

Tecnologias de Volantes de Inércia, Enquanto Sistemas de Armazenamento de Energia, Aplicados a Fontes Renováveis de Energia

Rodrigo Monteiro Lambelho Proença

Dissertação para obtenção de Grau de Mestre em
Engenharia Eletromecânica
(2º ciclo de estudos)

Orientador: Prof. Doutor António João Marques Cardoso
Coorientador: Prof. Doutor Adérito Neto Alcaso

janeiro de 2022

Agradecimentos

Ao Prof. Doutor Adérito Neto Alcaso, pela sua valiosa ajuda em todas as etapas deste trabalho, pela sua disponibilidade, dedicação e por me incentivar a investir nesta dissertação o melhor das minhas capacidades.

Ao Prof. Doutor António João Marques Cardoso, que já antes de ser meu orientador era um grande exemplo de rigor e trabalho árduo. Agradeço também por me indicar a oportunidade de desenvolver este trabalho no CISE.

E o maior agradecimento de todos aos meus pais, que sempre me deram todas as ferramentas que eu algum dia precisei e sempre me apoiaram em todas as minhas decisões.

Resumo

O paradigma de geração de energia elétrica tem vindo a evoluir para fontes sustentáveis e renováveis, mas esta mudança traz alguns desafios em termos de gestão e fiabilidade. Um dos problemas que atrasam o desenvolvimento destas tecnologias é a flutuação da disponibilidade dos recursos naturais utilizados (capítulo 1).

Esta dissertação visa mostrar uma solução de armazenamento de energia alternativa, e/ou complementar a baterias eletroquímicas (capítulo 2), através de um volante de inércia (*Flywheel Energy Storage System – FESS*), focando-se na parametrização e no controlo do sistema. Os sistemas industriais já disponíveis no mercado têm elevada potência, e nos mais modernos o volante é levitado magneticamente, o que lhe confere um rendimento superior. Devido a constrangimentos na disponibilidade deste equipamento, não foi possível testar um volante de inércia de escala industrial, mas os resultados apresentados nesta dissertação podem ser extrapolados para sistemas maiores. Os FESS conferem uma estabilização a curto prazo da disponibilidade de eletricidade ao sistema de geração de energia, e dependendo da capacidade podem até fornecer energia enquanto há quebras mais longas na geração (como por exemplo, quando associado painéis fotovoltaicos, durante algum tempo depois do pôr do sol).

A parte mais importante de um FESS, e ao mesmo tempo o elo mais fraco em relação aos parâmetros importantes como potência, rendimento e custo, é o acionamento do sistema (capítulo 3). Neste trabalho são apresentadas as máquinas elétricas possíveis de aplicar num sistema destes, das quais se escolheram duas para aprofundar e testar – a máquina DC (*Direct Current*) com escovas e a máquina PMSM (*Permanent Magnet Synchronous Machine*), sem escovas, de onda trapezoidal (também chamada máquina BLDC – *Brushless Direct Current*).

Cada uma destas soluções de acionamento elétrico tem associado um tipo de conversor eletrónico adequado, que é a base para o controlo da máquina. Para as duas escolhas também foi estudado o seu conversor e o controlo necessários.

Estas duas tecnologias foram testadas e parametrizadas de maneira a criar um modelo matemático que foi usado para prever o comportamento do volante de inércia em simulações no programa MATLAB-SIMULINK. Foram depois realizados ensaios experimentais para comprovar a viabilidade do controlo proposto nesta dissertação. Para aproximar ao máximo as simulações da realidade foi necessário encontrar parâmetros mecânicos e elétricos das máquinas usadas (incluindo volante), conversor, tipo de controlo, sistema de geração e consumo.

Todos os testes práticos de parametrização e ensaios experimentais finais foram realizados no Centro de Investigação em Sistemas Electromecatrónicos | Guarda *International Research Station on Renewable Energies* (CISE | GIRS-RES) cujas instalações estão localizadas no Instituto Politécnico da Guarda (capítulo 4).

Palavras-chave

Energias Renováveis; Volante de Inércia; Armazenamento de Energia; Máquina Elétrica

Abstract

Electric energy generation has recently been going through a paradigm shift into renewable and sustainable energy sources, but this transition brings some challenges regarding management and reliability. One of these challenges is the intermittent availability of some natural sources (chapter 1).

This dissertation demonstrates an energy storage technology that is alternative, and/or complementary to traditional electrochemical batteries, termed the Flywheel Energy Storage System (FESS). Focus is put on its parametrization and control. Industrial systems already available have considerable power. In the most advanced ones, the flywheel is magnetically levitated to increase its efficiency. Due to restrictions in equipment availability, it was not possible to test a FESS of industrial scale. Yet, the results shown in this dissertation can be extrapolated to larger systems. The FESS provides short-term stabilization in terms of electric power availability. Besides, and depending on its capacity, the FESS can even supply power for slightly longer periods (for example, when integrated with photovoltaic panels, after the sun sets).

The most important part of a FESS, and also the weak link in terms of power, efficiency, and cost, is the electric drive (chapter 3). The main possible drive technologies are presented, from which two are chosen to test – the DC brushed machine and the Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM), without brushes, and trapezoidal waveform (also called Brushless DC - BLDC machine).

Each of these electric machines is controlled by an appropriate electronic power converter, which is the foundation for the control of the system. For both machine technologies, the necessary converter and control methods were also studied.

These two systems were tested and parameterized with the intent of creating a mathematical model capable of predicting the flywheel's behaviour, through simulations in MATLAB-SIMULINK. Then, experimental tests were conducted to assess feasibility of the control methods proposed in this dissertation. All the parametrization tests and final experimental trials were conducted in *Electromechatronic Systems Research Centre | Guarda International Research Station on Renewable Energies (CISE | GIRS-RES)*.

Keywords

Renewable Energies; Flywheel; Energy Storage; Electrical Machine

Índice

Agradecimentos	ii
Resumo	iii
Abstract.....	v
Índice	vii
Lista de Figuras.....	ix
Lista de Tabelas	x
Lista de Abreviaturas	xi
Capítulo 1	1
Introdução	1
1.1. Objetivos	1
1.2. Energias Renováveis	1
1.2.1 Energia Solar Fotovoltaica.....	2
1.2.2 Energia Eólica	4
1.2.3 Flutuação da energia.....	5
1.3. Sistemas de Armazenamento de Energia	6
Capítulo 2.....	11
2. Volante de Inércia.....	11
2.1. Modelo Matemático	12
2.2. Tecnologias Modernas de Volantes de Inércia	13
Capítulo 3.....	17
3. Acionamento Elétrico e Parametrização do Sistema.....	17
3.1. Máquinas Elétricas e Conversores Eletrônicos.....	18
3.1.1 Máquina DC com escovas	18
3.1.2 Conversor boost bidirecional (half-bridge)	25
3.1.3 Máquina BLDC	29
3.1.4 Inversor trifásico.....	35
3.2. Parametrização do Volante de Inércia.....	40
3.3. Sistemas de Controlo	43
3.3.1 Equilíbrio entre geração, carga e armazenamento	43
3.3.2 Máquina DC	46
3.3.3 Máquina BLDC	48
3.4. Problemas e restrições	50
Capítulo 4.....	53
4. Validação dos Sistemas	53
4.1. Máquina DC	53

4.2. Máquina BLDC	60
Conclusões	64
Trabalhos Futuros.....	64
Referências.....	65
Anexos.....	67

Lista de Figuras

FIGURA 1: DIAGRAMA DO FUNCIONAMENTO DE UMA CÉLULA FOTOVOLTAICA. _____	2
FIGURA 2: CURVA DE COMPRIMENTOS DE ONDA DA RADIAÇÃO SOLAR INCIDENTE (TOTAL) E DA ABSORÇÃO (BEGE). _____	3
FIGURA 3: CURVAS CORRENTE / POTÊNCIA EM ORDEM À TENSÃO, E PONTOS MÁXIMOS DA POTÊNCIA DE UM PAINEL FOTOVOLTAICO, PARA VÁRIOS NÍVEIS DE IRRADIAÇÃO SOLAR. _____	4
FIGURA 4: FORÇAS QUE ATUAM NUMA TURBINA EÓLICA. _____	5
FIGURA 5: INTERMITÊNCIA A CURTO / MÉDIO PRAZO DE ENERGIA A) SOLAR; B) EÓLICA. _____	6
FIGURA 6: <i>RAGONE PLOT</i> - COMPARAÇÃO DOS VÁRIOS ESS EM TERMOS DE ENERGIA E POTÊNCIA ESPECÍFICAS. _____	8
FIGURA 7: TECNOLOGIA ESS COM O MENOR LCOS, EM FUNÇÃO DO NÚMERO DE CICLOS E DA DURAÇÃO DE CADA DESCARGA. _____	8
FIGURA 8: DIAGRAMA DE UM FESS. _____	11
FIGURA 9: A) <i>GOLDEN MOTOR</i> BLDC MODELO 108; B) CONVERSOR / CONTROLADOR <i>GOLDEN MOTOR</i> BAC 0501. _____	18
FIGURA 10: CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE DE UMA MÁQUINA DC. _____	18
FIGURA 11: RESULTADOS DA REGRESSÃO FEITA PELO CFTOOL PARA O ENSAIO DE DESACELERAÇÃO DA MÁQUINA DC. _____	23
FIGURA 12: COMPARAÇÃO ENTRE O ENSAIO DE DESACELERAÇÃO DA MÁQUINA DC REAL E O SIMULADO. _____	24
FIGURA 13: CONVERSOR DC-DC <i>BOOST</i> REGENERATIVO EM <i>HALF BRIDGE</i> . _____	26
FIGURA 14: TOPOLOGIA DO CONVERSOR, COM OS SINAIS QUE IMPÕEM FUNCIONAMENTO A) NO PRIMEIRO QUADRANTE E B) NO SEGUNDO QUADRANTE. _____	26
FIGURA 15: CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE DE UM MOTOR BLDC COM LIGAÇÃO EM ESTRELA. _____	29
FIGURA 16: RESULTADOS DA REGRESSÃO FEITA PELO CFTOOL PARA O ENSAIO DE DESACELERAÇÃO DA MÁQUINA BLDC. _____	32
FIGURA 17: COMPARAÇÃO ENTRE O ENSAIO DE DESACELERAÇÃO DA MÁQUINA BLDC REAL E O SIMULADO. _____	33
FIGURA 18: TERMINAIS ELÉTRICOS DO CONTROLADOR / CONVERSOR <i>GOLDEN MOTOR</i> BAC 0501. _____	35
FIGURA 19: TOPOLOGIA DO INVERSOR TRIFÁSICO IMPLEMENTADO NUM BLDC. _____	35
FIGURA 20: ESTRATÉGIA DE COMUTAÇÃO DO INVERSOR PARA FUNCIONAMENTO A) EM MODO MOTOR E B) EM MODO GERADOR. _____	36
FIGURA 21: FUNCIONAMENTO REGENERATIVO DO INVERSOR EM DOIS MOMENTOS DO CICLO. A) ENTRE 0 E $2 \cdot \pi \cdot D$; B) ENTRE $2 \cdot \pi \cdot D$ E $2 \cdot \pi$. _____	37
FIGURA 22: BLOCO DE GERAÇÃO DOS SINAIS PWM NA MÁQUINA BLDC. _____	37
FIGURA 23: RELAÇÃO ENTRE A CORRENTE REGENERADA E A VELOCIDADE DO BLDC. _____	39
FIGURA 24: GRÁFICO DA CORRENTE REGENERATIVA IMPOSTA PELO MÓDULO DE CONTROLO E CONVERSÃO AO LONGO DA TRAVAGEM, COMPARADA COM A APROXIMAÇÃO ENCONTRADA. _____	40
FIGURA 25: RESULTADOS DA REGRESSÃO FEITA PELO CFTOOL PARA O ENSAIO DE DESACELERAÇÃO DO CONJUNTO BLDC+FLY. _____	41
FIGURA 26: COMPARAÇÃO ENTRE O ENSAIO DE DESACELERAÇÃO DO CONJUNTO BLDC+FLY REAL E O SIMULADO. _____	42
FIGURA 27: FLUXOGRAMA DO CÓDIGO DE EQUILÍBRIO _____	45
FIGURA 28: DIAGRAMA DE BLOCOS DOS CONTROLADORES PID DA MÁQUINA DC. _____	46
FIGURA 29: DIAGRAMA DAS LIGAÇÕES DO <i>DRIVER</i> SKYPER 32R. _____	48
FIGURA 30: COMPONENTES DO CIRCUITO DE ELETRÓNICA DE POTÊNCIA E CONTROLO DA MÁQUINA DC. A) <i>CHIP</i> COMPARADOR E <i>MUX</i> ; B) <i>DRIVER</i> SKYPER 32R; C) INTERRUPTORES MOSFET COM <i>SNUBBERS</i> . _____	48
FIGURA 31: DIAGRAMA DO CIRCUITO ELÉTRICO DA CARGA RESISTIVA AC VARIÁVEL, E GRANDEZAS RELEVANTES PARA OS CÁLCULOS. _____	49
FIGURA 32: FORMA DE ONDA DA TENSÃO IMPOSTA PELO TRIAC DE ACORDO COM O ÂNGULO DE DISPARO. _____	49
FIGURA 33: MONTAGEM COMPLETA DO FESS COM A MÁQUINA DC. _____	53
FIGURA 34: DIAGRAMA ELÉTRICO DA MONTAGEM COMPLETA. _____	54
FIGURA 35: COMPORTAMENTO DA VELOCIDADE DA MÁQUINA E DAS CORRENTES NO A) ARRANQUE REAL; B) ARRANQUE SIMULADO. _____	55
FIGURA 36: COMPORTAMENTO DA VELOCIDADE DA MÁQUINA E DAS CORRENTES NA: A) ACELERAÇÃO REAL; B) ACELERAÇÃO SIMULADA _____	56
FIGURA 37: COMPORTAMENTO DA VELOCIDADE DA MÁQUINA E DAS CORRENTES NA: A) REGENERAÇÃO REAL COM RESPOSTA LENTA; B) REGENERAÇÃO REAL COM RESPOSTA RÁPIDA; C) REGENERAÇÃO SIMULADA. _____	57
FIGURA 38: SIMULAÇÃO DE UMA SITUAÇÃO COMPLEXA COM A MÁQUINA DC. _____	59
FIGURA 39: MONTAGEM COMPLETA DO FESS COM A MÁQUINA BLDC. _____	60
FIGURA 40: COMPORTAMENTO DA VELOCIDADE DA MÁQUINA BLDC E DAS CORRENTES COM CONTROLO DE CARGA DEPENDENTE DA CORRENTE NA MÁQUINA. A) COM GERAÇÃO PV; B) SEM GERAÇÃO PV; C) SIMULADO. _____	61
FIGURA 41: SIMULAÇÃO DE UMA SITUAÇÃO COMPLEXA COM IMPLEMENTAÇÃO DA MÁQUINA BLDC. _____	63

Lista de Tabelas

TABELA 1: CARACTERÍSTICAS DE VÁRIOS SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA.	9
TABELA 2: CARACTERÍSTICAS DOS DOIS TIPOS DE FESS.	15
TABELA 3: CARACTERÍSTICAS DOS TRÊS TIPOS PRINCIPAIS DE MÁQUINAS ELÉTRICAS UTILIZADAS EM FESSs.	16
TABELA 4: RESULTADOS DO ENSAIO 1 DA MÁQUINA DC.	21
TABELA 5: RESULTADOS DO ENSAIO 2 DA MÁQUINA DC.	22
TABELA 6: RESULTADOS DO ENSAIO 3 DA MÁQUINA DC.	22
TABELA 7: RESULTADOS DE SIMULAÇÃO A VELOCIDADES ESTÁVEIS DA MÁQUINA DC.	25
TABELA 8: ERROS RELATIVOS ENTRE O ENSAIO E A SIMULAÇÃO DA MÁQUINA DC.	25
TABELA 9: RESULTADOS DO TESTE PARA ENCONTRAR KEM DA MÁQUINA BLDC.	31
TABELA 10: RESULTADOS DO ENSAIO A VELOCIDADES ESTÁVEIS DO BLDC.	31
TABELA 11: RESULTADOS DE SIMULAÇÃO A VELOCIDADES ESTÁVEIS DO BLDC.	33
TABELA 12: ERROS RELATIVOS ENTRE O ENSAIO E A SIMULAÇÃO DO BLDC.	33
TABELA 13: COMPORTAMENTO DE VÁRIAS GRANDEZAS EM RELAÇÃO AO INPUT DISPONIBILIZADO PELO MÓDULO DE CONTROLO DO BLDC.	38
TABELA 14: RESULTADOS DO ENSAIO A VELOCIDADES ESTÁVEIS DO CONJUNTO BLDC+FLY.	41
TABELA 15: RESULTADOS DA SIMULAÇÃO A VELOCIDADES ESTÁVEIS DO CONJUNTO BLDC+FLY.	42
TABELA 16: ERRO RELATIVO ENTRE O ENSAIO E A SIMULAÇÃO DO CONJUNTO BLDC+FLY	42
TABELA 17: PARÂMETROS MECÂNICOS DAS COMBINAÇÕES RELEVANTES DE EQUIPAMENTOS.	43
TABELA 18: CONSTANTES DOS CONTROLADORES PID SIMULADOS E DOS APLICADOS NA PRÁTICA.	47
TABELA 19: CONSTANTES DO CONTROLADOR PID DO BLDC SIMULADO.	50

Lista de Abreviaturas

- FESS – Flywheel Energy Storage System.
- DC – Direct Current.
- PMSM – Permanent Magnet Synchronous Machine.
- BLDC – Brushless Direct Current.
- CISE | GIRS-RES – Centro de Investigação em Sistemas Electromecatrónicos |
Guarda International Research Station on Renewable Energies.
- ER – Energias Renováveis.
- ESS – Energy Storage Systems.
- PV – Photovoltaic.
- MPPT – Maximum Power Point Tracking.
- AC – Alternating Current.
- ESS – Energy Storage System.
- LCOS – Levelized Cost Of Storage.
- SMES – Superconducting Magnetic Energy Storage.
- CAES – Compressed Air Energy Storage.
- PHS – Pumped Hydroelectric Storage.
- SP – Set Point.
- IM – Induction Machine.
- VRM – Variable Reluctance Machine.
- SRM – Switched Reluctance Machine.
- RMS – Root Mean Square.
- PWM – Pulse Width Modulation.
- ESR – Equivalent Series Resistance.
- DAQ – Data Acquisition.
- RTW – Real Time Windows.
- SOC – State Of Charge.
- PID – Proportional-Integral-Derivative.
- TTL – Transistor - Transistor Logic.

Capítulo 1

Introdução

1.1. Objetivos

Devido à natureza intermitente de certas fontes de energia renovável (ER), como é o caso da energia solar, é necessário dispor de um sistema de armazenamento para garantir a disponibilidade e fiabilidade da energia fornecida à rede (seja esta a rede nacional ou uma rede doméstica). Atualmente a tecnologia de armazenamento que tem sido mais investigada, em parte graças à sua utilidade em veículos elétricos, é a bateria de iões de lítio (Li-Ion). As baterias eletroquímicas em geral, quando comparadas com outros sistemas de armazenamento de energia (ESS – *Energy Storage Systems*), têm alguns pontos fracos relacionados com a sua potência, tempo de vida e preço. Esta dissertação mostra que a tecnologia de volantes de inércia pode funcionar como uma bateria eletromecânica, complementar da eletroquímica, criando um sistema híbrido sem tais pontos fracos.

Para construir um sistema ER fiável, é necessário compreender vários temas, incluindo as próprias ER, sistemas de armazenamento em geral, baterias e, nesta dissertação em específico, volantes de inércia, e o acionamento elétrico / eletrónica que permite controlar este sistema.

1.2. Energias Renováveis

O paradigma da geração de energia no século XXI está a mudar cada vez mais rapidamente para fontes sustentáveis e renováveis, devido a motivos ambientais e económicos. Estes incentivos estão fora do âmbito desta dissertação, mas vale a pena reter o facto de que as tecnologias relacionadas com energias renováveis têm sido constantemente criadas e aperfeiçoadas ao longo do último século [1].

Contudo, ainda existem problemas que se forem resolvidos irão tornar estas fontes de energia ainda mais fiáveis e competitivas. Um destes problemas, relevante para o trabalho realizado nesta dissertação, é a flutuação na disponibilidade dos recursos naturais e conseqüentemente uma flutuação na geração de eletricidade por parte dos equipamentos de captura de energia [2], [3].

O termo “Energias Renováveis” engloba um vasto conjunto de fontes energéticas, utilizadas sobretudo para a produção de energia elétrica: solar fotovoltaica, eólica, hídrica, geotérmica, biomassa, hidrogénio entre outras.

Este capítulo irá servir de síntese sobre as fontes de energia renovável, com ênfase na energia solar fotovoltaica e na eólica (que têm caráter intermitente), e apresentar o problema de flutuação de geração de eletricidade.

1.2.1 Energia Solar Fotovoltaica

A radiação solar é de longe a fonte mais abundante de energia no planeta. O valor encontrado na literatura é de 173 000 terawatts, que corresponde a 10 000 vezes o consumo atual de energia em todo o mundo [4].

A radiação incidente é transformada em eletricidade através do efeito fotovoltaico (PV - *Photovoltaic*) em células solares, cujo funcionamento se baseia no comportamento de materiais semicondutores (como o silício) ao terem luz a incidir sobre eles. Cada célula é composta por duas camadas de silício intencionalmente dopada com impurezas que as tornam tipo-P (positivas - escassez de elétrons no material) ou tipo-N (negativas - abundância de elétrons).

Quando incide luz sobre a célula, como está ilustrado no diagrama da Figura 1, os elétrons da camada tipo-N são “ejetados” e ao seguirem o circuito do painel em direção à camada tipo-P, geram uma corrente contínua de intensidade proporcional a fatores como: comprimentos de onda da luz incidente e absorvida (para a luz solar é a curva na Figura 2 [5]), intensidade da radiação solar, temperatura, inclinação dos raios incidentes em relação ao painel e estado de limpeza do painel.

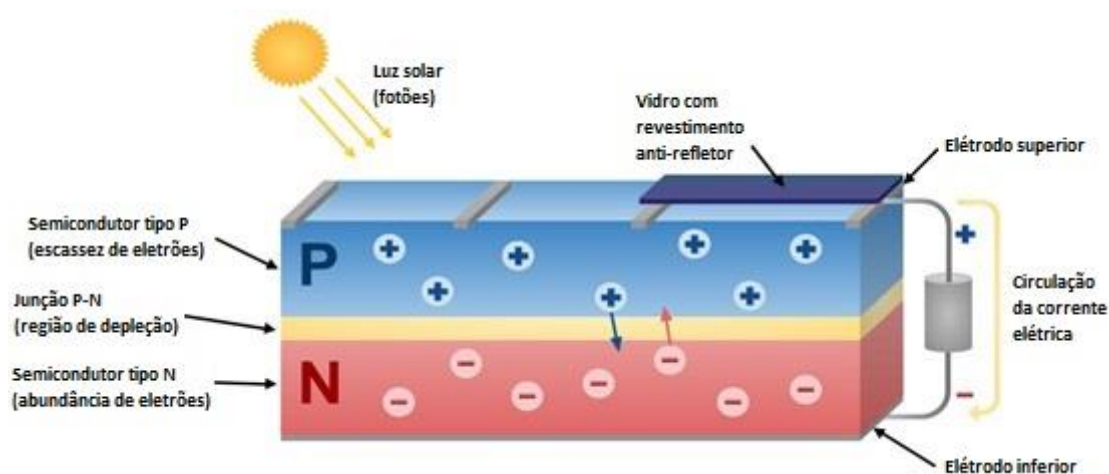


Figura 1: Diagrama do funcionamento de uma célula fotovoltaica.

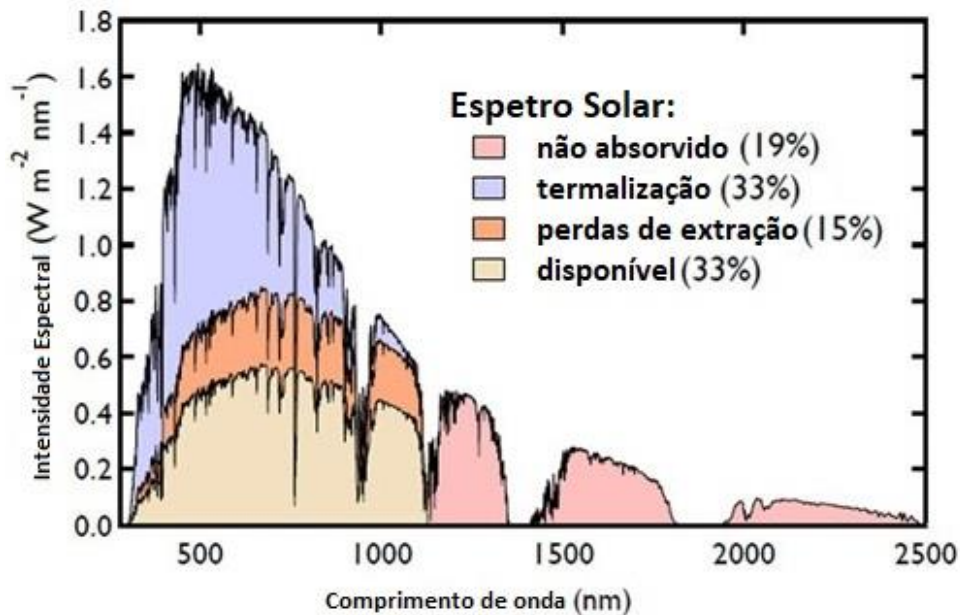


Figura 2: Curva de comprimentos de onda da radiação solar incidente (total) e da absorção (bege).

Cada célula PV gera uma tensão que depende da sua temperatura, e gera uma corrente contínua que depende da radiação absorvida. Um painel fotovoltaico é constituído por várias células em série e paralelo de acordo com as características elétricas pretendidas pelo fabricante. Normalmente, é depois aplicado um conversor DC-DC com dois objetivos:

1. Controlar a tensão para implementar este sistema num barramento DC;
2. Garantir que o painel está a funcionar no seu ponto de máxima potência.

Para isto, o conversor é controlado por um algoritmo de otimização MPPT (*Maximum Power Point Tracking*). Na Figura 3 [6] encontram-se ilustrados gráficos representativos de pontos de potência máxima conhecidos numa célula PV.

A partir daí a energia pode ser utilizada em DC, armazenada ou, com a ligação de um inversor, fornecida à rede AC (*Alternating Current*).

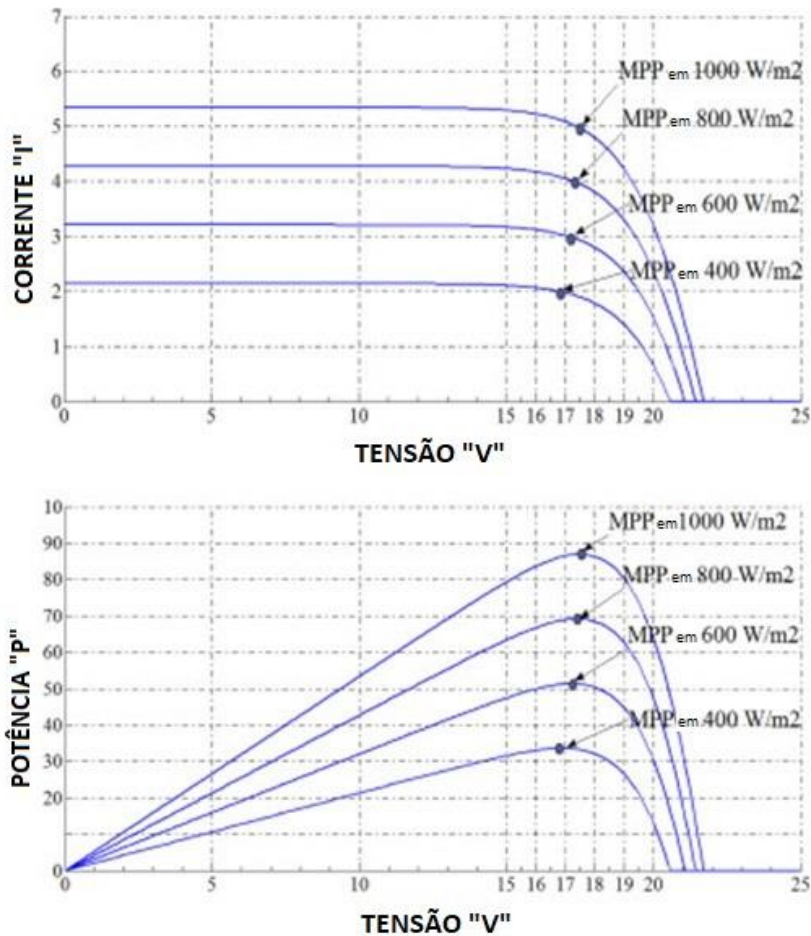


Figura 3: Curvas corrente / potência em ordem à tensão, e pontos máximos da potência de um painel fotovoltaico, para vários níveis de irradiação solar.

O sistema de painéis fotovoltaicos presente nas instalações do CISE | GIRS-RES apresenta uma potência nominal de 2000 W, com um conversor DC-DC do tipo *Buck* ligado a um barramento de 48 V DC.

1.2.2 Energia Eólica

O vento é outra fonte extremamente abundante de energia, cujos métodos de captura remontam a milhares de anos atrás, com equipamentos simples como moinhos de vento para moer grão, e nas últimas décadas têm vindo a ser desenvolvidas novas tecnologias, adaptadas às necessidades modernas, e sob constante evolução.

O funcionamento de qualquer turbina eólica é baseado no arrasto que o ar provoca nas pás. Estas estão desenhadas de maneira que as forças aplicadas tenham uma componente tangencial que irá criar um binário no eixo da turbina (Figura 4 [7]). Os moinhos (não elétricos) utilizavam este binário diretamente para mover a peça atuante que mói o grão, sendo que a diferença nas turbinas eólicas modernas é que o binário é

transferido mecanicamente para um gerador elétrico localizado na cabina (em inglês *nacelle*).

A potência gerada por estes equipamentos depende da velocidade do vento, da respetiva orientação em relação às pás (se for uma turbina de eixo horizontal), bem como do estado de manutenção do sistema, entre outros.

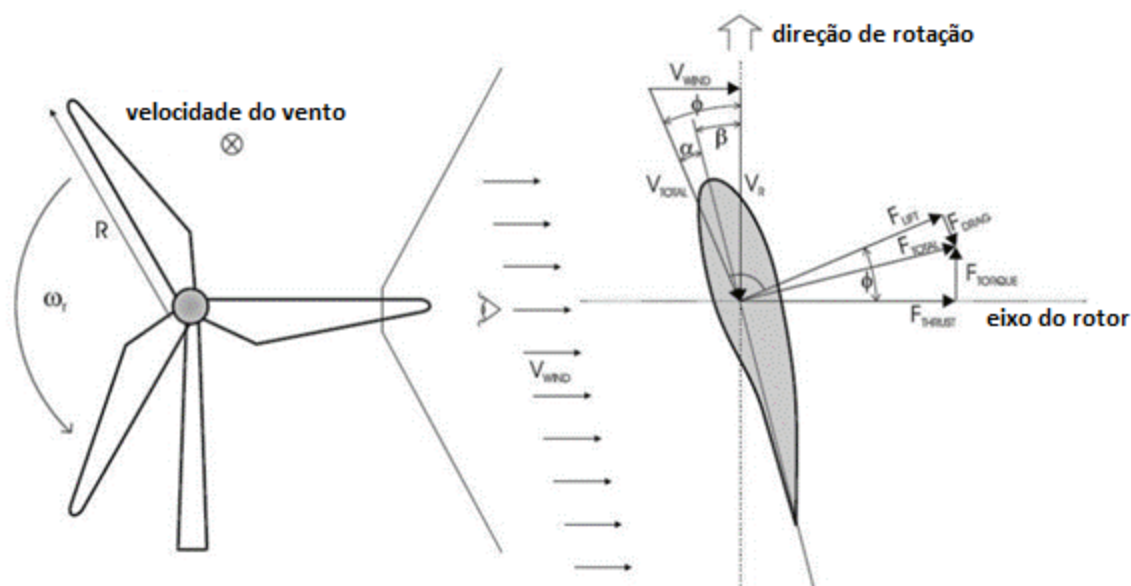


Figura 4: Forças que atuam numa turbina eólica.

Nas instalações do CISE | GIRS-RES encontra-se uma turbina eólica de eixo vertical, com uma potência nominal de 3000 W e um retificador trifásico ligado a um barramento de 48 V DC. O controlo do retificador é também por otimização MPPT, semelhante ao do sistema PV.

1.2.3 Flutuação da energia

Tendo em conta os fatores que influenciam a potência gerada, há alturas em que não há energia para ser capturada, nomeadamente durante a noite ou em períodos nublados para a energia solar e períodos com baixa intensidade do vento para a energia eólica. As estações do ano também têm influência na eletricidade gerada, mas atualmente é possível prever, em parte, estas flutuações, pelo que o controlo da geração e distribuição de eletricidade define quais e quantas fontes de eletricidade são necessárias usar em cada período [8].

Para além disso, tendo em conta a enorme quantidade de energia que flui na rede elétrica, esta está construída para que a energia gerada seja consumida quase imediatamente. Por estas razões, se não existir um sistema de armazenamento local adequado, as fontes intermitentes apenas têm utilidade imediata e serão inúteis nos

períodos sem geração. Tendo em conta que as necessidades elétricas da rede são contínuas e ininterruptas, fontes intermitentes sem um armazenamento adequado não têm fiabilidade suficiente para serem tidas em conta na gestão da produção a nível de uma rede nacional.

Atualmente, entre as três maiores fontes renováveis em uso, a energia hídrica de barragens é a que tem disponibilidade mais estável, e isto deve-se a dois sistemas usados para mitigar a flutuação a curto e médio prazo:

- A curto prazo, em períodos de excesso de produção elétrica, é utilizado bombeamento que recupera água a jusante e a devolve ao reservatório.
- A médio prazo, a grande quantidade de água armazenada no reservatório serve para garantir que poderá ser gerada eletricidade durante vários dias sem reabastecimento proveniente de precipitação ou com um reduzido caudal do rio.

Mesmo com estas medidas de armazenamento, se a escassez de água durar demasiado tempo, a disponibilidade desta fonte para geração de eletricidade pode também sofrer quebras. Por isso, é importante que fontes de energia mais intermitentes – eólica e solar – se associem também a sistemas de armazenamento para aumentar a sua fiabilidade do ponto de vista da rede nacional, permitindo que seja capaz de lidar com quebras nas fontes de energia a curto prazo (alguns minutos) e médio prazo (algumas horas). Na Figura 5 encontram-se gráficos representativos da intermitência da produção elétrica destas fontes ao longo de um dia [9], [10].

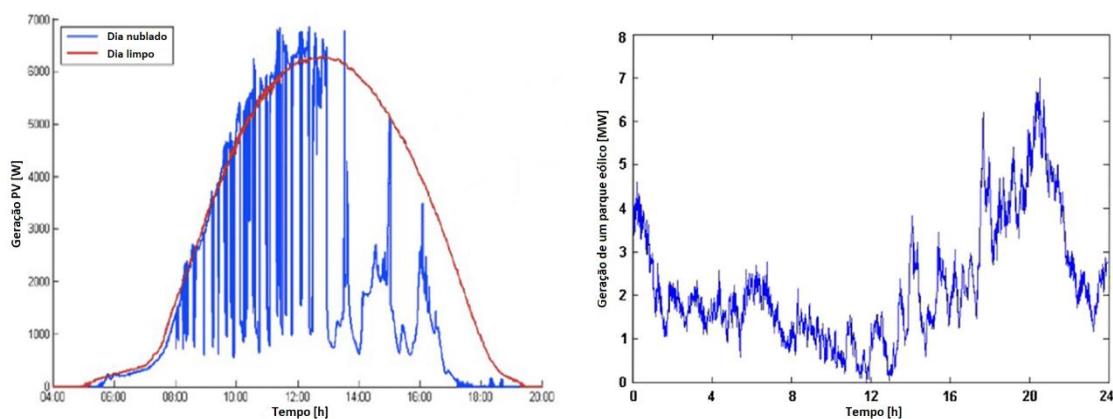


Figura 5: Intermittência a curto / médio prazo de energia a) solar; b) eólica.

1.3. Sistemas de Armazenamento de Energia

Para cada aplicação há necessidades e restrições diferentes, pelo que o ESS adequado pode variar. Também é comum haver sistemas híbridos em que são implementados

múltiplos equipamentos em paralelo de maneira a complementarem-se uns aos outros de acordo com os prós e contras de cada um. As características importantes que ajudam nesta deliberação são as seguintes:

- Energia armazenada (E) – Medida em Joules ou Kilowatts-hora, define a quantidade de energia que o equipamento contém quando está totalmente carregado. Dependendo da potência nominal, vai ter implicações no tempo que este sistema conseguirá substituir a geração.
- Densidade de energia (e_v) e energia específica (e_m) – São grandezas definidas pela quantidade de energia armazenada por unidade de volume ou massa do equipamento, respetivamente. São importantes para a consideração do tamanho e peso do sistema.
- Potência nominal (P) – Medida em Watts, define a rapidez com que o sistema irá conseguir absorver uma dada quantidade de energia em excesso, ou fornecer quando há escassez.
- Densidade de potência (p_v) e potência específica (p_m) – É definida pelo rácio entre a potência nominal e o volume ou massa do equipamento. Irá também ser importante para o tamanho do sistema.
- Vida útil (*horas* ou *nr de ciclos*) – Normalmente medida em número de ciclos de carga/descarga até à falha do equipamento, define quanto tempo este consegue estar em operação até necessitar de ser substituído.
- Custo total ao longo da vida útil (€) – Soma dos custos de material, instalação, e manutenção dividido pelo tempo de vida do equipamento.

A Figura 6 é um *Ragone Plot*, correntemente usado para comparar vários ESS em termos de potência e energia armazenada. Muito semelhante é a Figura 7 [11] que mostra a tecnologia ESS com o menor custo nivelado de armazenamento (LCOS – *Levelized Cost Of Storage*) para cada zona em termos de número de ciclos e duração de cada descarga.

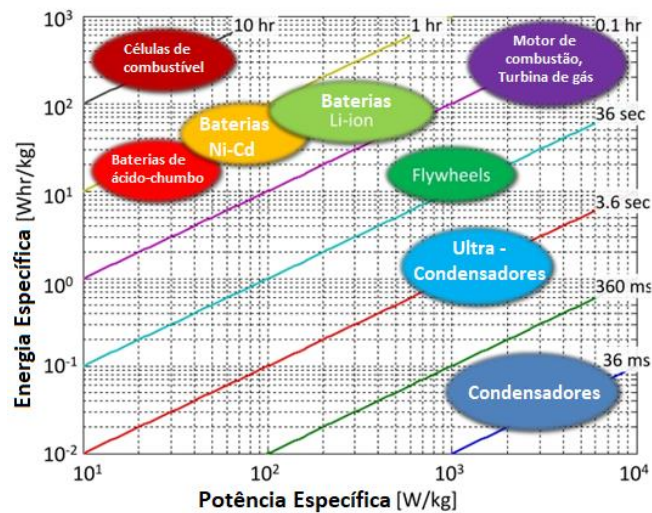


Figura 6: Ragone Plot - Comparação dos vários ESS em termos de energia e potência específicas.

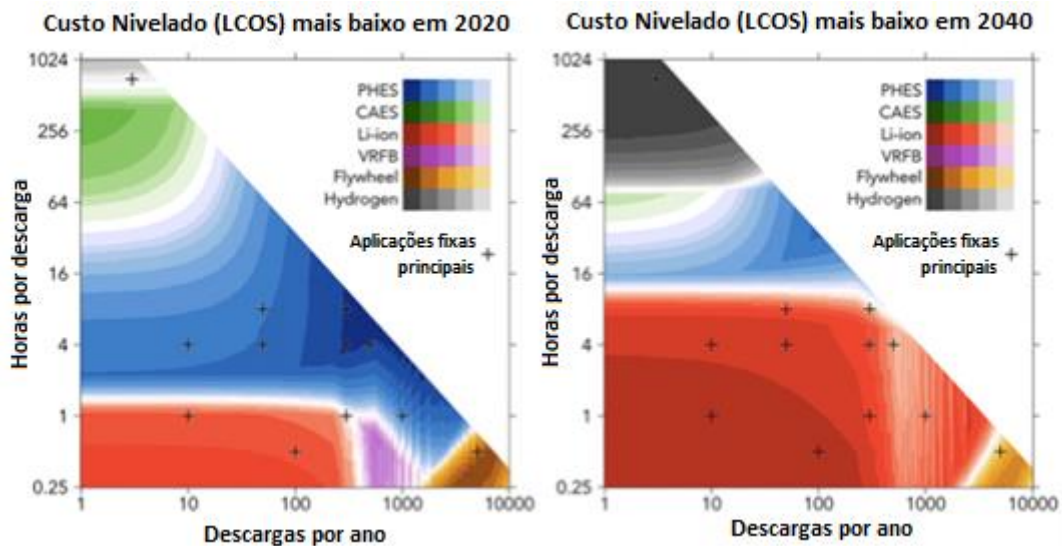


Figura 7: Tecnologia ESS com o menor LCOS, em função do número de ciclos e da duração de cada descarga.

Na Figura 6 podem-se ver as várias zonas adequadas de aplicação, e concluir que as baterias *Li-ion* são utilizadas pela sua elevada capacidade de armazenamento mas com potência modesta e as FESS são adequadas para elevadas potências mas menor capacidade.

A Tabela 1 permite comparar as características de vários sistemas de armazenamento de energia elétrica [12].

Tabela 1: Características de vários sistemas de armazenamento de energia.

Tipo	Baterias*	Ultra-condensador	Volante de Inércia	SMES**	CAES**	PHS**
e_m [Wh/kg]	25 - 250	< 50	100 - 130	30 - 80	10 - 30	0,3
p_m [W/kg]	100 - 3000	4000	1000	<i>Elevado</i>	<i>Razoável</i>	-
Rendimento [%]	60 - 90	95	95	95	50	65 - 80
Tempo de Vida [Nr. Ciclos]	150 - 3000	10k – 100k	> 125k	-	40 anos	75 anos
Auto-descarga [%/mês]	3 - 30	<i>Alto</i>	<i>Alto</i>	<i>Desprezável</i>	<i>Desprezável</i>	<i>Desprezável</i>
Impacto Ambiental	<i>Tóxico</i>	<i>Benigno</i>	<i>Benigno</i>	<i>Benigno</i>	<i>Benigno</i>	<i>Benigno</i>

- * Conjunto de vários tipos de baterias eletroquímicas.
- (*Pb-Acid; Li-ion; LiPo; Ni-Mh; Ni-Cd*)
- **SMES – *Superconducting Magnetic Energy Storage*.
- CAES – *Compressed Air Energy Storage*.
- PHS – *Pumped Hydroelectric Storage*.

Neste trabalho é feita a comparação entre o sistema estudado (FESS) e o sistema mais atual, maduro e utilizado (baseado em baterias eletroquímicas, nomeadamente de íões de lítio).

Para além das conclusões obtidas acerca da potência e capacidade, a Figura 7 e a Tabela 1 também ajudam a perceber que nos FESS o número de ciclos de carga/descarga é significativamente maior do que nas baterias, o que significa que o seu tempo de vida é bastante maior, ou, por outro lado, é possível um uso mais intensivo da capacidade total.

No entanto, quando integradas em conjunto num sistema de armazenamento híbrido, e com estratégias de controlo adequadas, pode tirar-se proveito de todos os pontos positivos de ambos os equipamentos. Isto é conseguido ao priorizar o FESS para responder aos picos de consumo / geração mais instantâneos e manter o estado de carga da bateria o mais estável possível. Assim, o FESS é utilizado mais intensivamente em termos de potência e número de ciclos [13] e a longevidade da bateria é salvaguardada ao ser sujeita a menos cargas / descargas, enquanto que a sua elevada capacidade torna o sistema fiável a médio-longo prazo [14], [15].

O sistema analisado nesta dissertação tenta utilizar estes princípios para criar uma estratégia de controlo do FESS que tem em conta a diferença entre a geração e o consumo de energia e cria um *setpoint* (SP) de corrente instantânea para o FESS, de maneira que a corrente da bateria seja mantida o mais perto de zero possível. Esta estratégia de controlo é aprofundada no parágrafo (3.3).

Capítulo 2

2. Volante de Inércia

Um dos ESS menos comuns, que tem muito espaço para inovação, é o volante de inércia. As primeiras aplicações desta tecnologia são, por exemplo, rodas de oleiros, usadas desde a antiguidade.

O sistema de acionamento nos equipamentos mais antigos era mecânico, através de uma alavanca ou pedal, em que o volante de inércia era usado para suavizar a velocidade de rotação, e também de maneira que a carga sinta um binário constante. Mais tarde, com o aparecimento do motor de combustão interna, a utilidade do volante continuou a mesma – acoplada ao eixo do motor para suavizar a velocidade e o binário.

Nos equipamentos mais modernos, em que é usado acionamento elétrico, a mesma filtragem que se verifica na velocidade e binário também se reflete na tensão e na corrente da máquina elétrica, mas o facto mais importante nesta aplicação é a energia armazenada em forma cinética, disponível para ser extraída quando for necessário. Os componentes de um sistema deste tipo, ilustrados na Figura 8 [16], são os seguintes:

- Volante de inércia
- Motor / gerador elétrico
- Conversor bidirecional
- Rolamentos (mecânicos e / ou magnéticos)
- Carcaça (com câmara de vácuo opcional)

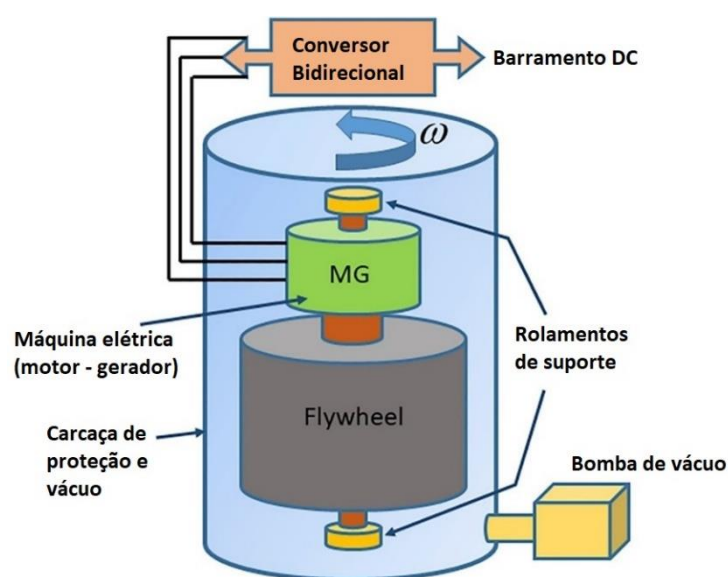


Figura 8: Diagrama de um FESS.

2.1. Modelo Matemático

O FESS armazena energia cinética num disco / cilindro, cujas equações que governam e relacionam a energia armazenada, velocidade de rotação, potência e binário são as seguintes [16], [17]:

Equação	Ref	Notas
$\omega = \frac{2\pi}{60} \cdot N$	(1)	
$J = \int_m r^2 dm$	(2.a)	
$J = K \cdot m \cdot r^2$	(2.b)	ω – Velocidade angular [rad/s];
$E_{kin} = \frac{1}{2} J \cdot \omega^2$	(3.a)	N – Velocidade angular [RPM]; J – Momento de inércia [kg · m ²];
$E_{util} = \frac{1}{2} J \cdot (\omega_{max}^2 - \omega_{min}^2)$	(3.b)	r – Raio [m]; m – Massa [kg];
$\frac{\partial E_{kin}}{\partial \omega} = J \cdot \omega$	(4)	K – Fator de forma [–]; E_{kin} – Energia armazenada a cada
$T_{fly} = \frac{\partial \omega}{\partial t} \cdot J$	(5)	instante na forma cinética [J]; E_{util} – Energia máxima de acordo com o
$P_{fly} = T_{fly} \cdot \omega$	(6.a)	intervalo de velocidades possível [J];
$P_{fly} = \frac{\partial \omega}{\partial t} \cdot J \cdot \omega$	(6.b)	
$P_{fly} = \frac{\partial \omega}{\partial t} \cdot \frac{\partial E_{kin}}{\partial \omega} = \frac{\partial E_{kin}}{\partial t}$	(6.c)	

Para simplificar o cálculo do momento de inércia (2.a) é usado um fator de forma K (2.b), calculado a partir da geometria do objeto em rotação, e tabelado para as geometrias mais comuns. O fator de forma mais comum em *flywheels* (tendo em conta o cilindro raso e o eixo) é $K = 1/3$, mas pode ir até a um máximo teórico de $K = 1/2$.

A equação (3.a) permite calcular a energia cinética absoluta do volante de acordo com a sua velocidade de rotação num dado momento, mas como se pode ver na equação (3.b) a energia útil máxima depende das velocidades mínima e máxima a que o FESS pode operar. Também se pode calcular a energia útil do sistema num certo instante substituindo ω_{max} por ω_{atual} . Como se pode ver em (3.b), para se aumentar a capacidade total de

armazenamento há duas hipóteses – aumentar o momento de inércia do objeto em rotação (J) ou a velocidade angular máxima a que o equipamento pode operar (ω_{max}). Ambas perspectivas são relevantes dependendo do objetivo principal do equipamento, assunto que será tratado no parágrafo 2.2 .

A potência fornecida / retirada da *flywheel* (P_{fly}) é outra grandeza importante para saber o valor de E_{kin} a cada momento, ou por outras palavras, para controlar a taxa de variação de E_{kin} .

Por motivos de rigor matemático, a equação (4) mostra a relação entre ∂E_{kin} e ω , e a equação (6.b) relaciona $\partial \omega$ com P_{fly} . Estas equações mais fundamentais são úteis se houver o objetivo de chegar à função de transferência exata do sistema, mas no contexto desta dissertação a equação (6.a) é suficiente para parametrizar o equipamento.

Também se deve ter em conta que T_{fly} e P_{fly} são os valores que atuam diretamente sobre o volante de inércia, já depois de subtrair todas as perdas elétricas associadas ao acionamento, e as perdas mecânicas do acoplamento entre os dois componentes e dos rolamentos. Estas equações serão expandidas no capítulo 3, para acomodar tais perdas.

Quanto às propriedades do material do volante [16]–[18], a velocidade máxima de rotação é limitada pela sua resistência à tensão mecânica (σ_{max}) que é conhecida e tabelada para os materiais usados na indústria. A tensão equivalente σ_{eq} sentida pelo volante tem uma componente de tensão radial σ_{tens} causada pelas forças centrífugas F_{tens} , associadas à velocidade de rotação ω e uma componente de torsão σ_{tors} causada pelas forças tangenciais F_{tors} , associadas ao binário aplicado T_{fly} .

2.2. Tecnologias Modernas de Volantes de Inércia

O trabalho apresentado em [19] analisa extensivamente o estado da arte dos FESS, explicando os equipamentos disponíveis tanto em fase experimental como em aplicação, e reúne uma vasta bibliografia sobre a matéria. Como foi referido anteriormente, as tecnologias FESS utilizadas atualmente podem ser divididas em duas categorias principais, se bem que há todo um espectro de possibilidades entre as duas:

- Equipamentos de elevada inércia;
- Equipamentos de elevada velocidade.

O primeiro tipo de FESS é considerado o mais simples e barato. Tem um momento de inércia considerável, devido tanto à massa como ao tamanho, mas atinge velocidades máximas relativamente reduzidas, normalmente abaixo dos 5000 rpm. Parte da razão para não chegar a velocidades mais elevadas é o facto de ser constituído, normalmente, por aço, que é um material fraco relativamente aos indicados para equipamentos de alta

velocidade. Como foi explicado no capítulo anterior, uma resistência à tração reduzida implica por sua vez forças centrífugas máximas mais reduzidas e uma velocidade de rotação reduzida. A outra razão é que, visto que o objetivo deste tipo de FESS é um baixo custo e simplicidade, os rolamentos utilizados são mecânicos cujas perdas por atrito são elevadas. Para além de limitar a velocidade máxima, este facto também causa uma alta taxa de auto-descarga. Este tipo de FESS foi pouco estudado durante algum tempo por se considerar uma tecnologia antiquada, mas recentemente voltou a merecer interesse e desenvolvimento após uma revisão feita em [20] que concluiu ser muito indicado quando o objetivo é otimizar o custo do equipamento. As melhores aplicações são as que têm pouca restrição no tamanho e peso, fixas, e de alta capacidade.

A segunda categoria engloba os FESS mais científica e tecnicamente complexos, e é caracterizada por volantes que atingem velocidades de rotação muito elevadas, na ordem de 10^4 a 10^5 rpm, e que têm uma inércia mais moderada. Para chegar a tais velocidades é necessário ter muita atenção aos materiais utilizados – compósitos de baixa densidade e alta resistência mecânica. Esses compósitos normalmente juntam materiais como fibra de carbono, fibra de vidro e epóxi.

A sua complexidade também advém o facto da alta velocidade atingida requerer mecanismos mais avançados para evitar perdas extremas por atrito. Com rolamentos mecânicos, as perdas por atrito são proporcionais à velocidade, pelo que são usados sistemas de levitação magnética que evitam contacto entre o volante e os outros componentes. Estes rolamentos magnéticos necessitam de um design obviamente mais complexo, para além de um circuito separado para alimentação e controlo dos elementos magnéticos que não podem ser exclusivamente ímanes permanentes. Com o mesmo propósito de reduzir perdas por atrito, o volante é contido numa câmara de vácuo que reduz consideravelmente o atrito por arrasto com o ar.

Os desenvolvimentos neste tipo de FESS têm procurado otimizações para obter a melhor energia específica (e_m) possível, com um protótipo a conseguir 11,7 Wh/kg incluindo todos os componentes.

A Tabela 2 [21], [22] reúne características importantes sobre os dois tipos de FESS:

Tabela 2: Características dos dois tipos de FESS.

	FESS de alta inércia	FESS de alta velocidade
Material do volante de inércia	<i>Aço</i>	<i>Materiais compósitos: fibras de vidro e carbono</i>
Máquina elétrica	<i>IM, PMSM ou SRM</i>	<i>PMSM ou SRM</i>
Integração entre a máquina elétrica e o volante	<i>Nenhuma ou parcial</i>	<i>Parcial ou total</i>
Atmosfera na carcaça	<i>Vácuo parcial ou gás leve</i>	<i>Vácuo absoluto</i>
Peso da carcaça	<i>2 x peso do volante</i>	<i>½ x peso do volante</i>
Rolamentos	<i>Mecânicos ou mistos</i>	<i>Magnéticos</i>
Aplicações principais	<i>Qualidade de potência</i>	<i>Tração e indústria aeroespacial</i>
Custo	1	5

Quanto ao acionamento elétrico, as três opções mais usadas são:

- Máquina Síncrona de Ímanes Permanentes (PMSM).
- Máquina Assíncrona de Indução (IM – *Induction Machine*).
- Máquinas de Relutância Variável (VRM – *Variable Reluctance Machine*; SRM – *Switched Reluctance Machine*).

As máquinas PMSM são as mais populares. Beneficiam de elevado rendimento na conversão de energia elétrica em mecânica e vice-versa, e as suas perdas mecânicas por atrito são mínimas. Este facto também as torna ideais para trabalharem em vácuo onde a dissipação de calor é muito limitada. Contudo, devido à presença de ímanes permanentes, são necessários cuidados para evitar a sua desmagnetização, e para eliminar perdas no ferro a disposição dos mesmos tem de ser em “*Hallback Array*” [19], o que limita o fluxo magnético e por sua vez a potência. Também são compactas, o que melhora as características de densidade de potência e energia (e_v e p_v) do FESS como um todo.

As máquinas de indução têm a seu favor um menor custo, e são indicadas para aplicações de maior potência. Contudo, as suas perdas são consideráveis o que piora o rendimento e a taxa e auto-descarga, e ao mesmo tempo as impede de serem usadas em vácuo.

Uma solução desenvolvida recentemente é a utilização de máquinas de relutância variável, cujas perdas são aceitavelmente reduzidas, o custo é equiparado às máquinas de

indução, não têm elementos que correm risco de desmagnetização, e encontram-se numa gama média em termos de potência absoluta e densidades de potência e energia.

A Tabela 3 [21], [22] reúne características importantes sobre os três tipos de máquina elétrica:

Tabela 3: Características dos três tipos principais de máquinas elétricas utilizadas em FESSs.

Máquina	IM	VRM	PMSM
Potência	<i>Alto</i>	<i>Médio – Baixo</i>	<i>Médio – Baixo</i>
Potência específica	<i>Médio (+/- 0,7 kW/kg)</i>	<i>Médio (+/- 0,7 kW/kg)</i>	<i>Alto (+/- 12 kW/kg)</i>
Perdas no rotor	<i>Enrolamentos e ferro</i>	<i>Ferro nas ranhuras</i>	<i>Nenhuma</i>
Perdas de rotação	<i>Removíveis anulando o fluxo magnético</i>	<i>Removíveis anulando o fluxo magnético</i>	<i>Não-removíveis, fluxo estático</i>
Rendimento	<i>Elevado (93,4%)</i>	<i>Elevado (93%)</i>	<i>Muito elevado (95,2%)</i>
Controlo	<i>Vetorial</i>	<i>Síncrona: Vetorial SRM: DSP</i>	<i>Sinusoidal: Vetorial Trapezoidal: DSP</i>
Tamanho	<i>1,8 l/kW</i>	<i>2,6 l/kW</i>	<i>2,3 l/kW</i>
Resistência a tensão	<i>Média</i>	<i>Média</i>	<i>Baixa</i>
Ondulação do binário	<i>Média (7,3%)</i>	<i>Alta (24%)</i>	<i>Média (10%)</i>
Rácio entre $\omega_{max}/\omega_{min}$	<i>Média (>3)</i>	<i>Alta (>4)</i>	<i>Baixa (<2)</i>
Desmagnetização	<i>Não</i>	<i>Não</i>	<i>Sim</i>
Custo	<i>Baixo (22€/kW)</i>	<i>Baixo (24€/kW)</i>	<i>Alto (38€/kW)</i>

Quanto às máquinas DC com escovas, não é comum serem usadas nestes sistemas devido aos seus pontos fracos, nomeadamente as maiores perdas que se verificam nos contactos entre as escovas e os enrolamentos da armadura.

Contudo, houve duas razões principais para utilizar uma máquina deste tipo neste trabalho. Em primeiro lugar, é relativamente simples construir o circuito eletrónico de potência e controlo adequado, de maneira a pôr à prova os sistemas de controlo projetados no parágrafo 3.3 que é um dos objetivos principais deste trabalho. Em segundo lugar, nas instalações do CISE | GIRS-RES já existiam máquinas deste tipo pelo que não foi necessário fazer aquisição de mais material.

Capítulo 3

3. Acionamento Elétrico e Parametrização do Sistema

Tal como foi referido anteriormente, o acionamento elétrico é, atualmente, um dos mais importantes componentes de um FESS. É este que realiza a transferência de energia entre o circuito elétrico e o equipamento mecânico, controla a potência introduzida e retirada do FESS, e nos sistemas mais complexos é a fonte principal de perdas visto que os componentes mecânicos usam tecnologias mais eficientes.

As máquinas elétricas normalmente usadas nesses FESS avançados são as PMSM, IM e VRM. Para o presente trabalho, foi adquirido um PMSM (*Golden Motor* BLDC 108, ilustrado na Figura 9.a) do tipo trapezoidal (e neste caso é chamado também *Brushless* DC – BLDC). Este motor tem um módulo de controlo e conversão compatível (*Golden Motor* BAC 0501, Figura 9.b), que apresenta limitações em relação ao controlo da travagem regenerativa, sendo disponibilizado apenas um input ON/OFF sem permitir controlar a magnitude da corrente regenerada.

Assim, foi decidido dividir o ensaio do FESS em duas fases: com uma máquina DC com escovas, construir todo o circuito de eletrónica de potência e controlo de forma a comprovar o funcionamento do FESS e, posteriormente, com a máquina BLDC verificar que com o mesmo algoritmo de controlo do FESS definido antes, e dentro das situações possíveis de se testar com o conversor próprio, o FESS se comporta da mesma forma.

Antes das simulações e ensaios experimentais, foi realizada a parametrização de ambos os sistemas de acionamento elétrico, do volante disponível, e através do programa SIMULINK foi definido e dimensionado o controlo dos sistemas.



Figura 9: a) *Golden Motor* BLDC modelo 108; b) Conversor / controlador *Golden Motor* BAC 0501.

3.1. Máquinas Elétricas e Conversores Eletrônicos

3.1.1 Máquina DC com escovas

Esta máquina clássica, cujo circuito elétrico equivalente está representado na Figura 10, quando funciona como motor é alimentada com corrente contínua no rotor (quando funciona como gerador é alimentada no estator), que graças às escovas será comutada mecanicamente entre os vários enrolamentos e faz a conversão entre energia elétrica e mecânica através da interação de dois campos eletromagnéticos – um gerado pelo estator (também chamado de campo ou *field*) que para o propósito deste trabalho se quer constante; e outro gerado pelo rotor (também chamado de armadura). Esta máquina é caracterizada por uma constante eletromecânica (K_{EM}) dependente da sua construção no que diz respeito ao número de espiras, número de polos magnéticos, fluxo por espira, entre outros e duas constantes de tempo – uma mecânica (t_M) que depende da relação entre os atritos e a inércia da máquina e outra elétrica (t_E) que depende da relação entre a resistência e a indutância do circuito elétrico equivalente.

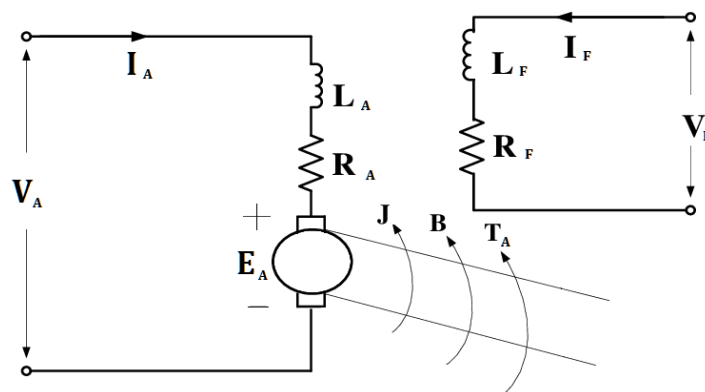


Figura 10: Circuito elétrico equivalente de uma máquina DC.

Assim, para uma dada máquina, há certos parâmetros que precisam de ser definidos e serão analisados neste capítulo para a sua aplicação num modelo de simulação no programa SIMULINK com o intuito de os validar.

As equações matemáticas fundamentais que regem o funcionamento (linear) desta máquina são as seguintes:

Equação	Ref	Notas
$T_E = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + B \cdot \omega + T_A$	(7)	T_E – Binário eletromagnético [N · m];
$V_A = R_A \cdot I_A + L_A \cdot \frac{dI_A}{dt} + E_A$	(8)	T_A – Binário de atrito estático [N · m]; B – Binário de atrito dinâmico [N · m · s];
$E_A = K_{EM} \cdot \omega$	(9)	V_A – Tensão na armadura [V]; E_A – Tensão contra eletromotriz [V];
$T_E = K_{EM} \cdot I_A$	(10)	I_A – Corrente na armadura [A]; R_A – Resistência da armadura [Ω];
$K_{EM} = \frac{V_A - R_A \cdot I_A}{\omega}$	(11.a)	L_A – Indutância da armadura [H]; I_F – Corrente do campo [A];
$L_{AF} = \frac{V_A - R_A \cdot I_A}{\omega \cdot I_F}$	(11.b)	R_F – Resistência do campo [Ω]; L_F – Indutância do campo [H];
$K_{EM} = L_{AF} \cdot I_F$	(11.c)	L_{AF} – Indutância mútua [H]; K_{EM} – Constante eletromecânica [V · s/rad];

Entre todos estes parâmetros, e assumindo o campo magnético do estator constante, as constantes a definir são:

- Elétricas – $R_A; L_A; R_F; L_F; L_{AF}; K_{EM}$.
- Mecânicas – $T_A; B; J$.

Os valores de R_A, L_A, R_F , foram medidos diretamente com um multímetro digital:

$$R_A = 7,9 \Omega \quad | \quad L_A = 0,0224 \text{ H} \quad | \quad R_F = 950 \Omega$$

O valor de L_F encontrava-se fora da escala possível de medir com o multímetro, pelo que se realizou um teste em que se aplicou uma tensão sinusoidal nesse circuito e se mediu o valor RMS (*Root Mean Square*, ou valor efetivo) da corrente na saída. Por motivos de rigor e confirmação, realizou-se exatamente o mesmo teste na armadura para o valor de L_A .

Neste teste é necessário ter presente as equações elétricas dos valores complexos de impedâncias, e para L_A é verificado o erro relativo entre o valor calculado por este teste ($L_{A\text{ CALC}}$) e o valor medido no multímetro ($L_{A\text{ MED}}$):

Equação	Ref	Notas
$ Z = \frac{V_{RMS}}{I_{RMS}} \Omega$	(13)	V_{RMS} – Tensão efetiva [V];
$X_L = \sqrt{ Z ^2 - R^2} \Omega$	(14)	I_{RMS} – Corrente efetiva [A]; Z – Impedância [Ω];
$L = \frac{X_L}{2 \cdot \pi \cdot f} H ; f = 50 \text{ Hz}$	(15)	X_L – Reatância [Ω]; L – Indutância [H];
$Erro_{LA} = \frac{ L_{A\text{ CALC}} - L_{A\text{ MED}} }{L_{A\text{ MED}}} \times 100$	(16)	f – Frequência [Hz];

Os resultados do teste foram:

Armadura	Campo
$V_{A\text{ RMS}} = 23 \text{ V}$	$V_{F\text{ RMS}} = 246 \text{ V}$
$I_{A\text{ RMS}} = 2,16 \text{ A}$	$I_{F\text{ RMS}} = 13,5 \text{ mA}$
$Z_A = \frac{23}{2,16} = 10,648 \Omega$	$Z_F = \frac{246}{13,5 \cdot 10^{-3}} = 18222 \Omega$
$X_{LA} = 7,1395 \Omega$	$X_{LF} = 18197 \Omega$
$L_A = \frac{7,1395}{2 \cdot \pi \cdot 50} H$	$L_F = \frac{18197}{2 \cdot \pi \cdot 50} H$
$L_A = 0,02273 \text{ H} = 22,73 \text{ mH}$	$L_F = 57,924 \text{ H}$
$Erro_{LA} = \frac{ 0,02273 - 0,0224 }{0,0224} \times 100$	
$Erro_{LA} = 1,47\%$	

O valor de L_A calculado neste teste, por ser semelhante ao medido diretamente, confirma que o valor calculado para L_F também deverá estar correto. Para além destes, existem valores de referência da chapa de características do próprio motor:

- $I_{A\text{ MAX}} = 7,5 \text{ A}$ – Corrente nominal da armadura (picos de curta duração podem ultrapassar este valor);
- $V_{A\text{ MAX}} = 220 \text{ V}$ – Tensão nominal da armadura;
- $I_{F\text{ MAX}} = 0,2 \text{ A}$ – Corrente nominal do campo;
- $V_{F\text{ MAX}} = 200 \text{ V}$ – Tensão nominal do campo;
- $\omega_{\text{NOM}} = 2150 \text{ RPM}$ – Velocidade angular nominal;

Os valores de L_{AF} , J , T_A , B precisam de testes mais específicos para poderem ser calculados. Estes ensaios foram feitos sem o volante de inércia acoplado.

1. Ensaio com a máquina a funcionar como gerador, com uma velocidade imposta externamente, e com incrementos na carga elétrica através de uma resistência variável.
2. Ensaio com a máquina a funcionar como gerador, com o circuito de armadura em aberto ($I_A = 0$) e incrementos na velocidade imposta externamente.
3. Ensaio com a máquina a funcionar como motor, com o circuito de campo controlado para estar sempre em estado nominal ($I_F = 0,2 A$), a várias velocidades estáticas sendo a única carga mecânica os atritos.
4. Ensaio de desaceleração da máquina, em que a uma certa velocidade definida a alimentação da máquina é cortada e se verifica a evolução decrescente da velocidade ao longo do tempo [23].

As tabelas 4, 5, e 6 reúnem os resultados dos ensaios 1, 2, e 3, que serviram para encontrar o valor efetivo de K_{EM} . Nos testes como gerador, o sinal negativo da corrente é tido em conta para o cálculo de K_E , visto que a tensão gerada no motor (E_A) é superior à tensão vista pela carga (V_A) que depois se traduz na corrente I_A . Devido a serem utilizadas duas alimentações no circuito de campo com características diferentes, nos primeiros 2 testes a corrente de campo imposta foi de $I_F = 0,18 A$, enquanto que no 3º teste impôs-se a corrente nominal de $I_F = 0,20 A$. As equações (11) aplicam-se de igual modo.

Tabela 4: Resultados do ensaio 1 da máquina DC.

$N = 2000 \text{ rpm}$ $\omega = 209,44 \text{ rad/s}$		$I_F = 0,18 A$
V_A [V]	I_A [A]	K_{EM} [V · s/rad]
176	0	0,8404
167,5	-1,53	0,8437
161	-2,93	0,8527
159,3	-3,25	0,8537
157	-3,60	0,8528
154,1	-4,10	0,8532
153	-4,34	0,8548

Tabela 5: Resultados do ensaio 2 da máquina DC.

$I_A = 0$ (circuito aberto)		$I_F = 0,18 A$	
V_A [V]	N [rpm]	ω [rad/s]	K_{EM} [V · s/rad]
45,8	500	52,36	0,8748
68,8	750	78,54	0,8761
90,7	1000	104,72	0,8662
113	1250	130,90	0,8633
134	1500	157,08	0,8530
154	1750	183,26	0,8404
176	2000	209,44	0,8404

Tabela 6: Resultados do ensaio 3 da máquina DC.

V_A [V]	N [rpm]	ω [rad/s]	I_A [A]	K_{EM} [V · s/rad]
29,9	307	32,149	0,33	0,8490
55,2	599	62,727	0,37	0,8334
81,1	898	94,038	0,40	0,8288
107	1199	125,559	0,42	0,8258
132	1498	156,870	0,44	0,8194
158	1798	188,29	0,46	0,8198
189	2150	225,15	0,49	0,8222

Com estes 3 ensaios realizados, e visto que o valor de K_{EM} não tem uma variação demasiado grande, pode-se simplesmente fazer uma média de todos os pontos testados:

$$\overline{K_{EM}} = 0,8459 \quad | \quad L_{AF} = 4,229 \quad |$$

O ensaio 3 também será indicado para calcular os valores dos atritos T_A e B . Sabendo as equações de equilíbrio deste motor (7) e (8), e sabendo que a velocidade está estável ($d\omega/dt = 0$) pode encontrar-se o valor das variáveis T_A e B .

Nota: visto que o funcionamento é menos linear para velocidades demasiado reduzidas, foi excluído o resultado para $\omega = 307 PM$.

Juntando (7), (10), e (11.a), e também usando um subscrito 1 para indicar o valor relativo à velocidade de 599 rpm e subscrito 2 para o de 2150 rpm, obtém-se:

$$\begin{cases} L_{AF} \cdot I_F \cdot I_{A1} = T_A + B \cdot \omega_1 \\ L_{AF} \cdot I_F \cdot I_{A2} = T_A + B \cdot \omega_2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} 4,229 \cdot 0,2 \cdot 0,37 = T_A + B \cdot 62,727 \\ 4,229 \cdot 0,2 \cdot 0,49 = T_A + B \cdot 225,15 \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} T_A = 0,27375 \text{ N} \cdot \text{m} \\ B = 6,2489 \cdot 10^{-4} \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} \end{cases}$$

Sabendo os atritos, e usando a curva de desaceleração do ensaio 4, é possível encontrar o valor de J . Foi usada a ferramenta CFTOOL do MatLab que, dados os pontos do teste e uma equação pré-definida, encontra a aproximação mais correta possível. Essa equação, derivada a partir da solução da equação diferencial (7), é a seguinte:

$$\omega(t) = \left(\omega_{INIC} + \frac{T_A}{B} \right) \cdot e^{-\left(\frac{B}{J}\right) \cdot t} - \frac{T_A}{B}$$

Onde t é o tempo, $\omega(t)$ é a velocidade angular a cada instante, e ω_{INIC} é a velocidade inicial conhecida, cerca de 257 rad/s.

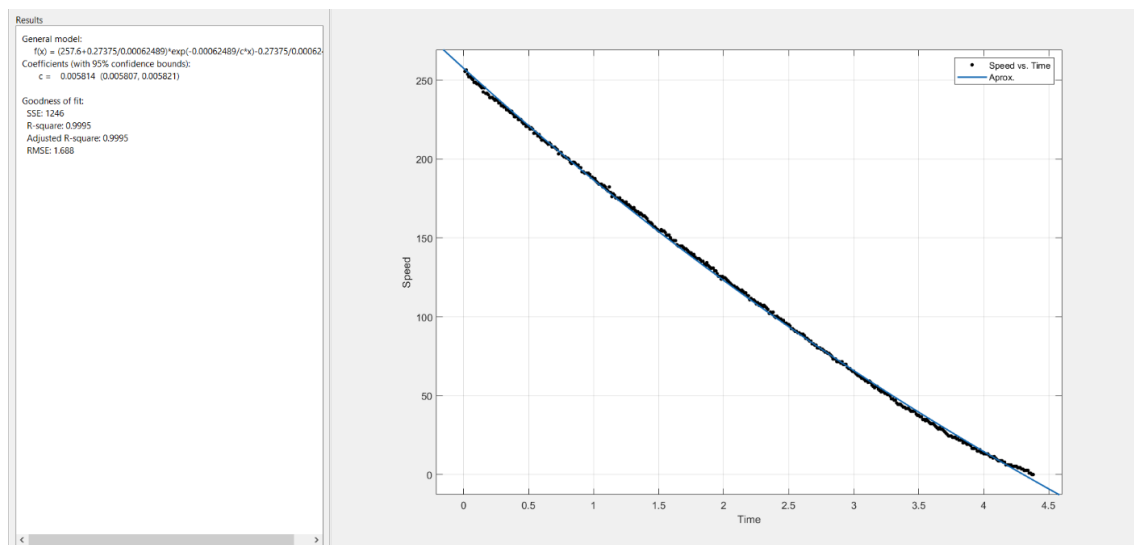


Figura 11: Resultados da regressão feita pelo CFTOOL para o ensaio de desaceleração da máquina DC.

Como se pode ver na Figura 11, a regressão feita pelo CFTOOL a partir da curva de desaceleração e da equação indicada resulta no valor de $J = 0,005814$.

Recapitulando, os parâmetros da máquina DC testada são:

- R_A = 7,9 Ω
- L_A = 0,0224 H
- R_F = 950 Ω
- L_F = 57,9 H
- L_{AF} = 4,229 H
- K_{EM} = 0,8459 $V \cdot s/rad$
- T_A = 0,27375 $N \cdot m$
- B = $6,2489 \cdot 10^{-4}$ $N \cdot m \cdot s$
- J = $5,814 \cdot 10^{-3}$ $kg \cdot m^2$

A verificação da exatidão destes parâmetros é feita através de um modelo no SIMULINK, cujo diagrama está no anexo A. É comparado o ensaio 3 real com o simulado, sendo os resultados retirados para as Tabelas 7 e 8, e verifica-se que o erro relativo entre eles está sempre aceitável num valor abaixo dos 5%. Na Figura 12 é também comparada a curva de desaceleração real do ensaio 4 com a simulada.

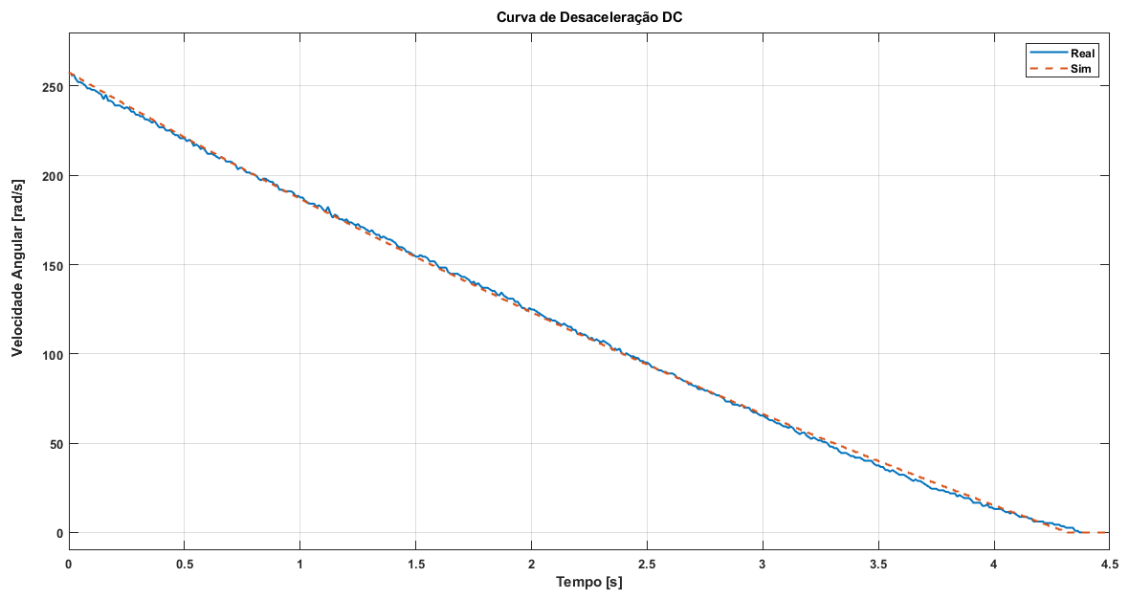


Figura 12: Comparação entre o ensaio de desaceleração da máquina DC real e o simulado.

Tabela 7: Resultados de simulação a velocidades estáveis da máquina DC.

V_A [V]	ω [rad/s]	I_A [A]	L_{AF} [H]
29,9	32,107	0,347	4,229
55,2	61,814	0,369	4,229
81,1	92,226	0,392	4,229
107	122,64	0,414	4,229
132	151,99	0,436	4,229
158	182,52	0,459	4,229
189	218,92	0,485	4,229

Tabela 8: Erros relativos entre o ensaio e a simulação da máquina DC.

V_A [V]	ω [%]	I_A [%]	L_{AF} [%]
29,9	0,132	-5,266	0,372
55,2	1,456	0,182	-1,487
81,1	1,927	2,051	-2,050
107	2,326	1,365	-2,426
132	3,109	0,920	-3,234
158	3,061	0,324	-3,165
189	2,764	0,938	-2,863

3.1.2 Conversor boost bidirecional (half-bridge)

No caso do conversor associado ao motor DC, o sistema foi dimensionado e contruído de raiz de acordo com os objetivos definidos, tendo em conta os níveis de tensão em jogo. Começando pela sua topologia, foi escolhido o *boost* bidirecional de dois *switches* em formato *half-bridge*, ilustrado na Figura 13. Na implementação do conversor, o parâmetro V_{IN} diz respeito ao barramento DC onde se encontra a bateria, a geração fotovoltaica, e qualquer carga elétrica DC usada, sendo o V_{OUT} equivalente ao motor.

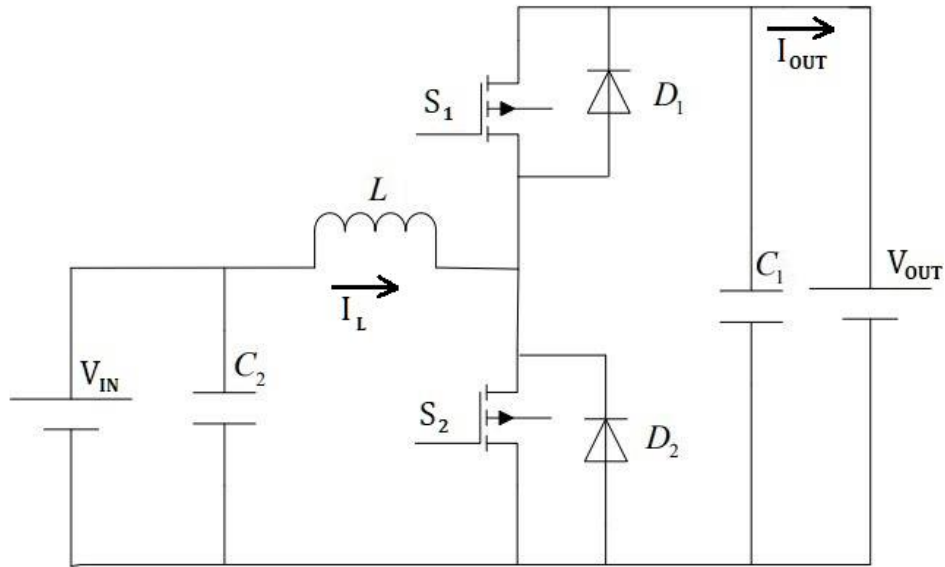


Figura 13: Conversor DC-DC *Boost* Regenerativo em *Half Bridge*.

Para cada um dos quadrantes de funcionamento, é necessário saber quais os *switches* a ativar, e quando. Em funcionamento normal, no primeiro quadrante onde as correntes são positivas no sentido do motor, S_1 está permanentemente ao corte e S_2 é controlado por um sinal PWM (*Pulse Width Modulation*) com um certo fator de ciclo, ou *duty cycle*, D (Figura 14.a). Por outro lado, em funcionamento regenerativo, S_1 é controlado pelo sinal PWM e S_2 está permanentemente ao corte (Figura 14.b).

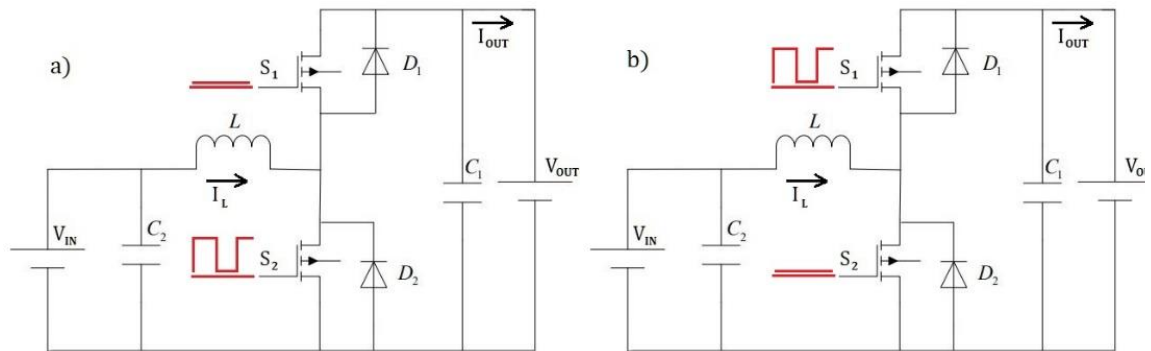


Figura 14: Topologia do conversor, com os sinais que impõem funcionamento a) no primeiro quadrante e b) no segundo quadrante.

A relação entre a tensão do barramento DC (V_{IN}) e a tensão na máquina elétrica é imposta pelo *duty cycle* e pelo quadrante de funcionamento, de acordo com as equações (17) e (18). A ondulação da corrente (ΔI_L) é controlada pela componente indutiva L (bobina) e pela frequência de comutação (f_s), de acordo com as equações (20) e (21); os dois valores encontrados (um para cada quadrante de funcionamento) são considerados valores mínimos e então é escolhida uma bobina com indutância superior ao maior dos

dois valores. A ondulação da tensão do motor (ΔV_{OUT}) é controlada pelo componente capacitivo C_1 (condensador) e por f_s de acordo com a equação (22); do lado da bateria, a componente capacitiva C_2 pode não ser considerada devido à bateria, não se dimensionando neste estudo [24].

Equação	Ref	Notas
$D_{BUCK} = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}$	(17)	D_{BUCK} – Fator de ciclo equivalente ao funcionamento buck [%];
$D_{BOOST} = 1 - \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}$	(18)	D_{BOOST} – Fator de ciclo equivalente ao funcionamento boost [%];
$D_{BOOST} = 1 - D_{BUCK}$	(19)	V_{IN} – Tensão do barramento DC [V]; V_{OUT} – Tensão no motor [V];
$f_s = \frac{V_{IN} \cdot (1 - D_{BUCK})}{\Delta I_L \cdot L}$	(20)	L – Bobina de filtragem de corrente [H]; ΔI_L – Amplitude da ondulação da corrente na bobina [A];
$f_s = \frac{V_{OUT} \cdot D_{BOOST} \cdot (1 - D_{BOOST})^2}{\Delta I_L \cdot L}$	(21)	f_s – Frequência de comutação dos switches [Hz];
$f_s = \frac{I_{OUT} \cdot D_{BOOST}}{\Delta V_{OUT} \cdot C_1}$	(22)	$C_1; C_2$ – condensadores de filtragem das tensões V_{OUT} e V_{IN} , respetivamente [F]; I_{OUT} – Corrente máxima no motor [A];
$f_s = \sqrt{\frac{V_{IN} \cdot (1 - D_{BUCK})}{8 \cdot L \cdot \Delta V_{OUT} \cdot C_2}}$	(23)	ΔV_{OUT} – Amplitude da ondulação da tensão no motor [V];

Assumindo que a tensão mínima prevista do lado da bateria ($V_{IN\ MAX}$) é de 50 V, e que a tensão máxima do lado do motor ($V_{OUT\ MAX}$) é de 220 V, no funcionamento como motor verifica-se que o *duty cycle* máximo é de 0,773. Por outro lado, devido à topologia deste conversor, a tensão mínima aplicada ao motor ($V_{OUT\ MIN}$), dado um *duty cycle* nulo, é igual à de entrada, que por sua vez depende do estado de carga da bateria. Essa tensão mínima da bateria de 50 V implica também, através das equações de equilíbrio do motor e dos seus parâmetros, uma velocidade mínima de 55,71 rad/s ou 532 rpm no momento do arranque. Para haver melhor resposta do sistema, a velocidade mínima pedida mais tarde pelo circuito de controlo foi de 70 rad/s.

Tendo em conta os componentes indutivos e capacitivos disponíveis, foi escolhida uma bobina com $L = 60\ mH$ e um condensador $C_1 = 250\ \mu F$.

Com o objetivo de limitar a ondulação da corrente que passa na bobina ΔI_L e da tensão nos terminais do condensador ΔV_{OUT} a um máximo de 2,5% (ou seja, $\Delta I_L = 0,1875 A$ e $\Delta V_{OUT} = 6,6 V$), foi calculada a frequência de comutação f_S necessária. São assumidos valores maximizantes para V_{IN} , D_{BUCK} , V_{OUT} , D_{BOOST} e I_{OUT} para cada um dos casos. Assim obtém-se:

$$f_{S1} = \frac{55 \cdot (1 - 0)}{0,1875 \cdot 60 \cdot 10^{-3}} = 4889 \text{ Hz}$$

$$f_{S2} = \frac{220 \cdot 0,33 \cdot (1 - 0,33)^2}{0,1875 \cdot 60 \cdot 10^{-3}} = 2897 \text{ Hz}$$

*Nota: 0,33 é o valor de D_{BOOST} que maximiza o valor de f_S .

$$f_{S3} = \frac{7,5 \cdot 0,8}{5,5 \cdot 250 \cdot 10^{-6}} = 4364 \text{ Hz}$$

Arredondando o maior destes valores, a frequência de comutação que se definiu foi então de $f_S = 5 \text{ kHz}$.

Qualquer componente não-ideal irá ter resistências parasitas, que na bobina foi medida diretamente valendo $R_L = 0,6 \Omega$. Contudo, a resistência parasita em série do condensador necessita um teste ESR (*Equivalent Series Resistance*) cujo procedimento foi o seguinte [25]:

1. Com um gerador de sinais, aplicar nos terminais do condensador uma onda quadrada com amplitude $\Delta V_{GS} = 1 V$ e frequência de 200 kHz.
2. Medir a ondulação de tensão efetiva ΔV_C , após o amortecimento feito pelo condensador.
3. Calcular ESR através da equação (24), sendo R_C a resistência que se quer medir, R_{GS} a resistência interna do gerador de sinais, ΔV_{GS} a amplitude da onda quadrada gerada em 1 e ΔV_C a diferença de tensão medida em 2.

$$R_C = \frac{R_{GS} \cdot \Delta V_C}{\Delta V_{GS} - \Delta V_C} \quad (24)$$

O valor de $R_{GS} = 50 \Omega$ é conhecido, e a medição feita indica que $\Delta V_C = 4 \text{ mV}$.

$$R_C = \frac{50 \cdot 0,004}{1 - 0,004} = 0,201 \Omega$$

Os elementos de comutação escolhidos foram os MOSFET's de potência IXFK150N15. Para amortecer picos de corrente nos instantes de comutação, foram implementados *snubbers* RC.

3.1.3 Máquina BLDC

A máquina BLDC, que é uma variação das máquinas PMSM, tem uma distribuição de enrolamentos que origina uma força contra-eletromotriz (FCEM) trapezoidal. O seu funcionamento tem o intuito de emular um motor DC, mas substituir as comutações mecânicas das escovas por eletrônica de potência. Isto requer um inversor trifásico que liga o barramento DC aos terminais da máquina e uma estratégia de comutação mais complexa, que será discutida no parágrafo 3.1.4.

Os ímãs implantados no rotor criam o seu próprio campo magnético permanente, e eliminam a necessidade de um segundo circuito de alimentação (como o que normalmente existe no estator de uma máquina DC com escovas).

O circuito elétrico equivalente desta máquina está ilustrado na Figura 15 [26].

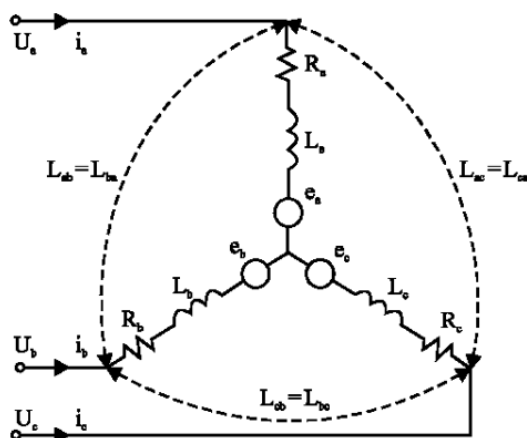


Figura 15: Circuito elétrico equivalente de um motor BLDC com ligação em estrela.

De acordo com [27], o motor BLDC obedece à equação mecânica dinâmica (7) tal como o motor DC com escovas, e a uma equação elétrica fundamental (25.a). Apesar de, assumindo que as comutações ligam sempre 2 e só 2 fases do motor, essa equação poder ser transformada em (25.b) que é análoga à do motor DC convencional, é muito mais simples medir a resistência entre fases do motor e depois utilizarem-se as equações de potência mecânica (26.a) e elétrica (25.b), que se assumiram iguais (para simplificar), de maneira a estimar T_E , que por sua vez torna possível calcular J , B e T_A através dos ensaios a velocidades estáveis e de desaceleração.

Para integrar esta máquina no programa SIMULINK continua a ser necessário encontrar a constante eletromecânica do motor, que pode ser calculada pela equação (27), embora o valor encontrado seja suscetível a erros devido às comutações e à forma de onda trapezoidal [28].

Equação	Ref	Notas
$V_{DC} = 2 \cdot \left(R_S \cdot I_A + (L - M) \cdot \frac{dI_A}{dt} \right) + E_1 - E_2$	25.a	R_S – Resistência do estator da máquina BLDC [Ω /fase];
$V_{DC} = R_{AEQ} \cdot I_A + L_{AEQ} \cdot \frac{dI_A}{dt} + K_{EM} \cdot \omega$	25.b	L – Indutância de cada fase da máquina BLDC [H];
$P_{MEC} = T_E \cdot \omega$	26.a	M – Indutância mútua entre 2 fases da máquina BLDC [H];
$P_{EL} = V_{DC} \cdot I_{DC}$	26.b	E_1 – FCEM da primeira fase ligada da máquina BLDC [V];
$K_{EM} = \frac{\Delta V_{p-p}}{\omega}$	27	E_2 – FCEM da segunda fase ligada da máquina BLDC [V]; K_{EM} na eq 26 é usada com 2 unidades diferentes: [V · s/rad] ou [V/1000 RPM] = [V/kRPM]

Assim, no caso da máquina BLDC, os parâmetros que têm de ser encontrados são:

- Elétricos – $R_f; L_f; K_{EM}$.
- Mecânicos – $T_A; B; J$.

Os valores de resistência e indutância de linha R_l e L_l podem ser medidos diretamente com um multímetro digital, e sabendo que são o dobro de R_f e L_f , então:

$$R_l = 0,16 \, \Omega \quad | \quad L_l = 0,09 \, mH \quad | \quad R_f = 0,08 \, \Omega \quad | \quad L_f = 0,045 \, mH$$

O teste para encontrar K_{EM} seguiu o seguinte procedimento:

1. Alimentar o conjunto motor + conversor com uma fonte DC estável de 50 V.
2. Através do controlo disponibilizado pelo módulo do conversor, pôr o motor a girar a três velocidades estáveis (1000, 2000, 3000 rpm).
3. Para cada uma dessas velocidades, observar num osciloscópio a onda da tensão e medir a sua amplitude pico a pico.

Os resultados são apresentados na Tabela 9:

Tabela 9: Resultados do teste para encontrar K_{EM} da máquina BLDC.

ω [RPM]	ω [rad/s]	ΔV_{p-p} [V]	K_{EM} [V/kRMP]	K_{EM} [V · s/rad]
1007	105,453	22	21,85	0,2086
1998	209,230	44	22,02	0,2103
2985	312,588	65	21,78	0,2079

O modelo de simulação no programa SIMULINK utiliza a constante eletromecânica com as unidades $\Delta V_{p-p}/kRMP$, e fazendo a média dos valores retirados do teste resultou:

$$K_{EM} = 21,88 \Delta V_{p-p}/kRMP$$

Mais tarde, com o intuito de aperfeiçoar o modelo (Anexo B), que irá ser o termo de comparação com estes testes, e tendo em conta o que se mencionou antes sobre esta constante poder ter erros sistemáticos, este valor foi ajustado para $K_{EM} = 17,4 \Delta V_{p-p}/kRMP$, de maneira a que na simulação o valor da velocidade máxima esteja de acordo com os testes.

O segundo teste, cujos resultados são apresentados na Tabela 10, possibilitou o cálculo dos atritos T_A e B , através da medição da potência elétrica consumida a várias velocidades estáveis para estimar o binário T_E .

Tabela 10: Resultados do ensaio a velocidades estáveis do BLDC.

ω [RPM]	ω [rad/s]	V_{DC} [V]	I_{DC} [A]
780	81,681	53,20	0,20
1130	118,333	53,12	0,29
1500	157,080	53,08	0,40
1970	206,298	52,97	0,54
2450	256,563	52,92	0,70
2950	308,923	52,86	0,88

Como foi feito anteriormente com a máquina DC, e graças aos resultados serem praticamente lineares, utilizou-se apenas o primeiro e último ponto para o cálculo das potências e binário eletromagnético, com subscrito 1 para a velocidade de 780 rpm e subscrito 2 para a velocidade de 2950 rpm:

$$P_{EL1} = V_{DC1} \cdot I_{DC1} = 10,64 \quad ; \quad P_{EL2} = V_{DC2} \cdot I_{DC2} = 46,52$$

$$T_{E1} = \frac{P_{EL1}}{\omega_1} = 0,13026 \quad ; \quad T_{E2} = \frac{P_{EL2}}{\omega_2} = 0,15059$$

$$\begin{cases} T_{E1} = T_A + B \cdot \omega_1 \\ T_{E2} = T_A + B \cdot \omega_2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} 0,13026 = T_A + B \cdot 81,681 \\ 0,15059 = T_A + B \cdot 308,923 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} T_A = 0,070848 \\ B = 2,4106 \cdot 10^{-4} \end{cases}$$

De seguida, a curva do teste de desaceleração foi introduzida no programa CFTOOL para fazer regressão à mesma equação considerada anteriormente, recordando:

$$\omega(t) = \left(\omega_{INIC} + \frac{T_A}{B} \right) \cdot e^{-\left(\frac{B}{J}\right) \cdot t} - \frac{T_A}{B}$$

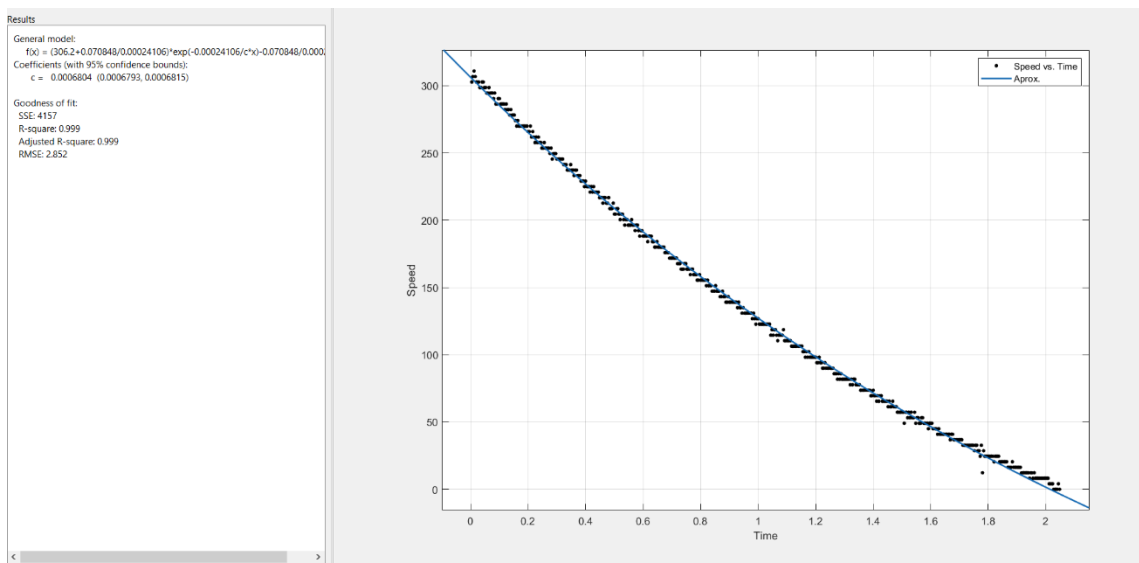


Figura 16: Resultados da regressão feita pelo CFTOOL para o ensaio de desaceleração da máquina BLDC.

Neste caso, com $\omega_{INIC} = 306,2$, a regressão mostrada na Figura 16 indica que a inércia da máquina é $J = 0,0006804$. Para confirmar a veracidade deste valor, é de novo realizado um teste de desaceleração cujo resultado é comparado com simulações e é apresentado na Figura 17. Nas tabelas 11 e 12 são apresentadas as medições de tensão e de corrente no barramento DC a velocidades estáveis.

Resumindo, os parâmetros da máquina BLDC testada:

- $R_f = 0,08 \quad \Omega$
- $L_f = 45 \cdot 10^{-6} \quad H$
- $K_{EM} = 17,4 \quad \Delta V_{p-p}/kRMP$
- $T_A = 0,070848 \quad N \cdot m$
- $B = 2,4106 \cdot 10^{-4} \quad N \cdot m \cdot s$
- $J = 6,804 \cdot 10^{-4} \quad kg \cdot m^2$

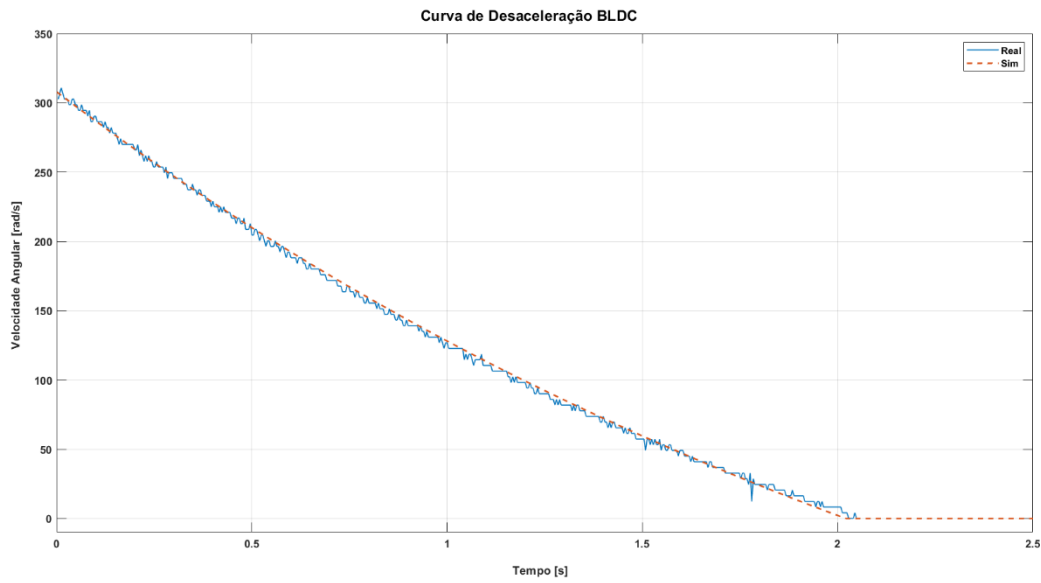


Figura 17: Comparação entre o ensaio de desaceleração da máquina BLDC real e o simulado.

Tabela 12: Erros relativos entre o ensaio e a simulação do BLDC.

ω [%]	V_{DC} [%]	I_{DC} [%]
0,138	0,545	-2,685
0,433	0,397	-4,129
-0,314	0,330	-3,705
0,996	0,130	-3,546
-0,361	0,042	-1,637
0,163	-0,061	2,662

Tabela 11: Resultados de simulação a velocidades estáveis do BLDC.

ω [rad/s]	V_{DC} [V]	I_{DC} [A]
81,568	52,910	0,205
117,821	52,909	0,302
157,573	52,905	0,415
204,243	52,901	0,559
257,488	52,897	0,711
308,419	52,892	0,857

3.1.4 Inversor trifásico

Quanto ao módulo conversor / controlador, não se dispõe de *datasheet* disponível. As únicas informações conhecidas eram as funções dos terminais, ilustradas na Figura 18. O input POWER ativa o módulo. O input digital BRAKE ativa o modo de travagem regenerativa. Os inputs CRUISE e REVERSE são irrelevantes para esta aplicação. O input analógico THROTTLE recebe uma tensão entre 0-5 V. Os sensores de efeito Hall, vindos da própria máquina, descrevem a posição angular do rotor.

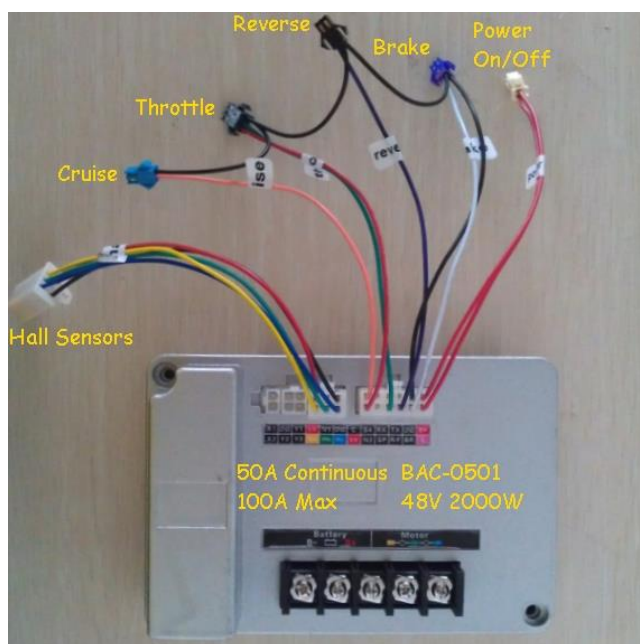


Figura 18: Terminais elétricos do controlador / conversor Golden Motor BAC 0501.

Assim, com o objetivo de caracterizar este módulo, recorreu-se a engenharia inversa através de suposições, testes, e comparações com o modelo de simulação no anexo B.

Suposição 1 – a topologia do conversor é a ilustrada na Figura 19 [27] (de acordo com a literatura estudada [27], [29], [30]).

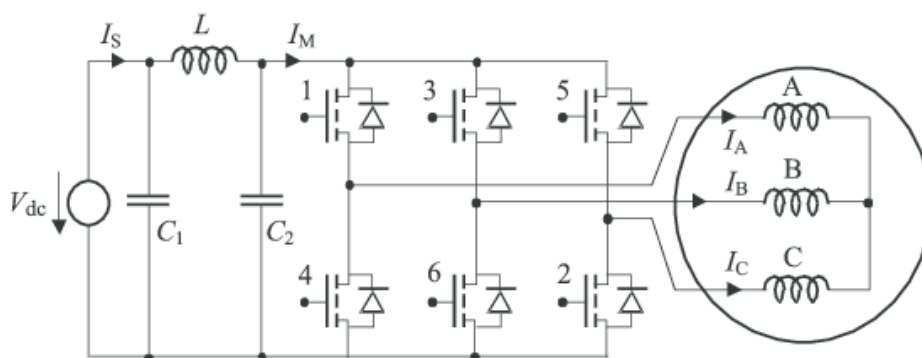


Figura 19: Topologia do inversor trifásico implementado num BLDC.

Sendo assim, os valores de C_1 , C_2 e L foram ajustados com ajuda do modelo em SIMULINK tendo em atenção as ondulações de tensão e corrente no barramento DC, encontrando-se valores aceitáveis de $C_1 = C_2 = 400 \mu F$ e $L = 1 mH$. As resistências internas associadas aos componentes C_1 , C_2 , L e S_{1-6} não-ideais são praticamente impossíveis de encontrar, pelo que se assumiram ideais.

Suposição 2 – a estratégia de comutação para funcionamento como motor é a ilustrada na Figura 20.a e para funcionamento como gerador é a da Figura 20.b. Esta suposição é suportada pela literatura [29], [30] e pelo funcionamento verificado no modelo de simulação.

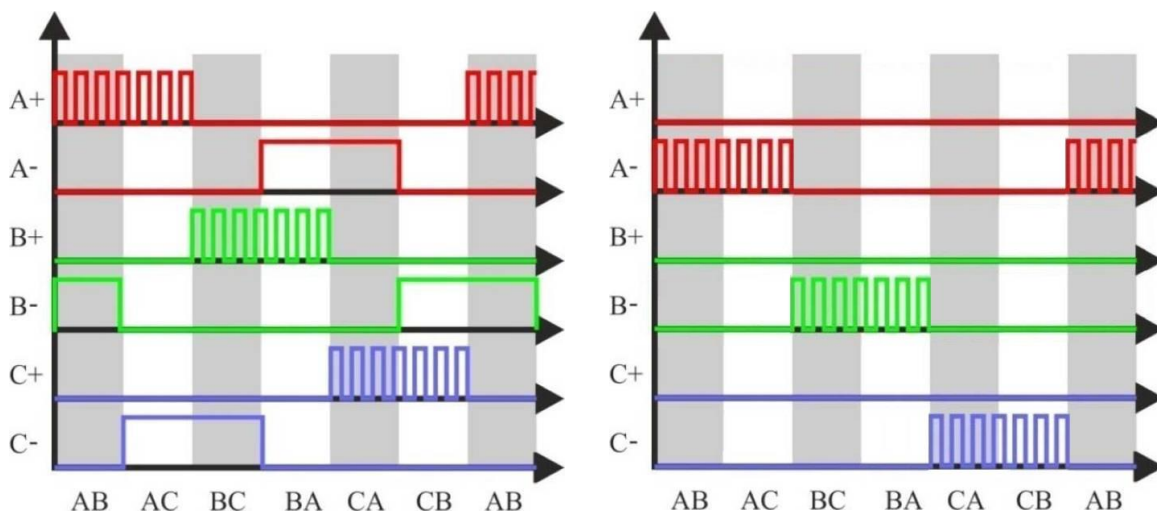


Figura 20: Estratégia de comutação do inversor para funcionamento a) em modo motor e b) em modo gerador.

Deve-se notar que, no funcionamento como gerador, o que efetivamente está a ser conseguido é um comportamento *boost* alternado entre cada fase e o barramento DC, que troca a fase ativa a cada 120° , como mostra a Figura 21 [30].

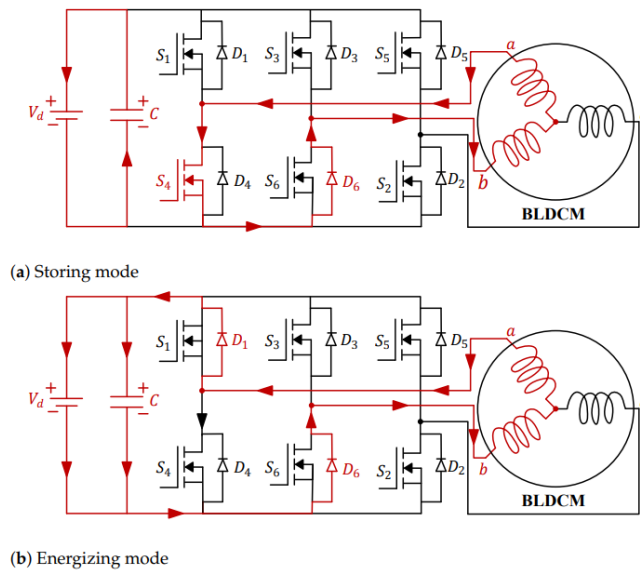


Figura 21: Funcionamento regenerativo do inversor em dois momentos do ciclo.

a) entre 0 e $2 \cdot \pi \cdot D$; b) entre $2 \cdot \pi \cdot D$ e $2 \cdot \pi$.

Esta estratégia de comutação, em ambos os quadrantes de funcionamento, é dependente de sensores de efeito Hall para acertar o *timing* de quando trocar a(s) fase(s) ativas e enviar o sinal PWM para os *switches* corretos. Na prática, o equipamento tratava dessa questão internamente. Nos modelos de simulação foi criado um subsistema ilustrado na Figura 22 com essa função.

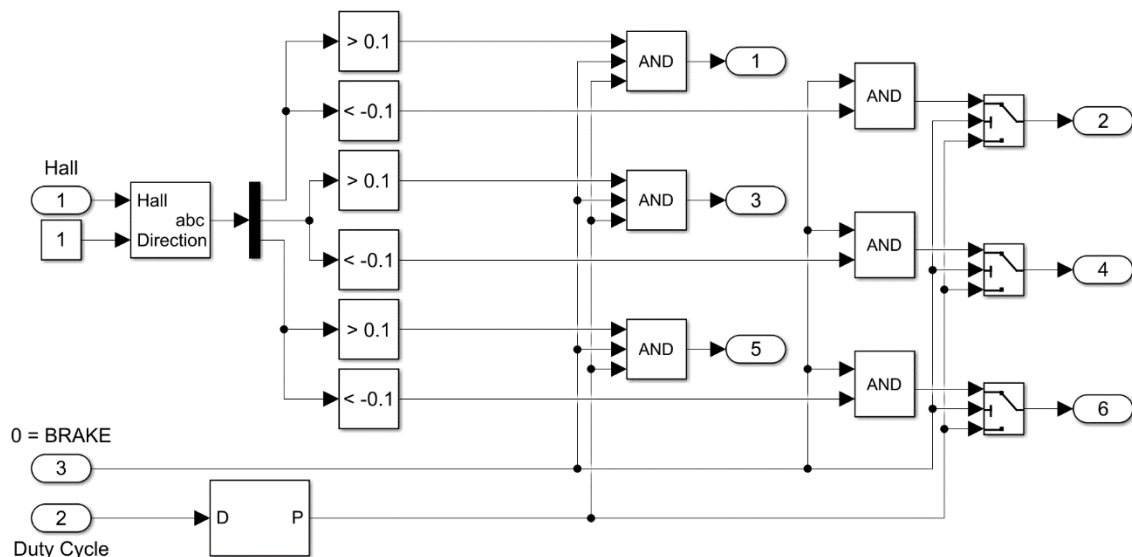


Figura 22: Bloco de geração dos sinais PWM na máquina BLDC.

Suposição 3 – o input THROTTLE no módulo do controlador, através de uma tensão entre $0V - 5V$, controla diretamente o *duty cycle*. Foi feito um teste simples para confirmar isto, acoplando o volante de inércia apenas com o intuito de aumentar a carga. Os valores das linhas 1 e 3 da Tabela 13 foram obtidos sem carga, enquanto que os das

linhas 2 e 4 incluíram carga. Mediu-se a tensão aplicada por um potenciômetro ao *input* quando eram atingidas duas velocidades estáveis, e mediram-se também as seguintes variáveis – tensão efetiva entre fases $V_{f\ RMS}$; corrente DC I_{DC} e de linha $I_{l\ RMS}$; binário T_E e potência elétrica P_E para perceber qual destas variáveis parecia ser mais proporcional ao *input*.

Tabela 13: Comportamento de várias grandezas em relação ao input disponibilizado pelo módulo de controle do BLDC.

<i>Input</i> [V]	ω [rad/s]	I_{DC} [A]	$V_{f\ RMS}$ [V]	$I_{l\ RMS}$ [A]	T_E [N · m]	P_E [W]
1,34	104,720	0,25	10	2,55	0,1269	13,29
1,60	104,720	1,06	15,75	3,66	0,5343	55,95
1,83	314,159	0,88	26,33	1,84	0,1481	46,52
2,38	314,159	3,30	29,25	4,75	0,5483	172,3

Visto que a variação da tensão trifásica efetiva é a mais proporcional ao input, e que o *duty cycle* também atua praticamente linearmente na tensão, esta suposição parece válida.

Suposição 4 – Em modo regenerativo, e visto que o único *input* disponibilizado pelo módulo era um sinal ON/OFF mas mesmo assim havia forma definida para a corrente como se vê na Figura 23, assumiu-se uma relação entre a corrente imposta pelo inversor e a velocidade da máquina. De acordo com a curva obtida, depois de serem experimentadas aproximações a várias equações, tal relação foi tratada como exponencial de acordo com a seguinte equação onde a e b são constantes desconhecidas:

$$I(\omega) = -a \cdot e^{b \cdot \omega}$$

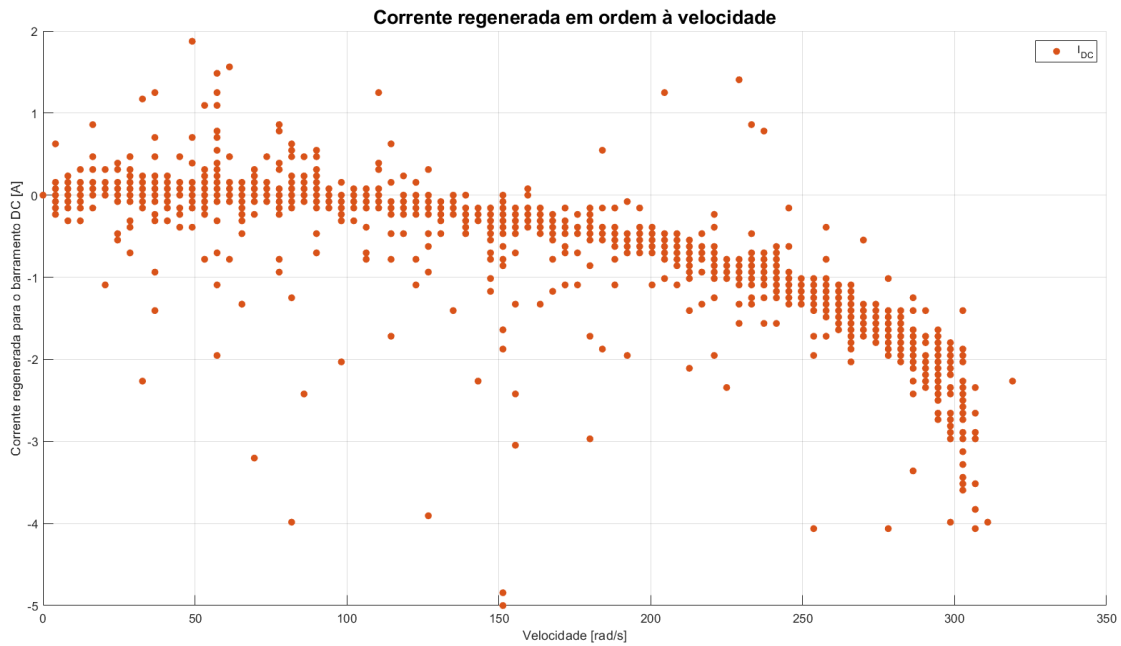


Figura 23: Relação entre a corrente regenerada e a velocidade do BLDC.

Foi testada a travagem regenerativa feita pelo módulo e pela máquina ao ligar o *input* BRAKE a partir de 3000 rpm. Para este teste, foi necessário ter o volante acoplado de maneira a ser possível retirar uma maior quantidade de medições (sem volante a travagem acontecia depressa demais para obter resultados analisáveis). Ao fazer a regressão (com a ferramenta CFTOOL) encontraram-se os seguintes valores:

$$a = 0,02113 \quad | \quad b = 0,01596$$

Para confirmar esta aproximação, foi comparada a solução da equação encontrada com os valores retirados do teste, cujo gráfico está ilustrado na Figura 24.

Esta equação será utilizada no modelo D.1 para emular o funcionamento do módulo real, mas no modelo D.2, onde o objetivo será simular um controlo mais direto sobre a corrente regenerada, haverá um sistema de controlo que gera um *setpoint* de corrente independente desta equação.

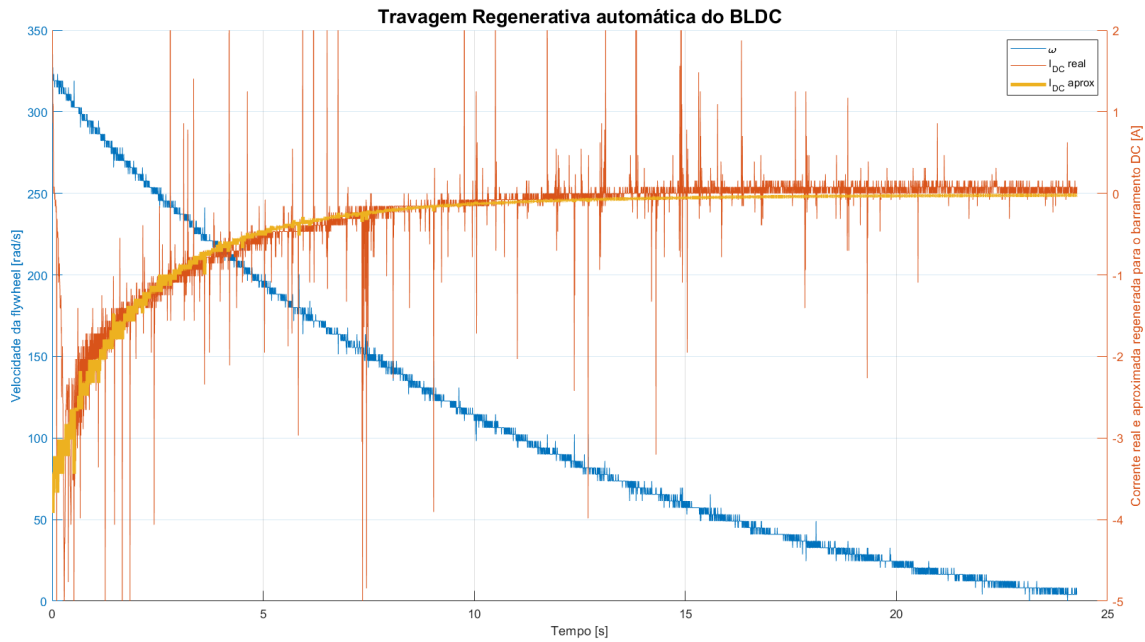


Figura 24: Gráfico da corrente regenerativa imposta pelo módulo de controlo e conversão ao longo da travagem, comparada com a aproximação encontrada.

3.2. Parametrização do Volante de Inércia

Ao acoplar o volante de inércia à máquina elétrica, estão apenas a mudar-se os parâmetros mecânicos do modelo matemático do motor, nomeadamente o momento de inércia e também os atritos. A parametrização deste elemento foi então feita com base nos testes efetuados à máquina BLDC, mas agora com o volante acoplado cuja inércia é conhecida a partir da sua chapa de características, $J_{FLY} = 0,03$. Teoricamente, somando o momento de inércia J_{BLDC} ao valor conhecido J_{FLY} pode-se calcular o valor de $J_{BLDC+FLY} = 0,03068$.

Sendo assim, para encontrar $T_{A\ BLDC+FLY}$ e $B_{BLDC+FLY}$ pode-se utilizar diretamente o ensaio de desaceleração e a ferramenta CFTOOL com a mesma equação anteriormente considerada, agora com J conhecido e T_A e B como incógnitas.

$$\omega(t) = \left(\omega_{INIC} + \frac{T_A}{B} \right) \cdot e^{-\left(\frac{B}{J}\right) \cdot t} - \frac{T_A}{B}$$

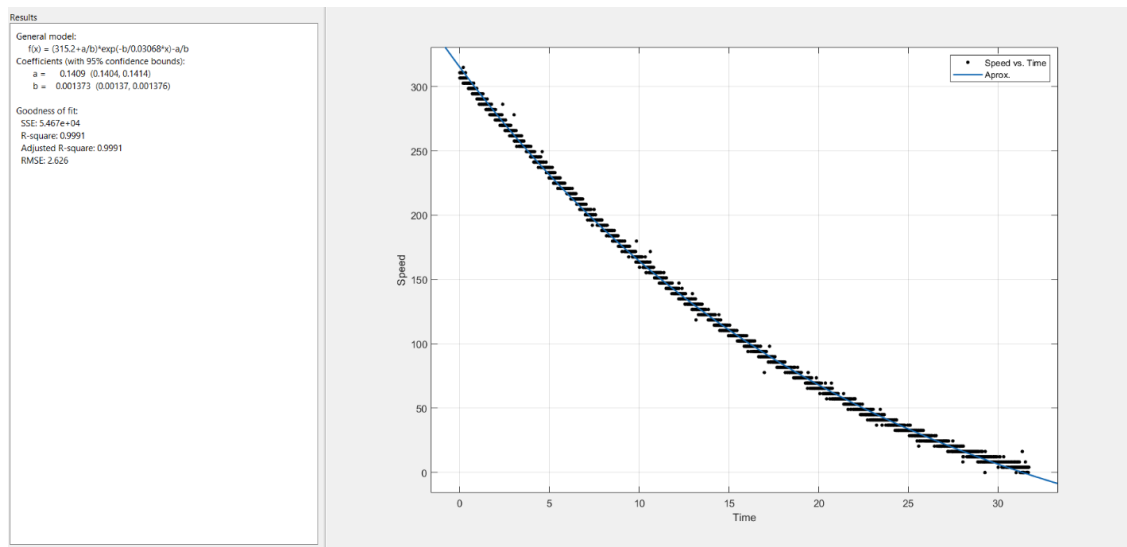


Figura 25: Resultados da regressão feita pelo CFTOOL para o ensaio de desaceleração do conjunto BLDC+FLY.

A regressão feita com o CFTOOL, ilustrada na Figura 25, indica os seguintes valores:

$$T_{A\ BLDC+FLY} = 0,1409 \quad | \quad B_{BLDC+FLY} = 0,001373$$

As Tabelas 14, 15 e 16 reúnem os resultados reais do ensaio a velocidades estáveis, os da simulação com os parâmetros encontrados, e o erro relativo entre os resultados reais e os simulados.

Também se compara na Figura 26 o teste de desaceleração real com o simulado através do modelo B com parâmetros atualizados, em que se pode ver uma aproximação semelhante à obtida no CFTOOL.

Tabela 14: Resultados do ensaio a velocidades estáveis do conjunto BLDC+FLY.

ω [rad/s]	V_{DC} [V]	I_{DC} [A]
112,05	52,78	0,96
157,08	52,77	1,372
207,35	52,70	2,10
253,42	52,32	2,80
303,69	52,20	3,75

Tabela 15: Resultados da simulação a velocidades estáveis do conjunto BLDC+FLY.

ω [rad/s]	V_{DC} [V]	I_{DC} [A]
112,83	52,89	0,903
158,74	52,87	1,423
208,85	52,85	2,098
254,32	52,83	2,745
303,26	52,79	3,794

Tabela 16: Erro relativo entre o ensaio e a simulação do conjunto BLDC+FLY

ω [rad/s]	V_{DC} [V]	I_{DC} [A]
-0,692	-0,208	5,933
-1,055	-0,188	-3,839
-0,727	-0,284	0,107
-0,353	-0,966	1,957
0,142	-1,122	-1,161

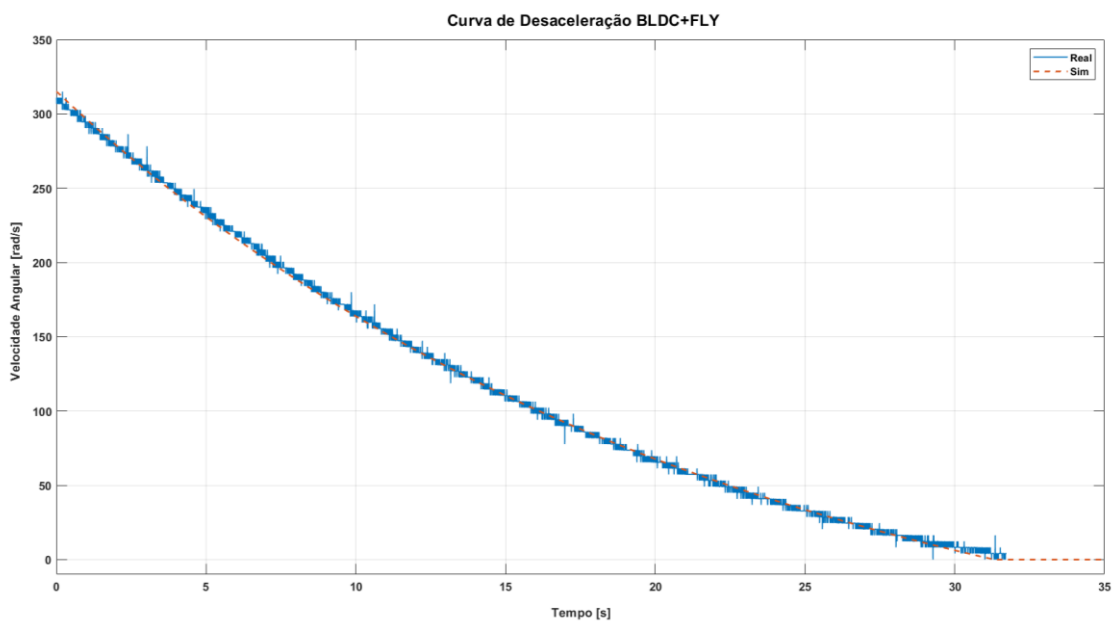


Figura 26: Comparação entre o ensaio de desaceleração do conjunto BLDC+FLY real e o simulado.

Tendo sido encontrados os parâmetros mecânicos dos três equipamentos individualmente, pode-se então calcular cada uma das combinações usadas cujos valores se apresentam na Tabela 17.

Tabela 17: Parâmetros mecânicos das combinações relevantes de equipamentos.

	DC (testado)	BLDC (testado)	FLY (calculado*)	DC+FLY (calculado)	BLDC+FLY (testado)
T_A	0,27375	0,070848	0,07005	0,3438	0,1409
B	$6,2489 \cdot 10^{-4}$	$2,4106 \cdot 10^{-4}$	$1,132 \cdot 10^{-3}$	$1,7569 \cdot 10^{-3}$	$1,373 \cdot 10^{-3}$
J	$5,814 \cdot 10^{-3}$	$6,804 \cdot 10^{-4}$	0,03	0,035814	0,03068

*exceto a inércia.

3.3. Sistemas de Controlo

Com os equipamentos parametrizados, é possível simulá-los corretamente nos modelos completos (Anexos C, D.1 e D.2) e dimensionar os sistemas de controlo necessários.

Na implementação real do FESS com ambas as máquinas, a aquisição de dados (DAQ – *Data Acquisition*) foi feita através da placa DAQ-CARD 6062 com módulo SCB 68 da NI, bem como o *output* dos sinais necessários para a eletrónica. Para cálculos computacionais em tempo real foi utilizado o programa MATLAB – *Real Time Windows* (RTW). Tendo em conta a capacidade computacional, foi escolhida uma discretização temporal de 1 ms nesse programa, e limitado o total de *inputs/outputs* ao menor número possível.

3.3.1 Equilíbrio entre geração, carga e armazenamento

Para cumprir o objetivo de integrar o FESS num sistema de armazenamento híbrido, é necessário haver controlo sobre a circulação de energia no barramento DC. Foi então criado um bloco de código (anexo E), derivado de [15], cujo fluxograma se encontra na Figura 27.

Este bloco terá o objetivo de manter a corrente da bateria o mais perto de zero possível, ou seja, equilibrar as correntes de geração (I_{PV}), consumo (I_{LOAD}), e de acionamento do FESS. Para isso é gerado um *setpoint* de corrente ($SP_{I_{MOT_{50V}}}$) para o acionamento elétrico do FESS que provoca armazenamento ou regeneração de acordo com as necessidades / possibilidades antes de se recorrer à bateria. O *setpoint* gerado por

este bloco também controla o quadrante de funcionamento do conversor em questão – um valor positivo impõe motorização e um valor negativo impõe regeneração.

Os estados de carga (SOC – *State of Charge*) tanto do FESS (SOC_FLY) como da bateria (SOC_BAT) foram tidos em conta, nomeadamente com as seguintes condições:

- Dar prioridade ao carregamento da bateria quando o seu SOC estiver baixo demais (<5%);
- Quando houver excesso de geração e o FESS estiver à velocidade máxima (2100 rpm / 100% SOC), impor-lhe uma corrente calibrada para manter essa velocidade (no caso do motor parametrizado será de 5 A).
- Quando houver escassez de geração e o FESS estiver à velocidade mínima (750 rpm / 35% SOC), impor-lhe uma corrente calibrada para manter essa velocidade (1 A).

Também foi limitado o *output* deste bloco de maneira a não ultrapassar as correntes máximas no lado do barramento de 48 V do conversor.

Quando os SOC de ambos os equipamentos de armazenamento se encontram dentro dos limites e a diferença entre as correntes gerada e consumida é possível de ser suprida apenas pelo FESS, considera-se então um funcionamento nominal deste bloco que torna possível o cumprimento do seu objetivo. Este bloco é usado como princípio de funcionamento do sistema com a máquina DC e BLDC.

3.3.2 Máquina DC

O primeiro passo no controlo deste motor é computacional, e recorre a controladores tipo PID (*Proportional-Integral-Derivative*) que recebem como *input* o SP gerado pelo bloco mencionado em 3.3.1 e o transformam num *duty cycle* para o conversor *boost* bidirecional. Foram utilizadas duas malhas, ilustradas na Figura 28:

- A primeira transforma o SP de corrente no lado do barramento DC ($I_{FESS\ 48V}$) em SP de corrente na armadura do motor (I_A).
- A segunda malha transforma o SP de corrente I_A em *duty cycle*.

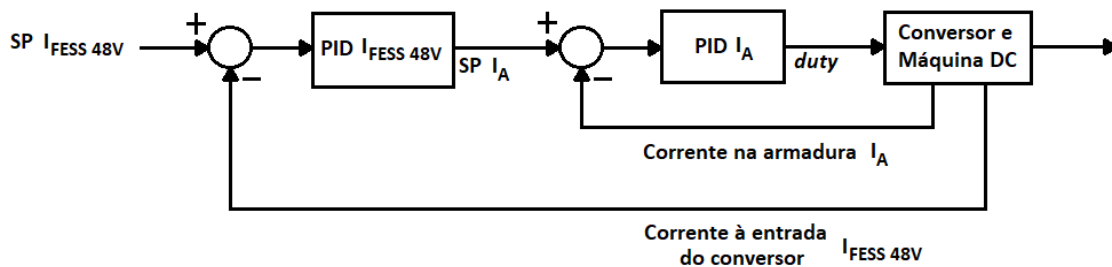


Figura 28: Diagrama de blocos dos controladores PID da máquina DC.

Apenas no caso do motor DC utilizaram-se duas malhas distintas, possibilitando assim limitar a corrente na armadura do motor, através do recurso a saturação por *clamping* do *output* da malha da corrente I_A . A malha interna tem saturação entre 0 e 1.

O dimensionamento / sintonia dos controladores PID foi feito de forma empírica e iterativa através de simulações, tal como é indicado pelo método de Ziegler-Nichols, começando pela malha da corrente I_A antes da malha da corrente $I_{FESS\ 48V}$. Quando aplicados na prática, os valores foram reduzidos por questões de estabilidade e segurança. Foram efetuados dois ensaios, um primeiro com resposta muito lenta e verificada a estabilidade deste; outro com resposta mais rápida, mas ainda não tanto como nas simulações (é explicado o porquê no parágrafo 3.4). Os valores de cada constante dos controladores PID apresentam-se na Tabela 18.

Tabela 18: Constantes dos controladores PID simulados e dos aplicados na prática.

	Kp	Ki	Kd	Saturação	Tempo de discretização
PID I_A simulado	1	25	1e-7	-7,5 a 7,5	1e-3
PID $I_{FESS\ 48V}$ simulado	0,03	4	3e-5	0 a 1	
PID I_A real rápido	0,8	12	0	-6 a 6	
PID $I_{FESS\ 48V}$ real rápido	0,03	3	0	0 a 0,8	
PID I_A real lento	0,8	6	0	-6 a 6	
PID $I_{FESS\ 48V}$ real lento	0,03	1,5	0	0 a 0,8	

O último passo para conseguir propriamente ativar e desativar os *switches* do conversor é transformar eletronicamente o *duty cycle* num sinal PWM correto e capaz de atacar as *gates* dos MOSFET's utilizados.

O *output* analógico da placa DAQ varia entre 0 e 5 V. Em paralelo é gerada uma onda dente de serra a 5 kHz. Estes dois sinais são comparados no *chip* comparador tipo LM 311, cuja saída será uma onda quadrada modulada em PWM. Irá então passar por um multiplexador (TTL 74151), que dependendo de um sinal digital relacionado com o quadrante de funcionamento desejado, envia o sinal de PWM numa saída e 0 V na outra ou vice-versa (Figura 30.a). Estes sinais TTL (*Transistor-Transistor Logic*), são depois elevados para 15 V recorrendo ao circuito 7407 (*driver* coletor aberto) de maneira a poderem ser corretamente lidos pelo driver dos MOSFET.

Foi usado o driver comercial SKYPER 32R, desenhado especificamente para controlar IGBT's em *half-bridge* com alimentação flutuante para o *switch* superior. Contudo, por questões de disponibilidade, os *switches* utilizados foram do tipo MOSFET. Para utilização do *driver* foi necessário construir um circuito adicional, de acordo com as especificações do fabricante (Figura 30.b). O diagrama deste circuito e a sua ligação ao *driver* encontra-se representado na Figura 29.

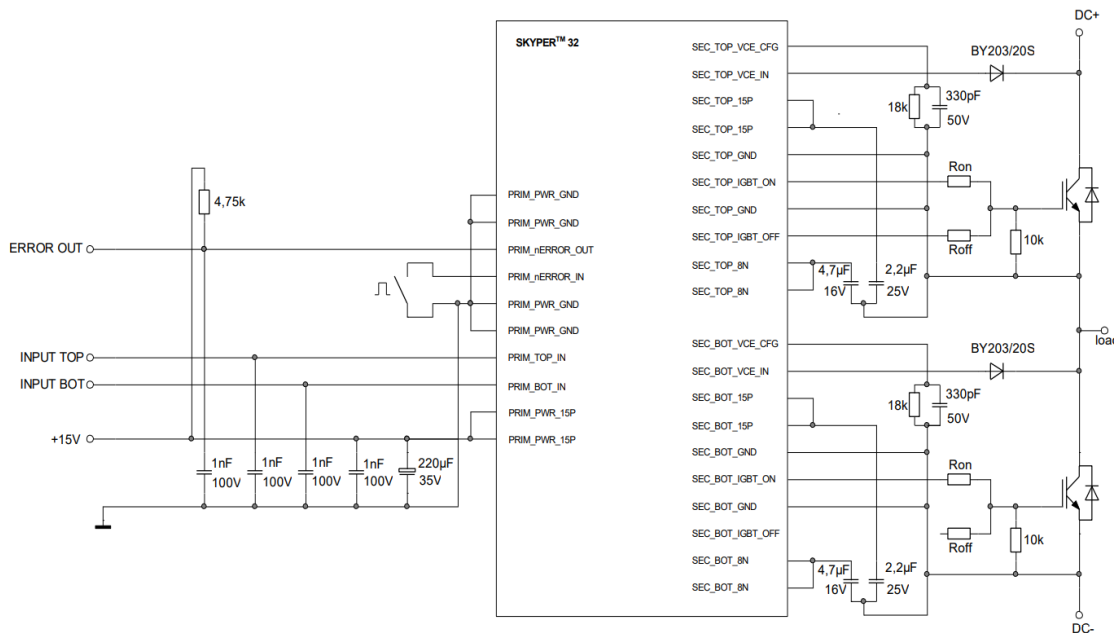


Figura 29: Diagrama das ligações do *driver* SKYPER 32R.

As fotos apresentadas na Figura 30 mostram os componentes da montagem completa da eletrônica de controlo.

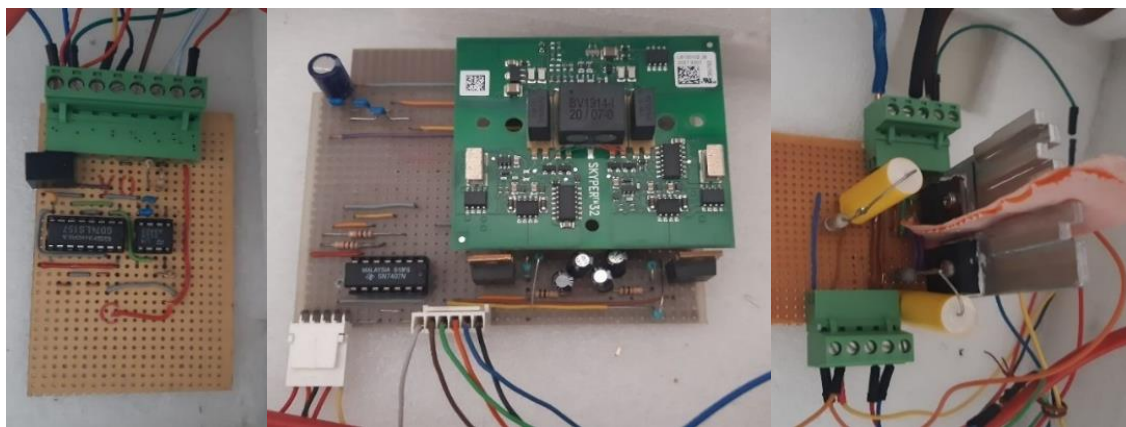


Figura 30: Componentes do circuito de eletrônica de potência e controlo da máquina DC.
a) *chip* comparador e *mux*; b) *driver* SKYPER 32R; c) interruptores MOSFET com *snubbers*.

3.3.3 Máquina BLDC

No acionamento da *flywheel* com o BLDC, não sendo possível comandar diretamente o inversor do BLDC (e, portanto, a potência que disponibiliza), optou-se por controlar uma resistência de carga variável em função do que a máquina elétrica gerava.

Na prática, como se pode ver na Figura 31, esta resistência estava num barramento AC (com um inversor monofásico ligado no barramento DC) e o seu consumo era variado

através de um *triac*, que reduz a tensão efetiva como pode ser verificado na Figura 32, cujo ângulo de disparo era controlado. Para isso, era medida a corrente no lado DC do inversor trifásico da máquina elétrica e o seu valor era introduzido na equação (28). Assim, o consumo dessa resistência reagia quase imediatamente à corrente gerada pela máquina elétrica.

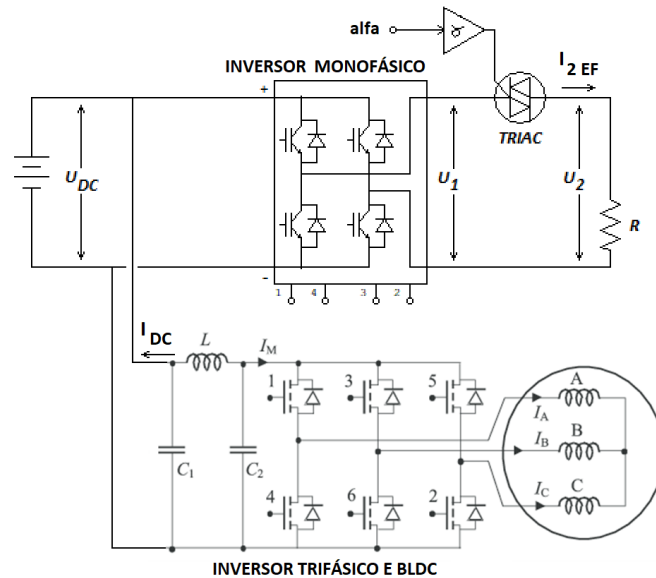


Figura 31: Diagrama do circuito elétrico da carga resistiva AC variável, e grandezas relevantes para os cálculos.

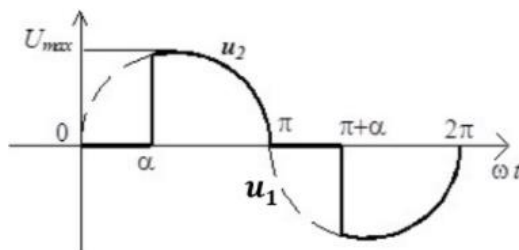


Figura 32: Forma de onda da tensão imposta pelo TRIAC de acordo com o ângulo de disparo.

$$U_{1EF} = 220V ; U_{MAX} = 311V ; U_{DC} = 54V ; U_{2EF} = R \times I_{2EF}$$

$$I_{2EF} = \frac{U_{1EF}}{U_{DC}} \times I_{DC}$$

$$U_{2EF} = U_{MAX} \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}}$$

$$\alpha = \pi - 2\pi \times \left(\frac{R \times I_{2EF}}{U_{MAX}} \right)^2 \quad (28)$$

Para além destes ensaios experimentais, foi criado um outro modelo de simulação onde se altera o método de controlo de maneira a ser possível controlar mais

detalhadamente o funcionamento da máquina, nomeadamente a potência consumida e fornecida, e assim ter cargas resistivas independentes do FESS.

Quanto a este controlo teórico do motor BLDC, é reutilizado o bloco de código que equilibra as correntes de geração, consumo e armazenamento. Desta vez, visto que não há perigo de exceder a corrente máxima nos terminais do motor (não é necessário limitar nem controlar essa corrente diretamente), apenas é necessária uma malha de controlo PID, que transforma o SP de corrente na entrada do inversor em *duty cycle*. O controlador PID foi de novo dimensionado de acordo com o método empírico de Ziegler-Nichols, e as constantes encontradas apresentam-se na Tabela 19:

Tabela 19: Constantes do controlador PID do BLDC simulado.

	Kp	Ki	Kd	Saturação	Tempo de discretização
PID BLDC	1e-5	15	1e-4	-0,95 a 1	1e-6

Estes valores foram afinados para o funcionamento no primeiro quadrante, e assim há uma pequena diferença no funcionamento regenerativo. No entanto, considerou-se ser aceitável e não foi necessário dimensionar um segundo controlador PID em paralelo só para controlar a travagem regenerativa.

Após ser definido e controlado o *duty cycle*, o bloco de conversão em sinais digitais para as *gates* (Figura 22) trata de produzir os sinais PWM adequados, de acordo com esse *duty cycle*, os sinais dos sensores de efeito *Hall* provenientes da máquina, e o sinal lógico do quadrante de funcionamento desejado.

3.4. Problemas e restrições

Na implementação da máquina DC, a bobina utilizada inicialmente na entrada do conversor cujo propósito era limitar a ondulação na corrente, apesar de apresentar uma indutância adequada, sofria de problemas de saturação magnética para as correntes que lhe eram aplicadas. Esta situação foi resolvida trocando a bobina por outra maior, com um núcleo capaz de lidar com o fluxo magnético necessário.

Durante o teste final do sistema com a máquina DC, esta sofreu um sobreaquecimento e, por motivos de segurança, foi trocada por uma máquina DC de igual potência/tensão, que permitiu aplicar o sistema de controlo desenvolvido apesar das suas características não terem sido parametrizadas. Verificou-se que os seus atritos eram bastante superiores aos da máquina parametrizada, resultando em correntes mais

elevadas e, por essa razão foi necessário reduzir as constantes dos controladores PID, face à máquina parametrizada e usada na simulação.

Capítulo 4

4. Validação dos Sistemas

4.1. Máquina DC

A Figura 33 mostra a montagem completa e final do FESS com a máquina DC. No Anexo C apresenta-se o modelo de simulação deste sistema completo, com integração de todos os elementos necessários.



Figura 33: Montagem completa do FESS com a máquina DC.

Foram aplicados comutadores em cada um dos componentes ligados no barramento DC – a bateria, o sistema PV, uma carga resistiva DC permanente que consumia 3,7 A, o FESS, e uma carga resistiva adicional que consumia 7 A, para serem ligados por esta ordem. Na Figura 34 está representado o diagrama desta montagem, que é uma versão simplificada dos Anexos C e D.

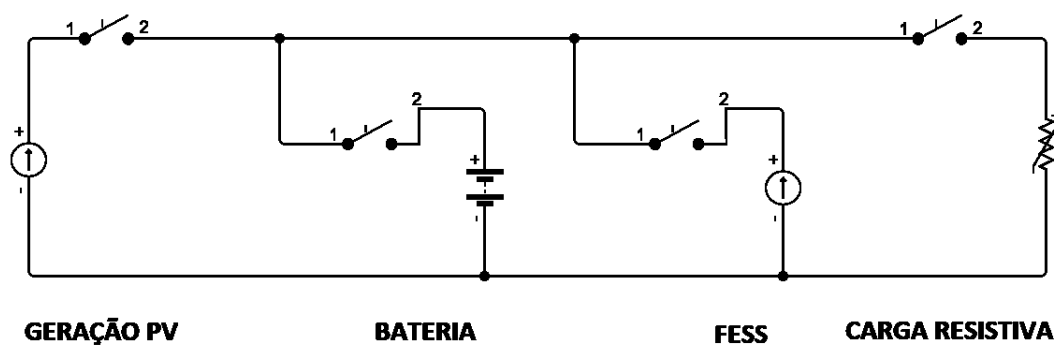


Figura 34: Diagrama elétrico da montagem completa.

Visto que ligação do comutador do FESS impõe logo a tensão do barramento aos terminais da máquina elétrica (através do diodo em paralelo com o *switch* superior), esta arrancava de imediato ($t = 0,5$ s nos gráficos das Figuras 35.a e 35.b). Para garantir que o pico de corrente de arranque está conforme o esperado, foi verificada a corrente nesse intervalo de tempo e comparada com o arranque simulado, cujos resultados se apresentam nas Figuras 35.a e 35.b.

O pico da corrente na máquina real chega a cerca de 16 A. Na máquina parametrizada e simulada chegava-se apenas a 6-7 A.

Na máquina real verifica-se um ligeiro *overshoot* da velocidade. Isto deve-se aos seus parâmetros mecânicos e elétricos, que como foi referido anteriormente são diferentes da máquina parametrizada e simulada. Esta não apresenta qualquer *overshoot* nas simulações.

Na máquina real, quando estabiliza com uma tensão de 55 V, a velocidade é de 70 rad/s e a corrente necessária para manter esta velocidade é de 1,1 A. Quanto à máquina simulada, com uma tensão de 52 V esta estabiliza numa velocidade de 57 rad/s com uma corrente na armadura de 0,5 A.

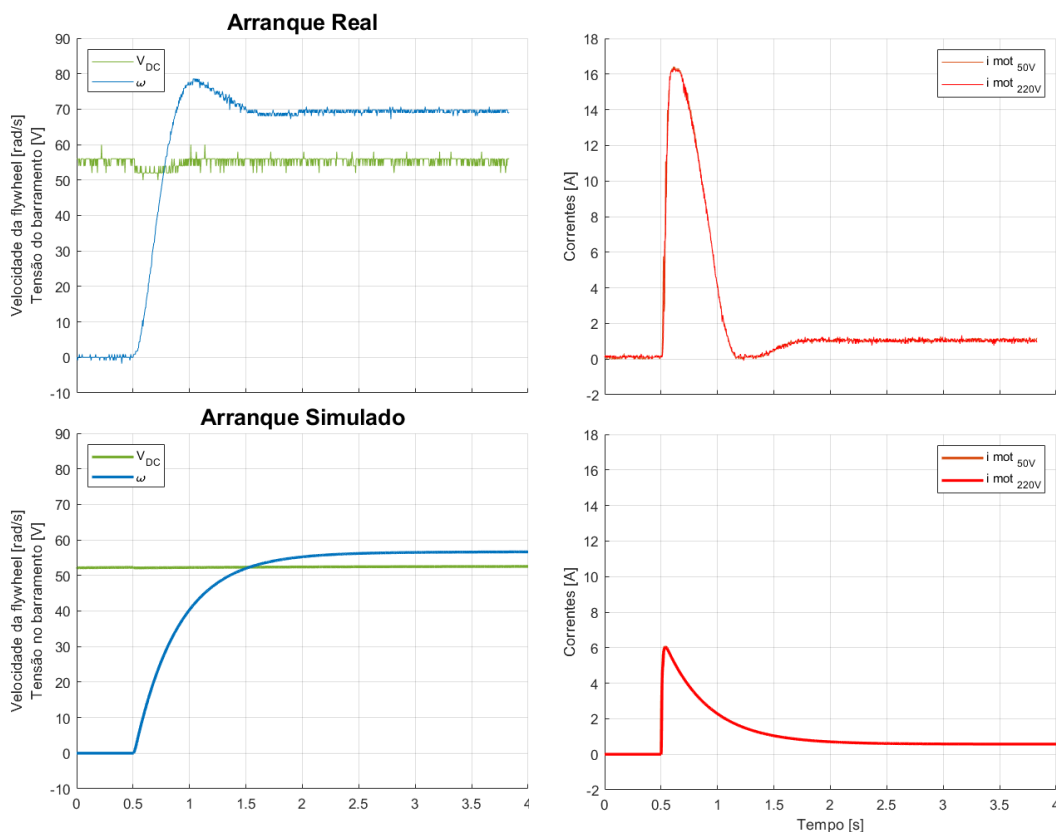


Figura 35: Comportamento da velocidade da máquina e das correntes no a) Arranque real; b) Arranque simulado.

Quando existir excesso de geração, o FESS acelera para consumir essa energia extra até chegar à velocidade máxima ou até a geração e o consumo se equilibrarem. Este comportamento foi testado ao iniciar o programa MATLAB - RTW. Nesse momento (equivalente a $t = 1$ s nas Figuras 36.a e 36.b) a estratégia de controlo é ativada e começa a controlar os *switches* de acordo com os objetivos definidos em 3.3.

Nas figuras 36.a e 36.b verifica-se que a aceleração do sistema real é semelhante à obtida em simulação. Contudo, devido aos atritos maiores da máquina real, não foi possível chegar à velocidade máxima em segurança, visto que aumentar a velocidade implica ter um *duty cycle* maior para fornecer corrente mais elevada, o que por sua vez torna mais notória a não-linearidade do conversor *buck*. Com um consumo de cerca de 3,5 A por parte do FESS, a velocidade a que este estabiliza era de apenas de 147 rad/s, começando a verificar-se uma oscilação nas correntes. No modelo simulado levou-se o FESS até 220 rad/s, e a corrente necessária para manter essa velocidade era de 5 A.

A corrente na bateria no ensaio real não estabilizou exatamente em zero, provavelmente devido a erros na medição ou da resposta dos controladores PID.

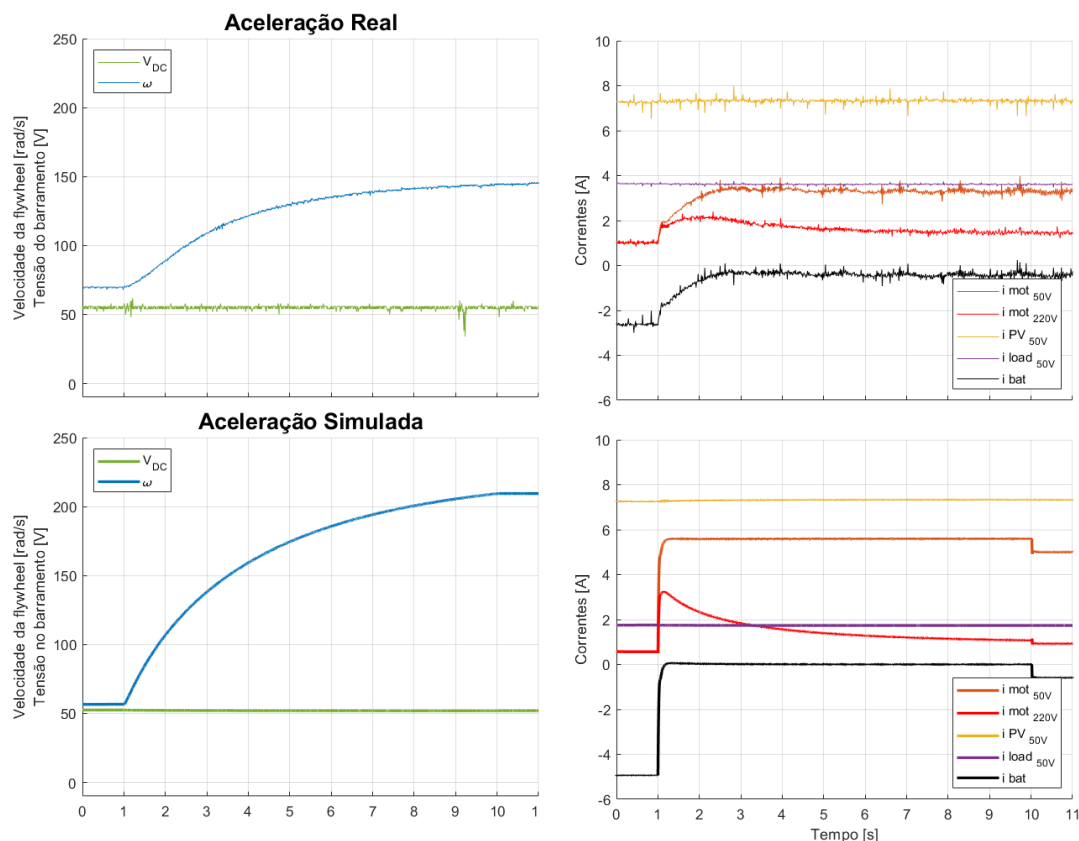


Figura 36: Comportamento da velocidade da máquina e das correntes na: a) Aceleração real; b) Aceleração simulada

Nas alturas com escassez de geração / excesso de consumo, o FESS reage ao travar regenerativamente até chegar à velocidade mínima (imposta pela tensão do barramento DC). Esta situação foi provocada com a comutação da segunda carga resistiva ($t = 0,5$ s nas Figuras 37.a, 37.b e 37.c), após o FESS ter armazenado energia considerada suficiente, de maneira ao consumo total ser superior à geração nesse instante. Pode comparar-se este comportamento nas Figuras 37.a, 37.b e 37.c .

No ensaio real, a primeira iteração com uma resposta mais lenta não chegou a levar a corrente da bateria a zero, e utilizou toda a energia armazenada no FESS em cerca de 1 segundo. A segunda iteração teve melhores resultados, atingindo-se o objetivo de anular a corrente na bateria durante cerca de 0,5 segundos, e a energia armazenada no FESS foi esgotada em cerca de 0,7 segundos.

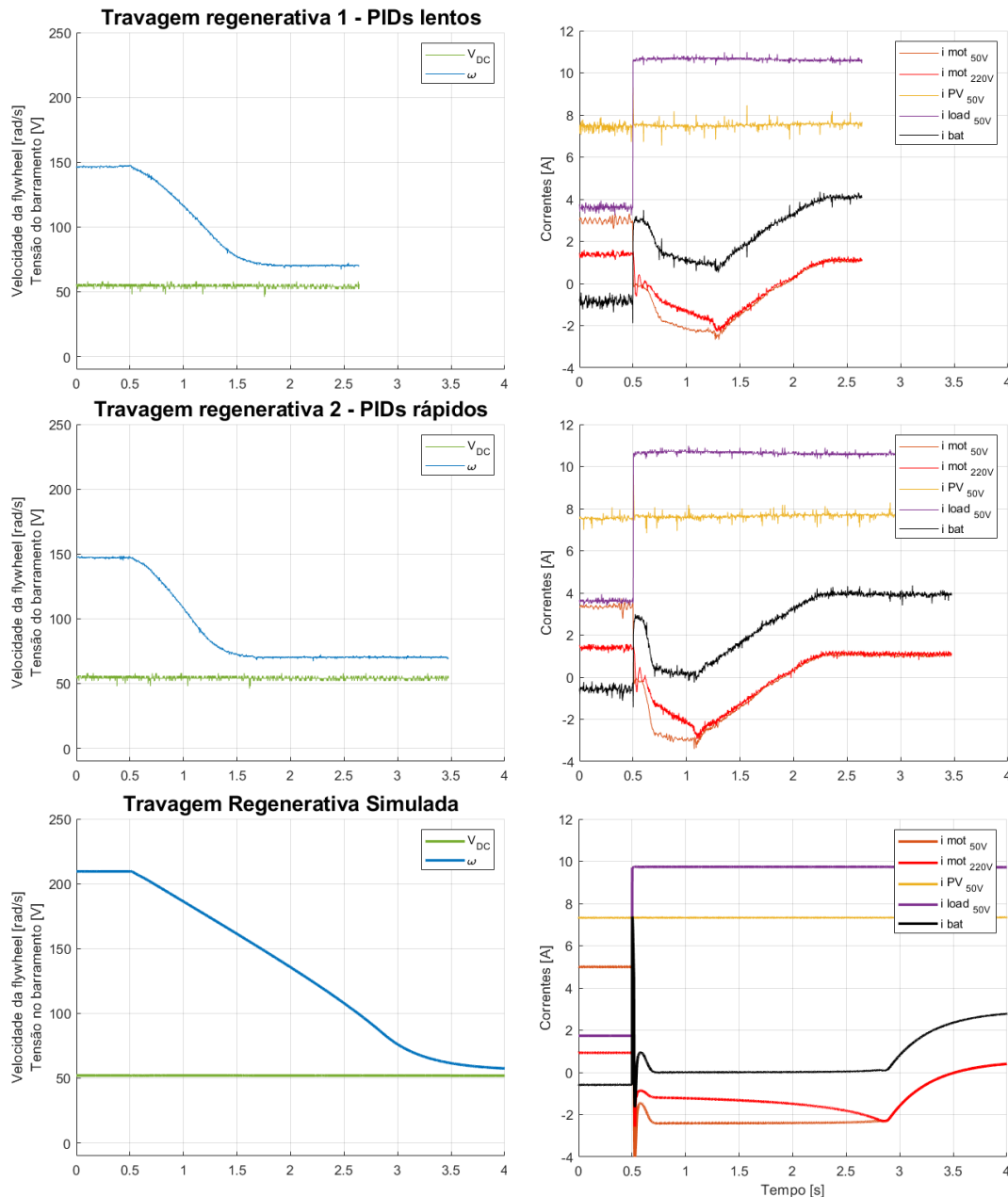


Figura 37: Comportamento da velocidade da máquina e das correntes na: a) Regeneração real com resposta lenta; b) Regeneração real com resposta rápida; c) Regeneração simulada.

Foi também simulada uma situação mais complexa ao longo do tempo, nomeadamente tentando imitar flutuação e quebras momentâneas na geração, bem como comutação de cargas. Esta situação não foi testada na prática devido à imprevisibilidade de tais flutuações. Lembra-se que o objetivo do FESS é manter a corrente da bateria o mais perto de zero possível. Assim, na Figura 38 pode-se observar o comportamento do sistema nestas condições.

Dentro das possibilidades desta máquina, o sistema está a funcionar como pretendido. Sempre que o SOC do FESS está dentro dos limites definidos, a corrente na bateria é praticamente anulada.

Contudo, notam-se bem as limitações deste sistema em particular. A resposta do circuito de controlo podia ser mais suave, vendo-se oscilação durante cerca de 0,3 s (dependendo da magnitude do degrau no SP). Sem contar com esta oscilação, o tempo de resposta é de, aproximadamente, 0,1 s.

A limitação mais importante de referir é a pequena quantidade de energia útil armazenada no sistema, que causa muitas instâncias onde o FESS não tem possibilidade de cumprir o seu objetivo e a bateria tem de suprir a diferença entre geração e consumo. Excluindo o momento do arranque, o SOC do FESS está no limite nos intervalos de 3,5 s – 4 s, de 7,1 s – 10,3s, e de 11,3 s - 13,2 s. No total, o sistema está sem poder responder durante 5,6 segundos, o que é um período muito elevado, tendo em conta que a simulação só dura 20 s.

Para além disso, muita da energia introduzida no sistema é perdida por atritos e outras perdas elétricas. Ao comparar o integral das correntes positivas com o das correntes negativas (tendo em atenção que a velocidade no primeiro instante e no último sejam iguais) para obter uma estimativa do rendimento, chega-se a um valor de 16,3%. No Anexo F apresenta-se o código MatLab desenvolvido para calcular este valor. Este depende bastante das velocidades ao longo do tempo, visto que quanto mais tempo a máquina passa na velocidade máxima mais perdas existem, logo menos rendimento se obtém.

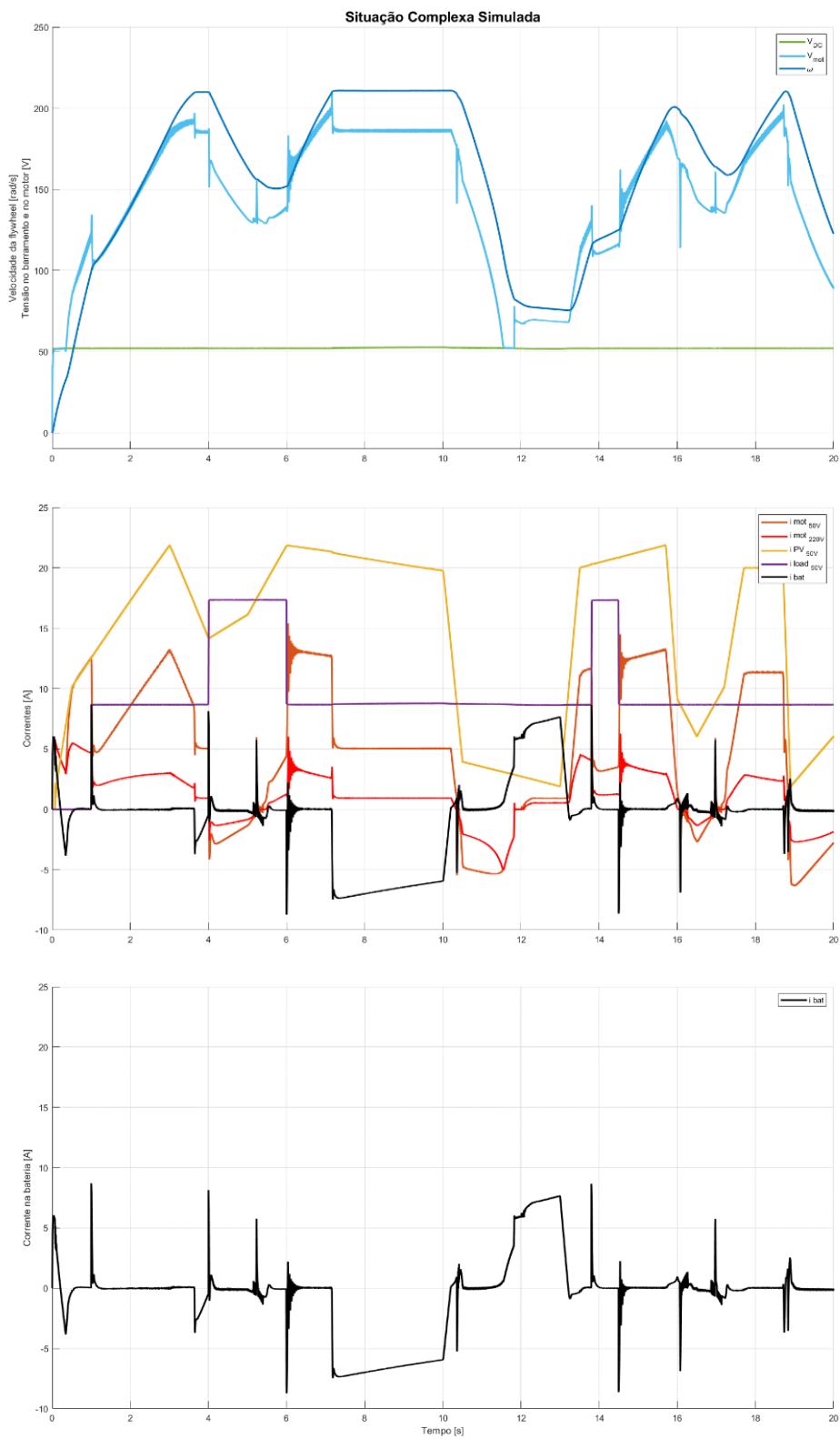


Figura 38: Simulação de uma situação complexa com a máquina DC.

4.2. Máquina BLDC

A Figura 39 mostra a montagem completa com a máquina BLDC. No Anexo D.1 apresenta-se o modelo usado para simular esta implementação onde a corrente regenerada é pré-definida pelo módulo de controlo e conversão, e a carga resistiva é controlada de acordo com esta corrente.



Figura 39: Montagem completa do FESS com a máquina BLDC.

Depois de serem testadas várias opções simples de controlo da carga, que tiveram resultados pouco satisfatórios, implementou-se um controlo mais elaborado da carga, controlado de acordo com a corrente regenerada, como foi descrito em 3.3.3. As Figuras 40.a e 40.b mostram um comportamento mais satisfatório, onde a corrente na bateria fica o mais perto de zero possível e é estável mesmo sem o equipamento PV. Na Figura 40.c vêem-se os resultados obtidos na simulação desta situação. Podem ver-se semelhanças apreciáveis no comportamento do sistema e concluir que o modelo de simulação está bem parametrizado.

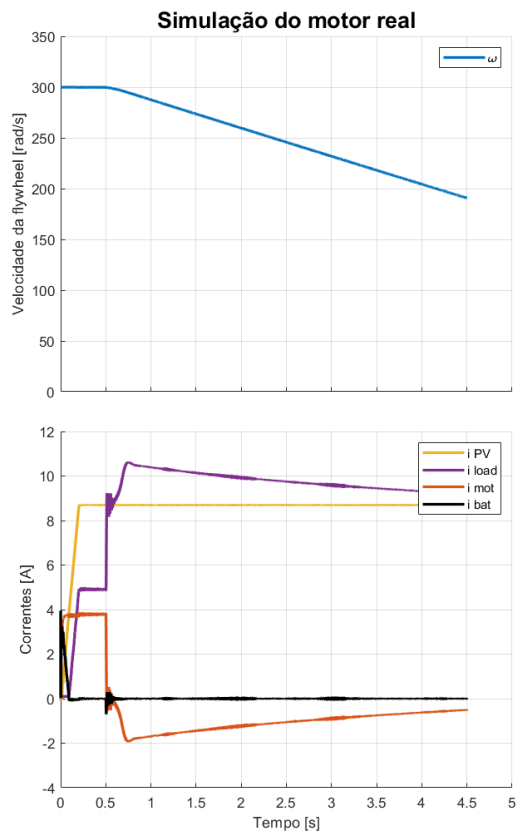
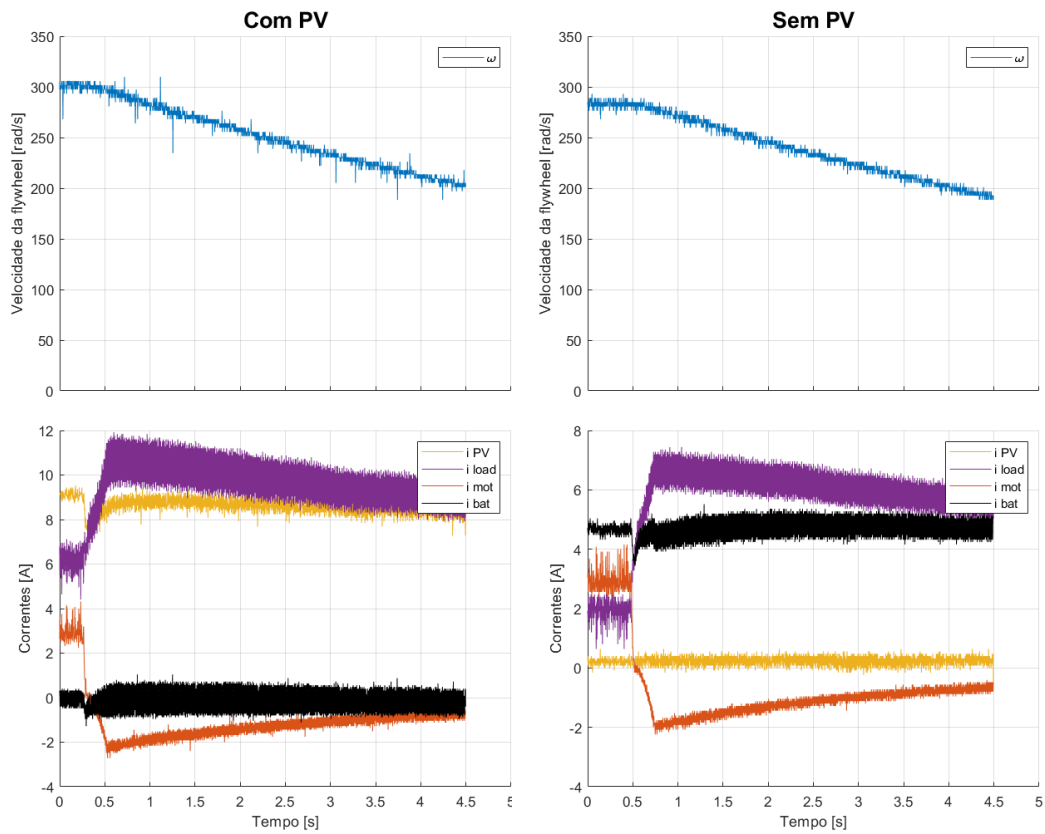


Figura 40: Comportamento da velocidade da máquina BLDC e das correntes com controlo de carga dependente da corrente na máquina. a) com geração PV; b) sem geração PV; c) simulado.

O modelo do Anexo D.2 junta a máquina BLDC com a estratégia teórica de controlo criada em 3.3, não havendo possibilidade de implementar na prática. Assim, é possível simular situações semelhantes às testadas e simuladas com a máquina DC. A Figura 41 mostra o comportamento desta máquina em resposta às mesmas condições da Figura 38 do parágrafo 4.1.

Podem notar-se várias diferenças importantes neste ensaio, nomeadamente a resposta quase imediata do sistema de controlo com relativamente pouca oscilação. Outra questão importante é que, devido ao maior intervalo entre a velocidade mínima e máxima, a energia útil possível de se armazenar e regenerar é consideravelmente maior, o que leva a menos momentos em que o SOC do FESS está no mínimo ou no máximo, ou seja, menos momentos em que a bateria é forçada a armazenar / fornecer corrente (isto só acontece de 8,3 s - 10,3 s e de 12,8 s - 13,2 s , ou seja 2,4 s no total comparando com 5,6 s na implementação da máquina DC).

Quanto ao rendimento, estimado pelo quociente do integral das correntes negativas sobre o integral das correntes positivas, neste caso é cerca de 22,9%. Uma melhoria em comparação com a máquina DC, mas ainda longe do que se pode obter com sistemas industriais modernos.

O componente que introduz mais perdas no sistema é, por uma larga margem, o volante de inércia, que neste caso é apenas didático e não é otimizado para esta implementação.

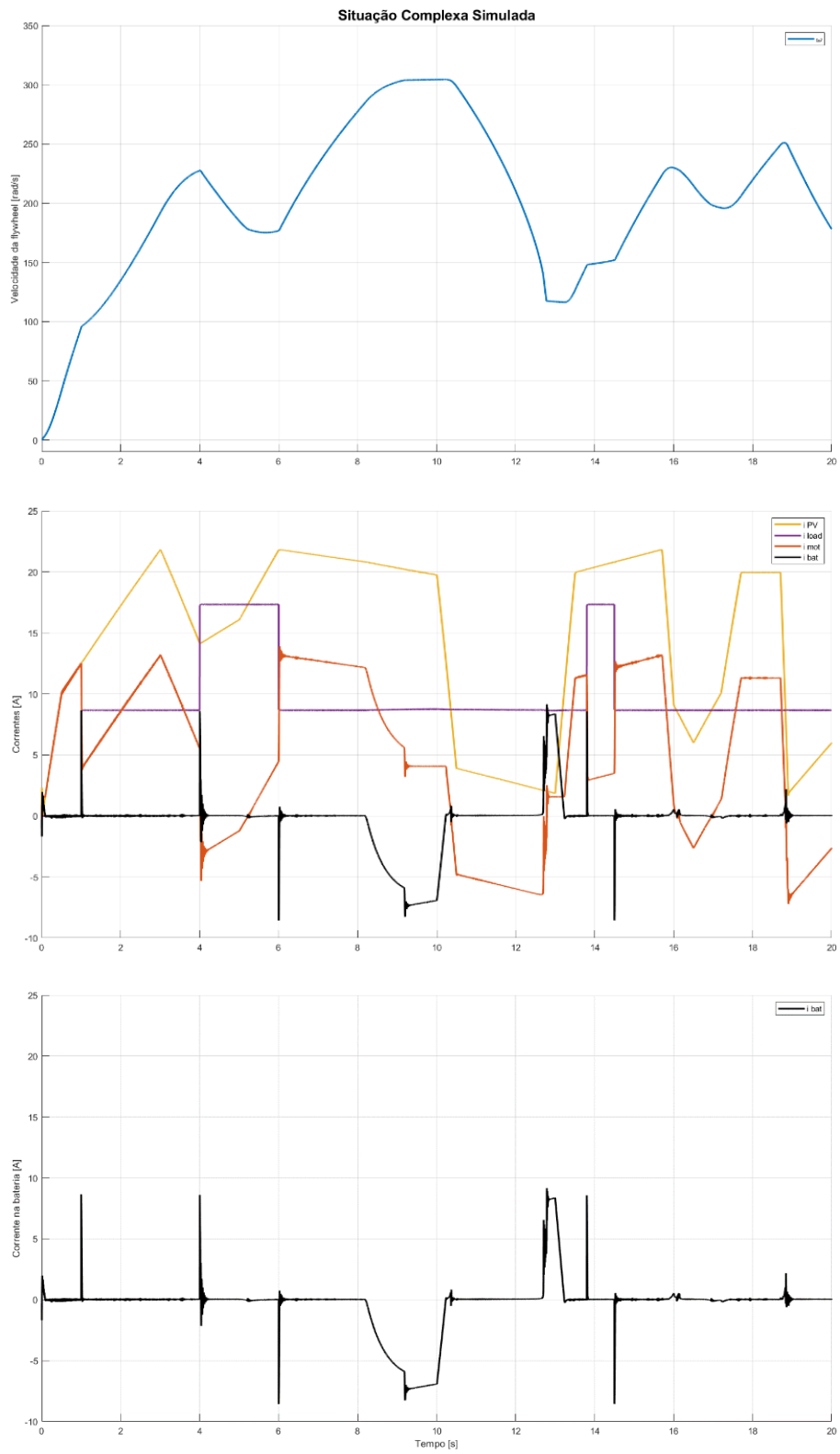


Figura 41: Simulação de uma situação complexa com implementação da máquina BLDC.

Conclusões

Foram estudados e parametrizados dois FESS, e a exatidão das características encontradas foram confirmadas por modelos de simulação. Foi desenvolvido um sistema de controlo que integra cada um destes FESS num sistema híbrido com uma bateria eletroquímica, aplicado a um barramento DC com um sistema de geração PV e cargas elétricas variáveis.

Confirmou-se a hipótese de que este sistema híbrido terá consequências positivas no tempo de vida da bateria eletroquímica a que está associado, reduzindo a magnitude e a frequência das cargas e descargas desta.

O rendimento do FESS é de enorme importância para a sua viabilidade numa aplicação permanente. Com os equipamentos utilizados, nomeadamente a máquina DC com escovas e o próprio volante de inércia, as perdas impossibilitam um funcionamento satisfatório a longo prazo.

Não se confirmou a hipótese de este sistema estender o tempo útil de geração fotovoltaica a médio prazo (após o pôr do sol). Para isso seria necessário um volante capaz de armazenar uma maior quantidade de energia.

Trabalhos Futuros

Tendo em conta já existirem FESS comerciais, otimizados para um maior rendimento e maior energia armazenada, ter-se-á de confirmar se os sistemas de controlo desenvolvidos neste trabalho são aplicáveis e viáveis num FESS permanente de maior escala.

Em âmbito académico poder-se-ia também construir de raiz o inversor da máquina BLDC, cujo sistema de controlo completo foi apenas aplicado em simulações, ou utilizar outro tipo de máquinas elétricas e sistemas de controlo alternativos aos controladores PID.

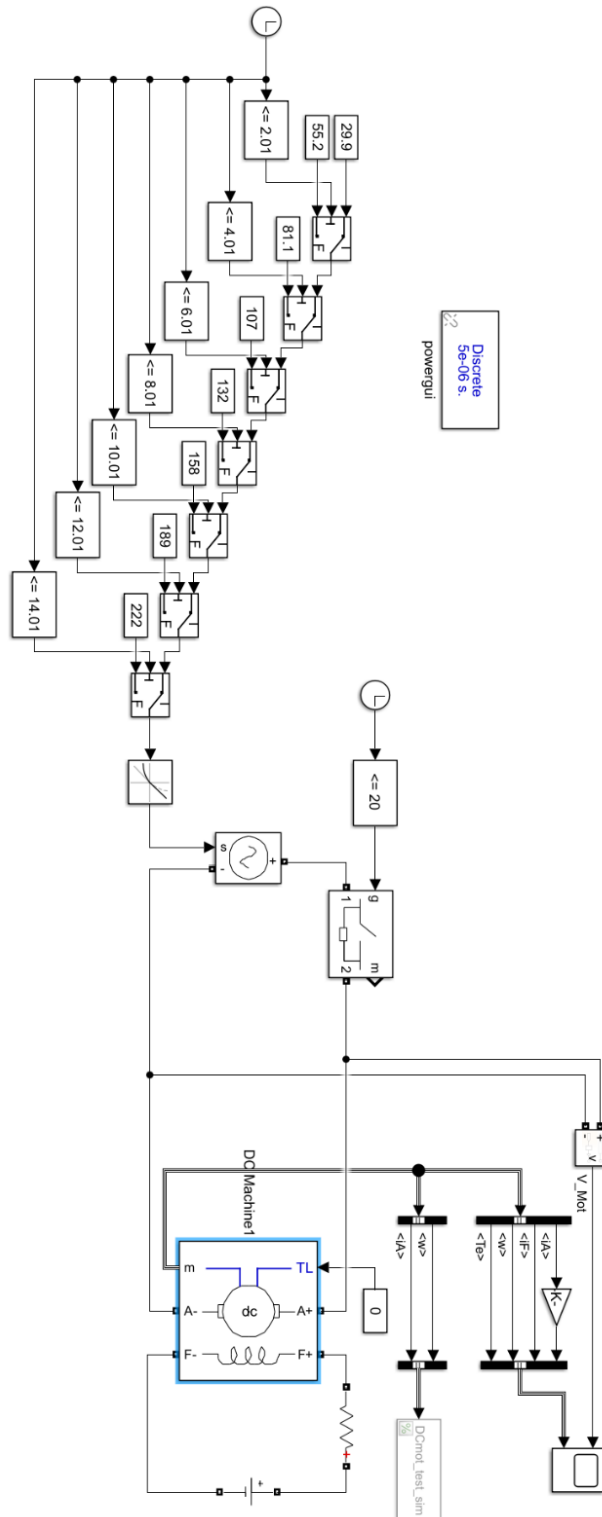
Referências

- [1] G. Boyle, *Renewable Energy: Power for a Sustainable Future*, 2nd ed. Oxford, UK: Oxford University Press & The Open University, 2004.
- [2] M. Anvari *et al.*, “Short term fluctuations of wind and solar power systems,” *New Journal of Physics*, vol. 18, no. 6, p. 063027, Jun. 2016, doi: 10.1088/1367-2630/18/6/063027.
- [3] M. Yekini Suberu, M. Wazir Mustafa, and N. Bashir, “Energy storage systems for renewable energy power sector integration and mitigation of intermittency,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 35, pp. 499–514, Jul. 2014, doi: 10.1016/j.rser.2014.04.009.
- [4] D. Archer, “Fossil Fuels and Energy,” in *Global Warming: Understanding the Forecast*, University of Chicago, 2005, p. 128.
- [5] W. Shockley and H. J. Queisser, “Detailed Balance Limit of Efficiency of p - n Junction Solar Cells,” *Journal of Applied Physics*, vol. 32, no. 3, pp. 510–519, Mar. 1961, doi: 10.1063/1.1736034.
- [6] M. Seyedmahmoudian, B. Horan, R. Rahmani, A. Maung Than Oo, and A. Stojcevski, “Efficient Photovoltaic System Maximum Power Point Tracking Using a New Technique,” *Energies*, vol. 9, no. 3, p. 147, Mar. 2016, doi: 10.3390/en9030147.
- [7] A. Kulka, “Pitch and Torque Control of Variable Speed Wind Turbines,” Goteborg, 2004.
- [8] J. P. Barton and D. G. Infield, “Energy Storage and Its Use With Intermittent Renewable Energy,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, no. 2, pp. 441–448, Jun. 2004, doi: 10.1109/TEC.2003.822305.
- [9] J. M. van den Akker *et al.*, “A Case Study in the Future Challenges in Electricity Grid Infrastructure,” Feb. 2012.
- [10] Y. Zhang, X. Tang, Z. Qi, and Z. Liu, “The Ragone plots guided sizing of hybrid storage system for taming the wind power,” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 65, pp. 246–253, Feb. 2015, doi: 10.1016/j.ijepes.2014.10.006.
- [11] O. Schmidt, S. Melchior, A. Hawkes, and I. Staffell, “Projecting the Future Levelized Cost of Electricity Storage Technologies,” *Joule*, vol. 3, no. 1, pp. 81–100, Jan. 2019, doi: 10.1016/j.joule.2018.12.008.
- [12] M. M. Biswas, M. S. Azim, T. K. Saha, U. Zobayer, and M. C. Urmi, “Towards Implementation of Smart Grid: An Updated Review on Electrical Energy Storage Systems,” *Smart Grid and Renewable Energy*, vol. 04, no. 01, pp. 122–132, 2013, doi: 10.4236/sgre.2013.41015.
- [13] M. Hedlund, J. Lundin, J. de Santiago, J. Abrahamsson, and H. Bernhoff, “Flywheel Energy Storage for Automotive Applications,” *Energies*, vol. 8, no. 10, pp. 10636–10663, Sep. 2015, doi: 10.3390/en81010636.
- [14] T. R. Ayodele, A. S. O. Ogunjuyigbe, and N. O. Oyelowo, “Hybridisation of battery/flywheel energy storage system to improve ageing of lead-acid batteries in PV-powered applications,” *International Journal of Sustainable Engineering*, vol. 13, no. 5, pp. 337–359, Sep. 2020, doi: 10.1080/19397038.2020.1725177.
- [15] L. Barelli *et al.*, “Dynamic Analysis of a Hybrid Energy Storage System (H-ESS) Coupled to a Photovoltaic (PV) Plant,” *Energies*, vol. 11, no. 2, p. 396, Feb. 2018, doi: 10.3390/en11020396.

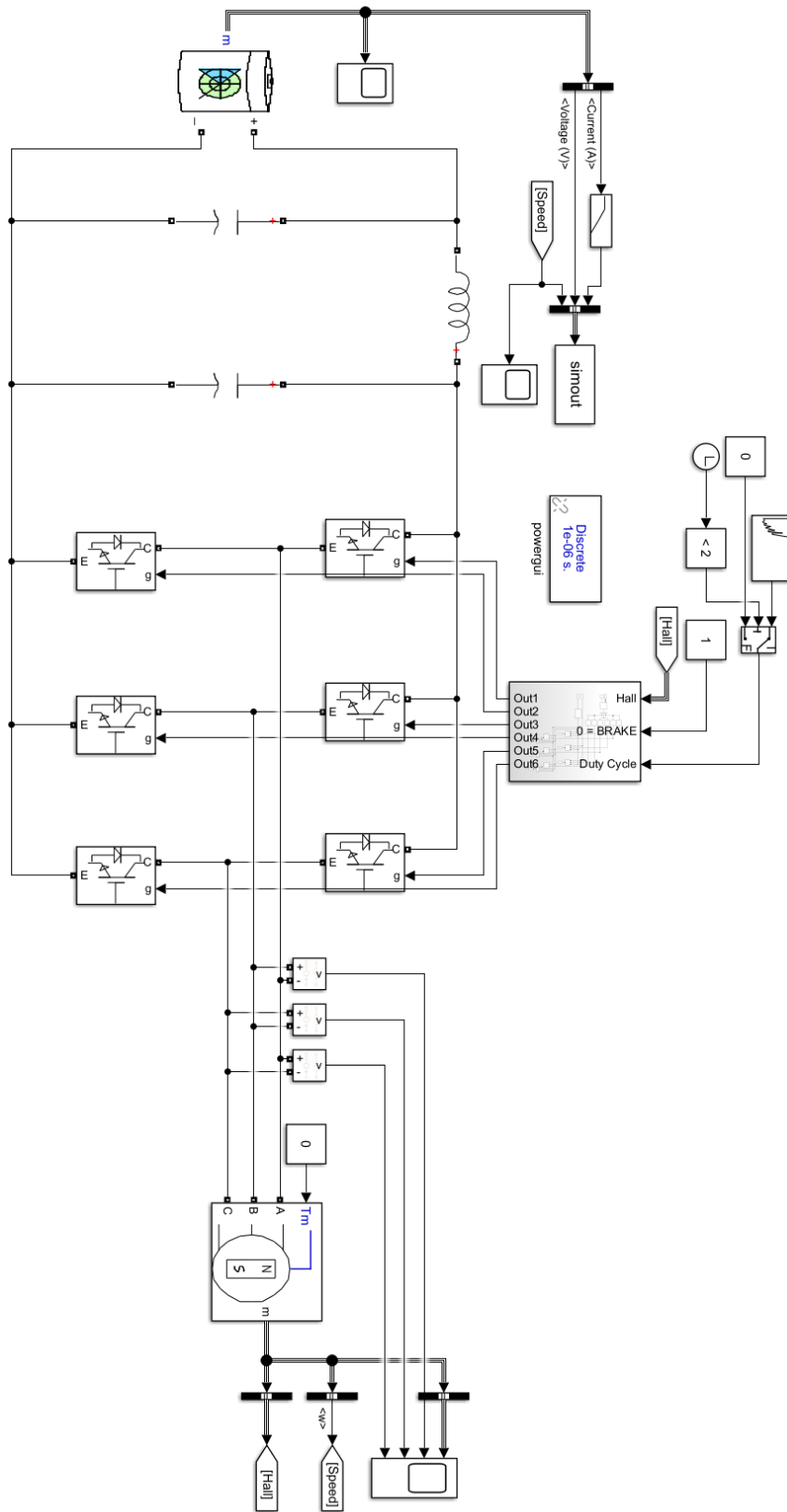
- [16] K. R. Pullen, “The Status and Future of Flywheel Energy Storage,” *Joule*, vol. 3, no. 6, pp. 1394–1399, Jun. 2019, doi: 10.1016/j.joule.2019.04.006.
- [17] M. Amiryar and K. Pullen, “A Review of Flywheel Energy Storage System Technologies and Their Applications,” *Applied Sciences*, vol. 7, no. 3, p. 286, Mar. 2017, doi: 10.3390/app7030286.
- [18] B. Bolund, H. Bernhoff, and M. Leijon, “Flywheel energy and power storage systems,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 11, no. 2, pp. 235–258, Feb. 2007, doi: 10.1016/j.rser.2005.01.004.
- [19] X. Li and A. Palazzolo, “A review of flywheel energy storage systems: state of the art and opportunities,” Mar. 2021.
- [20] V. Kale and M. Secanell, “A comparative study between optimal metal and composite rotors for flywheel energy storage systems,” *Energy Reports*, vol. 4, pp. 576–585, Nov. 2018, doi: 10.1016/j.egy.2018.09.003.
- [21] R. Pena-Alzola, R. Sebastian, J. Quesada, and A. Colmenar, “Review of flywheel based energy storage systems,” in *2011 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, May 2011, pp. 1–6. doi: 10.1109/PowerEng.2011.6036455.
- [22] R. Sebastián and R. Peña Alzola, “Flywheel energy storage systems: Review and simulation for an isolated wind power system,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 16, no. 9, pp. 6803–6813, Dec. 2012, doi: 10.1016/j.rser.2012.08.008.
- [23] F. Asadi, N. Abut, and I. Kandilli, “A simple method for electrical machine’s mechanical parameter extraction,” *International Journal of ADVANCED AND APPLIED SCIENCES*, vol. 4, no. 4, pp. 164–169, Apr. 2017, doi: 10.21833/ijaas.2017.04.024.
- [24] H. Cheng, Y. Guo, Z. Ma, and S. Bai, “Design of Half-bridge Bidirectional DC-DC Converter Control Loop,” *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 1894, no. 1, p. 012004, Apr. 2021, doi: 10.1088/1742-6596/1894/1/012004.
- [25] A. M. R. Amaral and A. J. Marques Cardoso, “An ESR Meter for High Frequencies,” in *2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, pp. 1628–1633. doi: 10.1109/PEDS.2005.1619949.
- [26] C. Gencer and M. Gedikpinar, “Modeling and Simulation of BLDCM Using MATLAB/SIMULINK,” *Journal of Applied Sciences*, vol. 6, no. 3, pp. 688–691, Jan. 2006, doi: 10.3923/jas.2006.688.691.
- [27] M. A. Awadallah, H. Soliman, and E. H. E. Bayoumi, “Adaptive deadbeat controllers for brushless DC drives using PSO and ANFIS techniques,” *Journal of Electrical Engineering*, vol. 60, no. 1, pp. 3–11, Jan. 2009.
- [28] D. Lin, P. Zhou, and Z. J. Cendes, “In-Depth Study of the Torque Constant for Permanent-Magnet Machines,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 12, pp. 5383–5387, Dec. 2009, doi: 10.1109/TMAG.2009.2026043.
- [29] J. C. Gamazo-Real, E. Vázquez-Sánchez, and J. Gómez-Gil, “Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Application Trends,” *Sensors*, vol. 10, no. 7, pp. 6901–6947, Jul. 2010, doi: 10.3390/s100706901.
- [30] O. C. Kivanc and O. Ustun, “Investigation of Regenerative Braking Performance of Brushless Direct Current Machine Drive System,” *Applied Sciences*, vol. 11, no. 3, p. 1029, Jan. 2021, doi: 10.3390/app11031029.

Anexos

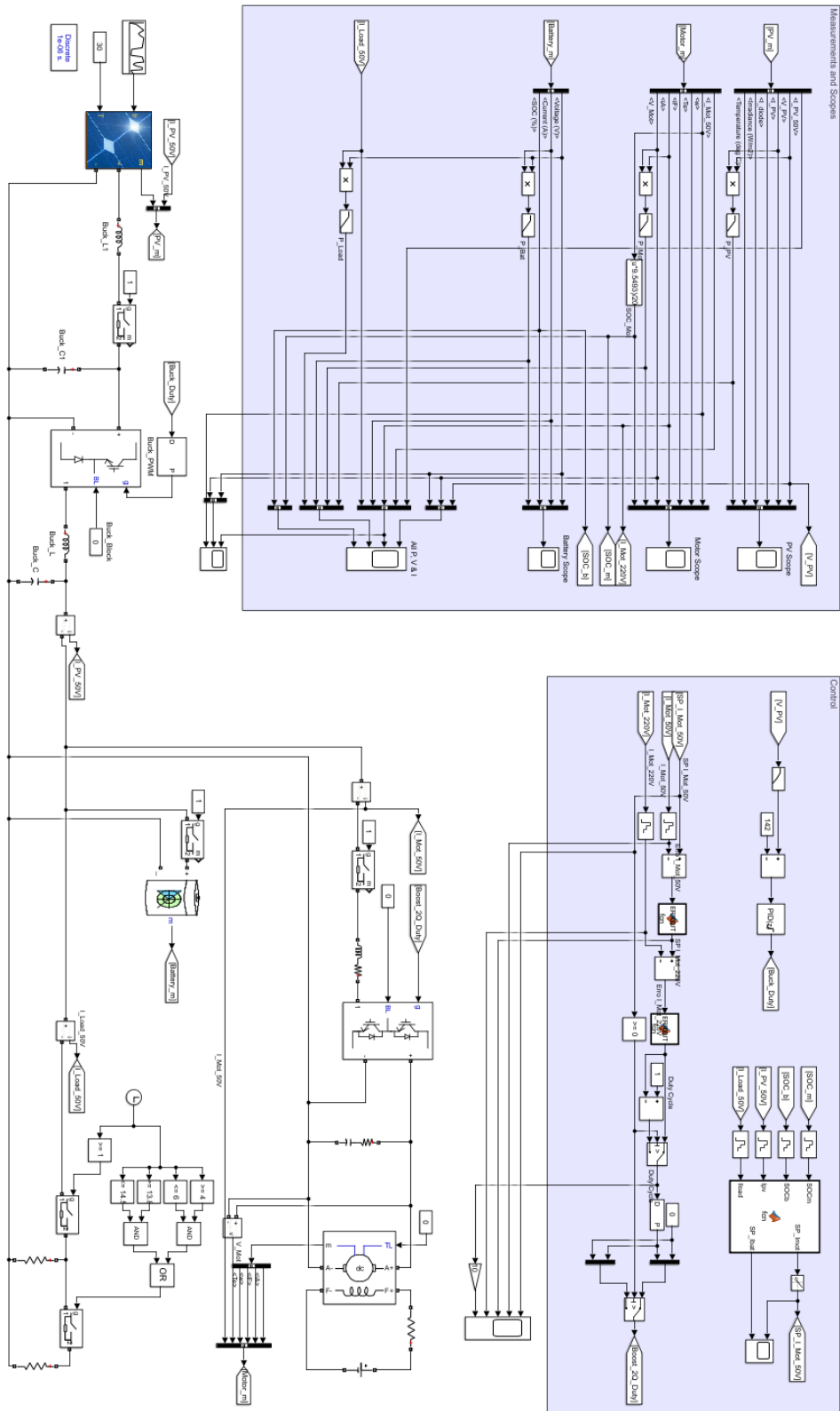
A – Modelo de simulação dos testes de parametrização da máquina DC com escovas:



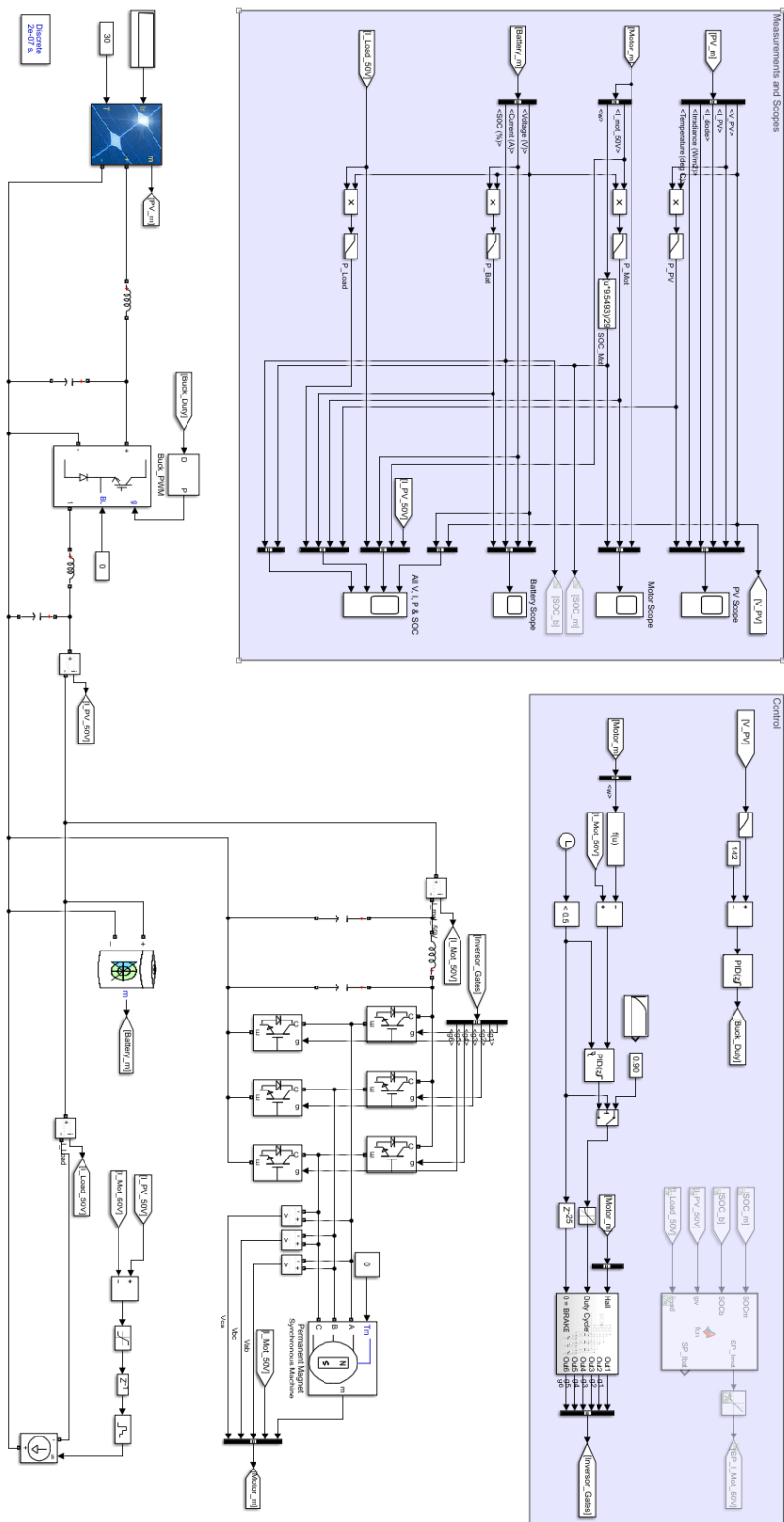
B – Modelo de simulação dos testes de parametrização da máquina BLDC:



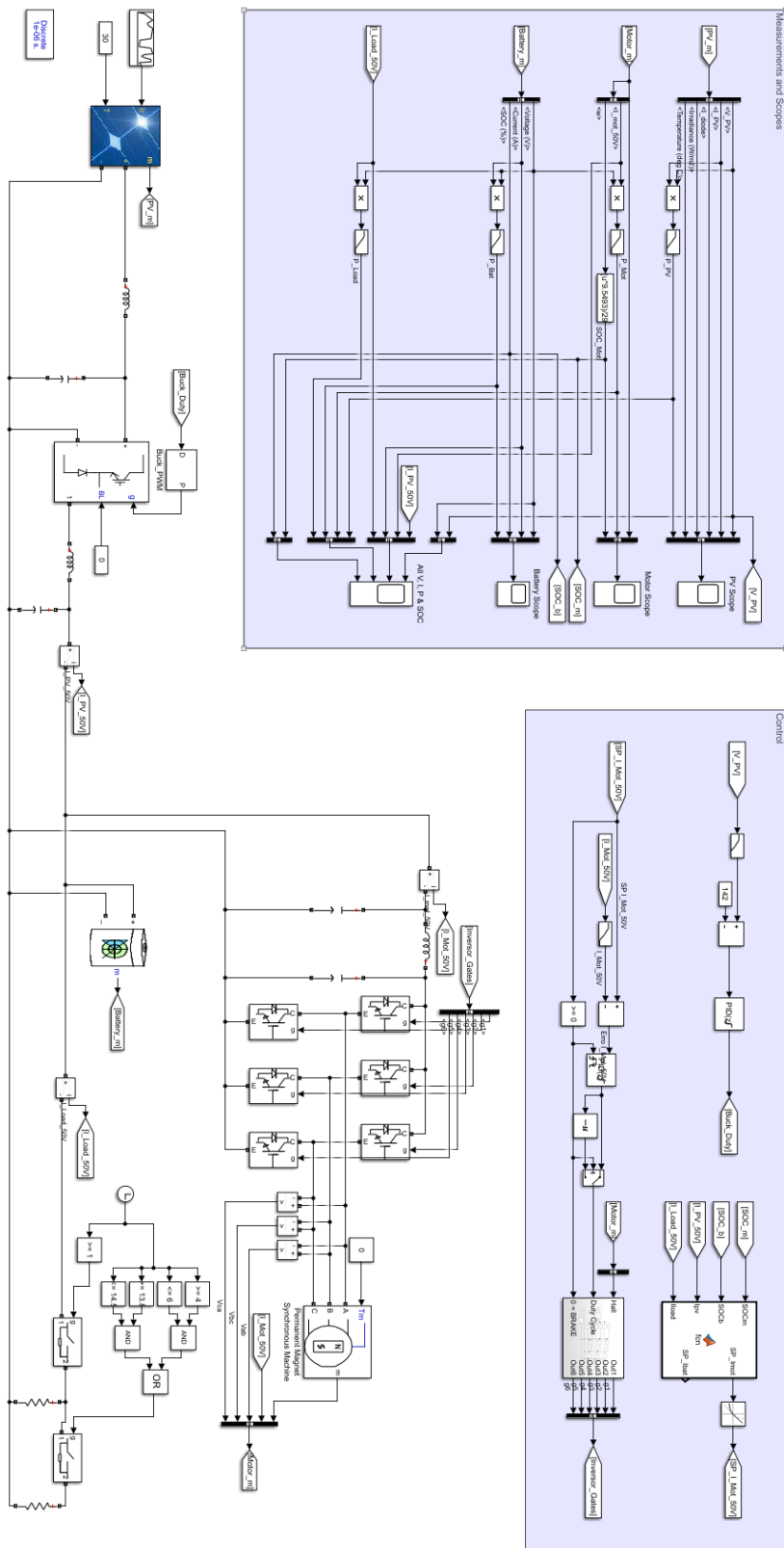
C – Modelo de simulação completo com a máquina DC:



D.1 – Modelo de simulação completo com a máquina BLDC com controlo limitado e carga resistiva variável controlada:



D.2 – Modelo de simulação completo com a máquina BLDC com controlo completo:



E – Código do bloco que controlou o equilíbrio de correntes dos vários componentes no barramento DC e gerou um SP para a corrente no conversor.

```
function [SP_Imot, SP_Ibat] = fcn(SOCm, SOCb, Ipv, Iload)

imotmax = 20;
ibatmax = 10;
imaxspeed = 5;
iminspeed = 0.9;

idif = Iload -Ipv;

if (SOCm <= 35)

    if (SOCb <= 5)

        if (idif+iminspeed > 0)
            %Não é possível fornecer toda a energia consumida
            imot = -iminspeed;
            ibat = 0;

        elseif (idif+iminspeed > -ibatmax)
            imot = idif;
            ibat = 0;

        elseif (idif+iminspeed > -imotmax)
            imot = -imotmax;
            ibat = idif-iminspeed + ibatmax;

        elseif (idif+iminspeed > -(ibatmax+imotmax))
            imot = idif-iminspeed - ibatmax;
            ibat = -ibatmax;

        else %(idif+iminspeed < -(ibatmax+imotmax))
            %Não é possível armazenar toda a energia gerada
            imot = -imotmax;
            ibat = -ibatmax;
        end

    elseif (SOCb <= 95)

        if (idif+iminspeed > ibatmax)
            %Não é possível fornecer a energia consumida
            imot = -iminspeed;
            ibat = ibatmax;

        elseif (idif+iminspeed > 0)
            imot = -iminspeed;
            ibat = idif;

        elseif (idif+iminspeed > -imotmax)
            imot = idif;
            ibat = 0;

        elseif (idif+iminspeed > -(imotmax+ibatmax))
            imot = -imotmax;
            ibat = idif - imotmax;

        else %(idif+iminspeed < -(imotmax+ibatmax))
            %Não é possível armazenar toda a energia gerada
```

```

        imot = -imotmax;
        ibat = -ibatmax;
    end

else %(SOCb > 95)

    if (idif+iminspeed > ibatmax)
        %Não é possível fornecer toda a energia consumida
        imot = -iminspeed;
        ibat = ibatmax;

    elseif (idif+iminspeed > 0)
        imot = -iminspeed;
        ibat = idif;

    elseif (idif+iminspeed > -imotmax)
        imot = idif;
        ibat = 0;

    else %(idif+iminspeed < -imotmax)
        %Não é possível armazenar toda a energia gerada
        imot = -imotmax;
        ibat = 0;
    end
end

elseif (SOCm <= 100)

    if (SOCb <= 5)

        if (idif > imotmax)
            %Não é possível fornecer toda a energia consumida
            imot = imotmax;
            ibat = 0;

        elseif (idif > 0)
            imot = idif;
            ibat = 0;

        elseif (idif > -ibatmax)
            imot = 0;
            ibat = idif;

        elseif (idif > -(ibatmax+imotmax))
            imot = idif + ibatmax;
            ibat = -ibatmax;

        else %(idif < -(imotmax+ibatmax))
            %Não é possível armazenar toda a energia gerada
            imot = -imotmax;
            ibat = -ibatmax;
        end

    elseif (SOCb <=95)

        if (idif > (ibatmax+imotmax))
            %Não é possível fornecer toda a energia consumida
            imot = imotmax;
            ibat = ibatmax;

        elseif (idif > imotmax)
            imot = imotmax;
            ibat = idif - imotmax;

```

```

elseif (idif > -imotmax)
    imot = idif;
    ibat = 0;

elseif (idif > -(imotmax+ibatmax))
    imot = -imotmax;
    ibat = idif + imotmax;

else %(idif < -(imotmax + ibatmax))
    %Não é possível armazenar toda a energia gerada
    imot = -imotmax;
    ibat = -ibatmax;
end

else %(SOCb>95)

    if (idif > ibatmax+imotmax)
        %Não é possível fornecer toda a energia consumida
        imot = imotmax;
        ibat = ibatmax;

    elseif (idif > ibatmax)
        imot = idif - ibatmax;
        ibat = ibatmax;

    elseif (idif > 0)
        imot = 0;
        ibat = idif;

    elseif (idif > -imotmax)
        imot = idif;
        ibat = 0;

    else %(idif < -imotmax)
        %Não é possível armazenar toda a energia gerada
        imot = -imotmax;
        ibat = 0;
    end
end

else %(SOCm > 100)

    if (SOCb <= 5)

        if (idif > imotmax)
            imot = imotmax;
            ibat = 0;

        elseif (idif+imaxspeed > 0)
            imot = idif;
            ibat = 0;

        elseif (idif+imaxspeed > -ibatmax)
            imot = -imaxspeed;
            ibat = idif;

        else %(idif+imaxspeed < -ibatmax)
            %Não é possível armazenar toda a energia gerada
            imot = -imaxspeed;
            ibat = -ibatmax;
        end
    end
end

```

```

elseif (SOCb <= 95)

    if (idif > (ibatmax+imotmax))
        %Não é possível fornecer toda a energia consumida
        imot = imotmax;
        ibat = ibatmax;

    elseif (idif > imotmax)
        imot = imotmax;
        ibat = idif - imotmax;

    elseif (idif+imaxspeed > 0)
        imot = idif;
        ibat = 0;

    elseif (idif-imaxspeed > -ibatmax)
        imot = -imaxspeed;
        ibat = idif-imaxspeed;

    else %(idif+imaxspeed < -ibatmax)
        %Não é possível armazenar toda a energia gerada
        imot = -imaxspeed;
        ibat = -ibatmax;
    end

else %(SOCb>95)

    if (idif > ibatmax+imotmax)
        %Não é possível fornecer toda a energia consumida
        imot = imotmax;
        ibat = ibatmax;

    elseif (idif > imotmax)
        imot = imotmax;
        ibat = idif - imotmax;

    elseif (idif+imaxspeed > 0)
        imot = idif;
        ibat = 0;

    else %(idif+imaxspeed < 0)
        %Não é possível armazenar toda a energia gerada
        imot = -imaxspeed;
        ibat = 0;
    end

end

end

SP_Imot = -imot;
SP_Ibat = ibat;

end

```

F – Código que calculou a eficiência dos sistemas completos:

```
I_pos = 0;  
I_neg = 0;  
  
for i = 16146:200001  
    if DC_completo.sim.Complexo.i_mot_50V (i) > 0  
        I_pos = I_pos + DC_completo.sim.Complexo.i_mot_50V (i) * 0.0001;  
    else  
        I_neg = I_neg - DC_completo.sim.Complexo.i_mot_50V (i) * 0.0001;  
    end  
end  
  
end  
  
Eff = I_neg/I_pos;
```