



Universidade de Coimbra

Faculdade de Ciências e Tecnologia

Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Miguel Fernandes Pereira

Topologias baseadas em accionamentos eléctricos  
com motores síncronos de ímanes permanentes para  
veículos eléctricos/híbridos

Julho de 2012



UNIVERSIDADE DE COIMBRA





Universidade de Coimbra

Faculdade de Ciências e Tecnologia

Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Mestrado integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

# Topologias baseadas em accionamentos eléctricos com motores síncronos de ímanes permanentes para veículos eléctricos/híbridos

Miguel Fernandes Pereira

Júri:

Professor Doutor José Manuel Fernandes Craveirinha (Presidente)

Professor Doutor Sérgio Manuel Ângelo da Cruz (Orientador)

Professor Doutor António João Marques Cardoso (Orientador)

Professor Doutor Jaime Batista dos Santos (Vogal)

Coimbra – Portugal

Julho 2012



# Agradecimentos

Foram várias as pessoas que ao longo destes últimos 5 anos como estudante da Universidade de Coimbra contribuíram para a minha caminhada nesta etapa da vida e aqui deixo umas palavras de agradecimento.

Primeiro quero expressar os meus sinceros agradecimentos aos meus orientadores, o Professor Doutor Sérgio Manuel Ângelo da Cruz e o Professor Doutor António João Marques Cardoso pelo apoio e pelas condições dadas que foram necessárias para a realização deste trabalho.

Ao Engenheiro Jorge Oliveira Estima, por todo o apoio, ajuda e tempo disponibilizados ao longo da realização de todo este trabalho, sendo decisivo para a conclusão deste.

Agradeço ainda aos meus pais por todo o apoio, ajuda e incentivos dados.

Por último, quero agradecer a todos os meus amigos, colegas de curso e do Laboratório de Sistemas de Energia pela amizade, pela ajuda e momentos bem passados que nunca serão esquecidos.

Miguel Pereira

# Resumo

Nestes últimos anos, com a preocupação crescente em relação ao meio ambiente, os veículos eléctricos/híbridos tem ganho um particular interesse. Neste contexto surge a necessidade do desenvolvimento de topologias de controlo para este tipo de accionamentos. Um factor importante a ter em conta nestas topologias é a análise do seu rendimento global assim como dos vários constituintes do accionamento. Outro factor que também não pode ser desprezado é a temperatura a que os vários componentes do sistema operam, pois a sua fiabilidade e vida útil depende directamente do seu comportamento térmico. Assim, neste trabalho, são apresentadas duas topologias distintas para accionamentos com máquinas síncronas de ímanes permanentes (MSIP). Esta máquina eléctrica é bastante usada nos accionamentos aplicados a veículos eléctricos/híbridos devido ao seu elevado rendimento, densidade de potência e binário disponível. Na primeira topologia deste accionamento, constituído por um conjunto de baterias, inversor e uma MSIP, o inversor é directamente alimentado pela tensão das baterias. Já na segunda topologia, um conversor DC-DC bidireccional do tipo elevador é ligado às baterias de modo a elevar a tensão que alimenta o inversor. Nesta segunda topologia também foi adoptada uma estratégia de controlo que permite ao conversor DC-DC ajustar a tensão disponibilizada no barramento DC do inversor. Numa primeira parte é apresentada a simulação de ambas as topologias, onde é feita a descrição detalhada de todo o accionamento assim como uma breve análise e comparação entre ambas as topologias. Posteriormente, são apresentados os resultados práticos, onde é feita uma análise detalhada para cada topologia em relação aos rendimentos globais do accionamento assim como de cada componente, sendo estes apresentados sob a forma de mapas tridimensionais. Foram também analisados outros parâmetros, tais como as tensões, correntes e factor de potência da máquina. De referir que se teve em conta o funcionamento da MSIP tanto em modo motor como em modo de travagem regenerativa. Ainda nos resultados experimentais, é apresentada uma análise exaustiva, quanto à temperatura da MSIP e do inversor para cada uma das topologias apresentadas.

**Palavras-chave:** Veículos eléctricos/híbridos, conversor DC-DC, máquina síncrona de ímanes permanentes, análise de rendimentos, análise térmica.

# Abstract

Due to recent increase regarding the environmental concerns, the demand for environment friendlier vehicles is also increasing, making the electric/hybrid vehicles a good alternative to conventional fossil fuel vehicles. So, it is necessary to develop drive train topologies applied to electric/hybrid vehicles. An important research topic is the efficiency analysis of the global system as well as the one of each drive component. Another important topic is the operating temperature of each component in the system. In this work, two electric drive topologies based on permanent magnet synchronous machines (PMSM) are presented. The first one comprises the batteries, an inverter, which is supplied directly by the batteries, and a MSIP. In the second topology, a step-up bidirectional DC-DC converter is connected between the batteries and the inverter DC supply. A variable voltage control is also applied in this topology to control the voltage inverter supply. In the first section, a simulation and a brief analysis of both topologies are presented. In another section, experimental results are presented regarding the drive train components performance analysis for each topology. The results are presented in the form of 3D maps. Other parameters are evaluated, such as voltage, currents and the machine power factor. In addition, motoring and regenerative braking modes are taken into account in the comparison. Finally, a detailed temperature analysis for the inverter and PMSM are also presented.

**Keywords:** Electric/hybrid vehicles, DC-DC converter, permanent magnet synchronous machine, efficiency analysis, thermal analysis.



# Índice

Agradecimentos.....	i
Resumo.....	ii
Abstract .....	iii
Índice.....	v
Lista de figuras.....	vii
Lista de tabelas.....	ix
Lista de símbolos e abreviaturas .....	x
Capítulo 1 Introdução.....	1
1.1 Veículos eléctricos.....	3
1.2 Máquina síncrona de ímanes permanentes .....	5
1.3 Estado da arte.....	7
Capítulo 2 Simulação .....	9
2.1 Descrição do modelo .....	9
2.1.1 Modelo matemático da máquina síncrona de ímanes permanentes .....	9
2.1.2 Bloco de controlo RFOC.....	11
2.1.3 Conversor DC-DC.....	14
2.2 Simulação e análise de resultados .....	15
2.2.1 Rendimentos obtidos em simulação para o funcionamento como motor.....	16
2.2.2 Rendimentos obtidos em simulação para o funcionamento em travagem regenerativa.....	18
2.2.3 Correntes na MSIP .....	19
Capítulo 3 Implementação experimental.....	21
3.1 Ensaios de rendimento e comparação das topologias utilizadas .....	21
3.1.1 Ensaios para o funcionamento como motor .....	24
3.1.2 Ensaios em travagem regenerativa.....	31
3.2 Ensaios térmicos para as topologias em estudo.....	38
3.2.1 Mapas de temperaturas.....	41

Capítulo 4 Conclusão e sugestões para trabalhos futuros .....	45
4.1 Conclusão .....	45
4.2 Sugestões para trabalhos futuros .....	46
Bibliografia .....	47
Apêndice A – Parâmetros usados na simulação	
Apêndice B – Material usado na implementação experimental	

# Lista de figuras

Figura 1.1 – Topologias usadas para alimentar a máquina síncrona de ímanes permanentes. ....	2
Figura 1.2 – Tipos de configurações dos veículos eléctricos híbridos. ....	5
Figura 1.3 – Diferentes configurações do rotor de um PMSM. ....	7
Figura 2.1 – Modelo de <i>Simulink</i> utilizado para a simulação de ambas as topologias do accionamento. ....	9
Figura 2.2 – Esquema equivalente da máquina síncrona de ímanes permanentes. ....	10
Figura 2.3 – Plano $\alpha - \beta$ para SVPWM. ....	13
Figura 2.4 – Diagrama de blocos do sistema de controlo RFOC. ....	14
Figura 2.5 – Esquema representativo do conversor DC-DC utilizado. ....	14
Figura 2.6 – Diagrama de blocos do sistema de controlo do conversor DC-DC. ....	15
Figura 2.7 – Forma de onda das correntes de fase na MSIP na topologia com controlo de tensão para uma velocidade de 750 rpm e 7 Nm. ....	20
Figura 2.8 – Forma de onda das correntes por fase na MSIP na topologia sem controlo de tensão para uma velocidade de 750 rpm e 7 Nm. ....	20
Figura 3.1 – Esquema representativo do accionamento implementado. ....	21
Figura 3.2 – Evolução da velocidade mecânica e tensão do barramento DC para a topologia com conversor DC-DC e para um binário de carga de 7 Nm. ....	23
Figura 3.3 – Forma de onda das correntes que alimentam o motor para a topologia com controlo de tensão e para uma velocidade de 750 rpm e um binário de carga de 7Nm. ....	23
Figura 3.4 – Forma de onda das correntes que alimentam o motor para a topologia com tensão de alimentação fixa para uma velocidade de 750 rpm e um binário de carga de 7Nm. ....	24
Figura 3.5 – Mapas de tensão eficaz de alimentação do motor. ....	25
Figura 3.6 – Mapas da corrente eficaz de alimentação do motor. ....	26
Figura 3.7 – Mapa do factor de potência do motor. ....	27
Figura 3.8 – Mapas de rendimento do inversor. ....	28
Figura 3.9 - Mapas de rendimento do motor. ....	28
Figura 3.10 – Mapa de rendimento para o conversor DC-DC usado na topologia com controlo de tensão. ....	30
Figura 3.11 – Mapas de rendimento global obtidos para o accionamento. ....	30
Figura 3.12 – Mapas da tensão eficaz de alimentação na máquina eléctrica na situação de travagem regenerativa. ....	32

Figura 3.13 – Mapas dos valores eficazes das correntes de alimentação da máquina eléctrica na situação de travagem regenerativa. ....	33
Figura 3.14 – Mapas do factor de potência da máquina na situação de travagem regenerativa. ...	33
Figura 3.15 – Mapas de rendimento do inverso na situação de travagem regenerativa. ....	34
Figura 3.16 – Mapas de rendimento da máquina síncrona de ímanes permanentes em situação de travagem regenerativa. ....	35
Figura 3.17 – Mapa de rendimento do conversor DC-DC usado na topologia com controlo de tensão em situação de travagem regenerativa. ....	36
Figura 3.18 – Mapa de rendimento para o accionamento em global em situação de travagem regenerativa. ....	37
Figura 3.19 – Esquema representativo da montagem realizada para os ensaios térmicos. ....	38
Figura 3.20 – Interface em LabVIEW para monitorização das temperaturas. ....	39
Figura 3.21 – Evolução das temperaturas nos diversos pontos do accionamento para uma velocidade de 900 rpm. ....	40
Figura 3.22 – Mapa de temperatura no inversor. ....	41
Figura 3.23 – Mapa de temperaturas no estator do MSIP. ....	42
Figura 3.24 – Mapa de temperaturas num enrolamento do MSIP. ....	43

# Lista de tabelas

Tabela 2.1 - Rendimentos (%) para um binário de 1,4 Nm. ....	16
Tabela 2.2 – Rendimentos (%) para um binário de 7 Nm.....	16
Tabela 2.3 – Rendimentos obtidos (%) para um binário de 14 Nm. ....	17
Tabela 2.4 – Rendimentos obtidos (%) para um binário de -1,4 Nm.....	18
Tabela 2.5 – Rendimentos obtidos (%) para um binário de -7 Nm.....	18
Tabela 2.6 – Rendimentos obtidos (%) para um binário de -14 Nm.....	19

# Lista de símbolos e abreviaturas

$\alpha$	Ângulo de posição do vector espacial nos eixos $\alpha\beta$ (rad)
$\omega$	Velocidade eléctrica angular (rad/s)
$\omega_r$	Velocidade mecânica angular (rad/s)
$\varphi_{IP}$	Fluxo encadeado produzido pelos ímanes permanentes (Wb)
$\varphi_d, \varphi_q$	Fluxos encadeados nos eixos $dq$ (Wb)
$\theta_e$	Posição eléctrica (rad)
$\eta$	Rendimento
$\rho$	Ângulo de posição do vector espacial num sector do SVPWM (rad)
$T_e$	Binário electromagnético (Nm)
$T_L$	Binário de carga (Nm)
$D$	Coefficiente de amortecimento (N.m.s/rad)
$J$	Momento de inércia (Kg.m <sup>2</sup> )
$i_s$	Módulo da corrente no estator (A)
$i_d, i_q$	Correntes do estator no eixo $dq$ (A)
$i_{md}, i_{mq}$	Correntes de magnetização no eixo $dq$ (A)
$i_{fed}, i_{feq}$	Correntes das perdas no ferro no eixo $dq$ (A)
$L_d, L_q$	Indutâncias da máquina no eixo $dq$ (H)
$m$	Índice de modulação
$p$	Número de par de pólos
$P_e$	Potência de entrada (W)
$P_s$	Potência de saída (W)
$R_{fe}$	Resistência das perdas no ferro ( $\Omega$ )
$R_s$	Resistência dos enrolamentos do estator ( $\Omega$ )
$V_{DC}$	Tensão no barramento DC que alimenta o inversor (V)
$V_{ref}$	Tensão de referência gerada no SVPWM
$v_d, v_q$	Tensões do estator no eixo $dq$ (V)
$v_\alpha, v_\beta$	Tensões do estator no eixo $\alpha\beta$ (após transformada inversa de Park) (V)
$T_x, T_y, T_0$	Tempos de condução para os vectores do SVPWM (s)
$T_s$	Período de amostragem (s)
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> – Transístor bipolar de porta isolada

IPMSM	<i>Interior permanent magnet synchronous machine</i> – Máquina síncrona com ímanes permanentes no interior do rotor
MSIP	Máquina síncrona de ímanes permanentes
NdFeB	Neodímio-Ferro-Boro
PI	Proporcional-Integral
PWM	<i>Pulse-width modulation</i> – Modulação por largura de impulso
RFOC	<i>Rotor field oriented control</i> – Controlo por orientação do fluxo rotórico
SPMSM	<i>Surface permanent magnet synchronous machine</i> – Máquina síncrona com ímanes permanentes na superfície do rotor
SmCo <sub>5</sub>	Samário e Cobalto
SVPWM	<i>Space vector pulse-width modulation</i> – Modulação por largura de impulso através de fasor espacial



# Capítulo 1

## Introdução

O primeiro veículo eléctrico data dos anos 30 do século XIX, mas só nos finais desse século é que foram desenvolvidas baterias para produção comercial, tornando-se assim o veículo eléctrico num meio de transporte bastante promissor. Porém, no início do século XX com a invenção do motor de combustão interna, os veículos eléctricos entraram em declínio, sobretudo devido à sua baixa autonomia, pois os veículos de combustão interna apresentavam uma autonomia bastante superior e eram reabastecidos em pouco tempo. Contudo, nestas últimas décadas, devido sobretudo às questões ambientais, os veículos com tracção eléctrica começaram a ganhar novamente uma especial atenção, apostando-se no desenvolvimento de novos métodos de controlo e novas tecnologias de armazenamento de energia [1].

Outro factor que tem contribuído para o impulsionamento dos veículos de tracção eléctrica é o desenvolvimento de motores cada vez mais eficientes, nomeadamente os motores síncronos de ímanes permanentes. Os motores de ímanes permanentes tiveram o seu grande desenvolvimento a partir dos anos 50 do século XX, aquando da descoberta de novos materiais ferromagnéticos com elevada densidade de fluxo magnético, e da introdução dos semicondutores que permitiram a produção de controladores electrónicos [2]. Estas máquinas eléctricas possuem inúmeras vantagens pois a sua excitação é feita através de ímanes permanentes, evitando assim a necessidade de enrolamentos de excitação. Deste modo elimina-se a necessidade de mais uma fonte de energia externa e com isso todas as perdas associadas ao circuito de excitação, tornando-se numa máquina mais eficiente.

Assim, este trabalho apresenta um estudo de duas topologias distintas utilizadas nos accionamentos aplicados nos veículos de tracção eléctrica. A primeira topologia consiste num accionamento em que a tensão contínua de alimentação do inversor é constante e na segunda topologia, a tensão de alimentação do inversor é controlada por um conversor DC-DC do tipo elevador. Nesta segunda topologia foi aplicado um controlo de tensão que permite ao conversor DC-DC controlar dinamicamente a tensão do barramento DC que alimenta o inversor.

Dependendo do tipo de baterias, a variação da tensão aos seus terminais pode ser bastante significativa. Consequentemente, na primeira topologia o inversor terá que ser dimensionado para a tensão máxima e para o valor de corrente correspondente à situação em que a tensão na bateria está no valor mínimo [3]. Assim teremos um custo adicional com o inversor devido à

necessidade deste sobredimensionamento. Já na segunda topologia, ao introduzirmos um conversor DC-DC, evitamos a necessidade deste sobredimensionamento, melhorando não só desempenho do inversor, como também aumentando o rendimento do motor através do controlo da tensão de alimentação do inversor. Ao mesmo tempo, isto também permite que se usem um menor número de células nas baterias para o mesmo motor. Ao usarmos um menor número de células, diminui-se o custo das baterias assim como a relação peso/volume de todo o sistema. Porém ao se utilizar mais um componente electrónico, estamos a diminuir a fiabilidade do sistema assim como a introduzir mais perdas, apesar do rendimento de um conversor DC/DC ser bastante elevado [4]-[6]. Na Figura 1.1 é apresentado o esquema representativo para cada um das topologias.

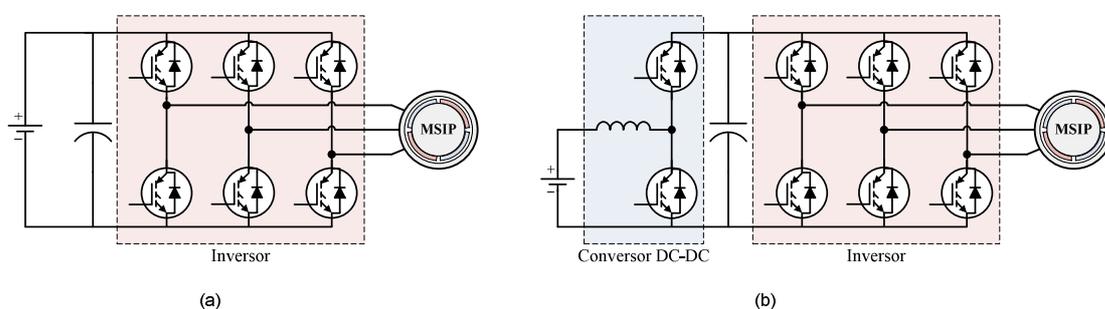


Figura 1.1 – Topologias usadas para alimentar a máquina síncrona de ímanes permanentes: (a) topologia sem controlo de tensão; (b) topologia com controlo de tensão [6].

Este trabalho começa por uma breve introdução no Capítulo 1, onde é efectuada uma introdução à evolução histórica dos veículos eléctricos/híbridos e das diferentes topologias. Ainda neste capítulo, é também retratada a evolução das máquinas síncronas de ímanes permanentes, apresentando-se também uma breve descrição dos diversos tipos existentes. No Capítulo 2 é apresentada a simulação computacional de ambas as topologias, onde também são explicados os modelos matemáticos usados assim como o controlo aplicado. No Capítulo 3 apresentam-se os resultados obtidos através da validação experimental das duas topologias, assim como um estudo exaustivo dos rendimentos dos principais componentes do accionamento. Neste capítulo ainda é efectuada uma análise às temperaturas de alguns pontos importantes do accionamento para cada uma das topologias em estudo. Por fim, no último capítulo, é feita uma breve conclusão sobre todo o trabalho realizado.

## 1.1 Veículos eléctricos

Como já foi referido anteriormente, o veículo eléctrico surgiu nos inícios do século XIX mas só no final desse século, com o início da produção de baterias recarregáveis, é que estes começaram a ser utilizados. Porém, os seus tempos de glória foram curtos pois no início do século XX (1911) com a invenção do motor de arranque, os veículos com motor de combustão interna começaram a ser mais atraentes. Isto deve-se ao facto destes possuírem autonomias muito superiores aos veículos eléctricos existentes na época, aos reabastecimentos rápidos e ao custo reduzido dos combustíveis. Assim o veículo eléctrico deixou de ter interesse e foram os veículos de combustão interna que prevaleceram.

Nos finais do século XX, devido à crescente preocupação com o meio ambiente e também ao desenvolvimento de novas técnicas de controlo, os veículos eléctricos começaram a ganhar cada vez mais interesse. Por outro lado, os avanços na área das baterias recarregáveis e a melhoria do desempenho dos motores eléctricos têm contribuído para que estes ganhem cada vez mais relevância.

Os veículos eléctricos podem ser classificados em três principais categorias consoante a sua fonte de energia. Existem os veículos unicamente eléctricos, que têm apenas como fonte de energia as baterias, os veículos híbridos, que são uma combinação entre os veículos eléctricos e os de combustão interna, e por último os veículos a células de combustível.

Os veículos eléctricos são constituídos por um conjunto de baterias recarregáveis, um controlador e uma máquina eléctrica que é maioritariamente usada como motor, podendo funcionar como gerador de modo a aproveitar a energia das travagens para recarregar as baterias. Este tipo de veículos tem como principal desvantagem o facto de possuírem uma autonomia relativamente limitada, apesar dos constantes avanços nesta área, assim como o facto de terem tempos de carregamento bastante elevados.

Os veículos com células de combustível são bastante semelhantes aos veículos unicamente eléctricos, tendo como única diferença a fonte de energia, onde estes usam células de combustível. Este tipo de veículos não tem tido muito sucesso pois necessitam de hidrogénio para alimentar as células de combustível que, apesar de solucionar o problema da autonomia e tempo de carga, apresenta inúmeras desvantagens. Como o hidrogénio é apenas um vector energético, este necessita de ser produzido, implicando inúmeras perdas inerentes à sua produção e armazenamento. Outro problema reside nas dificuldades que existem em armazená-lo de uma forma segura e eficiente.

Por último, os veículos híbridos são usualmente constituídos por um motor de combustão interna convencional, baterias e uma máquina eléctrica [7]. Os veículos híbridos podem ser

divididos em três configurações principais, nomeadamente os veículos híbridos série, os veículos híbridos em paralelo e os veículos série-paralelo.

Nos veículos híbridos com configuração em série, toda a força motriz é obtida através de um ou vários motores eléctricos (Figura 1.2a). Nesta configuração o motor eléctrico usado para a tracção é alimentado através das baterias ou quando necessário, por falta de energia das baterias ou por opção do utilizador, através do motor de combustão interna que se encontra acoplado a um gerador de energia eléctrica. O motor de combustão interna também pode ser utilizado, se necessário, para carregar as baterias assim como pode estar a fornecer energia simultaneamente ao motor e às baterias.

Já nos veículos híbridos com configuração em paralelo, a força motriz pode ser proveniente dos motores eléctricos assim como do motor de combustão interna ou de ambos (Figura 1.2b). Nesta configuração, o motor de combustão interna é acoplado às rodas através de uma transmissão e a uma máquina eléctrica que pode funcionar como motor ou gerador. Assim esta configuração permite vários modos de funcionamento:

- 1- A tracção do veículo é unicamente efectuada pelo motor de combustão interna.
- 2- A tracção do veículo é unicamente efectuada pelo motor eléctrico.
- 3- O motor de combustão interna fornece energia simultaneamente à transmissão e à máquina eléctrica que funciona como gerador e carrega as baterias.
- 4- O motor de combustão interna apenas alimenta a máquina eléctrica de modo a carregar as baterias.

Os veículos híbridos com uma configuração série-paralelo, tal como o nome indica, combinam as características da configuração série e da configuração paralelo (Figura 1.2c). Esta configuração permite tal como a configuração em paralelo que a força motriz provenha do motor eléctrico ou do motor de combustão interna assim como de ambos em simultâneo. Para além disto, possui uma ligação mecânica extra entre o motor de combustão interna e outro gerador, permitindo assim carregar as baterias ou alimentando directamente o motor eléctrico na situação em que a tracção é unicamente feita por este.

É de salientar que todas as configurações apresentadas permitem travagem regenerativa, isto é, quando o veículo está a travar, a máquina eléctrica passa do modo motor para o modo gerador, possibilitando o carregamento das baterias.

Todos os tipos de veículos apresentados anteriormente também podem possuir outras fontes de energia tais como supercondensadores, *flywheels* ou painéis solares.

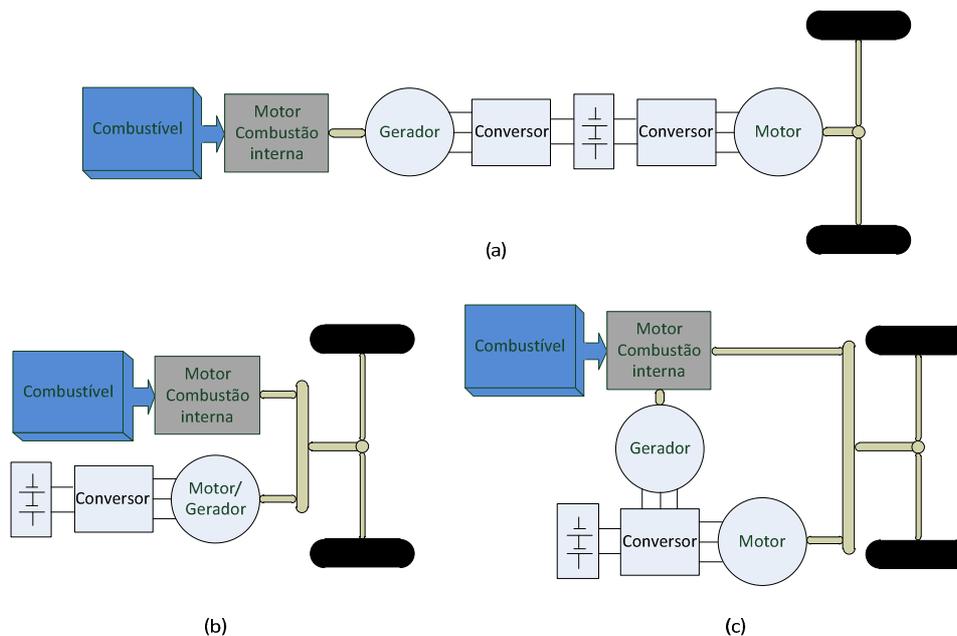


Figura 1.2 – Tipos de configurações dos veículos eléctricos híbridos: (a) configuração série; (b) configuração em paralelo; (c) configuração série-paralelo.

## 1.2 Máquina síncrona de ímanes permanentes

A grande evolução nas máquinas de ímanes permanentes deveu-se muito ao desenvolvimento de novos materiais para a construção dos ímanes. Como já referido anteriormente, foi no ano de 1950 que estas máquinas se começaram a destacar, sobretudo devido à utilização de ímanes à base de ferrite e posteriormente de terras raras. Os ímanes permanentes à base de ferrite foram uma grande revolução pois, apesar de possuírem um fluxo remanescente relativamente baixo, estes tem um campo coercivo bastante elevado e o material utilizado tem um custo relativamente baixo. Nos anos 60 houve uma grande evolução nesta área com a invenção dos ímanes de terras raras que permitiram densidades de fluxo magnético muito mais elevadas. A primeira geração destes materiais magnéticos era constituída por uma liga de samário e cobalto ( $\text{SmCo}_5$ ). Os ímanes de  $\text{SmCo}_5$  começaram a ser comercializados apenas nos anos 70, mas apesar das suas inúmeras vantagens, estes não eram economicamente atractivos. Com a demanda de novos materiais que possuíssem melhores propriedades magnéticas e custos de produção mais reduzidos, surgiu nos anos 80 uma segunda geração de materiais magnéticos constituídos por uma liga de neodímio ( $\text{NdFeB}$ ). Este material apesar de se tornar economicamente mais atractivo e possuir uma maior densidade de fluxo, é susceptível a corrosão e possui uma temperatura de Curie mais baixa, temperatura a partir da qual o material perde as suas propriedades magnéticas [8]. Assim sendo, aquando da construção e aplicação de uma

máquina síncrona de ímanes permanentes, é necessário garantir que estes nunca sejam submetidos a temperaturas que desencadeiem tal situação. Caso contrário, a desmagnetização dos ímanes permanentes faz com que mais corrente seja absorvida de modo a conseguir manter o binário requisitado, e que conseqüentemente vai contribuir ainda mais para a desmagnetização dos ímanes devido ao aumento de temperatura que ocorre pelo aumento das perdas [9].

Dependendo de como os ímanes permanentes são colocados no rotor, a máquina de ímanes permanentes pode ter duas denominações, SPMSM (*surface permanent magnet synchronous machine*) ou IPMSM (*interior permanent magnet synchronous machine*).

Nos SPMSM, os ímanes são colocados na superfície exterior do rotor. Esta configuração de ímanes permite uma maximização do fluxo que atravessa o entreferro da máquina, mas possui a desvantagem de possuir uma baixa resistência mecânica, sendo por isso unicamente usada em máquinas de baixa velocidade. Neste tipo de máquinas as indutâncias segundo o eixo  $d$  e  $q$  são praticamente iguais.

Nos IPMSM, os ímanes são colocados no próprio rotor, sendo que estes podem ser colocados numa configuração em que estes são inseridos na superfície, numa configuração tangencial ou numa configuração radial. Este tipo de máquinas, comparativamente com o apresentado anteriormente, possuem uma resistência mecânica bastante mais elevada sendo por isso usadas em aplicações que exijam velocidades superiores.

Na primeira configuração, como o próprio nome indica, os ímanes são inseridos na superfície do rotor da máquina. Esta configuração é bastante semelhante aos SPMSM, contudo devido ao facto dos ímanes estarem incrustados confere-lhe logo uma maior robustez mecânica.

Na configuração em que os ímanes são colocados tangencialmente, porções do rotor são removidas entre os ímanes de modo a criar um entreferro entre eles. Caso tal não seja feito, as linhas de fluxo ir-se-iam se fechar entre os ímanes adjacentes, diminuindo assim o fluxo que atravessa o estator. Por esta razão, esta configuração torna o rotor da máquina mais leve, diminuindo a sua inércia, sendo ideal para aplicações em que sejam necessárias acelerações rápidas. Numa máquina com uma destas duas configurações, a indutância segundo o eixo  $q$  é maior que a indutância segundo o eixo  $d$ .

Numa configuração radial, os ímanes são colocados radialmente ao rotor e sendo necessário um elevado volume de ímanes permanentes, tornam impraticável que esta configuração seja usada com ímanes de elevada densidade energética, devido ao seu custo. Nestas máquinas a indutância segundo o eixo  $q$  é menor que a indutância segundo o eixo  $d$ .

De referir ainda que os IPMSM são mecanicamente mais robustos sendo por isso usados em aplicações que exijam velocidades superiores.

Em qualquer uma das configurações apresentadas anteriormente, sejam SPMSM ou IPMSM, no rotor da máquina pode ser adicionada uma gaiola de modo a permitir o arranque directo da rede, podendo ter simultaneamente a função de enrolamento amortecedor de modo a compensar qualquer desvio da velocidade do motor em relação à velocidade síncrona. Todas as configurações apresentadas anteriormente podem ser visualizadas na Figura 1.3.

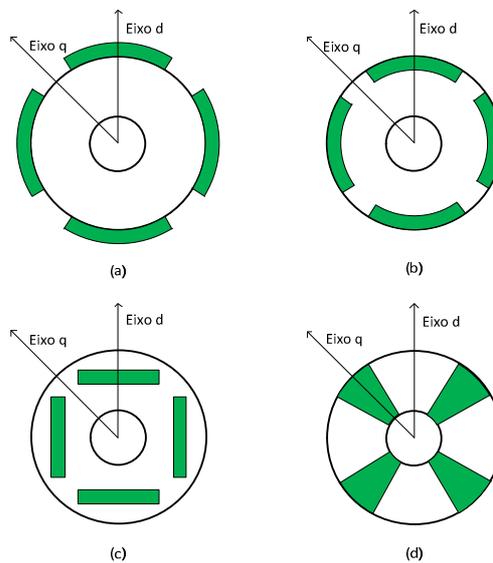


Figura 1.3 – Diferentes configurações do rotor de um PMSM: (a) ímanes colocados na superfície; (b) ímanes inseridos na superfície do rotor; (c) ímanes tangencialmente embebidos no rotor; (d) ímanes radialmente embebidos no rotor.

Quanto ao estator de uma máquina de ímanes permanentes, este é em tudo semelhante às restantes máquinas síncronas, sendo constituído por chapas de material ferromagnético, as quais possuem ranhuras na sua parte interior de modo a alojar os enrolamentos, tipicamente trifásicos e do tipo distribuídos.

### 1.3 Estado da arte

Devido ao aumento dos preços dos combustíveis e com a crescente preocupação com as questões ambientais, a indústria automóvel está a apostar cada vez mais no desenvolvimento dos veículos eléctricos/híbridos. No que toca à tracção dos veículos eléctricos, existem essencialmente três tipos de máquinas candidatas a esta aplicação, nomeadamente a máquina de indução, a máquina síncrona de ímanes permanentes e a máquina de relutância variável comutada. Destes três tipos de máquinas, a que actualmente é mais usada é a máquina síncrona de ímanes permanentes. Devido às suas propriedades, destacando-se os elevados rendimentos, e

grande densidade de potência, estas tornaram-se muito atractivas para estes tipos de aplicações. A máquina de indução, apesar de ainda ser usada em certas situações devido ao seu grau elevado de fiabilidade, perde em relação à MSIP devido aos rendimentos relativamente baixos [10]-[13].

Existem diversas configurações possíveis para o sistema de tracção dos veículos eléctricos/híbridos, em que consoante a configuração escolhida podem ser adoptadas diferentes topologias para alimentação da máquina eléctrica responsável pela tracção do veículo [14].

Essencialmente existem dois tipos de topologias que podem ser aplicadas a estes accionamentos. A primeira topologia consiste na alimentação directa do inversor pela tensão das baterias, sendo esta topologia, por exemplo, usada na primeira versão do veículo híbrido, Toyota Prius. A segunda topologia possui um conversor DC-DC entre as baterias e o inversor, que permite o uso de baterias de menor tensão e depois com o conversor DC-DC controlar a tensão para os valores necessários. Esta topologia já foi aplicada na segunda versão do Toyota Prius [15]-[17].

Esta última topologia é sobretudo usada em accionamentos em que se pretende combinar várias fontes de energia, tais como, a combinação de baterias com supercondensadores e células de combustível [18]-[20]. Em [21] são apresentadas várias combinações de fontes de energia usadas nos veículos eléctricos/híbridos através do uso de vários tipos de conversores DC-DC.

A análise da temperatura a que a MSIP está sujeita é bastante importante pois esta influencia o binário e rendimento da máquina, sobretudo devido influência que esta tem no fluxo magnético produzido pelos ímanes permanentes existentes na máquina. Por isso há uma tentativa crescente de modelizar as temperaturas na MSIP assim como a sua distribuição na máquina de uma forma precisa e encontrando modos de as monitorizar em tempo real [22]-[26]. A electrónica de potência existente nos veículos eléctricos/híbridos desempenham um papel crucial pois todo o sistema depende desta, devendo por isso ser bastante eficiente e fiável. Neste contexto existe a necessidade do estudo de novos materiais com temperaturas de operação maiores e com elevada resistência mecânica [27]. Em [28] é apresentada uma análise comparativa de temperatura para dispositivos baseados nos materiais convencionais utilizados para a produção de semicondutores (Silício) e numa nova geração de materiais (carbonato de silício), para um ciclo de condução urbano. A temperatura também influencia o tempo de vida destes dispositivos assim como a potência que estes podem converter, pois as curvas características de operação destes dispositivos variam bastante com a temperatura das junções [29]. A pesquisa bibliográfica mostra, que apesar de todos os trabalhos sobre a criação de novos modelos para modelizar as temperaturas nos MSIP, módulos de potência e comparação entre a aplicação de diferentes materiais, a literatura referente ao estudo térmico das diferentes topologias de accionamentos aplicados a veículos eléctricos/híbridos ainda é muito limitada.

# Capítulo 2

## Simulação

### 2.1 Descrição do modelo

O modelo elaborado para simular as duas topologias do accionamento tem a estrutura apresentada na Figura 2.1.

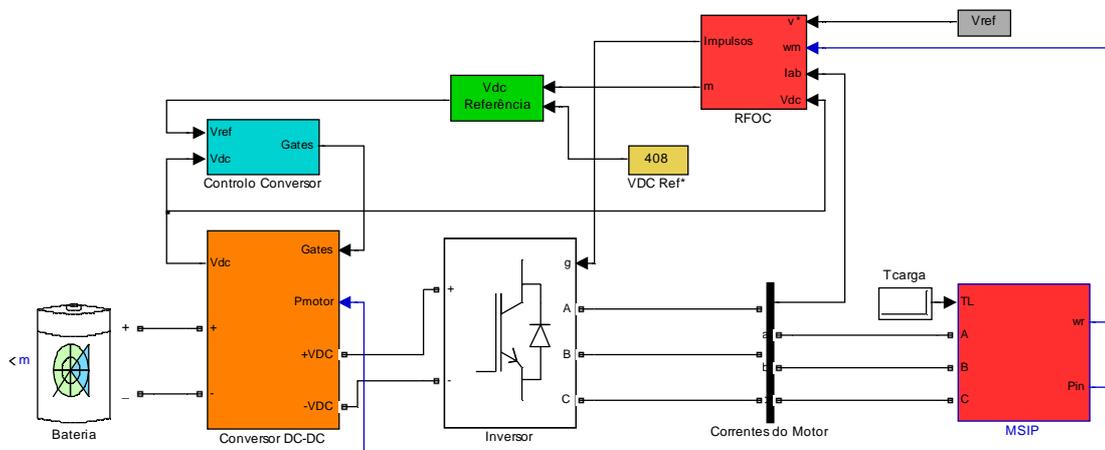


Figura 2.1 – Modelo de *Simulink* utilizado para a simulação de ambas as topologias do accionamento.

Como se pode ver pela figura acima, o accionamento é constituído por um conjunto de baterias, um conversor DC-DC do tipo elevador, um inversor, uma máquina síncrona de ímanes permanentes e todo o controlo da máquina assim como do conversor DC-DC. De salientar que o conversor DC-DC é desactivado na primeira topologia em que não existe controlo de tensão. Todos os parâmetros dos blocos podem ser encontrados no Apêndice A.

#### 2.1.1 Modelo matemático da máquina síncrona de ímanes permanentes

Tal como referido anteriormente, em termos construtivos o estator de uma máquina síncrona de ímanes permanentes é semelhante ao estator das máquinas síncronas convencionais e por esse motivo, o modelo matemático de ambos será muito semelhante. Comparativamente aos modelos vulgarmente utilizados, de modo a se obter um modelo mais preciso, optou-se por adicionar um

parâmetro no esquema equivalente da máquina de modo a representar as perdas no ferro, mais concretamente as perdas originadas pelas correntes de Foucault. Esse parâmetro é modelizado por uma resistência  $R_{fe}$  que será colocada em paralelo com o circuito de magnetização [30]-[32], tal como ilustrado na Figura 2.2.

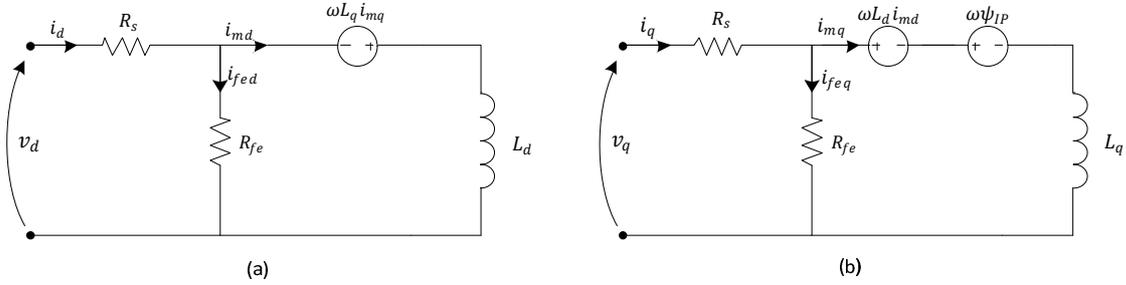


Figura 2.2 – Esquema equivalente da máquina síncrona de ímanes permanentes: (a) segundo o eixo  $d$ ; (b) segundo o eixo  $q$ .

Como se pode ver pela Figura 2.2, devido à introdução da resistência  $R_{fe}$ , as correntes  $i_d$  e  $i_q$  vão ser divididas numa componente correspondente às correntes das perdas no ferro,  $i_{fed}$  e  $i_{feq}$ , e noutra componente correspondente às correntes de magnetização,  $i_{md}$  e  $i_{mq}$ . Assim sendo, desprezando os efeitos da saturação, considerando que a força electromotriz é sinusoidal e que não existem enrolamentos amortecedores, obtemos as seguintes equações [6]:

$$\frac{di_{md}}{dt} = \frac{1}{L_d} (v_d - R_s i_d + \omega L_q i_{mq}) \quad (2.1)$$

$$\frac{di_{mq}}{dt} = \frac{1}{L_q} (v_q - R_s i_q - \omega L_d i_{md} - \omega \psi_{IP}) \quad (2.2)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - D\omega_r - T_L) \quad (2.3)$$

$$\frac{d\theta_e}{dt} = \omega = \omega_r p \quad (2.4)$$

e que:

$$i_{fed} = i_d - i_{md} ; i_{feq} = i_q - i_{mq} \quad (2.5)$$

$$v_d = R_s i_d + R_{fe} i_{fed} ; v_q = R_s i_q + R_{fe} i_{feq} \quad (2.6)$$

Então:

$$i_d = \frac{1}{R_{fe}} \left( L_d \frac{di_{md}}{dt} + R_{fe} i_{md} - \omega L_q i_{mq} \right) \quad (2.7)$$

$$i_q = \frac{1}{R_{fe}} \left( L_q \frac{di_{mq}}{dt} + R_{fe} i_{mq} + \omega L_d i_{md} + \omega \psi_{IP} \right) \quad (2.8)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi_{IP} i_{mq} + (L_d - L_q) i_{md} i_{mq}] \quad (2.9)$$

### 2.1.2 Bloco de controlo RFOC

Neste bloco é implementado o controlo da máquina síncrona de ímanes permanentes, e tal como o próprio nome indica, o tipo de controlo utilizado é o *RFOC*. O método denominado por *RFOC* consiste no controlo vectorial por orientação do fluxo rotórico. Este método teve origem nos anos 70 e revelou desde cedo ser um método bastante eficaz de controlar as máquinas síncronas assim como as máquinas de indução. Neste tipo de controlo, o eixo  $d$  do referencial síncrono é alinhado com o fluxo do rotor e posto a rodar a uma velocidade tal que permaneça sempre nessa situação, possibilitando assim que haja uma divisão da corrente do estator em duas componentes. Na situação de controlo das máquinas síncronas de ímanes permanentes, impõe-se  $i_d = 0$  de modo a que haja uma maior dependência do binário com a corrente do estator ( $i_s = i_q$ ) e para que um dado valor de binário, o valor da corrente absorvida pelo motor seja o menor possível. Substituindo na equação ( 2.9 ) e desprezando as perdas no ferro ( $i_q = i_{mq}$ ) obtêm-se:

$$T_e = \frac{3}{2} p \psi_{IP} i_s \quad (2.10)$$

Como se pode constatar pela equação ( 2.10 ), sendo o fluxo encadeado produzido pelos ímanes constante, o binário é directamente proporcional à corrente aplicada na máquina. Assim, com este método o controlo da máquina síncrona torna-se bastante simples e muito semelhante ao aplicado às máquinas de corrente contínua de excitação separada.

Para a implementação desta estratégia é necessário um sensor de posição a partir da qual se obtém o ângulo para alinhar o referencial síncrono com o fluxo do rotor. Neste mesmo bloco também está incluído um controlador de velocidade, que possui como entradas a velocidade de referência e a velocidade actual da máquina. Com o erro obtido e com o auxílio de um

controlador PI, calcula-se um binário de referência. No controlo de velocidade também se calcula a posição do rotor através da integração da velocidade da seguinte forma:

$$\theta_e = \int \omega dt + \theta_e(0) \quad (2.11)$$

Tendo o ângulo da posição do rotor, pode-se proceder à transformação das correntes para o eixo  $dq$  e calcular as tensões de referência através de controladores PI que são baseadas no modelo sem perdas, cujas equações são:

$$v_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \psi_q \quad (2.12)$$

$$v_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \psi_d \quad (2.13)$$

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_{IP} \quad (2.14)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (2.15)$$

Ainda neste bloco de controlo também se encontra o bloco que vai gerar os impulsos de comando para o inversor de modo a obter a tensão de alimentação desejada. A técnica de modulação escolhida foi o *SVPWM* (*space vector pulse with modulation*) pois possui diversas vantagens em relação às restantes técnicas *PWM*, destacando-se o facto de permitir 15% mais tensão de saída comparando com as técnicas convencionais (traduzindo-se num melhor aproveitamento do barramento DC) assim como a produção de menor distorção harmónica.

Este tipo de modulação baseia-se na representação espacial da tensão no plano  $\alpha\beta$  (Figura 2.3), dividido em seis sectores. Assim, torna-se necessário aplicar a transformada inversa de Park às tensões de referência obtidas, de modo a representá-las nesse mesmo plano. Após a obtenção destas duas componentes, podem-se calcular os tempos de condução ( $T_x$ ,  $T_y$  e  $T_0$ ) dos vectores, em que os índices  $x$  e  $y$  correspondem ao número dos vectores consecutivos que delimitam o sector onde se encontra a tensão de referência  $V_{ref}$  e  $T_0$  representa o tempo dos vectores de aplicação de tensão nulos. Os tempos de condução são dados por [33]:

$$T_x = T_z \cdot m \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{3} - \rho\right) \quad (2.16)$$

$$T_y = T_z \cdot m \cdot \text{sen}(\rho) \quad (2.17)$$

$$T_x + T_y + T_o = T_z, T_z = \frac{T_s}{2} \quad (2.18)$$

$$m = \frac{\sqrt{3} \cdot V_{ref}}{V_{DC}} \quad (2.19)$$

$$\rho = \alpha + \frac{(n-1)\pi}{3}, \alpha = \arctan\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) \quad (2.20)$$

em que  $m$  é denominado de índice de modulação,  $n$  é o sector onde se encontra  $V_{ref}$  e  $T_s$  é o tempo de amostragem.

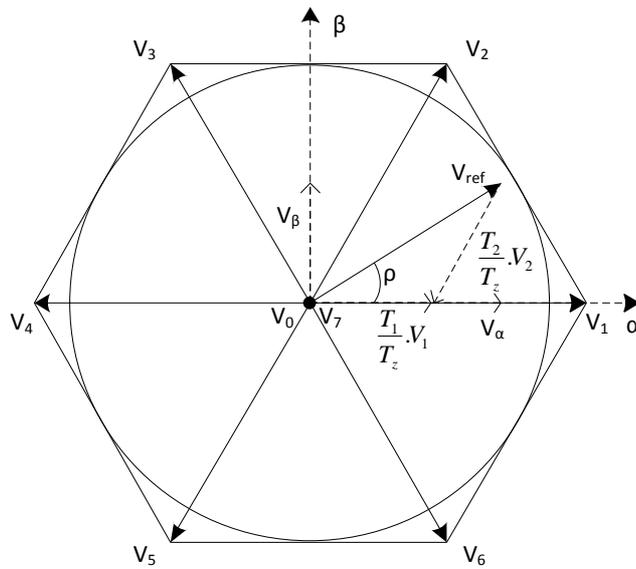


Figura 2.3 – Plano  $\alpha - \beta$  para SVPWM

Com estes dados e sabendo o sector onde se encontra  $V_{ref}$ , é então criada a sequência de impulsos para o inversor produzir a tensão desejada. Todo o esquema representativo do sistema de controlo é apresentado na Figura 2.4.

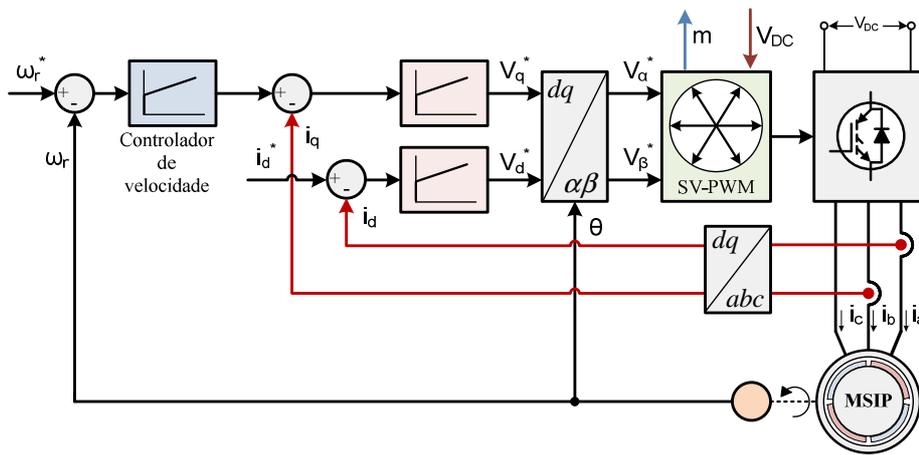


Figura 2.4 – Diagrama de blocos do sistema de controlo RFOC.

### 2.1.3 Conversor DC-DC

Como já foi referido anteriormente, nesta simulação pretende-se simular duas topologias distintas em que a diferença entre elas reside no facto de uma possuir um conversor DC-DC de modo a elevar a tensão do barramento DC que alimenta o inversor. Na primeira topologia, em que a tensão de alimentação do inversor é constante, o conversor DC-DC é apenas usado para elevar a tensão para um valor fixo pré-determinado. Apenas é usado deste modo para que na implementação prática não haja necessidade de recorrer a um conjunto extra de baterias. Na segunda topologia, a tensão de alimentação do inversor é controlada conforme os requisitos do motor. Deste modo o conversor DC-DC desempenha uma função importante no sistema, pois é através dele que se controla a tensão do barramento DC que alimenta o inversor. Este terá que ser bidireccional pois, para além de elevar a tensão para alimentar a máquina de ímanes permanentes quando esta está a funcionar em modo motor, também tem que permitir a inversão do fluxo de potência na situação em que a MSIP funciona como gerador durante a travagem regenerativa. Para isso foi escolhido o conversor DC-DC cujo esquema é apresentado na Figura 2.5.

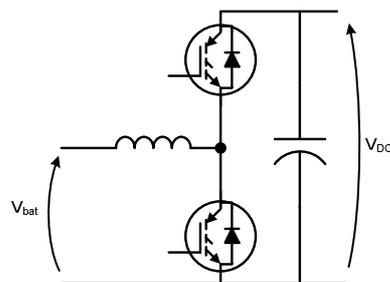


Figura 2.5 – Esquema representativo do conversor DC-DC utilizado.

O bloco denominado de “Vdc Referência” (Figura 2.1) permite a escolha entre um controlo de tensão fixo, em que o valor de tensão é introduzido manualmente, e um controlo dinâmico. No controlo dinâmico de tensão, utiliza-se o índice de modulação ( $m$ ), vindo do bloco de modulação *SVPWM*, para que através de controladores PI, possa gerar uma tensão de referência ( $V_{DC}^*$ ). A tensão de referência é gerada de tal modo que o índice de modulação esteja sempre próximo de um valor pré-determinado, idealmente entre 0.9 e 1, significando que a tensão do barramento DC é a mínima tensão necessária ao inversor para sintetizar a tensão requisitada pelo motor, minimizando assim as perdas no ferro do motor e as perdas por condução e comutação do inversor. Após obter a tensão de referência, através do erro entre a tensão actual do barramento DC e a desejada e com o auxílio de um controlador PI, são gerados os impulsos necessários para produzir a tensão desejada no barramento DC. Na Figura 2.6 está apresentado o esquema do controlo do conversor DC-DC.

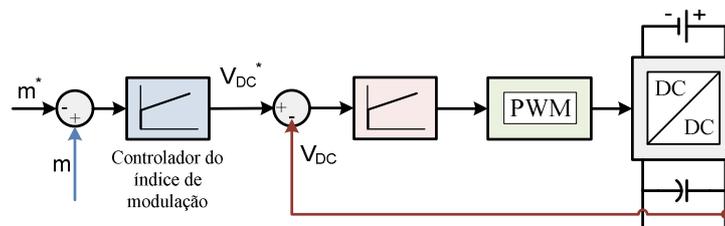


Figura 2.6 – Diagrama de blocos do sistema de controlo do conversor DC-DC.

## 2.2 Simulação e análise de resultados

A simulação foi realizada no ambiente de programação Simulink com a duração de um segundo, sendo que só são considerados os dados recolhidos entre os 0.5 s e 1 s de modo a garantir que os diversos constituintes do accionamento se encontrem a funcionar em regime permanente. Na primeira topologia, o accionamento é directamente alimentado por um conjunto de baterias com uma tensão de 408 V. Na segunda topologia, o controlo de tensão do conversor DC-DC, permite que a tensão de alimentação do inversor seja ajustada consoante o índice de modulação. Os limites do controlo de tensão situam-se entre a tensão do conjunto de baterias e a tensão nominal do inversor, neste caso entre 192 V e 408 V. As velocidades de referência escolhidas foram 300 rpm, 900 rpm e 1500 rpm e os binários de referência seleccionados foram 1.4 Nm, 7 Nm e 14 Nm. Também foi analisada a situação de travagem regenerativa, situação em que a máquina funciona no modo gerador. De modo a obter uma análise global de todo o accionamento, foram calculados os rendimentos do conversor DC-DC, do inversor, da máquina

síncrona de ímanes permanentes e o rendimento total do accionamento. Os rendimentos foram obtidos através da relação entre as potências de entrada e de saída de cada um dos constituintes do sistema:

$$\eta = \frac{P_s}{P_e} \times 100\% \quad (2.21)$$

### 2.2.1 Rendimentos obtidos em simulação para o funcionamento como motor

Os valores de rendimento obtidos para o accionamento quando o MSIP opera no modo motor encontram-se apresentados na Tabela 2.1, Tabela 2.2 e Tabela 2.3.

Tabela 2.1 - Rendimentos (%) para um binário de 1,4 Nm.

	Topologia com controlo de tensão			Topologia sem controlo de tensão		
	300 rpm	900 rpm	1500 rpm	300 rpm	900 rpm	1500 rpm
DC-DC	93,7	97,0	94,3	-	-	-
Inversor	86,1	94,6	93,5	62,9	84,4	90,2
MSIP	80,7	80,4	73,1	75,6	70,6	68,7
Global	65,1	73,8	64,5	47,5	59,6	62,0

Analisando a Tabela 2.1, pode-se constatar que na topologia com controlo de tensão, o rendimento global do sistema é superior em todos os pontos de funcionamento, apesar de esta englobar mais um componente com perdas. Também se pode verificar que as diferenças são mais notórias para velocidades mais baixas e que o componente que mais beneficia do controlo de tensão é o inversor.

Tabela 2.2 – Rendimentos (%) para um binário de 7 Nm.

	Topologia com controlo de tensão			Topologia sem controlo de tensão		
	300 rpm	900 rpm	1500 rpm	300 rpm	900 rpm	1500 rpm
DC-DC	98,0	98,2	97,1	-	-	-
Inversor	95,5	97,8	97,6	88,3	95,2	96,9
MSIP	76,1	87,3	87,6	74,6	84,6	86,6
Global	71,2	83,9	82,9	65,9	80,5	83,9

Como se pode ver na Tabela 2.2, em termos de rendimento global do sistema, a topologia com controlo de tensão apenas apresenta vantagem para velocidades mais baixas, sendo que à velocidade nominal (1500 rpm), o rendimento global apresenta um valor inferior face à topologia sem controlo de tensão. De salientar que apesar de o rendimento ser inferior, a diferença é mínima quando comparada com os ganhos de rendimento que se obtém para velocidades mais baixas. Outro facto que se pode constatar é que apesar de neste ponto o rendimento diminuir, tanto o inversor como o motor apresentam melhorias no rendimento, embora não suficientes para compensar as perdas existentes no conversor DC-DC. Também se observa novamente que o componente que mais beneficia do controlo de tensão é o inversor.

Tabela 2.3 – Rendimentos obtidos (%) para um binário de 14 Nm.

	Topologia com controlo de tensão			Topologia sem controlo de tensão		
	300 rpm	900 rpm	1500 rpm	300 rpm	900 rpm	1500 rpm
DC-DC	98,5	97,8	96,6	-	-	-
Inversor	97,1	98,3	98,2	93,9	97,2	98,2
MSIP	63,9	82,1	85,6	63,0	80,9	85,5
Global	61,1	78,9	81,3	59,2	78,6	84,0

Como se pode verificar na Tabela 2.3, no que respeita ao rendimento global do accionamento, a topologia com controlo de tensão apenas apresenta, novamente, desvantagem para velocidades mais elevadas. Tanto o inversor como o motor apresentam melhoria no seu rendimento, não sendo igualmente suficiente para compensar as perdas existentes no conversor DC-DC.

Analisando as Tabela 2.1, Tabela 2.2 e Tabela 2.3 pode-se constatar que em termos gerais, a topologia com controlo de tensão é mais vantajosa, destacando-se para velocidades e binários de operação mais baixos, e apresentando uma ligeira desvantagem para velocidades elevadas. De todos os constituintes do accionamento, o inversor é o componente que mais beneficia com a topologia de controlo de tensão. Isto deve-se essencialmente ao facto do índice de modulação se manter quase sempre num valor elevado, neste caso 0.91, fazendo com que as perdas por comutação sejam bastantes inferiores comparativamente com a outra topologia, onde os índices de modulação são tipicamente mais baixos. Por este motivo, quanto mais próximo das condições nominais o accionamento opera, menores serão as diferenças visto que a tensão DC que alimenta o inversor é muito semelhante.

## 2.2.2 Rendimentos obtidos em simulação para o funcionamento em travagem regenerativa

Os valores de rendimento dos vários componentes do accionamento, para o funcionamento da MSIP em situação de travagem regenerativa, encontram-se apresentados na Tabela 2.4, Tabela 2.5 e Tabela 2.6.

Como se pode ver na Tabela 2.4, em travagem regenerativa, a topologia com controlo de tensão compensa largamente. Para além de se obterem rendimentos significativamente mais elevados, também permite que haja aproveitamento da energia proveniente da travagem a velocidades menores.

Tabela 2.4 – Rendimentos obtidos (%) para um binário de -1,4 Nm.

	Topologia com controlo de tensão			Topologia sem controlo de tensão		
	300 rpm	900 rpm	1500 rpm	300 rpm	900 rpm	1500 rpm
DC-DC	83,8	95,0	86,0	-	-	-
Inversor	75,3	91,7	87,0	-	56,8	71,7
MSIP	79,3	76,3	64,5	-	60,1	55,0
Global	50,0	66,4	48,2	-	34,2	39,5

Tabela 2.5 – Rendimentos obtidos (%) para um binário de -7 Nm.

	Topologia com controlo de tensão			Topologia sem controlo de tensão		
	300 rpm	900 rpm	1500 rpm	300 rpm	900 rpm	1500 rpm
DC-DC	96,4	98,2	97,5	-	-	-
Inversor	92,0	98,0	97,8	75,0	93,2	96,1
MSIP	71,0	86,8	87,8	69,6	83,7	85,9
Global	62,9	83,6	83,8	52,3	78,0	82,6

Analisando a Tabela 2.5 pode-se constatar novamente que a topologia com controlo de tensão é vantajosa para todos os pontos de funcionamento. Como já se tem vindo a constatar para os casos anteriores, é o inversor que mais beneficia com a introdução do conversor DC-DC.

Tabela 2.6 – Rendimentos obtidos (%) para um binário de -14 Nm.

	Topologia com controlo de tensão			Topologia sem controlo de tensão		
	300 rpm	900 rpm	1500 rpm	300 rpm	900 rpm	1500 rpm
DC-DC	96,9	98,4	97,6	-	-	-
Inversor	91,1	98,5	98,5	77,8	95,9	97,8
MSIP	45,5	79,8	85,1	44,8	78,1	84,4
Global	40,1	77,4	81,8	34,8	74,9	82,5

Na Tabela 2.6 pode-se constatar que, tal como na situação em que o MSIP funciona como motor, para velocidades mais elevadas a topologia com controlo de tensão apresenta-se ligeiramente menos eficiente que a outra topologia, sendo contudo mais vantajosa para os restantes pontos.

Concluindo, tal como na situação de funcionamento como motor, pode-se verificar que a topologia com controlo de tensão apresenta valores de rendimento superiores para quase todos os pontos de funcionamento, apresentando-se ligeiramente desvantajosa unicamente para pontos de funcionamento de binário e velocidade muito próximos dos nominais. Quanto mais baixo for o binário e a velocidade requerida, maiores serão as discrepâncias entre as duas topologias. A topologia com conversor DC-DC também apresenta uma grande vantagem traduzida pela maior capacidade de regenerar energia para valores de binário e velocidade baixas, o que não se verifica para a topologia com a tensão de alimentação fixa.

### 2.2.3 Correntes na MSIP

Na Figura 2.7 e Figura 2.8, podemos visualizar as formas de onda das correntes que alimentam a MSIP para as duas topologias consideradas.

Como se pode visualizar nas figuras apresentadas, as correntes para o caso da topologia com controlo de tensão possuem muito menos distorção que na topologia sem controlo de tensão. Esta diferença provém do facto de na topologia com controlo de tensão, esta ser ajustada segundo o índice de modulação, permitindo assim que a tensão do barramento DC esteja sempre em valores óptimos. Isto também levará a um incremento do factor de potência do motor de ímanes permanentes pois a potência aparente deste irá diminuir. A análise do factor potência será feita no capítulo seguinte correspondente à validação experimental.

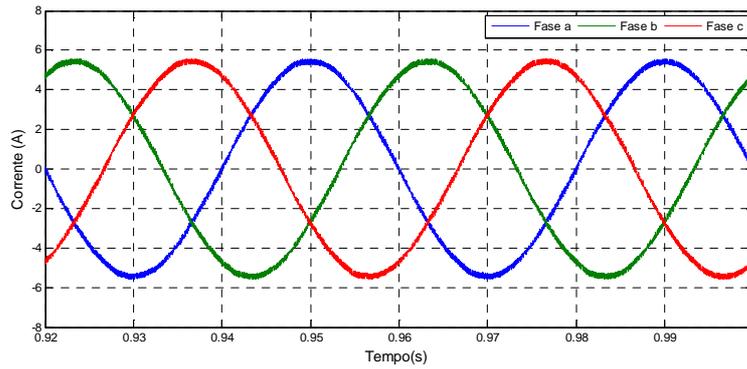


Figura 2.7 – Forma de onda das correntes de fase na MSIP na topologia com controlo de tensão para uma velocidade de 750 rpm e 7 Nm.

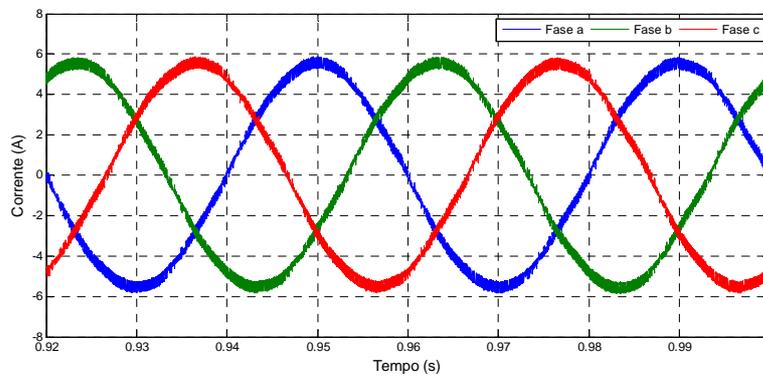


Figura 2.8 – Forma de onda das correntes por fase na MSIP na topologia sem controlo de tensão para uma velocidade de 750 rpm e 7 Nm.

# Capítulo 3

## Implementação experimental

### 3.1 Ensaios de rendimento e comparação das topologias utilizadas

Para a implementação prática do accionamento foi usado um conjunto de baterias, dois módulos de *IGBT*'s, dos quais um foi usado para o conversor DC-DC e o outro para o inversor de tensão, um controlador *dSPACE* e um motor síncrono de ímanes permanentes. Como carga, foi acoplado ao accionamento uma máquina de ímanes permanentes controlada por um conversor de potência de quatro quadrantes. Toda a montagem foi feita de acordo com o esquema apresentado na Figura 3.1.

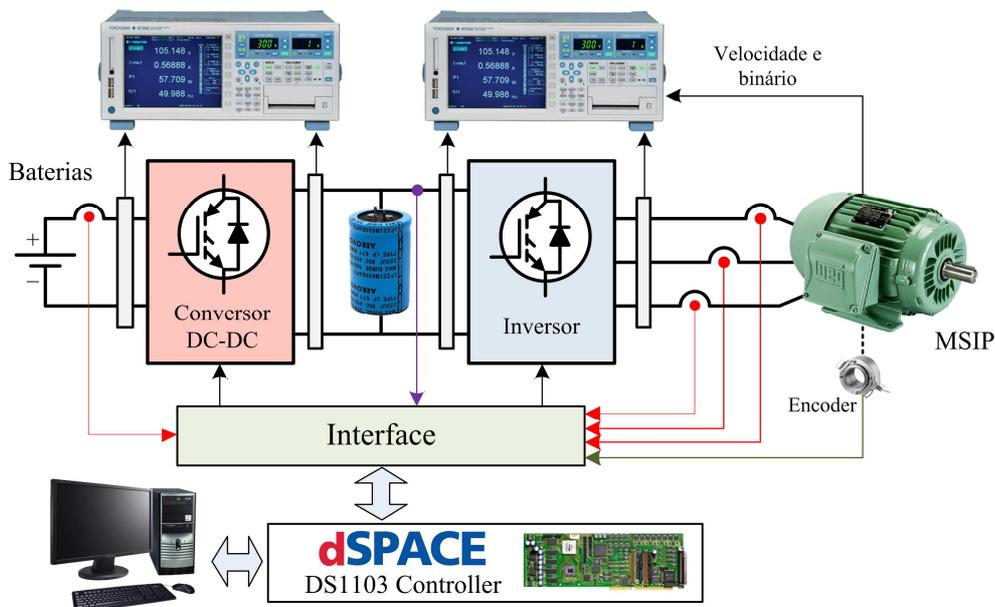


Figura 3.1 – Esquema representativo do accionamento implementado.

Os parâmetros do motor e dos restantes constituintes do accionamento podem ser encontrados no Apêndice B. O conjunto de baterias é constituído por 16 baterias de chumbo de 12 V/12 Ah, perfazendo os 192 V necessários para a topologia com controlo de tensão. Para a implementação da topologia sem controlo de tensão foi imposto ao conversor DC-DC uma tensão de saída constante de 408 V. Deste modo evitou-se a necessidade de recorrer a um conjunto extra de baterias. O conversor DC-DC é constituído por duas bobinas ligadas em

paralelo, uma de 10 *mH* e outra de 7,65 *mH*, um condensador para filtragem da tensão do barramento DC com o valor de 4700  $\mu F$  e um braço de *IGBT's*. A frequência de comutação escolhida para o conversor DC-DC foi de 9 KHz. Para o inversor foi usado um módulo de potência da *Semikron* que já possui os três braços de *IGBT's* necessários. O mesmo inversor foi usado para ambas as topologias com uma frequência de comutação de 6 KHz. Dois analisadores de potência foram usados de modo a obter todos os dados necessários para a comparação de ambas as topologias usadas, sendo estes dados as tensões, correntes, fluxos de potências, factor de potência e rendimentos. Também foram usados diversos sensores de corrente e de tensão de modo a monitorizar as correntes à saída do conjunto de baterias, a tensão do barramento DC e as correntes no motor. Para o controlo da máquina síncrona de ímanes permanentes, para além dos sensores anteriormente referidos, também é necessário um *encoder*, acoplado ao veio do MSIP, a partir do qual se obtém a velocidade e o ângulo da posição do rotor. A carga usada, como já referido anteriormente, é constituída por uma máquina de ímanes permanentes e um conversor de potência. Todos os sensores são ligados ao controlador *dSPACE*, permitindo a aquisição dos dados necessários para o controlo do accionamento. O controlo foi todo realizado em ambiente *Maltab/Simulink* que, através de bibliotecas específicas, permite a comunicação deste com as portas de entradas e saídas de dados do *dSPACE*, possibilitando assim adquirir os dados para o controlo da máquina, aplicação do controlo em si e depois envio dos sinais de comando para o inversor e conversor DC-DC. Através do *software dSpace ControlDesk* consegue-se uma monitorização em tempo real de todas as variáveis associadas ao controlo, permitindo também a aquisição de dados para posterior análise.

Assim, a topologia com controlo de tensão fornece-nos uma gama de ajuste de tensão de alimentação do inversor entre os 192 V e os 408 V, sendo que a tensão é ajustada de modo a manter o índice de modulação do controlo próximo de um valor escolhido (0.91). Na topologia sem controlo de tensão, o inversor é directamente alimentado a 408 V.

Após a montagem do accionamento, procedeu-se à verificação do funcionamento das topologias. Na Figura 3.2 pode-se visualizar a evolução da tensão do barramento DC com a velocidade da máquina para 7 Nm (metade do binário nominal) e para a topologia com controlo de tensão.

Pode-se constatar que inicialmente, enquanto a velocidade permanece constante, a tensão também permanece constante, num valor próximo de 192 V. A partir dos 0.5 s a velocidade do motor começa a aumentar mas só aos 1 s, correspondente a uma velocidade próxima das 750 rpm, é que a tensão do barramento DC começa a ser ajustada. Isto significa que para um binário de carga de 7 Nm e velocidades abaixo desse ponto, a tensão de 192 V fornecida pelas baterias, é

suficiente para o inversor produzir a tensão para a máquina funcionar, não sendo necessário nenhum ajuste de tensão.

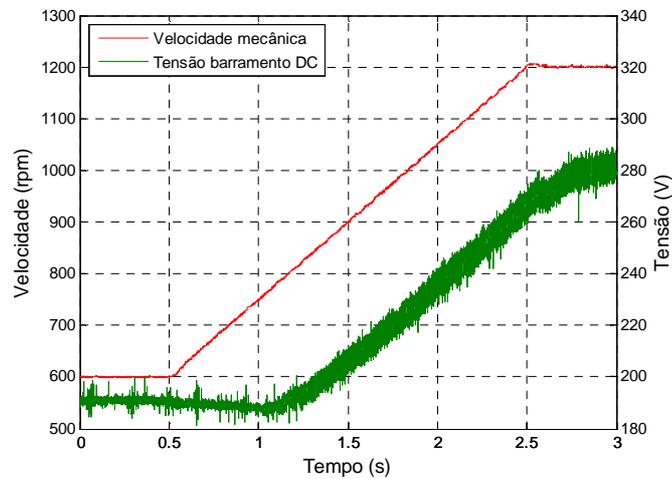


Figura 3.2 – Evolução da velocidade mecânica e tensão do barramento DC para a topologia com conversor DC-DC e para um binário de carga de 7 Nm.

Para velocidades superiores a este ponto, a tensão requisitada pelo controlo é superior. Consequentemente, o conversor DC-DC irá aumentar a tensão do barramento DC de modo a que o índice de modulação permaneça no valor pretendido. Aos 2.5 s a velocidade estabiliza nas 1200 rpm, verificando-se que o conversor DC-DC demora cerca de mais 0.3 s a estabilizar a tensão do barramento DC num valor de, aproximadamente, 280 V.

Na Figura 3.3 e Figura 3.4 apresentam-se as formas de onda das correntes que alimentam o motor para cada uma das topologias em estudo.

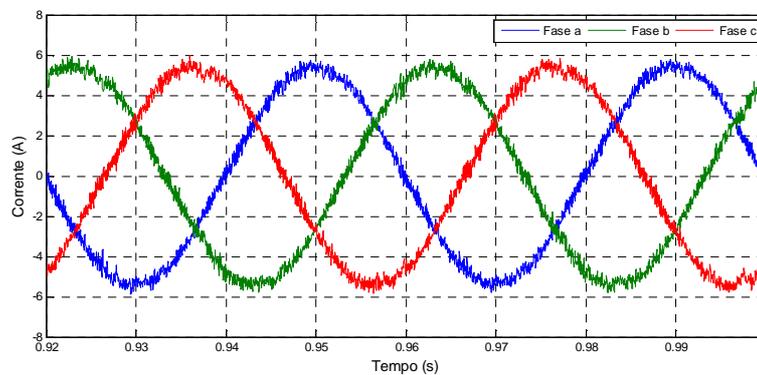


Figura 3.3 – Forma de onda das correntes que alimentam o motor para a topologia com controlo de tensão e para uma velocidade de 750 rpm e um binário de carga de 7Nm.

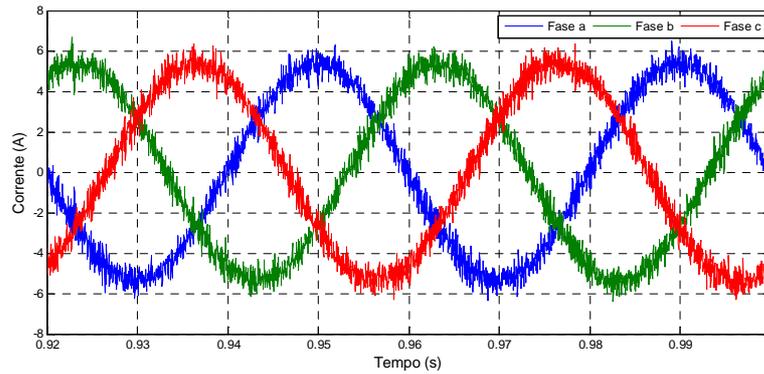


Figura 3.4 – Forma de onda das correntes que alimentam o motor para a topologia com tensão de alimentação fixa para uma velocidade de 750 rpm e um binário de carga de 7Nm.

Tal como já se verificou na simulação realizada, na topologia com controlo, pode-se constatar que a distorção da forma de onda das correntes é bastante menor que na topologia em que se alimenta o inversor com uma tensão fixa. Esta distorção deve-se ao facto de na topologia sem controlo de tensão, o inversor introduzir um conteúdo harmónico bastante superior devido aos tempos de condução dos *IGBT's* serem bastante menores para produzir a mesma tensão.

### 3.1.1 Ensaios para o funcionamento como motor

Após a verificação do funcionamento de ambas as topologias, procedeu-se à análise detalhada das duas topologias. Para alcançar este objectivo, foram retirados os valores de tensão, corrente, factor de potência e rendimentos para diversos pontos de funcionamento velocidade/binário da máquina, de modo a possibilitar a construção de mapas que caracterizem convenientemente cada uma dessas grandezas e para todos os componentes do accionamento. Para obter dados precisos, todos estes dados foram recolhidos em 90 pontos distintos de funcionamento da MSIP. Todos os dados foram adquiridos através dos dois analisadores de potência, Posteriormente, estes foram tratados com o auxílio do programa MATLAB de modo a construir mapas que caracterizem detalhadamente o accionamento para todos os pontos de funcionamento.

#### 3.1.1.1 Mapas de tensão, corrente e factor de potência

Na Figura 3.5, apresentam-se os valores de tensão eficaz composta obtidos aos terminais do motor para todos os pontos de funcionamento e para cada uma das topologias.

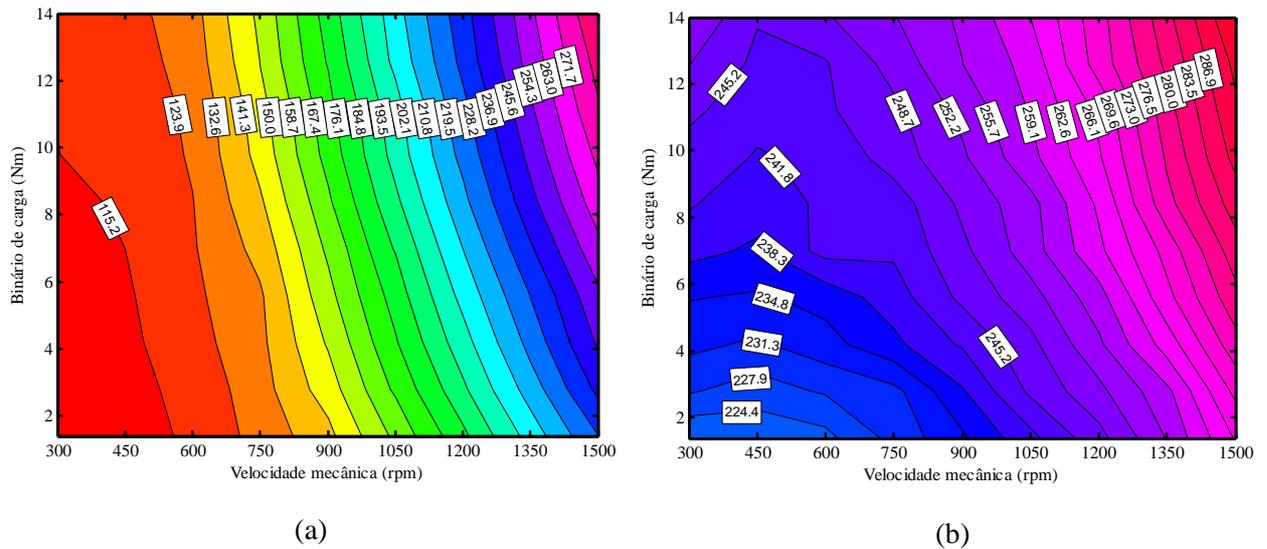


Figura 3.5 – Mapas de tensão eficaz de alimentação do motor: (a) topologia com controlo de tensão; (b) topologia sem controlo de tensão.

Tal como esperado, as tensões que alimentam o motor são bastante proporcionais à velocidade deste, onde tal facto é mais visível na topologia com controlo de tensão. Como se pode também verificar, as tensões eficazes que alimentam o motor são bastante menores na topologia em que o conversor DC-DC ajusta a tensão de entrada do inversor. Isto deve-se ao facto de nesta topologia existir um ajuste constante da tensão do barramento DC, fazendo com que a tensão de alimentação do motor possua um conteúdo harmónico muito menor. Na topologia em que se alimenta o inversor com um valor constante de tensão, devido a esse valor ser superior ao necessário para a maioria das condições de funcionamento, isto vai forçar com que haja tempos de condução bastante menores dos *IGBT*'s no inversor para produzir a mesma componente fundamental da tensão, introduzindo assim componentes de alta frequência de maior amplitude. De salientar que, em ambas as topologias, a componente fundamental da tensão terá que ser semelhante para o mesmo ponto de funcionamento do MSIP. Também se pode constatar que as diferenças nos valores de tensão eficaz entre as duas topologias tornam-se mais acentuadas com a diminuição da velocidade. Na topologia sem controlo de tensão, a discrepância entre a tensão do barramento DC e o valor eficaz da componente fundamental da tensão do motor aumenta com a diminuição da velocidade, originando um elevado conteúdo harmónico, e elevando assim a tensão eficaz no motor.

Na Figura 3.6a e Figura 3.6b podemos visualizar o mapa com os valores eficazes das correntes que alimentam o motor.

Tal como esperado, o valor eficaz das correntes em ambas as topologias são praticamente iguais. Como se pode ver na equação ( 2.10 ), o controlo *RFOC* faz com que o binário dependa

unicamente da corrente aplicada ao motor. Consequentemente, para ambas as topologias, a corrente terá que ser igual para os mesmos valores de binário.

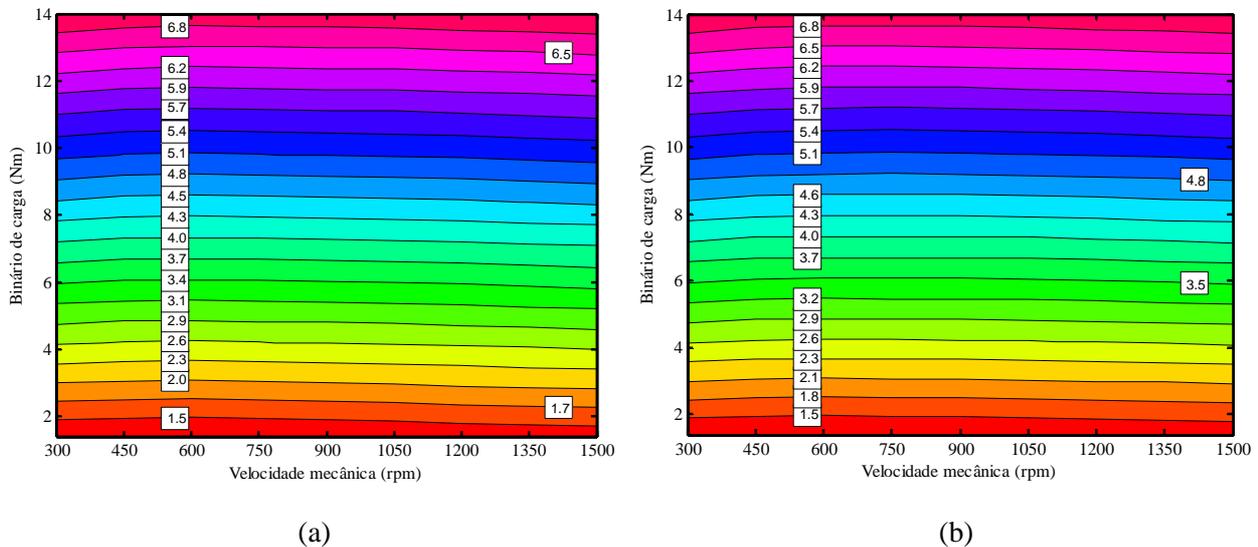
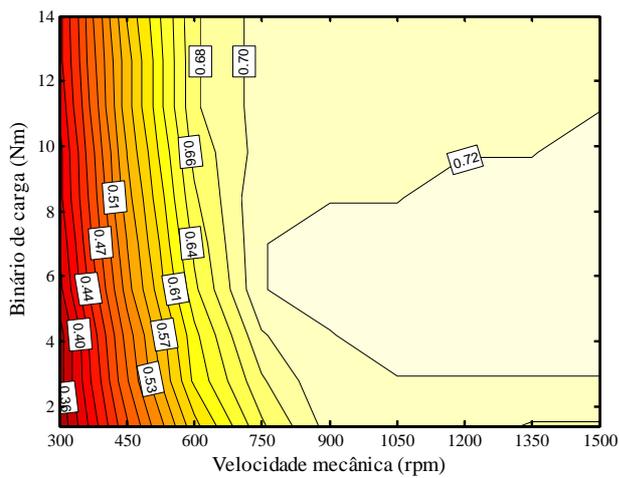


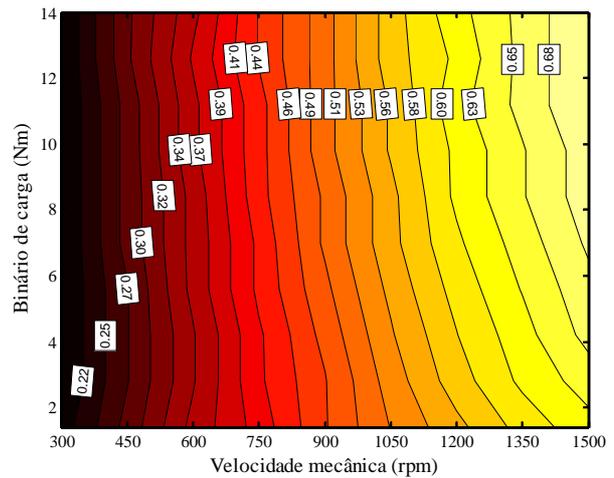
Figura 3.6 – Mapas da corrente eficaz de alimentação do motor: (a) topologia com controlo de tensão; (b) topologia sem controlo de tensão.

De seguida, na Figura 3.7, são apresentados os valores de factor potência do motor para todos os pontos de funcionamento.

Como se pode observar, na topologia com controlo de tensão o factor de potência é mais elevado em todas as situações de funcionamento, quando comparado com a outra topologia sem controlo de tensão. Para a topologia com controlo de tensão, o valor médio do factor de potência é de 0.65 sendo que na outra topologia, o valor médio obtido foi de apenas 0.47, reforçando assim as diferenças entre as topologias. Também se pode constatar na Figura 3.7a que o factor de potência permanece praticamente constante numa determinada área, distinguindo-se outra a partir do qual o factor de potência decresce abruptamente com a diminuição da velocidade. Os pontos em que se verifica esta transição corresponde ao ponto em que o conversor DC-DC já não possui controlo sobre a tensão porque se atingiu a tensão mínima, ou seja, a tensão requisitada pelo controlo é menor ou igual à tensão fornecida pelas baterias. A transição entre estes dois pontos de funcionamento do accionamento situa-se para binários baixos entre as 750 e 900 rpm, para meia carga nas imediações das 750 rpm e para binários elevados para velocidades ligeiramente superiores a 600 rpm. As melhorias dos valores de factor de potência devem-se ao facto de possuímos tensões eficazes menores na topologia com controlo de tensão, fazendo com que a potência aparente do motor seja menor que na situação sem controlo de tensão, pois a potência útil de saída terá que ser igual em ambas as topologias.



(a)



(b)

Figura 3.7 – Mapa do factor de potência do motor: (a) topologia com controlo de tensão; (b) topologia sem controlo de tensão.

### 3.1.1.2 Mapas de rendimento

Na Figura 3.8 estão apresentados os mapas de rendimento para o inversor. Olhando para os mapas de rendimento para cada uma das topologias, facilmente se pode constatar que na topologia com controlo de tensão, o inversor possui rendimentos bastante superiores aos obtidos para as mesmas condições de funcionamento da outra topologia. O valor médio do rendimento para a topologia com controlo de tensão é de 95.69% contra os 92.35% obtidos na outra topologia. Tal como esperado, na Figura 3.8a existe uma zona em que os rendimentos do inversor permanecem em valores relativamente próximos uns dos outros, que corresponde à área já anteriormente referida na análise do factor de potência, em que a tensão do barramento DC é controlada segundo o índice de modulação. Para valores de velocidade e binário abaixo dessa delimitação, os valores de rendimento começam a decrescer, pois a tensão já não é mais controlada e o índice de modulação começa a diminuir, fazendo com que as perdas por comutação no inversor aumentem.

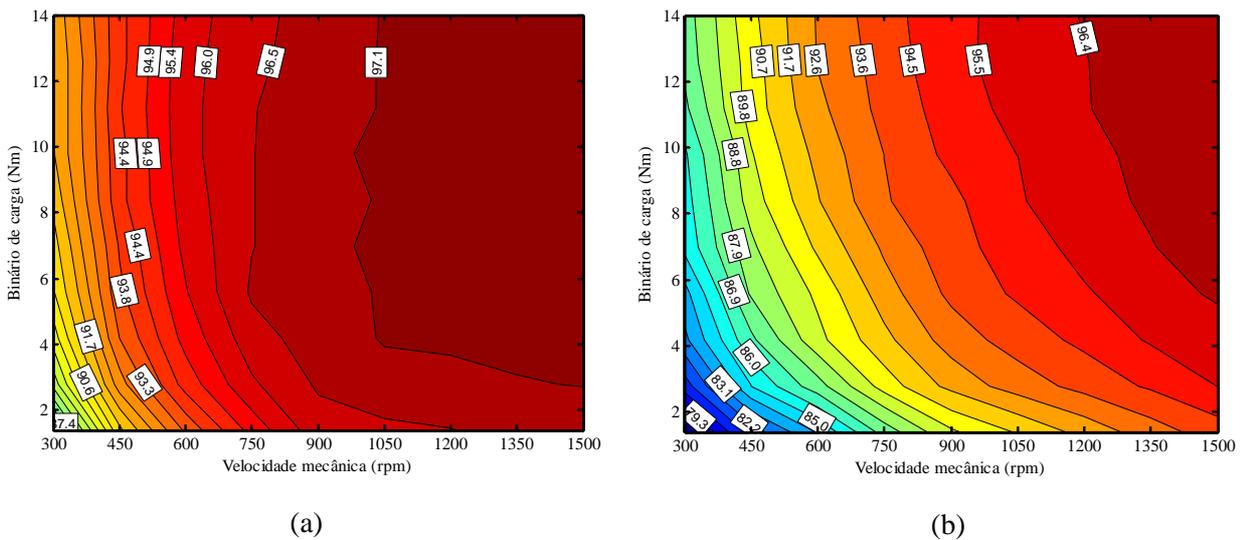


Figura 3.8 – Mapas de rendimento do inversor: (a) topologia com controlo de tensão; (b) topologia sem controlo de tensão.

Na Figura 3.8b pode-se observar que os rendimentos são todos mais baixos que na topologia com controlo de tensão e que estes decrescem rapidamente com a diminuição da velocidade. Isto deve-se ao facto de a tensão ser fixa, fazendo com que o índice de modulação diminua com a velocidade e binário, e fazendo com que as perdas por comutação aumentem de forma inversamente proporcional a este.

Os rendimentos obtidos para o motor de ímãs permanentes estão representados na Figura 3.9.

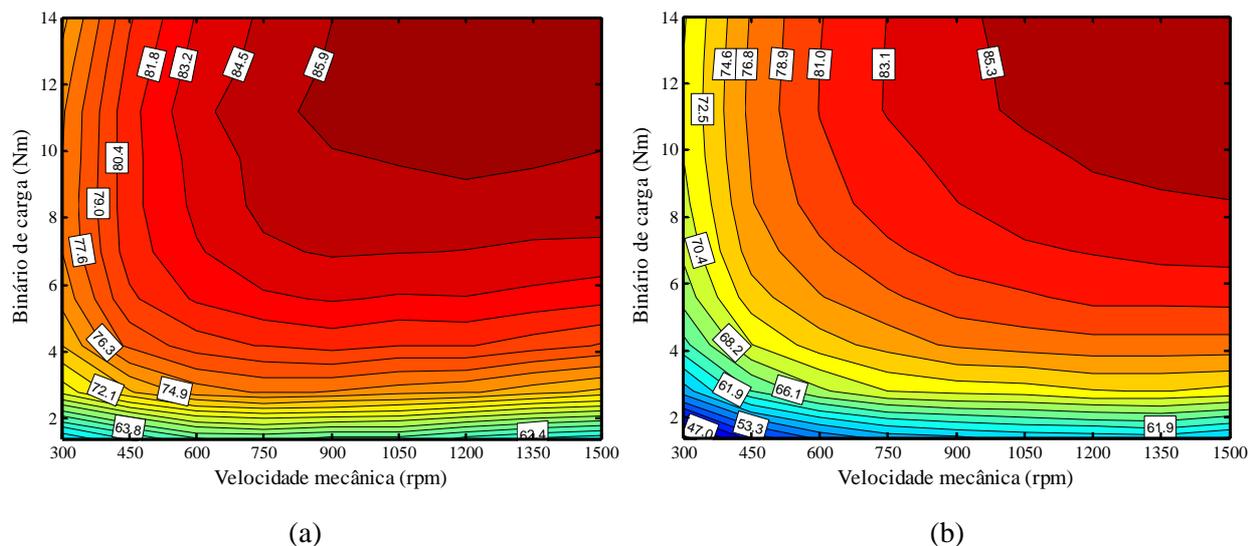


Figura 3.9 - Mapas de rendimento do motor: (a) topologia com controlo de tensão; (b) topologia sem controlo de tensão.

Tal como nos restantes componentes do accionamento, pode-se verificar que na topologia com controlo de tensão, o motor possui um rendimento superior com esta topologia em

detrimento da topologia sem controlo de tensão. Também se pode constatar que os maiores ganhos são obtidos para valores de velocidades e/ou binários mais baixos e que quando estes tendem a ser mais elevados, os rendimentos aproximam-se para ambas as topologias. Contudo, na topologia com controlo de tensão, observa-se que a área de maior rendimento se encontra mais expandida que na outra topologia. O rendimento médio para a topologia referida na Figura 3.9a é de 80.05% contra os 76.66% que se obteve na topologia sem controlo de tensão.

Estas diferenças devem-se essencialmente às perdas no ferro que na topologia sem controlo de tensão tem valores mais elevados. As perdas no ferro podem ser divididas em outras duas mais específicas, nomeadamente as perdas devido à histerese e as perdas devido às correntes de Foucault. Como já foi anteriormente referido, a topologia com controlo de tensão permite melhorar o conteúdo harmónico, fazendo com que a tensão eficaz que alimenta a máquina seja significativamente menor, contribuindo assim para a diminuição das perdas na máquina. A existência de um elevado conteúdo harmónico na topologia sem controlo de tensão faz com que os valores eficazes das tensões de alimentação do motor sejam maiores. Isto contribui negativamente para a eficiência do motor pois as perdas no ferro são proporcionais ao valor eficaz do fluxo no entreferro, que por sua vez é proporcional às tensões do motor. Assim prova-se o facto de que para a topologia com controlo de tensão, a gama de valores de rendimentos se mantem em valores próximos numa área de operação maior pois nesta, o índice de modulação mantém-se constante e tal como foi anteriormente visto, o conteúdo harmónico introduzido pelo inversor é tanto maior quanto menor for o índice de modulação. Pode-se concluir então que ao usar a topologia com controlo de tensão, consegue-se uma diminuição das perdas no motor, sobretudo das perdas no ferro.

Na Figura 3.10 pode-se visualizar o mapa de rendimento obtido para o conversor DC-DC. Na topologia em que se possui controlo de tensão no barramento DC, é necessário ter em conta os rendimentos do conversor DC-DC necessário para aplicar esta topologia. Como se pode verificar, existe uma zona para baixas velocidades em que o rendimento é mais elevado e aproximadamente constante. Esta zona corresponde à região de funcionamento em que a tensão requerida pelo controlo de tensão é menor ou igual à tensão das baterias, estando o ajustamento da tensão desactivado. Nesta zona as perdas que existem são essencialmente as perdas por condução dos elementos semicondutores e as perdas na indutância. À medida que a velocidade vai aumentando, o conversor DC-DC vai aumentando a tensão do barramento DC, verificando-se o aumento das perdas de modo proporcional.

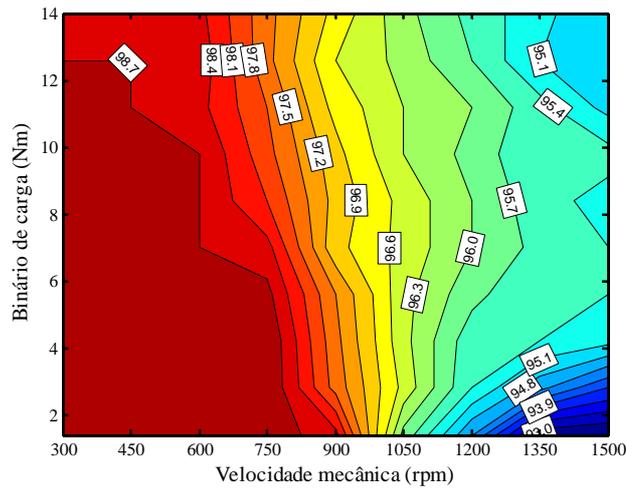


Figura 3.10 – Mapa de rendimento para o conversor DC-DC usado na topologia com controlo de tensão.

Estas perdas, para além de dependerem directamente da tensão de saída do conversor, também dependem da corrente que circula nos semicondutores [34]. Assim como seria de esperar, à medida que se aumenta a velocidade e o binário, o rendimento no conversor DC-DC vai diminuindo. De referir que em termos gerais, este é o componente do accionamento que possui o rendimento mais elevado, tendo um rendimento médio de 97,07%.

Após a análise individual de todos os componentes de ambas as topologias, foram analisados também os rendimentos globais de ambas as topologias, apresentados na Figura 3.11.

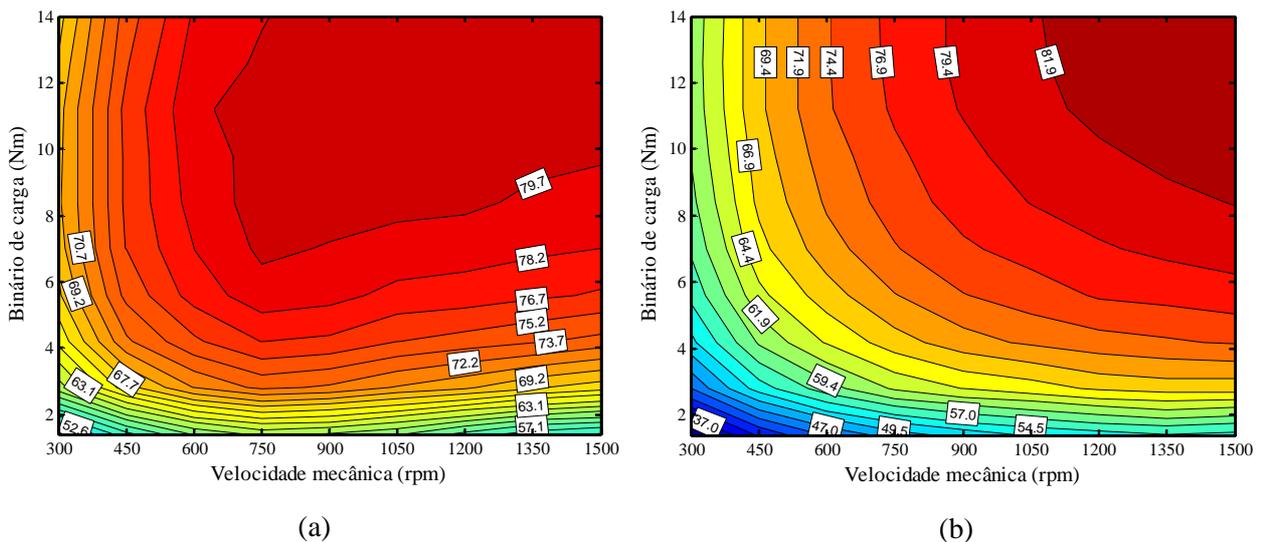


Figura 3.11 – Mapas de rendimento global obtidos para o accionamento: (a) topologia com controlo de tensão; (b) topologia sem controlo de tensão.

Observando os mapas de rendimento global para ambas as topologias, podemos constatar que existe uma região em que a topologia com controlo de tensão obtém um rendimento abaixo da topologia em que se alimenta o inversor com uma tensão fixa. Isto já era espectável, pois a região de funcionamento onde tal ocorre situa-se próxima dos valores nominais de operação da máquina de ímanes permanentes. Como já se referiu anteriormente, tanto no inversor como no motor, os valores de rendimento obtidos em condições perto das nominais são muito semelhantes. Assim ao introduzirmos o conversor DC-DC, cujos rendimentos são mais baixos para valores mais perto dos nominais da máquina, então globalmente nestes pontos de funcionamento a topologia com controlo de tensão irá apresentar-se desvantajosa. Contudo, para os pontos de funcionamento abaixo dessa região, a topologia com controlo de tensão apresenta valores de rendimento razoavelmente superiores aos obtidos para a topologia sem controlo de tensão. Assim sendo, em termos médios, o valor de rendimento obtido para a topologia com controlo de tensão é de 74.35% face aos 70.35% obtidos para a outra topologia. Como se pode então concluir, apesar de na topologia com controlo de tensão introduzirmos mais um componente com perdas, o ajuste de tensão proporcionado pelo conversor DC-DC, permite aumentar os rendimentos de cada componente do accionamento, fazendo com que o rendimento médio total do accionamento seja também melhor.

### **3.1.2 Ensaios em travagem regenerativa**

Os ensaios em travagem regenerativa consistem em aplicar um binário negativo ao veio da máquina, simulando a situação de travagem de um veículo. Nesta situação, a máquina de ímanes permanentes passa a funcionar em modo gerador, revertendo assim o fluxo de potência da máquina para as baterias, carregando-as deste modo. Tal como nos ensaios anteriores, foram retirados os valores de tensão, corrente, factor de potência e rendimentos em vários pontos de funcionamento da máquina, de modo a caracterizar convenientemente todo o accionamento. Como se poderá visualizar mais à frente nos mapas construídos nesta situação, não foi possível retirar dados para todos os pontos de funcionamento, nomeadamente os que são próximos dos nominais, devido às limitações impostas pela corrente máxima de carregamento das baterias. O valor máximo de corrente recomendado é de, aproximadamente, 3 A, podendo ser ligeiramente excedida por breves instantes. Todos os dados recolhidos foram tratados com o auxílio do MATLAB de modo a construir mapas que caracterizem convenientemente todo o sistema em todos os regimes de funcionamento possíveis.

### 3.1.2.1 Mapas de tensão, corrente e factor de potência

Na Figura 3.12 estão caracterizados as tensões eficazes compostas que alimentam a máquina em ambas as topologias.

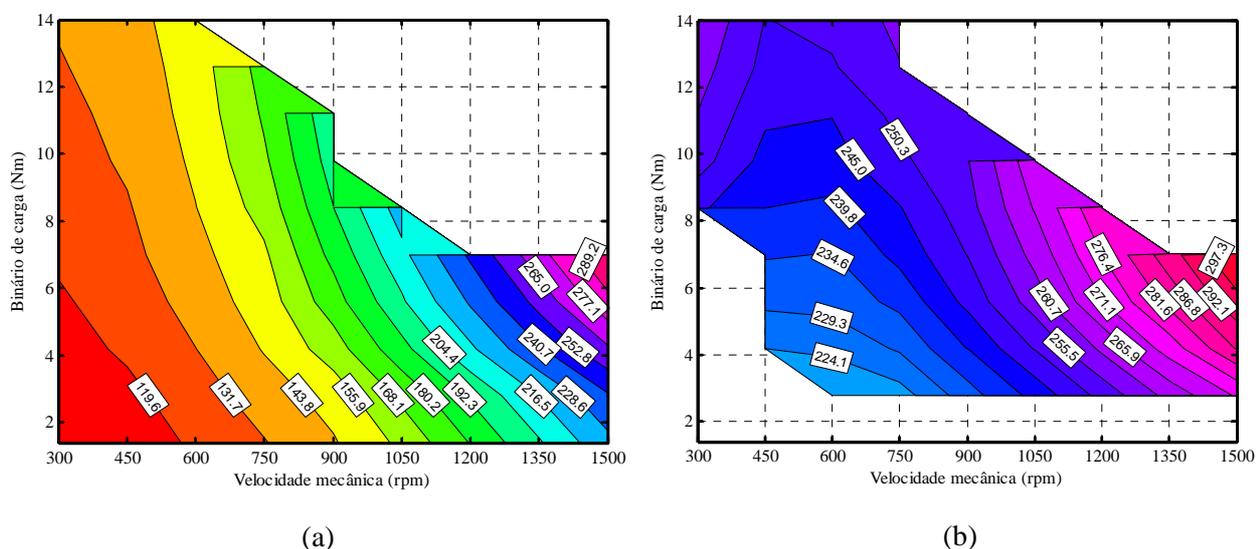
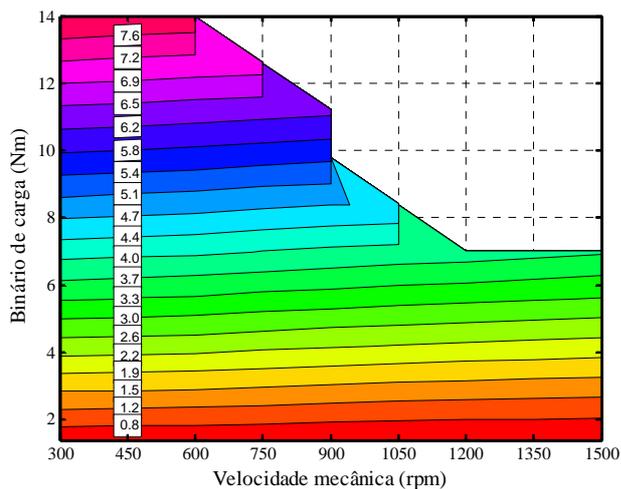


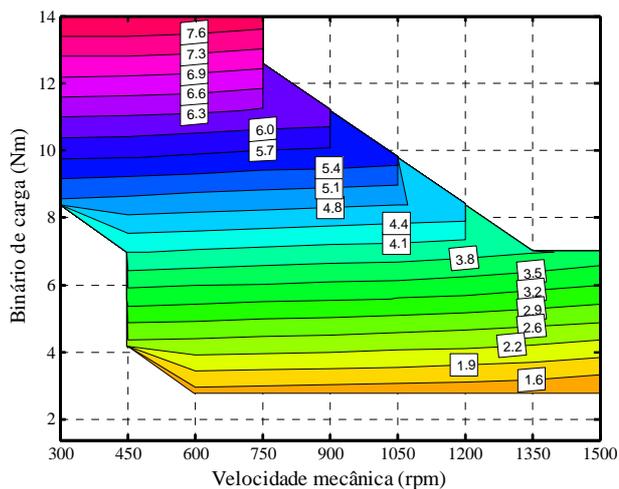
Figura 3.12 – Mapas da tensão eficaz de alimentação na máquina eléctrica na situação de travagem regenerativa: (a) topologia com controlo de tensão; (b) topologia sem controlo de tensão.

Tal como esperado e de modo semelhante ao já verificado na situação de funcionamento como motor, os valores de tensão eficazes na topologia em que se possui controlo na tensão do barramento DC são bastante menores aos obtidos para a outra topologia. Isto deve-se ao elevado conteúdo harmónico introduzido pelo inversor na topologia com tensão fixa que faz elevar o valor eficaz da tensão, pois a componente fundamental tem que ser semelhante em ambas as topologias. Podemos visualizar que não foram retirados dados para velocidades e binários mais elevados, pois, como já foi referido, houve limitações impostas pela corrente máxima de carregamento das baterias. Outro factor de interesse que se pode observar na Figura 3.12b é a existência de uma região para binários e velocidades mais baixos na qual não foram introduzidos dados. Verificou-se que nestas condições as baterias ainda forneciam energia, podendo-se assim concluir que para pontos de funcionamento dentro desta região, toda a potência fornecida ao eixo da máquina é dissipada nas perdas dos diversos componentes do accionamento. Assim pode-se desde já concluir que a topologia com controlo de tensão apresenta a vantagem de possuir um melhor aproveitamento de energia no modo de travagem regenerativa.

De seguida, na Figura 3.13, apresentam-se os mapas dos valores eficazes das correntes do motor para todos os regimes de funcionamento possíveis.



(a)

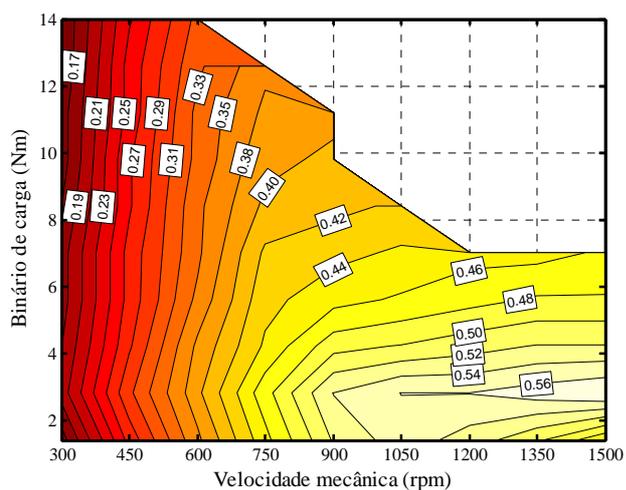


(b)

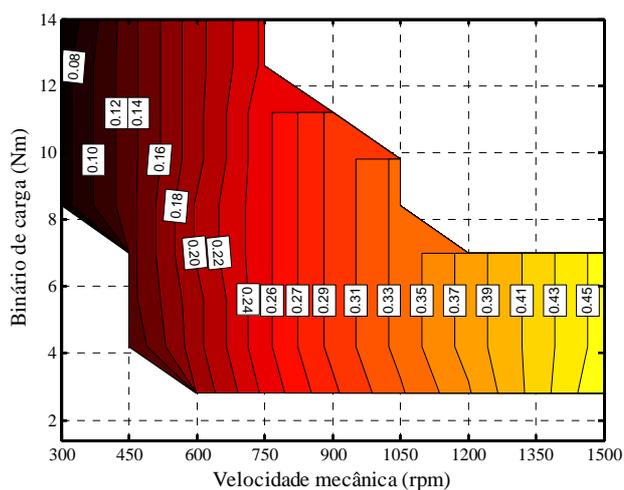
Figura 3.13 – Mapas dos valores eficazes das correntes de alimentação da máquina eléctrica na situação de travagem regenerativa: (a) topologia com controlo de tensão; (b) topologia sem controlo de tensão.

Como se pode verificar e como tal seria de esperar, para regimes de funcionamentos iguais, as correntes obtidas são muito semelhantes em ambas as topologias. Pela mesma razão já anteriormente referida, aquando da análise dos resultados obtidos em funcionamento como motor, as correntes são semelhantes uma vez que são impostas pelo controlo *RFOC*.

Na Figura 3.14, pode-se visualizar o factor de potência para os vários regimes de funcionamento da máquina, para o modo de travagem regenerativa.



(a)



(b)

Figura 3.14 – Mapas do factor de potência da máquina na situação de travagem regenerativa: (a) topologia com controlo de tensão; (b) topologia sem controlo de tensão.

Da análise da Figura 3.14a pode-se constatar que para essa topologia com controlo de tensão, o factor de potência possui uma região onde este é mais elevado e cuja variação de valores é relativamente pequena. Em contraste com a outra topologia, verifica-se que o factor de potência varia quase continuamente com a velocidade da máquina, tal como ilustrado na Figura 3.14b. À semelhança do funcionamento como motor, isto deve-se aos valores de tensão eficaz de alimentação da máquina, que são substancialmente menores na primeira topologia. Na topologia com controlo de tensão, a tensão vai sendo ajustada de modo a que o índice de modulação permaneça sempre constante, fazendo com que a potência aparente na máquina seja menor para a mesma potência de saída. Também se pode constatar que na topologia com conversor DC-DC, entre as 600 rpm e as 750 rpm, o factor de potência começa a decrescer mais rapidamente com a diminuição da velocidade. Isto advém do facto de ser a partir desses valores de velocidade que se deixa de ter controlo sobre a tensão do barramento DC pois já foi atingida a tensão mínima possível (tensão das baterias).

### 3.1.2.2 Mapas de rendimento

Na Figura 3.15 encontram-se representados os mapas de rendimento do inversor, construído com os dados obtidos experimentalmente, para cada uma das topologias em análise.

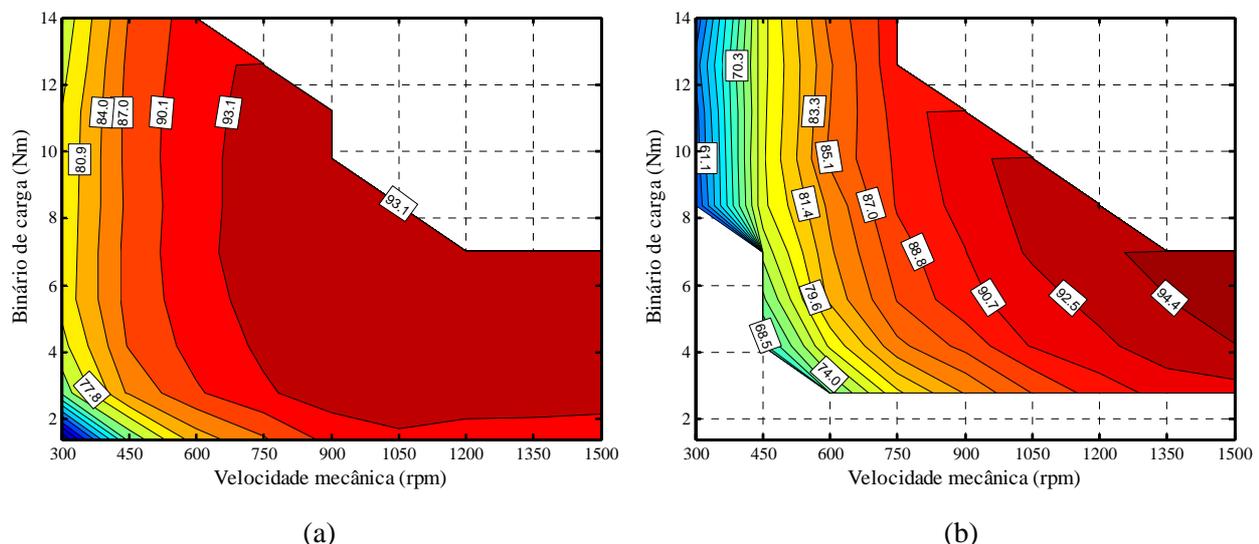


Figura 3.15 – Mapas de rendimento do inversor na situação de travagem regenerativa: (a) topologia com controlo de tensão; (b) topologia sem controlo de tensão.

Como seria de esperar, constata-se que para a topologia em que é inserido o conversor DC-DC, o inversor apresenta rendimentos superiores para todos os regimes de funcionamento da

máquina. Tal como em regime de funcionamento como motor, isto deve-se ao facto de o conversor DC-DC permitir um ajuste constante da tensão do barramento DC, seguindo a tensão requisitada pelo controlo da máquina, mantendo continuamente o índice de modulação constante e num valor elevado. Consequentemente, as perdas de comutação dos *IGBT's* diminuem consideravelmente. O valor médio do rendimento obtido para a topologia com conversor DC-DC é de 90.91% face aos 69.59% obtidos na outra topologia em que se alimenta com uma tensão fixa. Como se pode ver, na topologia em que se insere um conversor DC-DC para controlar a tensão obtém-se um ganho no rendimento do inversor de mais de 20% em relação à outra topologia. Também se pode constatar na Figura 3.15a que existe uma área em que os valores de rendimento se mantêm quase inalterados, que corresponde aos regimes de funcionamento da máquina em que o controlo dinâmico de tensão está activado. Para regimes de funcionamento abaixo dessa área, atingiu-se a tensão das baterias e a tensão do barramento DC permanece constante e igual ao valor destas.

Os resultados de rendimento obtidos para a máquina síncrona de ímãs permanentes estão representados na Figura 3.16 sob a forma de mapas de rendimento.

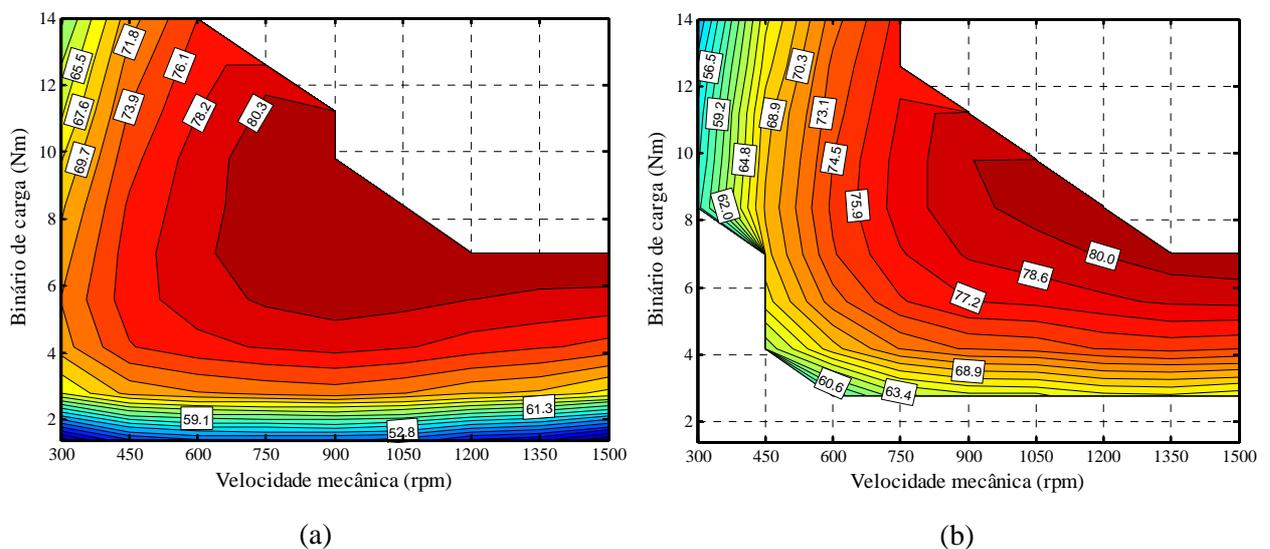


Figura 3.16 – Mapas de rendimento da máquina síncrona de ímãs permanentes em situação de travagem regenerativa: (a) topologia com controlo de tensão; (b) topologia sem controlo de tensão.

Tal como no inversor, na topologia com conversor DC-DC, a área que corresponde a valores mais elevados de rendimentos é bastante superior à que se obteve para as mesmas condições e para a outra topologia em estudo. Também se pode constatar que na topologia com controlo de tensão existe uma área em que os valores permanecem relativamente próximos e que entre as 600 rpm e as 750 rpm, os rendimentos começam a diminuir mais significativamente. Isto marca a região em que abaixo desses valores o conversor DC-DC deixa de controlar a tensão do

barramento DC, fixando-o no valor de tensão fornecido pelas baterias. Outra constatação a fazer é que para velocidades mais elevadas os valores de rendimento para ambas as topologias tendem a se assemelhar. Como as correntes em ambas as topologias são semelhantes (Figura 3.13) então pode-se deduzir que as diferenças obtidas nos valores de rendimento se devem às perdas no ferro, que dependem da tensão e frequência de alimentação. Como a frequência fundamental tem que ser semelhante para o mesmo regime de funcionamento em ambas as topologias, então a diminuição das perdas que se obtém na topologia com o conversor DC-DC, são devidas à diminuição do conteúdo harmónico que o inversor introduz. Nesta topologia, o inversor introduz menos harmónicos devido à tensão do barramento DC acompanhar o índice de modulação do controlo, fazendo com que a diferença entre esta tensão e a necessária para a máquina seja mínima. Os harmónicos que a topologia sem controlo de tensão introduz, fazem aumentar as perdas no ferro, devido ao aumento do fluxo no entreferro, proporcional às tensões de alimentação do motor.

Na Figura 3.17 é apresentado o mapa de rendimento para o conversor DC existente na topologia em que este é necessário para controlo da tensão.

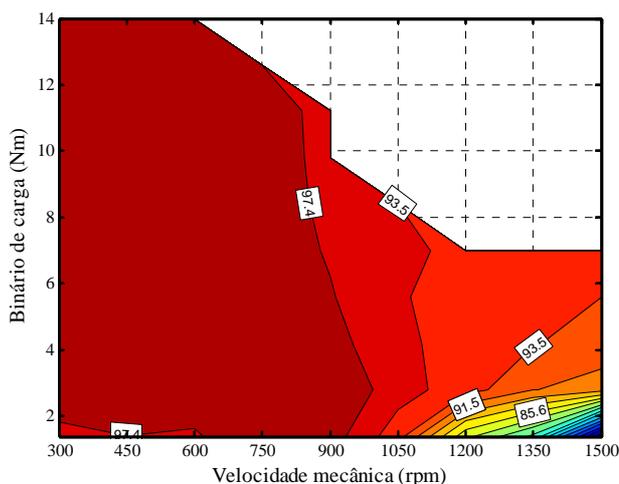


Figura 3.17 – Mapa de rendimento do conversor DC-DC usado na topologia com controlo de tensão em situação de travagem regenerativa.

Tal como seria de esperar, para a região de velocidades mais baixas, o rendimento do conversor é bastante elevado e permanece constante. Esta região corresponde à zona em que o conversor não está a controlar a tensão do barramento DC, sendo que as únicas perdas existentes neste são as perdas por condução na indutância e nos elementos semicondutores. Nos pontos de funcionamento acima desta região, os rendimentos começam a baixar pois o conversor DC controla a tensão do barramento DC de modo a manter o índice de modulação do controlo da máquina constante. Nestas condições, as perdas por comutação começam a aumentar de modo

proporcional à diferença entre a tensão das baterias e a tensão necessária no barramento DC. O valor médio do rendimento obtido foi de 95.24%, sendo este um valor relativamente elevado.

Após a análise dos rendimentos que se obtiveram para cada um dos componentes individualmente, resta analisar os resultados globais para o accionamento, sendo os resultados obtidos apresentados na Figura 3.18.

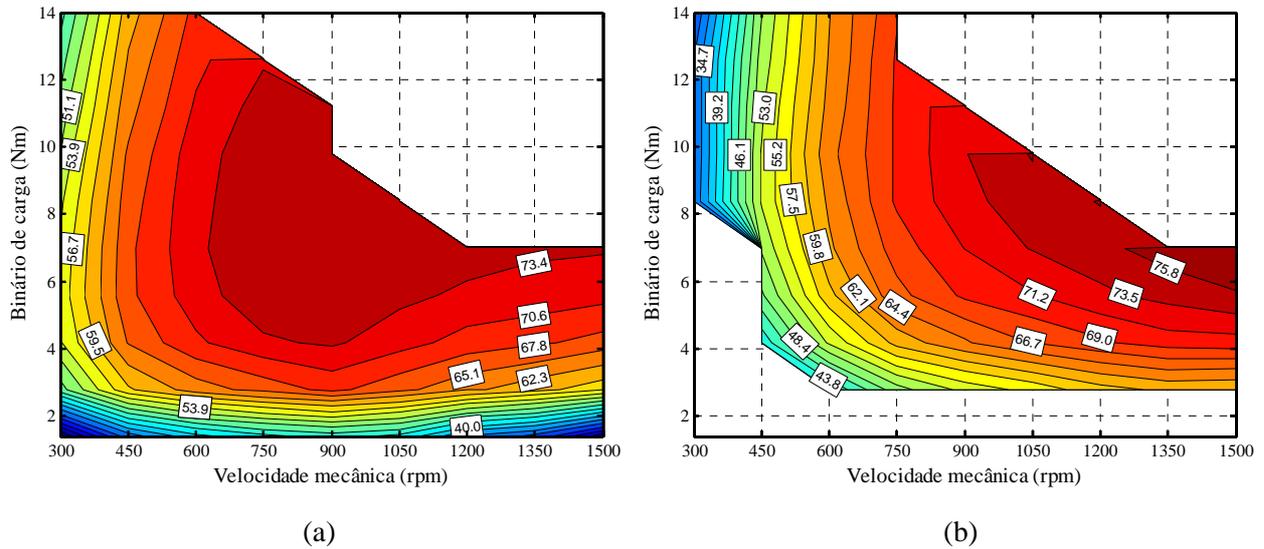


Figura 3.18 – Mapa de rendimento para o accionamento em global em situação de travagem regenerativa: (a) topologia com controlo de tensão; (b) topologia sem controlo de tensão.

Como se pode observar e tal como esperado, para velocidades e regimes de carga mais baixos, obtêm-se ganhos de rendimento bastante significativos para a topologia com controlo de tensão. Porém para velocidades mais elevadas, pode-se constatar que a outra configuração apresenta valores de rendimentos superiores. De acordo com a análise previamente efectuada para cada componente do accionamento, para velocidades e binários mais elevados, os valores de rendimento obtidos eram muito semelhantes para ambas as topologias. Assim sendo, é previsível que nestas zonas de funcionamento da máquina, o rendimento global fosse inferior na topologia com controlo de tensão pois este será bastante afectado pelo desempenho do conversor DC-DC. Comparando os valores médios de rendimento para cada uma das topologias, para a topologia com controlo de tensão obteve-se um rendimento de 62.85% e para a outra um rendimento de 51.05%. Como se pode verificar, a topologia com controlo de tensão apresenta um rendimento médio bastante superior em relação à outra topologia, apesar das perdas adicionais do conversor DC. Para além dos ganhos que se obtêm para regimes de velocidade e binários mais baixos, nesta topologia também se consegue obter uma maior capacidade de regeneração de energia para estas condições.

## 3.2 Ensaios térmicos para as topologias em estudo

Para a realização dos ensaios térmicos, como se pode ver no esquema representativo da montagem apresentado na Figura 3.19, procederam-se a algumas modificações em relação à montagem anterior.

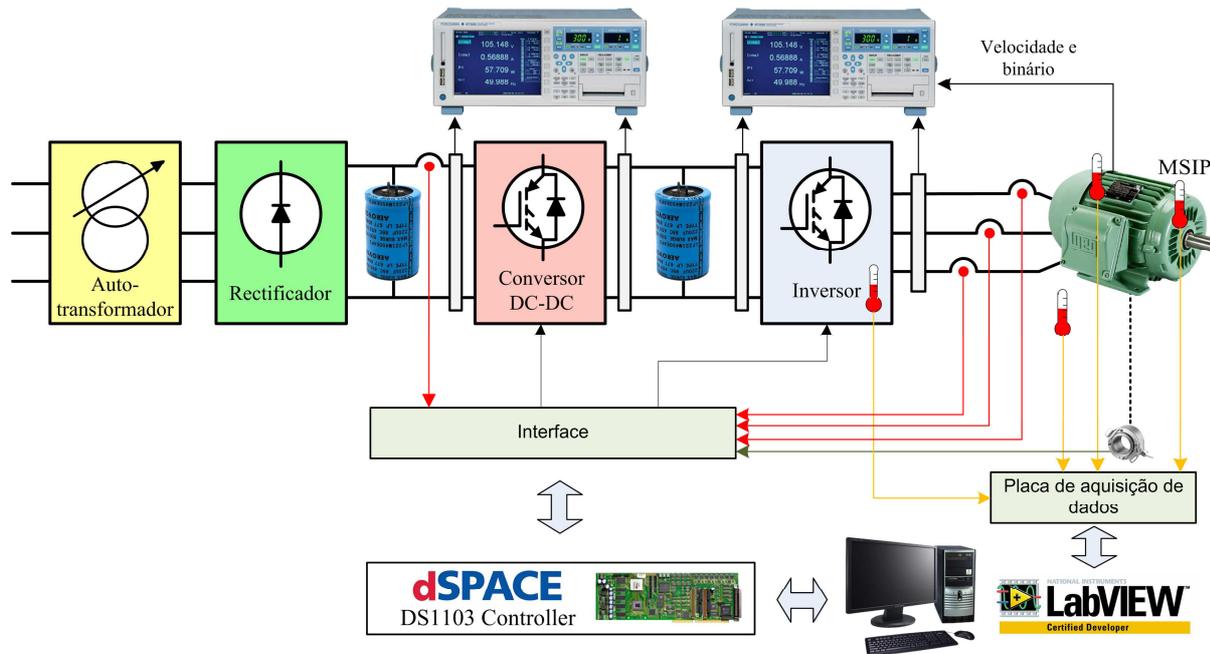


Figura 3.19 – Esquema representativo da montagem realizada para os ensaios térmicos.

A parte correspondente ao controlo e monitorização do accionamento permanece inalterada, procedendo-se unicamente à alteração da alimentação do accionamento. Devido aos ensaios térmicos serem bastante demorados, as baterias usadas não possuem capacidade para alimentar o accionamento durante longos períodos, sendo então necessário recorrer a uma alternativa. A alternativa escolhida foi alimentar o accionamento directamente a partir da rede. Para tal, necessitou-se de usar um autotransformador e um rectificador de modo a obtermos uma tensão contínua regulável para colocar os valores de tensão semelhantes às baterias. Para a topologia sem controlo de tensão, regulou-se o autotransformador de modo a obter os 408 V necessários à saída do rectificador, e para a topologia com controlo da tensão ajustou-se o transformador de modo a obter os 192 V necessários. De modo a monitorizar as temperaturas, foram introduzidos três sensores PT100 em pontos importantes do accionamento, usando outro para a medição da temperatura ambiente. Foi colocado um sensor no dissipador do inversor, outro no estator do motor e mais outro junto ao enrolamento de uma fase do MSIP. Não se considerou necessário

medir a temperatura dos restantes enrolamentos pois sendo a alimentação do motor equilibrada, as temperaturas em todos os enrolamentos serão bastante semelhantes. Os sensores PT100 são termoresistências de platina, isto é, são sensores constituídos por uma resistência que varia com a temperatura. Este tipo de sensores é bastante utilizado devido à sua elevada precisão, linearidade da variação da resistência com a temperatura e à elevada gama de temperaturas que permite medir.

Após a colocação dos sensores nos respectivos locais mencionados, estes foram ligados a uma placa de aquisição de dados constituída por um chassis cDAQ-9174 e uma placa de quatro canais NI 9217 da *National Instruments*. Este sistema permite fazer a leitura dos dados fornecidos pelos vários sensores e enviá-los para o computador, podendo ser visualizados e adquiridos através do *software* LabVIEW. Com este *software* foi criada uma interface para a monitorização das temperaturas adquiridas pelos vários sensores assim como para o registo dos valores num ficheiro de dados. Nesta interface também foi implementado um sistema de aviso quando a máquina atinge a estabilidade térmica. Na Figura 3.20 está apresentada a interface usada para monitorização e registo da evolução das temperaturas em análise.

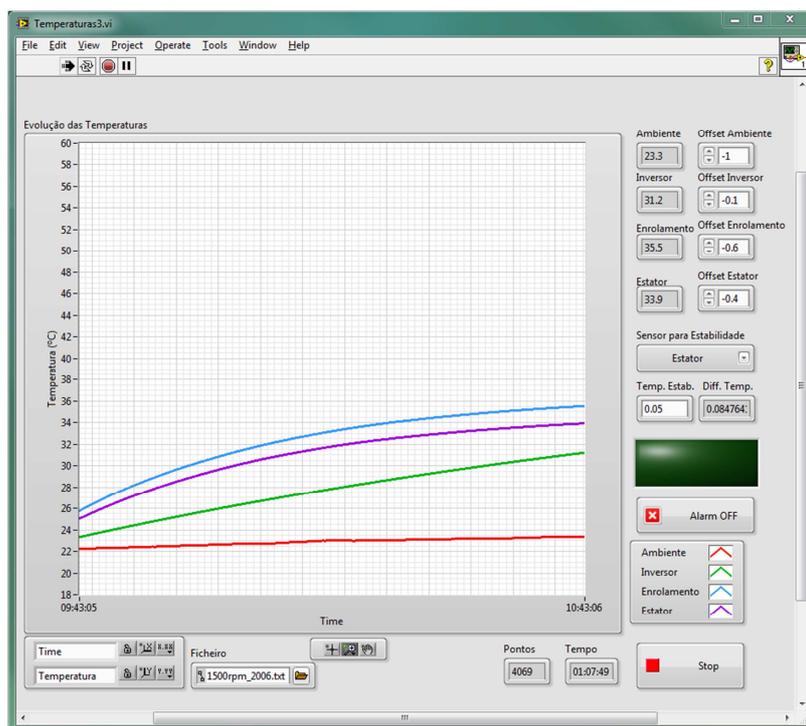


Figura 3.20 – Interface em LabVIEW para monitorização das temperaturas.

Segundo a norma 60034-1 IEC:2004, a estabilidade térmica numa máquina eléctrica é atingida quando as temperaturas na máquina não se alteram mais de 2 graus Kelvin por hora [35]. Para possibilitar a realização de mais ensaios no mesmo espaço de tempo, a estabilidade

térmica foi verificada através da diferença entre dois pontos com intervalo de dois minutos. Deste modo, quando esta diferença de temperatura tiver um valor menor ou igual a  $0,066\text{ }^{\circ}\text{C}$ , verifica-se a condição de estabilidade térmica. Este método de verificação da estabilidade térmica também está em concordância com a norma anteriormente referida.

Após a montagem de todo o accionamento, começou-se por calibrar todos os sensores de modo a indicarem a mesma temperatura, sendo o sensor escolhido como referência aquele que mede a temperatura ambiente. Foram feitos ensaios para vários pontos de velocidade e binário em cada uma das topologias em estudo, de modo a obter mapas de temperatura que caracterizem convenientemente os principais componentes do accionamento.

Na Figura 3.21 estão representadas a evolução das temperaturas para os vários sensores e para uma velocidade de 900 rpm.

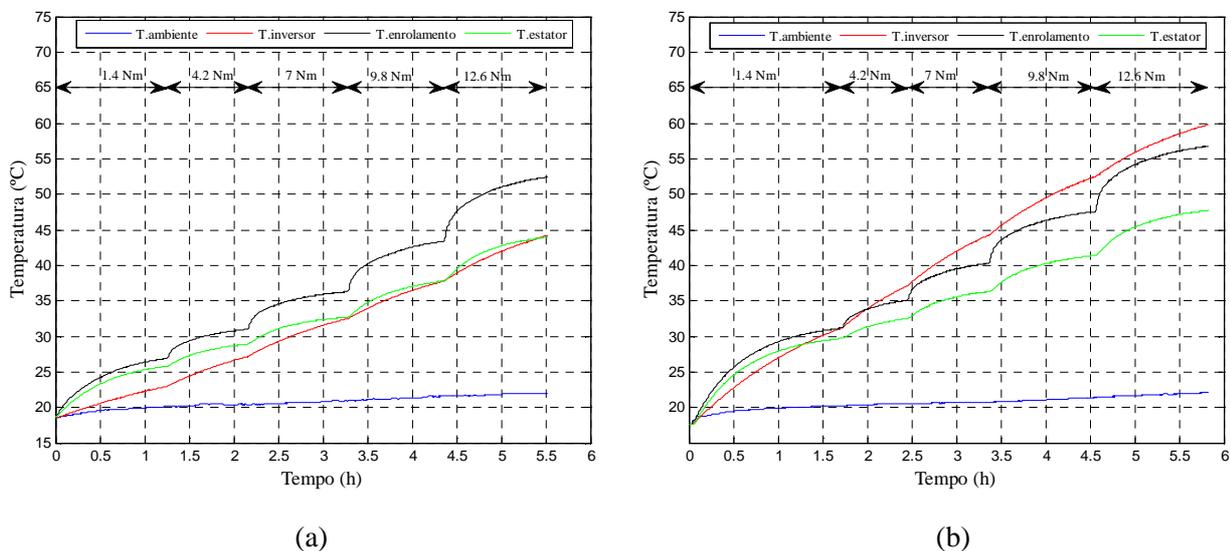


Figura 3.21 – Evolução das temperaturas nos diversos pontos do accionamento para uma velocidade de 900 rpm: (a) topologia com controlo de tensão; (b) topologia sem controlo de tensão.

Como se pode desde já constatar, para esta velocidade de funcionamento, existe uma diferença bastante significativa nas temperaturas medidas nos vários pontos do accionamento, verificando-se que a topologia que possui o controlo de tensão atinge temperaturas menos elevadas. Tal já seria de esperar, visto que os mapas de rendimentos obtidos anteriormente evidenciam que a topologia sem controlo de tensão tem rendimentos menores, traduzindo-se isto em maiores perdas e aquecimento dos componentes. Por outro lado, também se demonstra que o inversor é o componente que mais diferença apresenta em termos de temperatura. Na topologia com controlo de tensão, este componente apresenta a temperatura mais baixa, passando a ser o componente com a temperatura mais elevada na topologia sem controlo de tensão.

### 3.2.1 Mapas de temperaturas

Para a construção dos mapas de temperatura, teve-se em consideração que os dados obtidos para as várias velocidades tiveram condições de temperatura ambiente mais ou menos variáveis. Deste modo, para obter uma maior coerência, houve a necessidade de normalizar os valores de temperatura obtidos de modo a anular estes desvios. Assim, todos os valores das diversas temperaturas obtidas foram normalizadas para uma temperatura ambiente de 21 °C.

Na Figura 3.22 estão representados os mapas de temperaturas no inversor para todos os regimes de funcionamento mecânico da máquina eléctrica.

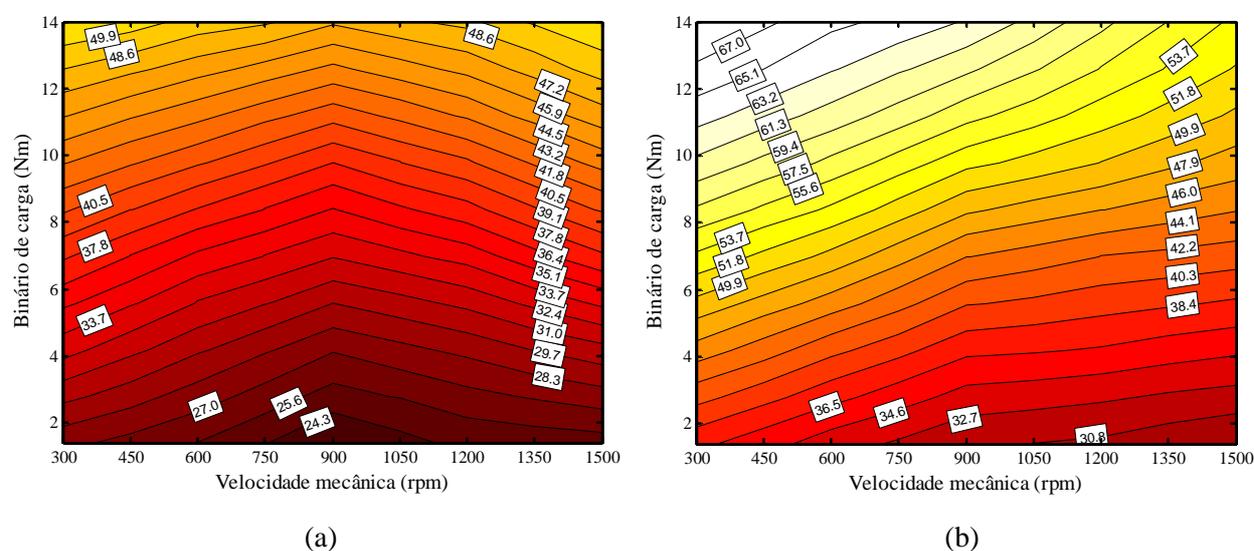


Figura 3.22 – Mapa de temperatura no inversor: (a) topologia com controlo de tensão; (b) topologia sem controlo de tensão.

Numa primeira análise pode-se constatar que para a topologia com controlo de tensão, o inversor apresenta temperaturas bastante inferiores em comparação com a outra topologia sem controlo de tensão. Na topologia sem controlo de tensão, a temperatura máxima atingida no inversor é de 68.9 °C face aos 51.3 °C atingidos na outra topologia. A temperatura máxima, na topologia sem controlo de tensão do barramento DC, é atingida para a velocidade de 300 rpm e para um binário de 14 Nm. Isto já era espectável pelo facto de neste ponto as correntes serem muito elevadas e onde o índice de modulação é menor. Consequentemente o aumento térmico devido às perdas por condução e comutação é maior. Ainda nesta topologia, podemos verificar que com o aumento da velocidade a temperatura decresce. Como já foi visto anteriormente, para velocidades e binários mais elevados, o rendimento do inversor é maior, traduzindo-se isto em menores perdas e menor aquecimento. Na topologia com controlo de tensão pode-se verificar

que a temperatura começa por ser mais elevada para velocidades baixas e diminuindo até cerca das 900 rpm, voltando depois a subir. Para velocidades mais baixas obtiveram-se temperaturas mais elevadas uma vez que nesta área de funcionamento, o conversor DC-DC não tem controlo sobre a tensão, sendo imposta pela tensão das baterias. Tal como se verificou nos mapas de rendimento obtidos para o inversor nesta topologia (Figura 3.8a), o rendimento abaixo das 900 rpm tende a diminuir bastante com a diminuição da velocidade. Acima desta velocidade, verifica-se que a temperatura volta a aumentar apesar, do índice de modulação permanecer constante nesta área de funcionamento. Isto deve-se ao incremento da potência controlada pelo inversor, como consequência dos requisitos de carga impostos à máquina.

De seguida, na Figura 3.23, apresentam-se as temperaturas obtidas no estator da máquina eléctrica para todos os seus pontos de funcionamento.

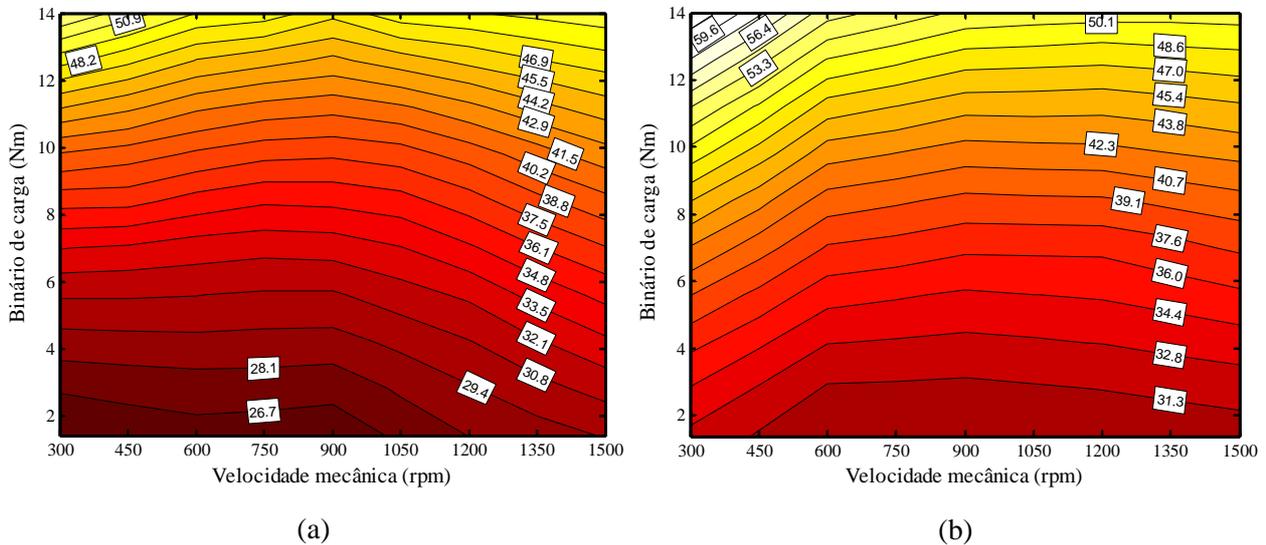


Figura 3.23 – Mapa de temperaturas no estator do MSIP: (a) topologia com controlo de tensão; (b) topologia sem controlo de tensão.

Como se pode constatar pelas temperaturas obtidas, a topologia que usa o conversor DC-DC, apresenta vantagem em todos os pontos de funcionamento da máquina eléctrica, sendo essa vantagem mais relevante para velocidades mais baixas. Como seria de esperar, observa-se que a temperatura aumenta com o binário requisitado pela carga. Isto deve-se ao facto de o binário ser proporcional à corrente no motor, e como todas as perdas resistivas dependem do quadrado desta, então a temperatura vai aumentar de modo proporcional com o binário de carga. Como se pode ver nesta topologia, as temperaturas no estator permanecem aproximadamente constantes para um dado binário até cerca das 900 rpm, aumentando sempre para valores superiores a este. Já na outra topologia, verifica-se que as temperaturas mais elevadas são atingidas para velocidades mais baixas, especialmente para valores inferiores a 600 rpm. A partir das 600 rpm,

os valores de temperatura continuam a diminuir de uma forma mais ligeira até cerca das 900 rpm, valor a partir do qual as temperaturas voltam a subir. Nesta topologia as temperaturas mais elevadas são atingidas para velocidades mais baixas devido à reduzida ventilação do motor (directamente associada à sua velocidade de operação). Também se observou que com o aumento da velocidade, a ventilação da máquina também melhora, conduzindo à diminuição das temperaturas. A partir das 900 rpm, apesar de a ventilação da máquina melhorar, esta não é suficiente para compensar o aumento das temperaturas causadas pelo aumento das perdas resultantes do incremento da potência requerida pela máquina. Para a topologia com controlo de tensão, ao contrário do que acontece com a outra topologia, para velocidades mais baixas a temperatura permanece aproximadamente constante. Nestas condições, as perdas no ferro da máquina são menores, fazendo com que as temperaturas também sejam, quando comparadas com a outra topologia. Ainda nesta topologia, pode-se constatar que a partir das 900 rpm, as temperaturas começam a aumentar de uma forma mais significativa. Apesar da ventilação da máquina aumentar, isto deve-se ao aumento da potência requerida pela máquina.

Na Figura 3.24 podem ser visualizadas as temperaturas obtidas no enrolamento de uma fase da máquina síncrona de ímãs permanentes para todos os seus regimes de funcionamento.

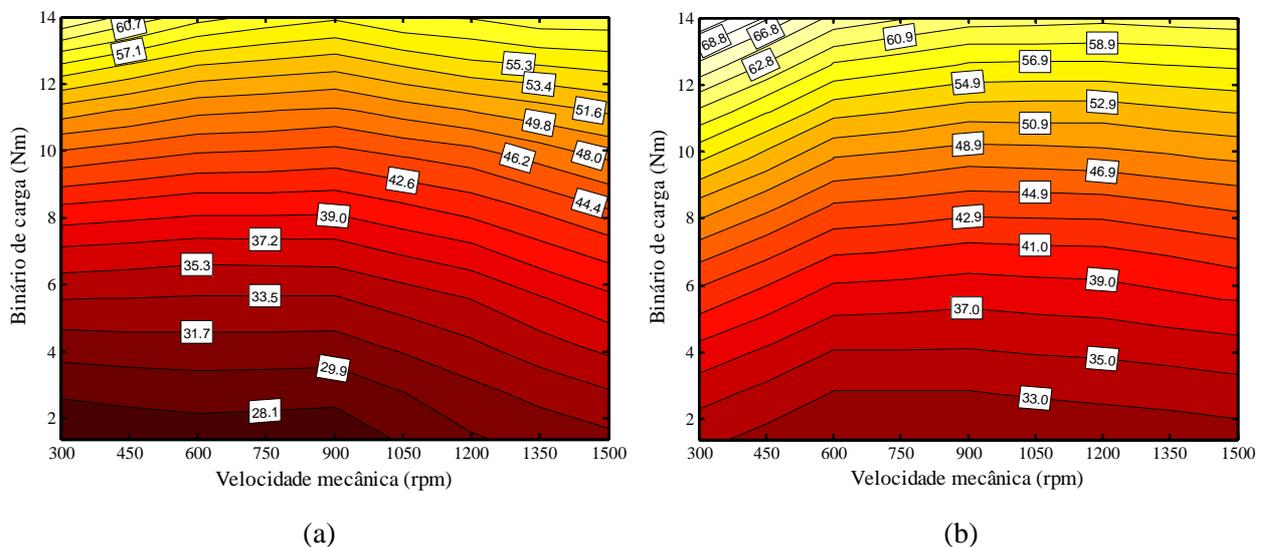


Figura 3.24 – Mapa de temperaturas num enrolamento do MSIP: (a) topologia com controlo de tensão; (b) topologia sem controlo de tensão.

Como se pode constatar, a forma do mapa de temperaturas de um enrolamento da máquina é semelhante aos mapas de temperatura obtidos na Figura 3.23 para o estator da máquina. Tal é esperado visto que ambos se situam no mesmo meio, sendo a única diferença os valores mais elevados que se obtêm no enrolamento. É natural que tal aconteça uma vez que os enrolamentos estão num meio mais interior e fechado, enquanto o estator beneficia do melhor arrefecimento

proporcionado pelo ventilador externo e pelo contacto com o meio ambiente. Toda a análise referente à evolução das temperaturas no estator da máquina apresentada anteriormente para cada um das topologias, é também aplicada à evolução das temperaturas no enrolamento da máquina.

Como se pode constatar pela análise das temperaturas obtidas para cada um dos componentes do accionamento em estudo, a topologia com um conversor DC-DC para controlo da tensão do barramento DC, em termos térmicos, apresenta-se vantajosa para qualquer ponto de funcionamento da máquina. Em relação à topologia em que se aplica uma tensão fixa, isto é muito vantajoso uma vez que permite aumentar a vida útil dos componentes. No inversor, para além de diminuir o *stress* térmico nos semicondutores, aumentando assim a sua longevidade, as temperaturas mais baixas de funcionamento também permitem melhorar o seu rendimento, na medida em que a resistividade destes aumenta de modo proporcional com a sua temperatura de operação. Para a máquina de ímanes permanentes, o funcionamento a temperaturas mais baixas permite aumentar a longevidade do isolamento térmico dos seus enrolamentos, assim como evitar uma possível diminuição do fluxo magnético produzido pelos ímanes permanentes. Os ímanes permanentes da máquina são dos elementos mais susceptíveis às temperaturas a que estão submetidos, pois para além do seu fluxo magnético diminuir com o aumento da temperatura, para valores demasiado elevados (temperatura de Curie), corre-se o risco de estes desmagnetizarem irreversivelmente. Neste contexto, a topologia com conversor DC-DC permite assegurar uma superior margem de segurança do ponto de vista térmico.

# Capítulo 4

## Conclusão e sugestões para trabalhos futuros

### 4.1 Conclusão

Neste trabalho foi desenvolvido um estudo detalhado de duas topologias distintas para accionamentos com motores síncronos de ímanes permanentes para a aplicação em veículos eléctricos/híbridos. Numa primeira topologia, o accionamento é alimentado directamente a partir da tensão existente nas baterias, e numa segunda topologia, um conversor DC-DC bidireccional é inserido entre as baterias e o inversor, possuindo também uma estratégia de controlo que permite ajustar dinamicamente a tensão do barramento DC, que alimenta o inversor conforme os requisitos da máquina.

Foi realizada uma análise detalhada recorrendo a mapas tridimensionais de caracterizam os rendimentos obtidos para os principais componentes do accionamento e para todos os regimes de velocidade e binário em que a máquina eléctrica pode operar. Com estes mapas verificou-se que a topologia com conversor DC-DC possibilita um incremento bastante significativo no desempenho do inversor e do motor, especialmente para velocidades mais baixas. Ao nível do rendimento global, verificou-se que esta também se apresenta como a melhor solução, apesar de haver uma pequena região, correspondente à operação para velocidades e binários elevados, em que o rendimento é ligeiramente inferior.

Para o modo de travagem regenerativa também se conclui que a topologia com o conversor DC-DC se torna mais vantajosa pois, para além de existir um incremento substancial no rendimento do inversor e do motor, esta topologia permite que haja regeneração de energia para valores de binários baixos, o que não se verifica para a outra topologia.

Neste trabalho também foi realizada uma análise térmica nos principais componentes do sistema para cada topologia. Tal como na análise de rendimento, foram construídos mapas tridimensionais que caracterizam as temperaturas registadas para os vários regimes de funcionamento da máquina síncrona de ímanes permanentes. Sobre este aspecto também se conclui que a topologia que usa o conversor DC-DC revela-se bastante vantajosa, permitindo uma temperatura de operação dos componentes do accionamento bastante mais baixa.

Basicamente, estas vantagens são justificadas pela diminuição da distorção harmónica das formas de onda de tensão geradas pelo inversor, resultante do controlo da tensão do barramento

DC. Para além do impacto positivo nas perdas no inversor, a diminuição destes valores de distorção, resulta na redução das perdas na máquina, aumentando assim o rendimento desta, conseguindo simultaneamente com que o accionamento atinja temperaturas mais baixas. Consequentemente, consegue-se aumentar o tempo de vida útil dos componentes do sistema, assim como também reduzir os níveis de ruído emitidos pela máquina.

Concluindo, a topologia com o conversor DC-DC, apesar de se apresentar mais complexa e de maior custo, revela-se, face à topologia tradicional de alimentação com uma tensão fixa, mais vantajosa tanto do ponto de vista eléctrico como térmico.

## **4.2 Sugestões para trabalhos futuros**

Tendo em conta o trabalho realizado e com a crescente relevância que os veículos eléctricos/híbridos estão a ter, sugerem-se os seguintes trabalhos:

- Desenvolvimento e análise de topologias que incluam outras fontes de energia, tais como supercondensadores;
- Aplicação em cada topologia de um controlo directo de binário (DTC) e respectiva análise de rendimentos.
- Desenvolvimento de estratégias de diagnóstico e tolerância a falhas no inversor e respectiva análise no impacto do rendimento do sistema;
- Aplicação de conversores DC-DC com maiores capacidades de tolerância a falhas.

# Bibliografia

- [1] J. Larminie, J. Lowry, “Electric Vehicle Technology Explained”, England, John Wiley & Sons Ltd, 2003.
- [2] R. Krishnan, “Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives”, Electrical and Computer Engineering Department Virginia Tech Blacksburg, Virginia, U.S.A.: CRC Press, 2010.
- [3] K. Asano, Y. Inaguma, H. Ohtani, E. Sato, M. Okamura e S. Sasaki, “High Performance Motor Drive Technologies for Hybrid Vehicles,” *Power Conversion Conference - Nagoya*, pp. 1584-1589, 2-5 Abril 2007.
- [4] A. Kawahashi, “A new-generation hybrid electric vehicle and its supporting power semiconductor devices,” *16th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs*, pp. 23- 29, 24-27, Maio 2004.
- [5] J. O. Estima e A. J. M. Cardoso, “Performance analysis of a PMSM drive for hybrid electric vehicles,” *International Conference on Electrical Machines*, pp. 1- 6 , 6-8 Setembro 2010.
- [6] J. O. Estima e A. J. M. Cardoso, “Efficiency Analysis of Drive Train Topologies Applied to Electric/Hybrid Vehicles,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, n.º 3, pp. 1021-1031, Março 2012.
- [7] A. Khaligh, Zhihao Li, “Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the Art,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, n.º 6, pp. 2806-2814, Julho 2010.
- [8] J. F. Gieras e M. Wing, “Permanent magnet motor technology - Design and applications”, Second Edition, Marcel Dekker, 2002.
- [9] S. Ruoho, J. Kolehmainen, J. Ikaheimo e A. Arkkio, “Interdependence of Demagnetization, Loading, and Temperature Rise in a Permanent-Magnet Synchronous Motor,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, pp. 949-953, Março 2010.

- [10] C. Chan, "The State of the Art of Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles," *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, n.º 04, pp. 704-718, Abril 2007.
- [11] M. Zeraoulia, M.E.H. Benbouzid e D. Diallo, "Electric Motor Drive Selection Issues for HEV Propulsion Systems: A Comparative Study", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 55, n.º 6, pp. 1756-1764, Novembro 2006.
- [12] M. Ehsani, Gao Yimin e J. M. Miller, "Hybrid Electric Vehicles: Architecture and Motor Drives," *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, n.º 4, pp. 719-728, Abril 2007.
- [13] K. Matsuoka, "Development trend of the permanent magnet synchronous motor for railway traction," *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, vol. 2, pp. 154-161, 2007.
- [14] A. Emadi, K. Rajashekara, S. Williamson e S. Lukic, "Topological overview of hybrid electric and fuel cell vehicular power system architectures and configurations," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, n.º 3, pp. 763-770, Maio 2005.
- [15] A. Kawahashi, "A new-generation hybrid electric vehicle and its supporting power semiconductor devices," *International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs*, pp. 23-29, 24-27 Maio 2004.
- [16] Huang Yong, Zeng Fan, Zhou Qiang e Chen QuanShi , "Study on the characteristics of boost converter in hybrid fuel cell city bus", *IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp. 453-458, 14-17 Dezembro 2005.
- [17] M. Shen e F. Z. Peng, "Converter systems for hybrid electric vehicles," *International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 2004-2010, 8-11 Outubro 2007.
- [18] S. Lu, K. A. Corzine e M. Ferdowsi, "A New Battery/Ultracapacitor Energy Storage System Design and Its Motor Drive Integration Plug-In Hybrid Electric Vehicles," *IEEE Transactions on vehicular technology*, vol. 53, n.º 04, pp. 1516-1523, Julho 2007.
- [19] J. Cao e A. Emadi, "A New Battery/UltraCapacitor Hybrid Energy Storage System for Electric, Hybrid, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, n.º 1, pp. 122 - 132, Janeiro 2012.
- [20] M. Ortuzar, J. Moreno e J. Dixon, "Ultracapacitor-Based Auxiliary Energy System for an Electric Vehicle: Implementation and Evaluation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, n.º 4, pp. 2147-2156, Agosto 2007.

- [21] J. S. Lai e D. Nelson, “Energy Management Power Converters in Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, n.º 04, pp. 766 - 777 , Abril 2007.
- [22] P. Milanfar, J. H. Lang, “Monitoring the thermal condition of permanent-magnet synchronous motors,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 32, n.º 4, pp. 1421-1429, Outubro 1996.
- [23] M. Negrea, M. Rosu, “Thermal analysis of a large permanent magnet synchronous motor for different permanent magnet rotor configurations,” *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, pp. 777-781, 2001.
- [24] Zhang Xiaochen, Li Weili, Cheng Shukang, Cao Junci e Zhu Chunbo, “Thermal analysis of solid rotor in PMSM used for EV,” *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1637-1642, 7-10 Setembro 2009.
- [25] Jinxin Fan, Chengning Zhang, Zhifu Wang, Yugang Dong, C. E. Nino, A. R. Tariq e E. G. Strangas, “Thermal Analysis of Permanent Magnet Motor for the Electric Vehicle Application Considering Driving Duty Cycle”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, n.º 6, pp. 2493-2496, Junho 2010.
- [26] Sang Hwan Ham, Kwang Soo Kim, Su Yeon Cho, Yong Bok Kim, Won ho Kim e Ju Lee, “Thermal analysis of the IPMSM for traction motor” *International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 1175-1177, 10-13 Outubro 2010.
- [27] A. Emadi, Young Joo Lee e K. Rajashekara, “Power Electronics and Motor Drives in Electric, Hybrid Electric, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, n.º 6, pp. 2237-2245, Junho 2008.
- [28] Hui Zhang, L. M. Tolbert e B. Ozpineci, “Impact of SiC Devices on Hybrid Electric and Plug-In Hybrid Electric Vehicles”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, n.º 2, pp. 912-921, Março-Abril 2011.
- [29] Puqi Ning, Zhenxian Liang, F. Wang e L. Marlino, “Power module and cooling system thermal performance evaluation for HEV application” *Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 2134-2139, 5-9 Fevereiro 2012.
- [30] N. Urasaki, T. Senjyu, K. Uezato, “A novel calculation method for iron loss resistance suitable in modeling permanent-magnet synchronous motors,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, no. 1, pp. 41- 47, Março 2003.

- [31] J. O. Estima e A. J. M. Cardoso, “Performance evaluation of DTC-SVM permanent magnet synchronous motor drives under inverter fault conditions”, *Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pp. 1228-1233, 3-5 Novembro 2009.
- [32] N. Urasaki, T. Senjyu, , K. Uezato, “Relationship of parallel model and series model for permanent magnet synchronous motors taking iron loss into account” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, n.º 2, pp. 265- 270, Junho 2004.
- [33] D. Rathnakumar, J. LakshmanaPerumal e T. Srinivasan, “A new software implementation of space vector PWM”, *IEEE SoutheastCon*, pp. 131- 136, 8-10 Abril 2005.
- [34] F. Casanellas, “Losses in PWM inverters using IGBTs”, *IEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 141, pp. 235-239, Setembro 1994.
- [35] IEC 60034-1, *Rotating electrical machines – Part 1: Rating and performance*, 2004.

# Apêndice A – Parâmetros usados na simulação

## A.1. Parâmetros dos blocos utilizados

De seguida apresentam-se os parâmetros utilizados nos diferentes blocos do Simulink.

Tabela A.1 – Parâmetros relativos ao bloco da bateria.

Parâmetros	Valores
Tensão nominal	192 V
Capacidade nominal	12 Ah

Tabela A.2 - Parâmetros relativos ao bloco do conversor DC-DC

Parâmetros	Valores
Resistência	0.2 $\Omega$
Indutância	1 mH
Capacidade do condensador	7 $\mu$ F
Tensão do condensador	408 V
Resistência <i>snubber IGBT's</i>	10 K $\Omega$
Capacidade <i>snubber IGBT's</i>	inf
$R_{on}$ IGBT's	11.5 m $\Omega$
Tensão de condução Díodo	1.2 V
Tensão de condução IGBT	1.3 V
Tf(s) Tt(s)	1 $\mu$ s , 2 $\mu$ s

Tabela A.3 – Parâmetros relativos ao bloco do inversor.

<b>Parâmetros</b>	<b>Valores</b>
Resistência <i>snubber IGBT's</i>	15 K $\Omega$
Capacidade <i>snubber IGBT's</i>	inf
$R_{on}$ <i>IGBT's</i>	5 m $\Omega$
Tensão de condução Díodo	0.9 V
Tensão de condução <i>IGBT</i>	0.3 V
Tf(s) Tt(s)	0.1 $\mu$ s , 0.2 $\mu$ s

Tabela A.4 - Parâmetros relativos ao bloco da MSIP

<b>Parâmetros</b>	<b>Valores</b>
$R_s$	1.8 $\Omega$
$L_d$	69 mH
$L_q$	98 mH
$\varphi_{IP}$	0.429 Wb
J	0.1 Kg.m <sup>2</sup>
D	0.00009 N.m.s/rad
p	2
$R_{fe}$	600 $\Omega$
Binário nominal	14 Nm

## A.2. Tempos de amostragem e parâmetros do controle

Tabela A.5 - Tempos de amostragem e frequências de controle

<b>Parâmetros</b>	<b>Valores</b>
$T_s$	5 $\mu$ s
$T_{s\_FOC}$	10 $\mu$ s
$T_{sv}$	50 $\mu$ s
$f_c$	100 Hz
$f_{svpwm}$	6 KHz
$f_{dc-dc}$	5 KHz

# Apêndice B – Material usado na implementação experimental

Neste anexo são apresentadas as características dos componentes usados na implementação experimental.

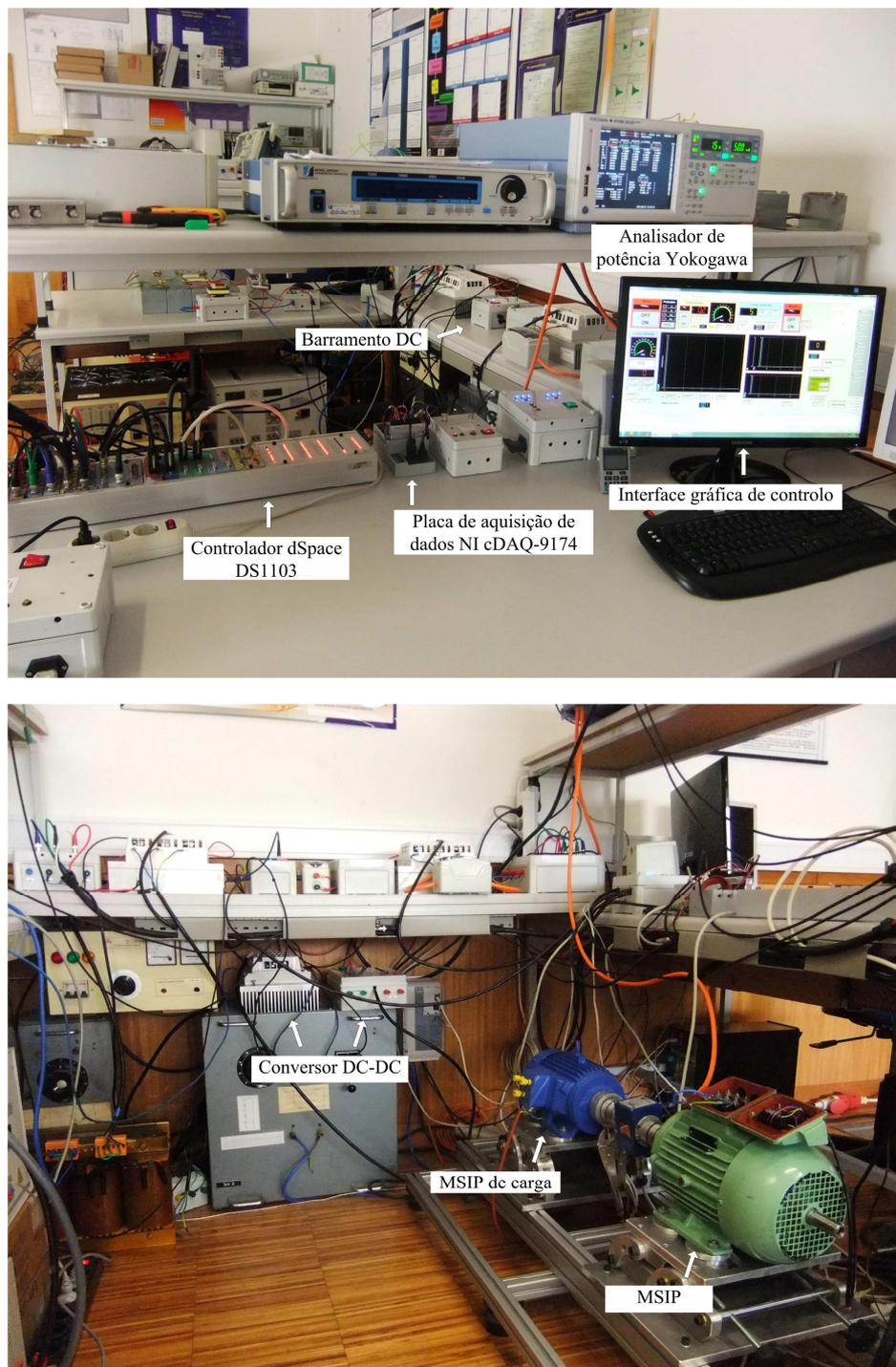


Figura B.1 – Perspectivas gerais da montagem experimental.

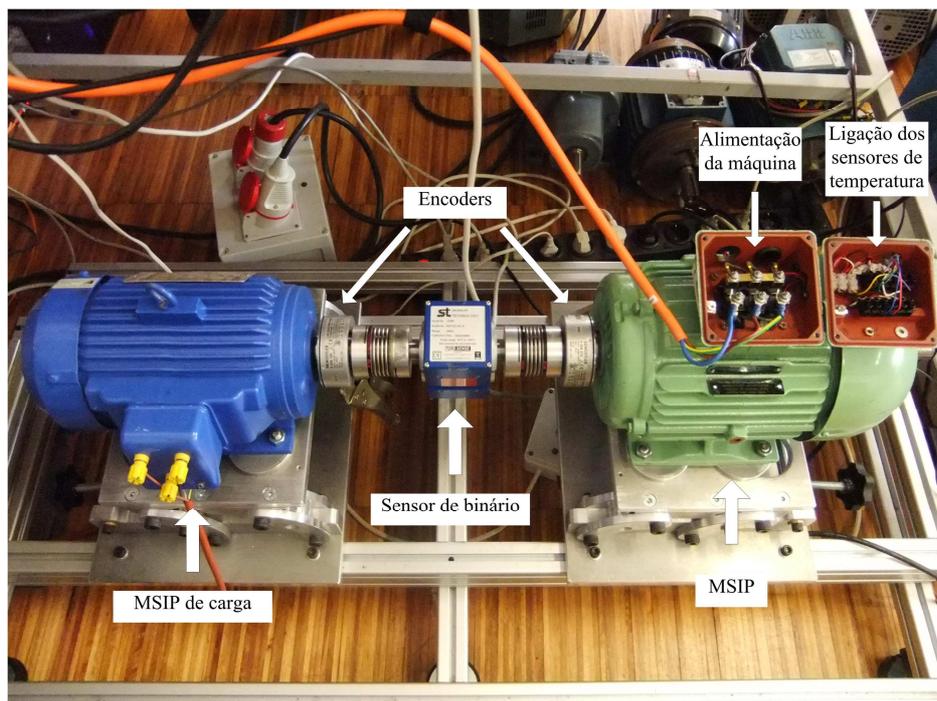


Figura B.2 – Perspectiva das MSIP utilizadas

Tabela B.1 - Parâmetros da MSIP em estudo (WEG WQuattro)

Parâmetros	Valores
Potência nominal	2.2 kW
Tensão nominal	230/400 V
Corrente nominal	7.1 A
$L_d$	69 mH
$L_q$	98 mH
$\varphi_{IP}$	0.429 Wb
p	2
Binário nominal	14 Nm

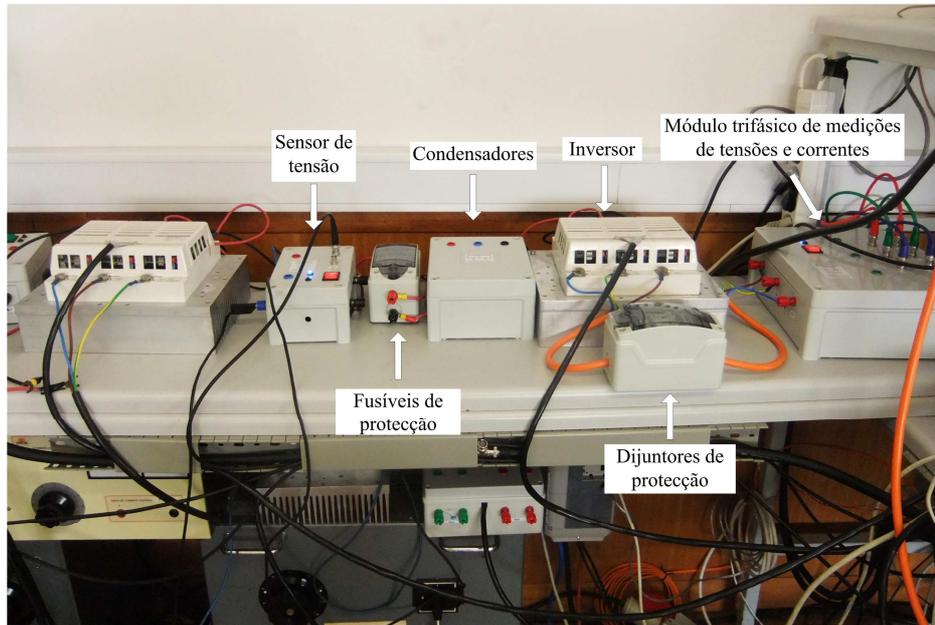


Figura B.3 - Perspectiva geral do barramento DC com condensador de  $4700 \mu\text{F}$ ,  $400\text{V}$  e  $13\text{A}$  e um conversor de potência trifásico, módulo SKiiP 132GD120-3DUL da Semikron, com interruptores de potência do tipo NPT-IGBT, com  $900\text{VDC}$ ,  $1200\text{V}$  e  $150\text{A}$  de características nominais.

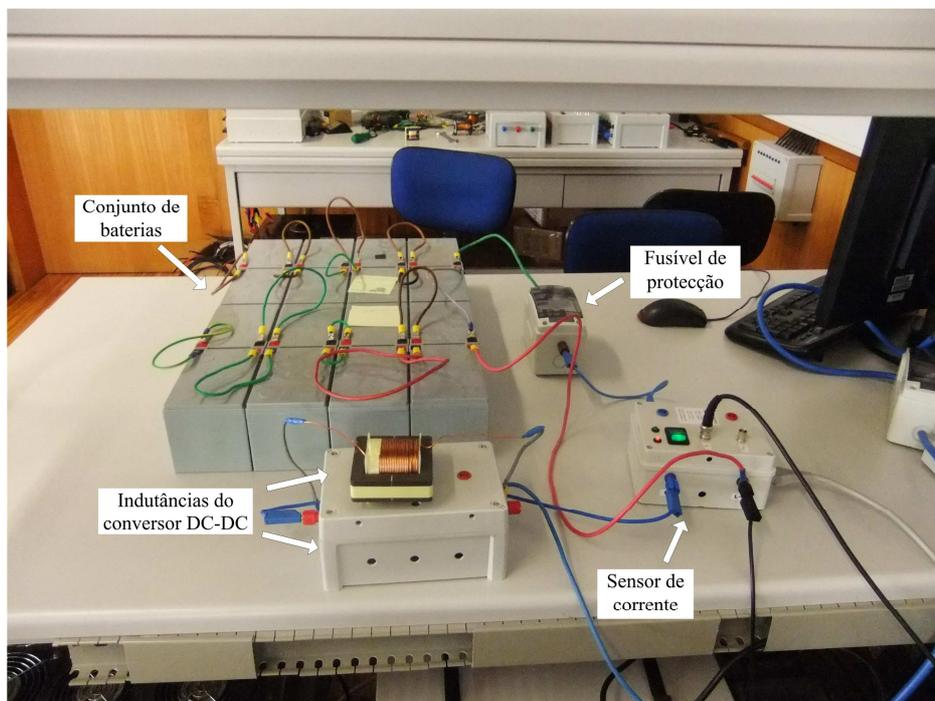


Figura B.4 – Perspectiva do sistema de alimentação do accionamento. Conjunto de 16 baterias ligadas em série, sensor de corrente nas baterias e indutâncias do conversor DC-DC, bobina de  $7,65\text{mH}$  (cima) e de  $10\text{mH}$  (baixo).



Figura B.5 - Controlador dSpace DS1103