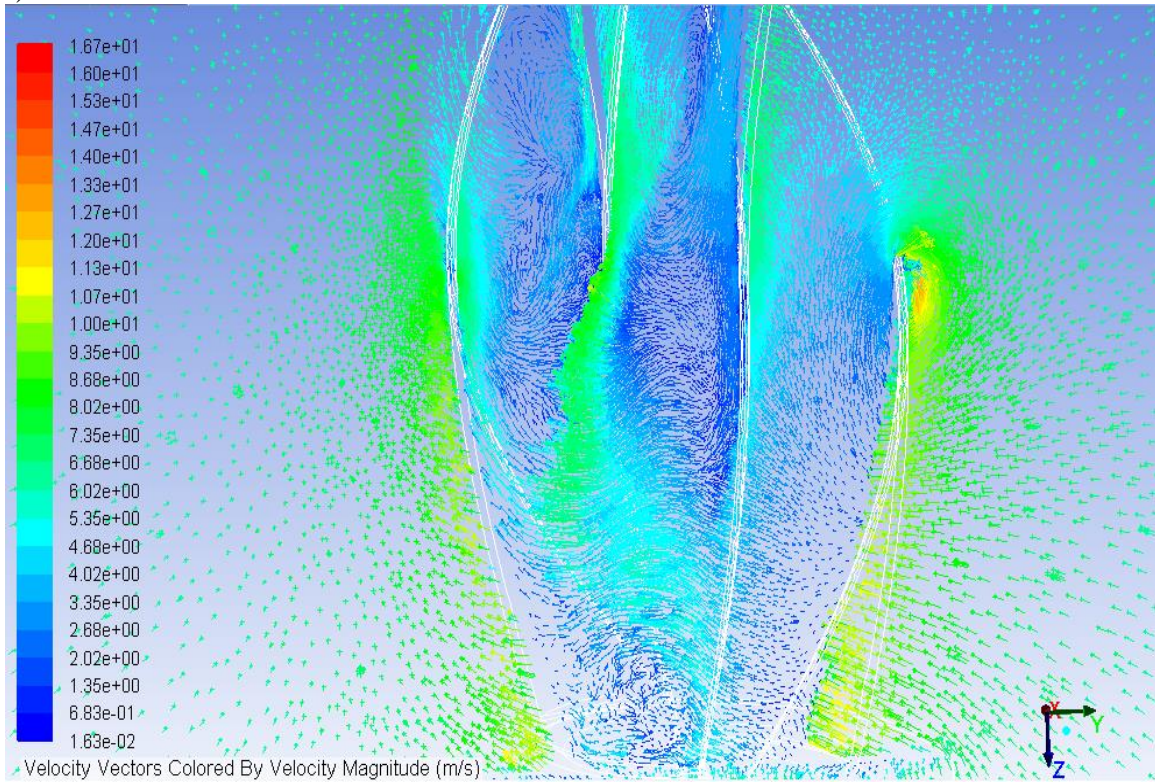
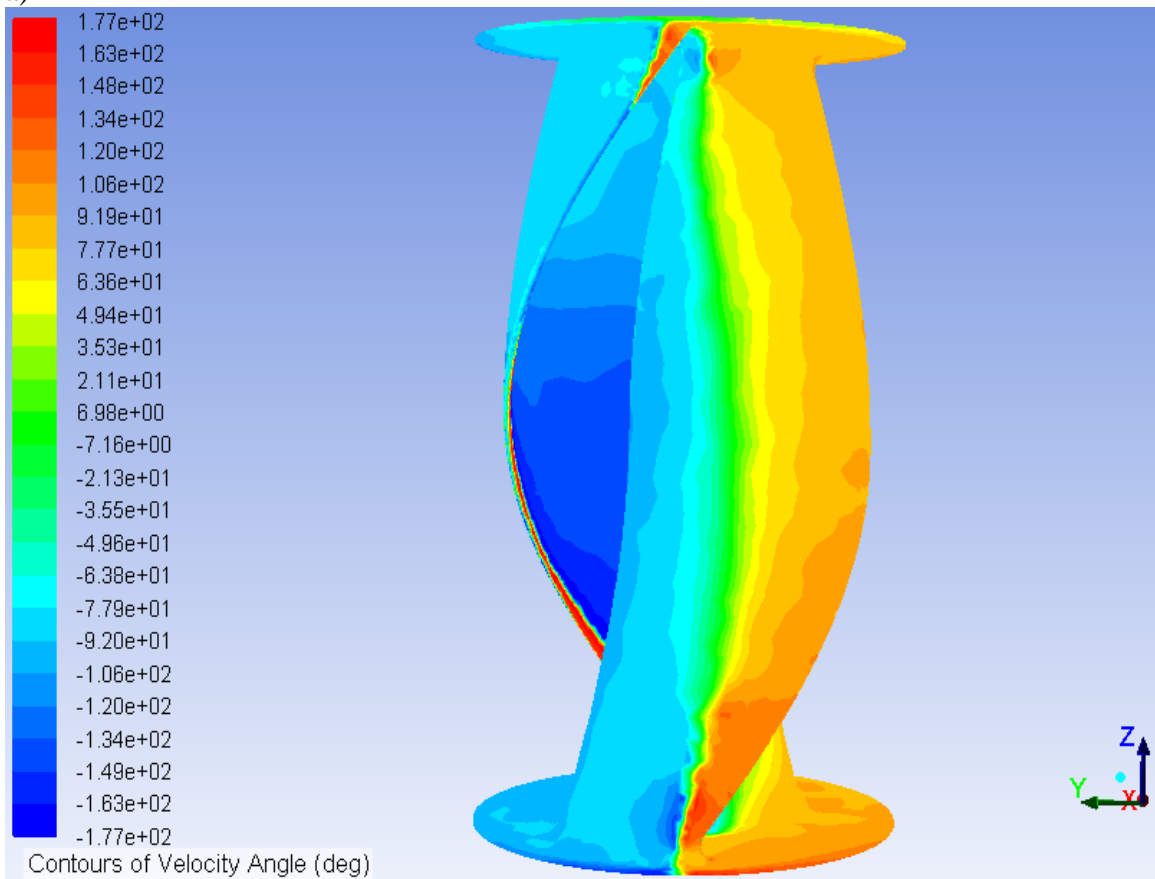
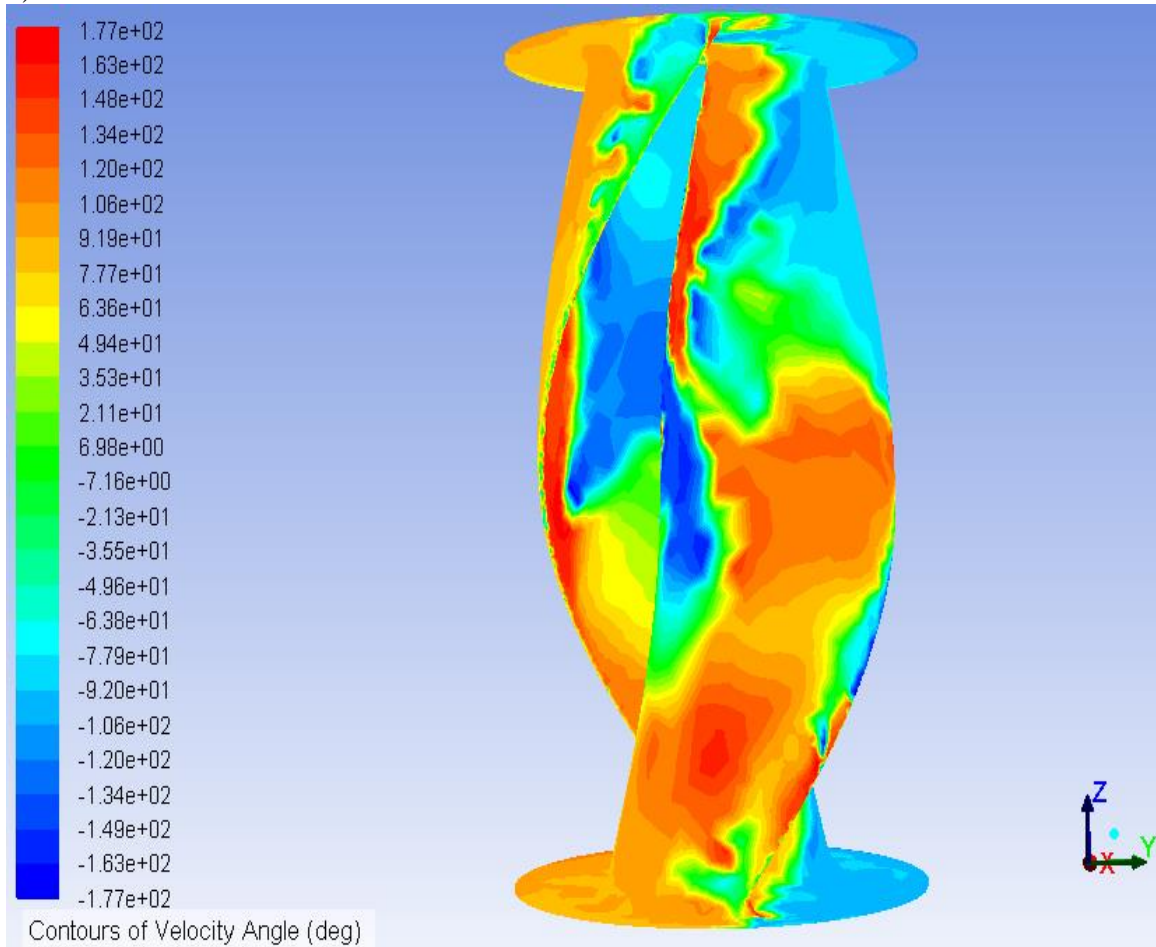


Figura C.16: Distribuição da velocidade do vento pela turbina de eixo vertical, a) plano XY, b) plano XY com vetores, c) plano XZ, d) plano XZ com vetores, e) plano YZ e f) plano YZ com vetores.

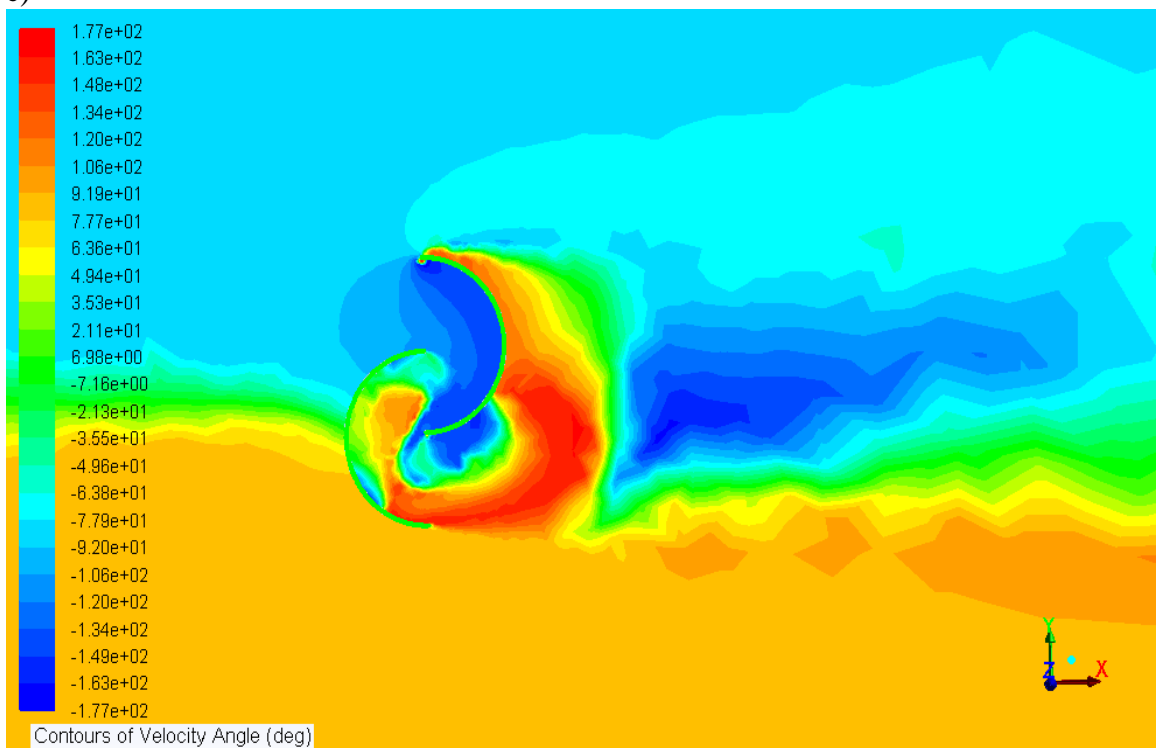
a)



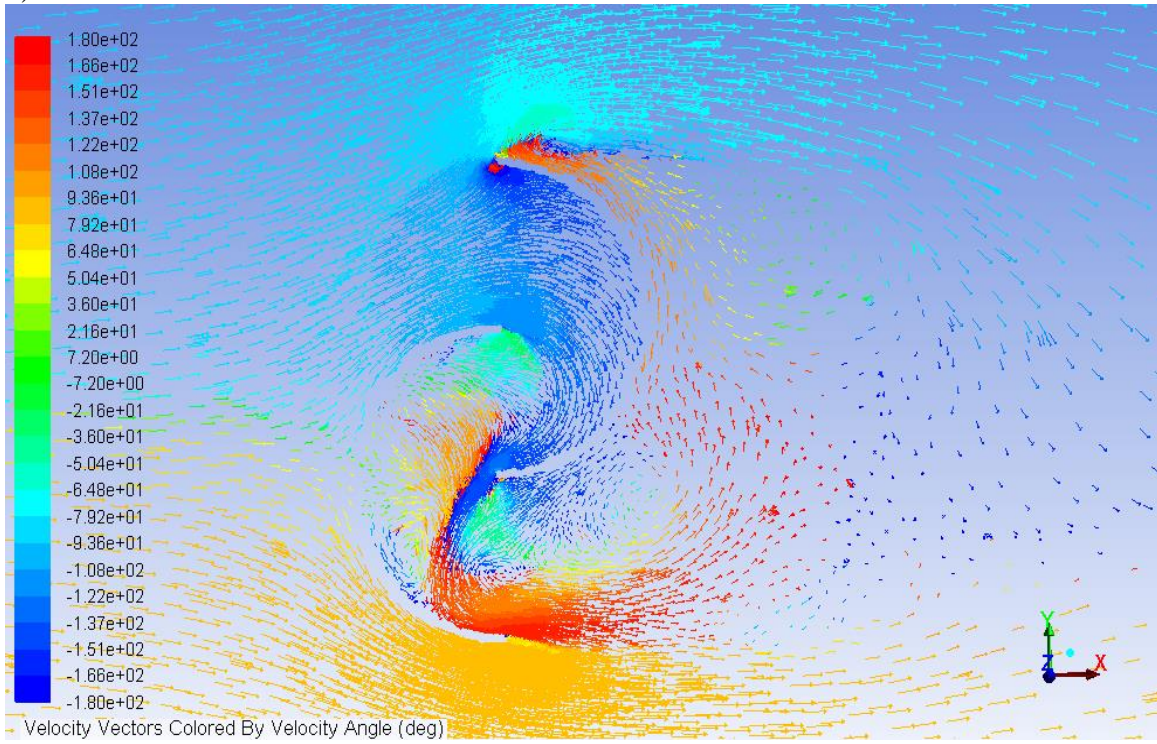
b)



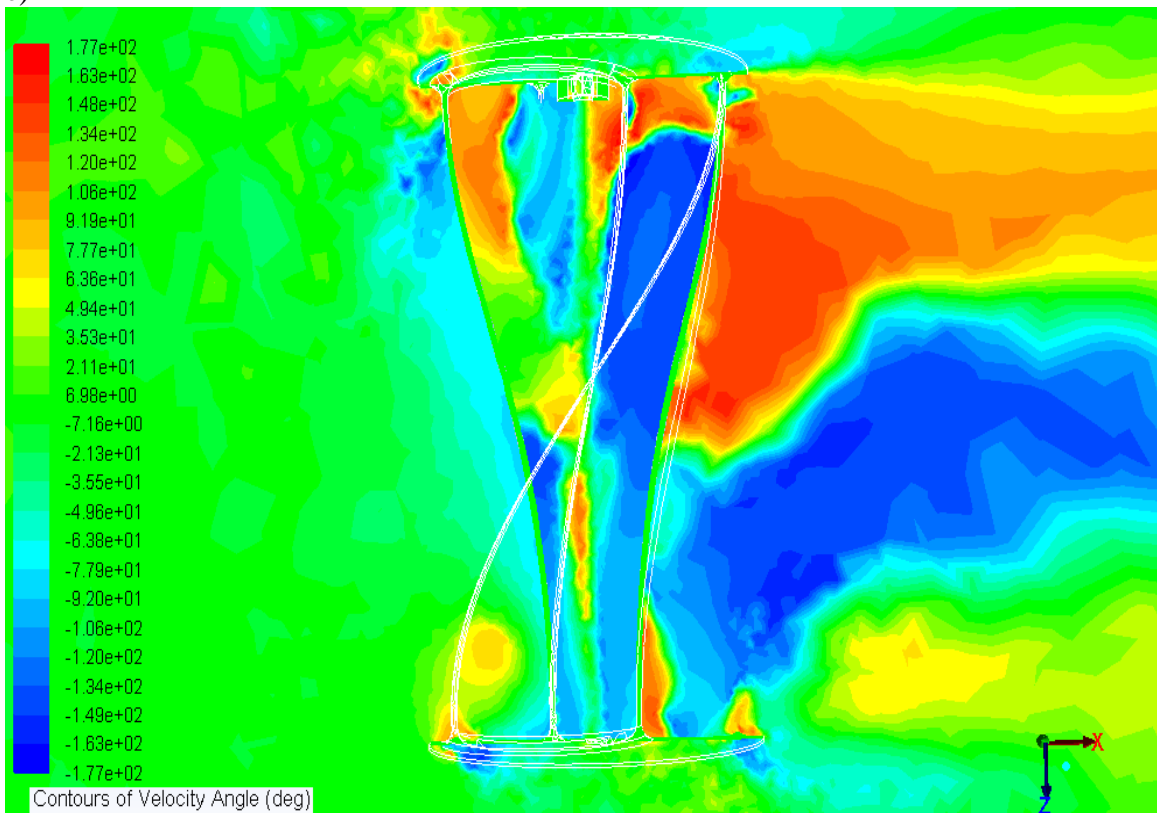
c)



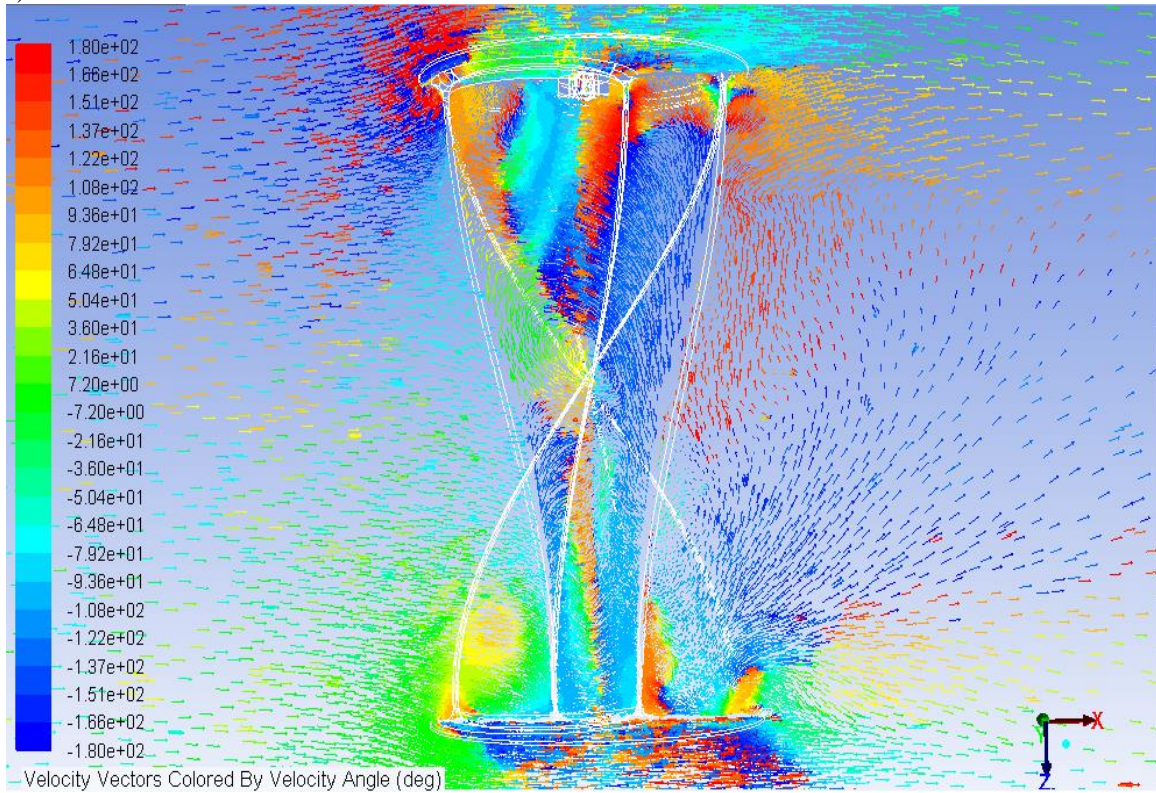
d)



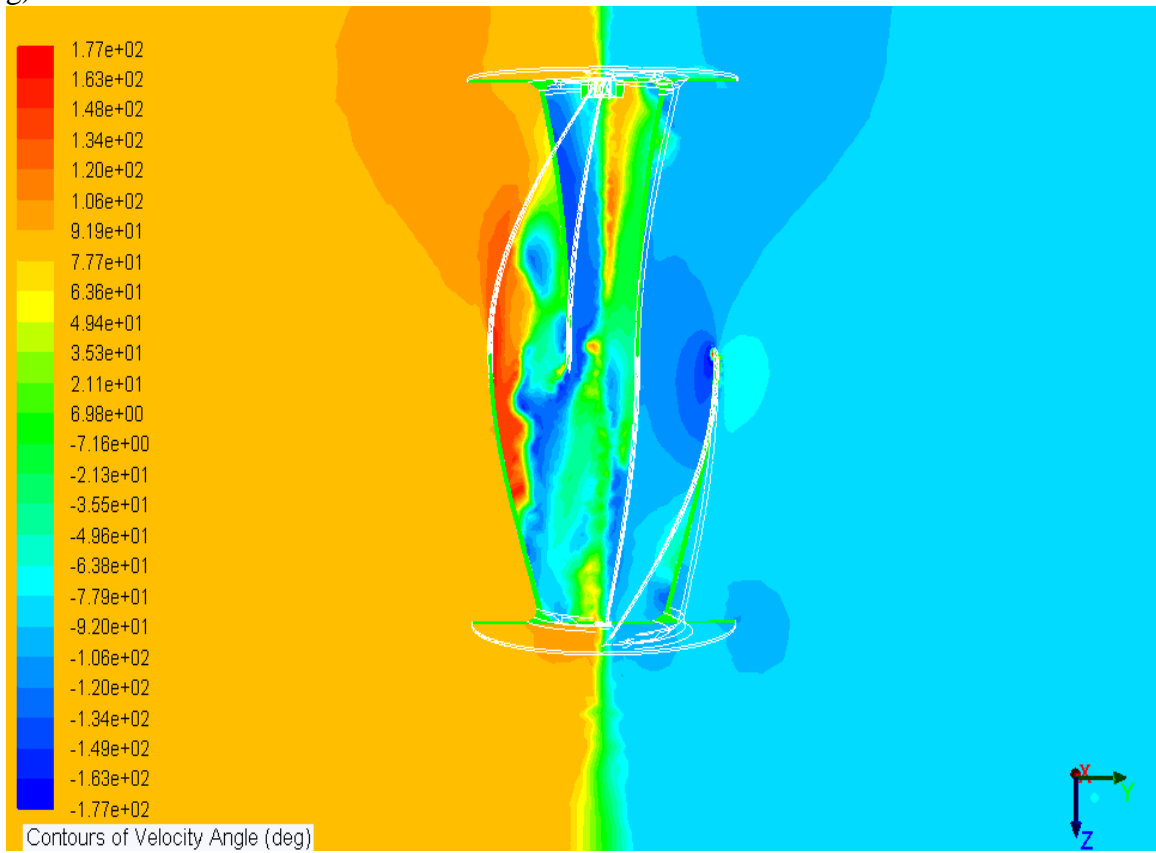
e)



f)



g)



h)

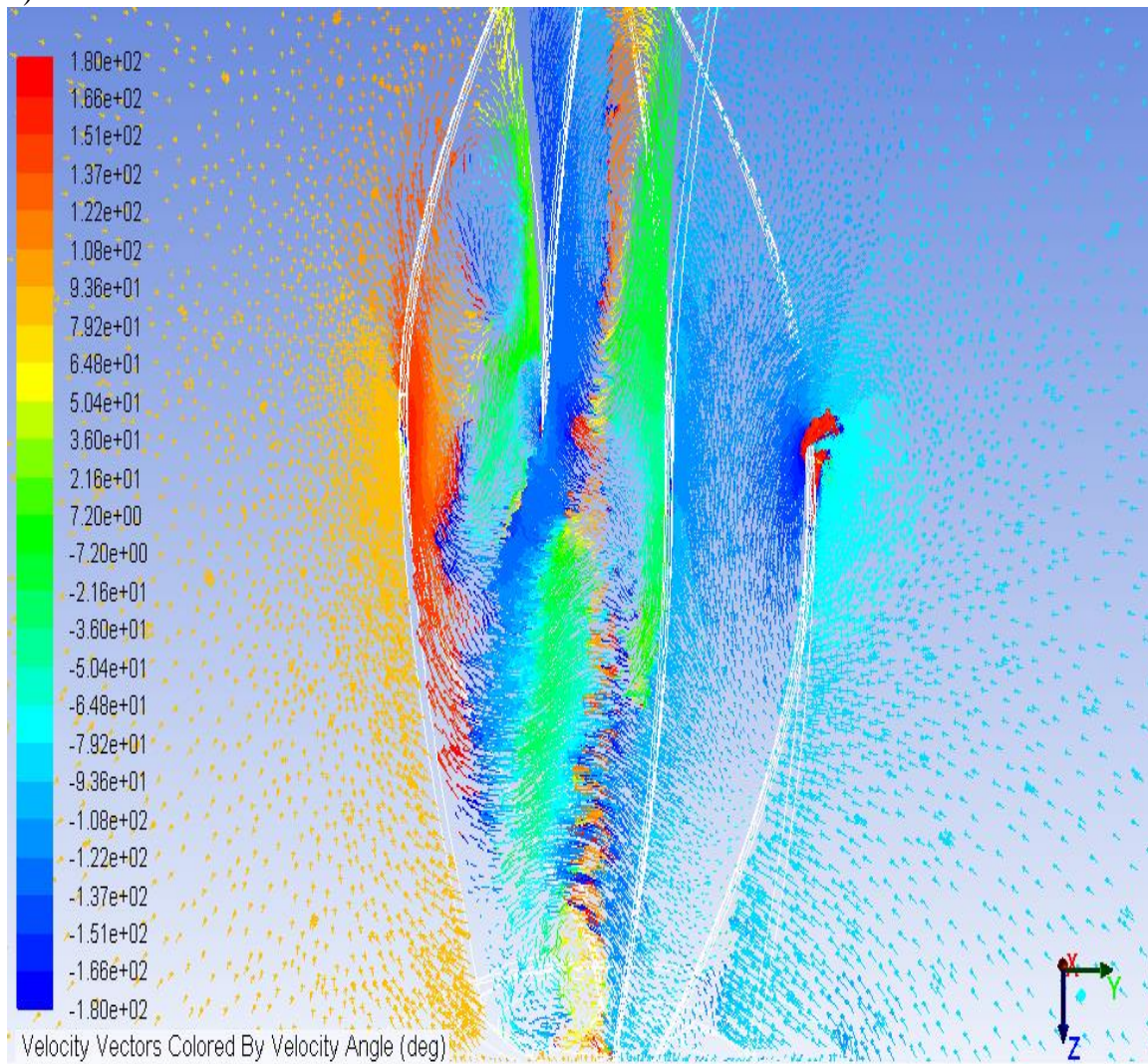


Figura C.17: Rotação do vento ao passar pela turbina de eixo vertical, a) frente, b) trás, c) plano XY, d) plano XY com vetores, e) plano XZ, f) plano XZ com vetores, g) plano YZ e h) plano YZ com vetores.

Anexo D

Anexo referente à análise dos conversores de potência.

Pretende-se analisar o efeito de colocar uma bateria em paralelo com o condensador (o condensador é usado como fonte de tensão quando o interruptor está fechado, evitando que a bateria descarregue) como se pode verificar na figura D.1. Na figura D.2 apresenta-se a dinâmica do conversor DC-DC elevador com a bateria.

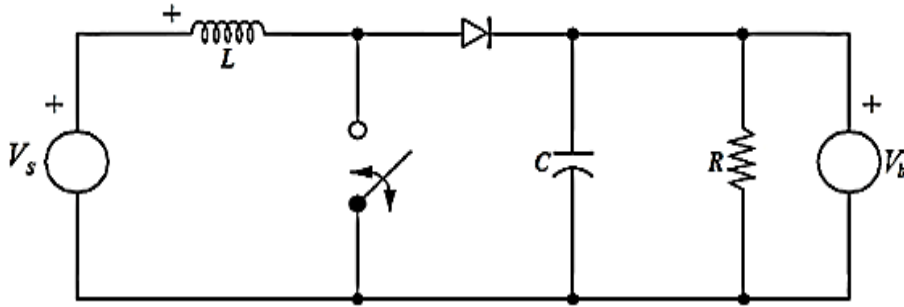


Figura D.1: Topologia do conversor DC-DC elevador com bateria.

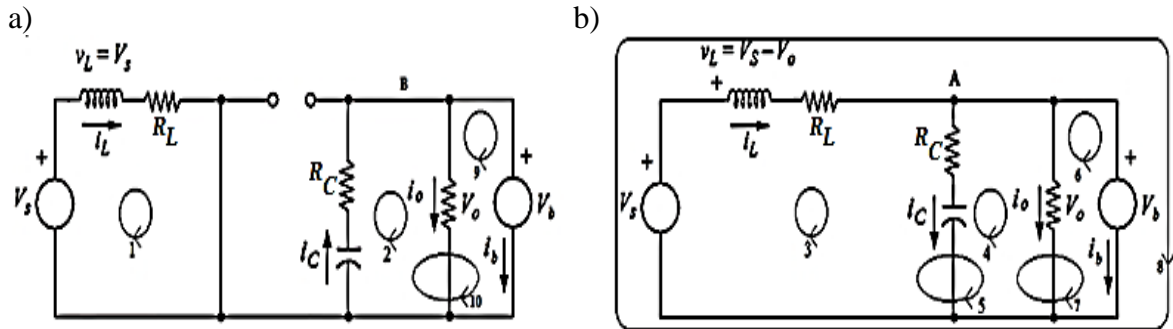


Figura D.2: Conversor DC-DC elevador com bateria, estando o interruptor a) fechado e b) aberto.

Analisando a figura D.2 a), verifica-se que a expressão da malha 1 é dada por 3.5. Já a malha 2

$$-v_c = C \frac{dv_c}{dt} R_C + R i_o \Leftrightarrow \frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C R_C} (-R i_o - v_c) \quad (D.1)$$

Através da malha 9 verifica-se

$$-v_b = C_b \frac{dv_b}{dt} R_b - R i_o \Leftrightarrow \frac{dv_b}{dt} = \frac{1}{C R_b} (R i_o - v_b) \quad (D.2)$$

(onde R_b é a resistência da bateria C_b é a capacidade da bateria e V_b é a tensão na bateria), e pela malha 10

$$-v_b - v_c = C \frac{dv_c}{dt} R_C + C_b \frac{dv_b}{dt} R_b \quad (D.3)$$

Pelo nó B denota-se que

$$i_c = i_b + i_o \Leftrightarrow i_o = C \frac{dv_c}{dt} - C_b \frac{dv_b}{dt} \quad (D.4)$$

substituindo (D.1) e (D.2) em (D.4) conclui-se que

$$i_o = \left(\frac{R_c R_b}{R_c R_b + R_b R + R_c R} \right) \left(\frac{v_b}{R_b} - \frac{v_c}{R_c} \right) \quad (D.5)$$

Estudando a figura D.1 b) observa-se que as expressões das malhas 3, 5 e 6 são dadas, respetivamente, por (3.7), (3.10) e (D.2). Já a malha 4 é dada por

$$v_c = -C \frac{dv_c}{dt} R_c + i_o R \Leftrightarrow \frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C R_c} (R i_o - v_c) \quad (D.6)$$

e a 7 por

$$v_c - v_b = -C \frac{dv_c}{dt} R_c + C_b \frac{dv_b}{dt} R_b \quad (D.7)$$

Analisando a malha 8 determina-se

$$v_s - v_d = L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L + C_b \frac{dv_b}{dt} R_b \quad (D.8)$$

No nó A

$$i_o = i_L - i_c - i_b = i_L - C \frac{dv_c}{dt} - C_b \frac{dv_b}{dt} \quad (D.9)$$

pelo que substituindo as expressões (D.6) e (D.2) em (D.9) verifica-se

$$i_o = \left(\frac{R_c R_b}{R_c R_b + R_b R + R_c R} \right) \left(i_L + \frac{v_b}{R_b} + \frac{v_c}{R_c} \right) \quad (D.10)$$

usando a relação (3.13) pode-se juntar (3.5) com (3.10), (D.1) com (D.6) e (D.5) com (D.10), sendo as equações da dinâmica definidas (após aplicação da transformada de *Laplace*), respetivamente, por

$$I_L = \frac{1}{sL} [V_s - R_L I_L - (1 - \gamma)(V_o + V_d)] \quad (D.11)$$

$$V_c = \frac{1}{sC R_c} ((-2\gamma + 1)R I_o - V_c) \quad (D.12)$$

$$I_o = \left(\frac{R_c R_b}{R_c R_b + R_b R + R_c R} \right) \left[I_L (1 - \gamma) + \frac{V_b}{R_b} + (1 - 2\gamma) \frac{V_c}{R_c} \right] \quad (D.13)$$

em conjunto com a expressão (D.2). Importa referir que pode ser usado o sistema de controlo supramencionado para o conversor com bateria pois considera-se que esta apenas irá gerar uma perturbação não interferindo de uma forma significativa.

O conversor redutor possibilita a redução da tensão de entrada através da elevação da corrente e a sua topologia encontra-se representada na figura D.3, estando a sua dinâmica representada na figura D.4, utilizando o modo contínuo, sendo possível verifica

que quando o interruptor encontra-se fechado, figura D.4 a), a energia é transferida para a carga e condensador, sendo uma parte armazenada linearmente na bobina. Esta parte será transferida para a carga quando o interruptor está aberto, figura D.4 b), colocando o diodo diretamente polarizado.

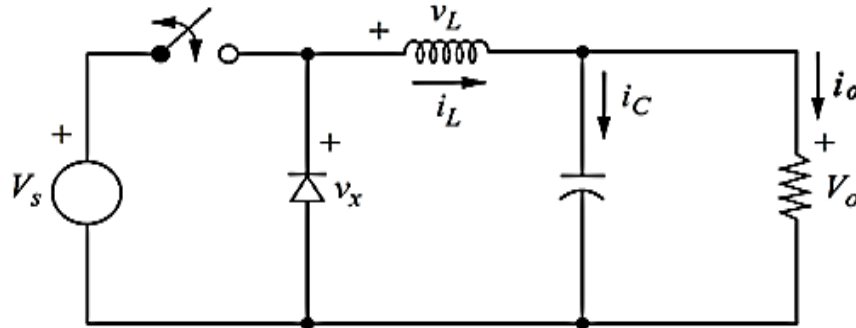


Figura D.3: Topologia do conversor DC-DC redutor [81].

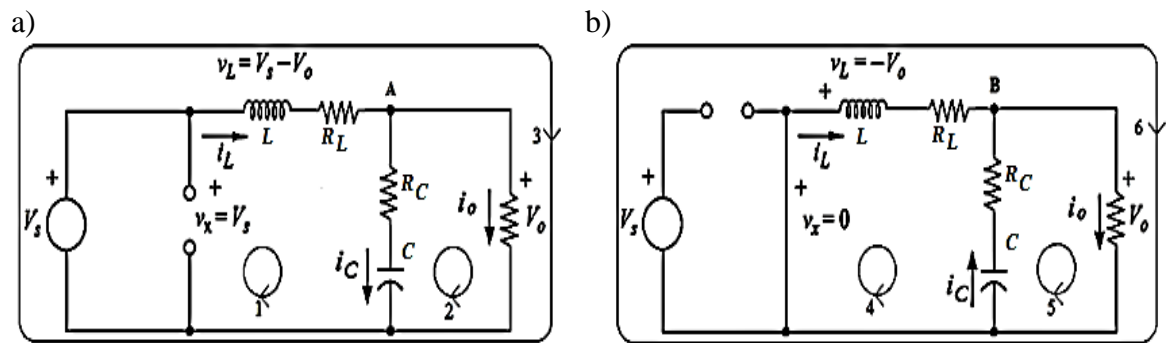


Figura D.4: Conversor DC-DC redutor no modo de operação contínuo com o interruptor a) aberto e b) fechado.

As formas de onda obtidas com a alteração do sinal de controlo do interruptor encontram-se representadas na figura D.5. Analisando a figura D.5 a) verifica-se que

$$(v_s - v_o)T_{on} - v_o(T - T_{on}) = 0 \Leftrightarrow v_s - v_o = -v_o \left(\frac{1}{D} - 1 \right) \Leftrightarrow D = \frac{v_o}{v_s} \quad (D.14)$$

Assumindo que a potência de entrada é aproximadamente igual à de saída então

$$v_s i_L = v_o i_o \Leftrightarrow i_o = \frac{i_L}{D} \quad (D.15)$$

considerando (2.51) então pelas formas de onda das figuras D.5 a) e b) verifica-se

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \int_0^{T_{on}} v_L dt + i_L(0) = \frac{1}{L} \int_0^{DT} (v_s - v_o) dt \quad (D.16)$$

sendo $i_L(0)=0$, logo

$$L = \frac{(v_s - v_o)D}{\Delta i_L f} = \frac{(1 - D)v_o}{\Delta i_L f} \quad (D.17)$$

Pretende-se que a variação da tensão no condensador seja no máximo de 10% e para determinar a capacidade do condensador é necessário analisar a sua área de carga, representada na figura D.6 b), estando a variação da tensão na figura D.6 c). Estas formas de onda ocorrem de acordo com a variação da tensão na bobina, representada na figura D.6 a).

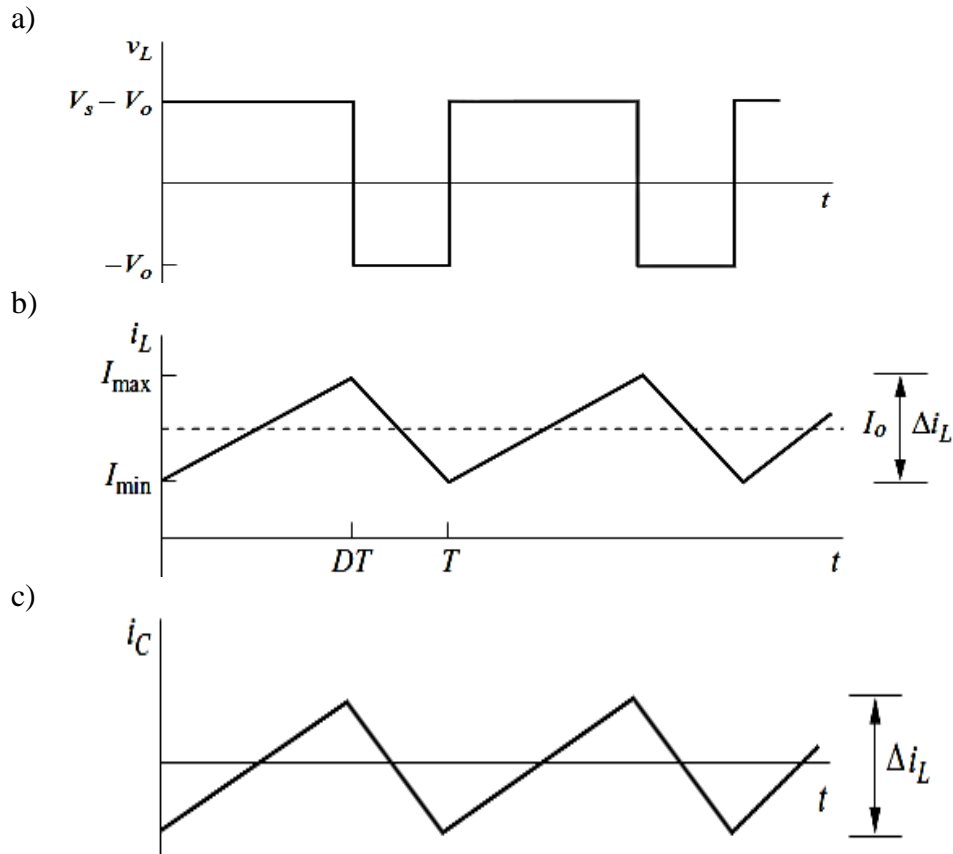


Figura D.5: Formas de onda do conversor DC-DC redutor, a) tensão da bobina, b) corrente na bobina e c) corrente no condensador [81].

Analisada a área da figura D.6 b) em que o condensador está a carregar verifica-se

$$\Delta Q = \frac{T}{2} \frac{1}{2} \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{\Delta i_L}{8f} \quad (D.18)$$

pelo que substituindo (D.18) em (2.59) conclui-se

$$C = \frac{\Delta i_L}{8\Delta v_c f} \quad (D.19)$$

Analisando a figura D.4 a), denota-se que as malhas 1 e 3 são expressas, respetivamente, por (3.7) e (3.10) sem o efeito da queda de tensão do díodo. Já o nó A é definido por (3.8) e a malha 2 por (3.9). Substituindo (3.9) em (3.10) obtém-se (3.11) sem o efeito da queda de tensão do díodo. Cambiando (3.8) e (3.10) em (3.7) (usando o procedimento indicado para (3.12) e sem considerar a queda de tensão no díodo) obtém-se (3.12).

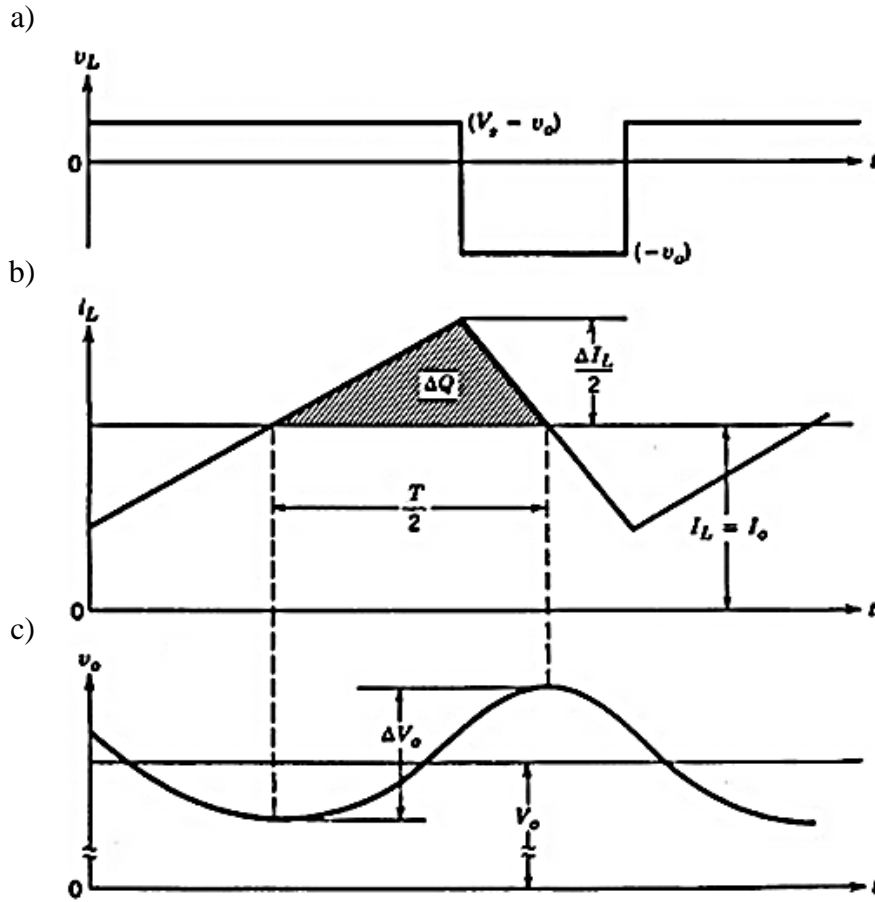


Figura D.6: Carregamento do condensador no conversor DC-DC redutor, a) variação da tensão na bobina, b) corrente de carregamento e c) variação da tensão [80].

Através da figura D.4 b) determina-se que a malha 4 é dada por

$$\begin{aligned}
 v_c - v_d &= L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L - C \frac{dv_C}{dt} R_C \\
 \Leftrightarrow \frac{dv_C}{dt} &= \frac{1}{CR_C} \left(-v_c + v_d + L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L \right)
 \end{aligned} \tag{D.20}$$

e a malha 5 por

$$-v_c = i_c R_C + v_o \tag{D.21}$$

contudo o nó B estabelece

$$i_o = i_L + i_c \Leftrightarrow i_c = \frac{v_o}{R} - i_L \tag{D.22}$$

pelo que substituindo (D.22) em (D.21) observa-se

$$-v_c = \frac{R_C v_o}{R} - i_L R_C + v_o \Leftrightarrow v_o = R \frac{-v_c + R_C i_L}{R + R_C} \tag{D.23}$$

Pela malha 6

$$-v_d = L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L + v_o \Leftrightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (-v_d - R_L i_L - v_o) \quad (D.24)$$

e substituindo (D.23) em (D.24) obtém-se

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} \left[-v_d - \left(\frac{RR_C}{R + R_C} + R_L \right) i_L + \frac{R}{R + R_C} v_C \right] \quad (D.25)$$

logo, ao substituir (D.22), usando o procedimento indicado para (3.12), e (D.24) em (D.20) determina-se

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{-i_L R - v_C}{C(R + R_C)} \quad (D.26)$$

Utilizando a relação (3.13) pode-se juntar (3.11) com (D.25) e (3.12) com (D.26), obtendo-se respetivamente (após aplicação da transformada de *Laplace*)

$$I_L = \frac{1}{sL} \left[V_S \gamma - V_d (1 - \gamma) - \left(\frac{RR_C}{R + R_C} + R_L \right) I_L + (1 - 2\gamma) \frac{R}{R + R_C} V_C \right] \quad (D.27)$$

$$V_C = \frac{(2\gamma - 1) I_L R - V_C}{sC(R + R_C)} \quad (D.28)$$

Para o compensador da tensão não se tem em conta as resistências da bobina e do condensador e despreza-se a queda de tensão no díodo, pelo que ao se analisar a expressão (D.23) verifica-se que $v_o = -v_C$, logo (D.28) pode ser reescrita em

$$V_o = \frac{\frac{(1 - 2\gamma) I_L}{C}}{s + \frac{1}{CR}} \quad (D.29)$$

Seja $V_S \gamma = V_X$ cujo valor médio ao longo de um período é dado por Dv_s , que segundo (D.14) é v_o . Então usando a aproximação ao estado estacionário de (D.27), considerando $V_o \approx \bar{V}_o$ obtém-se (sabendo que $V_o = -V_C$ logo $\bar{V}_o = -\bar{V}_C$)

$$0 = \bar{V}_X - (1 - 2\gamma) \bar{V}_o \Leftrightarrow 1 - 2\gamma = \frac{\bar{V}_X}{\bar{V}_o} = 1 \quad (D.30)$$

pelo que substituindo (D.30) em (D.29) determina-se

$$V_o = \frac{\frac{I_L}{C}}{s + \frac{1}{CR}} \quad (D.31)$$

É necessário usar um compensador PI, descrito em (3.20), de forma a anular o polo sendo K_i dado por (3.21). O diagrama de blocos do sistema com controlo da tensão em malha fechada encontra-se representado na figura D.7.

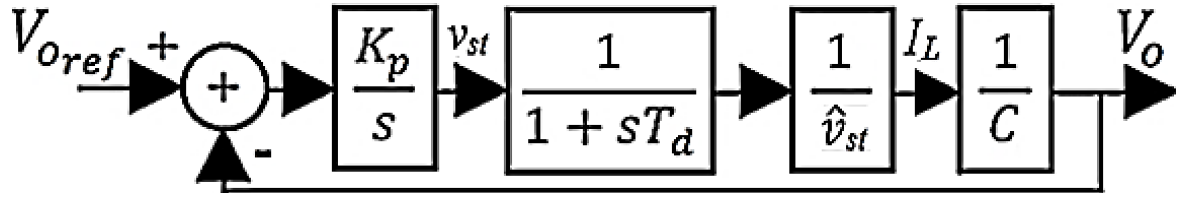


Figura D.7: Malha de realimentação para dimensionamento do compensador de tensão do conversor DC-DC redutor.

A função de transferência deste sistema é expressa por (3.22), com os sinais negativos trocados por positivos e considerando que a amplitude da portadora é unitária. Comparando esta expressão com (3.23) (sendo $\zeta = 1/\sqrt{2}$) determina-se que K_p é dado por (3.26) (com o sinal positivo em vez de negativo). Para o dimensionamento do compensador de corrente é desprezado o efeito da resistência do condensador e da queda de tensão no díodo. Reescrevendo a expressão (D.27) (sendo $V_o = -V_C$ e $V_X = V_o$) determina-se

$$I_L = \frac{\frac{V_o - V_o(1 - 2\gamma)}{L}}{s + \frac{R_L}{L}} \quad (\text{D.32})$$

Utilizando o compensador PI para efetuar o cancelamento Polo-Zero conclui-se que a componente integral (K_i) é dada por (3.28). O diagrama de blocos do sistema encontra-se representado em D.8.

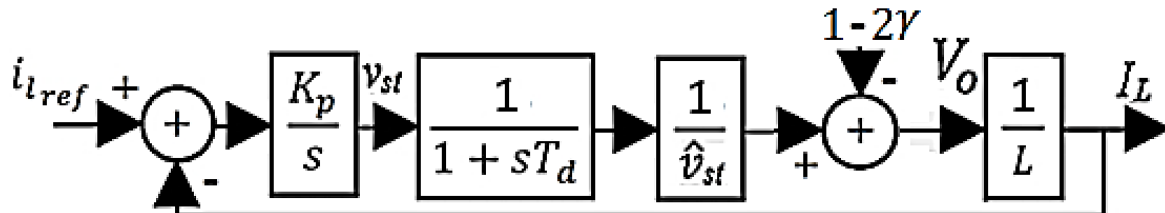


Figura D.8: Malha de realimentação para dimensionamento do compensador de corrente do conversor DC-DC redutor.

A função de transferência é dada por (considerando que a amplitude da portadora é unitária e desprezando a perturbação)

$$\frac{i_L}{i_{L_{ref}}} = \frac{\frac{K_p}{LT_d}}{s^2 + \frac{s}{T_d} + \frac{K_p}{LT_d}} \quad (\text{D.33})$$

Deste modo efetuando a comparação com a expressão 3.23 (sendo $\zeta = 1/\sqrt{2}$) e utilizando o mesmo conceito empregue para determinar (3.26) observa-se que

$$K_p = \frac{L}{2T_d} \quad (\text{D.34})$$

Na figura D.9 apresenta-se o conversor DC-DC redutor com a bateria, estando a sua dinâmica representada na figura D.10.

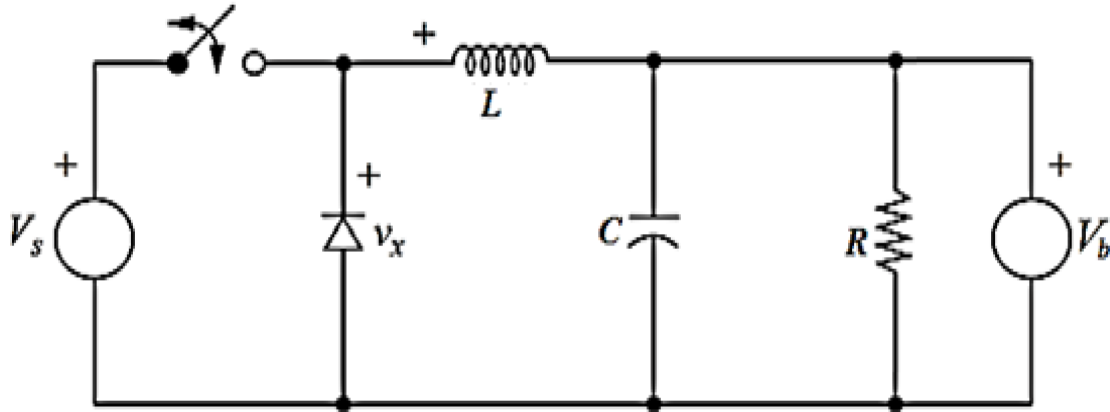


Figura D.9: Topologia do conversor DC-DC redutor com bateria.

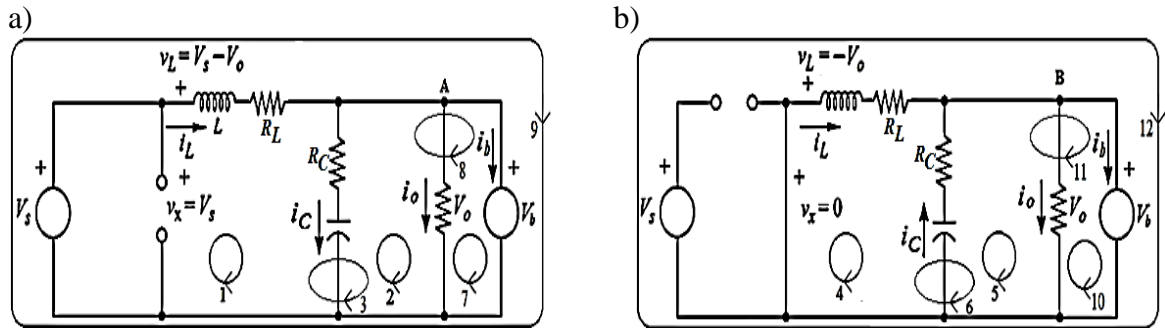


Figura D.10: Conversor DC-DC redutor com bateria, estando o interruptor a) fechado e b) aberto.

Analisando a figura D.10 a), verifica-se que as malhas 1 e 3 são expressas, respetivamente, por (3.7) e (3.10) sem o efeito da queda de tensão do díodo. Já as malhas 2, 7, 8 e 9 são definidas, respetivamente, por (D.6), (D.2), (D.7) e (D.8). Já o nó A é dado por (D.9). Estudando a figura D.10 b) determina-se que as malhas 4, 5, 6, 10 e 11 são expressas, respetivamente, por (D.20), (D.1), (D.24), (D.2) e (D.3). Já a malha 12 estabelece que

$$-v_d - v_b = L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L + C_b \frac{dv_b}{dt} R_b \quad (D.35)$$

e o nó B

$$i_L + i_C = i_b + i_o \Leftrightarrow i_o = i_L + C \frac{dv_C}{dt} - C_b \frac{dv_b}{dt} \quad (D.36)$$

Substituindo (D.1) e (D.2) em (D.36) determina-se que

$$i_o = \left(\frac{R_C R_b}{R_C R_b + R_b R + R_C R} \right) \left(i_L + \frac{v_b}{R_b} - \frac{v_C}{R_C} \right) \quad (D.37)$$

Desta forma, juntando (3.10) com (D.24), (D.1) com (D.6) e (D.10) com (D.37) através da relação (3.13) deduz-se as equações da dinâmica (com aplicação da transformada de Laplace)

$$I_L = \frac{1}{sL} [V_s \gamma - V_d(1 - \gamma) - R_L I_L - R I_o] \quad (D.38)$$

$$V_C = \frac{1}{sC R_b} [(2\gamma - 1)R I_o - V_C] \quad (D.39)$$

$$I_o = \left(\frac{R_C R_b}{R_C R_b + R_b R + R_C R} \right) \left[I_L + \frac{V_b}{R_b} + (2\gamma - 1) \frac{V_C}{R_C} \right] \quad (D.40)$$

em conjunto com (D.2). O sistema de controlo supramencionado pode ser usado para o conversor com bateria pois assume-se que esta apenas irá criar uma perturbação não significativa.

O conversor DC-DC redutor-elevador não inversor representado na figura D.11 (outra configuração possível consiste no uso de interruptores em vez de díodos [192]) possui 3 modos de funcionamento, elevador, elevador-redutor e redutor, sendo estes modos escolhidos de acordo com o valor da tensão na entrada como se pode verificar na figura D.12. Ou seja, se S_1 estiver comutando e S_2 desligado, então obtém-se a configuração do redutor, representada na figura D.3.

Quando S_1 está ligado e S_2 comutando é gerada a configuração do elevador, representada na figura 2.23. o funcionamento no modo redutor-elevador é gerado quando S_1 e S_2 comutam em simultâneo. As formas de onda geradas nestes modos encontram-se representadas na figura D.13. O princípio de funcionamento dos modos elevador e redutor já foram analisados anteriormente pelo que se pretende estudar o modo redutor-elevador.

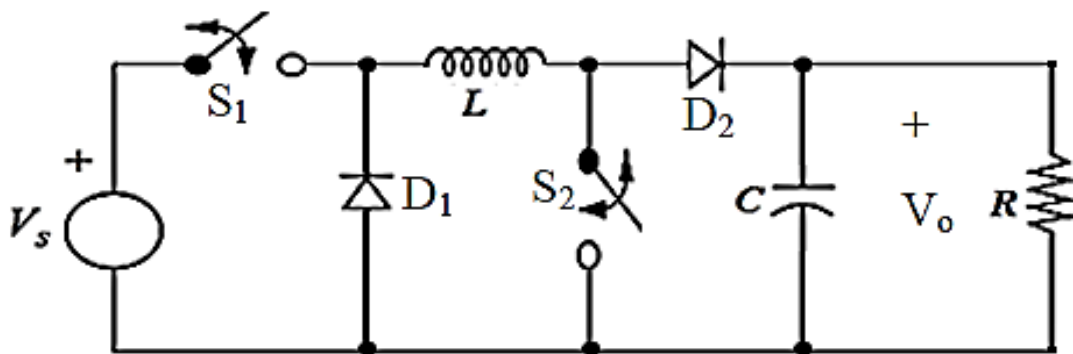


Figura D.11: Topologia do conversor DC-DC redutor-elevador não inversor [81].

Na figura D.14 apresenta-se a dinâmica deste conversor no modo redutor-elevador, sendo perceptível que quando os interruptores estão abertos este funciona como redutor e quando estão fechados como elevador. Logo este modo é adequado para o caso em que a tensão de entrada está próxima da tensão pretendida para a saída uma vez que o *duty cycle* será aproximadamente 50%.

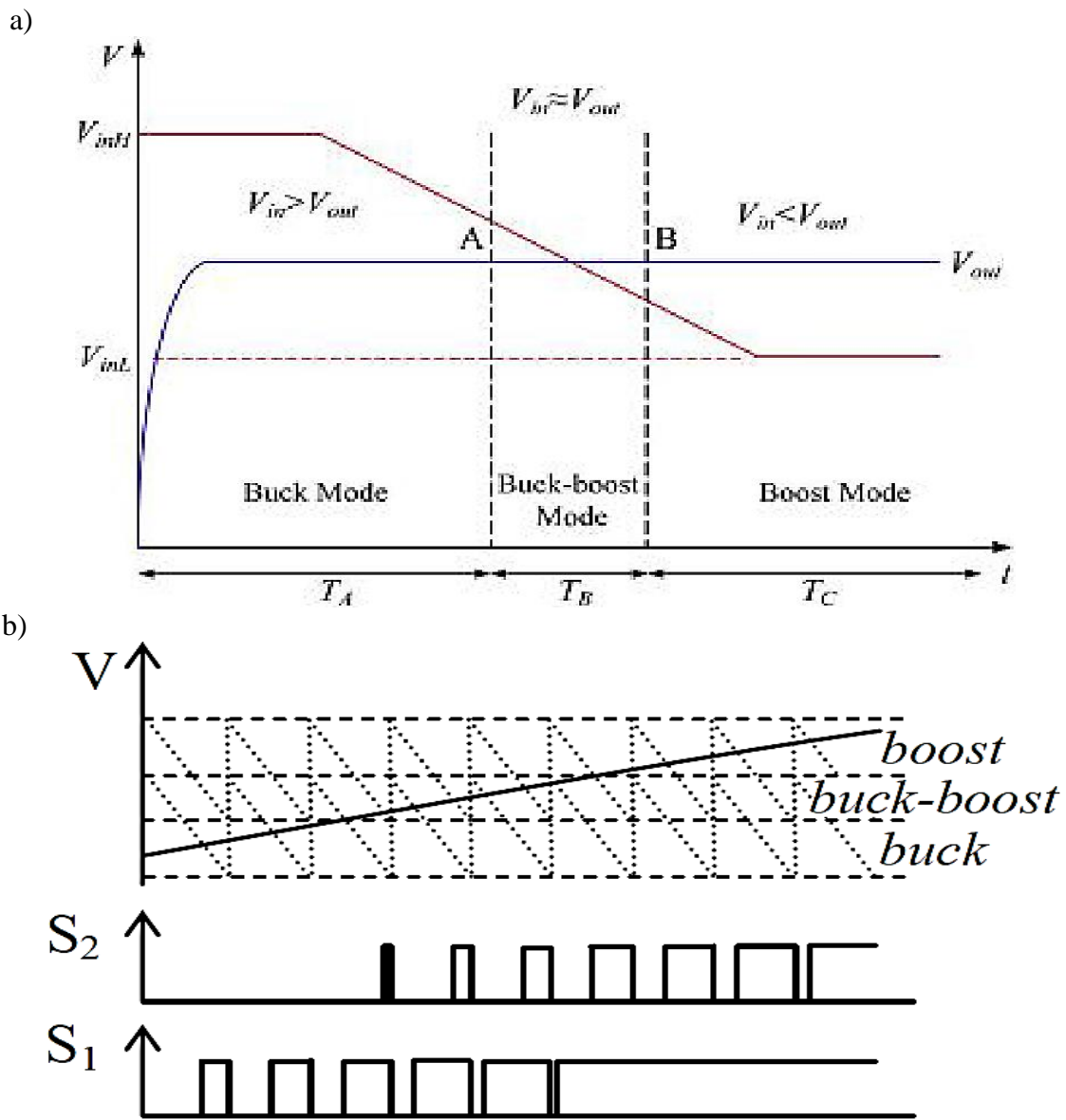
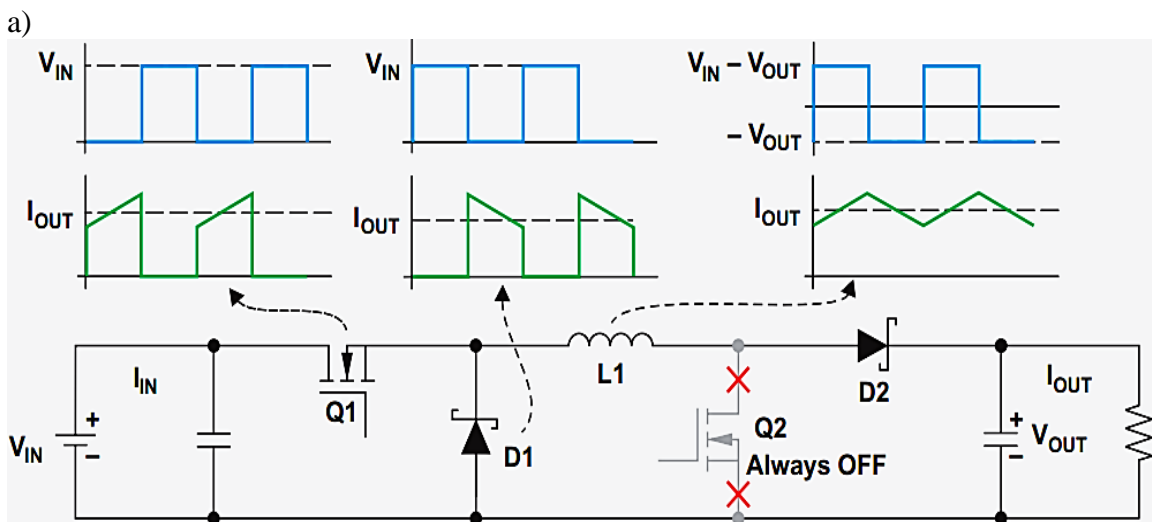


Figura D.12: Modos de funcionamento do conversor DC-DC redutor-elevador não inversor, a) relação com a tensão de entrada [193] e b) relação com o sinal de controlo dos interruptores [194].



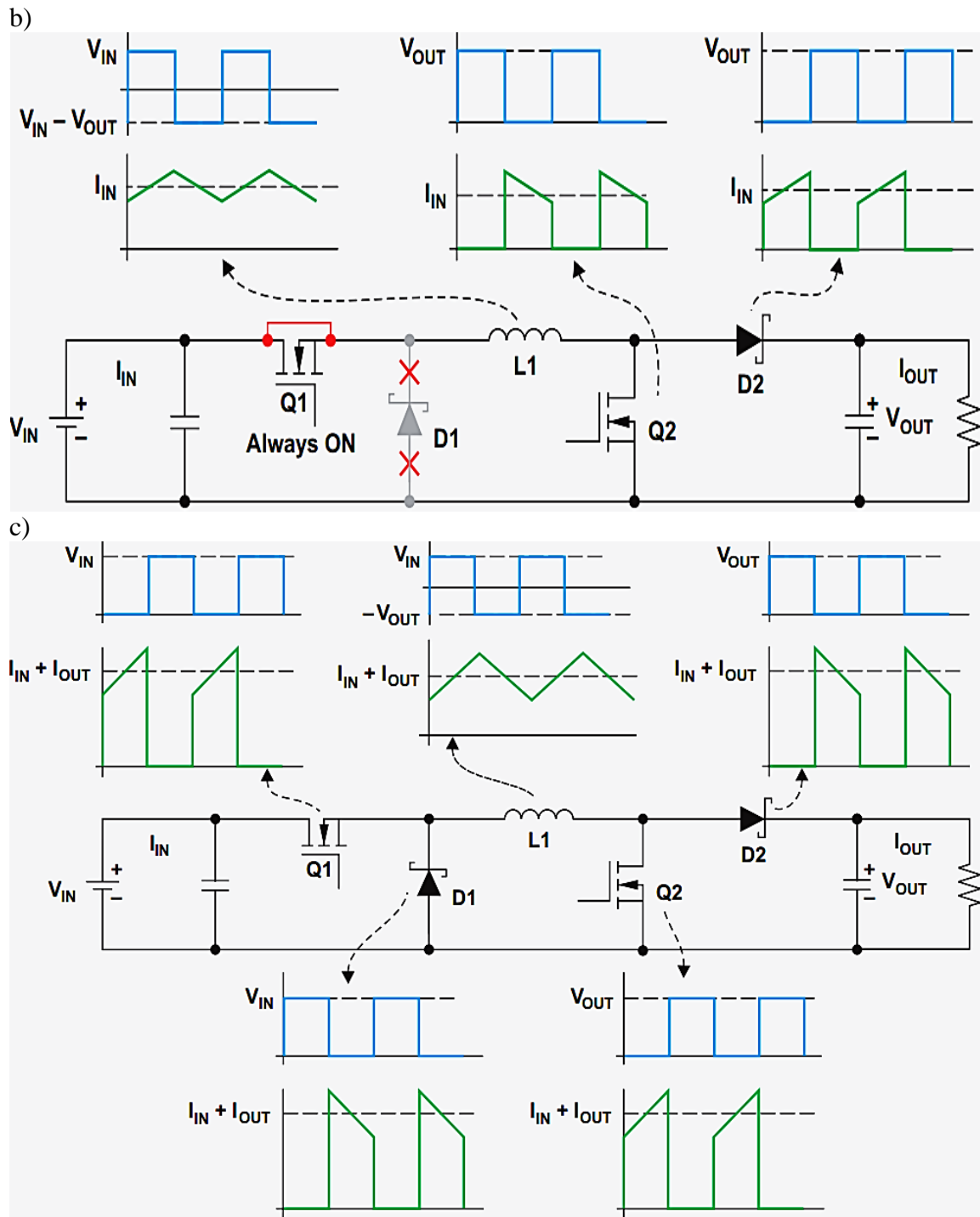


Figura D.13: Formas de onda nos modos de funcionamento do conversor DC-DC redutor-elevador não inversor, a) elevador, b) redutor e c) redutor-elevador [195].

Se a primeira estiver acima da segunda então será menor que 50% (fica mais tempo como redutor) e maior no caso oposto (fica mais tempo como elevador). Contudo é necessário dimensionar adequadamente o sistema de controlo uma vez que este modo apresenta a margem de fase menor que o sistema nos modos redutor ou elevador [192]. A análise às principais formas de onda desde conversor, no modo redutor-elevador, encontra-se na figura D.15.

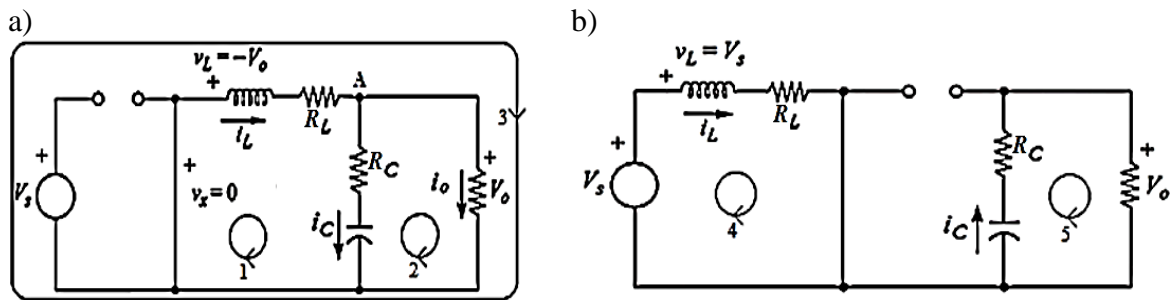


Figura D.14: Dinâmica do conversor DC-DC redutor-elevador no modo redutor-elevador com os interruptores a) abertos e b) fechados.

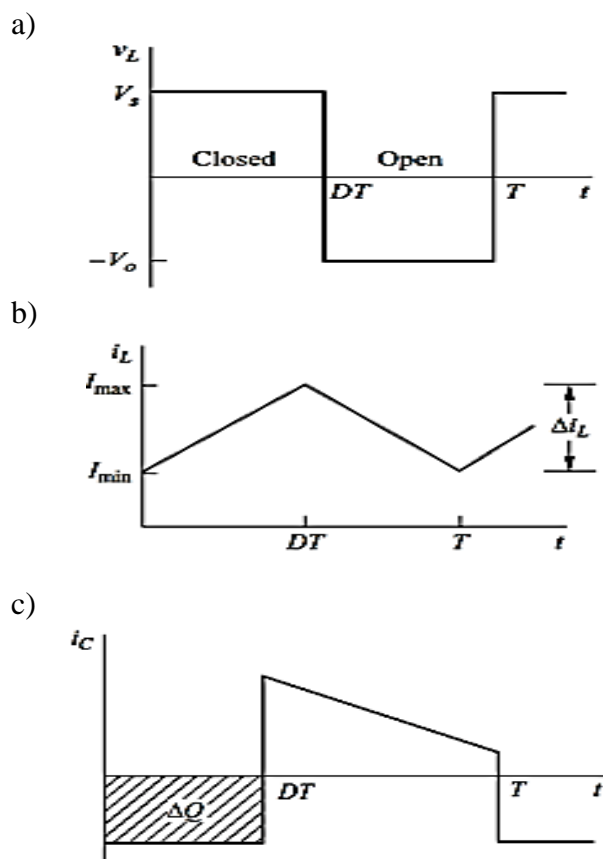


Figura D.15: Principais formas de onda do conversor DC-DC redutor-elevador, a) tensão da bobina, b) corrente na bobina e d) corrente no condensador [81].

Através da figura D.15 a), determina-se que

$$v_s T_{on} - v_o (T - T_{on}) = 0 \Leftrightarrow v_s - v_o \left(\frac{1}{D} - 1 \right) = 0 \Leftrightarrow D = \frac{v_o}{v_s + v_o} \quad (D.41)$$

Contudo quando os interruptores estão abertos ocorre uma queda de tensão em dois díodos que já pode ser significativa em sistemas de baixa potência pelo que é necessário somar esta componente a v_o , ou seja, $2v_d$. Pelas figuras D.15 a) e b) e por (D.41) (indica que $v_s D = v_o(1-D)$) determina-se (considerando a corrente inicial nula)

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \int_0^{T_{on}} v_L dt + i_L(0) = \frac{1}{L} \int_0^{DT} v_s dt \Leftrightarrow L = \frac{v_o(1-D)}{\Delta i_L f} \quad (D.42)$$

Analisando a figura D.14 b) é possível determinar que quando o interruptor está fechado a corrente do condensador é igual à que passa na carga, dada por v_o/R , logo a área na figura D.15 c) que corresponde a este período indica que

$$\Delta Q = \frac{v_o}{R} DT \quad (D.43)$$

pelo que através de (2.59) determina-se

$$C = \frac{v_o D}{R \Delta v_c f} \quad (D.44)$$

A análise à figura D.14 a) é a mesma que se efetuou para a figura 2.24 b) sendo $v_s=0$ e v_d passa a ser multiplicado por 2 pelo que as malhas 1, 2 e 3 são expressas, respetivamente, por (3.7), (3.9) e (3.10), sendo necessário substituir (3.9) em (3.10) de forma a obter (3.11).

Já o nó A é dado por (3.8). Substituindo (3.8) e (3.10) em (3.7) obtém-se (3.12). O estudo da figura D.14 b) é o mesmo que se efetuou para a figura 2.24 a) pelo que as malha 4 e 5 são definidas, respetivamente, por (3.5) e (3.6). Deste modo ao usar a relação (3.13) é possível juntar (3.11) com (3.5) e (3.12) com (3.6) obtendo-se, respetivamente, (3.14), com v_s multiplicado por γ , e (3.15).

Para o controlo da tensão são desprezadas as resistências da bobina e do condensador e a queda de tensão no díodo, considerando $v_s \gamma = v_x$ pelo que obtém-se o sistema de controlo do elevador, constituído por um PI com K_i dado (3.21) e K_p por (3.26). Analogamente o controlo da corrente é efetuado da mesma forma indicada para o elevador, usando um conversor PI com K_i definido por (3.28) e K_p por (3.30).

Na figura D.16 apresenta-se a topologia do conversor DC-DC redutor-elevador não inversor com bateria, estando na figura D.17 a sua dinâmica no modo redutor-elevador, tendo sido os outros 2 modos previamente analisados.

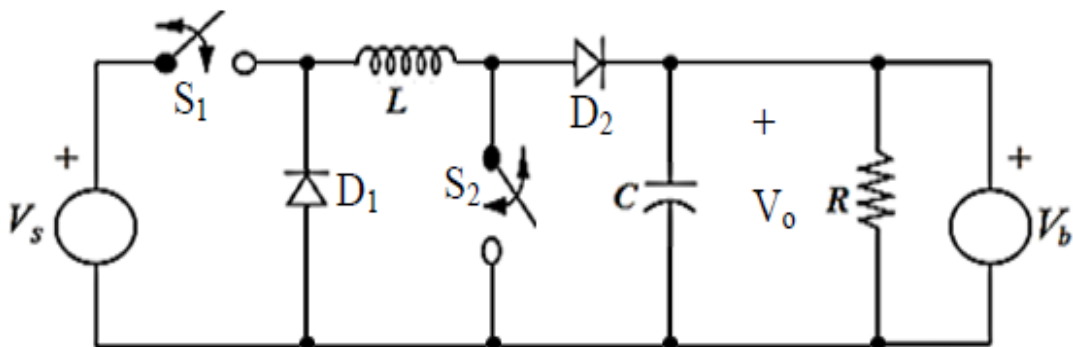


Figura D.16: Topologia do conversor DC-DC redutor-elevador não inversor com bateria.

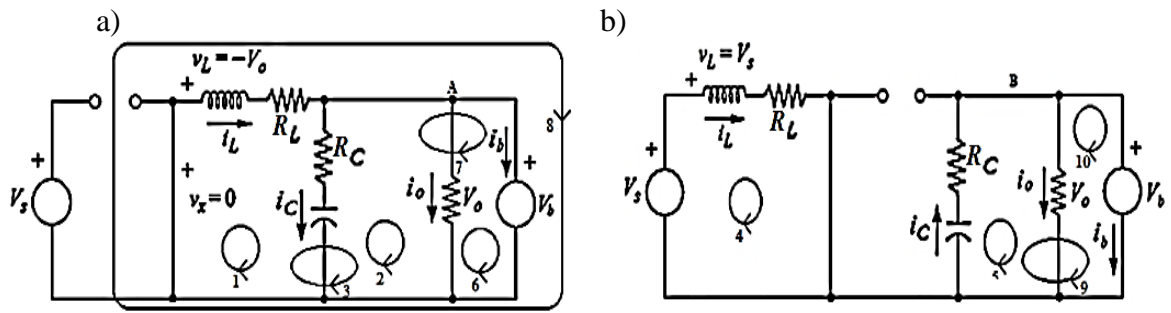


Figura D.17: Dinâmica do conversor DC-DC redutor-elevador no modo redutor-elevador com bateria e com os interruptores a) abertos, b) fechados.

Analisa a figura D.17 a) determina-se que as malhas 1, 2, 3, 4, 6, 7 e 8 são dadas, respetivamente, por (3.3.7), (D.6), (3.3.10), (D.2), (D.7) e (D.8), tendo em atenção que v_s é 0 e que v_d é multiplicado por 2. Já o nó A é definido por (D.9) e substituindo as expressões (D.6) e (D.2) em (D.9) obtém-se (D.10). Pela figura D.17 b) conclui-se que as malhas 4, 5, 9 e 10 são definidas, respetivamente, por (D.5), (D.1), (D.3) e (D.2), sendo o nó B indicado por (D.4). Substituindo (D.1) e (D.2) em (D.4) obtém-se (D.5). Desta forma, ao se usar a relação (3.13) pode-se juntar (3.5) com (3.10), (D.1) com (D.6) e (D.5) com (D.10), sendo as equações da dinâmica dadas, respetivamente, por (D.11) (com v_s multiplicado por γ), (D.12), (D.13) e (D.2), sendo o usado o sistema de controlo supramencionado pois a bateria irá gerar uma perturbação não interferindo de uma forma significativa.

Na figura D.18 apresenta-se as principais formas de onda do conversor redutor-elevador inversor. Já na figura D.19 apresenta-se a topologia do conversor DC-DC redutor-elevador inversor com bateria, estando a sua dinâmica representada na figura D.20.

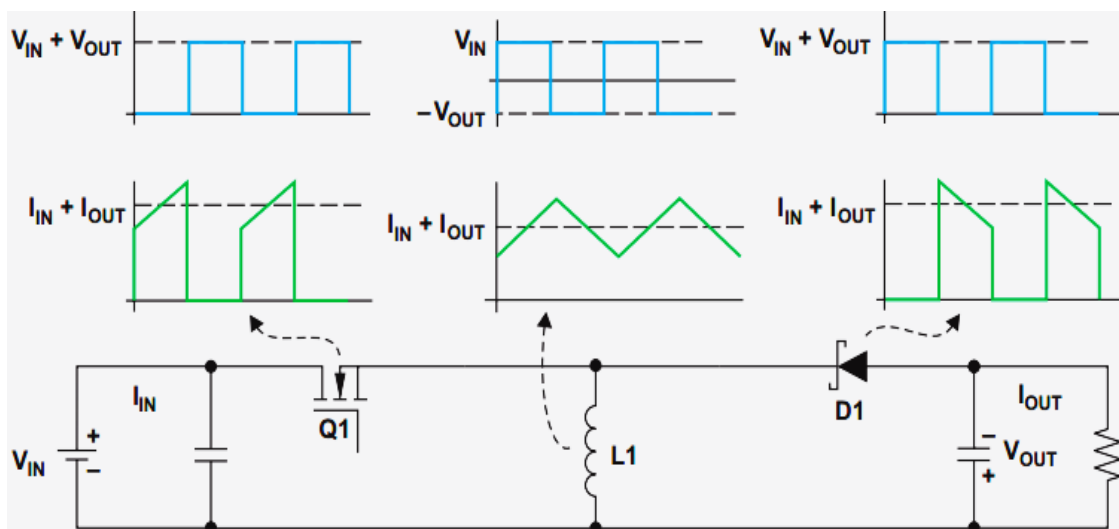


Figura D.18: Formas de onda do conversor DC-DC redutor-elevador inversor [195].

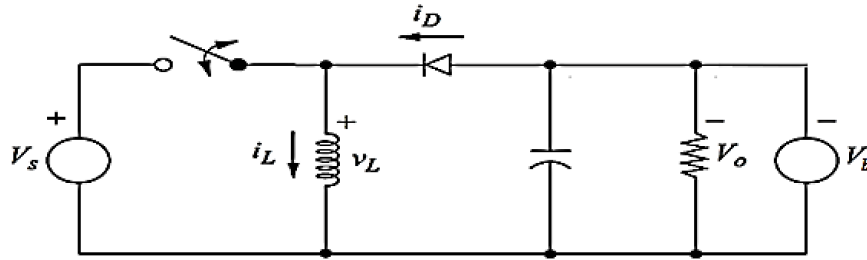


Figura D.19: Topologia do conversor DC-DC redutor-elevador inversor com bateria.

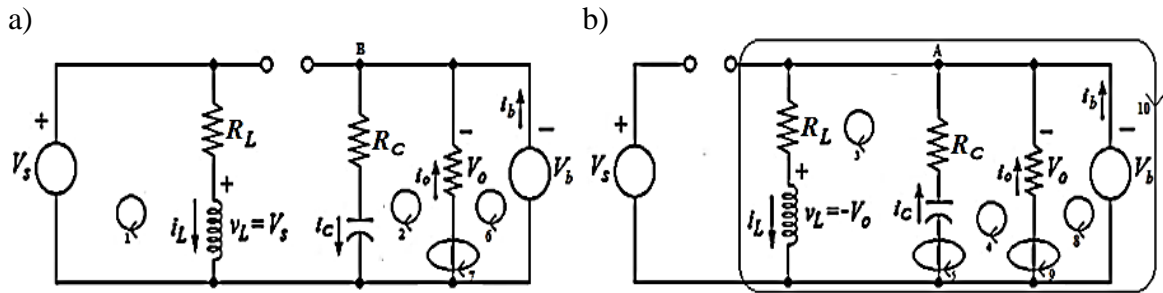


Figura D.20: Conversor DC-DC redutor-elevador inversor com bateria, estando o interruptor a) fechado e b) aberto.

Pela figura D.20 a) determina-se que as malhas 1, 2, 6 e 7 são definidas, respetivamente, por (3.5), (D.1), (D.2) e (D.3). O nó B é expresso por (D.4). Substituindo (D.1) e (D.2) em (D.4) obtém-se (D.5). Analisando a figura D.20 b) observa-se que as malhas 3, 4, 5, 8, 9 e 10 são dadas por, respetivamente, (3.31), (D.6), (3.35), (D.2), (D.7) e (D.35), sendo o nó A é expresso por (D.9).

Substituindo (D.6) e (D.2) em (D.9) obtém-se (D.10). Utilizando a relação (3.13) pode-se reunir (3.5) com (3.35), (D.1) com (D.6) e (D.5) com (D.10) obtendo-se, através da transformada de Laplace, (D.11) (com V_s multiplicado por γ), (D.12) e (D.13) que em conjunto com (D.2) definem as equações da dinâmica deste conversor, sendo válido o sistema de controlo supramencionado uma vez que a bateria apenas irá inserir uma perturbação não significativa no sistema.

Anexo E

Anexo referente ao código desenvolvido para o microcontrolador e ao desenho do circuito implementado.

Na figura E.1 apresenta-se o *pinout* do Arduino Fio e na E.2 o *pinout* do XBee.

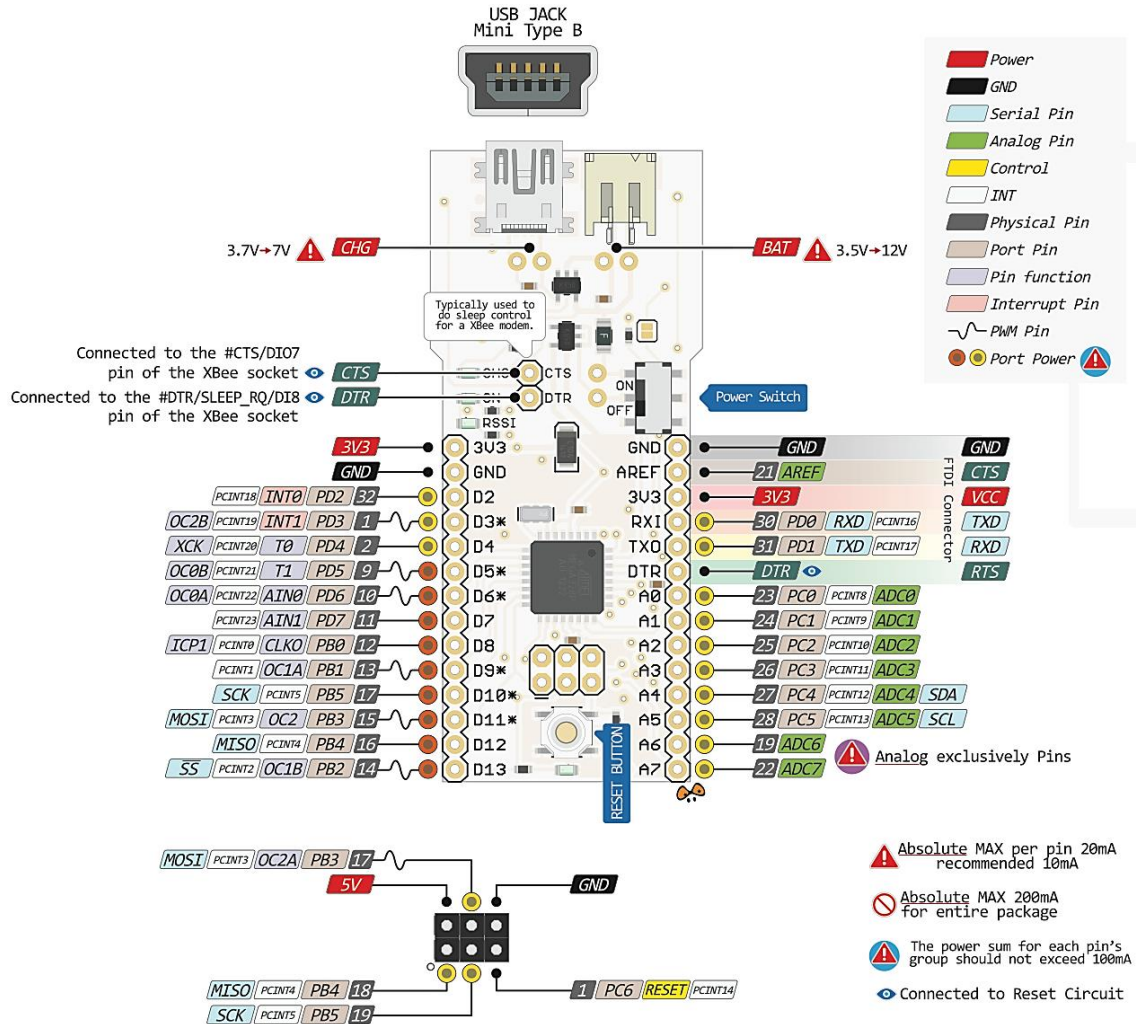


Figura E.1: *Pinout* do Arduino Fio, adaptado de [196].

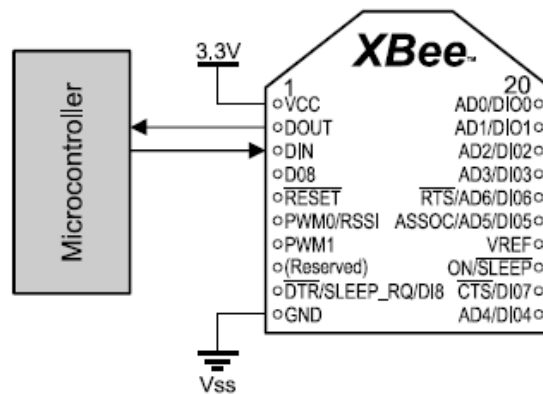


Figura E.2: *Pinout* do XBee [197].

Na figura E.3 apresenta-se o fluxograma do algoritmo do sistema de controlo.

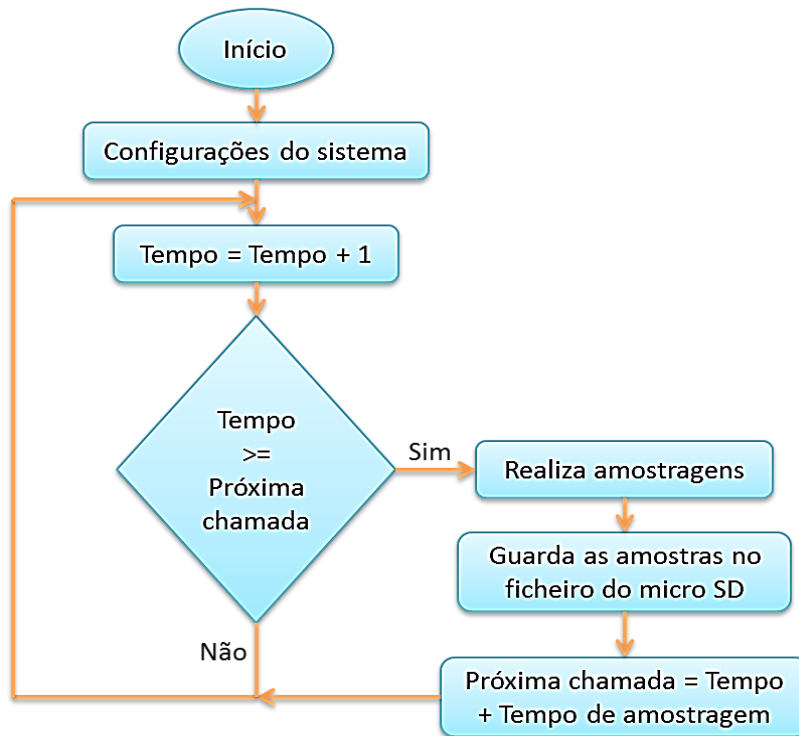


Figura E.3: Fluxograma do algoritmo do sistema de controlo.

O algoritmo do sistema de controlo é:

```

/*
Pinos SPI:
MOSI - pin 11
MISO - pin 12
CLK - pin 13
CS - pin 4

PINOUT do cartão SD:
9-Não ligado
1-Pino 4
2-Pino 11
3-Pino GND
4-Pino VCC
5-Pino 13
6-Pino GND
7-Pino 12
8-Não ligado

PINOUT do RTC
SCL-A5
SDA-A4
VCC-VCC
GND-GND
*/

#include <SPI.h>
#include <SD.h>
#include <DS3232RTC.h>
#include <Time.h>
  
```

```

#include <Wire.h>

File myFile;
float CorrenteV; // A0 Corrente produzida pelo sistema de eixo vertical
float TensaoV; // A1 Tensão na bateria do sistema de eixo vertical
float CorrenteH; // A2 Corrente produzida pelo sistema de eixo
horizontal
float TensaoH; // A3 Tensão na bateria do sistema de eixo horizontal
float VelocidadeV; // A6 Velocidade do vento em m/s
float DirecaoV; // A7 Direção do vento
int Temperatura; // Lido pelo RTC
float TemperaturaC; // Temperatura em graus célicos

#define PIN_ANEMOMETER 3 // Pino de leitura da velocidade do vento
#define PIN_VANE 7 // Pino de leitura da direção do vento
float direc = 0; // Varável que guarda a direção do vento
volatile float veloc; // Variável que guarda a velocidade de rotação
volatile int numRevsAnemometer = 0; // Variável que guarda o número de
interrupções geradas (6 por período de rotação)
int miliseg = 0; // controlo dos milissegundos

#define TempoAmostragem 500 // Amostra a cada 0,5 s
unsigned long ProximaChamada;
unsigned long Tempo;

void setup()
{
  Serial.begin(9600); // Inicializa a comunicação série
  while (!Serial) {}
  pinMode(PIN_ANEMOMETER, INPUT); // Define que o pino digital que
deteta a rotação do anemômetro deve ser uma entrada
  digitalWrite(PIN_ANEMOMETER, HIGH); // Coloca o pino digital de
leitura a 3,3 V
  pinMode(PIN_VANE, INPUT); // Define que o pino digital que
deteta a rotação do anemômetro deve ser uma entrada
  attachInterrupt(1, Contagem, FALLING); // Define a interrupção
externa 1, pino digital 3, deve ocorrer em falling edge
  ProximaChamada = millis() + TempoAmostragem; // Próxima chamada de
amostragem
  if (!SD.begin(4))
  {
    Serial.println("Falhou inicializacao!");
    return;
  }
  Serial.println("Inicializou com sucesso.");
  setSyncProvider(RTC.get); // Inicia a comunicação com o RTC
// if(timeStatus() != timeSet)
// { // Se falhou a ligação indica mensagem de erro
//   Serial.println("Não consegue ligar-se ao RTC");}
// else
// {
//   Serial.println("O RTC foi configurado");
// }
  setTime(11, 00, 00, 22, 07, 2015); // configura o DRTC: horas,
minutos, segundos, dia, mês, ano
// if (!SD.begin(4))
// {
//   Serial.println("Nao conseguiu abrir o cartao SD");
//   return;
// }
// Serial.println("Inicializacao concluida");

```

```

// // Leitua de ficheiros:
// Dados = SD.open("Dados.txt");
// if (Dados)
// {
//   Serial.println("Dados.txt:");
//   // Lê todo o ficheiro
//   while (Dados.available())
//   {
//     Serial.write(Dados.read());
//   }
//   // Fecha o ficheiro:
//   Dados.close();
// }
// else
// {
//   // Senão abrir corretamente o ficheiro gera um alerta
//   Serial.println("Erro ao abrir o ficheiro");
// }
}

void loop()
{
  Tempo = millis();
  if (Tempo >= ProximaChamada)
  {
    // Leitura dos parâmtros de interesse
    CorrenteV = analogRead (A0)*0.00064*2; // *3.3/1024*0.1/0.5
    TensaoV = analogRead (A1)*6.6/1024;
    CorrenteH = analogRead (A2)*0.00064*2;
    TensaoH = analogRead (A3)*6.6/1024;
    Temperatura = RTC.temperature();
    TemperaturaC = Temperatura/4.0;
    CalculoVelocidade();
    CalculoDirecao();

    // Guarda os dados
    myFile = SD.open("test.txt", FILE_WRITE); // Abre o ficheiro
    // se abriu bem o ficheiro então guarda a informação
    if (myFile)
    {
      // Data
      Acrescenta0(hour());
      myFile.print(',');
      Acrescenta0(minute());
      myFile.print(',');
      Acrescenta0(second());
      myFile.print(',');
      Acrescenta0(day());
      myFile.print(',');
      Acrescenta0(month());
      myFile.print(',');
      Acrescenta0(year());
      myFile.print(',');
      // Dados
      myFile.print(CorrenteV);
      myFile.print(',');
      myFile.print(TensaoV);
      myFile.print(',');
      myFile.print(CorrenteH);
      myFile.print(',');
      myFile.print(TensaoH);
    }
  }
}

```

```

    myFile.print(',');
    myFile.print(veloc);
    myFile.print(',');
    myFile.print(direc);
    myFile.print(',');
    myFile.print(TemperaturaC);
    myFile.println(' '); // Ou myFile.print('\n');
    // Fecha o ficheiro:
    myFile.close();
    // Serial.println("Concluido");
}
// else
// {
//     // Se não abrir corretamente o ficheiro gera um alerta
//     Serial.println("Erro ao abrir o ficheiro");
// }
    ProximaChamada = Tempo + TempoAmostragem;
}
}

void Acrescenta0 (int digitos)
{
    if(digitos < 10)
    {
        myFile.print('0');
    }
    myFile.print(digitos);
}

void Contagem()
{
    numRevsAnemometer++;
}

void CalculoVelocidade ()
{
    int t_atual=0;
    float periodo=0;
    float frequencia=0;
    t_atual=numRevsAnemometer;
    numRevsAnemometer = 0; // Reinicia as contagens
    periodo=t_atual;
    if(periodo >0)
    {
        frequencia=periodo/6; // Divide por 6 por serem 6 imanes e gerarem 6
interrupções por periodo
        veloc=(1.6425*frequencia)+0,3896; // Velocidade em m/s
    }
}

void CalculoDirecao ()
{
    int val;
    val = analogRead(PIN_VANE);
    direc = (0.3368*val)+7,3927; // Determina a direção, 0 e 360 é o
Norte
}

```

Já o fluxograma do algoritmo de controlo do aerogerador encontra-se representado na figura E.4.

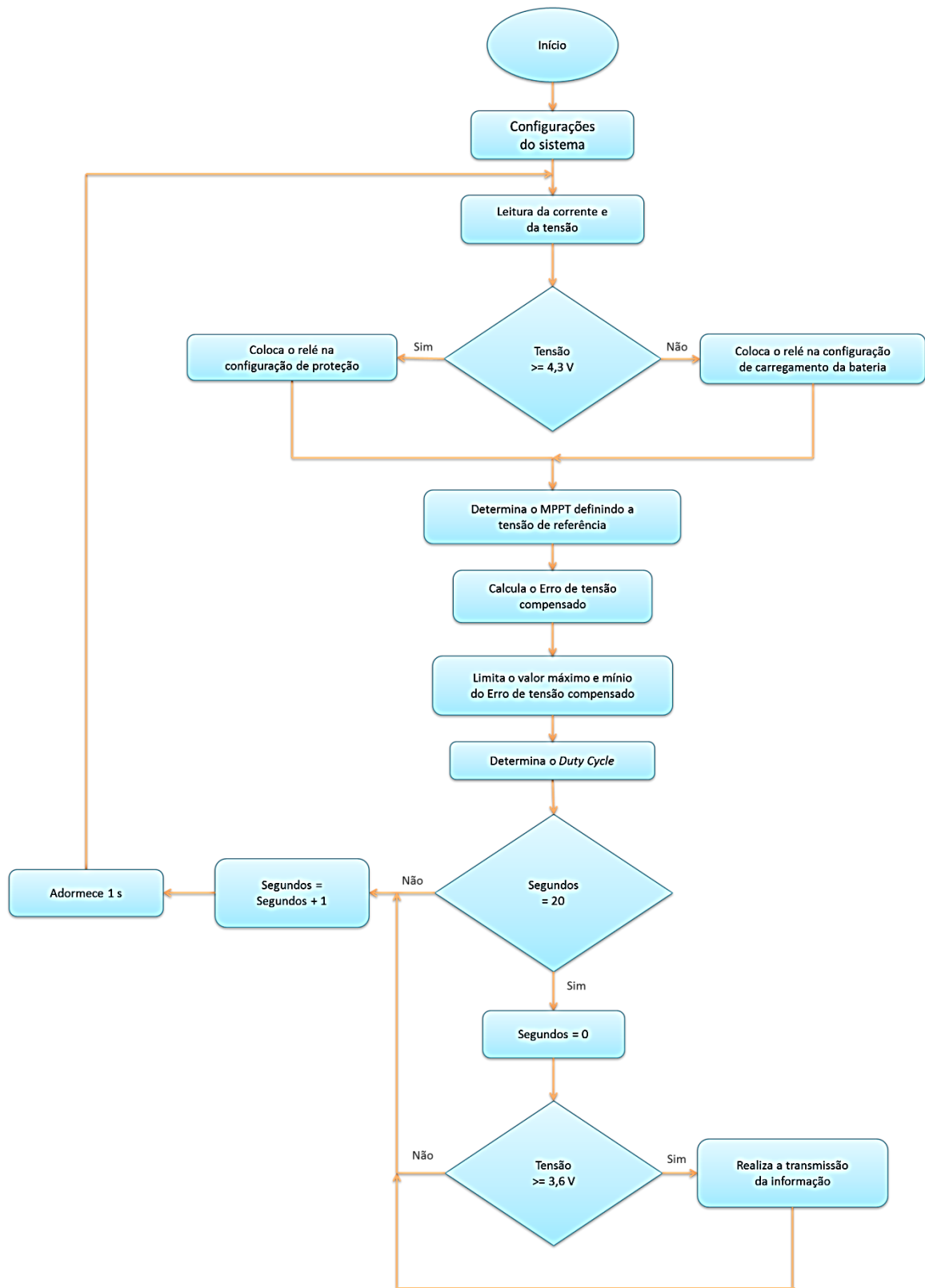


Figura E.4: Fluxograma do algoritmo de controlo do aerogerador.

O algoritmo do sistema de controlo do aerogerador é:

```
#include <avr/io.h>
#include <util/delay.h>
#include <Narcoleptic.h> // biblioteca modificada para exetutar o modo
de adormecimento SLEEP_MODE_PWR_SAVE
#include <avr/sleep.h>
#include <avr/power.h>

float Gama; // sinal de controlo do trnasistor
float TensaoReferencia = 500.0; // variável que guarda a tensão de
referência
float Corrente; // variável que guarda o valor atual da corrente
int CorrenteB; // variável que guarda o valor atual da corrente da
bateria
int TensaoB; // variável que guarda o valor atual da tensão da bateria
float Tensao; // variável que guarda o valor atual da tensão
float Potencia; // variável que guarda o valor atual da potencia
float VariaTensao; // variação da tensão em relação ao valor anterior
float VariaPotencia; // variação da potência em relação ao valor
anterior
float CorrenteAmostrada; // variável que guarda o valor atual da
corrente amostrada
float TensaoAmostrada; // variável que guarda o valor atual da tensão
amostrada
float TensaoAnterior = 0.0; // variável que guarda o valor da tensão
anterior
float PotenciaAnterior = 0.0; // variável que guarda o valor da
potência anterior
float ErroTensao; // variável que guarda o erro da tensão
float ErroTensaoAnterior = 0.0; // variável que guarda o erro da tensão
anteior
float ErroTensaoCompensado; // variável que guarda o erro da tensão
após o compensador
float ErroTensaoCompensadoAtrasado = 0.0; // variável que guarda o erro
da tensão anterior após o compensador
float ErroCorrente; // variável que guarda o erro da corrente
float Constante1 = 0.451*1000; // valor da primeira constante usada na
transformada Z
float Constante2 = -0.389*100; // valor da segunda constante usada na
transformada Z
float Incremento = 0.01; // incremento do MPPT
int seconds = 0; // Período em segundos de acordar o XBee
byte trama[] =
{0x7E,0x00,0x1E,0x10,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,
0xFF,0xFE,
0x00,0x00,0x3F,0x45,0x43,0x3D,0x00,0x00,0x00,0x00,0x26,0x45,0x56,0x3D,0x
00,0x00,0x00,0x00,0x00};
int i=0;
byte checksum = 0;
#define xbeeSleep 2 // Pino que coloca o XBee a dormir, se estive a
high, ou acordado, se estiver a low

void setup()
{
    pinMode(3, OUTPUT); // output pin for OCR2B, this is Arduino pin
number
    pinMode (7, OUTPUT); // H1
    pinMode (8, OUTPUT); // H2
    pinMode(xbeeSleep, OUTPUT); // pino que coloca o XBee a dormir ou
acordar
```

```

Serial.begin(9600); // COMUNICA A 9600 BPS
ASSR = bit (AS2);
// Colocação dos bits COM2A1 e COM2B1 a 1 limpa 0C2A e 0C2B e dos
bits WGM21 e WGM20 a 1
// Define o modo de geração de onda em fast PWM (modo 3)
TCCR2A = _BV(COM2A1) | _BV(COM2B1) | _BV(WGM21) | _BV(WGM20);
// Colocação do bit WGM22 a 1 efetua o reset de 0CR2A (em vez de
iniciar a 255) através
// Da alteração para o modo 7 do fast PWM. Ao colocar CS20 e CS21 a
1, deixando CS22 a 0
// Permite gerar PWM com a frequência máxima do relógio do
processador
TCCR2B = _BV(WGM22) | _BV(CS21) | _BV(CS20);
// O 0CR2A guarda o valor máximo do contador logo funciona como
divisor do relógio pois quando o
// Contador atinge o seu valor é realizado o reset. Como o contador
inicia-se a 0 e vai até 63
// Então tem 64 divisões
OCR2A = 63;
// Define o duty cycle e terá de ser sempre inferior a 0CR2A. Ao
inicializar a 0 indica que tem
// um duty cycle de 1/64
OCR2B = 0;
}

void loop()
{
digitalWrite(xbeeSleep, HIGH); // Coloca o XBee a dormir
power_timer0_enable(); // Ativa o timer para o PWM
Corrente = analogRead (A7); // Efetua a leitura da corrente atual na
bobina
Tensao = analogRead (A5); // Efetua a leitura da tensão atual
if (Tensao >= 668) // 1024*4,3/6,6=668V
{ // passa para a carga de potência
digitalWrite (7, LOW);
digitalWrite (8, HIGH);
delay(13);
digitalWrite (7, LOW);
digitalWrite (8, LOW);
}
else
{ // passa para o modo de carregamento de bateria
digitalWrite (7, HIGH);
digitalWrite (8, LOW);
delay(13);
digitalWrite (7, LOW);
digitalWrite (8, LOW);
}
CorrenteAmostrada = Corrente/2;
TensaoAmostrada = Tensao*2;
Potencia = CorrenteAmostrada * TensaoAmostrada; // Valor atual da
potência
VariaTensao = TensaoAmostrada - TensaoAnterior; // Determina a
variação da tensão
TensaoAnterior = TensaoAmostrada; // Guarda o valor da tensão atual
para próxima iteração
VariaPotencia = Potencia - PotenciaAnterior; // Determina a variação
da potência
PotenciaAnterior = Potencia; // Guarda o valor da potência atual para
próxima iteração
// MPPT

```

```

if (VariaPotencia == 0.0)
{
    TensaoReferencia = TensaoAmostrada; // já encontrou o ponto onde
ocorre a máxima transferência de potência
}
else
{
    if (VariaPotencia > 0.0)
    {
        if (VariaTensao >= 0.0)
        {
            TensaoReferencia = TensaoReferencia + Incremento; //
aumenta a tensão de referência
        }
        else
        {
            TensaoReferencia = TensaoReferencia - Incremento; //
baixa a tensão de referência
        }
    }
    else
    {
        if (VariaTensao >= 0.0)
        {
            TensaoReferencia = TensaoReferencia - Incremento; //
baixa a tensão de referência
        }
        else
        {
            TensaoReferencia = TensaoReferencia + Incremento; //
aumenta a tensão de referência
        }
    }
}
if (TensaoReferencia < 0) // assegura que a tensão de referência
nunca é negativa
{
    TensaoReferencia = 0;
}
if (TensaoReferencia > 650) // limite superior da tensão
{
    TensaoReferencia = 650;
}
ErroTensao = TensaoReferencia - TensaoAmostrada; // determina o erro
na tensão
// efetua a compensação
ErroTensaoCompensado =
ErroTensaoCompensadoAtrasado+Constante1*ErroTensao/1000+Constante2*ErroT
ensaoAnterior/1000;
if (ErroTensaoCompensado > 900) // limita o valor do erro de tensao
ompensado
{
    ErroTensaoCompensado = 900;
}
if (ErroTensaoCompensado < 100)
{
    ErroTensaoCompensado = 100;
}
ErroTensaoCompensadoAtrasado = ErroTensaoCompensado; // guarda o
valor atual da compensação para ser usado na próxima iteração

```

```

    ErroTensaoAnterior = ErroTensao; // guarda o valor atual do erro da
tensão para ser usado na próxima iteração
    ErroCorrente = ErroTensaoCompensado - CorrenteAmostrada; // controle
de corrente
    Gama = 500-ErroCorrente; // varia a saída em torno do valor médio
    if (Gama > 900) // limita o valor de gama
    {
        Gama = 900;
    }
    if (Gama < 100)
    {
        Gama = 100;
    }
    OCR2B = Gama/15; // Gera o Duty Cycle
    if (seconds == 20) // Conta 20 s para voltar a transmitir
    {
        seconds = 0;
        if (Tensao >= 550) // Só liga o XBee se a tensão da bateria estiver
acima da nominal
        {
            char acBuf[4 + 1]; // Soma 1 par a atranmissão do NULL e 1 para o
sinal negativo
            CorrenteB = analogRead (A6); // Efetua a leitura da corente atual
na bateria
            sprintf(acBuf, "%4d", CorrenteB); // Coloca a informação no array
            trama[21] = acBuf[0];
            trama[22] = acBuf[1];
            trama[23] = acBuf[2];
            trama[24] = acBuf[3];
            TensaoB = Tensao;
            sprintf( acBuf, "%4d", TensaoB);
            trama[29] = acBuf[0];
            trama[30] = acBuf[1];
            trama[31] = acBuf[2];
            trama[32] = acBuf[3];
            digitalWrite(xbeeSleep, LOW); // Acorda o XBee
            delay(20); // Espera que acorde
            // Cálculo do checksum
            checksum = 0;
            for ( i = 3; i < sizeof(trama)-1; i++)
            {
                checksum += trama[i]; // Soma os valores que contam para o
checksum
            }
            trama[sizeof(trama)-1] = 0xFF - checksum; // Realiza o
complemento para 2
            Serial.write(trama, sizeof(trama)); // Envia a trama pela porta
série
            delay(130); // Espera que acabe de transmitir a trama
            digitalWrite(xbeeSleep, HIGH); // Adormece o XBee
        }
    }
    seconds ++; // Incrementa o tempo
    Narcoleptic.delay(1000); // Adormece o microcontrolador por 1 s
}

```

Na figura E.3 apresenta-se o esquemático do circuito implementado estando as pistas da camada superior a verde e da inferior a vermelho (não está representado o plano de massa).

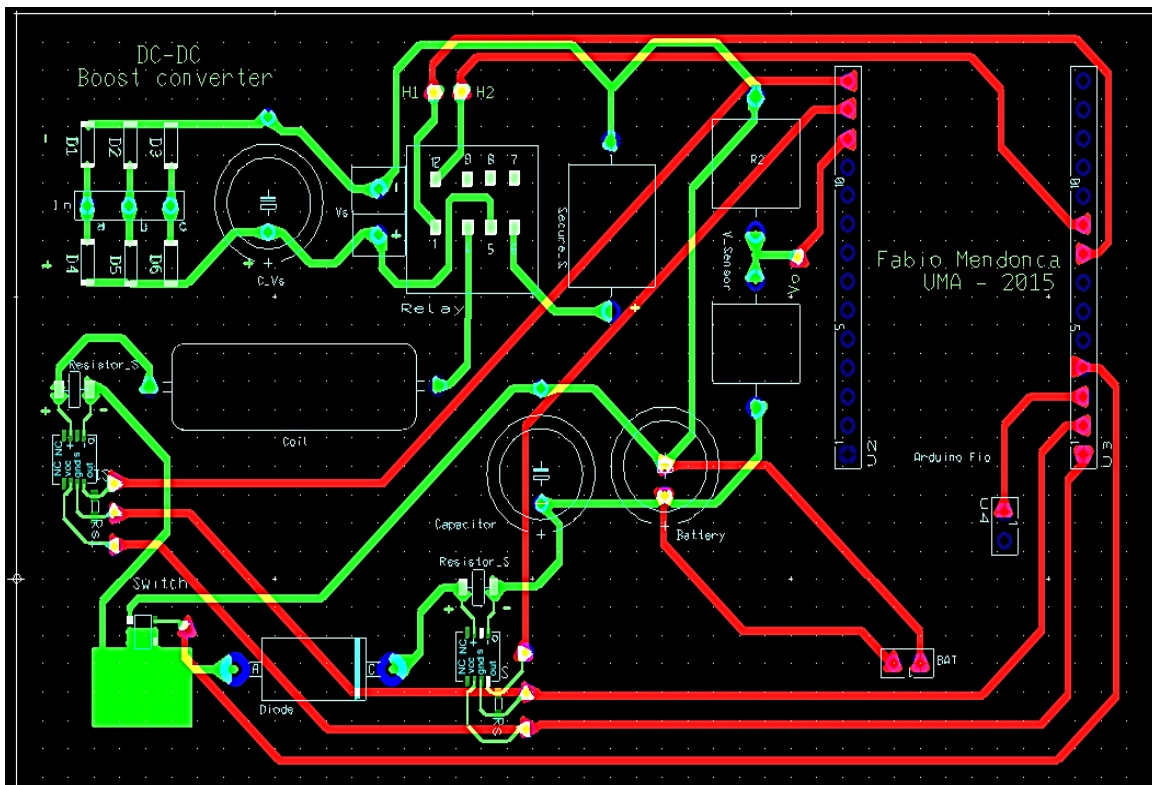


Figura E.3: Esquemático do circuito implementado estando as pistas da camada superior a verde e da inferior a vermelho (não está representado o plano de massa).

Anexo F

Anexo referente à forma como se implementou o simulador e à apresentação de alguns resultados simulados.

Primeiramente implementou-se o modelo da turbina eólica de forma a verificar se esta produz a rotação desejada, estando o modelo usada na figura F.1 e os resultados na figura F.2. Verifica-se que os resultados estão em concordância com os obtidos experimentalmente, tanto do sistema em aberto como o sistema em carga, sendo notório que a velocidade de rotação passou para aproximadamente metade na máxima transferência de potência dos sistemas, demonstrando que os geradores foram adequadamente projetados para as turbinas à velocidade analisada.

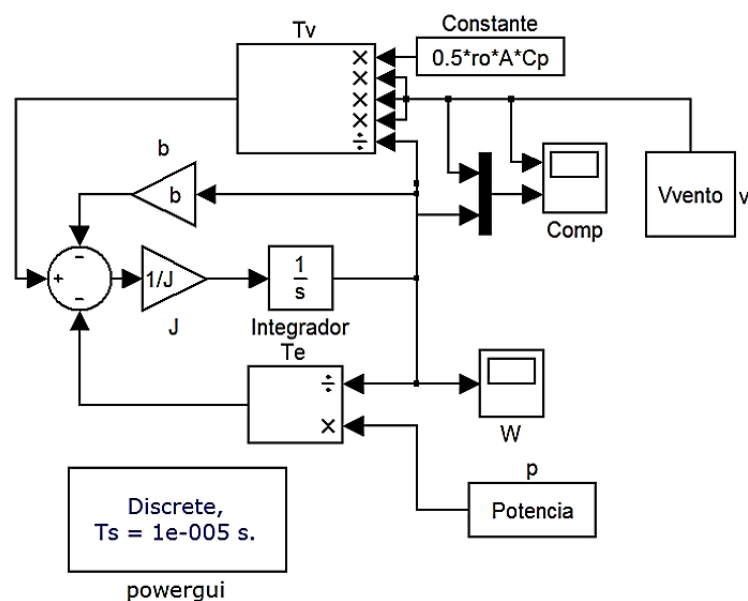
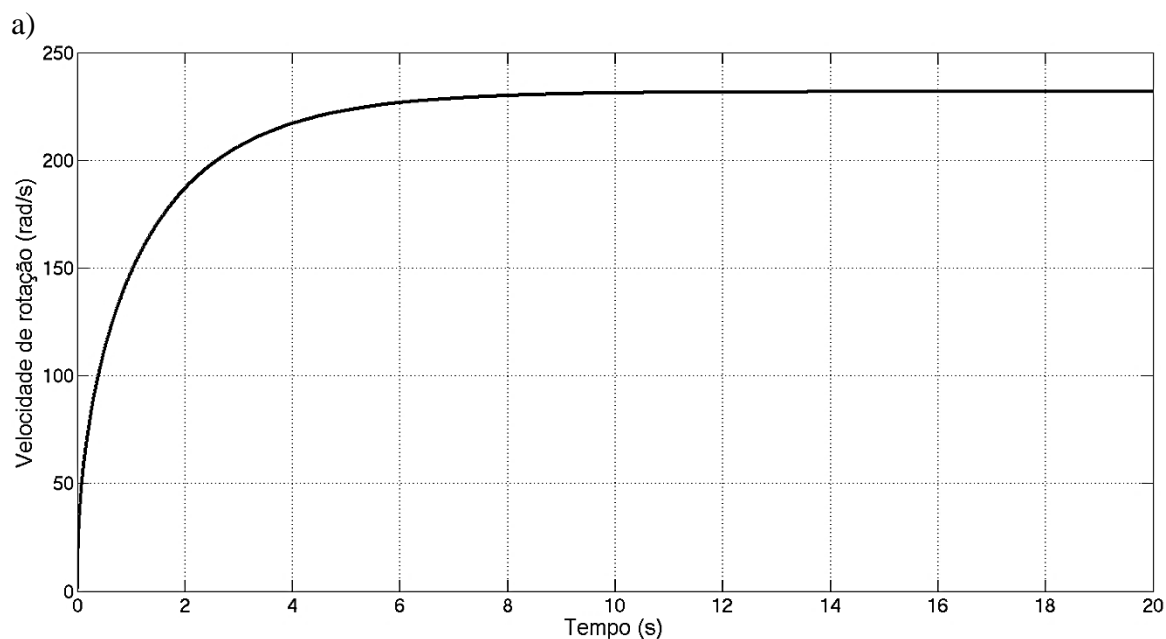


Figura F.1: Modelo para simulação da turbina eólica.



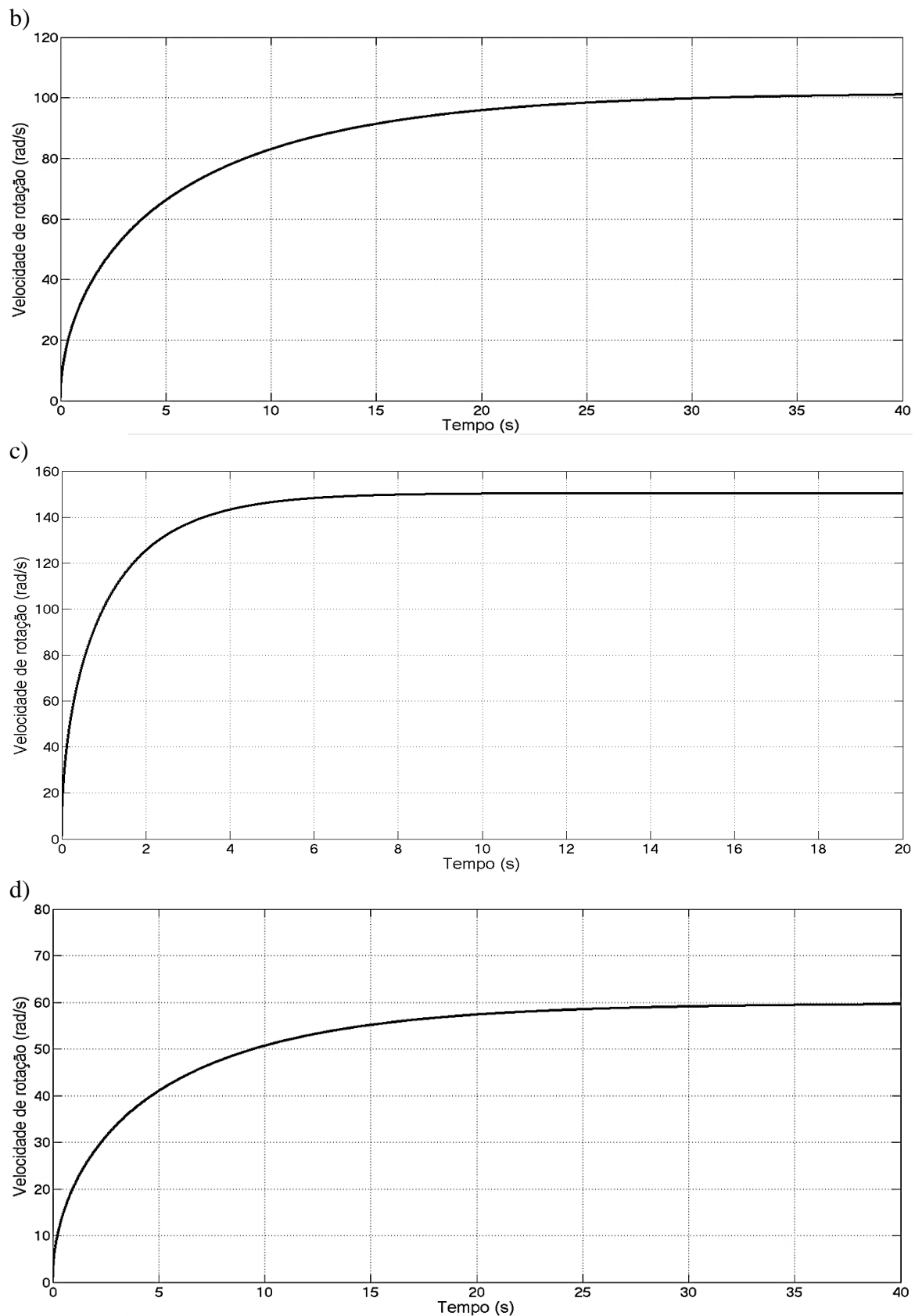
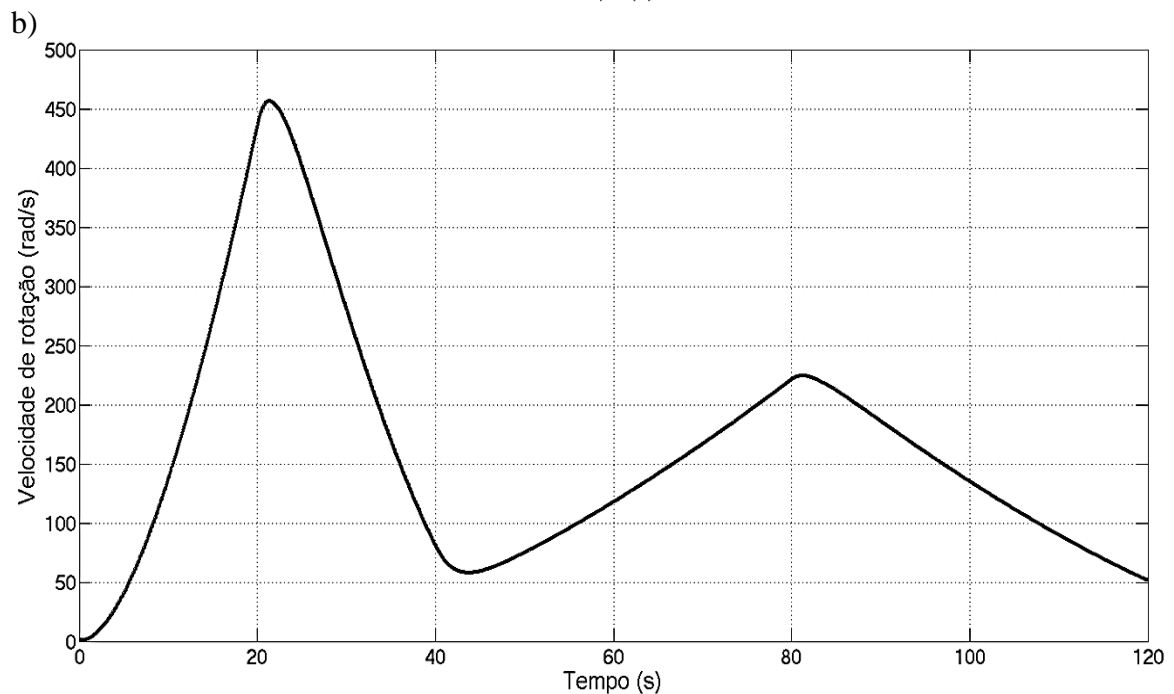
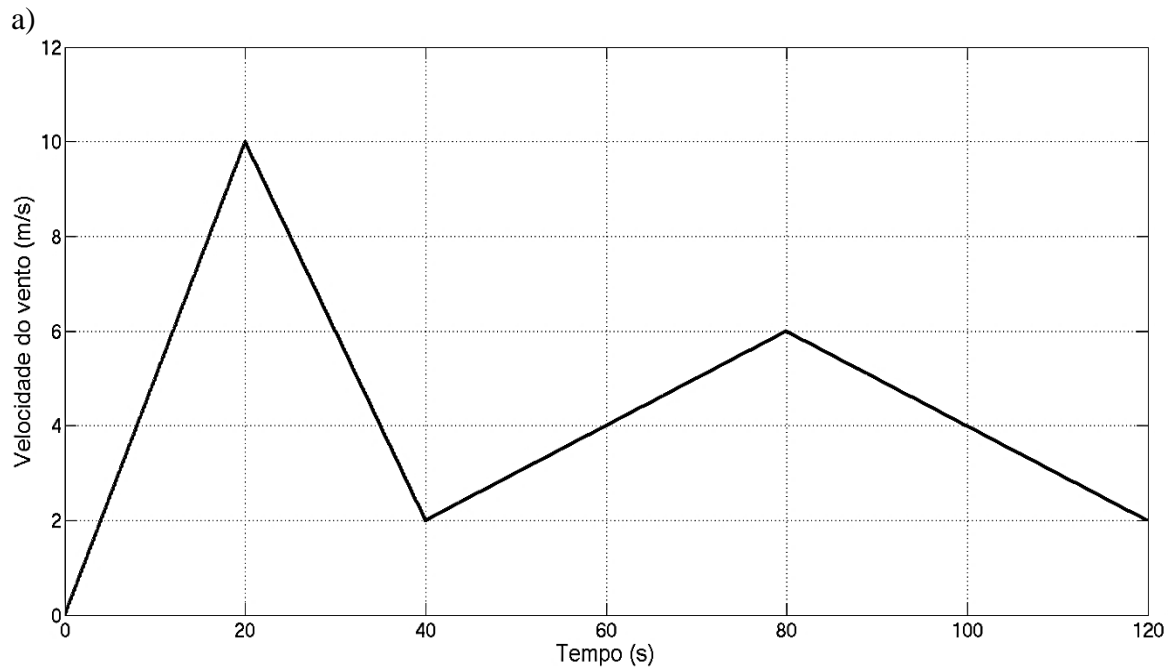


Figura F.2: Resultado das simulações a 6 m/s do sistema, a) horizontal sem carga, b) vertical sem carga, c) horizontal na carga que fornece a máxima transferência de potência do sistema com gerador (18Ω e 328 W) e d) vertical na carga que fornece a máxima transferência de potência do sistema com gerador (10Ω e 256 W).

Continuamente efetuou-se a análise onde se implementa a variação da velocidade do vento de forma a se determinar qual é o comportamento das turbinas, em aberto, quando correm variações bruscas e suaves da velocidade do vento. Os resultados obtidos encontram-se na figura F.3 e verifica-se, comparando b) com c), que o sistema horizontal tem um tempo de resposta muito inferior que o vertical e tal deve-se ao facto do segundo possuir maior inércia pois tem uma massa muito superior.



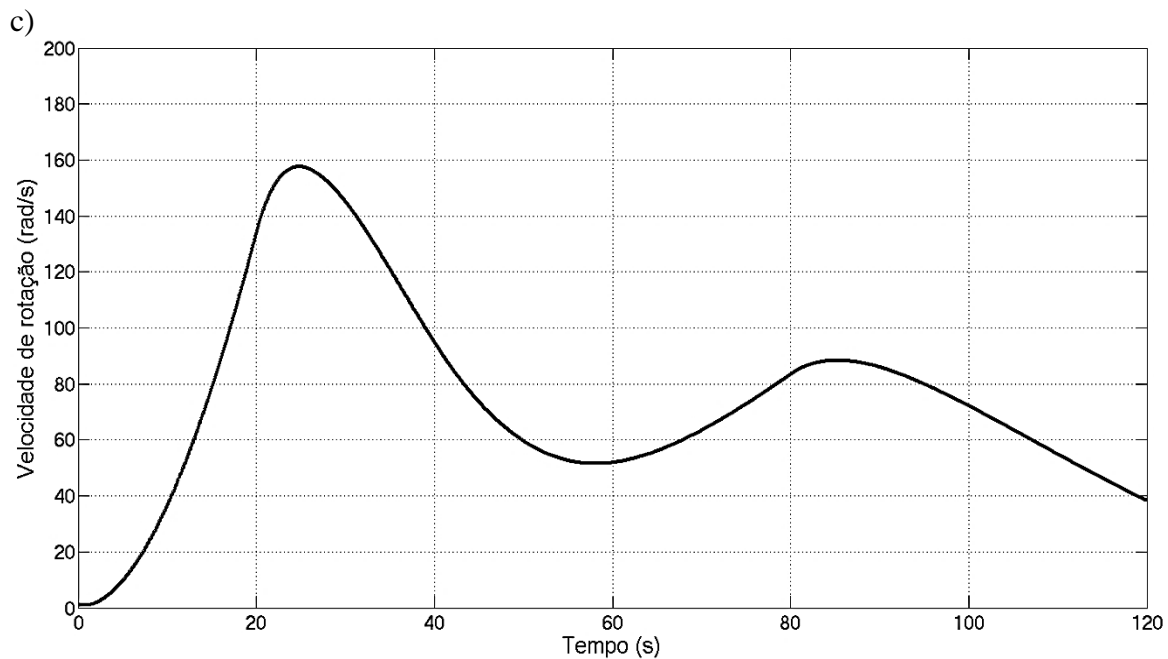


Figura F.3: Resultado das simulações referentes à variação da velocidade do vento, a) velocidade do vento, b) sistema horizontal e c) sistema vertical.

Na figura F.4 apresenta-se o modelo do aerogerador sem conversor, estando nas figuras F.5 e F.6 os resultados obtidos, respetivamente, dos sistemas horizontal e vertical a 6 m/s na carga da máxima transferência de potência (18Ω para o horizontal e 10Ω para o vertical).

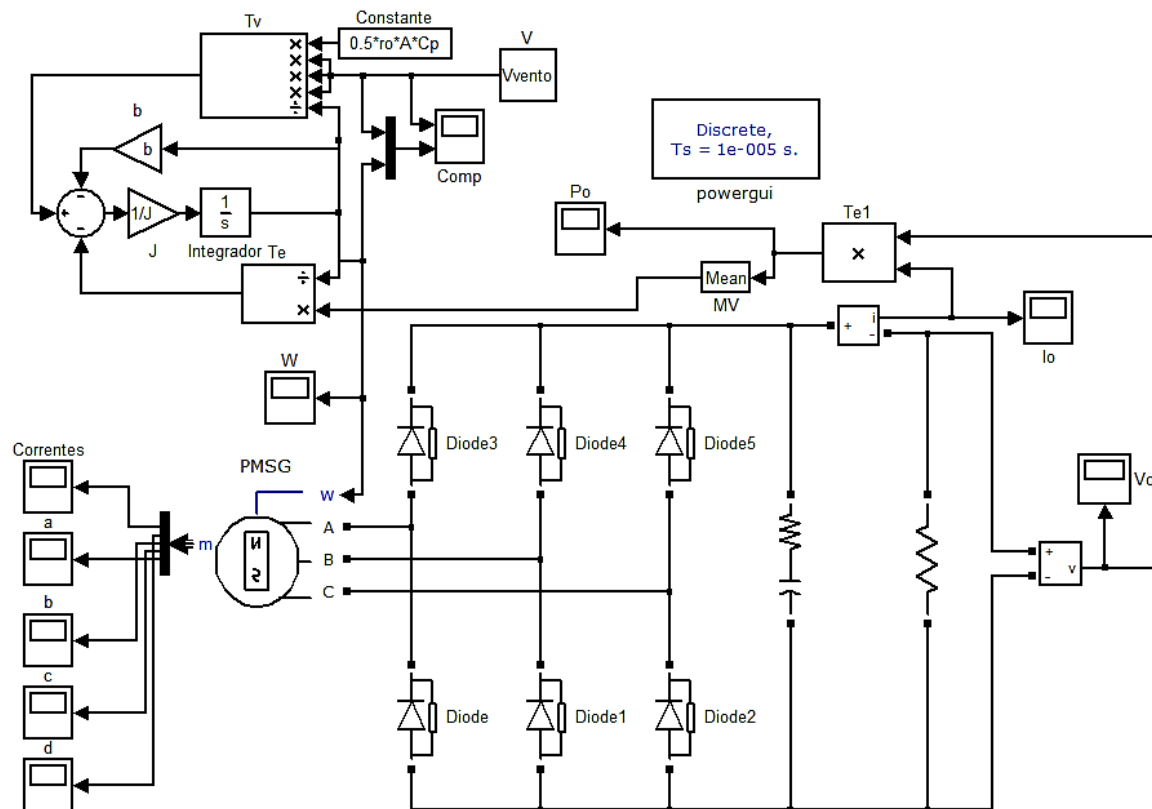
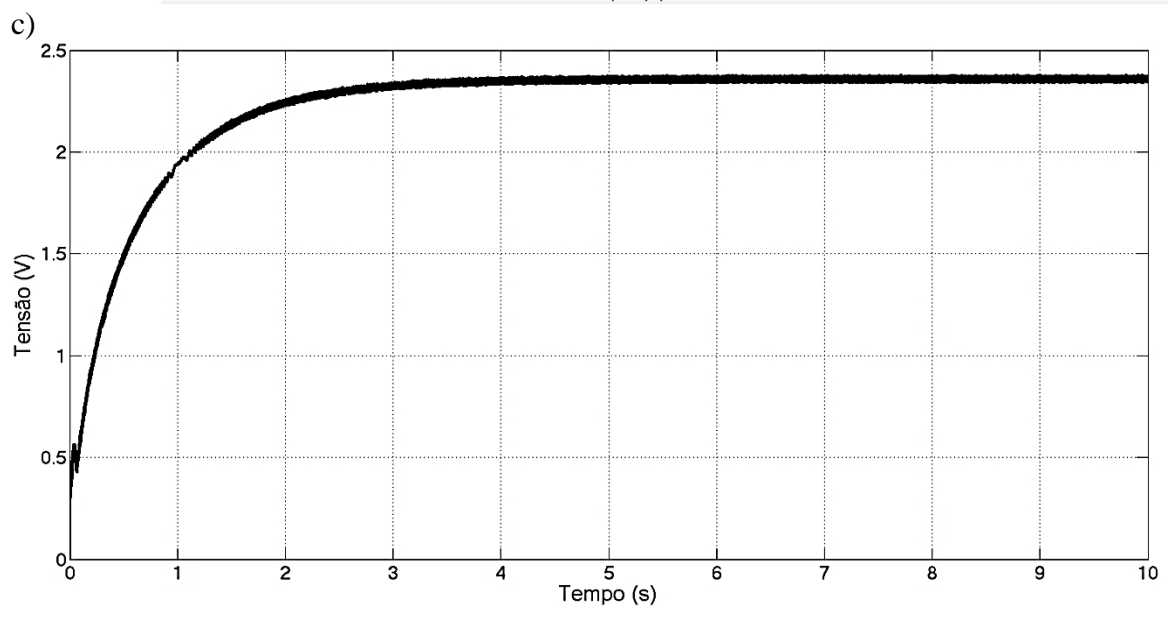
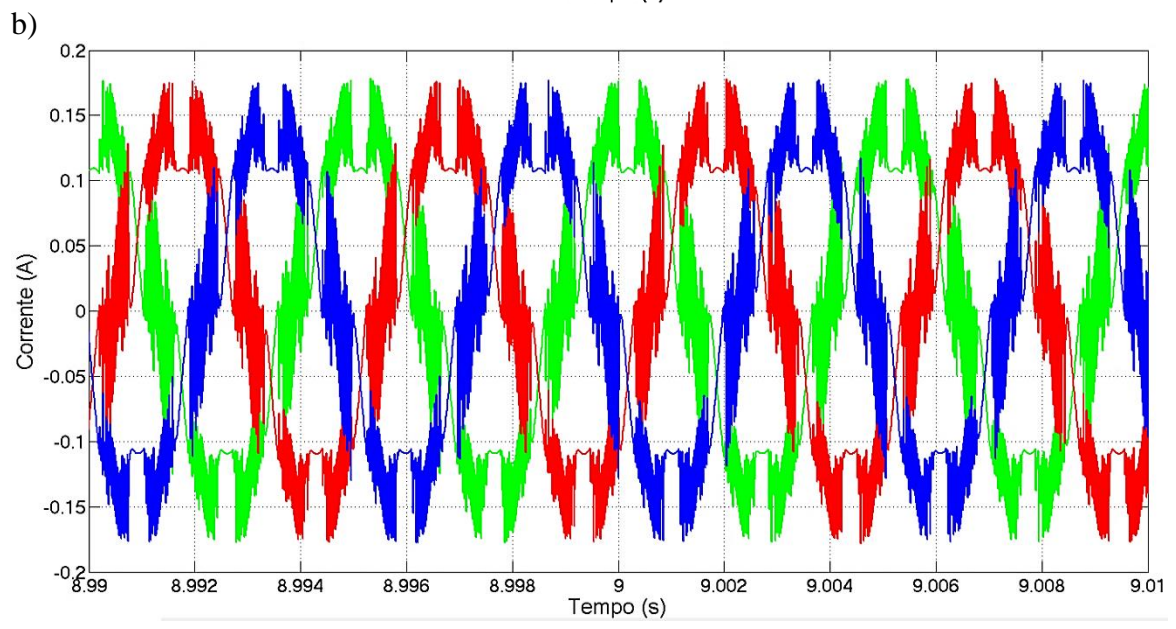
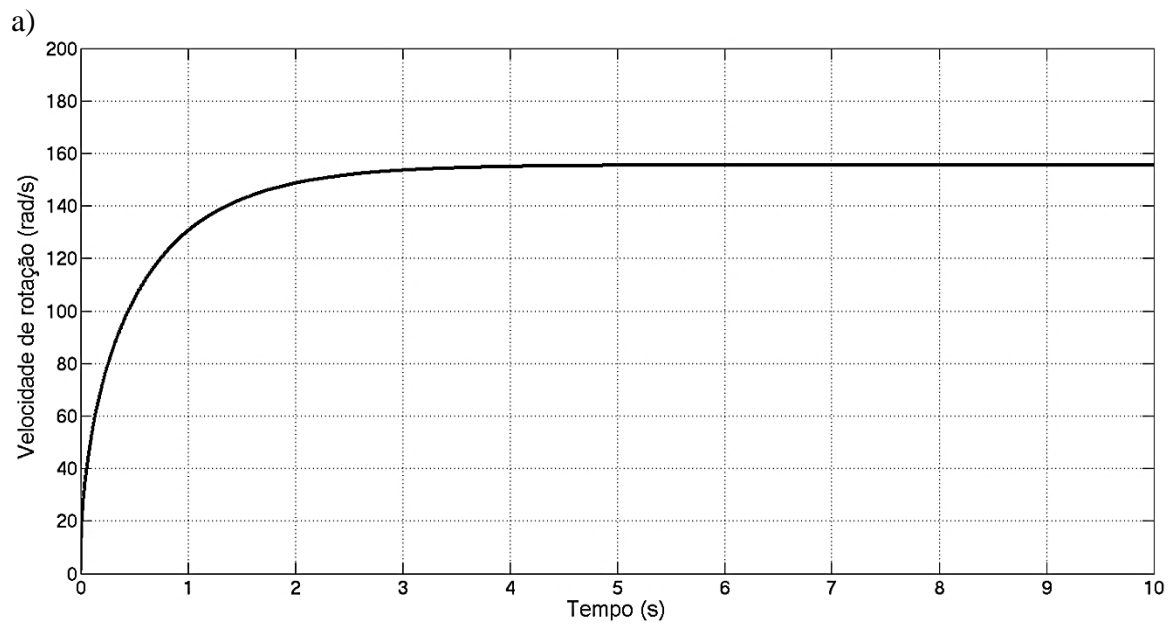


Figura F.4: Modelo para simulação do aerogerador sem conversor.



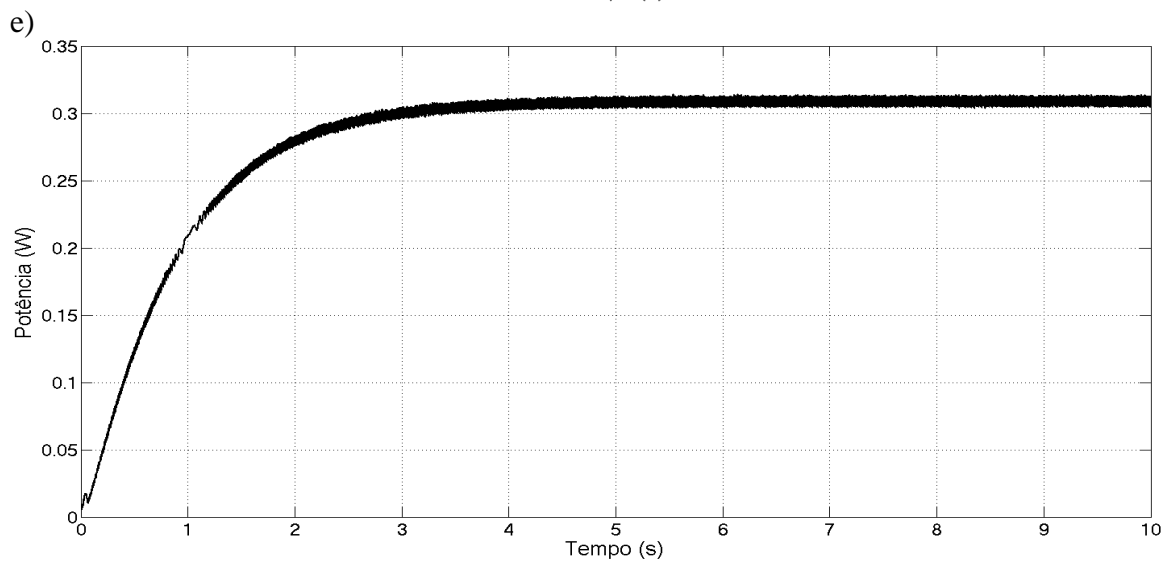
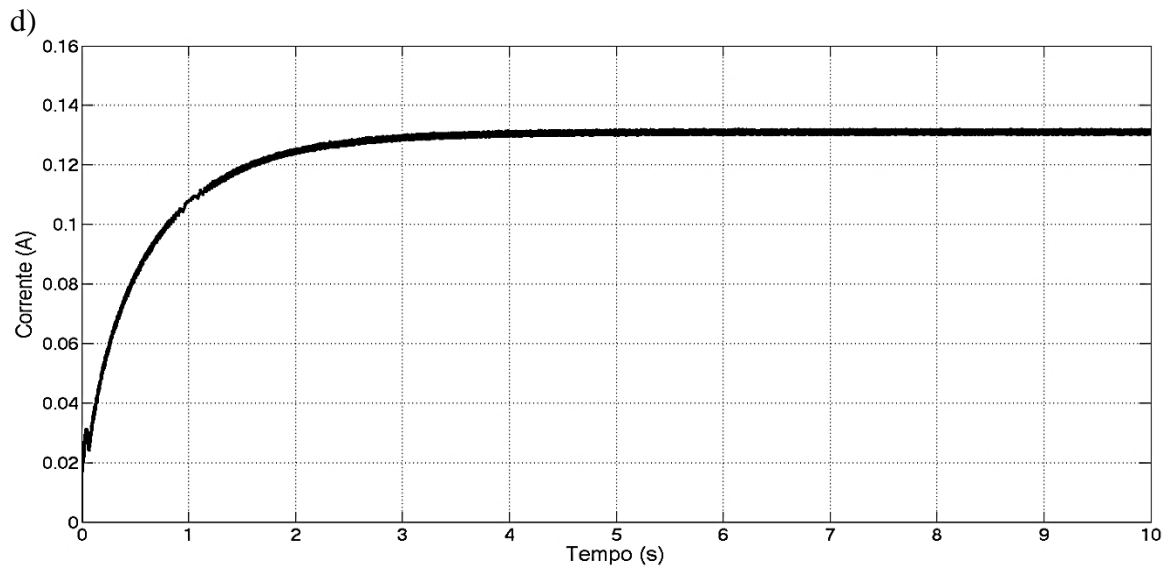
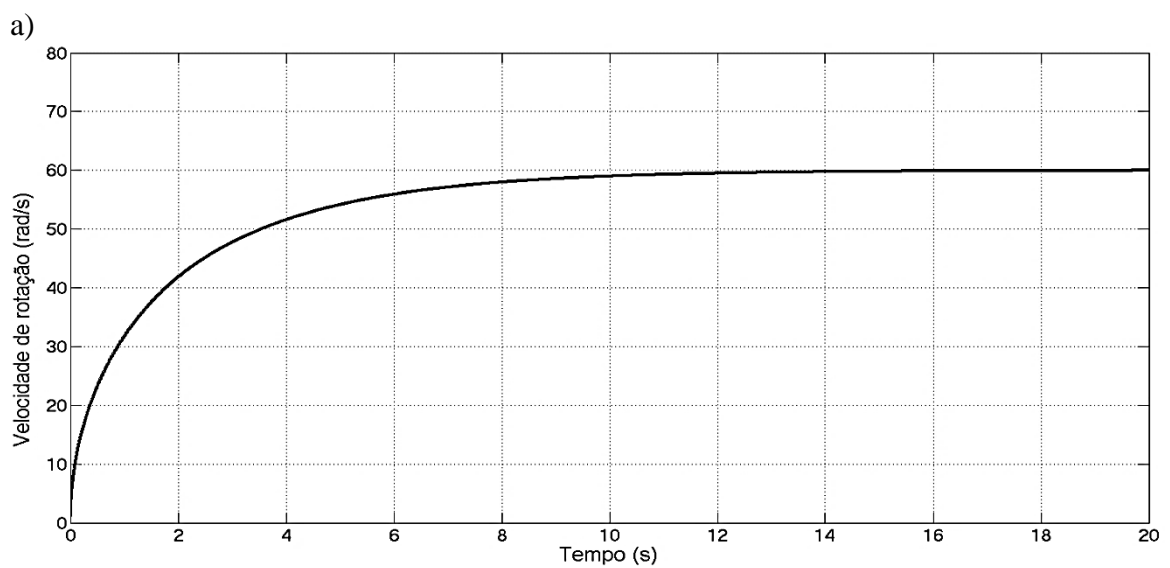
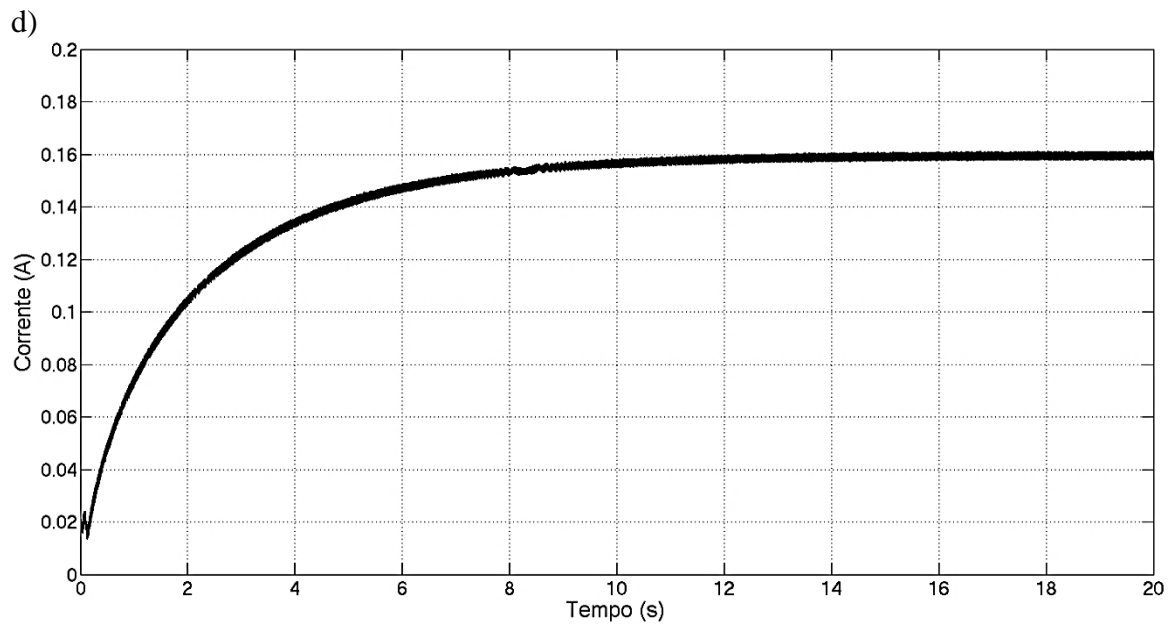
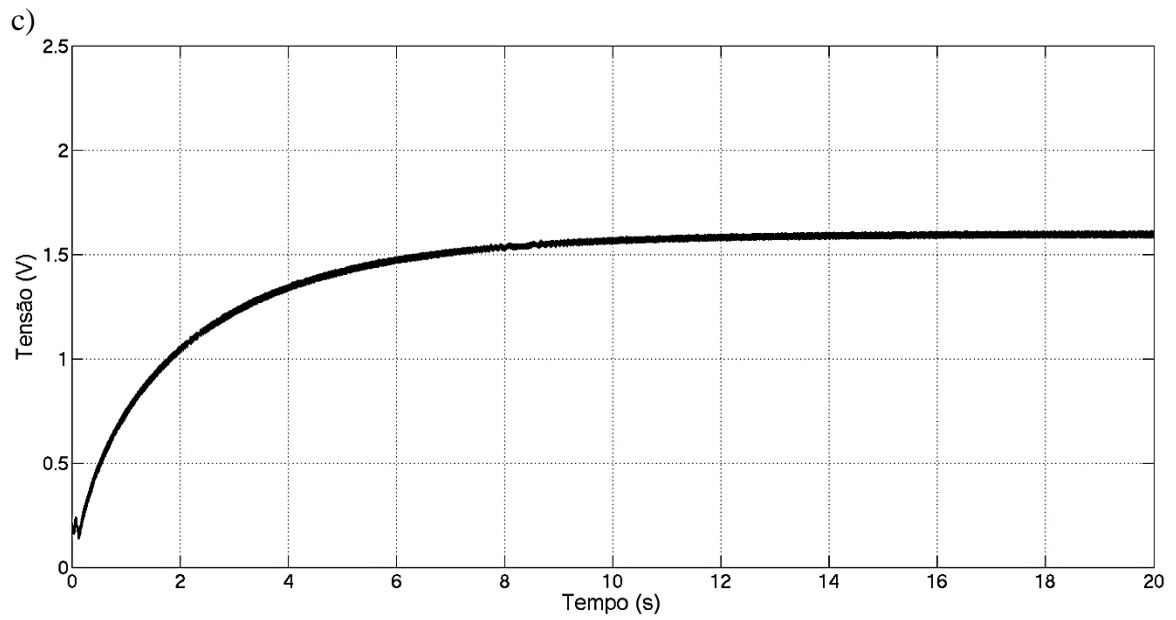
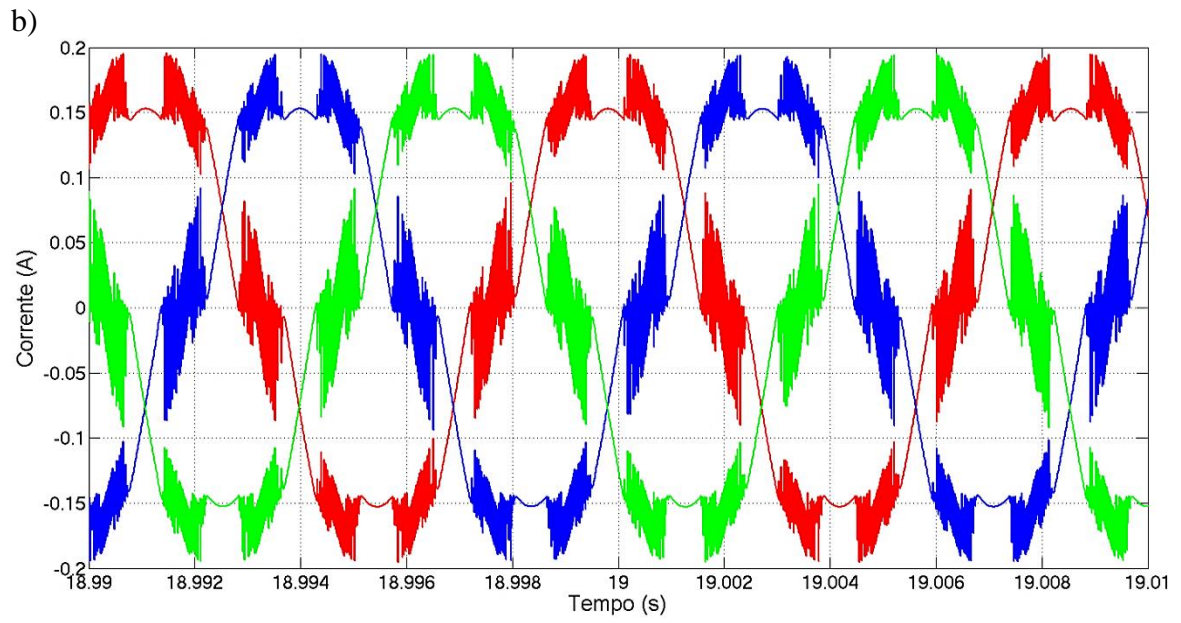


Figura F.5: Resultado das simulações a 6 m/s do sistema horizontal sem conversor, a) velocidade de rotação da turbina, b) correntes produzidas pelo gerador aos 9 s, c) tensão na carga, d) corrente na carga e e) potência na carga.





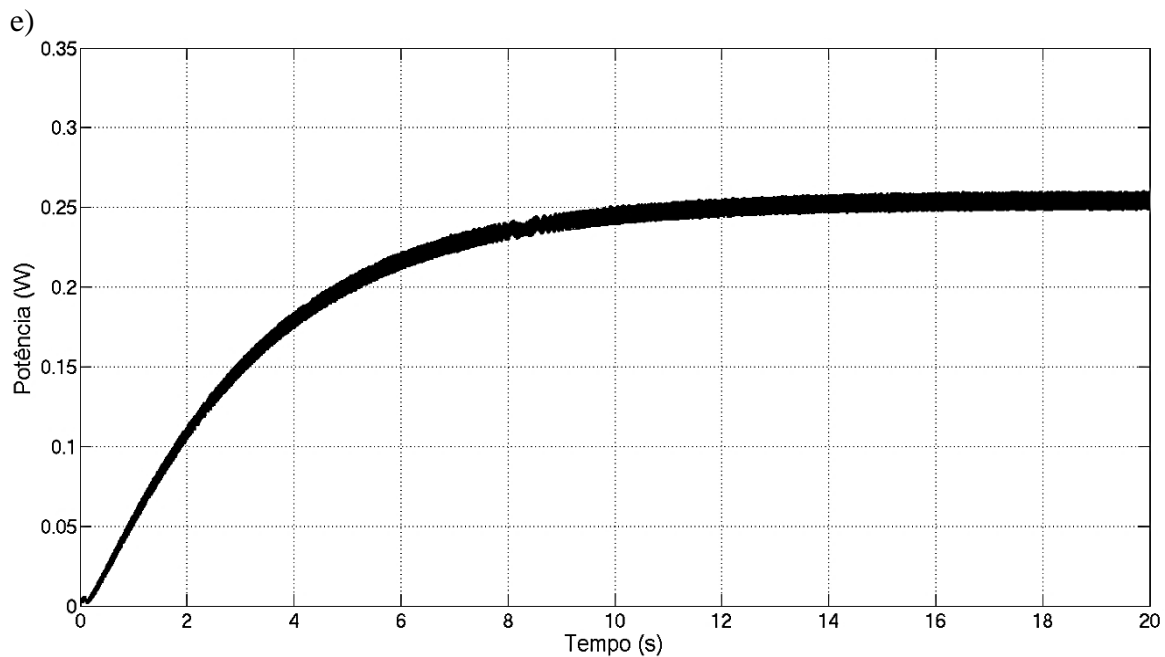


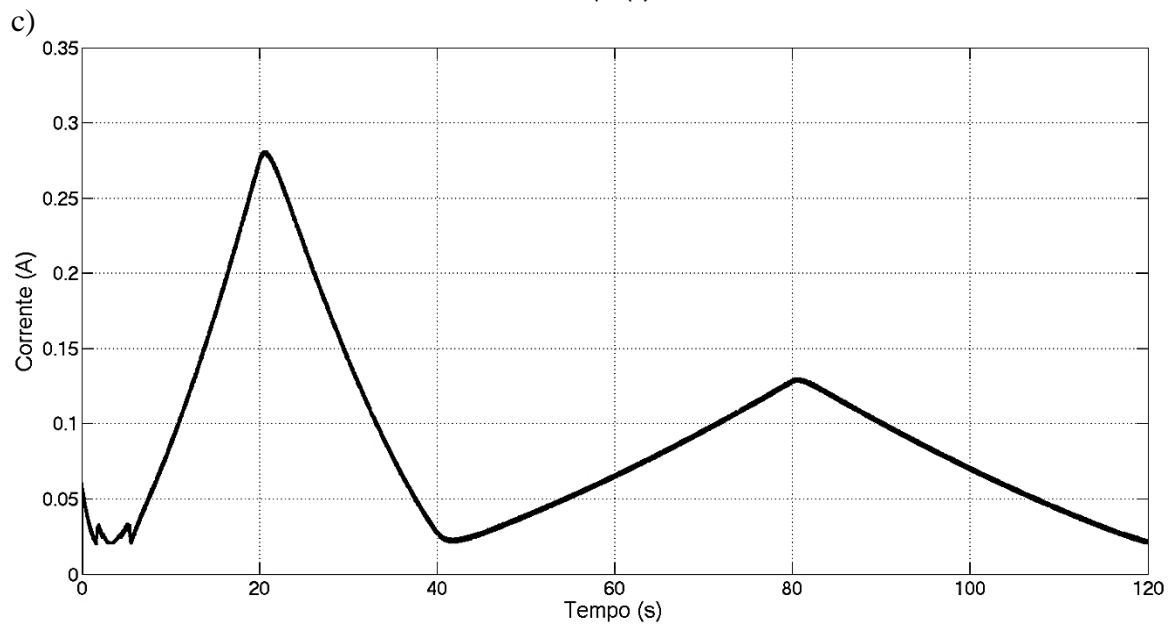
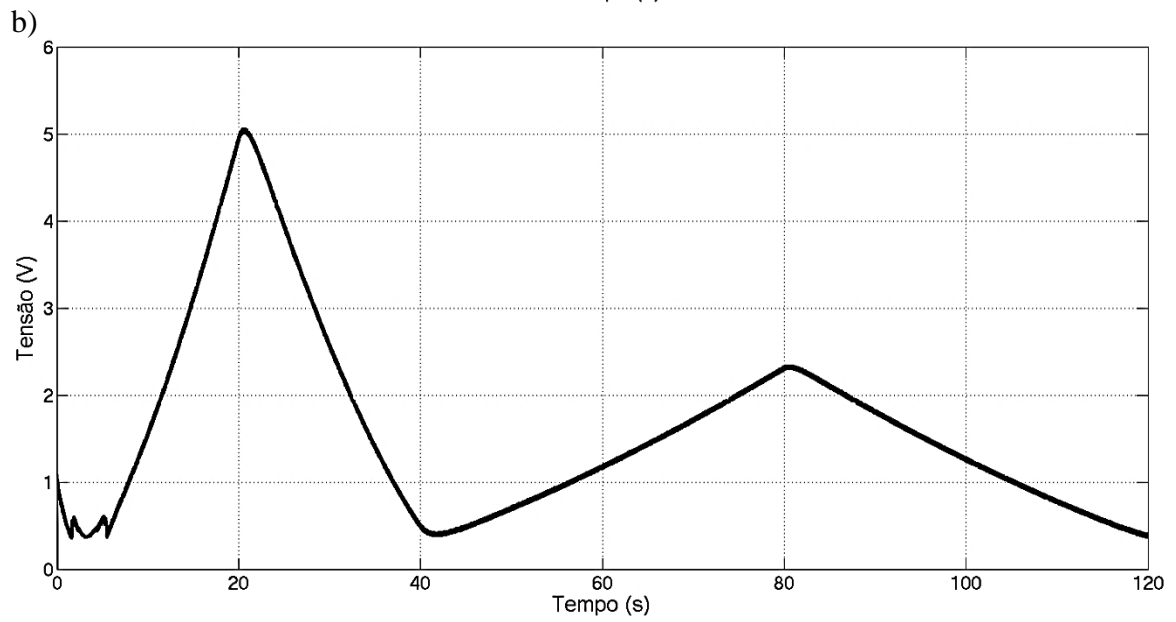
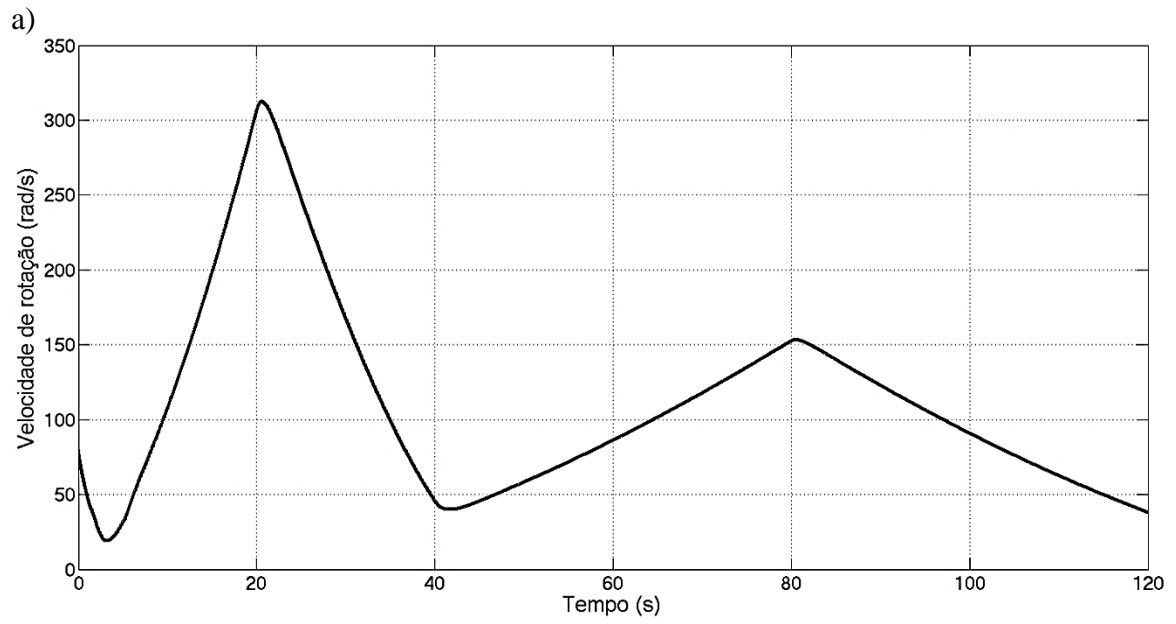
Figura F.6: Resultado das simulações a 6 m/s do sistema vertical sem conversor, a) velocidade de rotação da turbina, b) correntes produzidas pelo gerador aos 19 s, c) tensão na carga, d) corrente na carga e e) potência na carga.

Pela figura F.5 e) verifica-se que a potência produzida pelo sistema horizontal, quando estabiliza, é de 315 mW e pela figura F.6 e) o sistema produz, após estabilizar, 254 mW. Já pelas figuras F.5 a) e F.6 b) determina-se que à máxima transferência de potência a velocidade de rotação das turbinas é a mesma obtida na análise da figura F.2, confirmando que o sistema está bem calibrado.

A distorção na forma das correntes produzidas pelo gerador, figuras F.5 b) e F.6 b), deve-se às transições entre condução e corte dos elementos não lineares da ponte retificadora (díodos) que geram um distorção harmónica total (THD) máxima de 31% no caso onde são produzidas ondas retangulares ideais [198].

Seguidamente efetuou-se a análise onde a velocidade do vento varia, estando esta variação em função do tempo representada na figura F.3 a). Os resultados alcançados estão representados nas figuras F.7 e F.8, estando os sistemas horizontal e vertical, respetivamente, com uma carga de 18 Ω e 10 Ω .

Importa referir que o sistema horizontal inicia com uma rotação de 80 rad/s e o vertical de 20 rad/s de forma a evitar que o sistema inicie num estado indeterminado devido à velocidade do vento ser demasiado baixa.



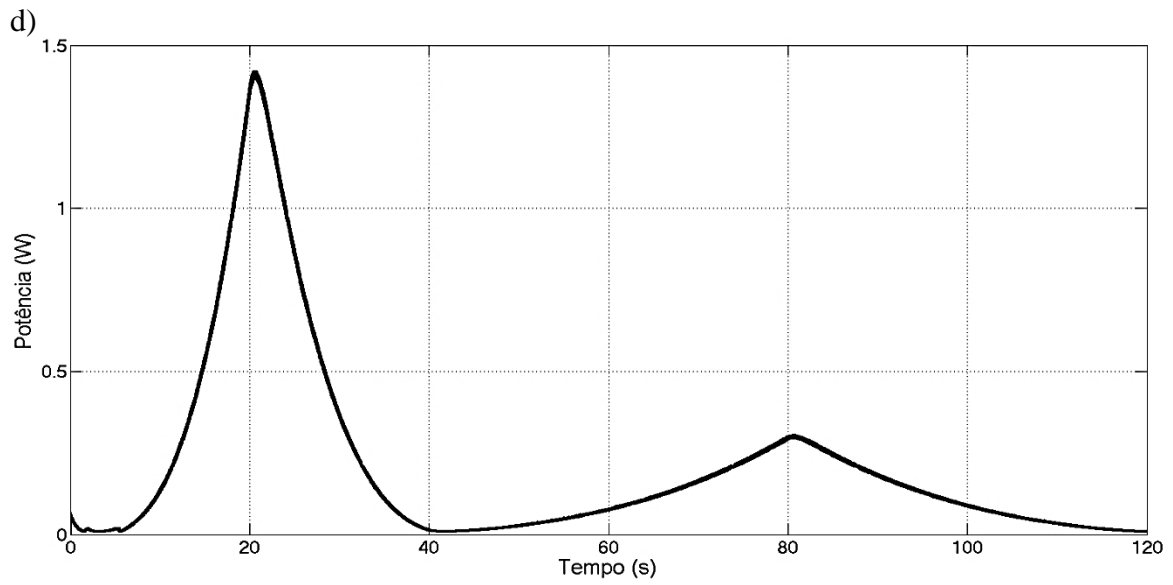
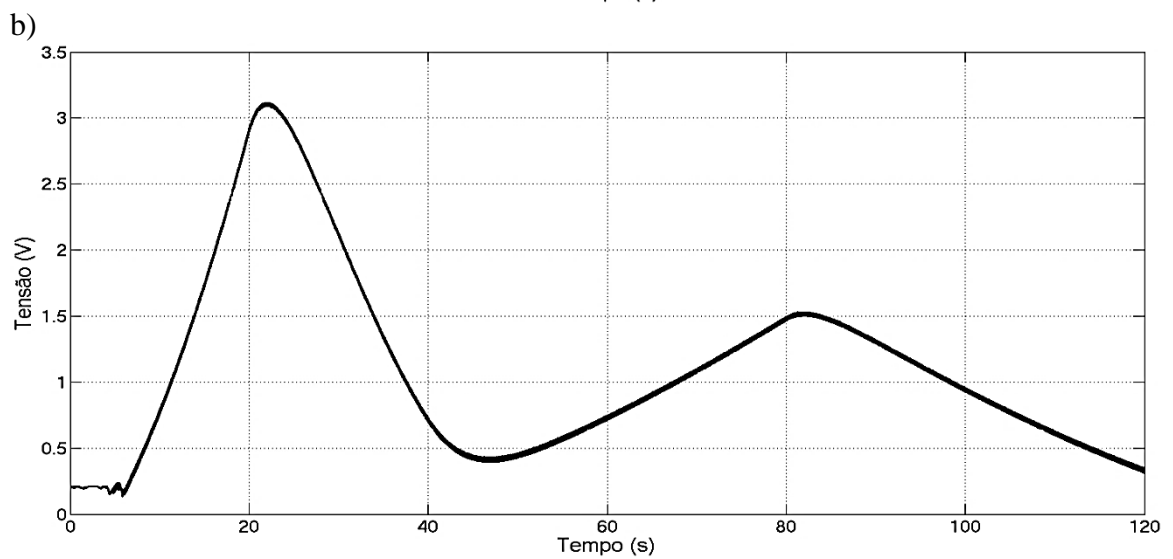
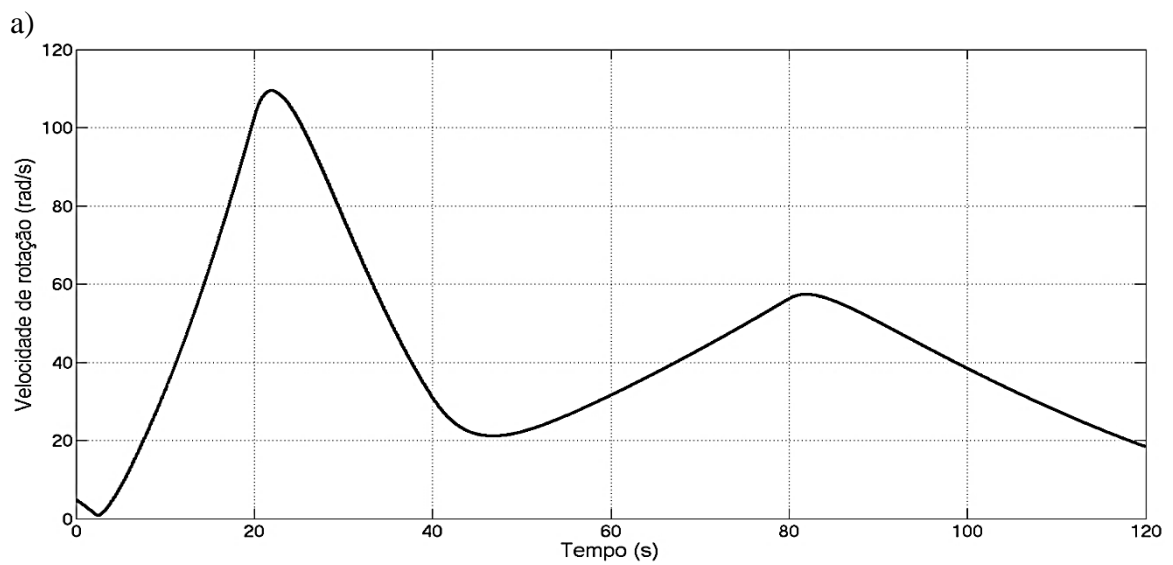


Figura F.7: Resultado das simulações com variação da velocidade do vento do sistema horizontal sem conversor, a) velocidade de rotação da turbina, b) tensão na carga, c) corrente na carga e d) potência na carga.



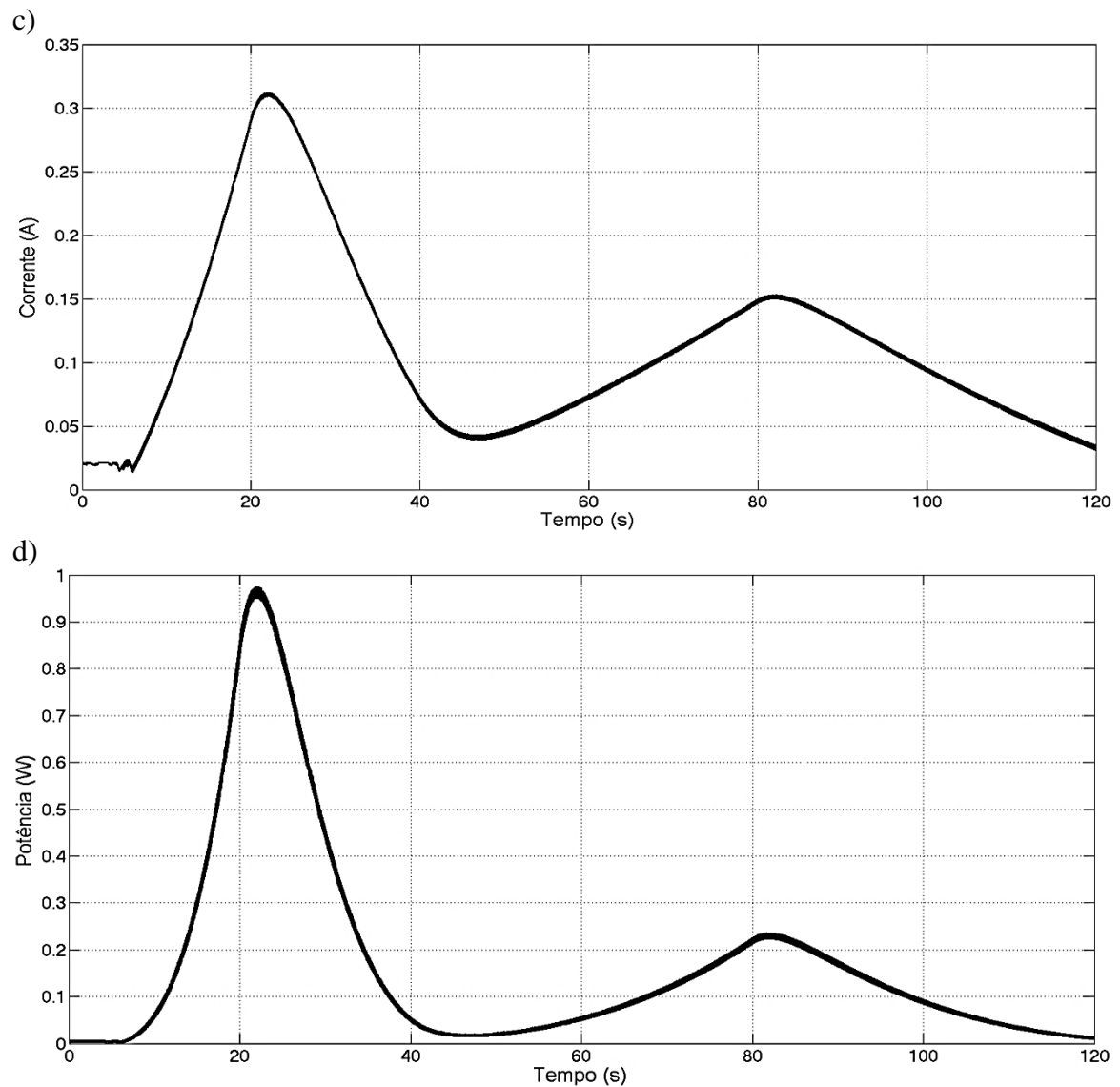


Figura F.8: Resultado das simulações com variação da velocidade do vento do sistema vertical sem conversor, a) velocidade de rotação da turbina, b) tensão na carga, c) corrente na carga e d) potência na carga.

Analisando as figuras F.7 d) e F.8 d) determina-se que o aerogerador horizontal possui um menor tempo de resposta que o vertical estando de acordo com a análise anterior. Posteriormente analisou-se o comportamento do conversor elevador com uma fonte ideal de tensão. O bloco MPPT (algoritmo P&O) é implementado pelo código

```
function [tensaoReferencia, tensaoSaida, potenciaSaida] = MPPT(Tensao,
tensaoAnterior, potenciaAnterior, tensaoReferenciaAnterior, Incremento,
corrente)
```

```
Potencia = Tensao * corrente;
variaTensao = Tensao - tensaoAnterior;
variaPotencia = Potencia - potenciaAnterior;
tensaoReferencia = tensaoReferenciaAnterior;
```

```
if(variaPotencia == 0)
    tensaoReferencia = Tensao;
```



```

else
    if(variaPotencia > 0)
        if(variaTensao >= 0)
            tensaoRefencia = tensaoRefencia + Incremento;
        else
            tensaoRefencia = tensaoRefencia - Incremento;
        end
    else
        if(variaTensao >= 0)
            tensaoRefencia = tensaoRefencia - Incremento;
        else
            tensaoRefencia = tensaoRefencia + Incremento;
        end
    end
end

tensaoSaida = Tensao;
potenciaSaida = Potencia;
if tensaoRefencia < 0
    tensaoRefencia = 0;
end

if tensaoRefencia > Maximo
    tensaoRefencia = Maximo;
end

```

Incremento é a amplitude do passo do MPPT a cada iteração. O compensador PI da tensão é implementado com os compensadores que efetuam o controlo da tensão recorrendo a blocos disponibilizados pelo *simulink* uma vez que se pretende que estes sejam realizados de forma digital no sistema. Já a controlo da corrente é efetuado de forma não linear através do algoritmo

```

function gama = CNLC(erroCorrente, variaCorrente, gamaAnterior)

if (erroCorrente > variaCorrente)
    gama = 1;
elseif (erroCorrente < -variaCorrente)
    gama = 0;
else
    gama = gamaAnterior;
end

```

sendo *variaCorrente* o limiar que define a partir de que valor o erro da corrente é demasiado elevado e altera o valor de γ .

Todavia, para executar o controlo com *hardware* é necessário usar um comparador (portadora na entrada não inversora e o sinal dos compensadores na entrada inversora) e um circuito que gere a portadora triangular simétrica, representado na figura F.9 cujas equações de dimensionamento são dadas por [77]

$$V_{TL} = -\frac{R_1}{R_2} L_+ \quad (\text{F.1})$$

$$V_{TH} = -\frac{R_1}{R_2} L_- \quad (\text{F.2})$$

$$T_1 = CR \frac{V_{TH} - V_{TL}}{L_+} \quad (F.3)$$

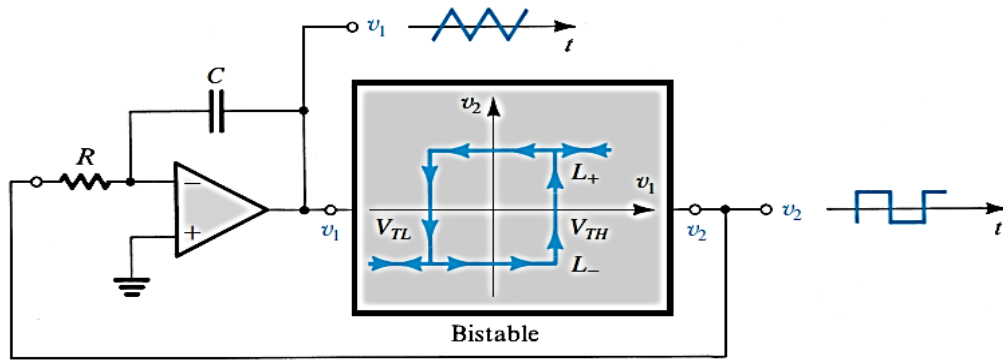
$$T_2 = CR \frac{V_{TH} - V_{TL}}{-L_-} \quad (F.4)$$

onde L_+ é o valor do estado positivo e L_- é o valor do estado negativo. Os compensadores PI e PID podem ser implementados através dos circuitos ilustrados na figura F.10, pelo que para o primeiro a função de transferência é dada por (assumindo que a resistência do compensador proporcional é igual a R_1)

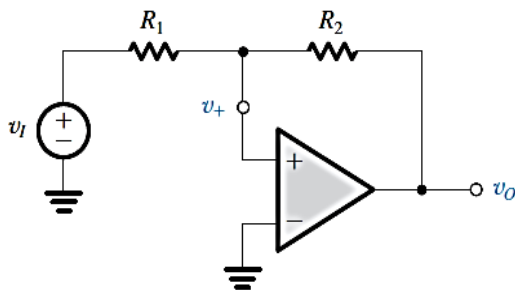
$$V_o = V_i(K_p + K_i) = V_i \left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{CR_1} \right) \quad (F.5)$$

e para o PID basta multiplicar F.5 por $R_3 C_d$ (valor de K_d).

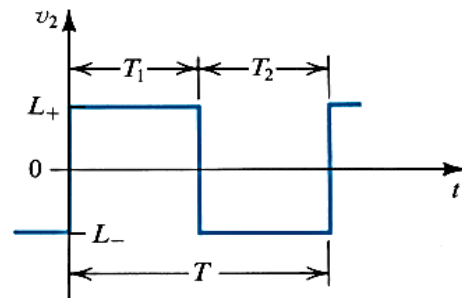
a)



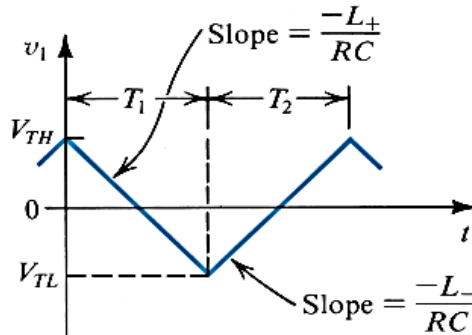
b)



c)



d)



e)

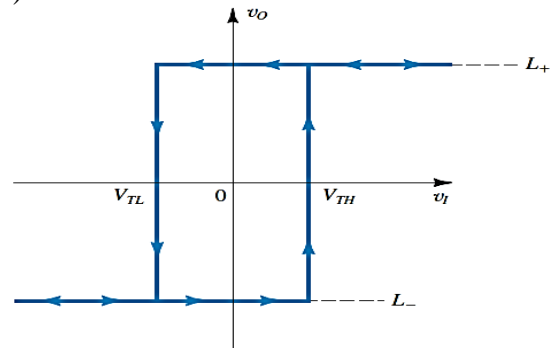


Figura F.9: Circuito que gera a portadora triangular simétrica, a) sistema geral, b) circuito biestável não inversor, c) onda quadrada gerada por a), d) onda triangular gerada por a) e e) comportamento do circuito b) [77].

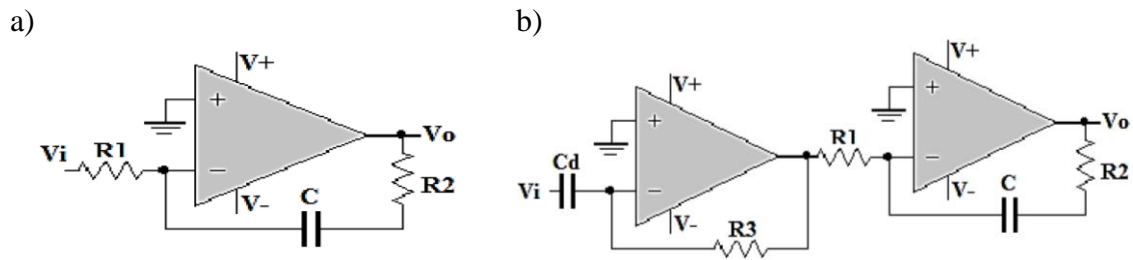


Figura F.10: Implementação em *hardware* dos compensadores a) PI e b) PID.

O modelo que implementa o conversor DC-DC elevador com uma fonte ideal de tensão encontra-se representado na figura F.11, estando os resultados na figura F.12 (usou-se uma carga de 25 Ω).

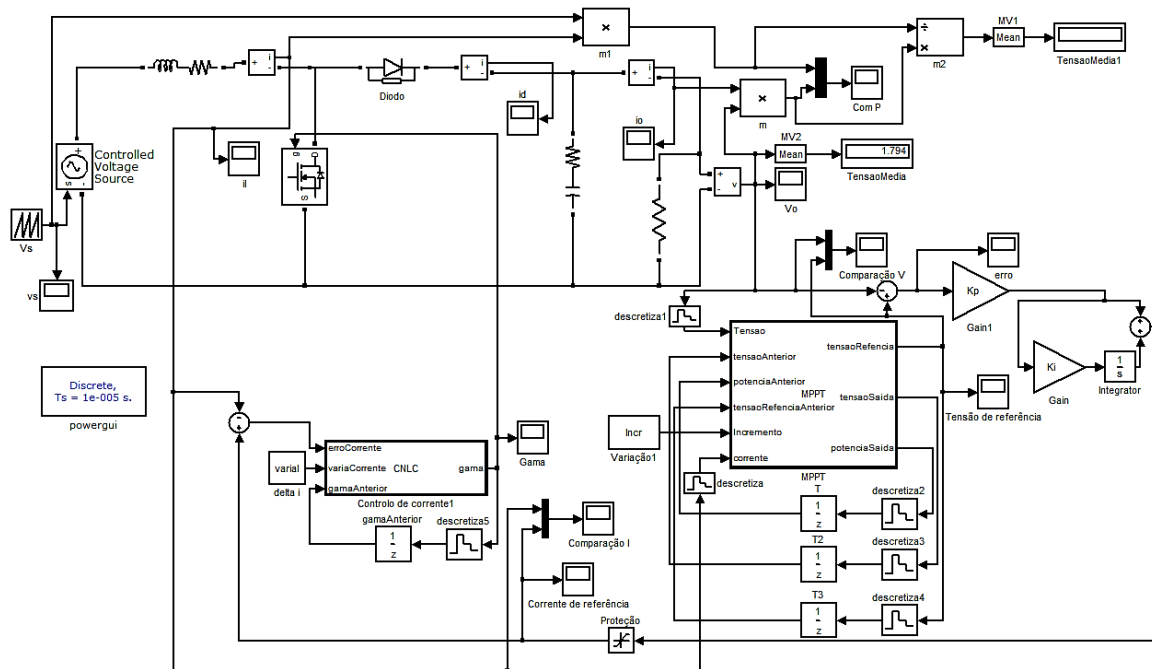
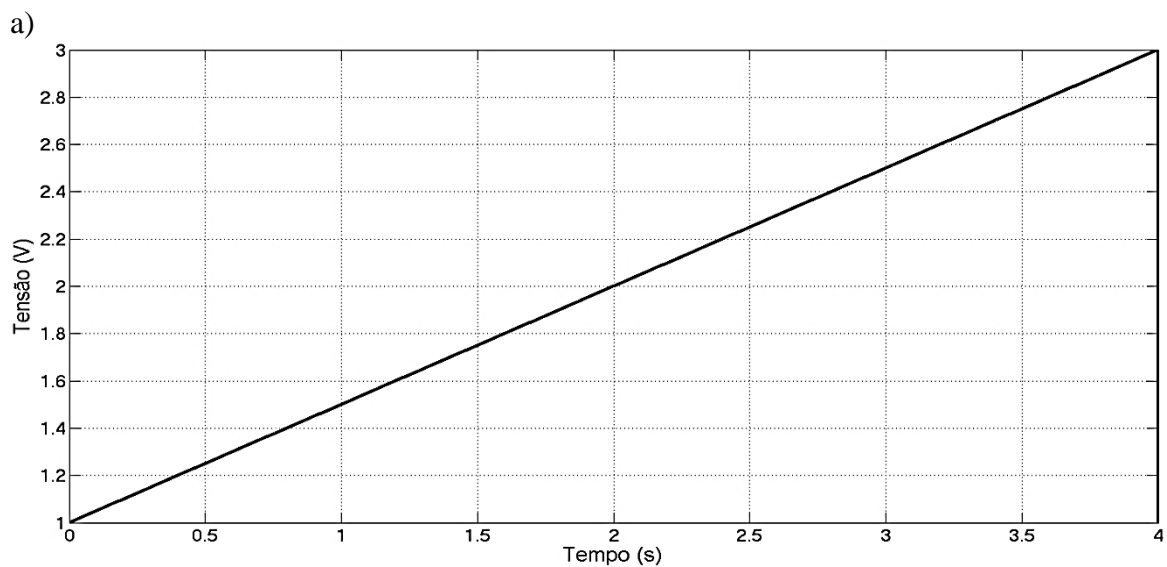
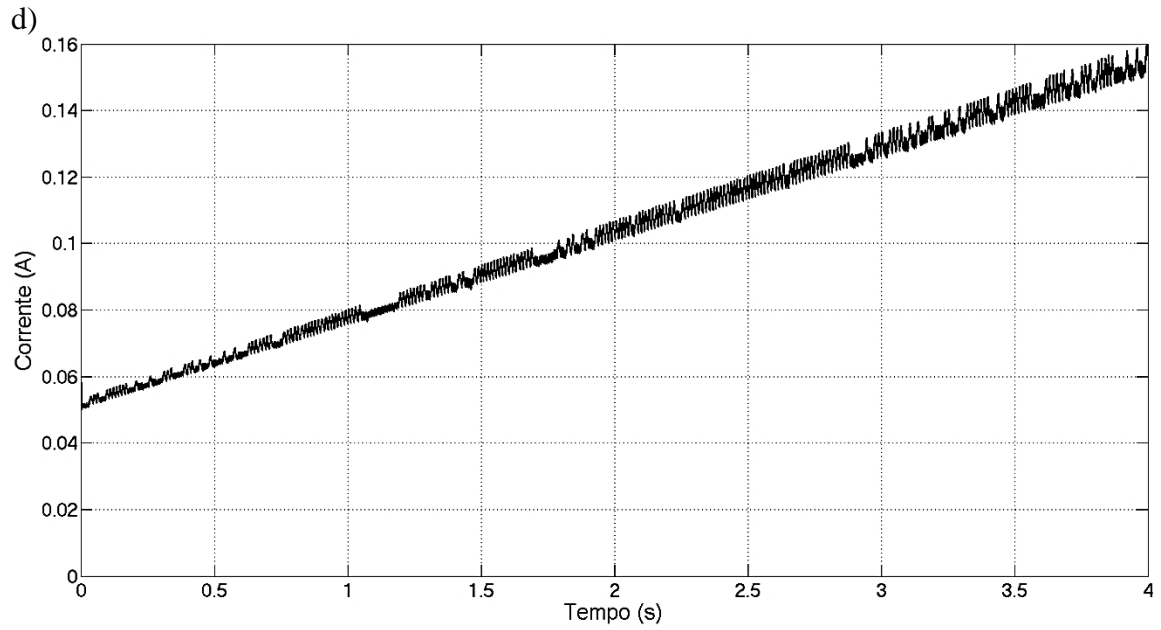
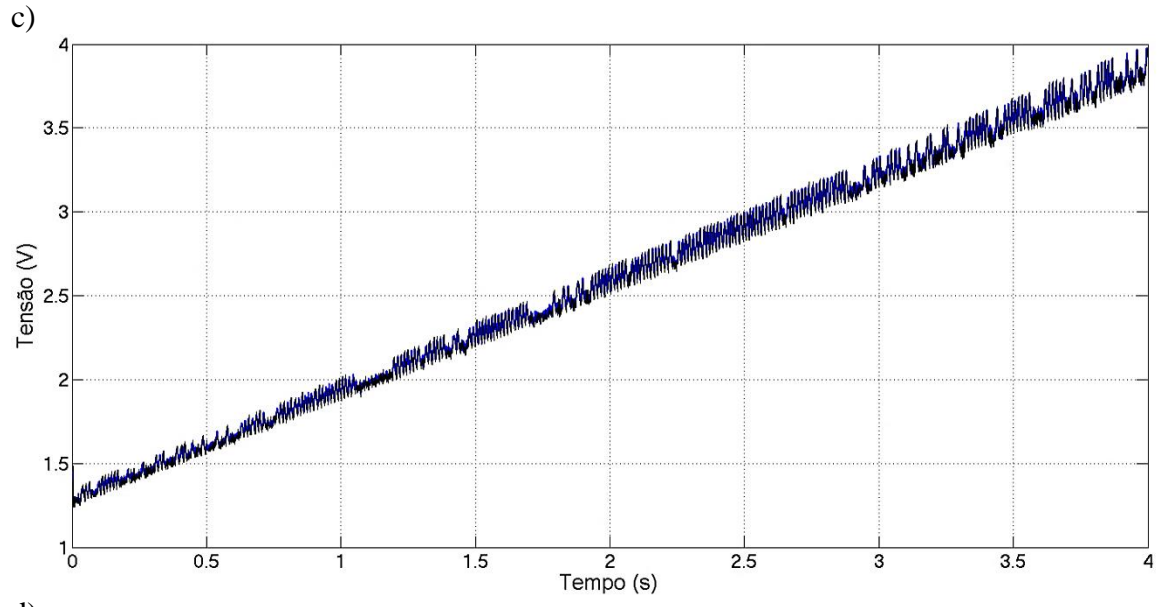
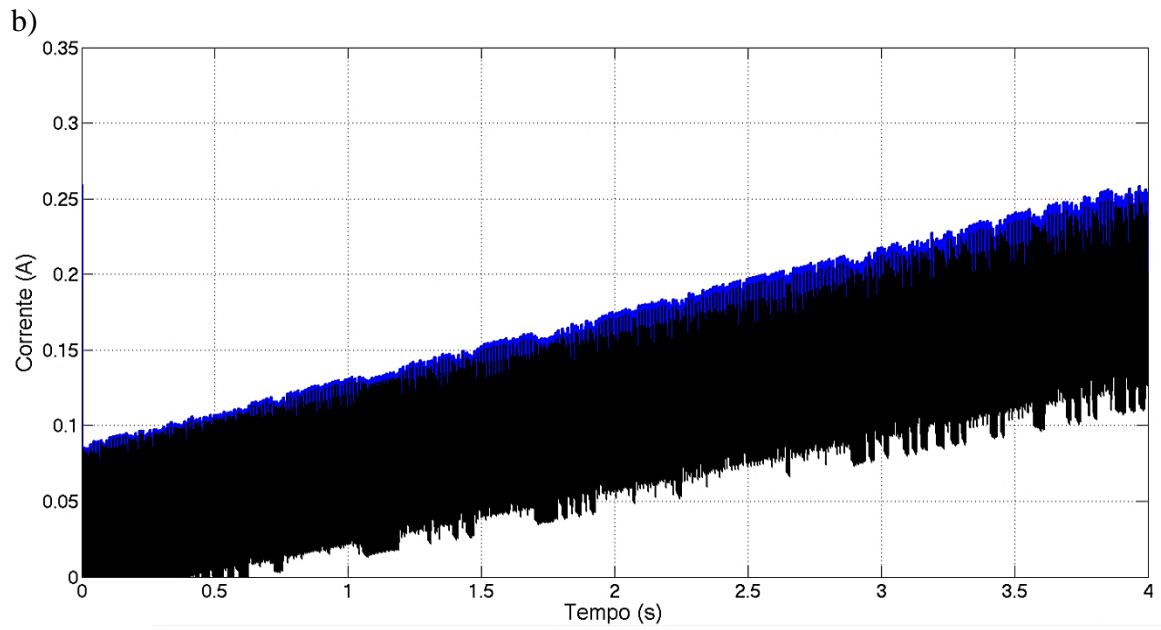


Figura F.11: Modelo do conversor DC-DC elevador com uma fonte ideal de tensão





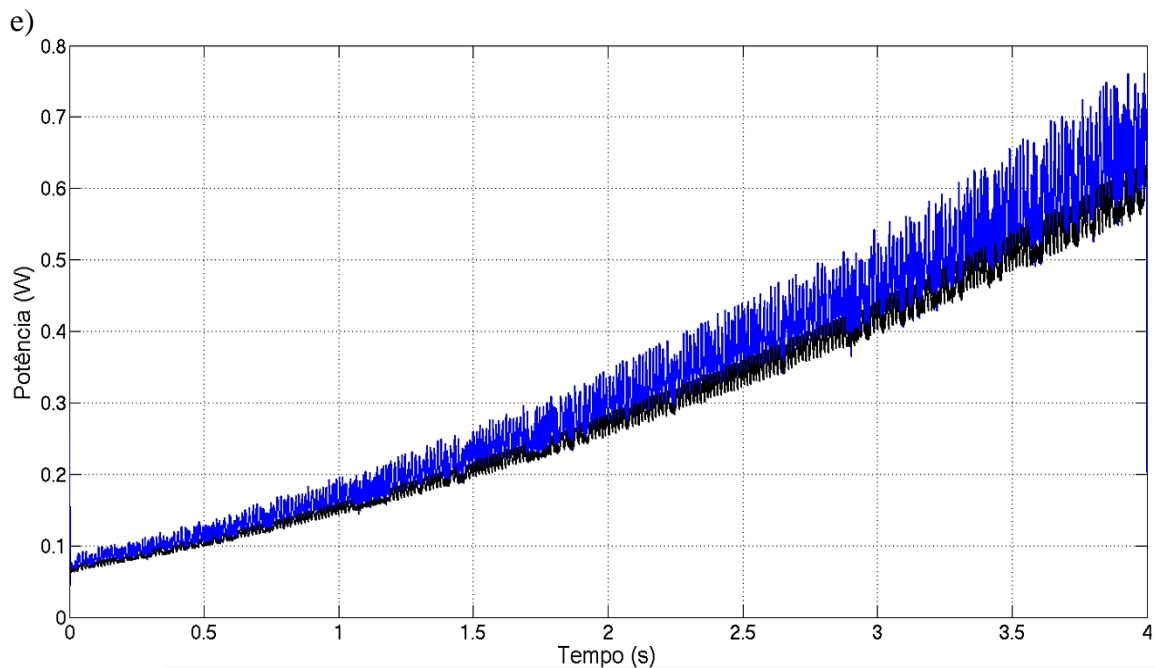
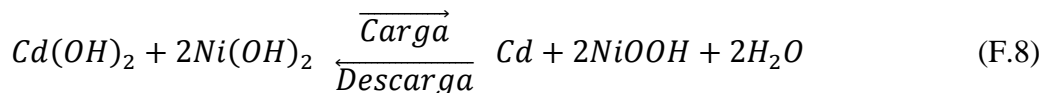
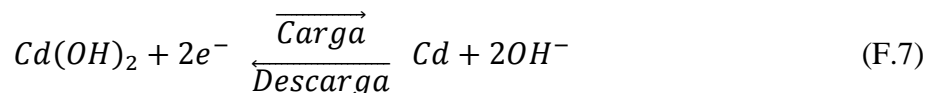
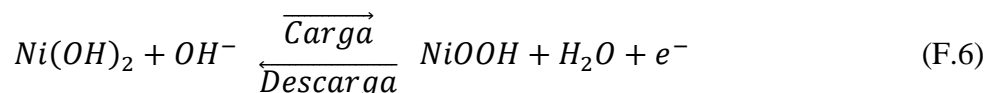


Figura F.12: Resultados do modelo do conversor DC-DC elevador com uma fonte ideal de tensão, com carga de 25Ω , a) tensão de entrada, b) comparação entre a corrente na bobina (azul) e a corrente de referência (preto), c) comparação entre a tensão na carga (azul) e a tensão de referência (preto), d) corrente na carga e e) comparação entre a potência à entrada (azul) e potência na carga (preto).

Analisando as figuras F.11 b) e c) verifica-se que os sistemas de controlo estão a funcionar de forma adequada pois tanto a tensão como a corrente seguem a referência. Também se observa que o sistema reage bem a variações da tensão de entrada mantendo uma eficiência média de 89,24% graças ao MPPT que permite extrair a máxima potência na carga, como se pode verificar pela figura F.11 e).

Todavia é pretendido que o sistema carregue baterias de NiMH cujas equações químicas dos elétrodos positivo e negativo e a geral são dadas, respetivamente, por [199]



Na figura F.13 apresenta-se o diagrama de transporte de energia destas baterias, estando na figura F.14 o modelo usado no simulador. As equações de carga ($i^* > 0$) e de descarga ($i^* < 0$), desta bateria, são definidas pelas expressões [200]

$$f_1(i_t, i^*, i, E_x) = E_0 - K \frac{Q}{Q - i_t} i^* - K \frac{Q}{Q - i_t} i_t + Laplace^{-1} \left(\frac{E_x(s)}{S_{el}(s)} 0 \right) \quad (F.9)$$

$$f_2(i_t, i^*, i, E_x) = E_0 - K \frac{Q}{|i_t| + 0,1Q} i^* - K \frac{Q}{Q - i_t} i_t$$

$$+ Laplace^{-1} \left(\frac{E_x(s)}{S_{el}(s)} \frac{1}{s} \right)$$
(F.10)

onde E_0 é a constante da tensão em V, K é a constante de polarização em A/h, Q é a capacidade máxima da bateria em Ah, i_t é a capacidade já extraída em Ah, i^* é a dinâmica das baixas frequências das corrente em A, E_x define a dinâmica da zona exponencial em V e S_{el} indica se a bateria está a descarregar ($S_{el}=0$) ou a carregar ($S_{el}=1$).

Também existe uma componente de histerese entre a carga e a descarga [201], sendo esta representada pela equação não linear [200]

$$\frac{E_x(s)}{S_{el}(s)} = \frac{A}{\frac{s}{Bi(t)} + 1}$$
(F.11)

em que B é a capacidade exponencial em A/h e A é a amplitude da tensão na zona exponencial em V.

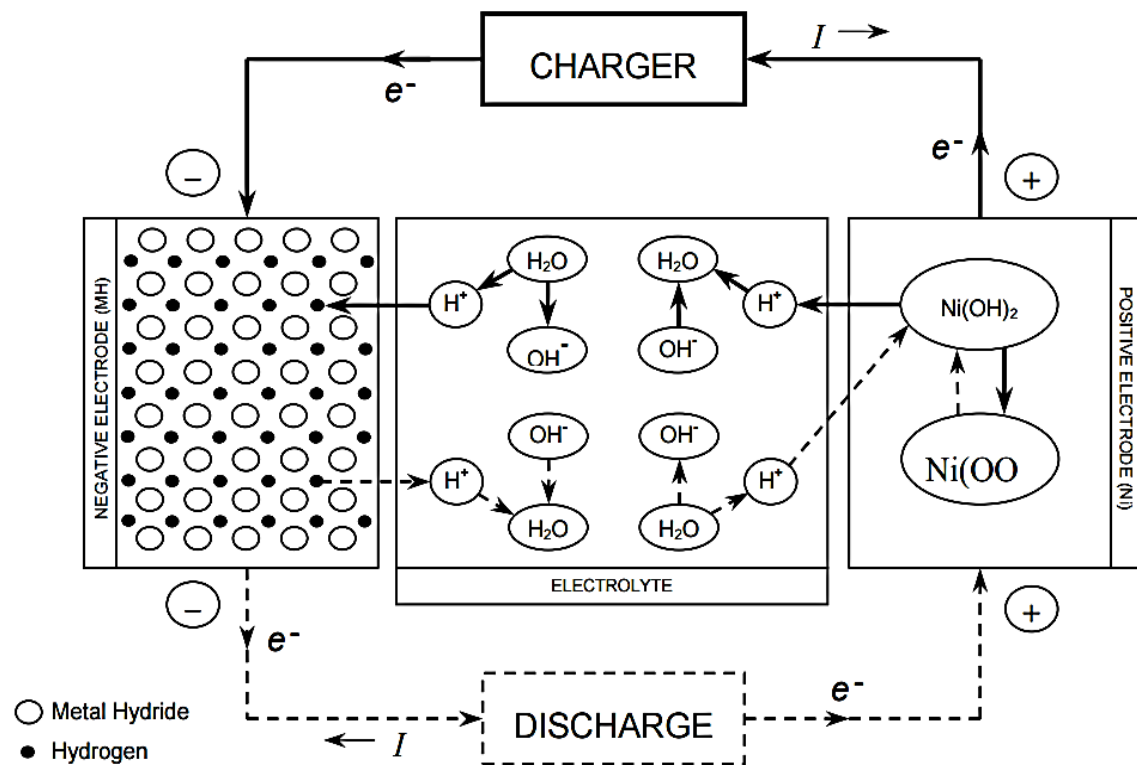


Figura F.13: Diagrama de transporte de energia das baterias NiMH [199].

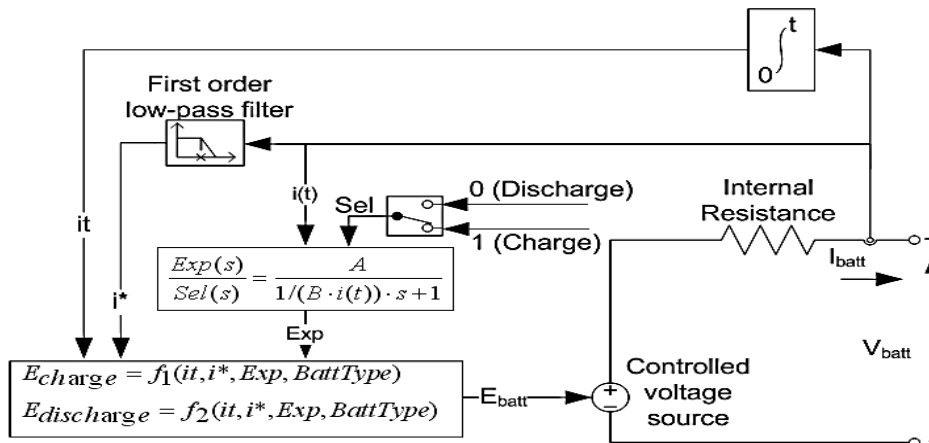


Figura F.14: Modelo usado para implementar a bateria [200].

Usando o modelo da bateria NiMH elaborou-se as curvas de descarga previstas para correntes de 0,0015 A, 0,044 A, 0,5 A e 1 A, estando os resultados presentes na figura F.15. Na figura F.16 está a curva de descarga da bateria para uma carga de 2 C.

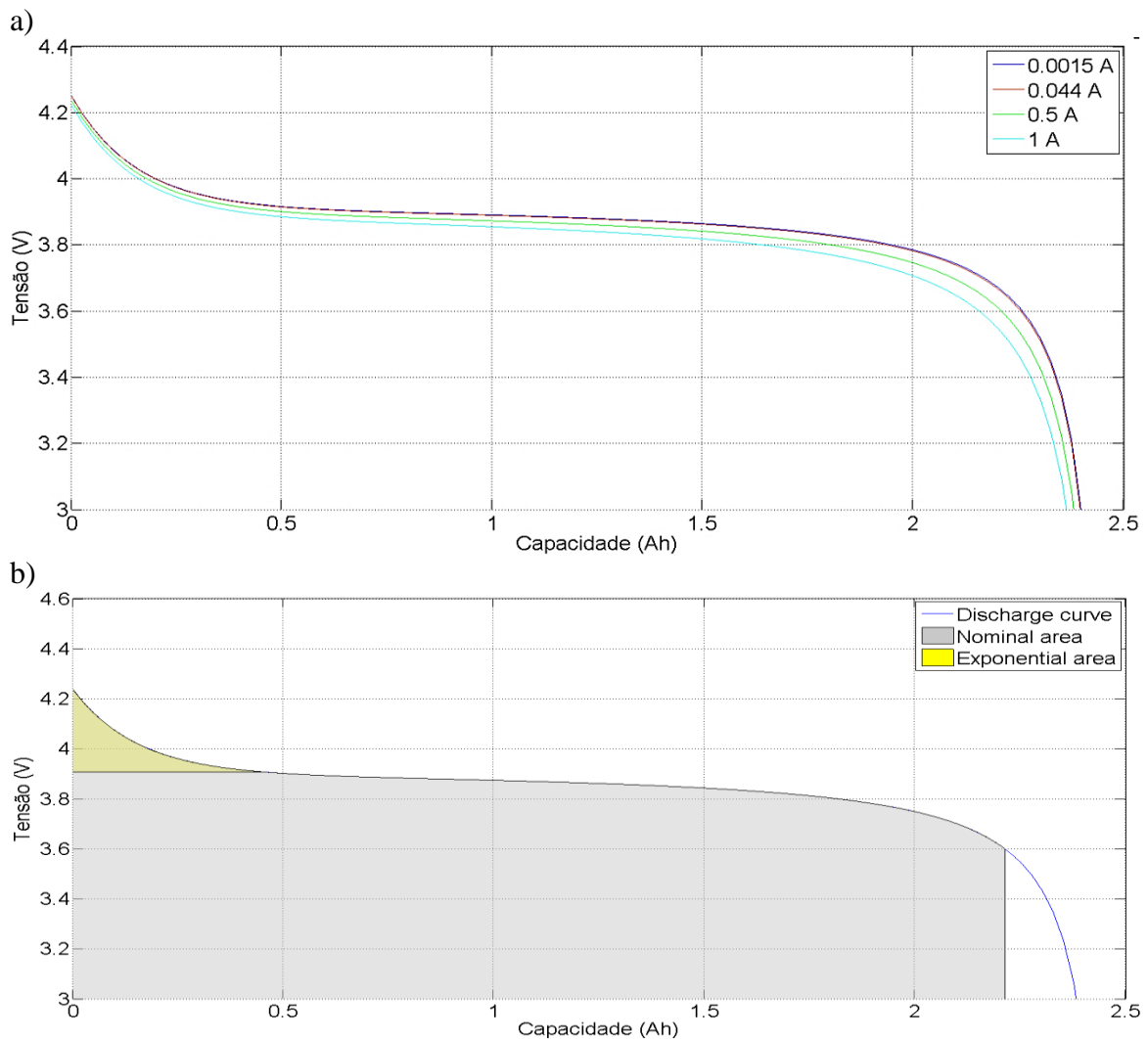


Figura F.15: Curva de descarga da bateria NiMH, a) para várias correntes de descarga e b) para uma carga de 2 C.

Os resultados obtidas da análise do conversor com fonte ideal a carregar a bateria NiMH (com tensão nominal de 3,6 V), cujo modelo está na figura F.16, encontram-se na figura F.17, tendo sido usada a tensão de entrada representada na figura F.12 a).

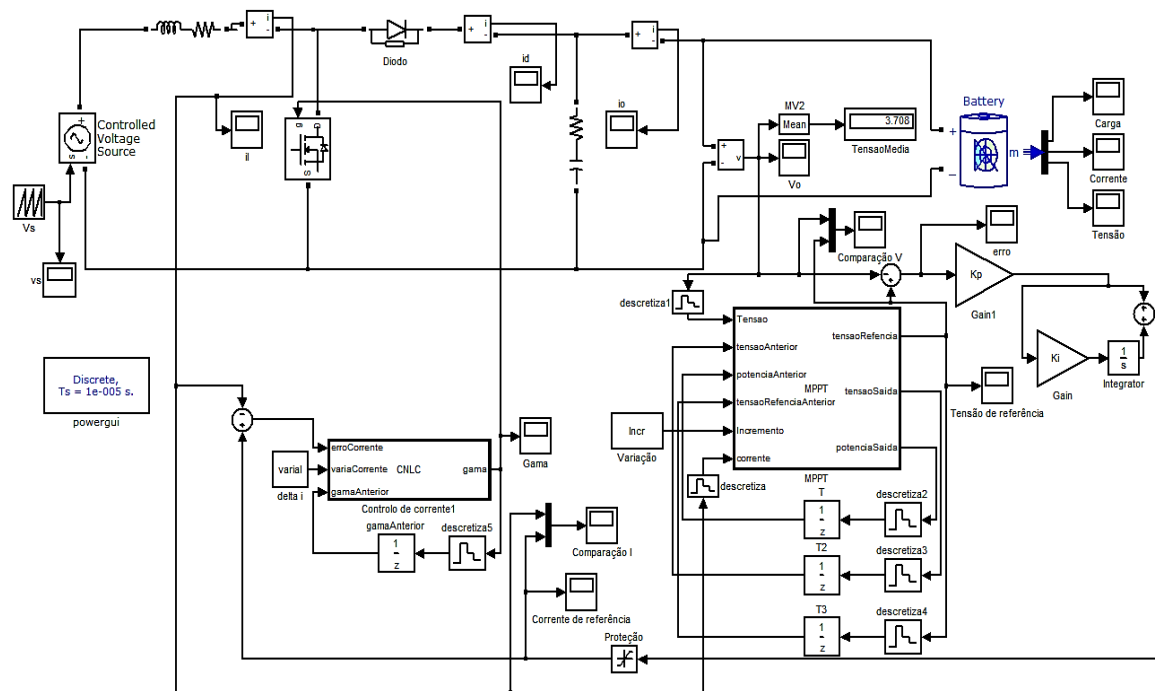
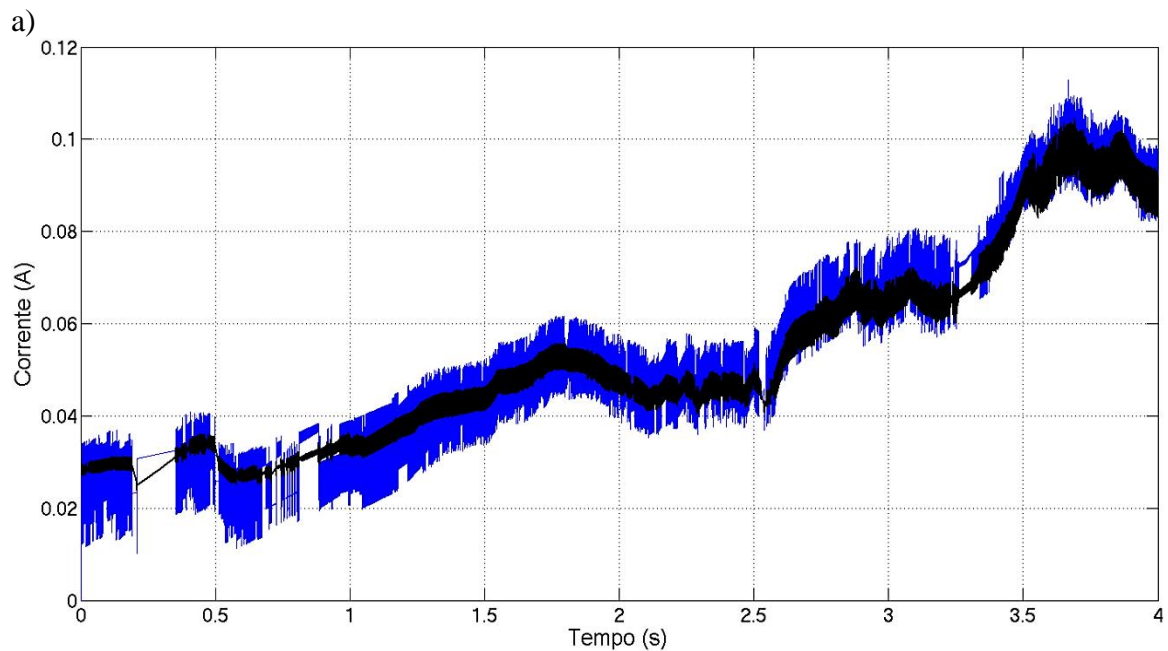


Figura F.16: Modelo do conversor com fonte ideal a carregar a bateria.



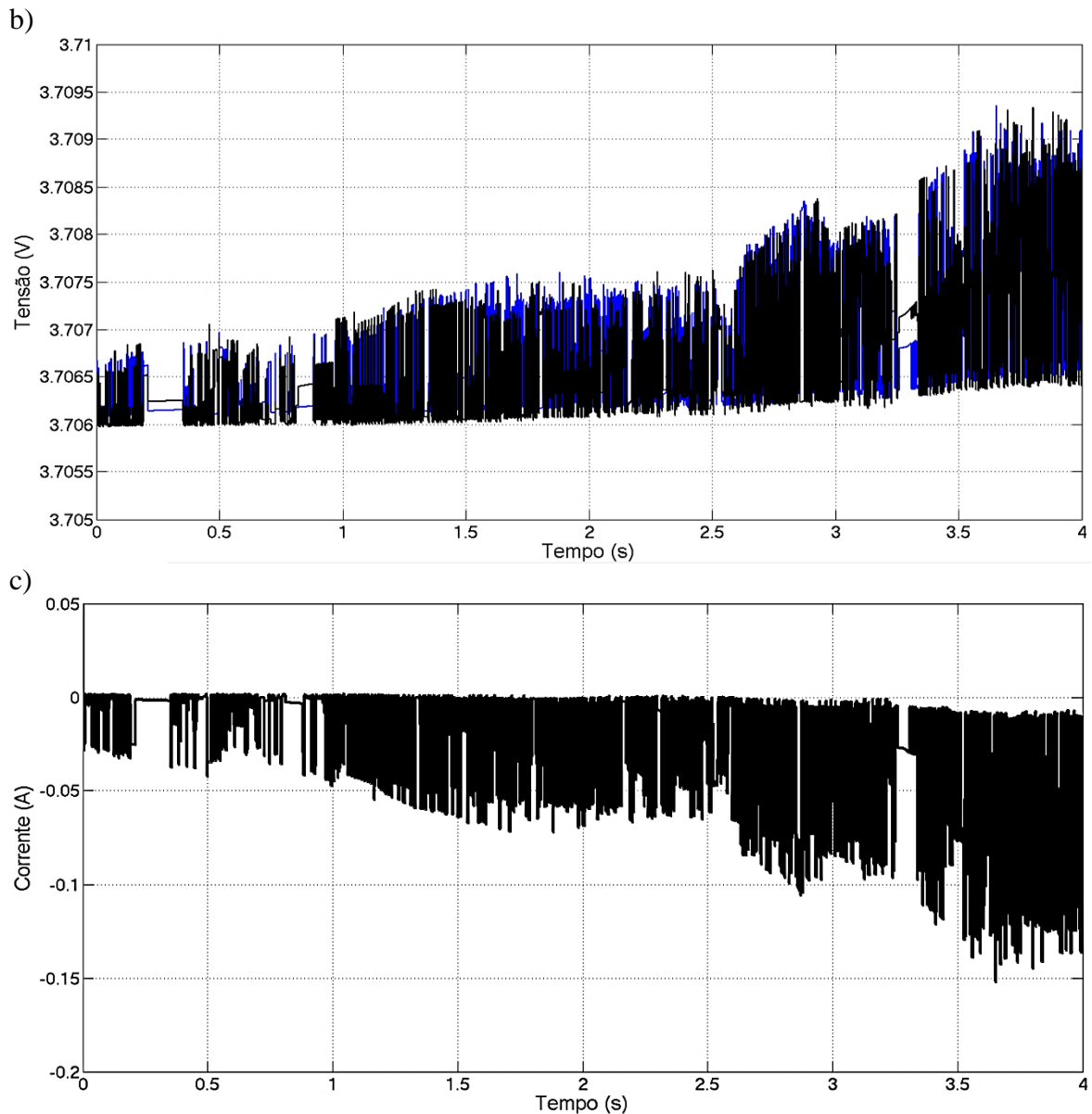


Figura F.17: Resultados da simulação do modelo do conversor com fonte ideal a carregar a bateria, a) comparação entre a corrente na bobina (azul) e a corrente de referência (preto), b) comparação entre a tensão na bateria (azul) e a tensão de referência (preto) e c) corrente na bateria (sentido negativo indica que a corrente está a entrar na bateria).

Analisando as figuras F.17 a) e b) determina-se que o sistema de controlo funciona de forma apropriada respondendo bem a alterações rápidas da tensão de entrada, sendo notório o processo de adaptação que causa as oscilações. Também se averiguou, pela figura c), que o conversor permite carregar a bateria mesmo com baixas tensões de entrada.

Por fim implementou-se o modelo do sistema completo, estando este representado na figura F.18 (com carga resistiva). Nas figuras F.19 e F.20 encontram-se os resultados obtidos dos sistemas horizontal e vertical, sendo usada a carga para a máxima transferência de potência a 6 m/s.

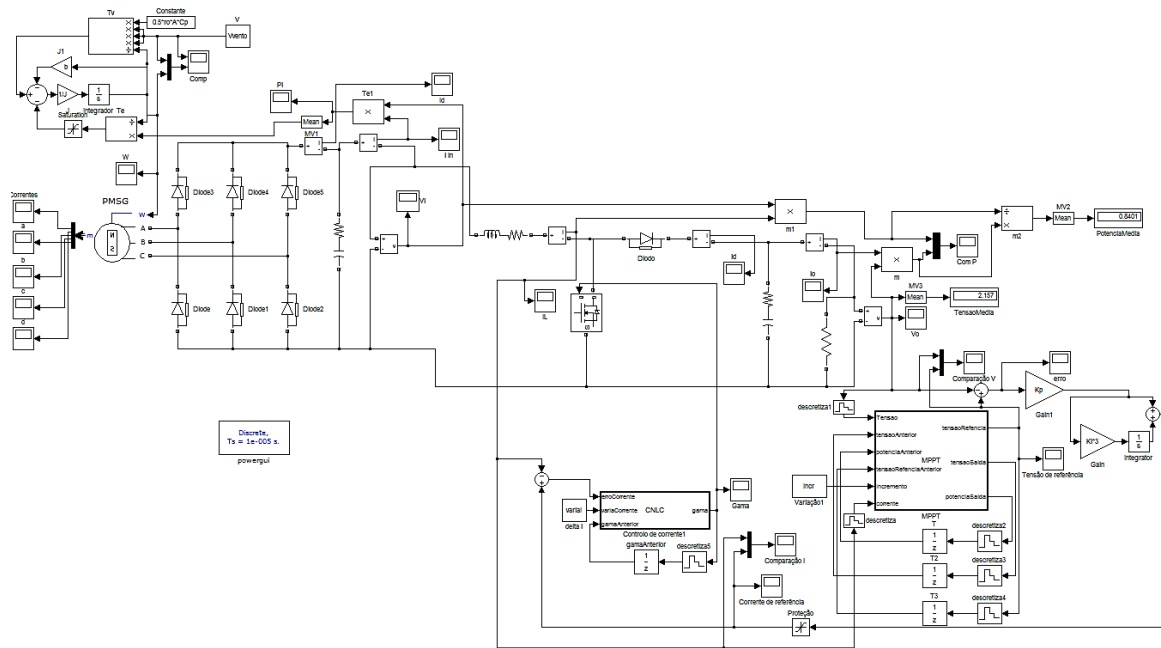
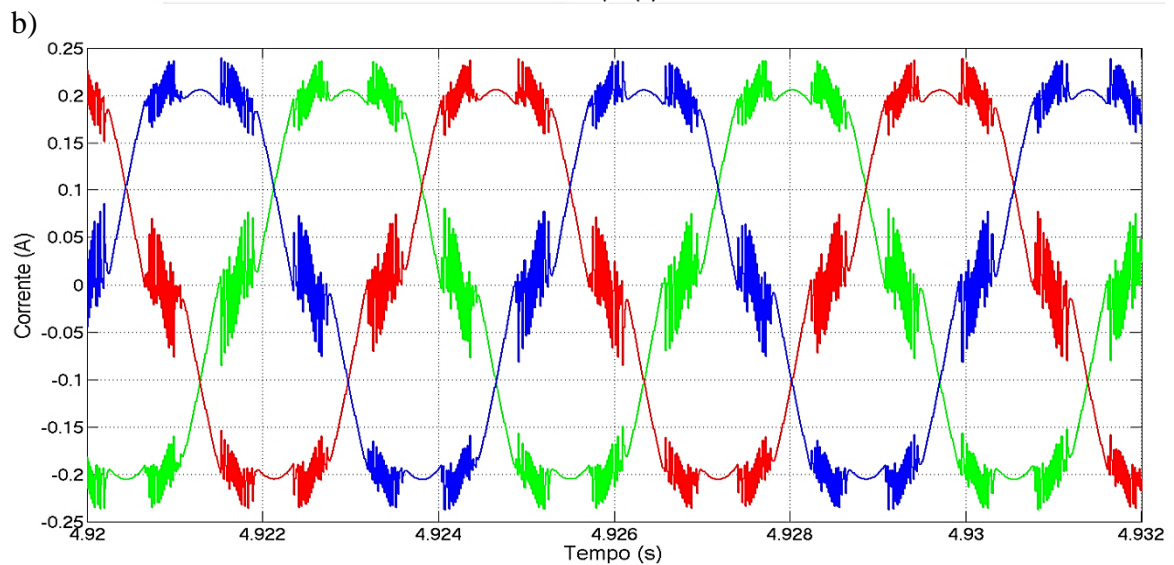
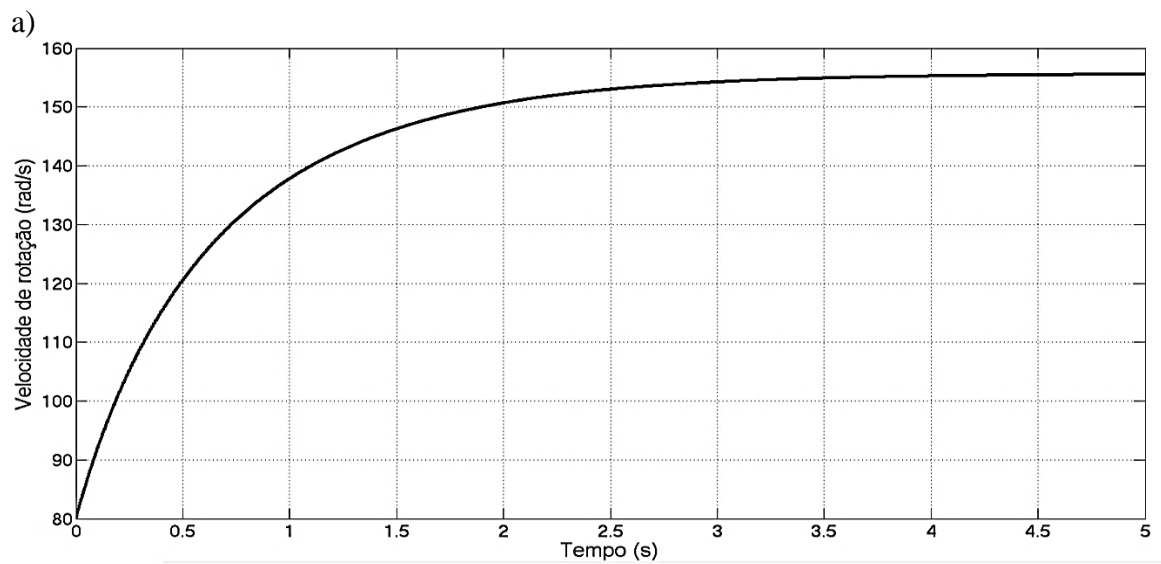
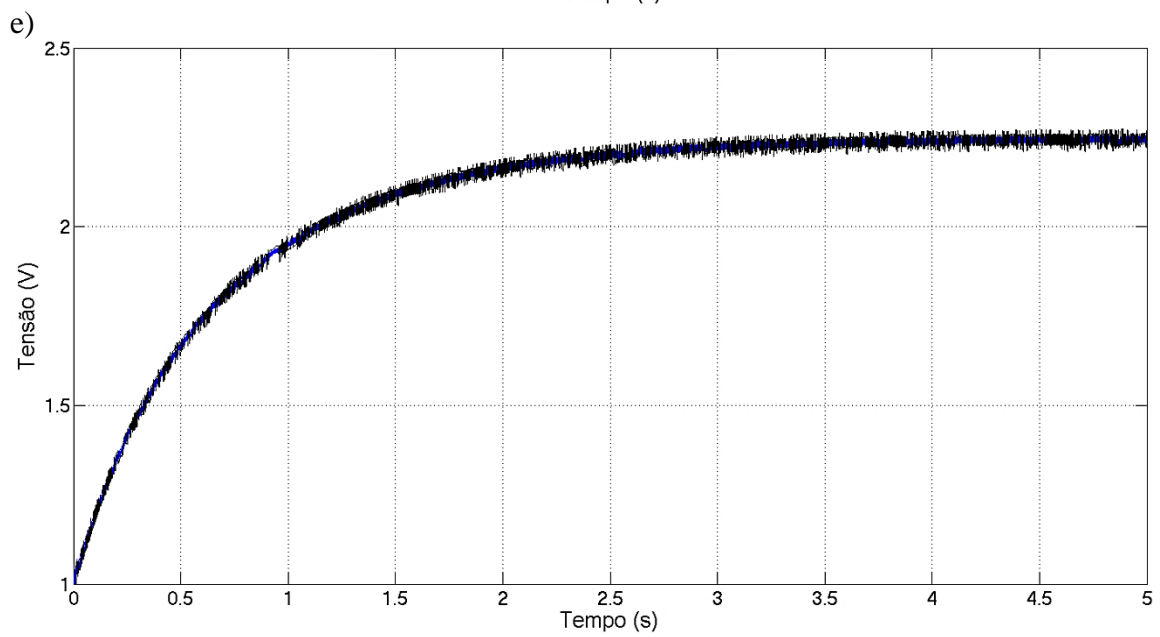
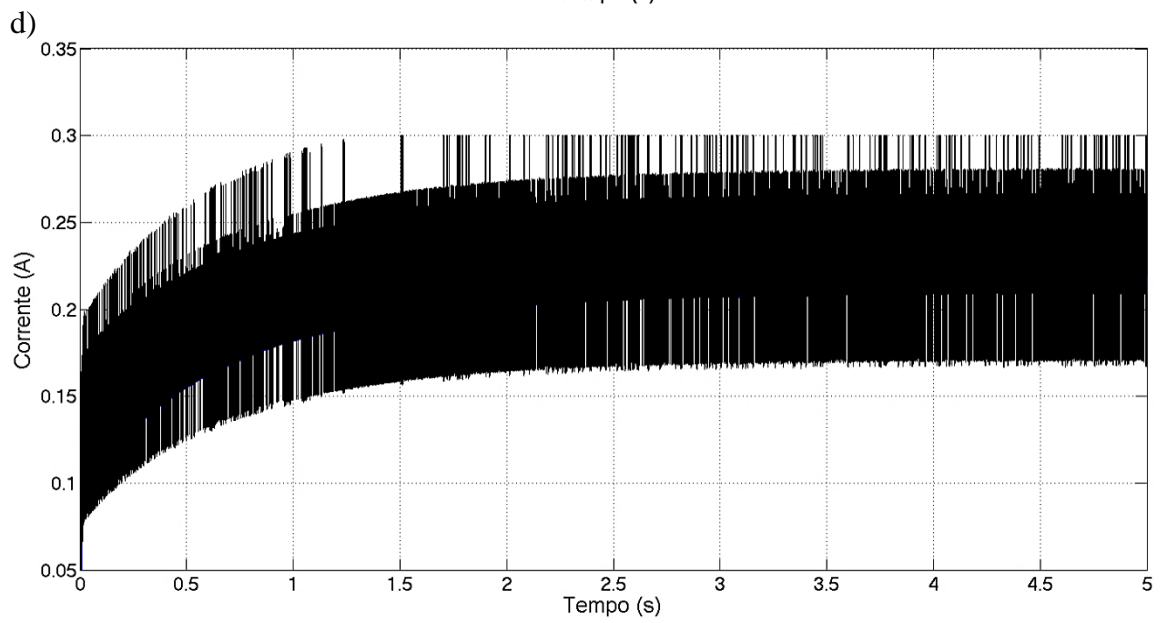
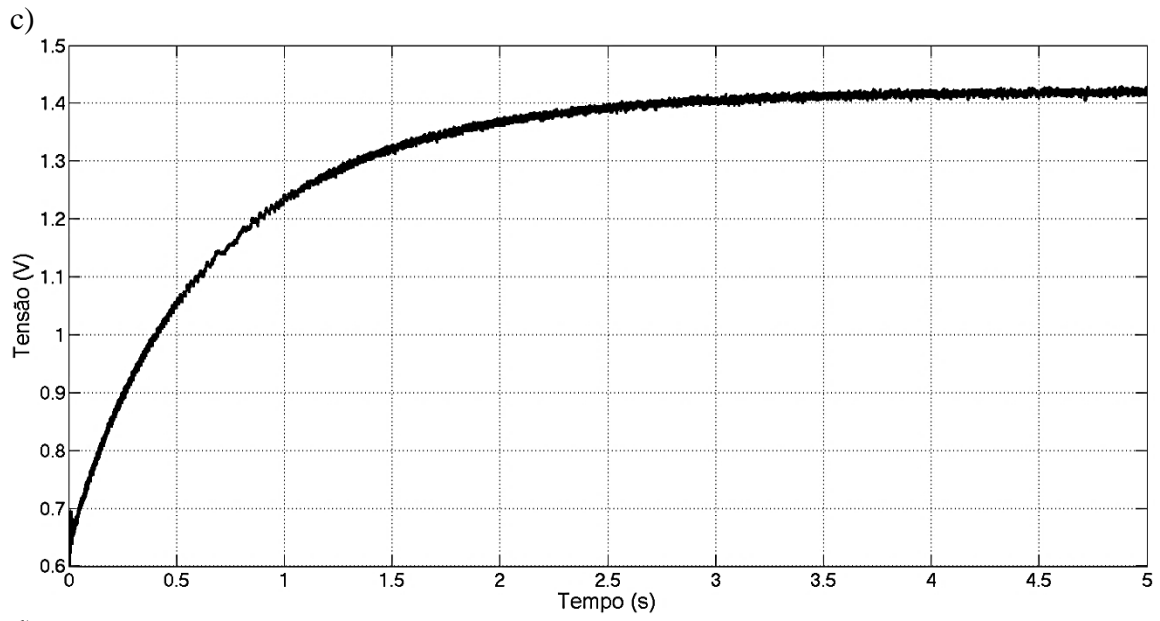


Figura F.18: Modelo que implementa o sistema completo.





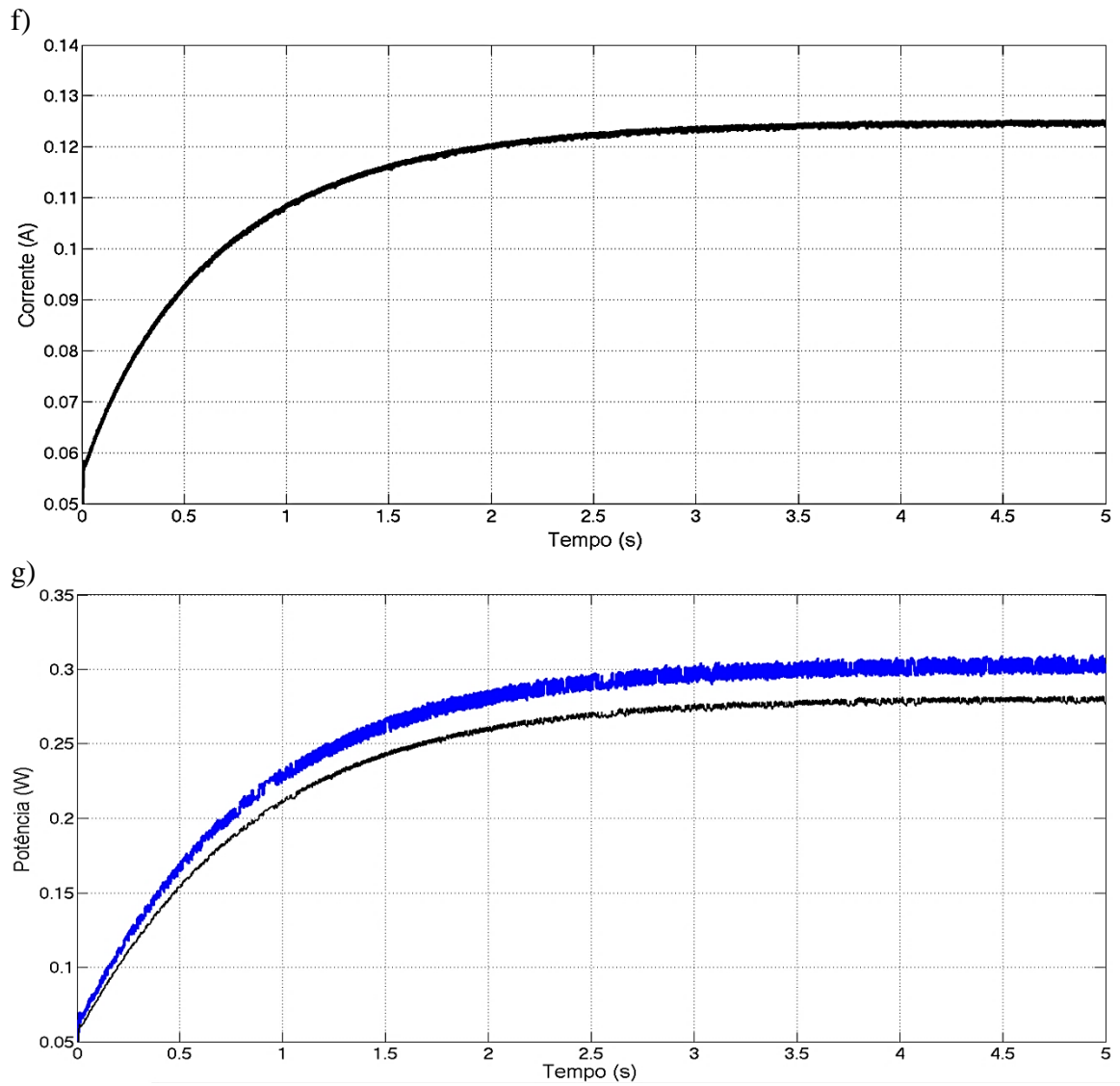
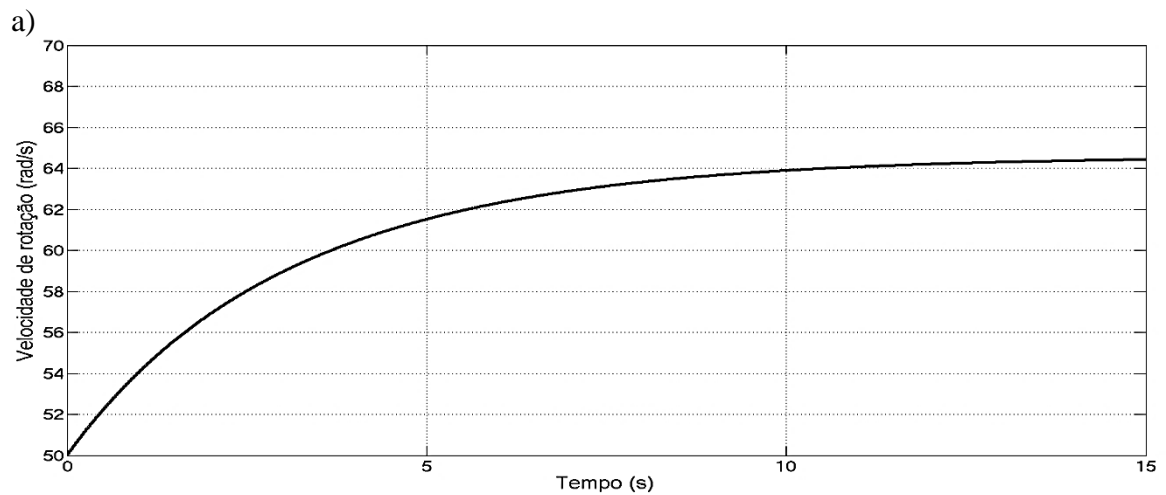
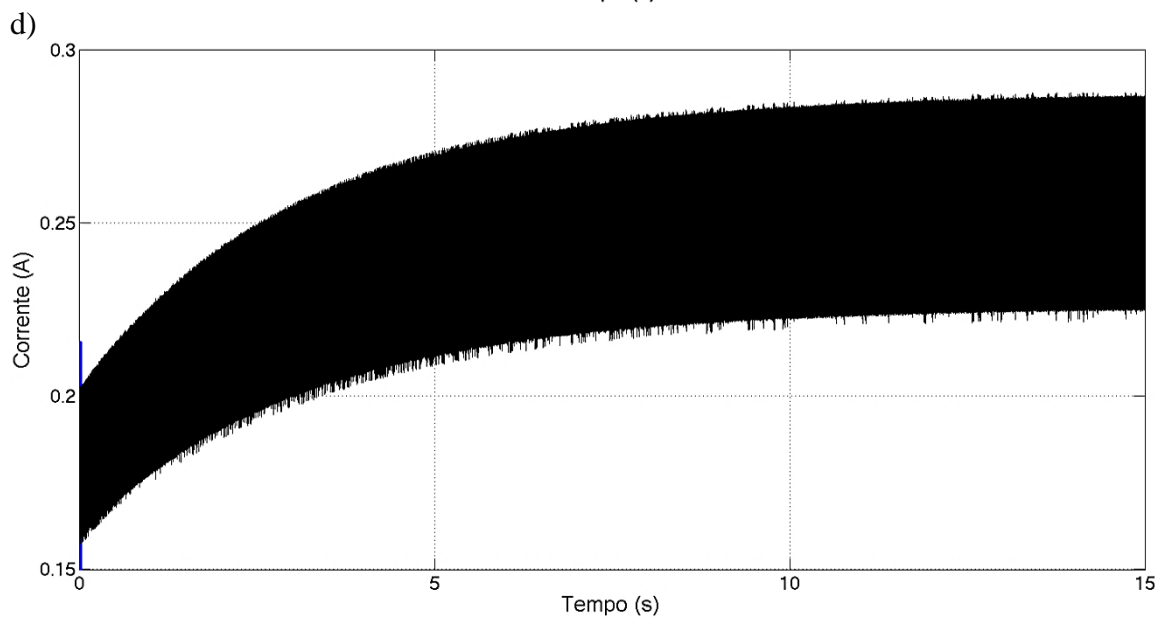
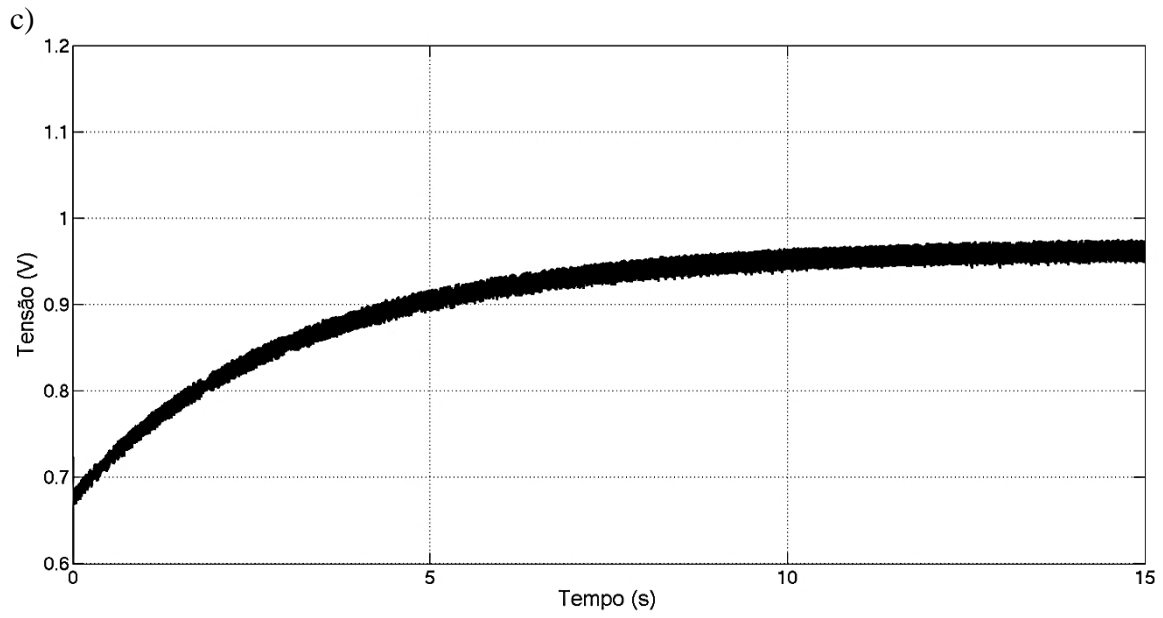
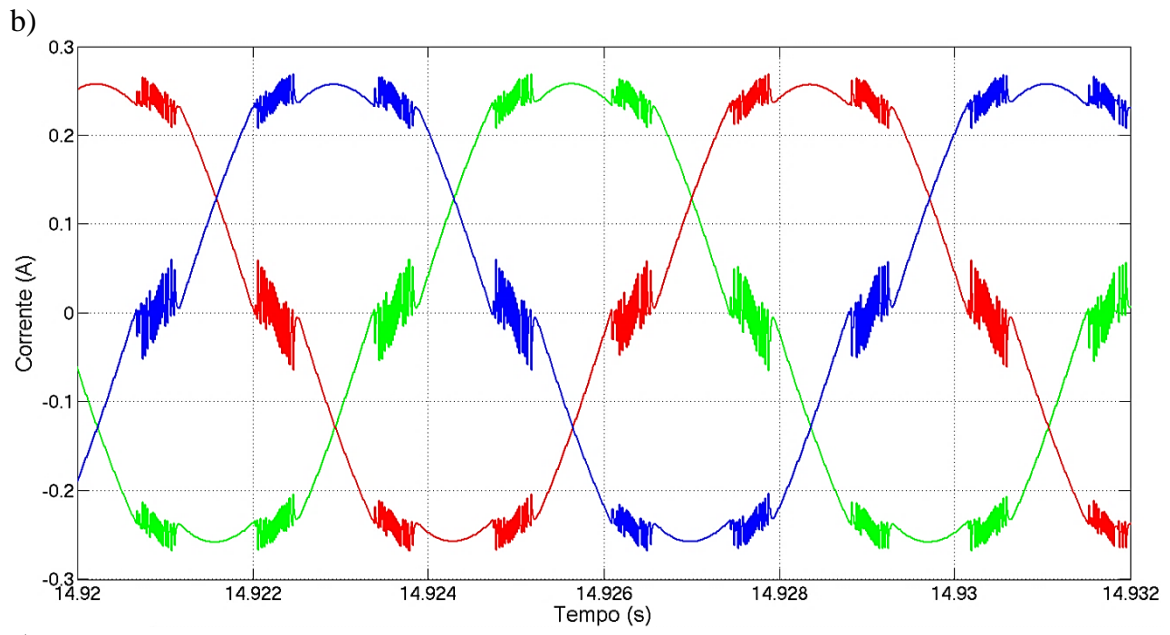


Figura F.19: Resultados da simulação do modelo completo com turbina horizontal, a) velocidade de rotação da turbina, b) correntes produzidas pelo gerador aos 4,926 s, c) tensão à entrada do conversor, d) comparação entre a corrente na bobina (azul) e a corrente de referência (preto), e) comparação entre a tensão na carga (azul) e a tensão de referência (preto), f) corrente na carga e g) comparação entre a potência à entrada do conversor (azul) e a potência na carga (preto).





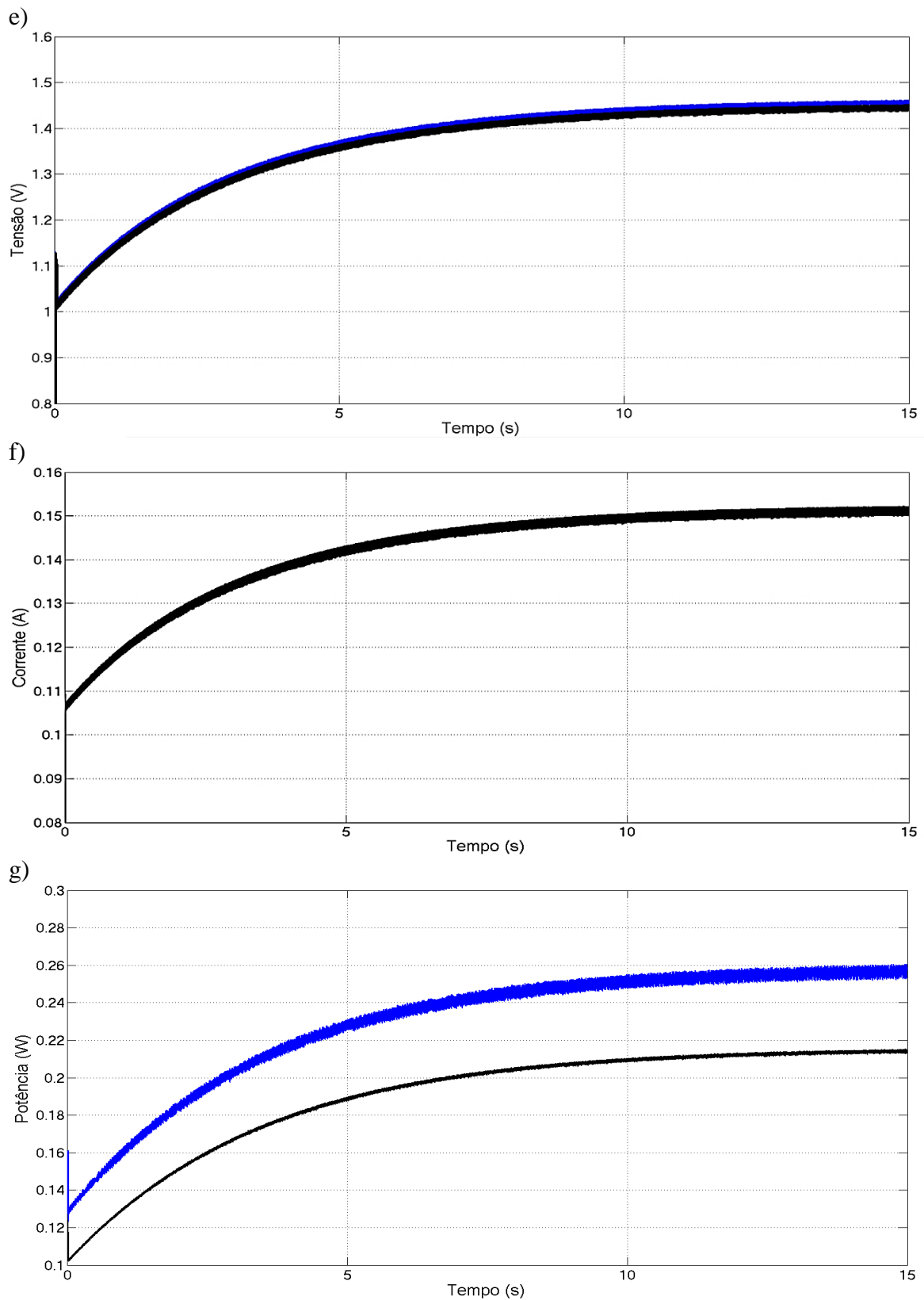


Figura F.20: Resultados da simulação do modelo completo com turbina vertical, a) velocidade de rotação da turbina, b) correntes produzidas pelo gerador aos 14,926 s, c) tensão à entrada do conversor, d) comparação entre a corrente na bobina (azul) e a corrente de referência (preto), e) comparação entre a tensão na carga (azul) e a tensão de referência (preto), f) corrente na carga e g) comparação entre a potência à entrada do conversor (azul) e a potência na carga (preto).

Ao analisar a figura F.19 a) verifica-se que a velocidade de rotação da turbina é a sensivelmente a mesma que a obtida no estudo das figuras F.5 a) e F.2 c). Também se a velocidade de rotação da figura F.20 a) é muito próxima das apresentadas nas figuras F.6 a) e F.2 d). Conclui-se assim que o modelo foi dimensionado de forma adequada.

Pela figura F.19 g) denota-se que a potência produzida pelo sistema horizontal quando ocorre a estabilização da velocidade de rotação é de 280 mW e o conversor apresenta uma eficiência de 89,85%. Já pela figura F.20 g) determina-se que a potência produzida pelo sistema vertical, na circunstância de estabilidade da velocidade de rotação da turbina, é de 213 mW, tendo o conversor uma eficiência de 82,41%. Para o modelo com a bateria em vez da carga resistiva basta usar o modelo do conversor representado na figura F.16.

Também se analisou o funcionamento dos conversores DC-DC redutor-elevador não inversor e inversor para se verificar qual é o desempenho esperado, estando o modelo do primeiro representado na figura F.21. Para o dimensionamento dos componentes deste conversor usou-se D.42 (para a bobina) e D.44 (para o condensador), estando a forma como é realizado o controlo no anexo D (procedimento semelhante ao dimensionamento do conversor redutor-elevador inversor, presente na secção 3.3.2).

Pretende-se que a tensão na saída seja de 3,8 V e que a tensão de entrada varie entre 1 e 6 V (com respetiva corrente na carga de 0,1 A e os 3 A), logo por D.41 o *duty cycle* varia entre 0,38 (redutor) e os 0,79. O modo redutor-elevador deve ser usado quando a tensão de entrada está entre os 3 V e os 4 V, com corrente na saída de 1,26 A e 1,84 A. O resumo do projeto dos componentes para os três modos de operação encontra-se na tabela F.1.

Tabela F.1: Dimensionamento dos componentes do conversor DC-DC redutor-elevador não inversor.

<i>f</i> (Hz)	Elevador			Redutor			Redutor-Elevador					
	<i>D</i>	<i>L</i> (mH)	<i>C</i> (μ F)	<i>D</i>	<i>L</i> (mH)	<i>C</i> (μ F)	<i>D</i>	<i>L</i> (mH)	<i>C</i> (μ F)	<i>D</i>	<i>L</i> (mH)	<i>C</i> (μ F)
10 K	0,79	1,6	20,8	0,38	1,29	300	0,56	1,045	185,7	0,49	1,09	237,2
<i>V_s</i> (V)	1			6			3			4		

Usou-se a frequência de comutação de 10 KHz e é necessário escolher os valores mais baixos de cada componente pelo que $L=1,6$ mH e $C=300$ μ F. No modelo implementou-se o bloco *Controlo* que indica o modo de funcionamento dos interruptores através do algoritmo

```
function [gama1, gama2] = Controlo(Vs, gama)

if (Vs > 0)
    if (Vs > 3)
        if (Vs > 4)
            if (Vs > 6)
                gama1 = 0;
                gama2 = 1;
            else
                gama1 = gama;
                gama2 = 0;
            end
        end
    end
end
```

```

        end
    else
        gama1 = gama;
        gama2 = gama;
    end
else
    gama1 = 1;
    gama2 = gama;
end
else
    gama1 = 0;
    gama2 = 1;
end
end

```

Considerou-se que a possível existência de 2 cargas puramente resistivas, ambas alimentadas a 3,8 V mas uma necessita de uma corrente de 0,1 A e outra de 0,03 A pelo que usando a lei de *Ohm* os seus valores são, respetivamente, 38 e 127 Ω . O bloco *Escolha* permite ajustar os valores dos compensadores e o limite máximo acima do qual o MPPT não deve aumentar a tensão da carga e implementa o algoritmo

```

function [MKp, MKi, Maximo] = Escolha (Vs)

if (Vs < 3)
    MKp = -1;
    MKi = 0.05;
elseif (Vs >= 3 && Vs < 4)
    MKp = -1;
    MKi = 0.05;
Else
    MKp = 1;
    MKi = 0.05;
End
Maximo = 4.3;

```

Multiplicou-se os componentes integral e proposicional, respetivamente, por 0,01 e 0,05 para ajustar o tempo de resposta do conversor de forma a evitar as oscilações criadas pelas rápidas transições.

Para as cargas de 38 e 127 Ω multiplicou-se a componente integral, respetivamente, por 0,01 e 0,05 para aumentar o tempo de resposta do conversor de forma a evitar as oscilações criadas pelas rápidas transições.

Na figura F.22 encontram-se os resultados obtidos para a simulação do modelo do conversor redutor-elevador não inversor, estando a tensão da fonte a variar de modo a possibilitar a transição pelos modos de funcionamento. Acrescentou-se à carga resistiva uma bateria de forma a verificar se o sistema é capaz de simultaneamente carregar a bateria e alimentar a carga.

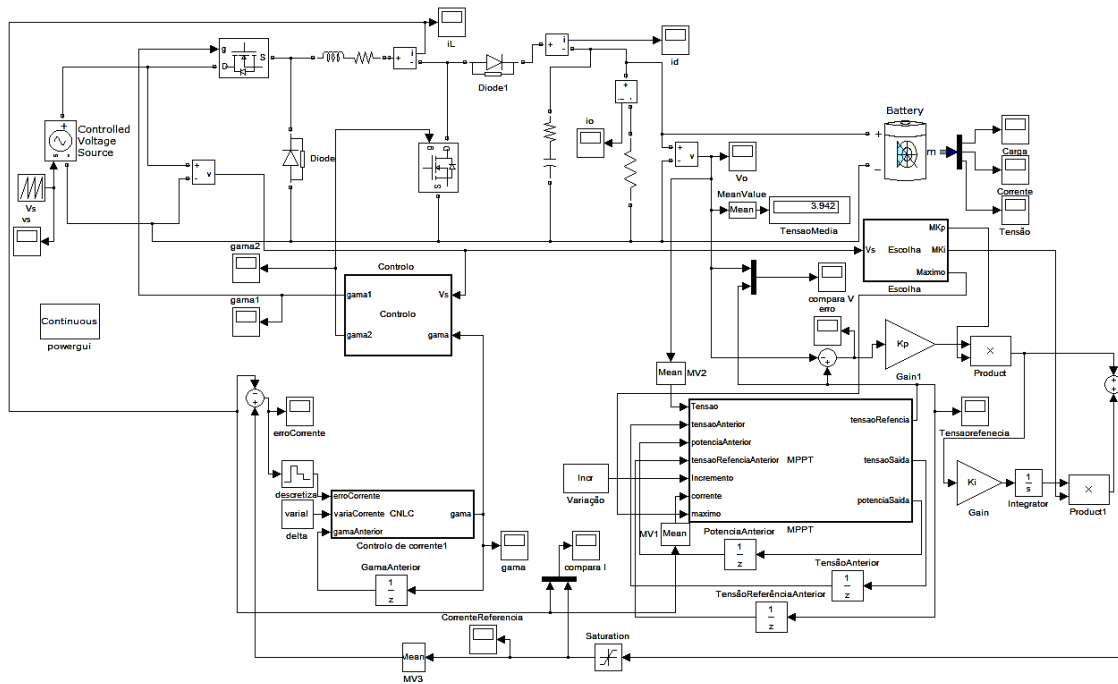
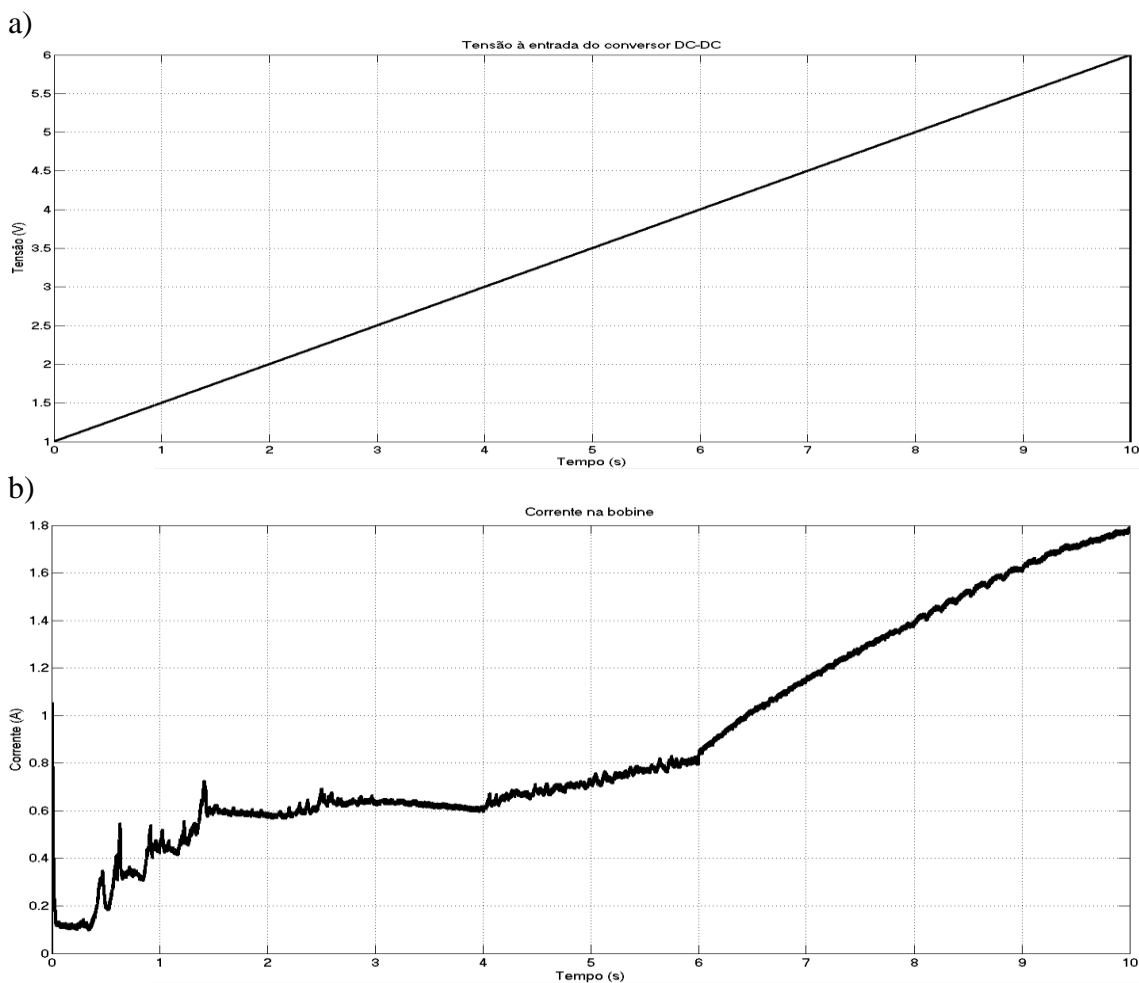
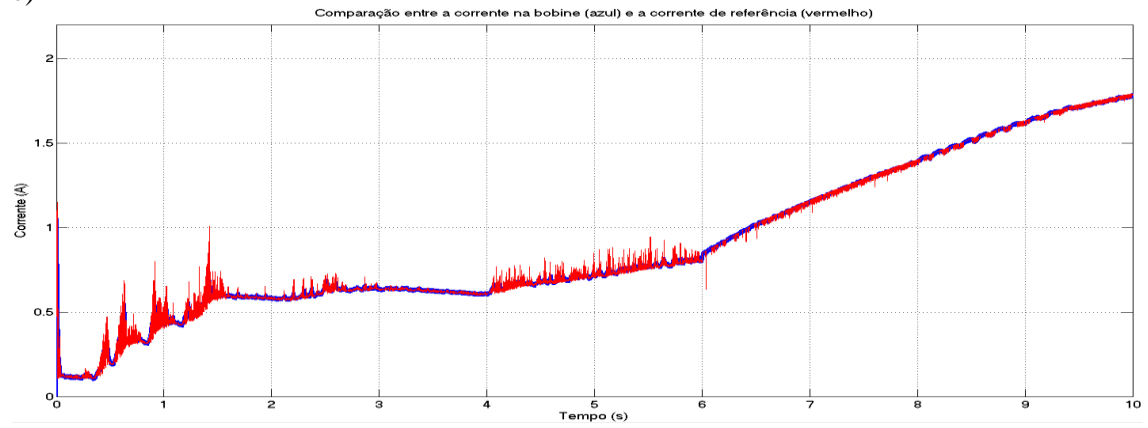


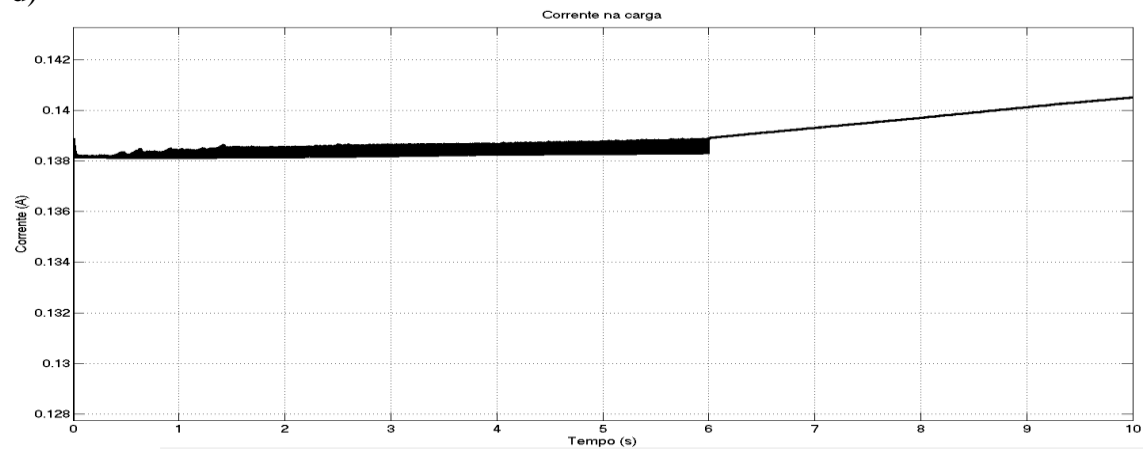
Figura F.21: Modelo para simulação do Conversor DC-DC Redutor-Elevador não inversor.



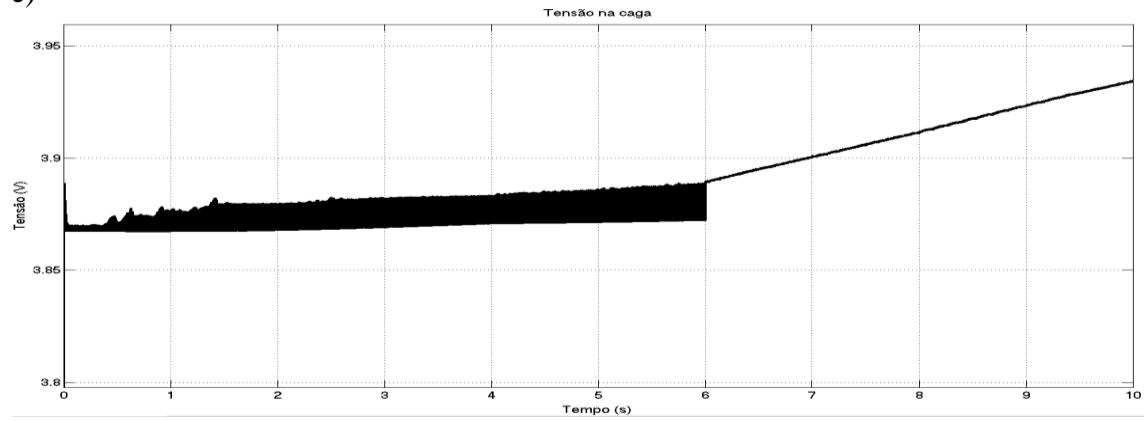
c)



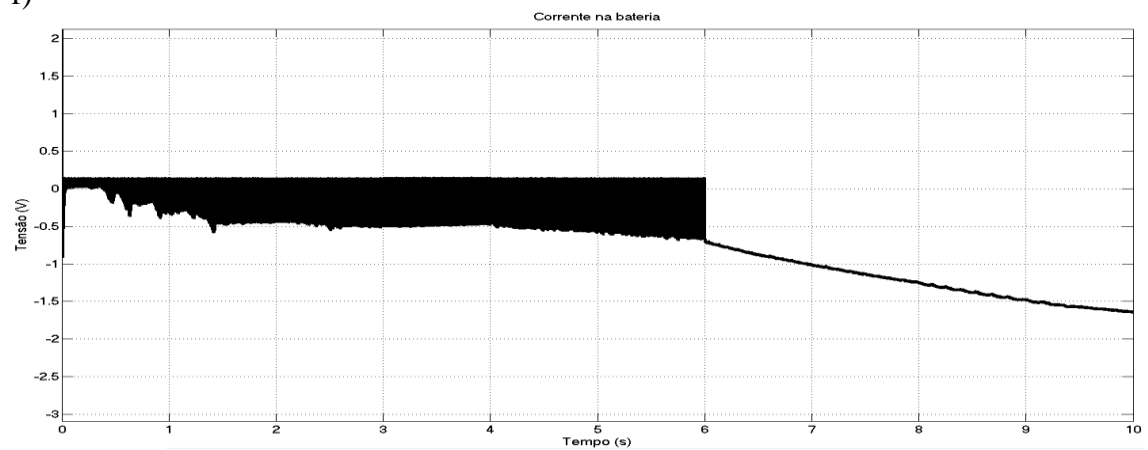
d)



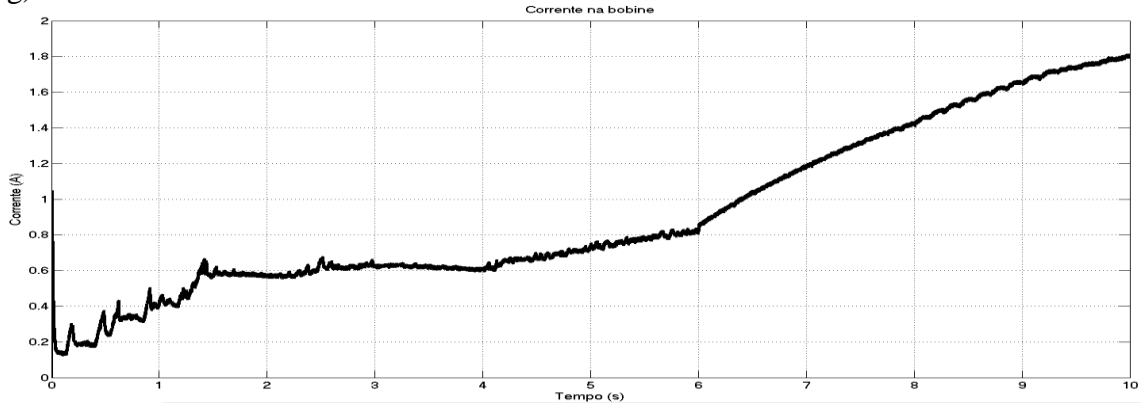
e)



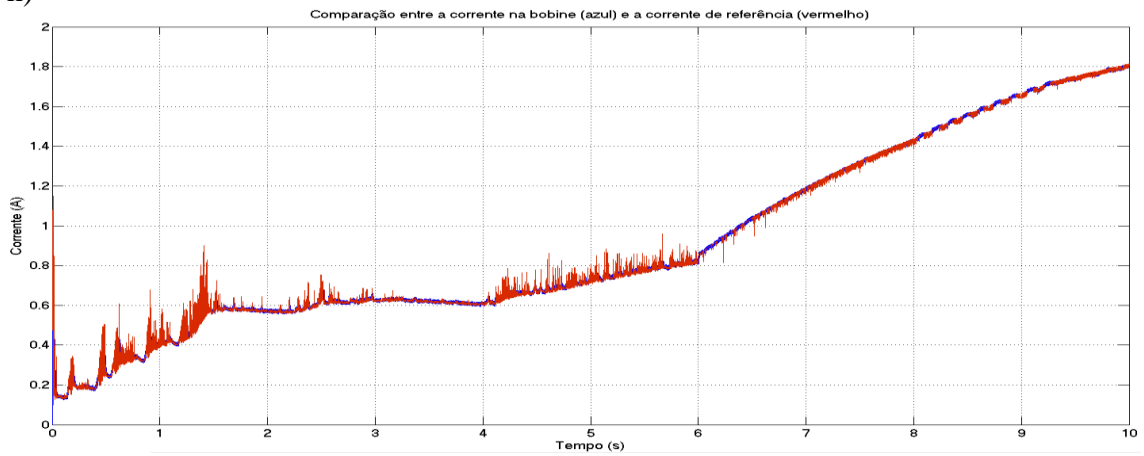
f)



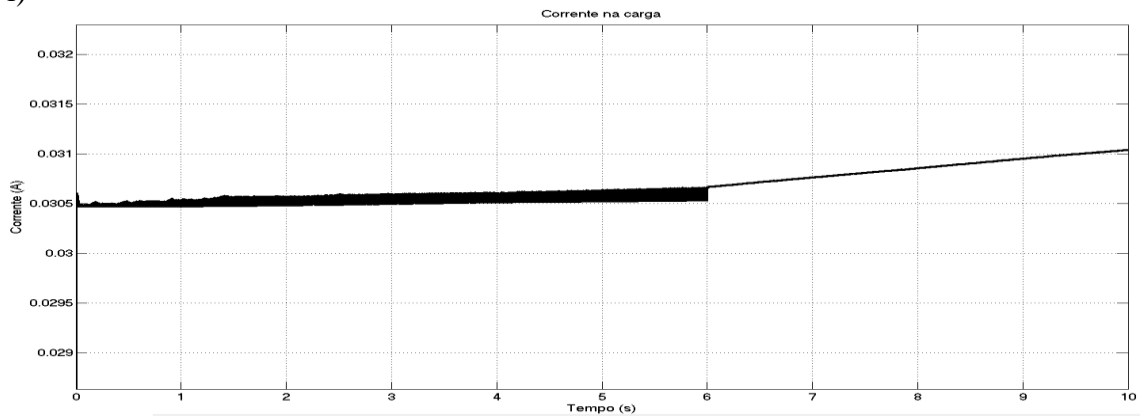
g)



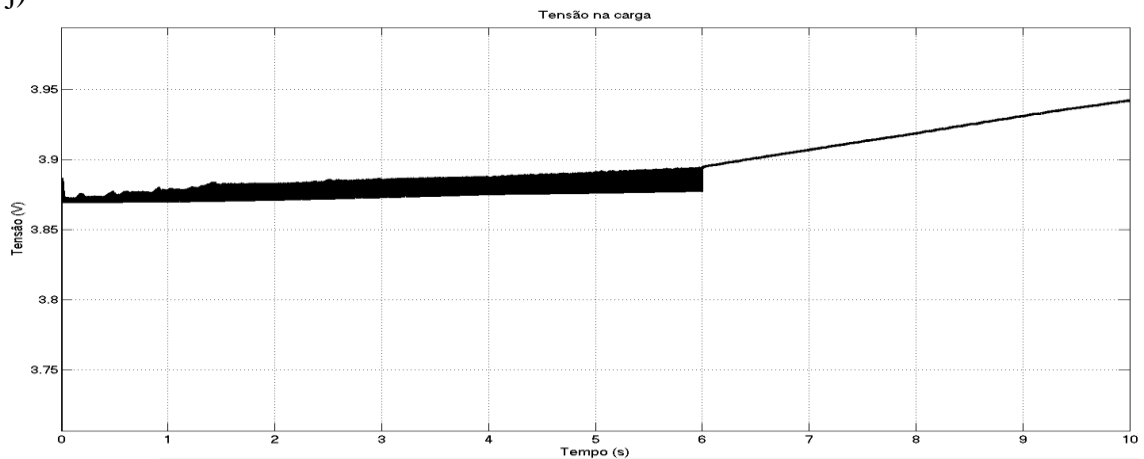
h)



i)



j)



k)

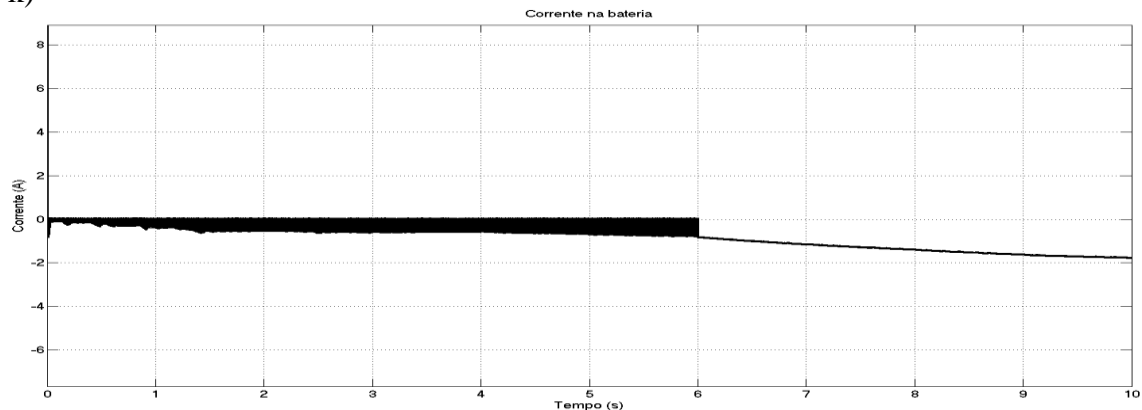


Figura F.22: Simulação do conversor DC-DC Redutor-Elevador inversor, a) variação da tensão à entrada do conversor, para a carga de 38Ω , b) corrente na bobina, c) comparação entre a corrente na bobina (azul) e a corrente de referência (vermelho), d) corrente na carga, e) tensão na carga, f) corrente na bateria, para a carga de 127Ω , g) corrente na bobina, h) comparação entre a corrente na bobina (azul) e a corrente de referência (vermelho), i) corrente na carga, j) tensão na carga, k) corrente na bateria.

Analisando as figuras F.22 b) e g) verifica-se que a corrente na bobina aumenta com o aumento da tensão de entrada para ambas as cargas. No modo elevador (entre os 0 e os 4 s) a corrente máxima ocorre em torno dos 0,6 A e no modo redutor-elevador (entre os 4 e os 6 s) aumenta para 0,8 A. Todavia no modo redutor (entre os 6 e os 10 s) é gerado um grande aumento, sendo obtido o valor máximo de 1,8 A, sendo tal devido à fonte de tensão ser ideal e poder fornecer a corrente desejada. Verificando as figuras F.22 c) e h) denota-se que a corrente na bobina segue exatamente a corrente de referência, demonstrando o bom funcionamento do sistema de controlo.

Pela figura F.22 d) determina-se que a corrente na carga está acima do valor desejado (0,1 A) para a carga de 38Ω . Já para a carga de 127Ω observa-se pela figura F.22 i) que a corrente está de acordo com o valor pretendido (0,03 A). Analisando as figuras F.22 e) e j) conclui-se que a tensão na carga possui sensivelmente o valor desejado (3,8 V). Contudo tanto a corrente como a tensão sofrem uma elevação quando o conversor passa para o modo redutor devido ao aumento da corrente na bobina. Analisando as figuras F.22 f) e k) conclui-se que a bateria está a ser carregada uma vez que a corrente possui o sinal negativo, ou seja, está a entrar para a bateria.

Na figura F.23 apresenta-se o modelo do conversor redutor-elevador inversor, com carga resistiva e bateria. O projeto dos componentes que o constituem encontra-se na secção 3.3.2. neste modelo o bloco *Escolha* implementa a função

```
function [MKp, MKi] = Escolha (Vs)
```

```
MKp = -0.05;
```

```
MKi = 0.01;
```

sendo a componente proporcional multiplicada por -0,05 e a componente integral por 0,01 de forma a ajustar o tempo de resposta do conversor. Efetuou-se a simulação do

comportamento do conversor para uma tensão de entrada que varia entre 1 e 6 V ao longo de 10 s, estando os resultados representados na figura F.24.

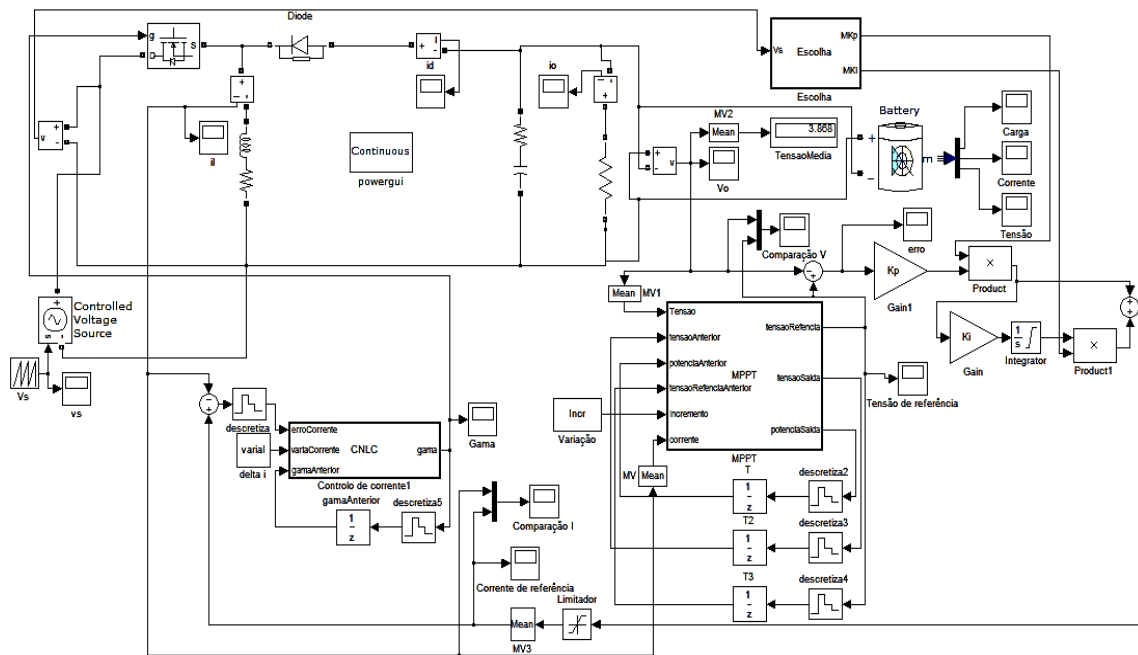
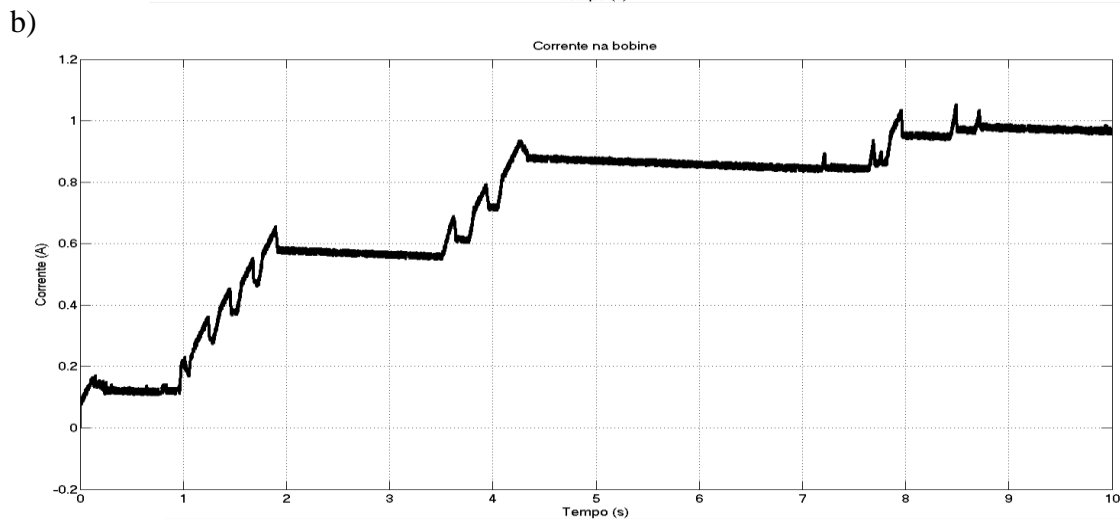
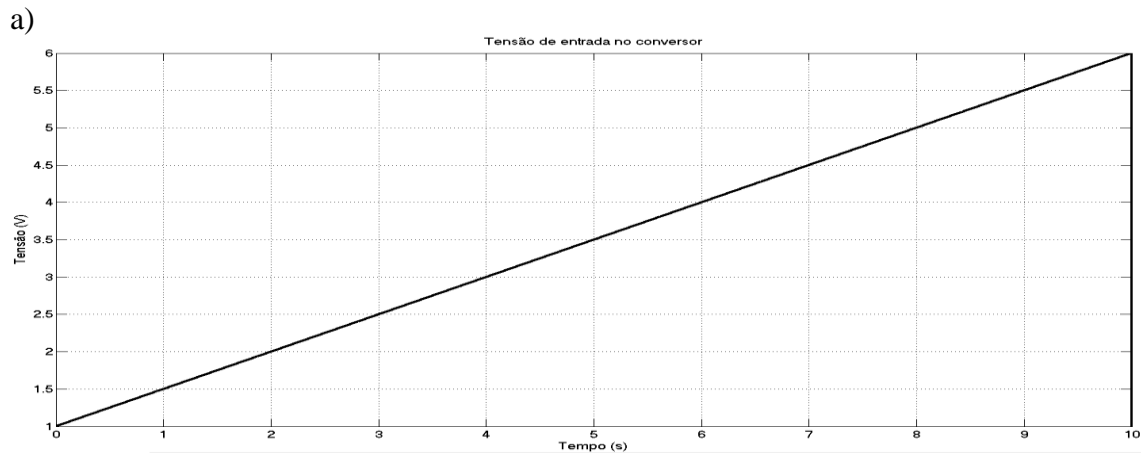
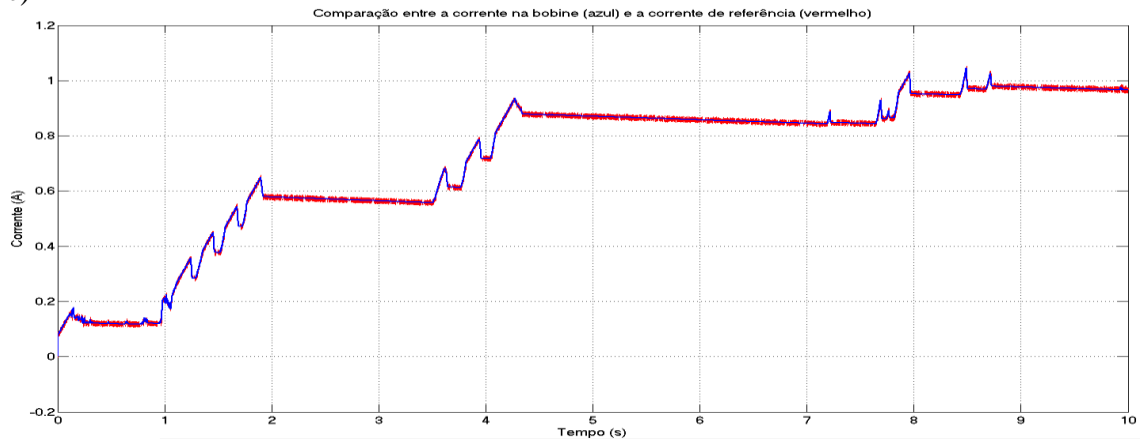


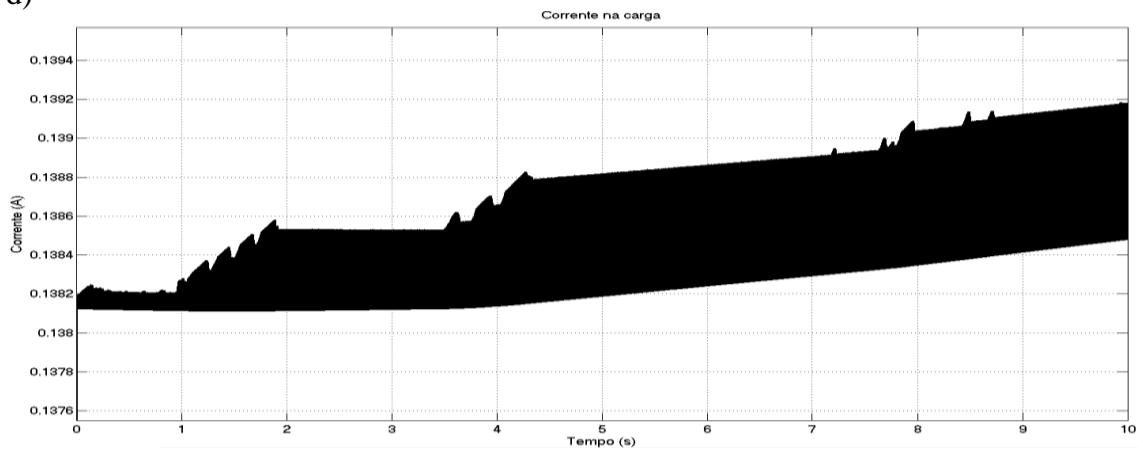
Figura F.23: Modelo para simulação do Conversor DC-DC Redutor-Elevador inversor.



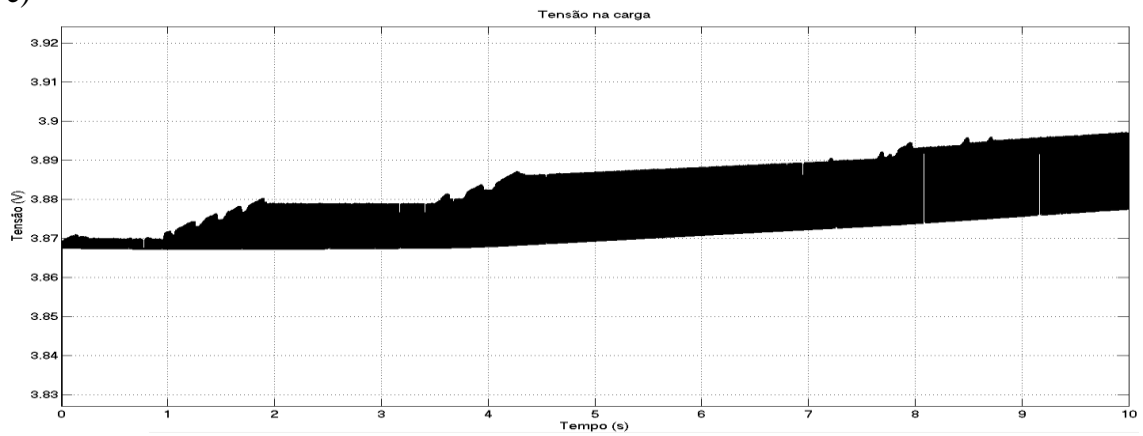
c)



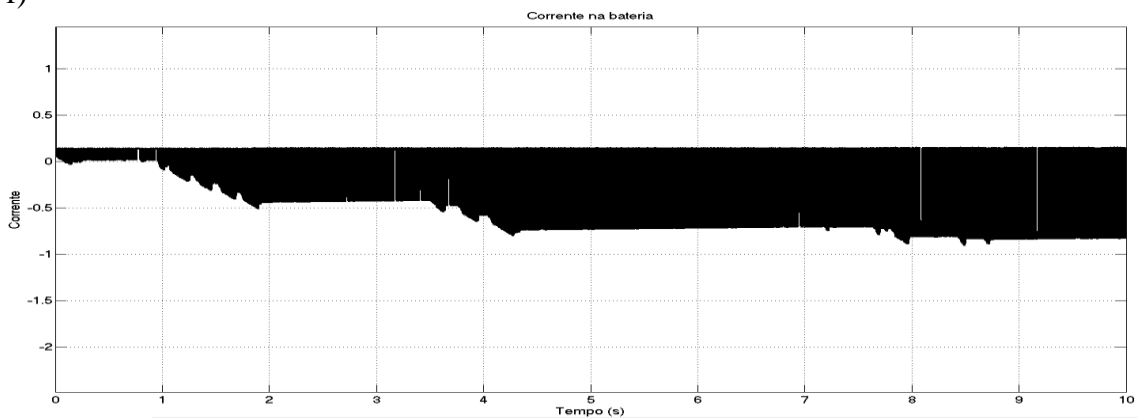
d)



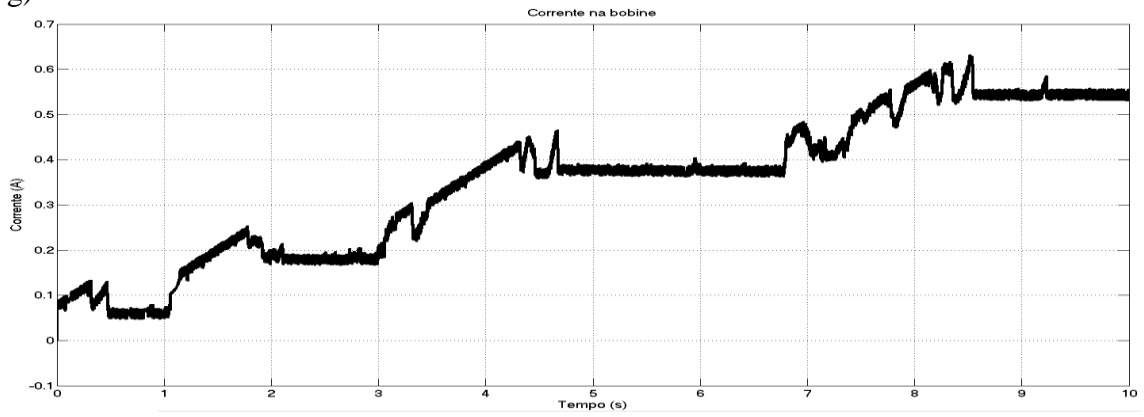
e)



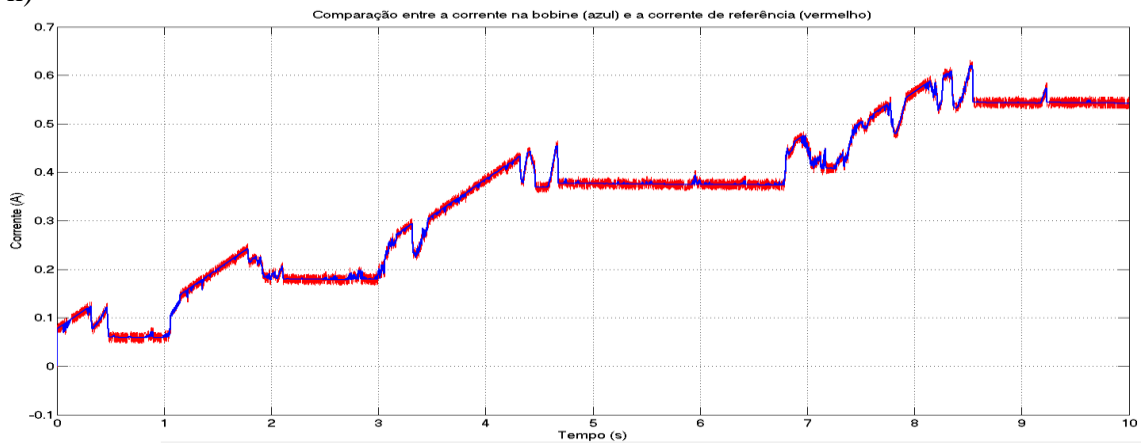
f)



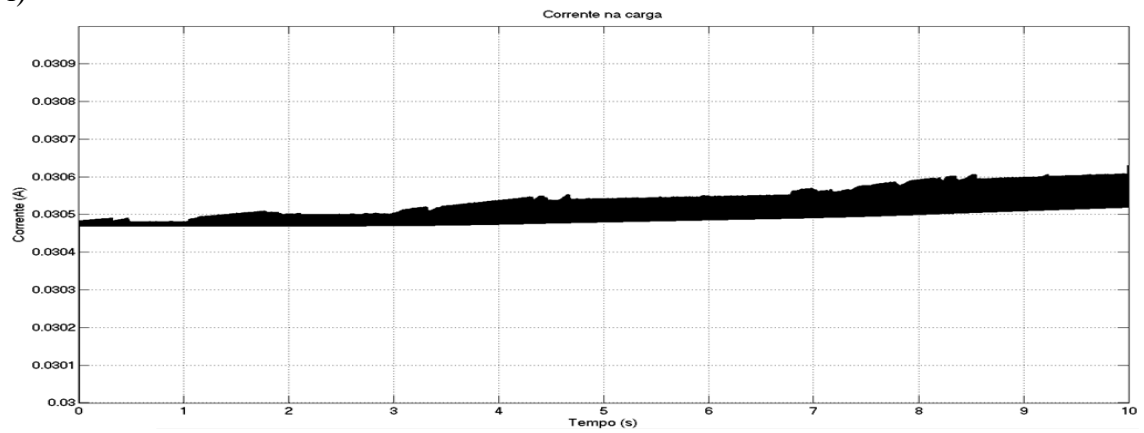
g)



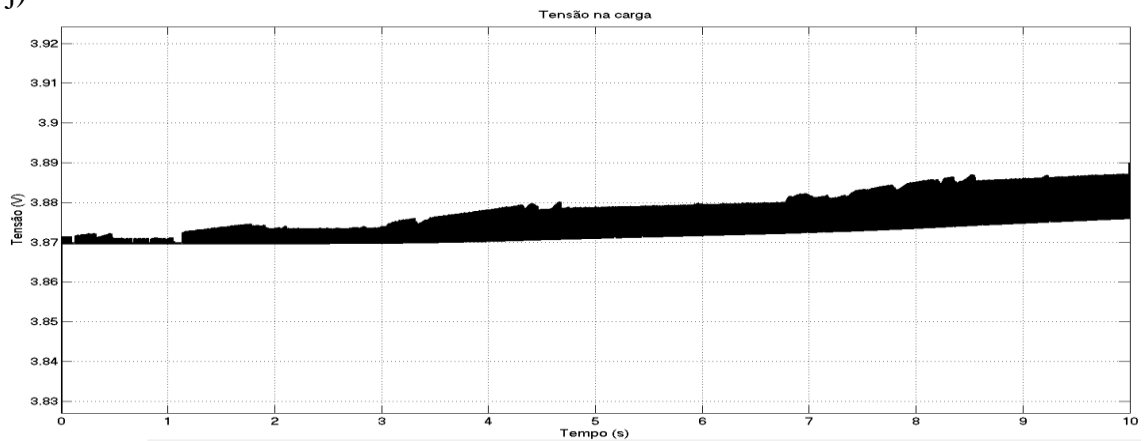
h)



i)



j)



k)

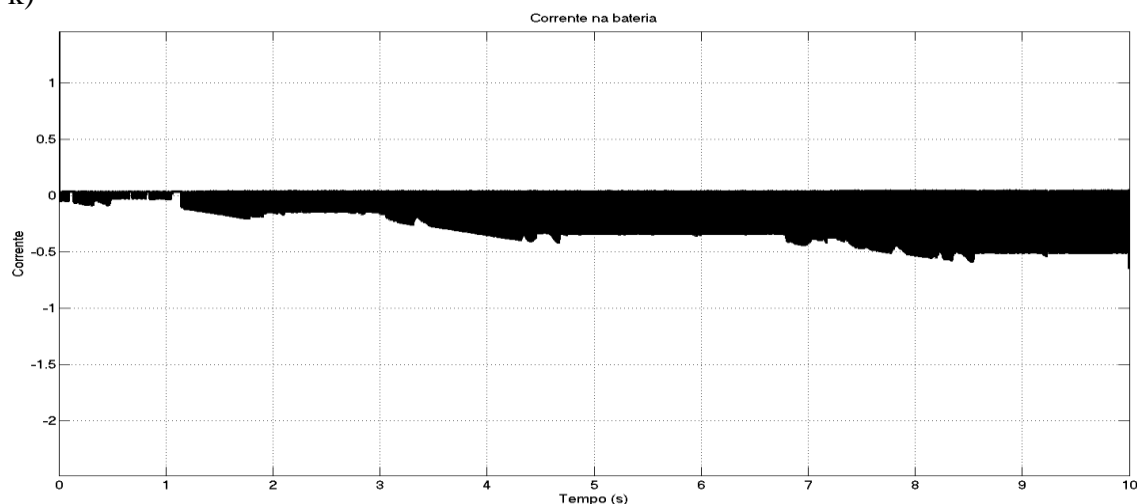


Figura F.24: Simulação do conversor DC-DC Redutor-Elevador inversor, a) variação da tensão de entrada, para a carga de 38Ω , b) corrente na bobina, c) comparação entre a corrente na bobina (azul) e a corrente de referência (azul), d) corrente na carga, e) tensão na carga, f) corrente na bateria, para a carga de 127Ω , g) corrente na bobina, h) comparação entre a corrente na bobina (azul) e a corrente de referência (azul), i) corrente na carga, j) tensão na carga, k) corrente na bateria

Verifica-se pelas figuras F.24 b) e g) que a corrente na bobina aumenta conforme o incremento da tensão de entrada, sendo a corrente superior no caso em que a carga é de 38Ω uma vez que a carga exige uma potência superior.

Também se observa que o incremento não é linear mas sim em escada, sendo tal devido ao funcionamento do MPPT que só aumenta a tensão de referência quando tal implicar um aumento efetivo da potência. Também pelas figuras F.24 c) e h) determina-se que o sistema de controlo está a controlar de forma adequada uma vez que a corrente da bobina segue efetivamente a corrente de referência.

Analisando as figuras F.24 d) e i) verifica-se que a corrente fornecida à carga não sofre oscilações significativas tendo esta o valor pretendido para a carga de 127Ω (30 mA). Já para a carga de 38Ω o seu valor é ligeiramente superior (pretendia-se 0,1 A). Nas figuras F.24 e) e j) determina-se que a tensão na carga é constante e tem o valor pretendido (3,8 V). Estudando as figuras F.24 f) e k) conclui-se que a bateria está a ser carregada uma vez que a corrente é negativa logo esta está a entrar para a bateria.

Comparando os sistemas verifica-se que o sistema não inversor possui a vantagem de não alterar a polaridade da tensão na saída, face à entrada mas necessita usar mais um interruptor e mais um diodo o que aumenta as perdas em relação ao sistema inversor. Também se apurou que o sistema não inversor permite passar por 3 modos de funcionamento, todavia a transição entre os modos pode gerar alguma instabilidade.

O sistema inversor apenas funciona no modo redutor-elevador e é necessário ligar os terminais da carga e da bateria de forma invertida, todavia é mais estável e mais simples pois não necessita de controlar os dois interruptores, evitando a ocorrência de falhas por falta de sincronismo.

Anexo G

Anexo referente à análise complementar dos resultados experimentais obtidos.

Nas figuras G.1, G.2, G.3, G.4 e G.5 apresenta-se os resultados obtidos, no túnel de vento, relativamente à análise da variação do valor de C_p , das turbinas analisadas, em função da velocidade do vento.

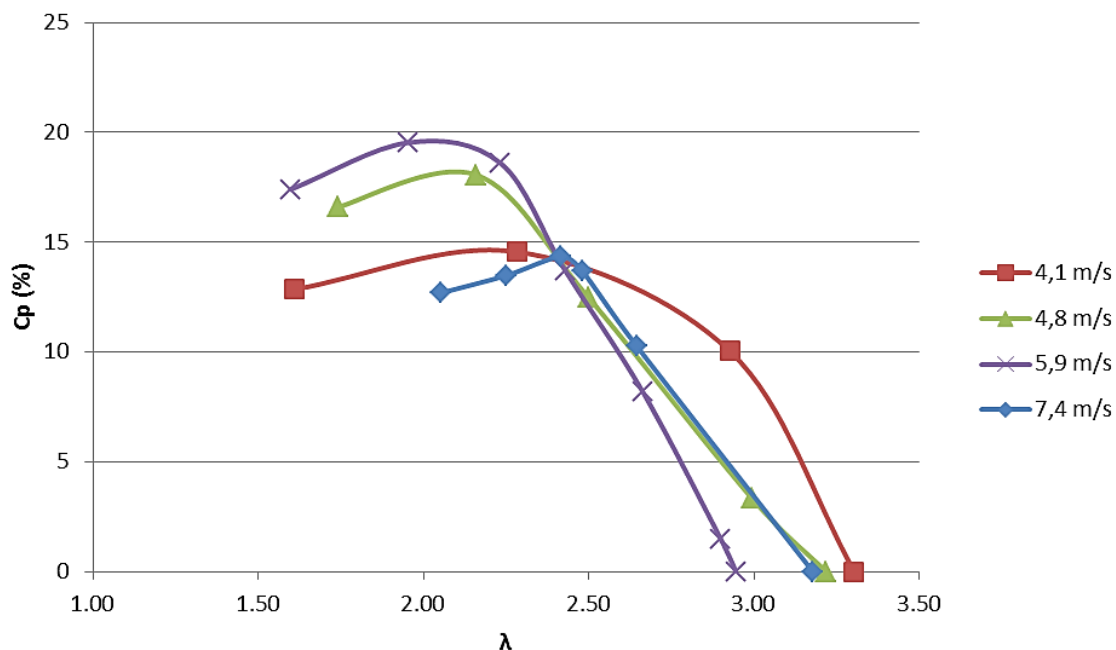


Figura G.1: Relação entre λ e C_p para várias velocidades de vento do sistema horizontal com 3 pás de 5 cm.

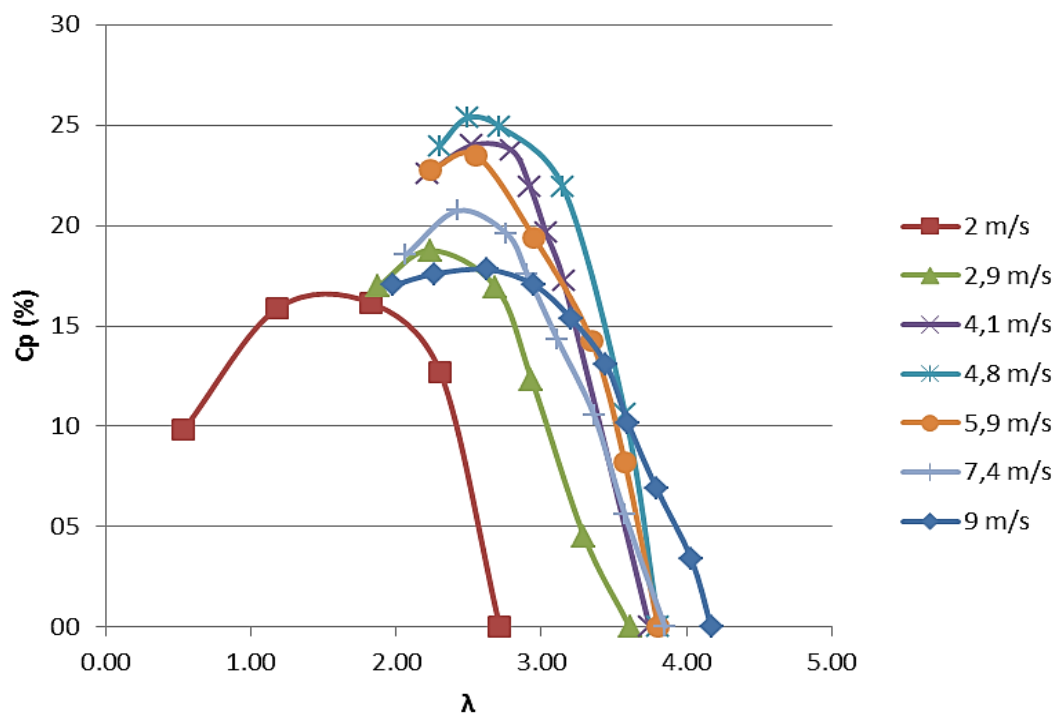


Figura G.2: Relação entre λ e C_p para várias velocidades de vento do sistema horizontal com 3 pás de 7,5 cm.

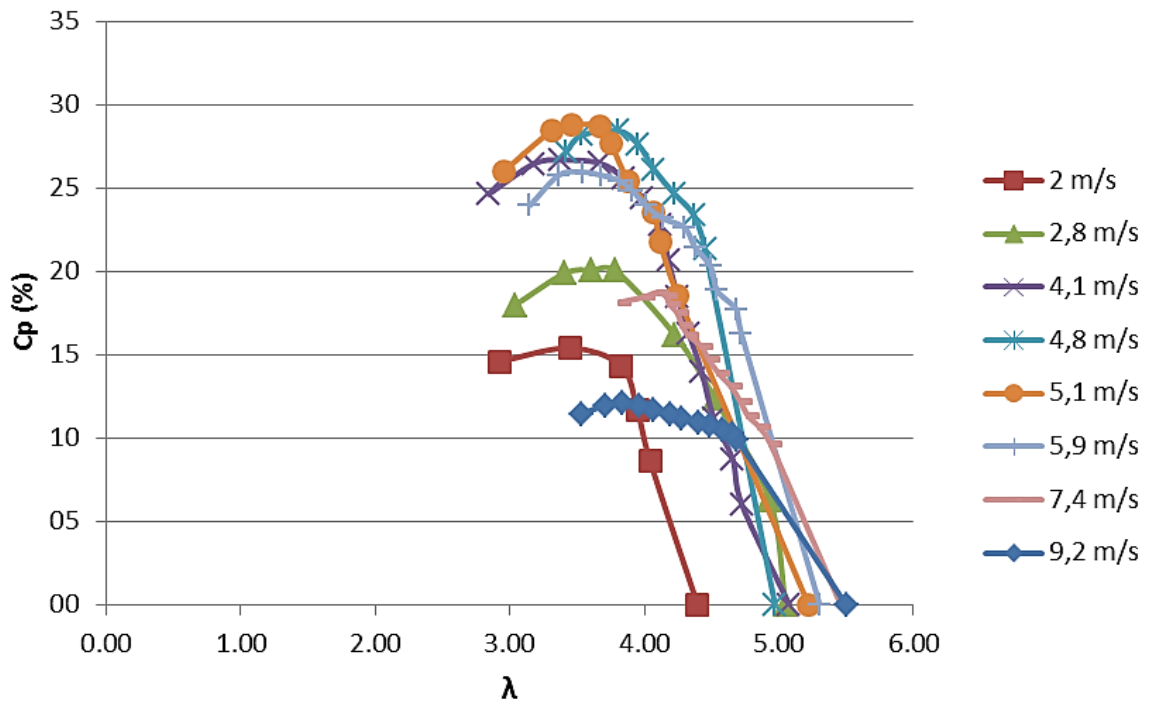


Figura G.3: Relação entre λ e C_p para várias velocidades de vento do sistema horizontal com 3 pás de 15 cm.

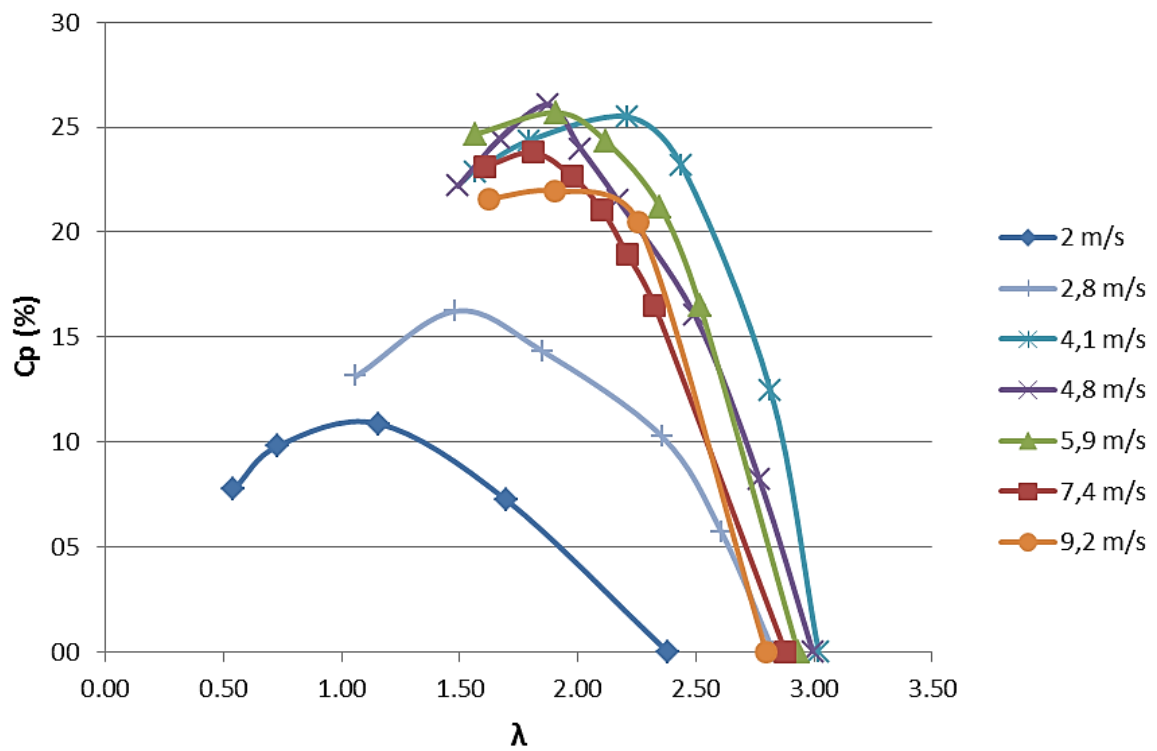


Figura G.4: Relação entre λ e C_p para várias velocidades de vento do sistema horizontal com 6 pás de 7,5 cm.

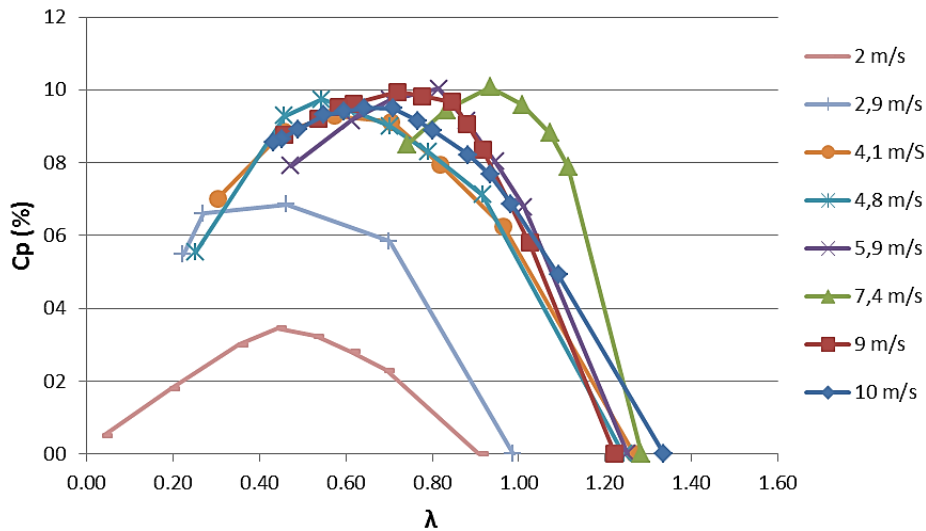


Figura G.5: Relação entre λ e C_p para várias velocidades de vento do sistema vertical.

Continuamente pretende-se efetuar uma análise aos dados experimentais dos sistemas de eixo horizontal e vertical, com conversor elevador. Na figura G.6 apresenta-se a variação da corrente em função da tensão produzida, para várias velocidades de vento. Já na figura G.7 apresenta-se a mesma análise mas para os sistemas sem conversor.

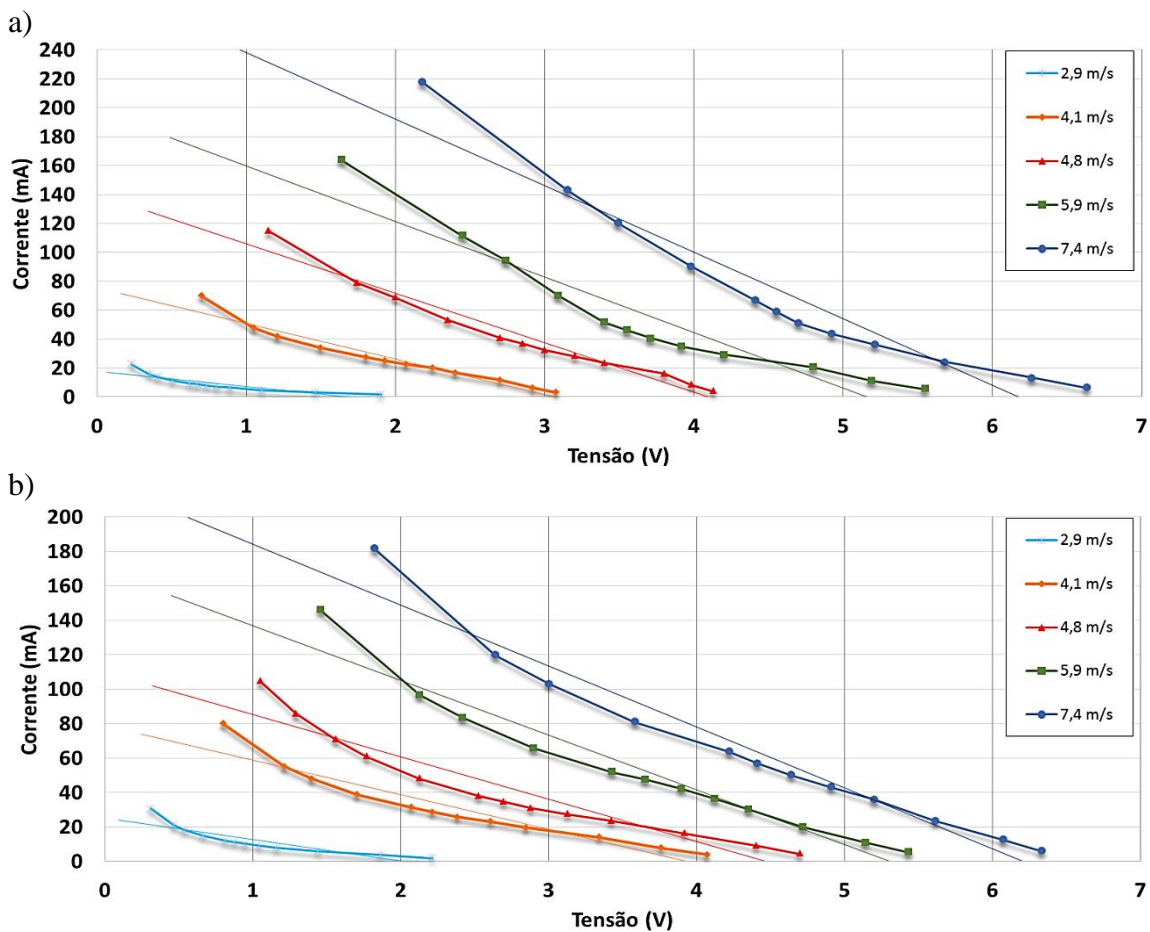


Figura G.6: Variação da corrente em função da tensão produzida com conversor elevador, para várias velocidades de vento, dos sistemas de eixo a) horizontal e b) vertical.

Pela análise às figuras G.6 e G.7 verifica-se que os sistemas vertical e horizontal, apresentam o comportamento de uma fonte de tensão e que o uso do conversor diminui a linearidade da relação tensão-corrente e provoca a diminuição do declive das reatas, devido à diminuição da corrente e aumento da tensão. Pela figura G.6 a) denota-se que o gerador do sistema de eixo horizontal tem um comportamento mais linear que o vertical, figura b), para ventos inferiores a 6 m/s. Acima destes o sistema vertical é mais linear.

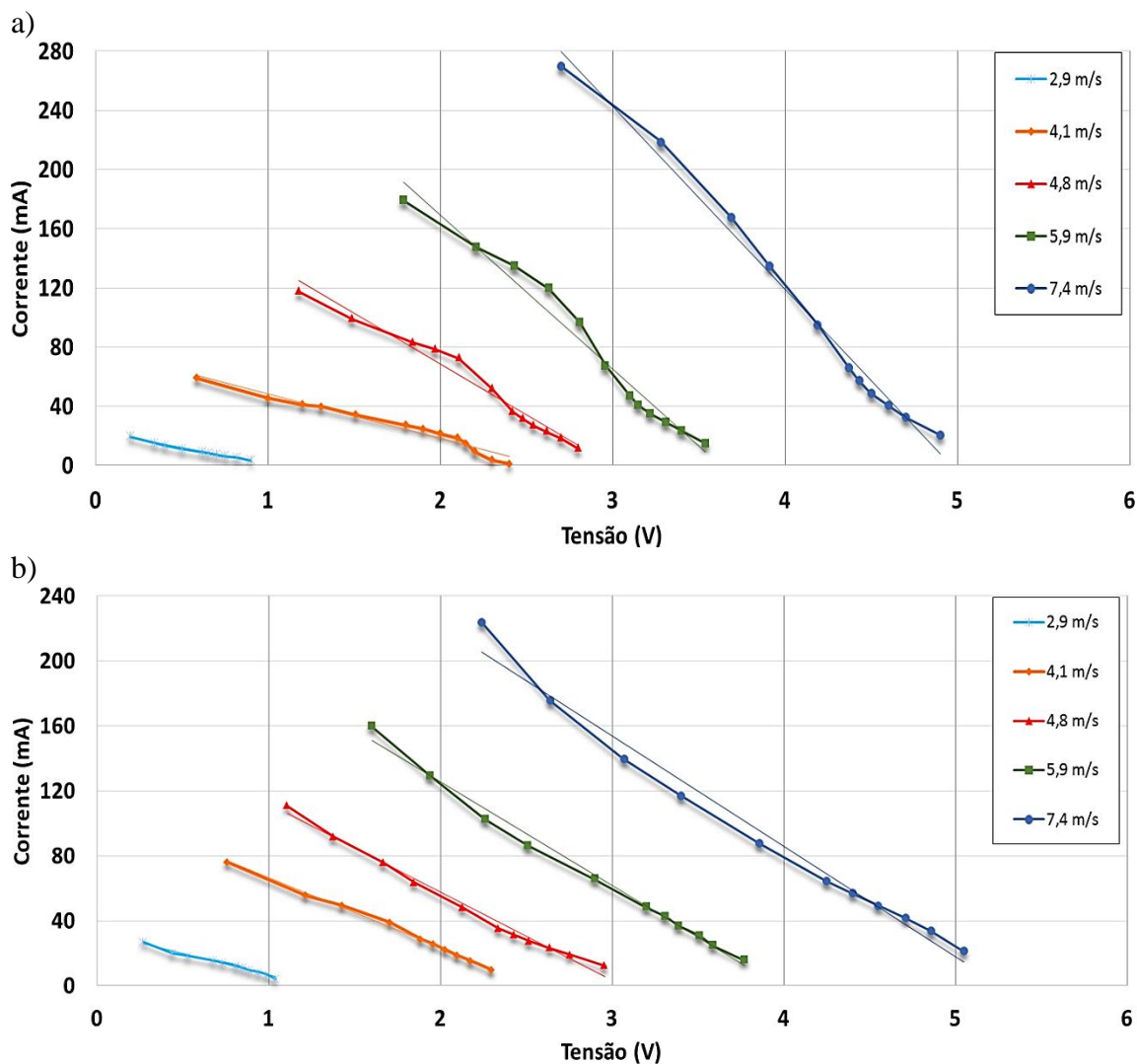


Figura G.7: Variação da corrente em função da tensão produzida se conversor, para várias velocidades de vento, dos sistemas de eixo a) horizontal e b) vertical.

Continuamente estudou-se o desempenho dos sistemas a 6 m/s, velocidade de projeto, com e sem o conversor elevador. Os resultados alcançados encontram-se na figura G.8. Determina-se que o sistema de eixo horizontal produz mais potência que o de eixo vertical. Todavia, o segundo permite ter uma curva de potência em função da corrente mais nivelada.

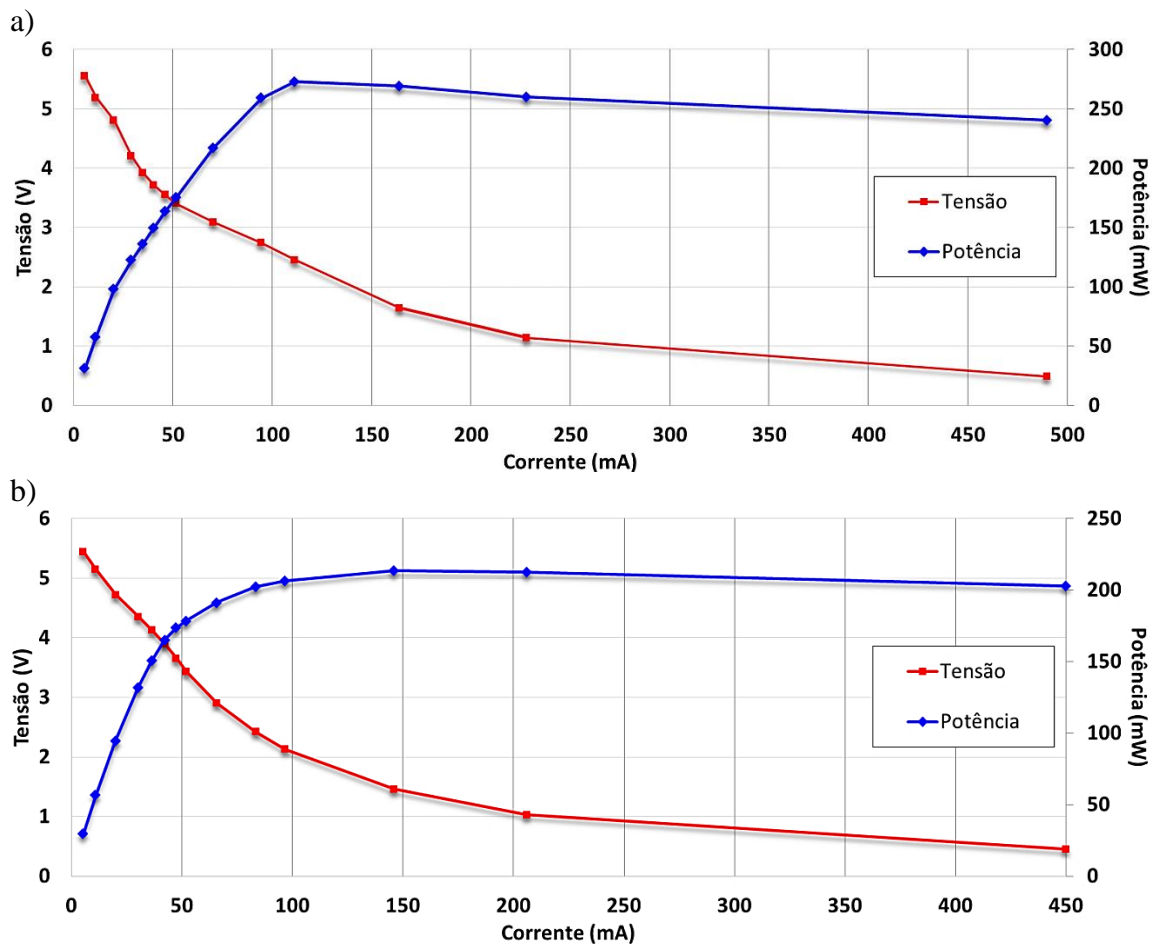
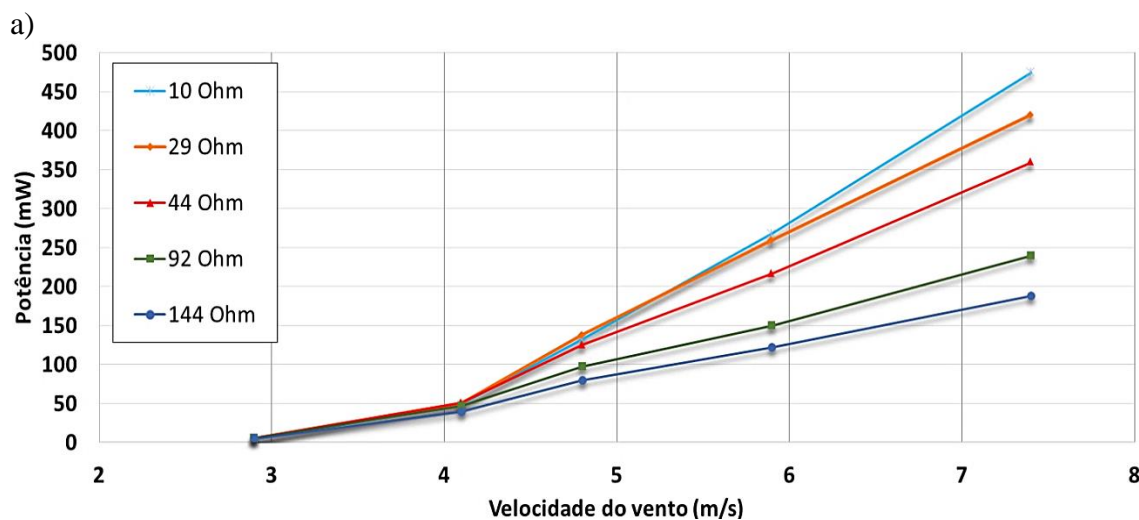


Figura G.8: Análise à variação da tensão em função da corrente e à variação da potência em função da corrente, na carga, dos sistemas de eixo a) horizontal e b) vertical.

Por fim, analisou-se a variação da potência na carga em função da velocidade do vento para cinco cargas. Os resultados dos sistemas de eixo horizontal e de eixo vertical encontram-se na figura G.9.



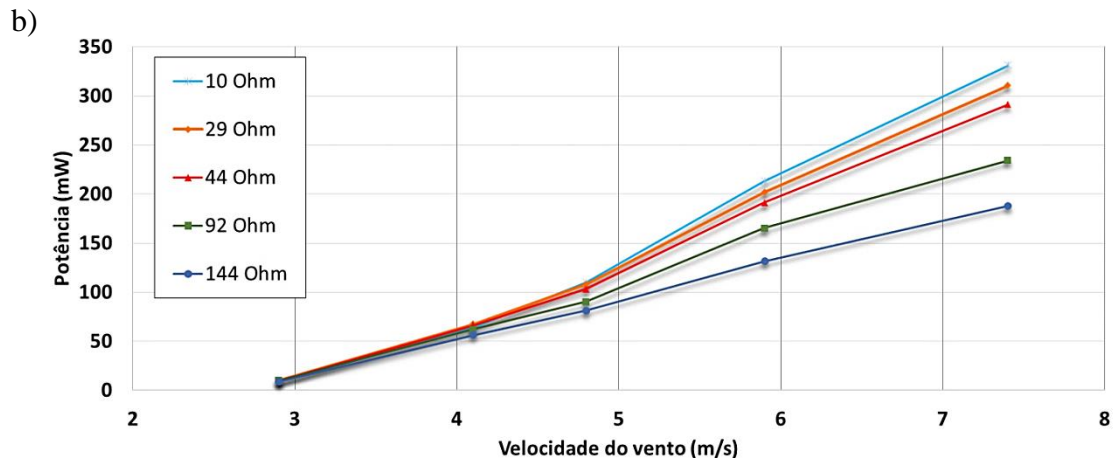


Figura G.9: Análise à variação da potência na carga em função da velocidade do vento, para cinco carga, dos sistemas de eixo a) horizontal e b) vertical.

Pela figura G.9 a) determina-se que a partir dos 4,1 m/s o sistema de eixo horizontal aumenta significativamente o declive das retas correspondentes às cargas de valor mais baixo, passando a produzir mais que o sistema de eixo vertical, figura G.9 b). Embora o sistema de eixo vertical produza menos potência, tem a vantagem de manter um declive mais estável, ou seja, tem um comportamento mais linear.

Nas figuras G.10 e G.11 apresenta-se a comparação entre os sistemas com e sem conversor DC-DC, do aerogerador de eixo vertical, referentes às análises, respetivamente, da potência em função da carga e da potência em função da tensão na carga, para três velocidades de vento

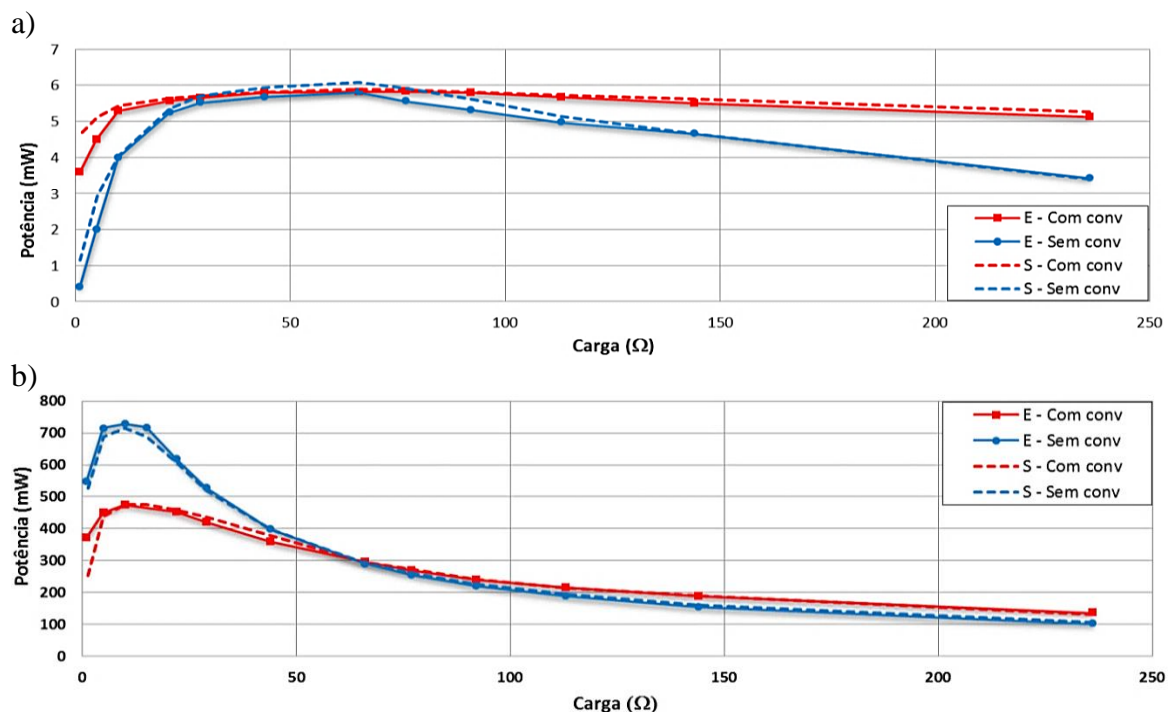


Figura G.10: Comparação entre os resultados simulados e os obtidos experimentalmente do sistema de eixo horizontal, com e sem o conversor elevador, da potência em função da carga, quando o vento está a, a) 2,9 m/s e b) 7,4 m/s.

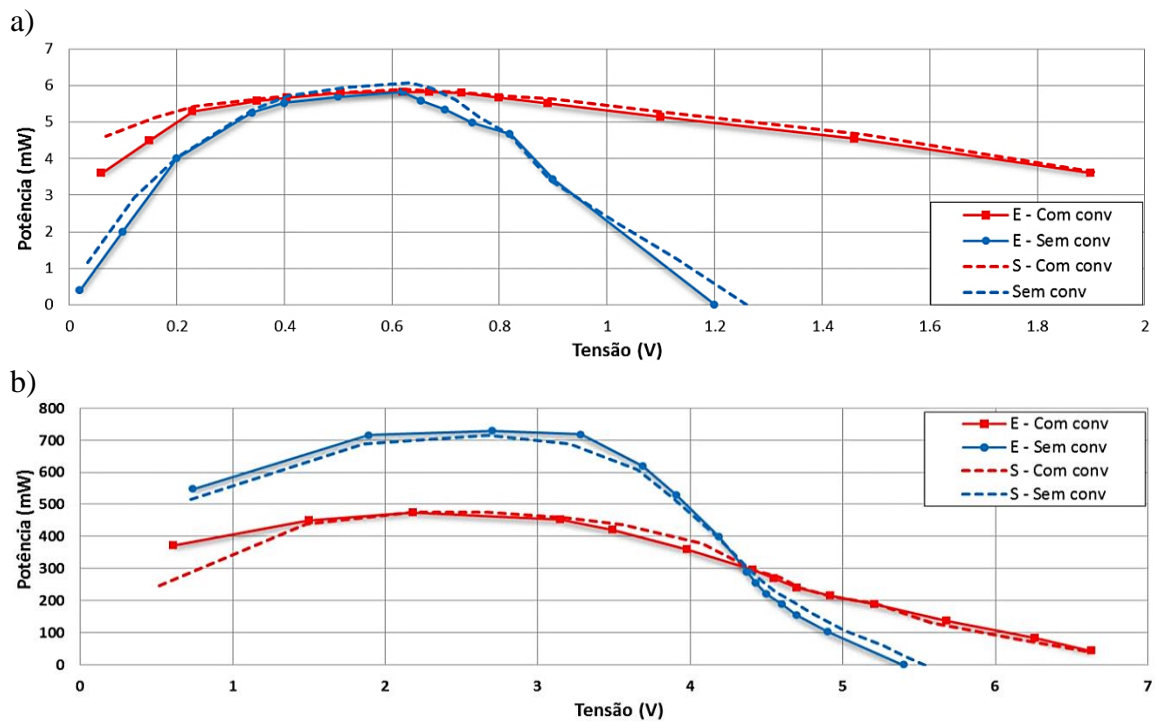


Figura G.11: Comparação entre os resultados simulados e os obtidos experimentalmente do sistema de eixo horizontal, com e sem o conversor elevador, da potência em função da tensão na carga, quando o vento está a, a) 2,9 m/s e b) 7,4 m/s.

Nas figuras G.12 e G.13 apresenta-se a mesma análise para o sistema de eixo vertical.

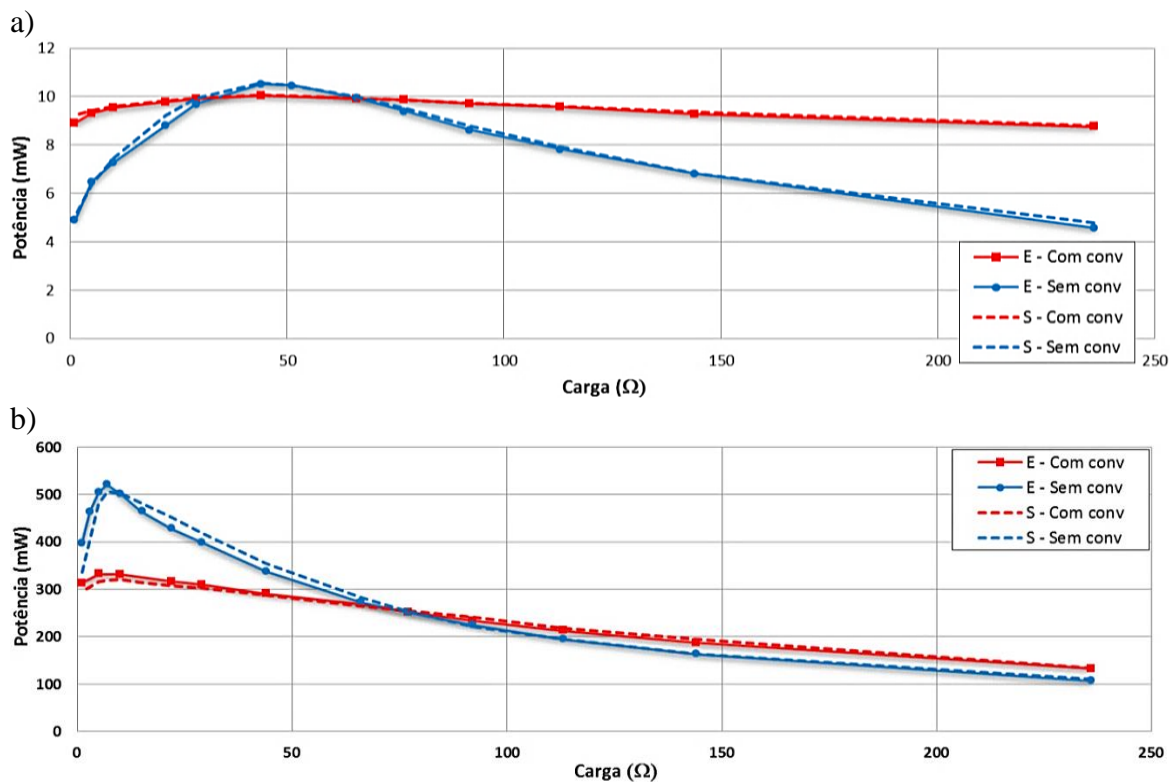


Figura G.12: Comparação entre os resultados simulados e os obtidos experimentalmente do sistema de eixo vertical, com e sem o conversor elevador, da potência em função da carga, quando o vento está a, a) 2,9 m/s e b) 7,4 m/s.

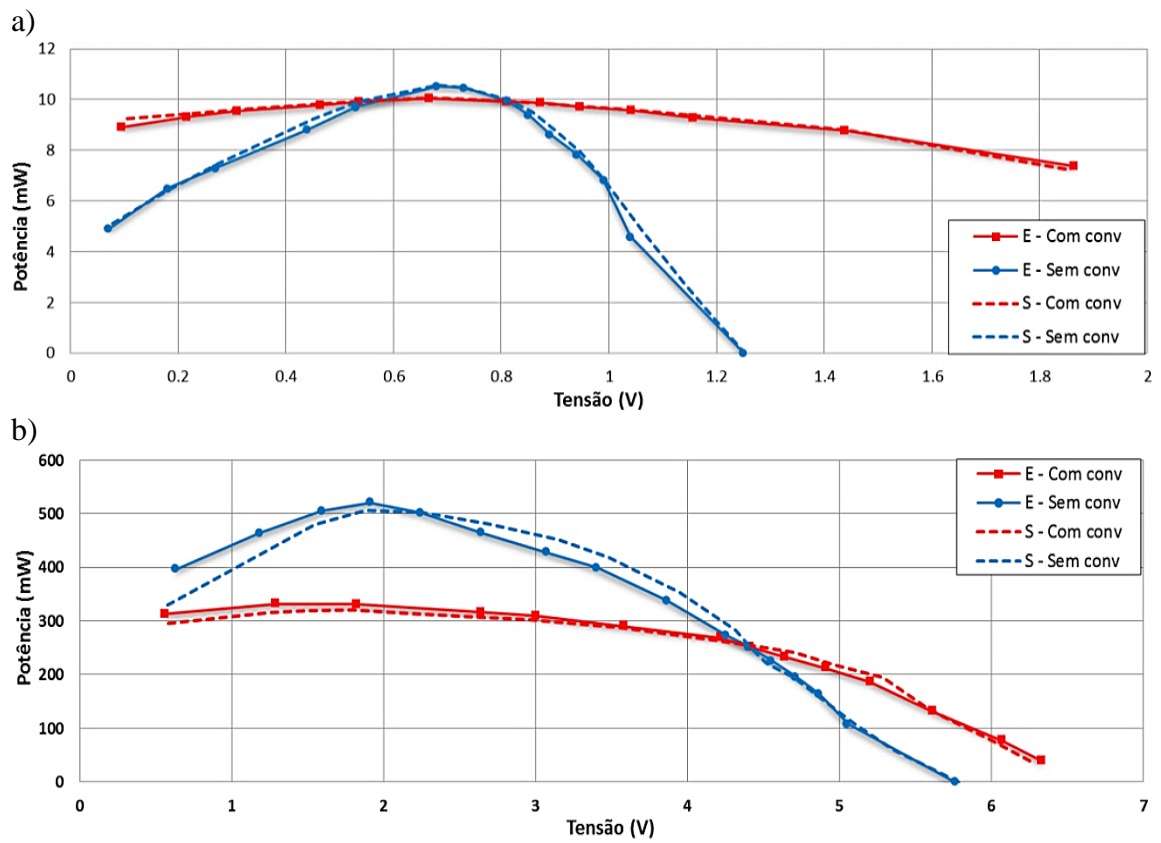
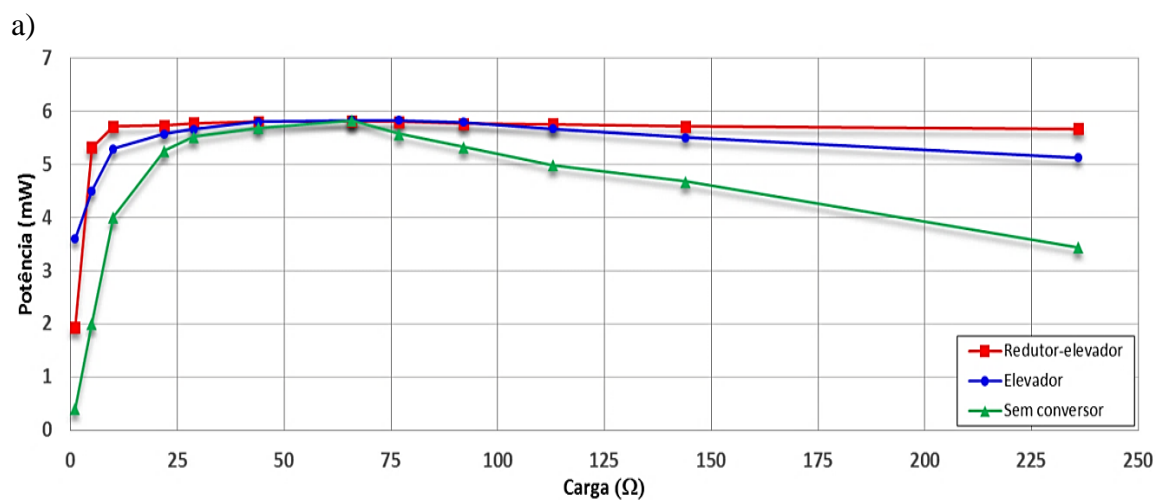


Figura G.13: Comparação entre os resultados simulados e os obtidos experimentalmente do sistema de eixo vertical, com e sem o conversor elevador, da potência em função da tensão na carga, quando o vento está a, a) 2,9 m/s e b) 7,4 m/s.

Já nas figuras G.14 e G.15 apresenta-se a análise, respetivamente, da potência em função da carga e da potência em função da tensão na carga, onde se compara os sistemas com conversor DC-DC elevador, com conversor DC-DC redutor-elevador inversor e sem conversor. Esta análise refere-se ao aerogerador de eixo horizontal.



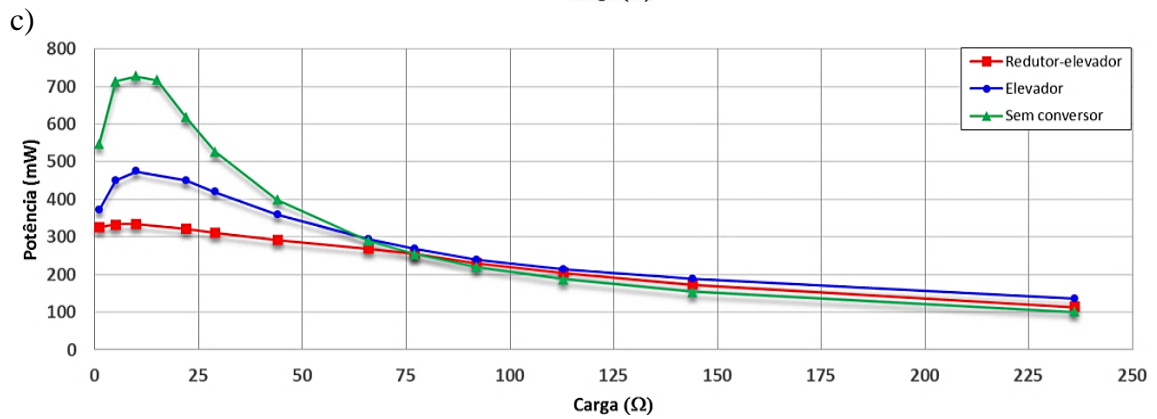
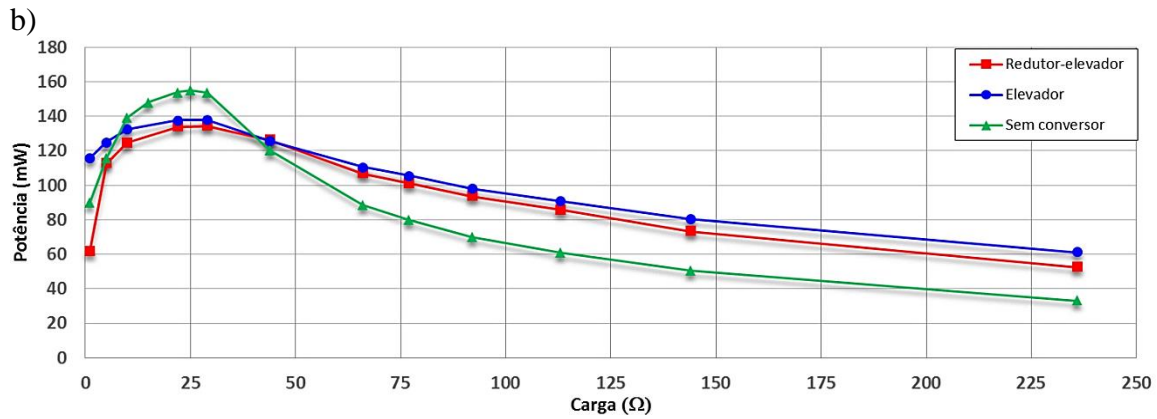
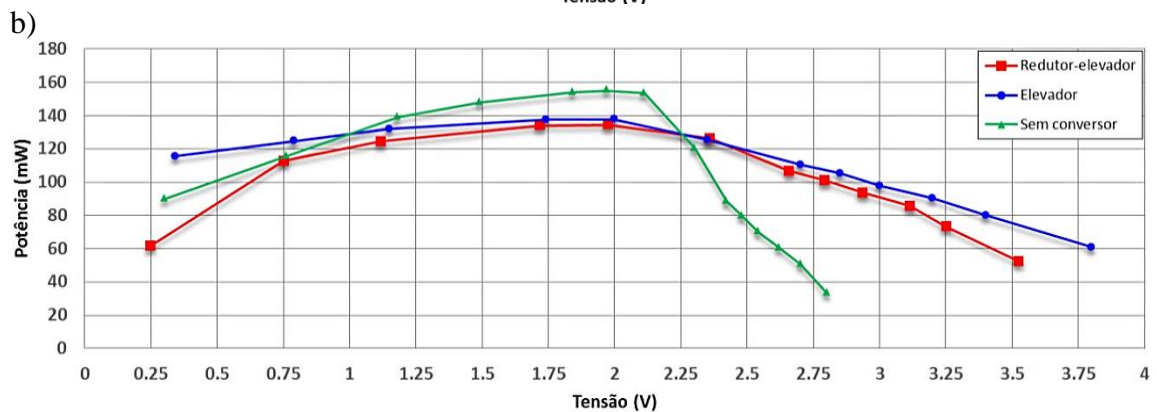
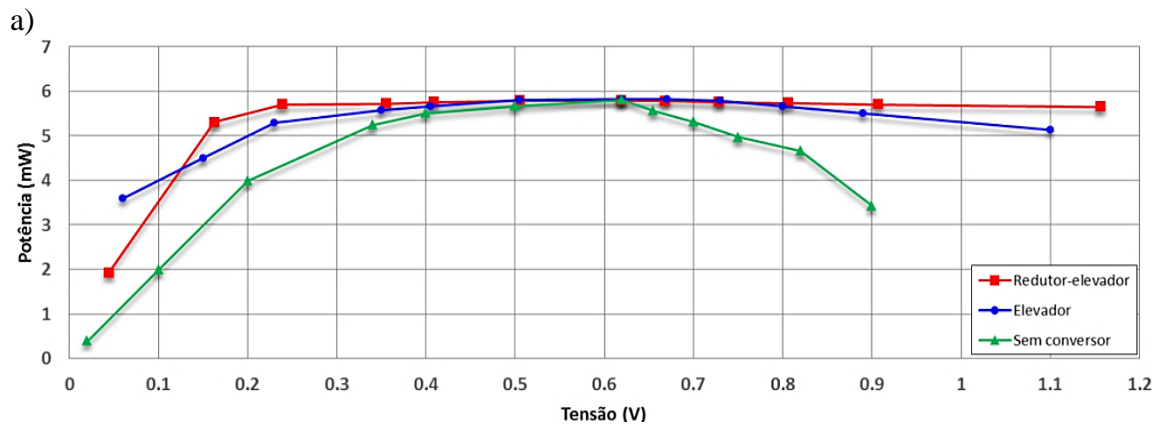


Figura G.14: Comparação entre os resultados obtidos experimentalmente do sistema de eixo horizontal, com e sem os conversores, da potência em função da carga, quando o vento está a, a) 2,9 m/s, b) 4,8 m/s e c) 7,4 m/s.



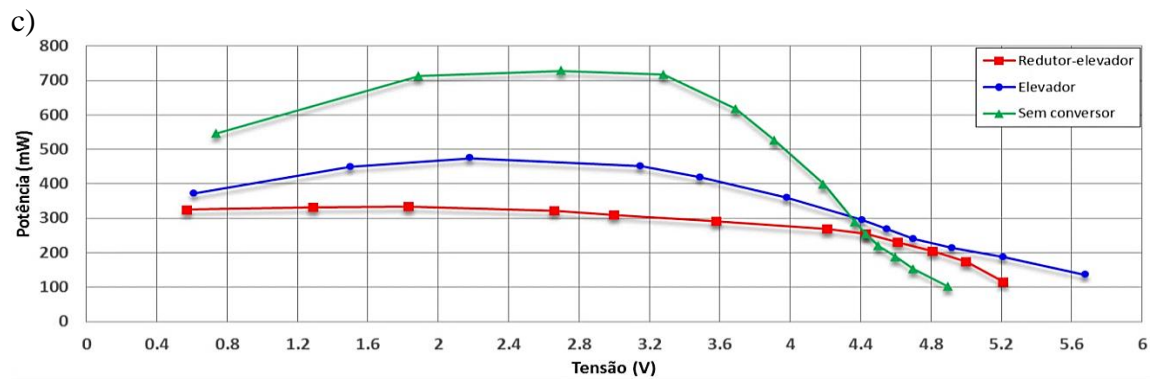


Figura G.15: Comparação entre os resultados obtidos experimentalmente do sistema de eixo horizontal, com e sem os conversores, da potência em função da tensão na carga, quando o vento está a, a) 2,9 m/s, b) 4,8 m/s e c) 7,4 m/s.

Já nas figuras G.16 e G.17 encontra-se a mesma análise mas para o sistema de eixo vertical.

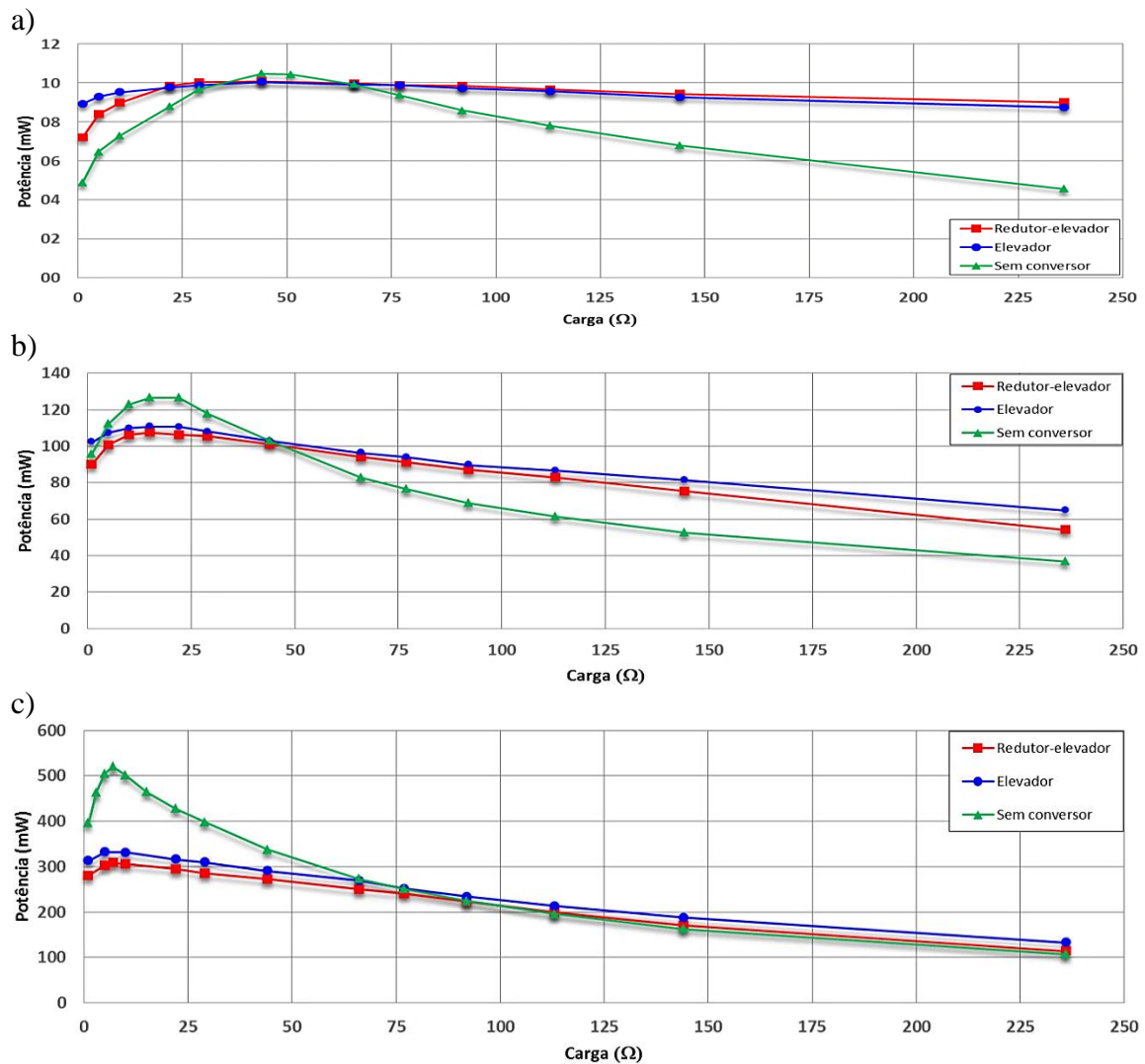


Figura G.16: Comparação entre os resultados obtidos experimentalmente do sistema de eixo vertical, com e sem os conversores, da potência em função da carga, quando o vento está a, a) 2,9 m/s, b) 4,8 m/s e c) 7,4 m/s.

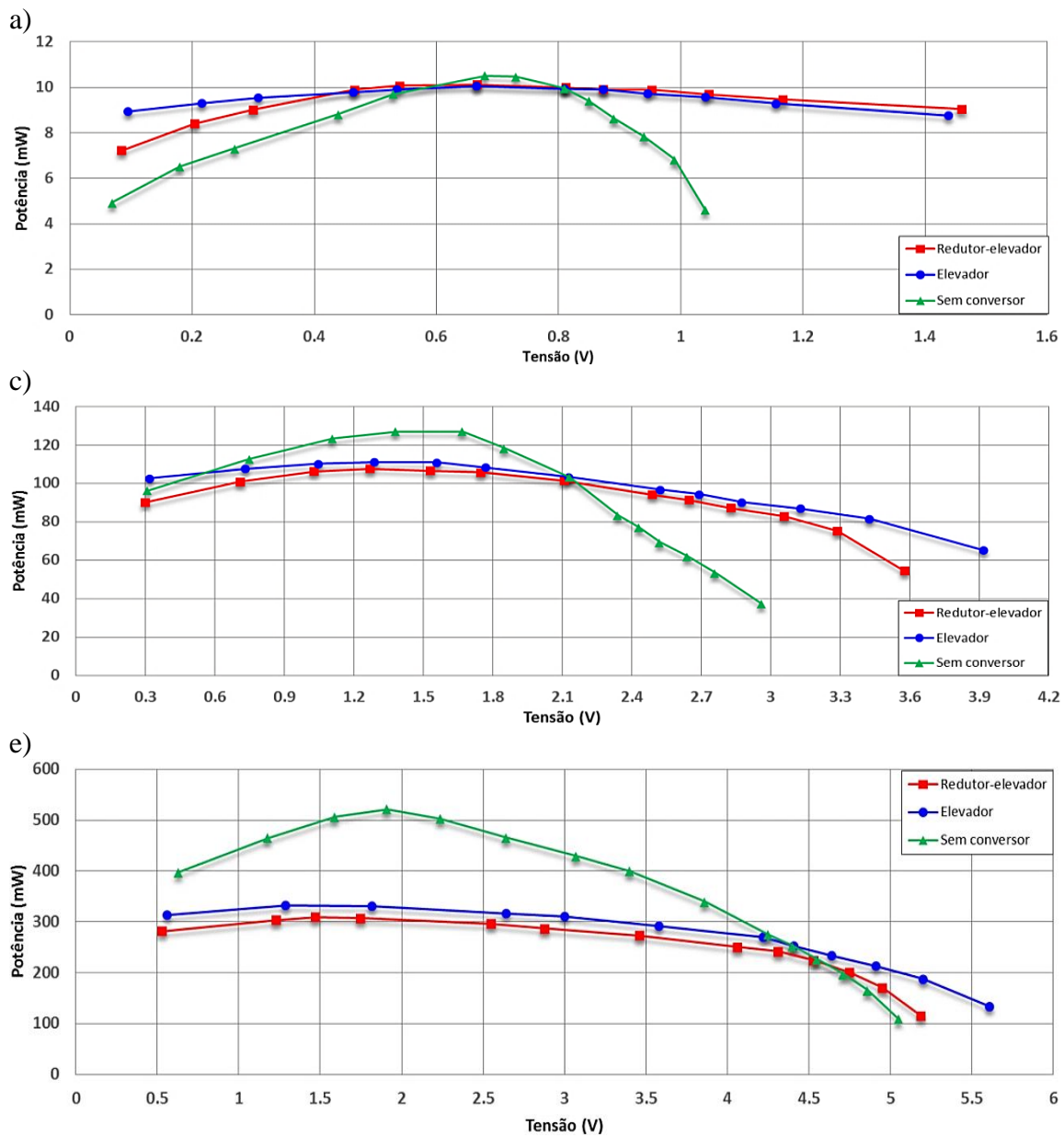


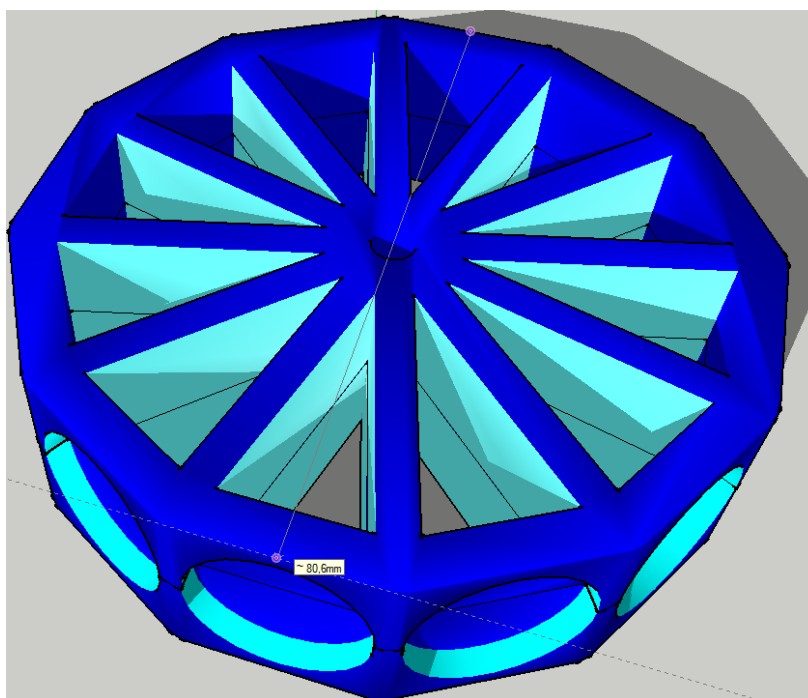
Figura G.17: Comparação entre os resultados obtidos experimentalmente do sistema de eixo vertical, com e sem os conversores, da potência em função da tensão na carga, quando o vento está a, a) 2,9 m/s, b) 4,8 m/s e c) 7,4 m/s.

Anexo H

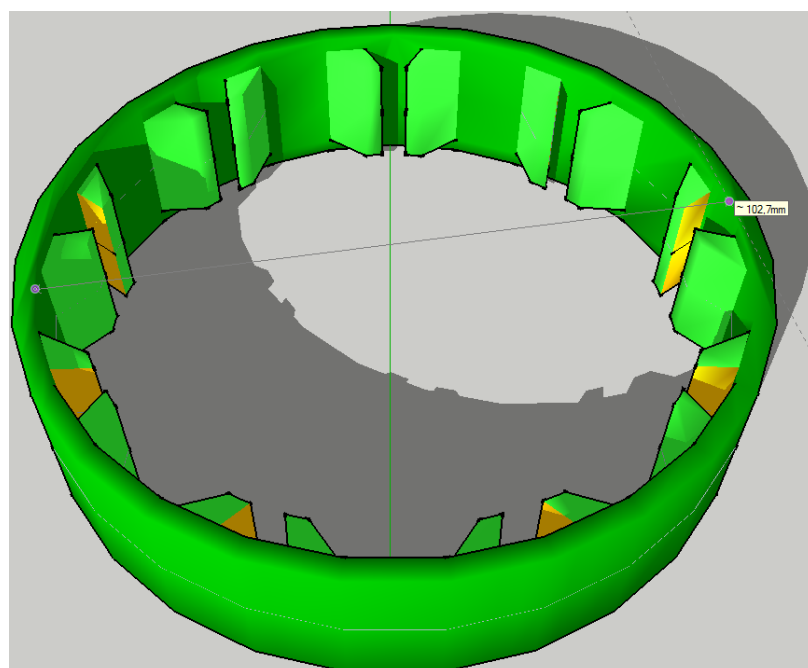
Anexo referente ao desenho dos geradores.

Para a criação dos geradores usou-se o *Google sketchup* para desenhar os componentes, estando na figura H.1 os desenhos do gerador do sistema de eixo vertical e na figura H.2 os do sistema de eixo horizontal. No primeiro as bobinas são enroladas nos dentes do estator. Já no segundo, devido à falta de espaço, as bobinas são coladas nas paredes interiores do estator. Os espaços no rotor permitem reduzir o custo de produção do sistema e baixam o momento de inércia.

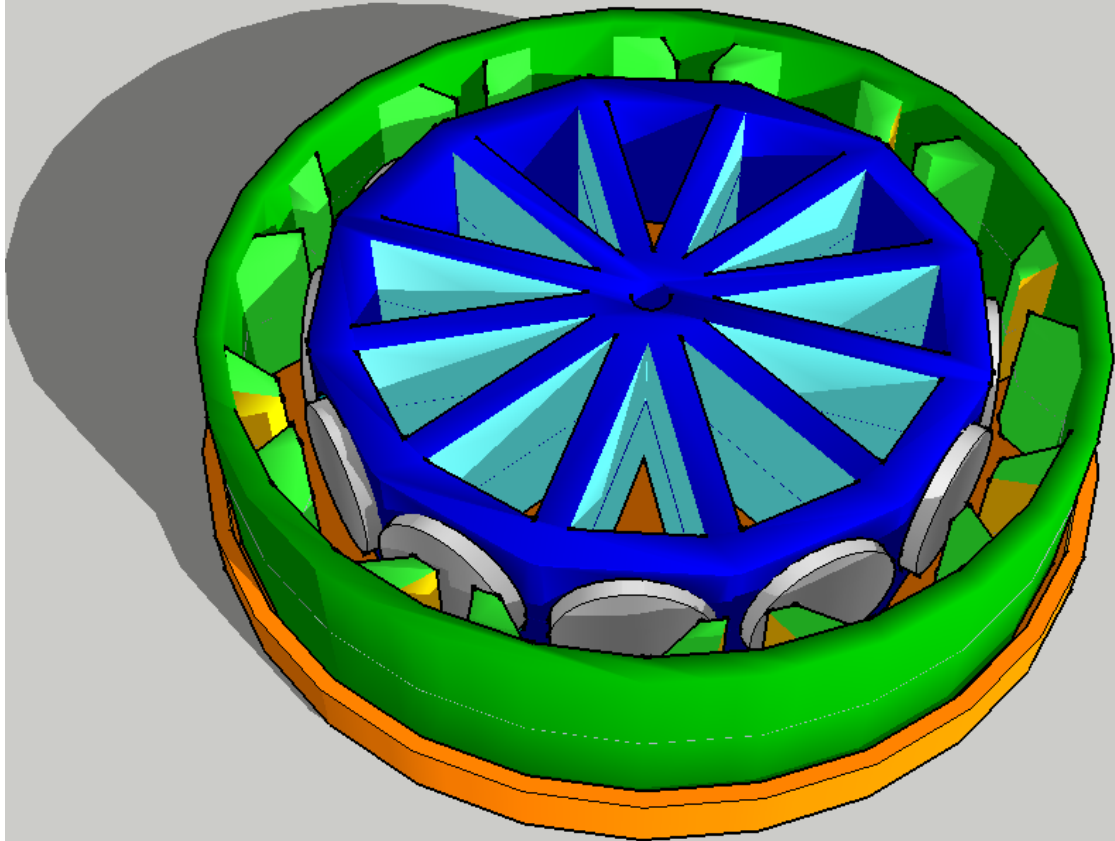
a)



b)



c)



d)

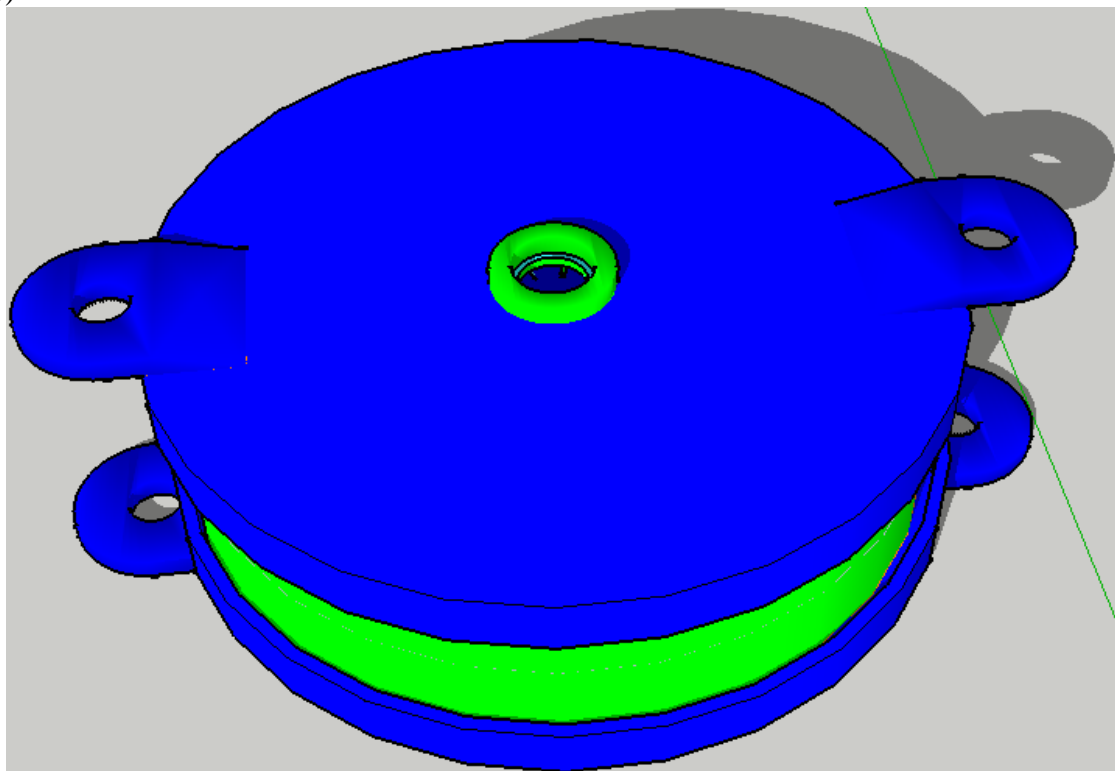
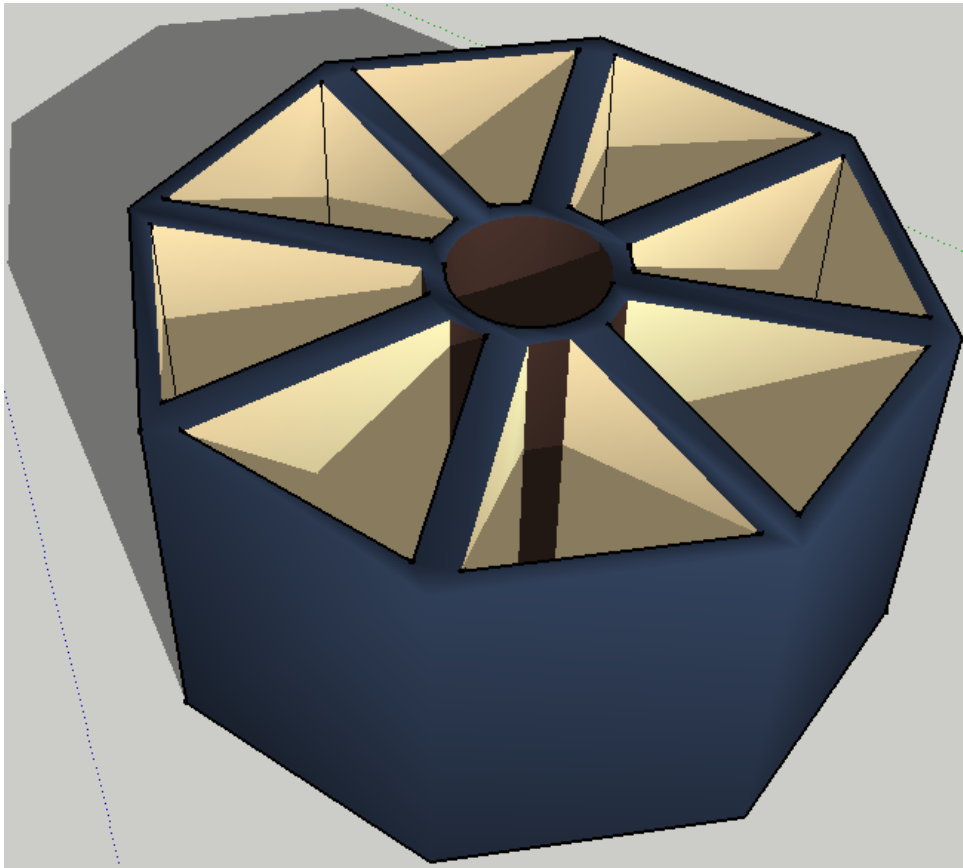
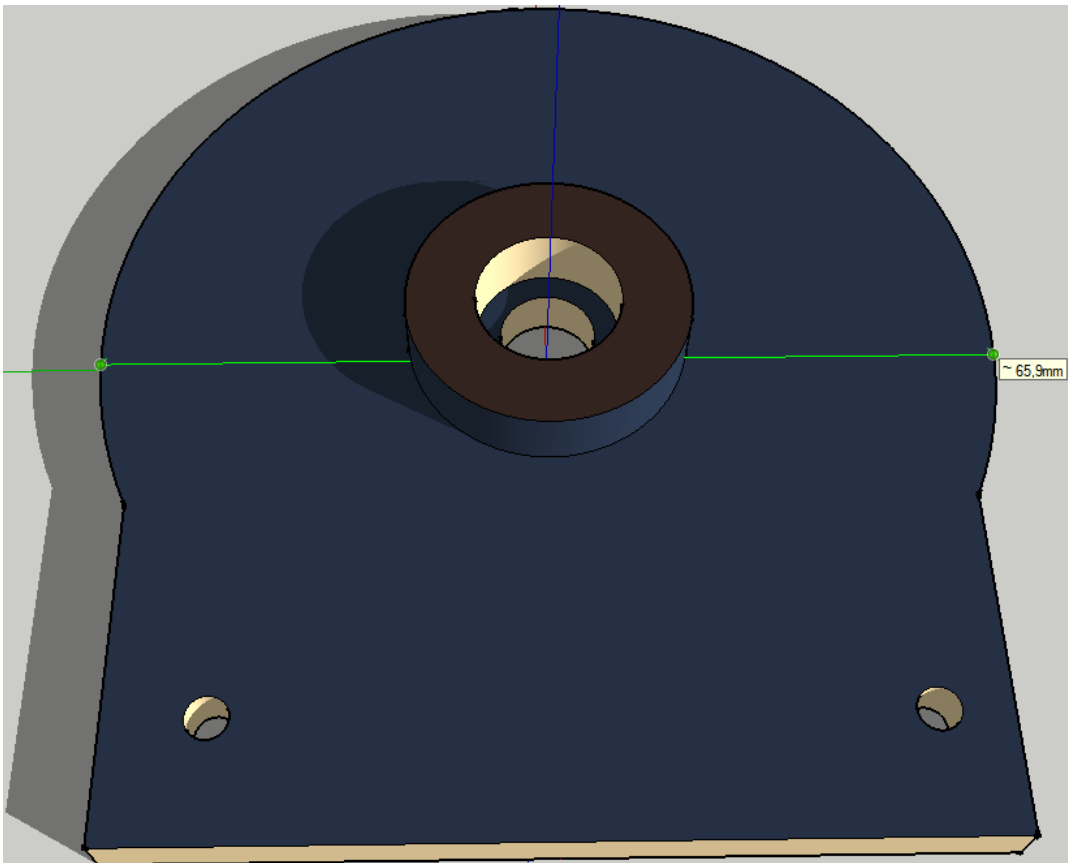


Figura H.1: Processo de criação do gerador do sistema de eixo vertical, a) rotor, b) estator, c) rotor no interior do estator com a tampa inferior (ímãs a cinzento) e d) sistema completo.

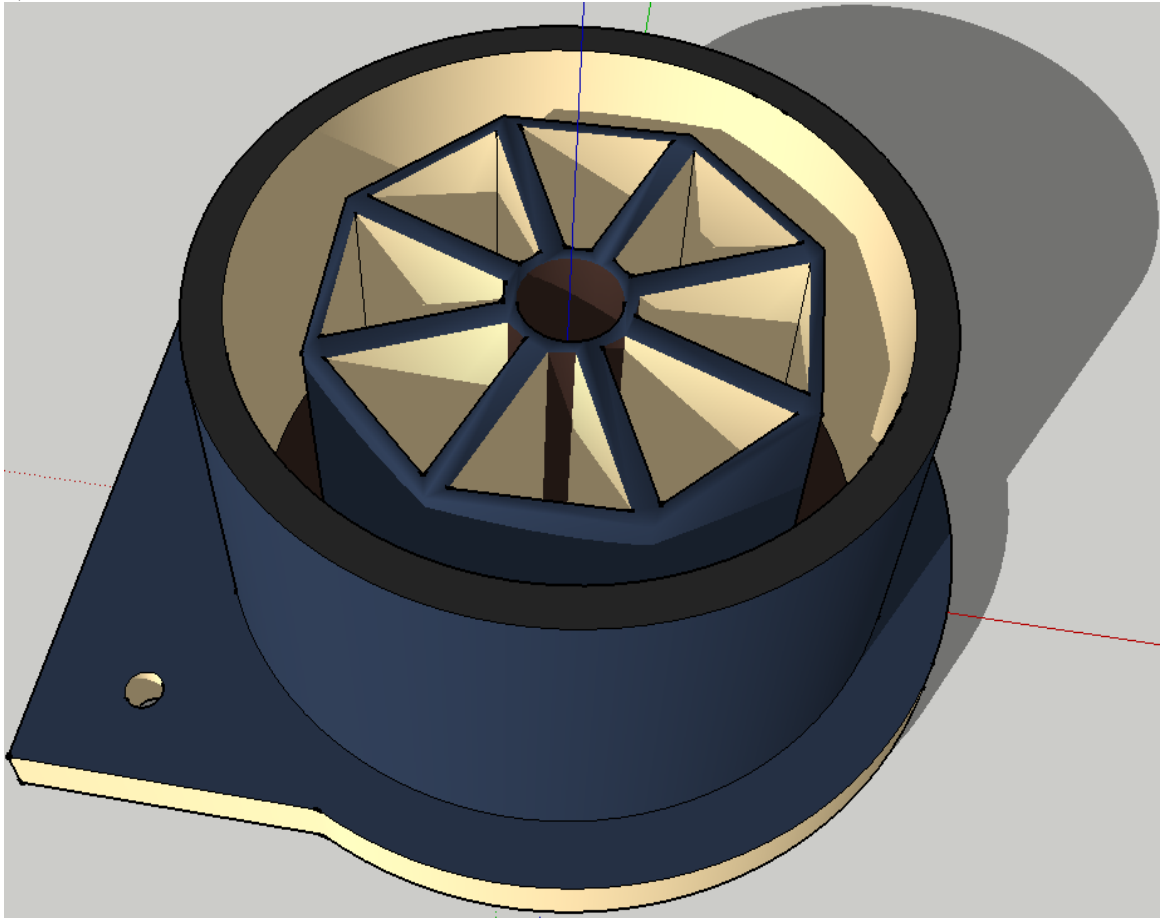
a)



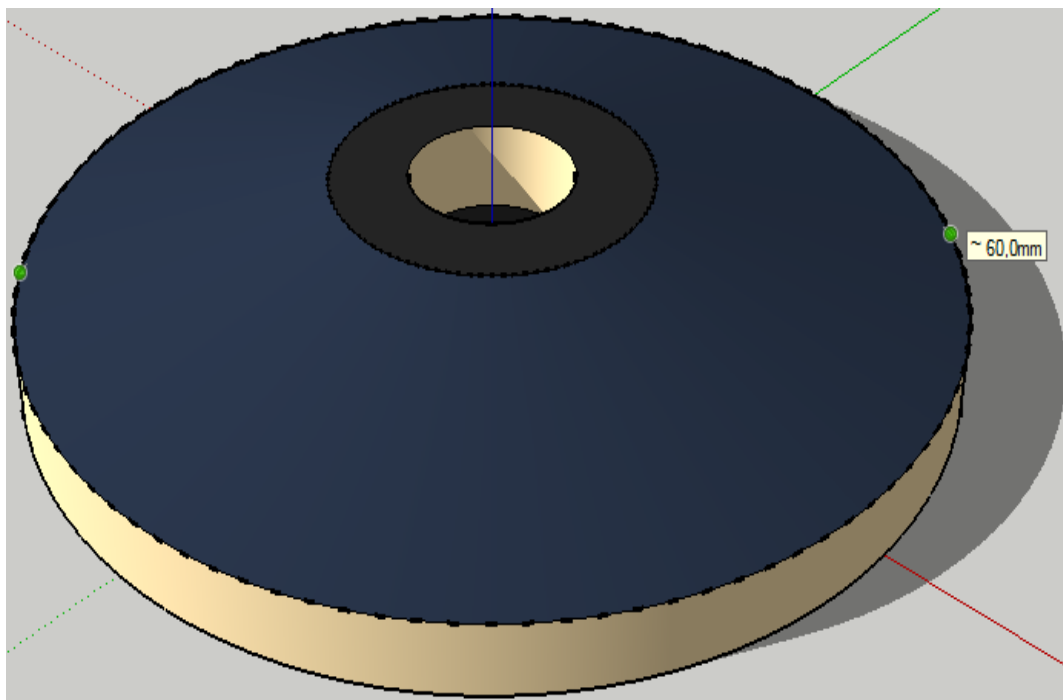
b)



c)



d)



e)

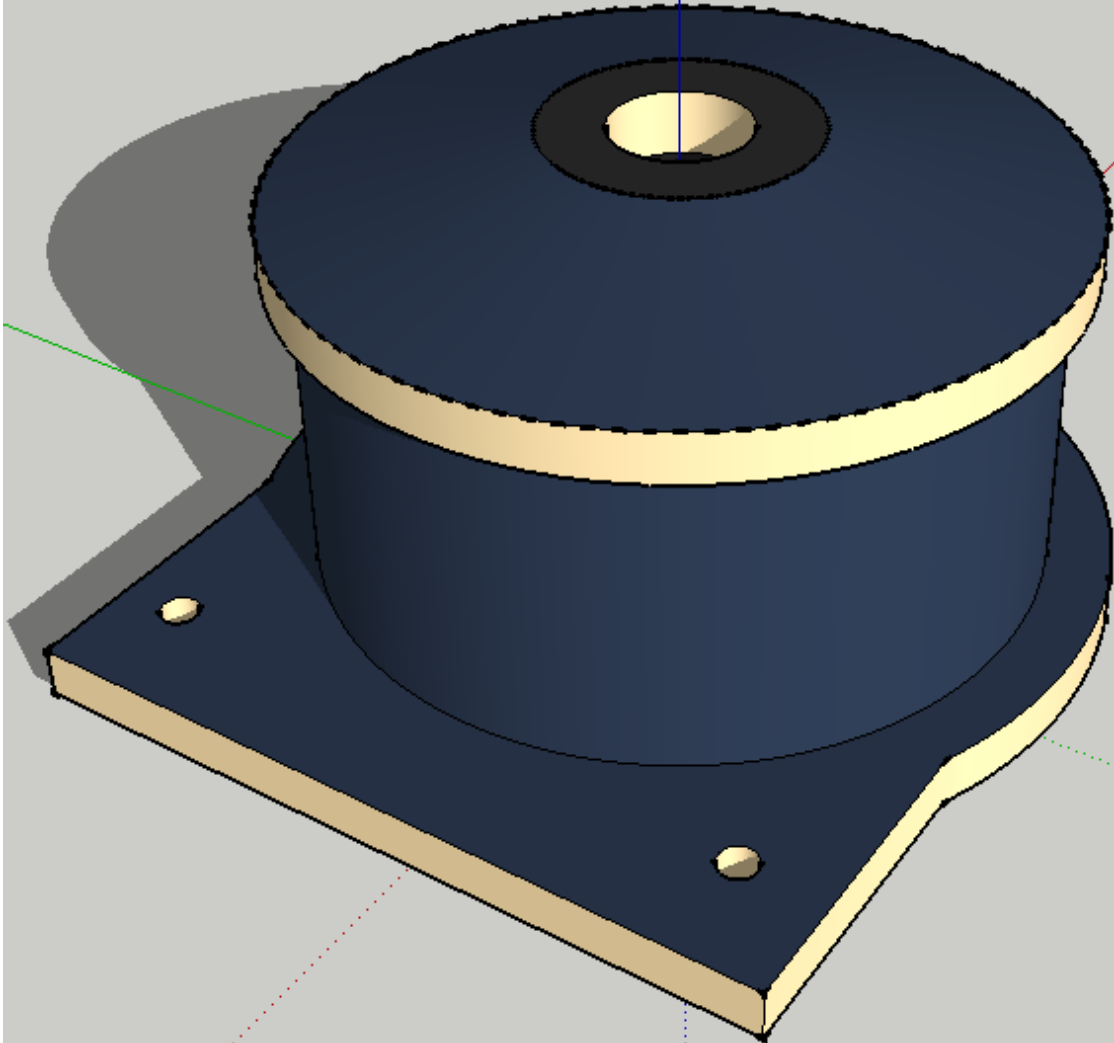


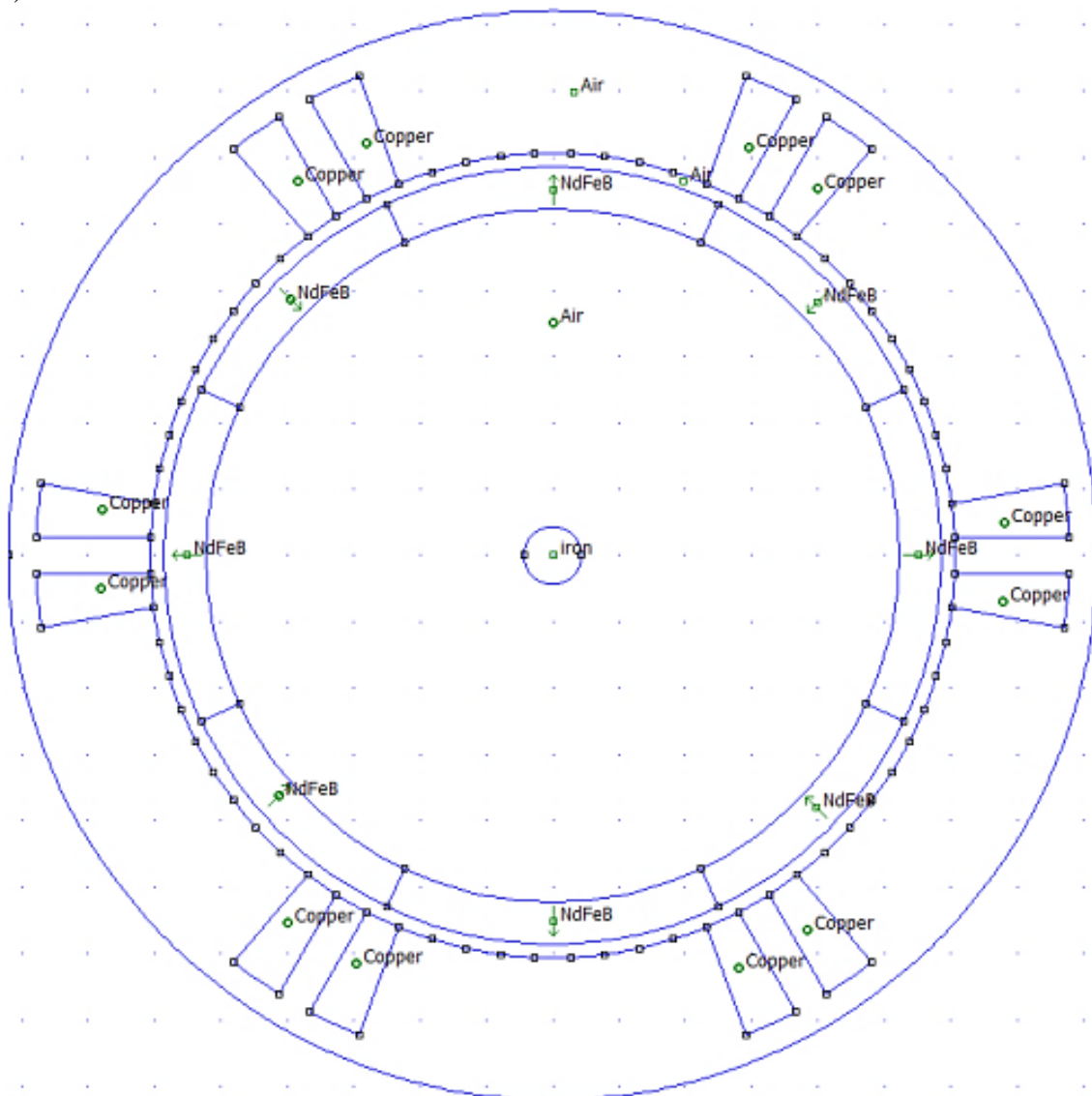
Figura H.2: Processo de criação do gerador do sistema de eixo horizontal, a) rotor, b) cobertura inferior, c) rotor no interior do estator com a cobertura inferior, d) cobertura superior e e) sistema completo.

Anexo I

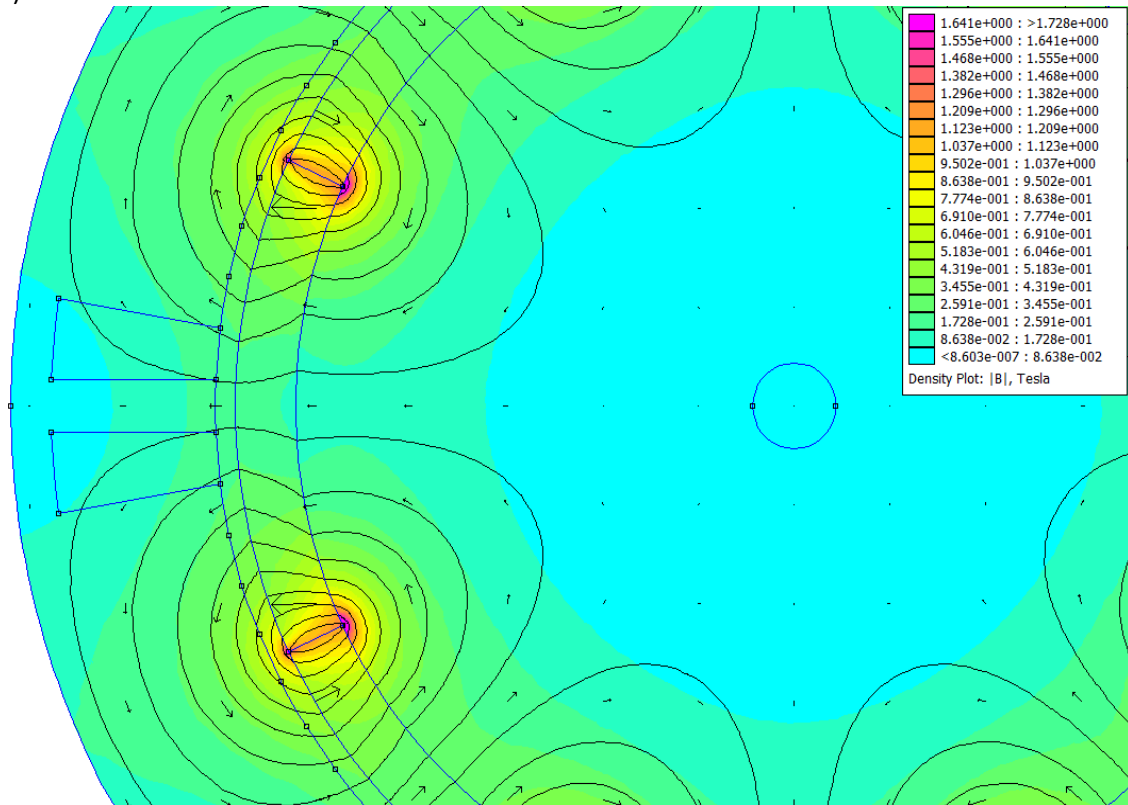
Anexo referente à análise da intensidade do campo gerador pelo gerador do sistema horizontal, através de simulações no *software* FEMM. Usou-se este gerador por ser mais simples embora as conclusões também sejam válidas para o sistema vertical.

Na figura F.25 a) encontra-se representado o modelo usado para implementar o gerador do sistema de eixo horizontal. Já nas figuras F.25 b), c) e d) apresenta-se, respetivamente, os resultados obtidos através do uso de, ferro no rotor, ferro no *yoke* do estator e ferro no *yoke* do estator e no núcleo do rotor.

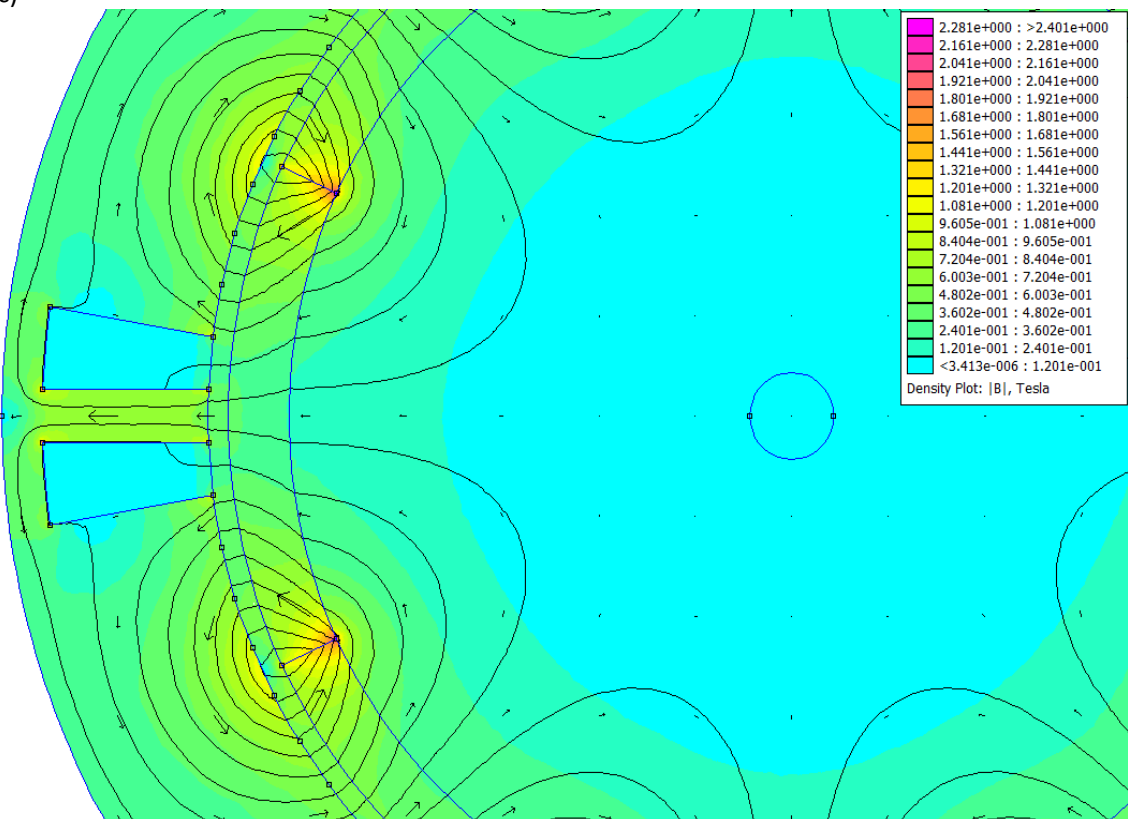
a)



b)



c)



d)

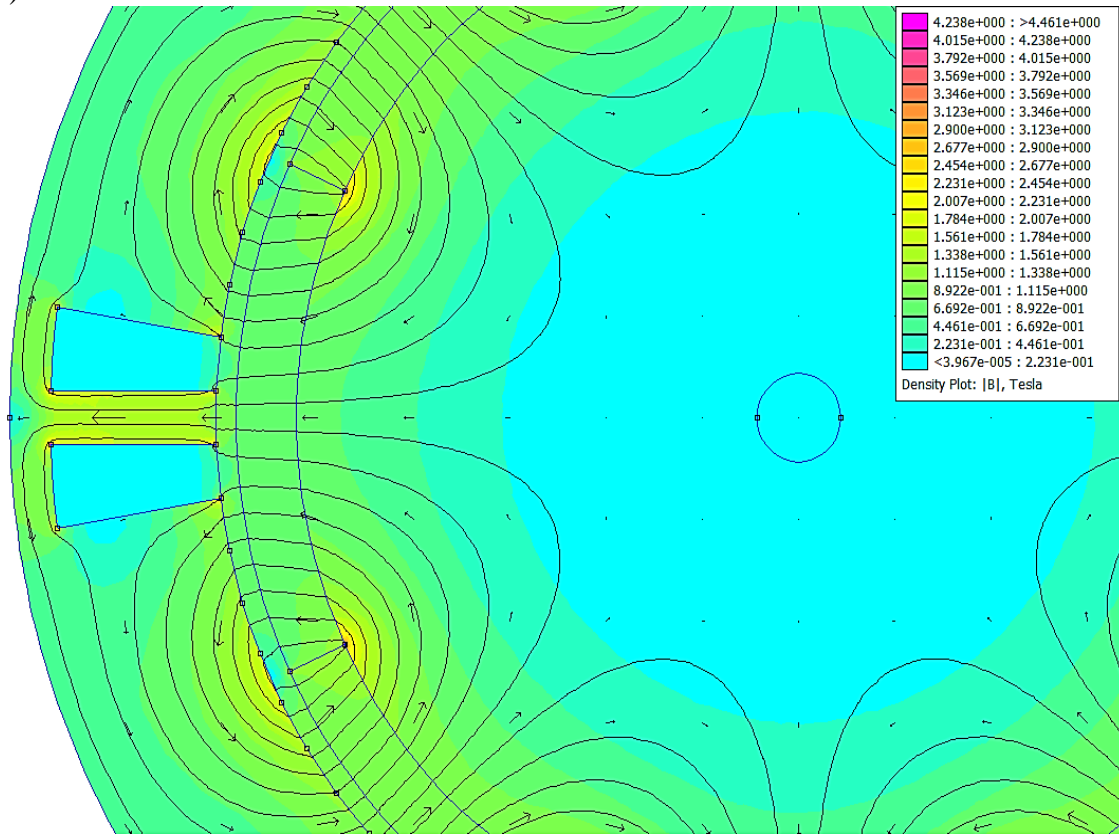


Figura F.25: Simulação do gerador de eixo horizontal no FEMM, a) modelo implementado, resultado obtido com utilização de ferro b) no rotor, c) no yoke do estator e d) no núcleo do rotor e no yoke do estator.

Observa-se que o uso de ferro no rotor permite aumentar a densidade do fluxo magnético através da concentração das linhas e campo. Todavia o uso de um bloco sólido de ferro produz perdas, maioritariamente por efeito de correntes de *Eddy*, cujo valor por metro quadrada da área de superfície é definido por [202]

$$P_{er} = \frac{B_{pico}^2 v^2 \delta}{4\rho_{fe}} \quad (I.1)$$

onde v é a velocidade relativa da onda da densidade de fluxo em m/s, ρ_{fe} é a resistividade do bloco de ferro em Ωm e δ o *skin dept* [202]

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho_{fe}}{\mu_0\mu\omega_e}} \quad (I.2)$$

sendo μ a permeabilidade relativa.

Já o ferro no yoke do estator aumenta de forma significativa a densidade do fluxo magnético permitindo um melhor acoplamento magnético das bobinas com o campo gerado [203]. Todavia existe um aumento das perdas produzidas devido, maioritariamente a três fatores:

- Histerese: Causada pelo facto da densidade do fluxo magnético estar sempre atrás da intensidade do campo magnético durante todo o ciclo de desmagnetização e de magnetização, sendo esta perda definida (em W) por [204]

$$P_h = VK_h B_{pico}^\beta \omega_e \quad (I.3)$$

sendo V o volume do material, em m^3 , K_h é uma constante determinada empiricamente e depende o material usado e β é o índice de *Steinmetz* (varia entre 1,5 e 2,5).

- Corrente de *Eddy*: Correntes induzidas pela variação do campo magnético que pode ser aproximadamente definidas, considerando que o campo gerado tem uma variação puramente sinusoidal, como (em Wm^{-3}) [204]

$$P_{es} = K_e B_{pico}^2 \omega_e^2 \quad (I.3)$$

onde K_e é definido por $\sigma\pi^2 d^2/6$, sendo σ é a condutividade do material, em $(\Omega m)^{-1}$, e d a espessura da laminação do estator em m (deve ser fina mas não o suficiente para comprometer a estrutura). Contudo, esta estimativa baseia-se em formas de onda perfeitamente sinusoidais, o que no caso real poderá levar a que esta seja 25% inferior ao valor obtido [205] [206].

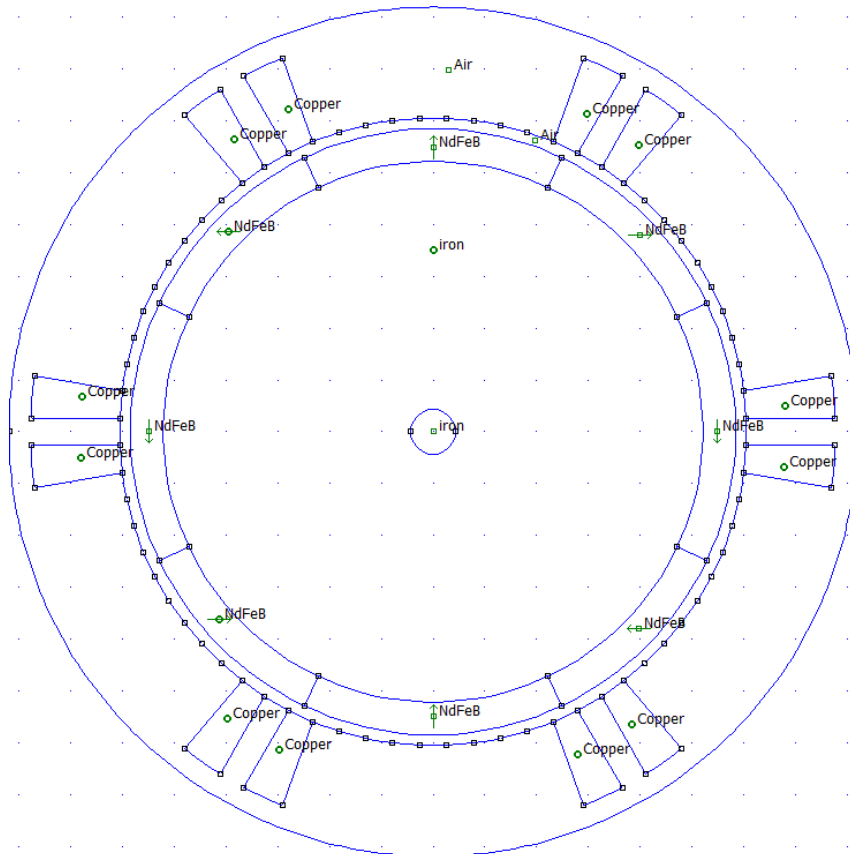
- Anomalias: Perdas causadas por outros fatores desconhecidos. Tipicamente é usada como um fator de ajuste para que as perdas totais sejam iguais à soma das perdas de histerese mais as perdas devido às correntes de *Eddy*, ou seja, $P_{total}=P_h+P_{es}+P_{anomalia}$. A importância deste fator para as perdas totais pode ser indicada usando $(P_{total}-P_h)/P_{es}$ [207].

Desta forma determina-se que embora o uso do ferro aumente significativamente a densidade do fluxo magnético na região das bobinas, é necessário ter em conta que também serão introduzidas perdas, sendo necessário aferir se aumento da complexidade, para introduzir os componentes metálicos, é compensatório.

Continuamente testou-se outras duas disposições para os ímanes, mais concretamente, o *halbach array* que gera dois polos e o que gera quatro polos. O modelo do primeiro encontra-se na figura F.26 a), com metal no rotor, estando na figura F.26 b) o resultado da simulação.

Verificou-se que a configuração de dois polos permite mudar a forma como a densidade do fluxo se distribui pelo gerador. Contudo, boa parte das linhas de campo fecham-se no interior do rotor, não permitindo obter uma melhoria face à configuração básica. Outra desvantagem é o facto da implementação desta topologia requer o uso de ímanes com polarização específica.

a)



b)

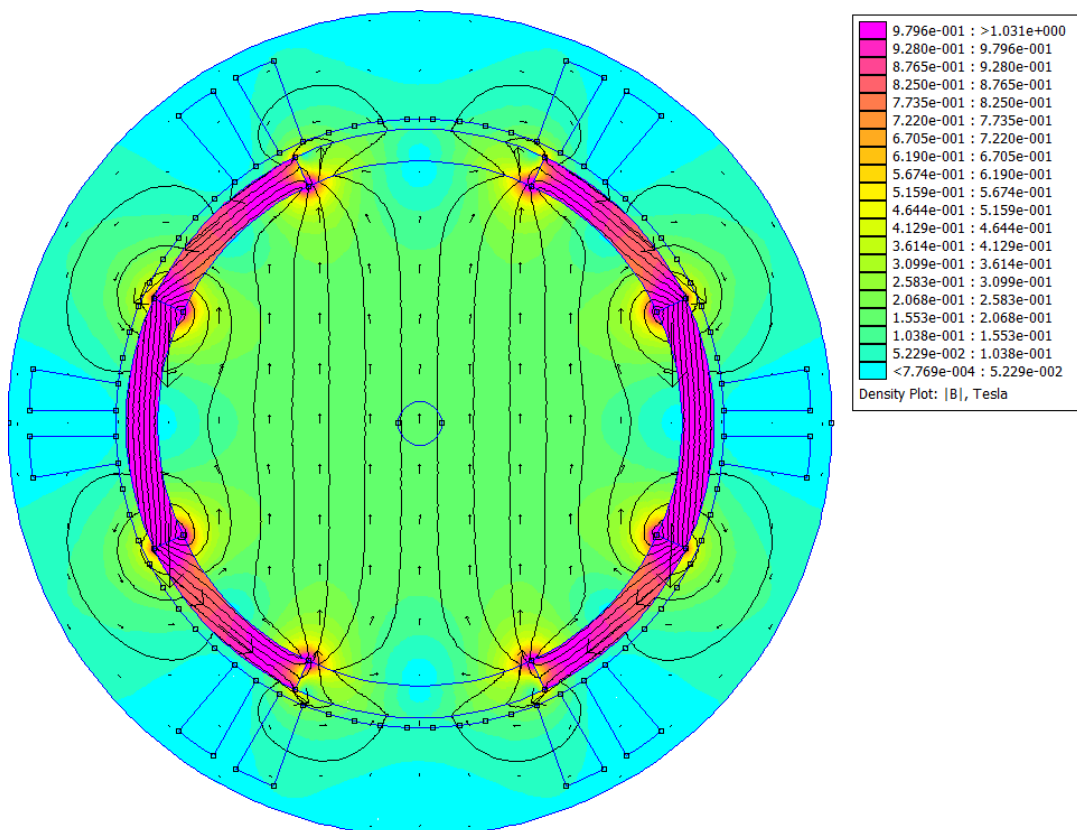
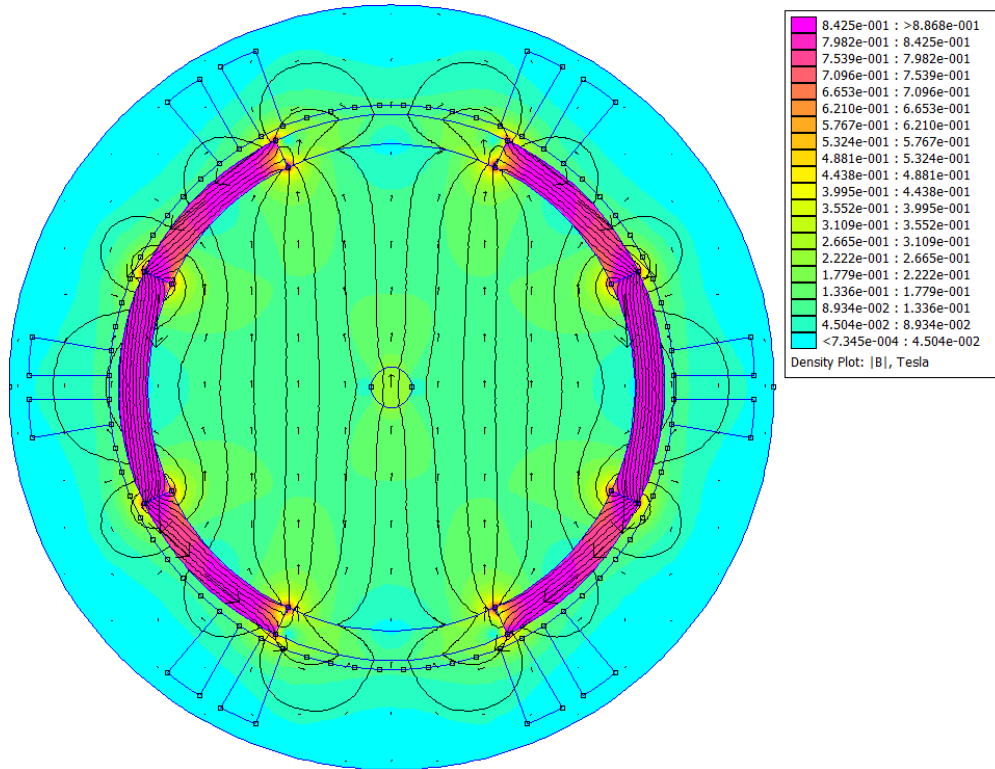


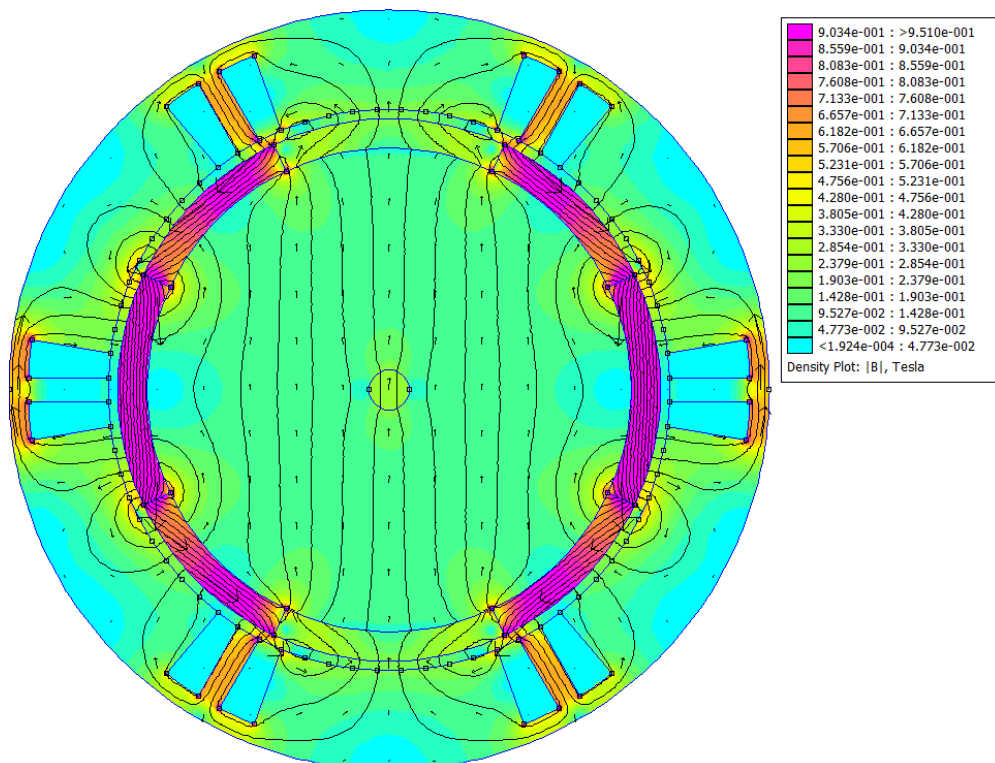
Figura F.26: Simulação do gerador de eixo horizontal no FEMM usando um *halbach array* de dois polos, a) modelo implementado e b) resultado obtido com utilização de ferro no núcleo do rotor.

Já na F.27 a) encontra-se o teste ao *halbach array* de dois polos sem metal no rotor. Na figura F.27 b) é usado metal no *yoke* do estator e na figura F.27 c) é usado metal no rotor e no *yoke* do estator, sendo notório que o uso de metal aumenta significativamente a densidade do campo gerado, especialmente quando é usado no rotor e no *yoke* do estator (maior aproximação a uma topologia com dois polos).

a)



b)



c)

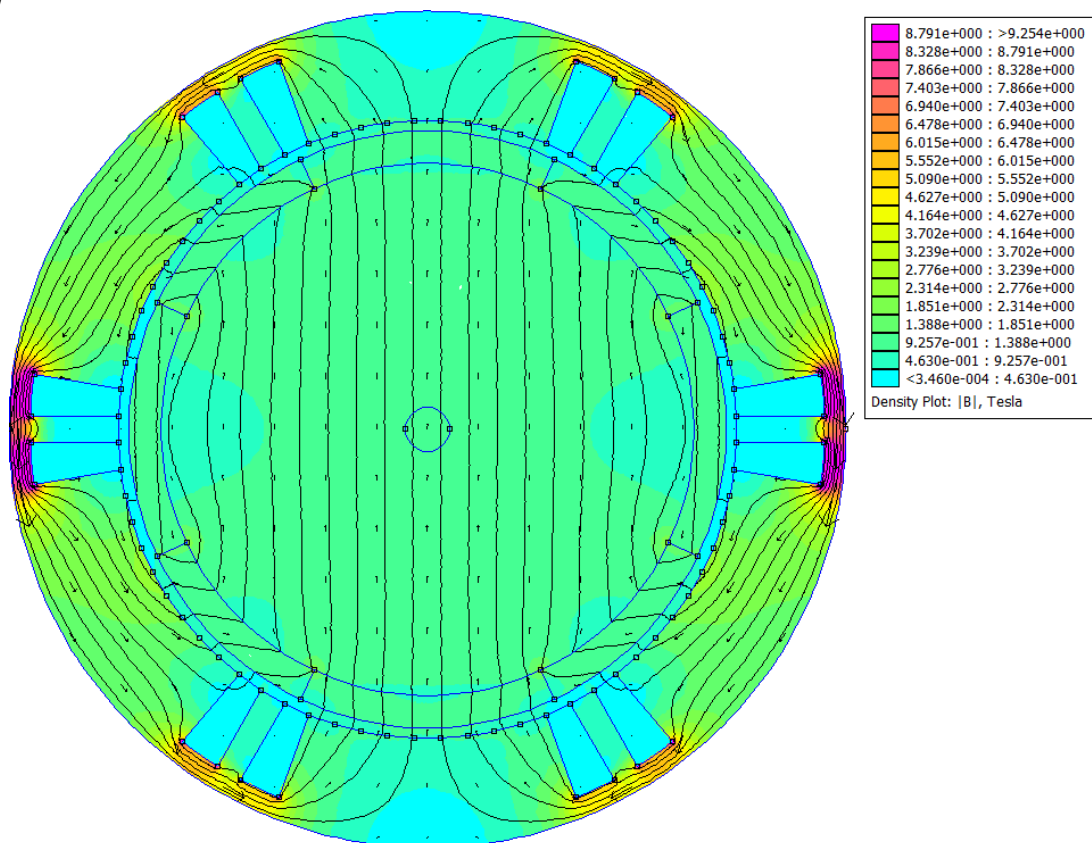
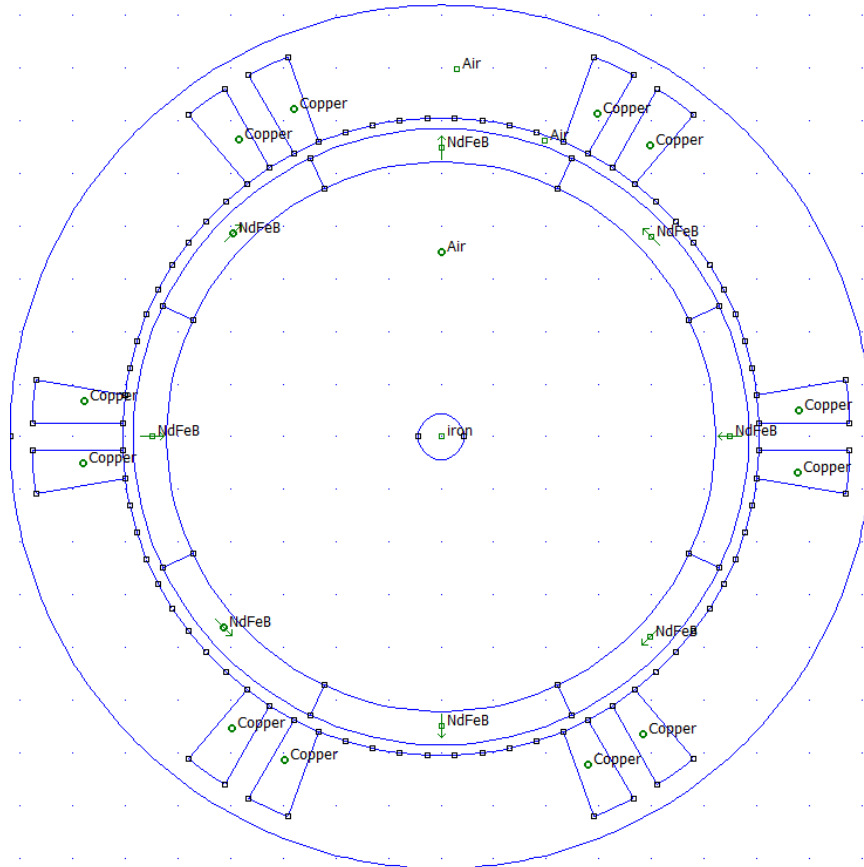


Figura F.27: Simulação de casos particulares do gerador de eixo horizontal no FEMM usando um *halbach array* de dois polos, a) sem uso de ferro, b) utilização de ferro no *yoke* do estator e c) utilização de ferro no núcleo do rotor e no *yoke* do estator.

Por fim analisou-se a configuração *halbach array* que gera quatro polos, estando o modelo representado na figura F.28 a) e os resultados, para o uso de ferro no rotor, na figura F.28 b). Já nas figuras F.29 a), b) e c) apresenta-se, respetivamente, os resultados do gerador sem uso de ferro, o uso de ferro *yoke* do estator e o uso de ferro no rotor e no *yoke* do estator.

Conclui-se que a topologia que gera maior densidade do campo magnético na direção das bobinas é o *halbach array* que produz quatro polos. Tal deve-se à concentração do campo que é produzida pela disposição da polarização dos ímanes. Já o *halbach array* que produz dois polos também é uma configuração interessante mas não concentra de forma tão significativa as linhas de campo, sendo notório que estas fecham-se pelo interior do rotor.

a)



b)

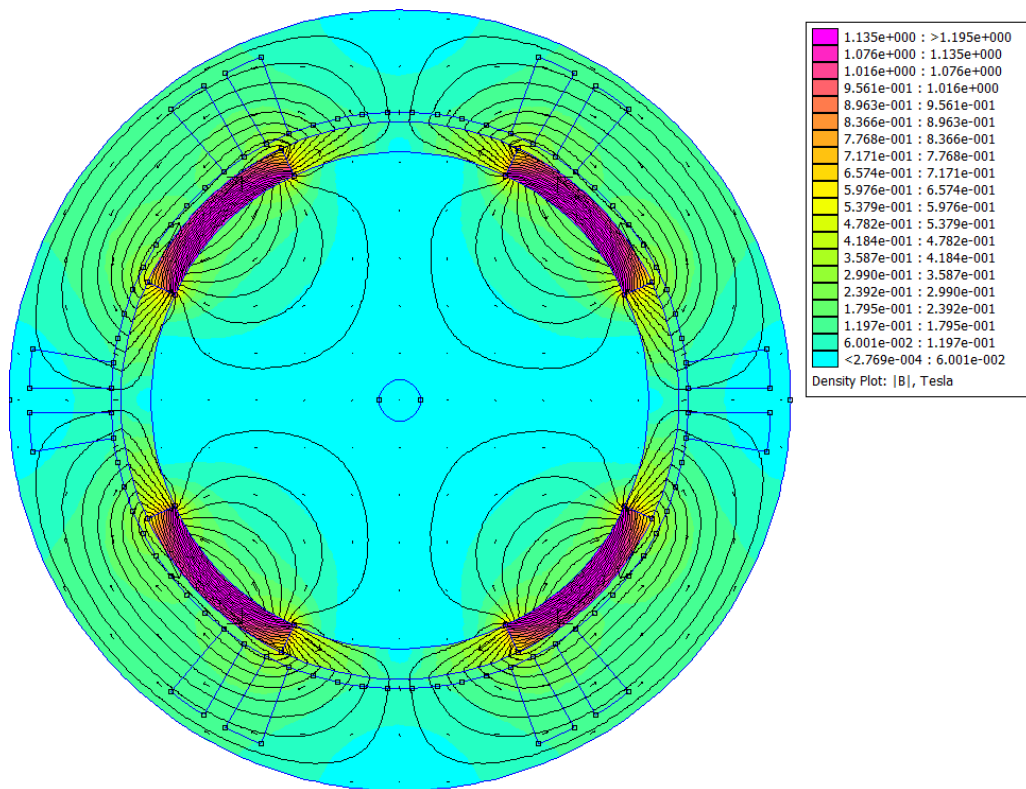
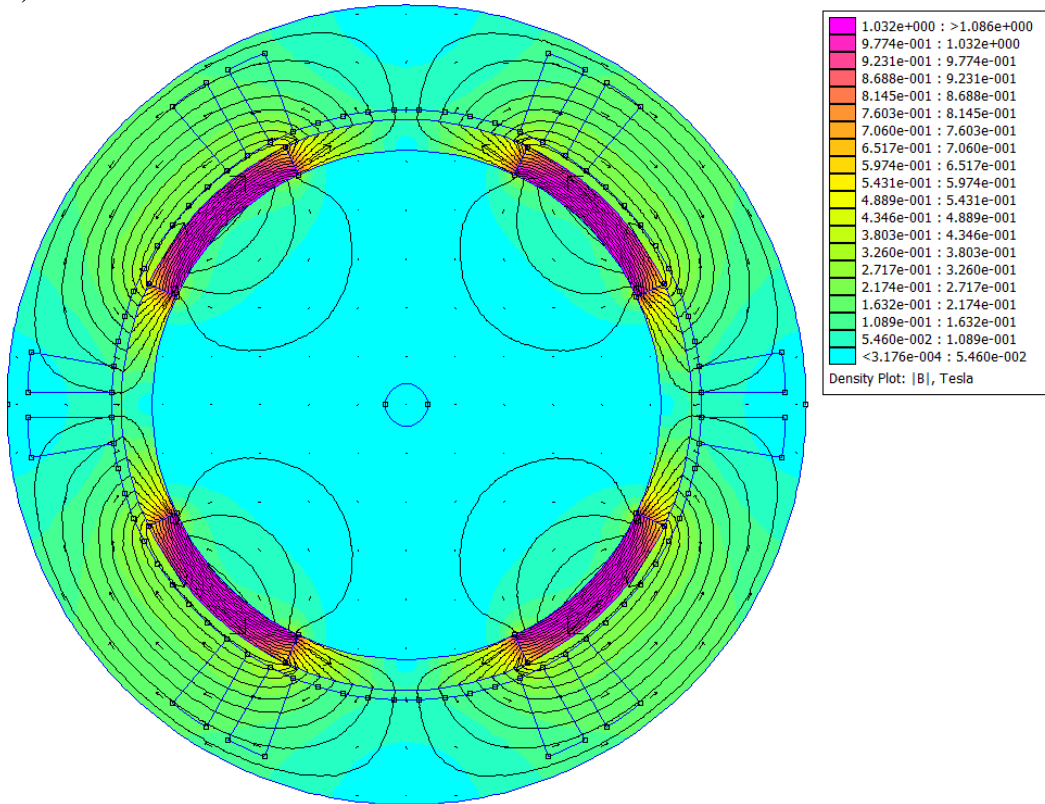
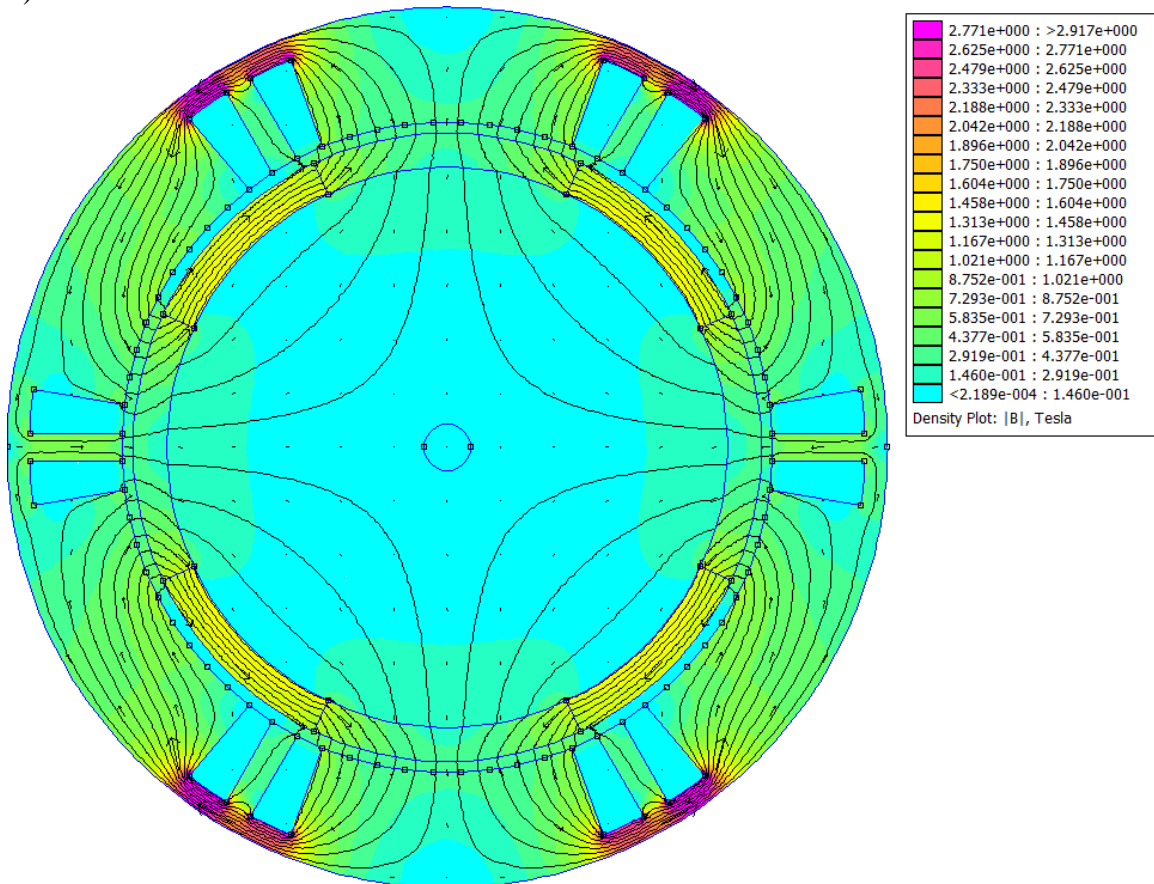


Figura F.28: Simulação do gerador de eixo horizontal no FEMM usando um *halbach array* de quatro polos, a) modelo implementado e b) resultado obtido com utilização de ferro no núcleo do rotor.

a)



b)



c)

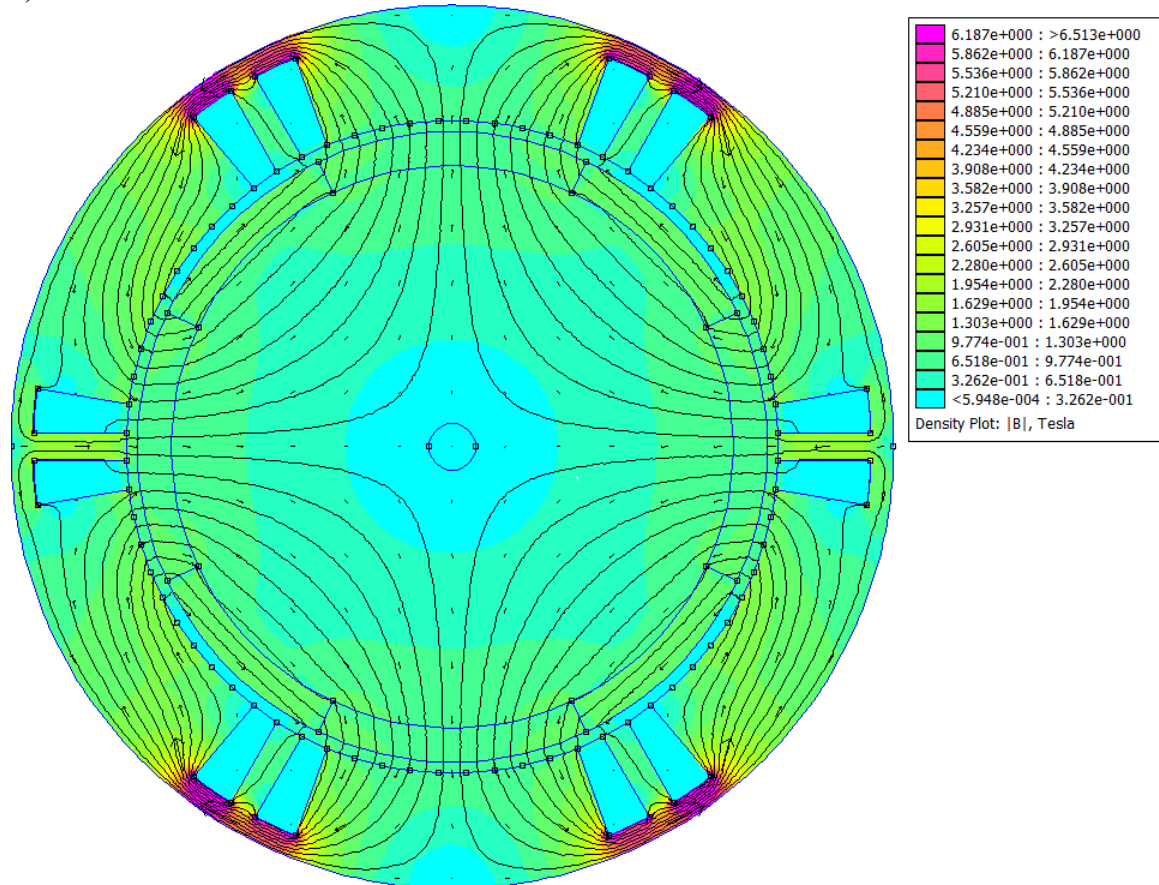


Figura F.29: Simulação de casos particulares do gerador de eixo horizontal no FEMM usando um *halbach array* de quatro polos, a) sem uso de ferro, b) utilização de ferro no *yoke* do estator e c) utilização de ferro no núcleo do rotor e no *yoke* do estator.

Anexo J

Artigo publicado na revista *AIMS Energy* em parceria com o orientador da tese, professor Joaquim Azevedo [146].

Research article

Small scale wind energy harvesting with maximum power tracking

Joaquim Azevedo* and Fábio Mendonça

Centre for Exact Science and Engineering, University of Madeira, Funchal, Portugal

* **Correspondence:** Email: jara@uma.pt; Tel: +351-291-705286.

Abstract: It is well-known that energy harvesting from wind can be used to power remote monitoring systems. There are several studies that use wind energy in small-scale systems, mainly with wind turbine vertical axis. However, there are very few studies with actual implementations of small wind turbines. This paper compares the performance of horizontal and vertical axis wind turbines for energy harvesting on wireless sensor network applications. The problem with the use of wind energy is that most of the time the wind speed is very low, especially at urban areas. Therefore, this work includes a study on the wind speed distribution in an urban environment and proposes a controller to maximize the energy transfer to the storage systems. The generated power is evaluated by simulation and experimentally for different load and wind conditions. The results demonstrate the increase in efficiency of wind generators that use maximum power transfer tracking, even at low wind speeds.

Keywords: energy harvesting; wind energy; horizontal axis wind turbine (HAWT); vertical axis wind turbine (VAWT); maximum power point tracking; simulation; experimental setup

1. Introduction

Many research efforts have been devoted to provide small efficient systems for collecting information from physical world [1–4]. Restrictions of power supply have limited the deployment of large wireless sensor networks. For that reason, these systems require energy harvesting from the environment for long term operation [5–7]. Together with solar and hydro systems, the wind is a renewable energy source mostly used in large-scale systems. Many works have been proposed for solar small-scale energy harvesting [8]. These systems incorporate methods for maximum power point tracking (MPPT) to charge batteries or supercapacitors [7,8]. Several studies suggest the use of wind energy for small-scale systems, mainly with vertical axis wind turbines. Most part of this work is based on the evaluation of the Savonius turbine [9,11]. However, there are few examples

for wind energy harvesting which include the turbine, the generator and a maximum power transfer circuit.

To compare various wind prototypes, it is defined the efficiency of the wind generator as the ratio of the generated output power and the maximum power available from the wind. The system in [12] used a commercial three-bladed turbine (16 cm radius), which provided 200 mW for a wind speed of 5.4 m/s (efficiency of 2.5%). In [13] a piezo electric windmill with blades of 6.5 cm radius produced 5 mW for a wind speed of 4.5 m/s (efficiency of 0.7%). In [14] a vertical axis windturbine (VAWT) six-bladed Savonius (6 cm diameter and 20 cm height) was employed to power wireless sensor networks, providing 45 mW at 5 m/s (efficiency of 0.5%). The work presented in [15] used a wind turbine with a blade radius of 3 cm. The system generated a power of 24 mW for a wind speed of 4.5 m/s (efficiency of 14.9%). The system with MPPT was used to charge a supercapacitor and provided 7.86 mW for a wind speed of 3.62 m/s (efficiency of 9.4%). In [16], horizontal axis windturbines (HAWT) with different number of blades were tested (two, three and six blades with radius of 6.8 cm). The six-bladed turbine provided more energy, producing 136 mW at 5 m/s (efficiency of 12.1%) and 439 mW at 7 m/s (efficiency of 14.2%). The system used a buck regulator to charge batteries of 3.7 V. The charging efficiency was 60% for a wind speed of 7 m/s. The work presented in [17] also studied the number of blades of small HAWT and concluded that turbines with six blades provide more power than those of three blades. For the VAWT system the turbine with two blades produced more power than those of three or six blades. For the wind speed of 5 m/s, the HAWT system with 7.5 cm blade radius produced 243 mW (efficiency of 16.3%) and the VAWT system with the height of 19 cm and a rotor diameter of 6.8 cm produced 83 mW (efficiency of 8.2%). To supply a wireless sensor node, the HAWT system was used to charge batteries of 2.4 V. The system efficiency was 15% at 5 m/s. However, this efficiency drops for other wind speed since the circuit did not use a MPPT algorithm.

Although there are several studies for vertical axis windturbines (typically Savonius), actual implementations of energy harvesting with these systems is difficult to find. More prototypes can be found for horizontal axis windturbines, but there is a lack of studies on some parameters of interest. The first goal of this work is to simulate energy harvesting systems to assist in the development of small-scale wind systems. In this context, it is important to identify the main parameters that affect the performance of the wind energy harvesting system. The power coefficients of two types of turbines will be determined. The efficiency of the wind generator for different load conditions will be evaluated. The systems with MPPT will be compared with those without MPPT. Comparisons between energy harvesting implementations to power wireless sensor networks will also be presented.

2. Wind Systems

Due to the miniaturization of the sensor nodes, energy harvesting systems must also be of small dimension. The development of small-scale wind systems requires the identification of the main parameters that affect the energy generation. A computer model developed to simulate such systems allows its evaluation before its actual

implementation. The main components of the wind system are the wind turbine, the generator, the MPPT control circuits and the storage system. In this section the main expressions for simulation and the developed circuits for small-scale wind systems are provided.

2.1. Turbine parameters

The maximum power captured by a wind turbine is given by [18]

$$P_T = C_p P_0 = \frac{1}{2} C_p \rho A v^3 \quad (1)$$

where C_p is the power coefficient of the turbine, P_0 is the maximum available power from the wind, ρ is the air density (typically 1.25 kg/m^3), A is the swept area of the turbine (m^2) and v is the wind speed (m/s). The Betz limit imposes a physical maximum power coefficient of 59.3%. The power coefficient of the wind turbine is determined by the ratio of the shaft power of the turbine and the power available from the wind, $C_p = \omega_m T / P_0$, with ω_m the angular velocity (rad/s) of the turbine and T the aerodynamic torque of the turbine (N·m). The power coefficient may be represented as a function of the tip speed ratio, given by

$$\lambda = \frac{\omega_m R}{v} \quad (2)$$

with R the radius of the turbine rotor.

Figure 1 shows two types of wind turbines developed in this work. HAWT and VAWT systems were evaluated. Three HAWT propeller turbines were tested: three-bladed turbine with 7.5 cm radius, six-bladed turbine with 7.5 cm radius and three-bladed turbine with 15 cm radius. The Savonius VAWT has 25 cm height and a diameter of 12.5 cm. The blades of this turbine were twisted by 180° to provide a surface to start rotating independently of the wind direction.

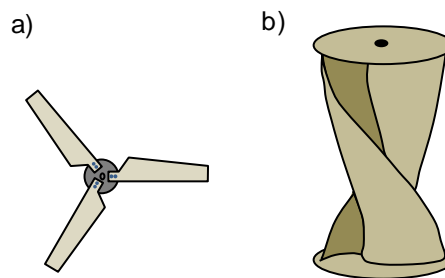


Figure 1. Wind turbines: a) propeller; b) Savonius.

The power coefficient of each turbine was determined using the rope-brake technique to measure the torque [19].

2.2. Generator parameters

The wind turbine was connected to a three-phase permanent magnet synchronous generator (PMSG). Figure 2 shows the model of the generator and the rectifier bridge that converts the alternating current to direct current. Schottky diodes with low on-state voltage drop allow the use of a passive bridge with the advantage that it does not need a control system to maintain the timing of the switch activation required by an active rectifier.

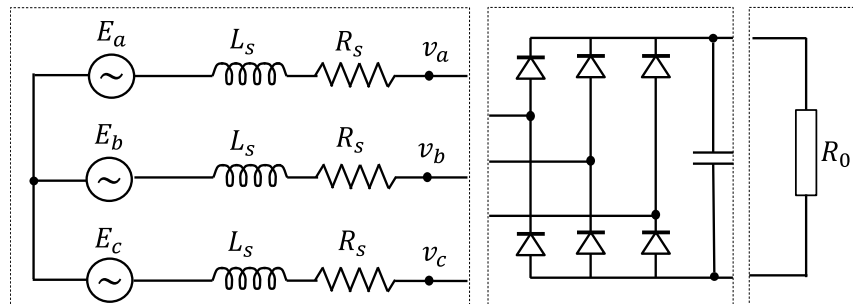


Figure 2. Three-phase generator circuit with rectifier and load.

The generator can be described by [20]

$$\begin{cases} v_a = L_s \frac{di_a}{dt} + R_s i_a - E_a \\ v_b = L_s \frac{di_b}{dt} + R_s i_b - E_b \\ v_c = L_s \frac{di_c}{dt} + R_s i_c - E_c \end{cases} \quad (3)$$

where L_s is the synchronous inductance of each phase, R_s is the phase resistance and E is the maximum induced voltage, given by

$$E_{max} = \frac{4\omega_e k_s N B_m l r}{poles} \quad (4)$$

with $\omega_e = \omega_m poles/2$. K_s is the winding factor, $poles$ is the number of poles, N is the number of turns of the stator winding (per phase), B_m is the peak flux density (T), l is the axial length of the rotor (m) and r is the radius to the air-gap (m).

The dynamic equation governing the angular velocity of the turbine/generator is [20]

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{T_v - T_e - b\omega_m}{J} \quad (5)$$

where b is the coefficient of friction (caused by the generator and the turbine bearings), J is the moment of inertia ($kg \cdot m^2$), $T_v = P_T / \omega_m$ is the wind torque (N·m) and T_e is the electric torque,

$$T_e = \frac{3IVF_p}{\omega_m} \quad (6)$$

where I is the root mean square (rms) phase current (A), V is the rms phase-to-neutral voltage(V) and F_p the power factor (assumed to be unitary).

Two generators were developed, one for each turbine type. Table 1 shows the main parameters of the generator, with d the wire diameter and $a-g$ the air-gap dimension.

The generator that operates with the propeller turbines was implemented with eight neodymium magnets and six coils of 100 turns with copper wire of 0.4 mm diameter. This generator has a diameter of 5.5 cm and 5 cm height. The generator that operates with the Savonius rotor was implemented with twelve neodymium magnets and nine coils of 135 turns. This generator has a diameter of 11 cm and 3.5 cm height.

Table 1. Parameters of the generators.

Turbine	Poles	Coils	d (mm)	N	K_s	l (cm)	r (cm)	B_m (T)	$a-g$ (mm)
HAWT	8	6	0.4	100	0.945	4.3	3.3	0.191	3
VAWT	12	9	0.5	135	0.823	5.86	4.86	0.226	3

2.3. Control circuits and simulation

Figure 3 shows the block diagram of the wind system with MPPT control. This model is used for simulation and for the experimental setup. The wind turbine is simulated by equation (5) and provides the mechanical rotation to the generator. The passive rectifier is defined by the on-state voltage drop V_d and by the forward resistance R_d . Schottky diodes (MBRA210LT3G) are used in the experimental setup. The voltage drop is 0.26 V for a forward current of 100 mA. The output voltage of the rectifier bridge is V_s .

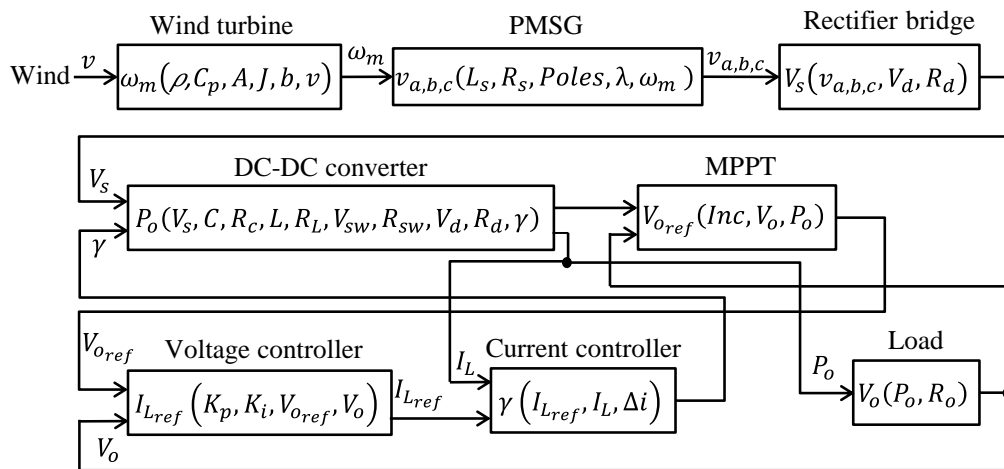


Figure 3. Block diagram of the wind system.

After rectification, a DC-DC converter is used to provide maximum power transfer. Two converter configurations were studied, a boost and a buck-boost [21]. Taking into account the required generated voltages, it was decided to use a boost converter, since the buck-boost provides similar results but the circuit is more complicated. In fact, since the buck-boost inverts the output signal in relation to its input, the MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) switch is placed at the end of the loop, allowing the emitter to be connected to the source ground. Nevertheless, the microcontroller is powered by the battery, connected at the output of the converter, which requires a driver to keep the control signal. When compared with the boost converter, the loss in efficiency is not compensated by the increase in the output power.

The circuit of the converter is represented in Figure 4. The capacitor C is modeled by an ideal capacitance (F) in series with a resistance R_C (Ω), the inductor L (H) has a resistance R_L and the Schottky diode has an on-state voltage drop V_d and a forward resistance R_d . The MOSFET is controlled by PWM (Pulse Width Modulation). The on-state voltage drop on the MOSFET is V_{sw} and the internal resistance is R_{sw} .

The converter delivers energy to the load R_o , which may be a resistor, a battery or any other system requiring energy. In the present work, a battery is used to supply energy to a wireless sensor node which measures parameters from the environment. A battery was chosen instead of a supercapacitor due to its high storage capacity. The MPPT is implemented using the “perturb and observe” algorithm, with increments on the variable of control given by Inc . The output power and voltage are evaluated to determine the reference voltage, V_{oref} . The voltage controller subtracts the voltage on the load to this reference creating the voltage error signal E_v . This signal is compensated by a proportional and integral compensator producing the reference current I_{Lref} . This reference is subtracted to the current on the coil I_L in the current controller, generating the current error. The control signal γ is defined as high (opening the MOSFET switch) if the error is greater than a limit Δi . The control signal is defined as low (closing the switch) if the error is smaller than $-\Delta i$. Otherwise the control signal is not changed.

The control and the MPPT algorithm were implemented in an Arduino Fio microcontroller, as it has low power consumption and is prepared to be integrated with a wireless sensor node XBee [22]. The current on the coil is measured with the current sensor (MAX9929FAUA+) and the voltage on the load is measured directly on its terminals.

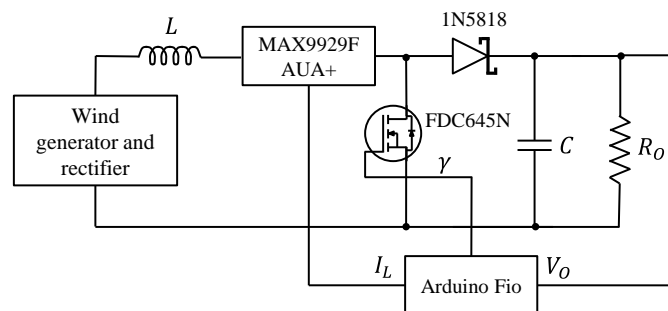


Figure 4. DC-DC boost converter.

The voltage and the current on the load for a boost converter are given by [21]

$$\begin{aligned} V_o &= \frac{V_s}{1-D} \\ I_o &= (1-D)I_L \end{aligned} \quad (7)$$

with D the duty cycle and I_L the current on the coil. The inductance is given by $L = V_s D / (\Delta I_L f)$ and the capacitance C is $C = V_o D / (R_o \Delta V_o f)$, where ΔI_L is the current variation on the coil, f is the switching frequency of the converter, V_o is the voltage on the load and ΔV_o is the voltage variation on the capacitor. For design purposes, the maximum voltage elevation should be from 1 to 5 V. Using (7), the maximum value for D is 80%. Considering a current variation of 10% and an average value of I_o of 100 mA (for all loads), from (7) the maximum current variation on the coil is 40 mA. Therefore, if $V_s = 1$ V and $f = 10$ kHz the coil has an inductance of 2 mH. Considering that ΔV_o is 10%, for the lowest load of 5 Ω the capacitance is 160 μ F. The resistance of the coil used in the experimental setup is 1 Ω and the equivalent series resistance of the capacitor is 50 m Ω .

The Laplace transform of the dynamic behaviour of the converter is

$$\begin{aligned} I_L &= \frac{1}{sL} \left[V_s - (1-\gamma)V_d - \left(\frac{R_o R_C}{R + R_C} (1-\gamma) + R_L \right) I_L - \frac{R_o}{R_o + R_C} V_C (1-\gamma) \right] i_o \\ &= (1-D)i_L \end{aligned} \quad (8)$$

$$V_C = \frac{R_o I_L (1-\gamma) - V_C}{sC(R_o + R_C)} \quad (9)$$

where V_d is the voltage drop on the diode (significant for small-scale systems) and γ indicates the switch state (1 if closed or 0 otherwise). The system can perform control of the voltage across the capacitor or it can control the voltage in the capacitor and the current in the coil. The option was for the second case since provides a more stable control. The control circuit uses a proportional and an integral compensator defined by the constants K_p and K_i , where

$$\frac{E_{vc}}{E_v} = K_p \frac{\frac{K_i}{K_p} + s}{s} \quad (10)$$

with E_{vc} the compensated voltage error. The transfer function of the voltage controller is

$$\frac{V_o}{V_{oref}} = \frac{-\frac{K_p}{CT_d}}{s^2 + \frac{s}{T_d} - \frac{K_p}{CT_d}} \quad (11)$$

using (9) and after manipulation of the expressions, the parameters of the compensator are given by $K_p = -C/(2T_d)$ and $K_i = K_p/(CR_o)$. The system is sampled with a period T to be manipulated with a digital system. The Z transform of the sampled system is

$$E_{vc} = z^{-1}E_{vc} + \left(\frac{TK_i}{2} - K_p\right)z^{-1}E_v + \left(\frac{TK_i}{2} + K_p\right)E_v \quad (12)$$

Simulations in Matlab/Simulink were performed, where the Park transform of the synchronous generator has been already implemented [23]. The model of the battery is given in [24]. The system is used to charge batteries for wireless sensor nodes and the microcontroller utilized to implement the MPPT control is also used in the application. The microcontroller continuously generates the PWM (Pulse Width Modulation) wave, being in low power consumption mode most of the time and waking up every second to adjust the duty cycle. The current consumption in this mode of operation is 880 μ A. Every ten seconds, the microcontroller wakes up the sensor node during 130 ms to measure and transmit data to the gateway and returns to sleep mode to extend the lifetime of the network.

3. Evaluation Results

Several experiments to evaluate the main parameters of the small-scale wind system were performed. The results are obtained from simulations and experimentally. The study was applied to remote monitoring in urban areas, but the developed systems can be applied to other environments. The availability of higher wind speeds in mountainous regions makes the wind generators a good option for energy harvesting.

3.1. Wind speed

Wind availability was evaluated to determine the amount of energy available for harvesting. Data of wind speeds measured in the years 2012 and 2013 in the top of the University of Madeira was used in this study, which is 175 m above sea level. Figure 5 shows results for the wind speed in May 2013 for a week of data. It may be observed that most of the time the wind speed is very low.

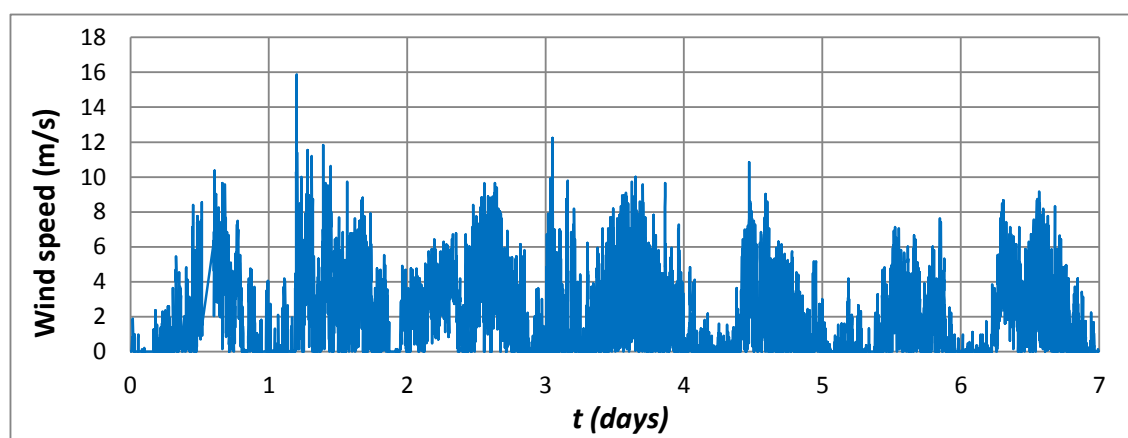


Figure 5. Wind speed for a week of data.

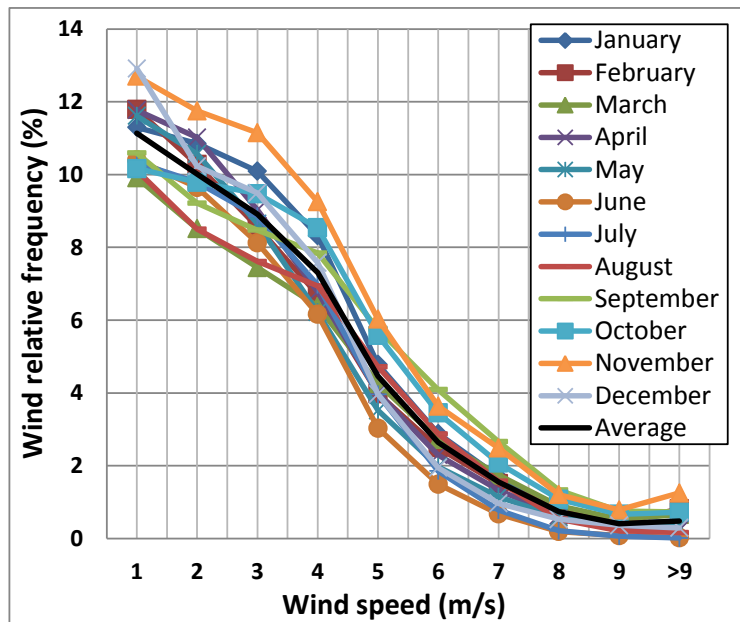


Figure 6. Monthly relative frequency distributions of wind speed.

The relative frequency of wind speed per month was calculated for the considered environment. Figure 6 shows the results. The wind speed is near zero about 50% of the time. This result was removed from the graphs of figure 6 for better visualization of data. The last value represented in the wind speed axis includes the relative frequencies for wind speeds equal or above 10 m/s. The solid line is the annual average of wind speed. The wind frequency decreases considerably with increasing wind speed. Wind speed is around 2 m/s in about 10% of the time and is around 5 m/s in about 5% of the time. Speeds above 8 m/s only occur in 2% of the time.

3.2. Power coefficients of wind turbines

The power coefficient is a very important parameter of a wind turbine. In [25], it is mentioned that the efficiency of small blades can be less than 20%. Horizontal and vertical axis small wind turbines were tested in order to perform a comparison with large-scale wind turbines. Figure 7 shows the power coefficients of three-bladed horizontal axis turbines for different radius.

Large-scale three-bladed turbines can have power coefficients above 40% [26]. This is represented in figure 7 by a solid line. The solidity of these turbines is 0.035. The dashed line is the power coefficient measured for a turbine with a smaller radius [27]. In this case the value of C_p is lower. The results represented by triangles, squares and dots were obtained in this work for small turbines. It may be noticed that the power coefficient decreases with the radius of the turbine. The tip speed ratio decreases due to the increasing in solidity (0.22 for 5 cm radius, 0.17 for 7.5 cm radius and 0.12 for 15 cm). The experiments demonstrate that the angular velocity of the turbine increases linearly with the wind speed. Smaller turbines provide higher angular velocities for the same wind speed. However, the torque increases more quickly with the turbine diameter, resulting in a higher power coefficient for turbines with higher radius.

Figure 8 shows the power coefficient as a function of the wind speed for the various tested turbines. The six-bladed HAWT have a higher C_p (26.5%) than the three-bladed (25.5%), as obtained by other works. These turbines have a maximum power coefficient for wind speeds around 5 m/s. The efficiency of propeller turbines with larger radius decreases more quickly with wind speed than for turbines with smaller radius. The turbine of 5 cm radius has a low performance since in this case the bearings impose a greater influence.

The VAWT system has a maximum C_p of 10.2% (dashed line with dots), but this parameter has a smaller variation with the wind speed compared with the horizontal axis turbines. In the following sections, the six-bladed horizontal axis turbine and the vertical axis wind turbine are used in the studies of power generation.

3.3. Power generation for different loads

Simulated and experimental results for both wind turbines and for different load resistances were obtained. The moment of inertia of the HAWT system was calculated using the expression given in [28] and the moment of inertia of the VAWT system was calculated with the expression developed in [29]. Considering the information given in [30], the bearing constants are in the interval 8×10^{-4} to 12×10^{-4} . The turbine shaft is supported by two bearings. A comparison between simulated and experimental results has shown that the coefficient of friction varies with the wind speed and load. An empirical expression was obtained from the results of the HAWT system, giving

$$b = 0.0019 - 0.00055 \ln(v) - 0.000025 \ln(R_0) \quad (13)$$

From simulation, it was found the generator efficiency is strongly dependent on the coefficient of friction of the bearings. Variations of the moment of inertia in (5) affects the time required for the wind generator to reach the final value.

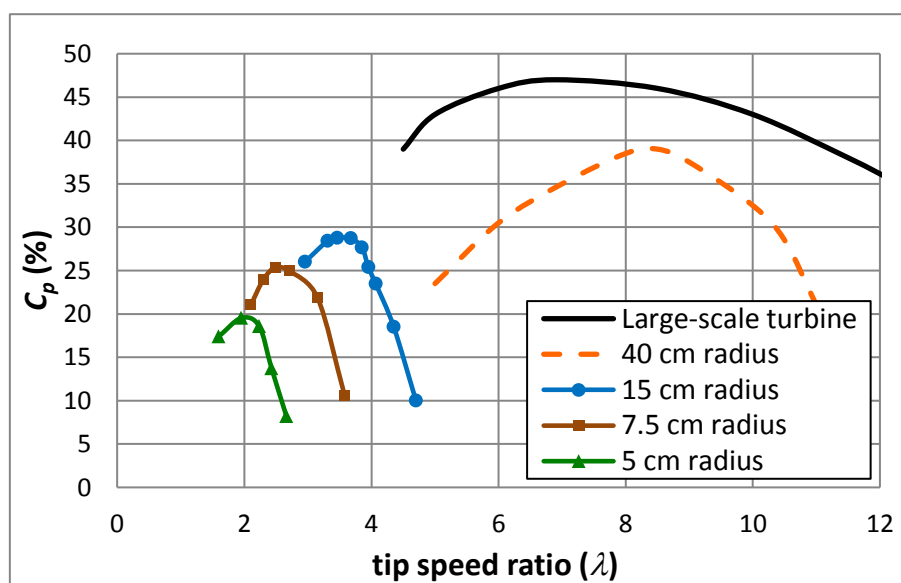


Figure 7. Power coefficients of three-bladed horizontal axis wind turbines.

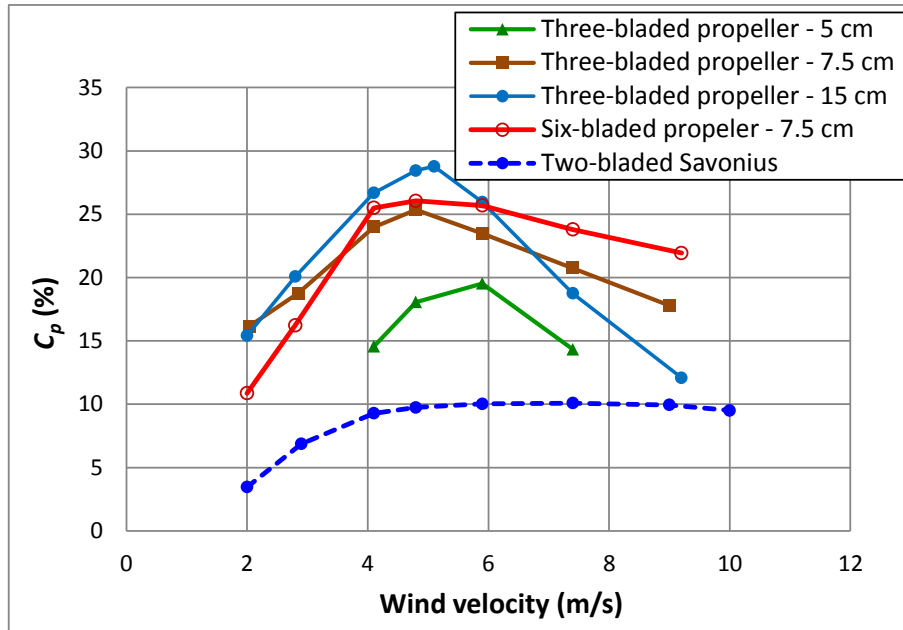
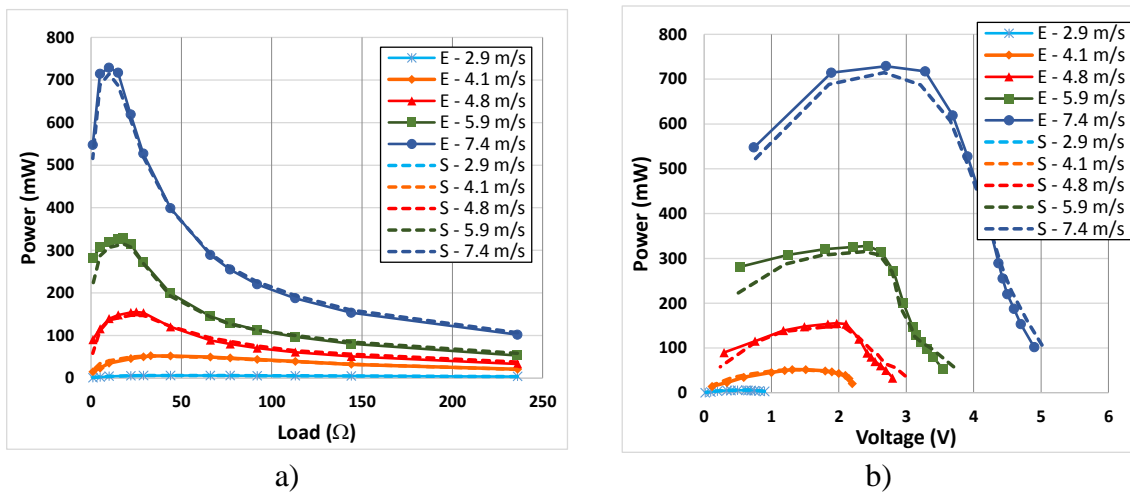


Figure 8. Power coefficients of the developed wind turbines.

Figure 9 shows the output power of the systems without MPPT for different wind speeds. Figure 9a) and figure 9b) are results for the horizontal axis turbine and Figure 9c) and figure 9d) are results for the vertical axis turbine. Solid lines are experimental data (E) and dashed lines are results obtained from simulation (S). The maximum power transfer occurs for loads between 10 and 66 Ω for the range of wind speeds used in the measurements. Higher wind speeds correspond to lower load resistances.



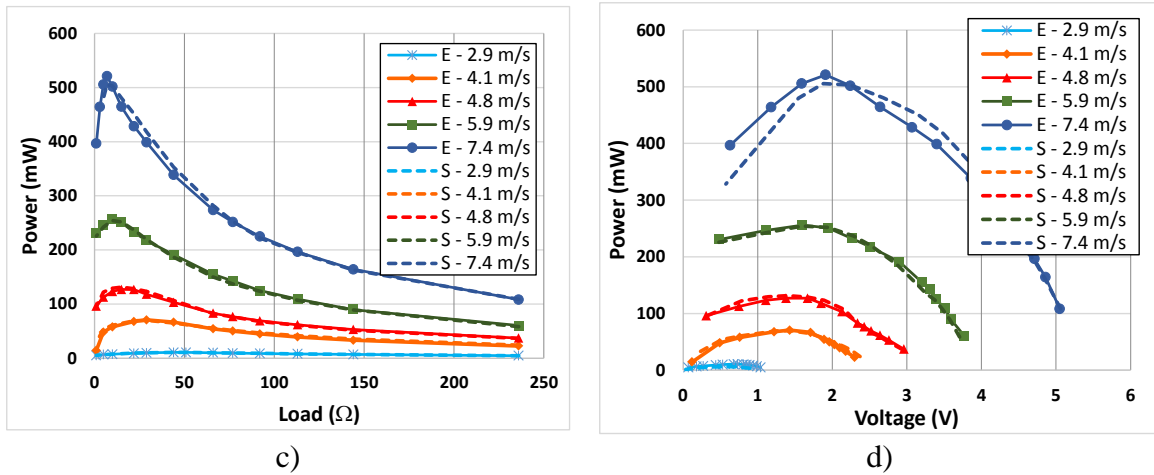


Figure 9. Output power: a) as a function of load resistances for HAWT; b) as a function of generated voltage for HAWT; c) as a function of load resistances for VAWT; d) as a function of generated voltage for VAWT.

Figure 9b) and figure 9d) show results for the output power as a function of the generated voltage. The efficiency of the passive rectifier bridge is between 60% for $v = 2.5$ m/s and 84% for $v = 7.5$ m/s. The efficiency of the generator of the HAWT system is between 20% for $v = 2.5$ m/s and 83% for $v = 7.5$ m/s. For the VAWT system the efficiency of the generator is between 47% for $v = 2.5$ m/s and 84% for $v = 7.5$ m/s.

Figure 10 shows the total efficiency of the system (this efficiency includes power coefficient, generator efficiency and rectifier efficiency). The HAWT system provides higher efficiencies except for low wind speeds. However, in this case it is required a system that orientates the turbine to the wind direction. The efficiency of the VAWT system varies less with the wind speed.

From data of figure 6, it was calculated the annual mean of wind speed. The result was 1.5 m/s. If this wind speed were used in the calculation of the mean generated power, the result would be 0.2 mW for the HWAT system and 0.4 mW for the VAWT system. However, high wind speeds provide higher values of energy harvesting. Considering the average relative frequency, the average generated power is 53 mW for the HWAT system and 42 mW for the VAWT system. This power is enough to supply energy to a wireless sensor node consuming few tens of milliwatts.

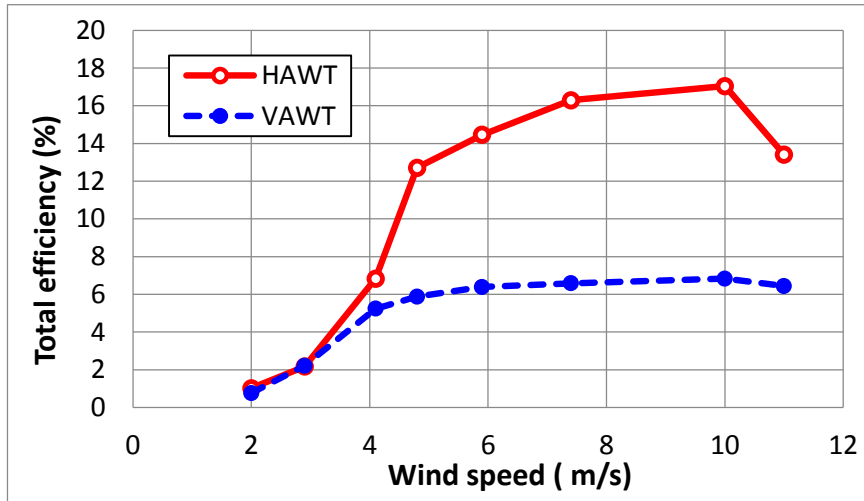
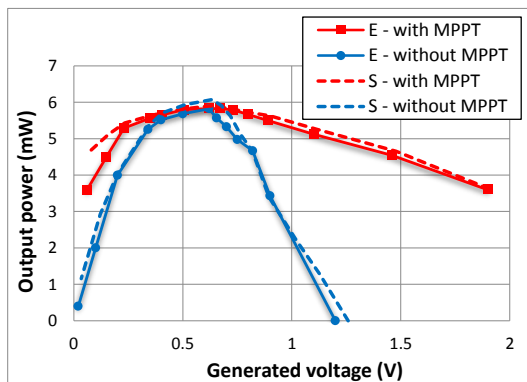


Figure 10.Total efficiency for HAWT and VAWT systems.

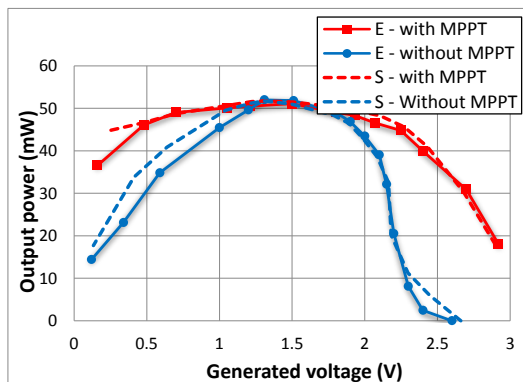
3.4. Power transfer

The systems with MPPT were evaluated and compared to those without control. Figure 11 shows the results for the HAWT system considering four wind speeds. The generated output power is represented as a function of the generated voltage, since the energy is used to charge batteries in typical applications. The dashed lines are results obtained from simulation and the solid lines are experimental results. There is a good correlation between both results. Therefore, the model can be used to evaluate the parameters of the wind system that influence the energy generation.

The lines defined by small squares are the output powers for the wind system with MPPT. It may be observed that MPPT control is very important for low wind speeds. The generated power of the system with MPPT is higher than that of the system without MPPT for all generated voltages for wind speeds below 4 m/s. Taking into account data of figure 6, the wind speed is below 4 m/s for about 90% of the time. The system operating above 6 m/s has better results if the DC-DC control is not used for lower generated voltages. For 6 m/s the transition occurs at 3 V and for 7.5 m/s at 4.2 V. However, it is important to note the energy harvesting system always requires the converter as it allows controlling the flow of current to the battery. The wind speed is above 6 m/s for about 5.8 % of the time (figure 6).



a)



b)

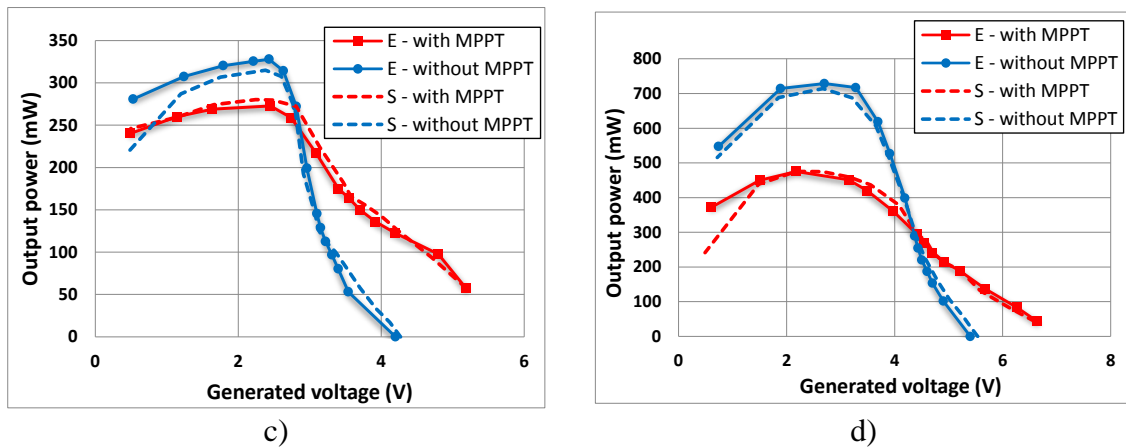


Figure 11. Output power as a function generated voltage for the HAWT system: a) 2.9 m/s; b) 4.1 m/s; c) 5.9 m/s; d) 7.4 m/s.

In figure 12 is represented the efficiency of the DC-DC. This efficiency is measured as the ratio of the output power of the DC-DC converter to its input power. The efficiency is above 60% for wind velocities above 5 m/s. The converter provides lower efficiencies for lower wind speeds. However, in this case the generated power is near the one of the maximum transfer for a wide range of loads. The quality of the coil, the equivalent series resistance of the capacitor and the voltage drop in the diode affects the efficiency of the converter. This influence was evaluated by simulation. The results demonstrate that high efficiencies are obtained by the use of components with low losses. Nevertheless, it should be considered that a coil and a capacitor with low losses require larger dimensions.

Figure 13 shows the results for the VAWT system. The conclusions about the performance of the system with MPPT are similar to those of HAWT system. However, the VAWT system provides more power for wind speeds below 4 m/s.

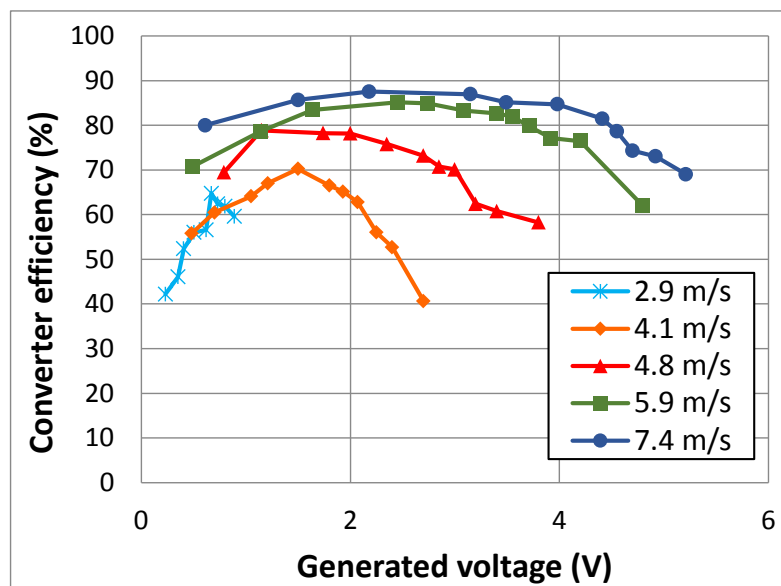


Figure 12. Efficiency of the DC-DC converter.

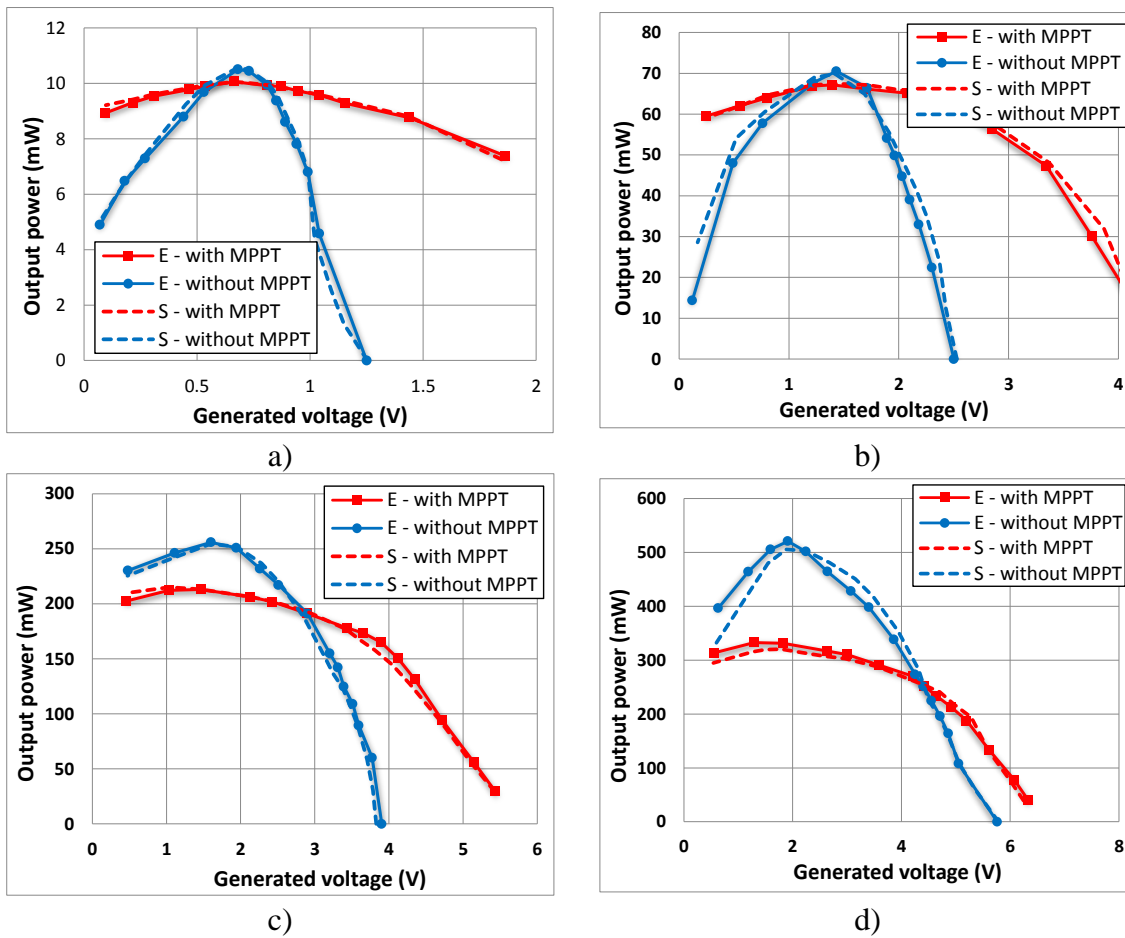


Figure 13. Output power as a function generated voltage for VAWT system: a) 2.9 m/s; b) 4.1 m/s; c) 5.9 m/s; d) 7.4 m/s.

3.5. Environment monitoring with energy harvesting

A wireless sensor network with Xbee/Zigbee sensor nodes is used to monitor parameters of the environment. The Xbee operates with voltages between 2.1 V and 3.6 V. The operating current consumption at 3.3 V is 40 mA and the power-down current is below 1 μ A. Typically, a pair of AA batteries is used to supply energy to these systems. The microcontroller Arduino Fio operates at 3.3 V and the input voltage range from 3.35 V to 12 V. An integrated controller allows charging lithium batteries of 3.7 V with an input voltage range from 3.7 V to 7 V. Three types of battery voltages were evaluated: two AA batteries in series to give 2.4 V; a lithium battery of 3.7 V; four AA batteries in series to give 4.8 V.

The developed systems were applied to charge the mentioned batteries. The initial voltage of the batteries was near the nominal for a better comparison between systems. Table 2 shows the output power of the HAWT system for several wind speeds. For the battery of 2.4 V the system with MPPT produces high efficiencies at low wind speeds. The system without MPPT cannot charge this battery for wind speeds below 4 m/s. The system with MPPT can also charge the battery of 3.7 V with very good efficiencies. As for the previous case, the efficiency decreases with the increasing of the wind speed. The

system without MPPT only charges the 3.7 V battery for wind speeds above 5.7 m/s. Wind speeds below 3 m/s cannot charge the battery of 4.8 V for the system with MPPT. For the system without MPPT only very high wind speeds permit to charge this battery.

Table 2. Output power of the HAWT system when charging different batteries.

v (m/s)	2.4 V		3.7 V		4.8 V	
	With MPPT (mW)	Without MPPT (mW)	With MPPT (mW)	Without MPPT (mW)	With MPPT (mW)	Without MPPT (mW)
2.9	8	0	4	0	0	0
4.1	40	8	27	0	5	0
4.8	84	84	67	0	41	0
5.9	190	134	142	4	93	0
7.4	358	348	264	133	193	7

A similar study was also applied to the VAWT system, being the results on table 3. The generated power of the VAWT is lower than that of the HAWT for wind speed above 5 m/s.

The wind systems were installed in the studied environment for energy harvesting. The sensor nodes send data of temperature and humidity with a sampling period of 10 seconds. The power consumption of the monitoring system is 5.7 mW. The wind generators are used to charge batteries of 3.7 V. Figure 14 shows the harvested power for one day of operation. In figure 14a) is represented the wind speed and in figure 14b) is the generated power for HAWT and VAWT systems. The average wind speed is 2.2 m/s. In the study performed previously it was found that the HAWT system is more efficient and produces more power than the VAWT, mainly for high wind velocities. However, from the results of figure 14b) it may be observed that the horizontal wind generator produces less power than the vertical wind generator. The reason is that the wind was constantly changing direction, which forced the HAWT system to reorient its direction. The average power of the HAWT system is 6.8 mW and of the VAWT is 26.9 mW. These values are enough to maintain the batteries charged.

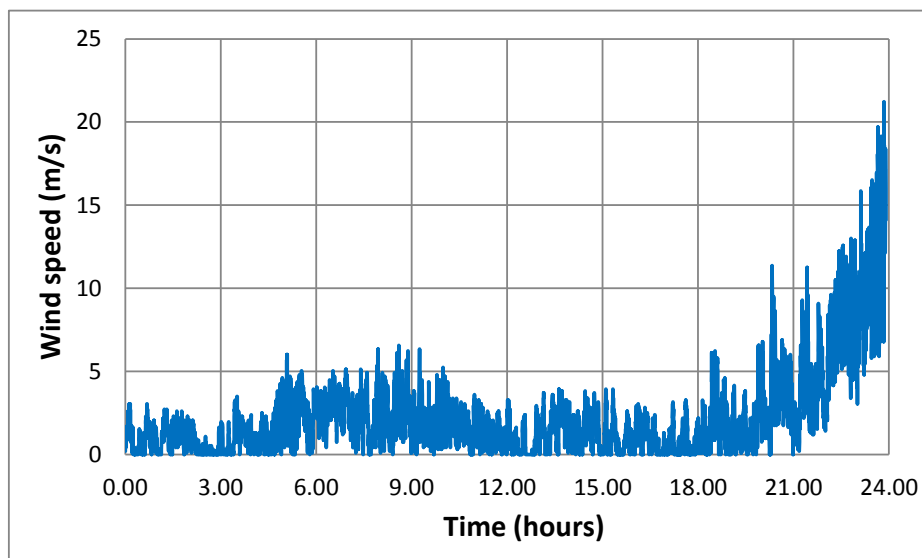
Table 3. Output power of the VAWT system when charging different batteries.

v (m/s)	2.4 V		3.7 V		4.8 V	
	With MPPT (mW)	Without MPPT (mW)	With MPPT (mW)	Without MPPT (mW)	With MPPT (mW)	Without MPPT (mW)
2.9	17	0	8	0	0	0
4.1	54	22	38	0	6	0
4.8	83	46	64	0	36	0

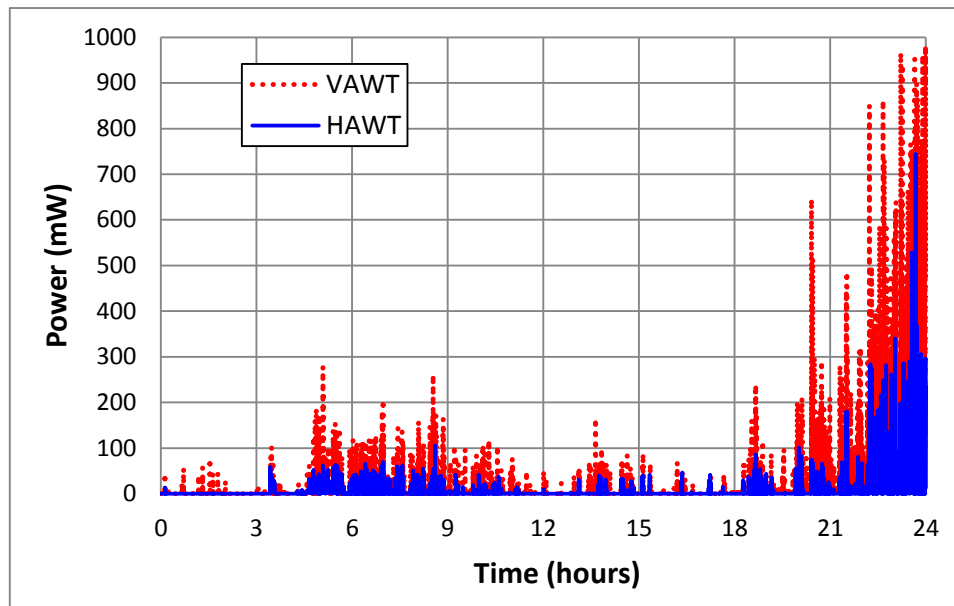
5.9	165	152	138	4	74	0
7.4	294	315	231	130	159	2

4. Conclusion

In this work implementations of wind systems to power supply wireless sensor nodes for remote sensing were presented. The power coefficients of small-scale horizontal axis wind turbine were determined. The results have shown efficiencies between 10% and 30% for radius of the turbine in the range from 5 cm to 15 cm. This parameter is dependent on the wind speed. Small-scale vertical axis turbines provide lower efficiencies, but the power coefficient varies less with the wind speed. A study of wind in an urban environment has demonstrated that the wind speed is below 5 m/s most of the time. A DC-DC converter with MPPT to provide maximum power transfer was implemented. The system was able to charge typical batteries used to supply sensor nodes. Without such system no current flows to the batteries at some lower wind speeds. A computer model to evaluate the main parameters of a wind system was developed. The model considers parameters of the turbine/generator, converter and load/battery. Simulations have demonstrated that the generated power by small-scale wind systems is strongly affected by the bearings that support the turbine shaft. It was also observed that the quality of the coil and of the capacitor used in the converter affects its efficiency. The actual implementation of the circuit requires a compromise between quality and size of the components. The HAWT and VAWT systems were installed in the actual environment for energy harvesting. The efficiency of HAWT system can be lower than expected due to the need of the turbine to follow the wind direction if the wind speed and direction change constantly.



a)



b)

Figure 14. Harvesting energy: a) wind speed; b) power into the battery.

Acknowledgments

This work was supported by the CCM research unit through the program PEst-OE/MAT/UI0219/2014. The authors wish to thank to Filipe Santos for his support to this work.

Conflict of Interest

All authors declare no conflicts of interest in this paper.

References

1. Akyildiz IF, Su W, Sankarasubramaniam Y, et al. (2002) Wireless sensor networks: a survey. *Comput Netw* 38: 393–422.
2. Anastasi G, Conti M, Di Francesco M (2009) Extending the lifetime of wireless sensor networks through adaptive sleep. *IEEE T Ind Inform* 5: 351–365.
3. Oliveira L, Rodrigues J (2011) Wireless sensor networks: a survey on environmental monitoring. *J Commun* 6: 143–151.
4. Pantazis N, Nikolidakis S, Vergados D (2013) Energy-efficient routing protocols in wireless sensor networks: a survey. *IEEE Commun Surv Tut* 15: 551–591.
5. Niyato D, Hossain E, Rashid M, et al. (2007) Wireless sensor networks with energy harvesting technologies: a game-theoretic approach to optimal energy management. *IEEE Wirel Commun* 14: 90–96.
6. Tan Y, Panda S (2011) Self-autonomous wireless sensor nodes with wind energy harvesting for remote sensing of wind-driven wildfire spread. *IEEE T Instrum Meas* 60: 1367–1377.

7. Wan Z, Tan Y, Yuen C (2011) Review on energy harvesting and energy management for sustainable wireless sensor networks. *Proceedings of the IEEE International Conference on Communication Technology* 2011: 362–367.
8. Simjee F, Chou P (2008) Efficient charging of supercapacitors for extended lifetime of wireless sensor nodes. *IEEE T Power Electr* 23: 1526–1536.
9. Saha U, Thotla S, Maity D (2008) Optimum design configuration of Savonius rotor through wind tunnel experiments. *J Wind Eng Ind Aerod* 96: 1359–1375.
10. Kamoji M, Kedare A, Prabhu S (2009) Experimental investigations on single stage modified Savonius rotor. *Appl Energ* 86: 1064–1073.
11. Bhuyan S, Biswas A (2014) Investigations on self-starting and performance characteristics of simple H and hybrid H-Savonius vertical axis wind rotors. *Energ Convers Manage* 87: 859–867.
12. Park C, Chou P (2006) AmbiMax: Autonomous Energy Harvesting Platform for Multi-Supply Wireless Sensor Nodes. *Annual IEEE Communications Society on Sensor and Ad Hoc Communications and Networks* 2006: 168–177.
13. Myers R, Vickers M, Kim H, et al. (2007) Small scale windmill. *Appl Phys Lett* 90: 054106.
14. Morais R, Matos S, Fernandes M, et al. (2008) Sun, wind and water flow as energy supply for small stationary data acquisition platforms. *Comput Electron Agr* 64: 120–132.
15. Tan Y, Panda S (2011) Optimized Wind Energy Harvesting System Using Resistance Emulator and Active Rectifier for Wireless Sensor Nodes. *IEEE T Power Electron* 26: 38–50.
16. Park J, Jung H, Jo H, et al. (2012) Feasibility Study of Micro-Wind Turbines for Powering Wireless Sensors on a Cable-Stayed Bridge. *MDPI: Energies* 5: 3450–3464.
17. Azevedo JAR, Santos FES (2012) Energy harvesting from wind and water for autonomous wireless sensor nodes. *IET Circ Device Syst* 6: 413–420.
18. Wilson RE, Lissaman PBS (1974) Applied aerodynamics of wind power machines. Research Applied to National Needs, Oregon State University.
19. Singh S (2009) *Theory of Machines*, 2 Eds., Singapore: Pearson Education.
20. Umans S, Fitzgerald A, Kingsley C (2014.) *Electric Machinery*, 7th Eds., New York, USA: McGraw Hill Higher Education.
21. Hart DW (2014) *Power Electronics*. New York, USA: McGraw Hill Higher Education.
22. XBee. Available from: <http://www.digi.com/XBee>.
23. MathWorks, Permanent Magnet Synchronous Motor. Available from: <http://www.mathworks.com/help/physmod/sps/ref/permanentmagnetsynchronousmotor.html>.
24. MathWorks, Battery. Available from: <http://www.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/battery.html;jsessionid=e65abbf4e8de0c995236e4914c0e>.
25. Federspiel C, Chen I (2003) Air-powered Sensor. *Proc IEEE Sensor* 1: 22–25.
26. Burton T, Sharpe D, Jenkins N, et al. (2001) *Wind Energy Handbook*, Chichester, USA: John Wiley and Sons.
27. Velázquez M, Carmen M, Francis J, et al. (2014) Design and Experimentation of a 1 MW Horizontal Axis Wind Turbine. *J Power Energ Eng* 2: 9–16.

28. Muyeen S, Tamura J, Murata T (2009) *Stability Augmentation of a Grid-connected Wind Farm*. London, UK: Springer-Verlag.
29. Ali MH (2013) Experimental Comparison Study for Savonius Wind Turbine of Two & Three Blades At Low Wind Speed. *Int J Mod Eng Res* 6: 2978–2986.
30. Koyo, Ball and Roller Bearings, JTEKT North America Corporation, Available from: [http://www.koyousa.com/assets/ce/Documents/\(B2001E-5a\)%20Ball%20and%20Roller%20Bearing%20Catalog%20-%20Technical%20Section.pdf](http://www.koyousa.com/assets/ce/Documents/(B2001E-5a)%20Ball%20and%20Roller%20Bearing%20Catalog%20-%20Technical%20Section.pdf).