# UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO JOÃO DEL-REI DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



### MODELAGEM DE UM VEÍCULO ELÉTRICO EMPREGANDO O

## MOTOR SÍNCRONO DE IMÃ PERMANENTE

GERALDO LEÃO LANA

OUTUBRO

2013

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO JOÃO DEL-REI CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA DE **PRÓ-REITORIA DE PESQUISA** 

**MINAS GERAIS** DIRETORIA DE PESOUISA E PÓS-GRADUAÇÃO





PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - PPGEL

## MODELAGEM DE UM VEÍCULO ELÉTRICO EMPREGANDO O MOTOR SÍNCRONO DE IMÃ PERMANENTE

Aluno: Geraldo Leão Lana Orientador: Prof. Dr. Fernando Lessa Tofoli Co-orientador: Prof. Dr. André Augusto Ferreira

São João del-Rei, outubro de 2013

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO JOÃO DEL-REI PRÓ-REITORIA DE PESOUISA





#### PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA – PPGEL

## MODELAGEM DE UM VEÍCULO ELÉTRICO EMPREGANDO O MOTOR SÍNCRONO DE IMÃ PERMANENTE

por

Geraldo Leão Lana

Texto da Dissertação de Mestrado submetido à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Associação Ampla entre a Universidade Federal de São João del-Rei e o Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica Área de Concentração: Modelagem e Controle de Sistemas Linha de Pesquisa: Análise e Modelagem de Sistemas

Orientador: Prof. Dr. Fernando Lessa Tofoli Co-orientador: Prof. Dr. André Augusto Ferreira

São João del-Rei, outubro de 2013

"Porque um dia é preciso parar de sonhar, tirar os planos das gavetas e, de algum modo, começar." Amyr Klink

#### AGRADECIMENTOS

Dedico meus sinceros agradecimentos àqueles que muito me ajudaram na conclusão desta Dissertação. Com certeza essas pessoas tornaram a realização deste trabalho uma tarefa prazerosa.

A Deus, que me deu forças para alcançar este objetivo, e que nos momentos mais difíceis me indicou o melhor caminho.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Fernando Lessa Tofoli pelo apoio, incentivo, compreensão e valiosa orientação.

Aos professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFSJ pelo conhecimento transmitido.

Ao colega de trabalho e grande amigo, Ramon Moreira Lemos pelo companheirismo dispensado e pelas contribuições neste trabalho.

Aos colegas da GERDAU, em especial, Fabiano de Souza Moreira, Milton Ribeiro, Fernando Albert Eleutério, Cláudio Mendes de Oliveira, Alexandre Grossi e Alexandro de Souza Oliveira pelo incentivo e apoio em minhas ausências nos momentos de estudos.

De forma muito especial a meu pai, Sílvio da Costa Lana e minha saudosa mãe Maria Guadalupe Leão Lana, que com exemplos de dignidade e honestidade me permitiram chegar até esta conquista.

Ao meu irmão Dr. Enio José Leão Lana pelos preciosos conselhos, e minhas irmãs Silmara Leão Lana Reis e Fernanda de Cássia Leão Lana pelas palavras de apoio e incentivo.

À minha esposa, Patrícia Silva Fonseca Lana, pela paciência e compreensão nos momentos de ausência, pelos constantes incentivos e, principalmente, pelo amor.

Lana, G. L., "Modelagem de um Veículo Elétrico Empregando o Motor Síncrono de Imã Permanente" – São João del-Rei, UFSJ, 2013, 99p.

Ao longo da última década diversos fatores, principalmente ambientais, têm aumentado o interesse nos veículos com propulsão baseada em fontes alternativas de energia. Com o desenvolvimento de novas tecnologias, tais como baterias com alta densidade de energia, materiais magnéticos com largo ciclo de histerese para aplicação em motores elétricos e integração em larga escala dos dispositivos eletrônicos de potência, os veículos elétricos vêm se tornando uma opção atrativa. Neste contexto, este trabalho apresenta a modelagem de um veículo elétrico e analisa a estratégia do acionamento utilizando o Motor Síncrono de Imã Permanente (MSIP). Inicialmente, são estudadas as características construtivas, principalmente no que se refere à disposição dos ímãs no rotor. O modelo matemático do MSIP é desenvolvido partindo do referencial estacionário e utilizando a transformação de rotação para se obter as equações de corrente e tensão no referencial girante. Os modelos matemáticos obtidos para o MSIP e para o veículo são simulados na ferramenta computacional Matlab/Simulink.

Palavras chave: acionamentos elétricos, controle vetorial, motor síncrono de imã permanente, veículos elétricos.

Lana, G. L., "Modeling of Electric Vehicle Using the Permanent Magnet Synchronous Motor" – São João del-Rei, UFSJ, 2013, 99p.

Throughout the last decade, several factors involving especially environmental issues have increased the interest in propulsion vehicles based on renewable energy sources. With the development of novel technologies, such as batteries with high energy density, magnetic materials with wide hysteresis loop for application in electric motors, and large-scale integration of power electronic devices, electric vehicles have become an attractive option. Within this context, this work presents the modeling of an electric vehicle and analyzes a drive strategy using the Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM). Initially, the constructive characteristics are studied, especially regarding the disposal of the magnets in the rotor. The mathematical model of the PMSM is developed starting from the reference stationary rotation and using the transform equations to obtain the current and voltage in the rotating reference. The mathematical models obtained for the PMSM and vehicle are simulated in software Matlab/Simulink.

Keywords: motor drives, electric vehicles, permanent magnet synchronous motor, vector control.

### SUMÁRIO

Lista de Figuras	2
Lista de Tabelas	5
CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO GERAL	6
1.1 - JUSTIFICATIVAS DO TRABALHO	6
1.2 - OBJETIVOS DO TRABALHO	7
1.3 - ESTRUTURA DO TRABALHO	7
CAPÍTULO 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	9
2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	9
2.2 - ANÁLISE HISTÓRICA DOS VEÍCULOS ELÉTRICOS	9
2.3 - ASPECTOS TÉCNICOS	13
2.3.1 - VEÍCULOS HÍBRIDOS	14
2.3.2 - VEÍCULOS ELÉTRICOS PUROS	17
2.3.3 - VEÍCULOS ELÉTRICOS COM CÉLULAS DE COMBUSTÍVEL	17
2.4 - SISTEMAS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS	19
2.4.1 - SISTEMA DE PROPULSÃO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS	20
2.4.1.1 - MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA	21
2.4.1.2 - MOTOR DE INDUÇÃO CA	23
2.4.1.3 - MOTOR SÍNCRONO DE IMÃS PERMANENTES	25
2.4.2 - CONVERSORES ESTÁTICOS DE POTÊNCIA	27
2.4.3 - MÉTODOS DE CONTROLE	30

2.4.3.1 - CONTROLE ESCALAR	31
2.4.3.2 - CONTROLE VETORIAL	32
2.5 - SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA	34
2.6 - APLICAÇÃO DE BATERIAS EM VEÍCULOS ELÉTRICOS	35
2.6.1 - CARACTERÍSTICAS DAS BATERIAS	36
2.6.1.1 - BATERIAS DE CHUMBO-ÁCIDO	38
2.6.1.2 - BATERIAS DE NÍQUEL METAL HIDRETO	40
2.6.1.3 - BATERIAS DE LÍTIO-ÍON	41
2.7 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	42
CAPÍTULO 3 MOTOR SÍNCRONO DE IMÃ PERMANENTE	44
3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	44
3.2 - IMÃS PERMANENTES	44
3.2.1 - CLASSIFICAÇÃO DOS IMÃS PERMANENTES	47
3.2.1.1 - ALNICOS	47
3.2.1.2 - FERRITES	48
3.2.1.3 - TERRAS RARAS	48
3.3 - ASPECTOS CONSTRUTIVOS DO MOTOR SÍNCRONO DE IMÃ PERMANENTE	49
3.4 - MODELAGEM DINÂMICA DO MOTOR SÍNCRONO DE IMÃ PERMANENTE	52
3.4.1 - MODELAGEM DA DINÂMICA ELÉTRICA	54
3.4.2 - MODELAGEM DA DINÂMICA MECÂNICA	60
3.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	62

CAPÍTULO 4 MODELAGEM DINÂMICA DO VEÍCULO	63
4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	63
4.2 - MODELO DINÂMICO DO VEÍCULO	63
4.3 - CARACTERÍSTICAS DA UNIDADE DE TRAÇÃO	64
4.4 - REQUISITOS DE DESEMPENHO DO VEÍCULO	66
4.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	68
CAPÍTULO 5 SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL	70
5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	70
5.2 - SUBSISTEMAS DO VEÍCULO	70
5.2.1 - CICLO DE DIREÇÃO	71
5.2.1.1 - SELEÇÃO DO CICLO DE DIREÇÃO	73
5.2.2 - CONTROLE DE VELOCIDADE DO VEÍCULO	73
5.2.3 - DINÂMICA DO VEÍCULO	74
5.3 - RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES	78
5.4 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	82
CAPÍTULO 6 CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE	83
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	85
APÊNDICE A TRANSFORMAÇÃO TRIFÁSICO-BIFÁSICA	88
APÊNDICE B CONTROLE POR ORIENTAÇÃO DE CAMPO	91
APÊNDICE C PARÂMETROS DO MODELO DO SISTEMA EM MATLAB/SIMULINK	98

#### LISTA DE FIGURAS

Fig. 2.1 – Protótipo de Porsche
Fig. 2.2 – Chevrolet Volt
Fig. 2.3 – Ford Focus Electric
Fig. 2.4 – Veículo elétrico híbrido série [4]15
Fig. 2.5 – Veículo elétrico híbrido paralelo [4]16
Fig. 2.6 – Veículo elétrico híbrido <i>plug-in</i> [4]16
Fig. 2.7 – Veículo elétrico puro [4]17
Fig. 2.8 – Veículo de células de combustível [4]18
Fig. 2.9 – Subsistemas de um veículo elétrico a baterias [5]19
Fig. 2.10 – Sistema de propulsão veículo elétrico a baterias [5]
Fig. 2.11 – Estrutura do motor de corrente contínua [5]22
Fig. 2.12 – Característica torque x velocidade do motor de corrente contínua [5]23
Fig. 2.13 – Representação do motor de indução trifásico [5]
Fig. 2.14 – Característica torque <i>versus</i> velocidade do motor de indução trifásico [5]25
Fig. 2.15 – Característica torque x velocidade do MSIP [5]26
Fig. 2.16 . Característica torque versus velocidade do MSIP com controle do ângulo de disparo [5].
Fig. 2.17 – Eletrônica de potência integrada [9]29
Fig. 2.18 – Conversor cc-cc bidirecional [9]
Fig. 2.19 – Regulação de velocidade de um motor CA
Fig. 2.20 – Diagrama de blocos do controle escalar
Fig. 2.21 – Diagrama de blocos do controle vetorial
Fig. 2.22 – Densidade de energia e potência

Fig. 2.23 – Fenômeno da eletrólise [12]
Fig. 2.24 – Densidade de energia baterias [12]
Fig. 2.25 – Autonomia de baterias [12]
Fig. 2.26 – Bateria comercial de chumbo-ácido [12]
Fig. 2.27 – Banco de baterias Ni-Mh [12]41
Fig. 2.28 – Bateria de Li-Íon [12]42
Fig. 3.1 – Ciclos de histerese de materiais duros e macios [13]45
Fig. 3.2 – Curva de desmagnetização, laço menor de recuo, energia e permeabilidade magnética de
recuo [13]46
Fig. 3.3 – Arranjos de rotores (a) imãs na superfície, (b) imãs no interior [17]52
Fig. 3.4 – Transformação de Clarke: a) estator trifásico; b) equivalente bifásico55
Fig. 3.5 – Transformada de Park: transformação de coordenadas bifásicas estacionárias αβ para
coordenadas bifásicas girantes dq
Fig. 3.6 – Diagrama de blocos do modelo em coordenadas síncronas do MSIP62
Fig. 4.1 – Veículo subindo uma estrada com gradiente Z= $H/L$ [23]64
Fig. 4.2 – Característica do motor de combustão interna [23]65
Fig. 4.3 – Característica do motor elétrico [23]65
Fig. 4.4 – Tração característica do veículo usando um MCI com transmissão de quatro marchas ou
um ME com uma única marcha [23]67
Fig. 5.1 – Modelo do veículo elétrico70
Fig. 5.2 – Ciclo de direção UDDS72
Fig. 5.3 – Ciclo de direção HWFET
Fig. 5.4 – Ciclo de direção EUDC
Fig. 5.5 – Janela de seleção de ciclos73
Fig. 5.6 – Seleção de ciclos

Fig. 5.7 – Diagrama de blocos do controle do veículo.	74
Fig. 5.8 – Controlador de velocidade PI.	74
Fig. 5.9 – Modelo da dinâmica do veículo	75
Fig. 5.10 – Diagrama de blocos dos sistemas do veículo.	75
Fig. 5.11 – Modelo dos sistemas do veículo	76
Fig. 5.12 – Modelo do acionamento elétrico.	77
Fig. 5.13 – Modelo de interação ambiental	78
Fig. 5.14 – Referência UDDS e velocidade real.	79
Fig. 5.15 – Referência <i>HWFET</i> e velocidade real	79
Fig. 5.16 – Torque desenvolvido pelo motor (a) Ref. UDDS (b) Ref. HWFET	
Fig. 5.17 – Potência desenvolvida pelo motor (a) Ref. UDDS (b) Ref. HWFET	
Fig. 5.18 – Corrente no motor (a) Ref. UDDS (b) Ref. HWFET.	81
Fig. 5.19 – Energia (a) Ref. UDDS (b) Ref. HWFET	81
Fig. 5.20 – Estado de carga das baterias (a) Ref. UDDS (b) Ref. HWFET	
Fig. B.1 – Controle vetorial sensorless.	92
Fig. B.2 – Controle vetorial com <i>encoder</i>	92
Fig. B.3 – Matrizes de transformação.	95
Fig. B.4 – Controle vetorial indireto	96
Fig. B.5 – Controle vetorial direto.	

#### LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 - Comparação entre diversos tipos de motores empregados no acioname	ento de veículos
elétricos [5]	
Tabela 2.2 - Características principais das baterias [12]	

## CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO GERAL

#### **1.1 - JUSTIFICATIVAS DO TRABALHO**

O consumo abundante de combustíveis fósseis derivados do petróleo é a principal causa do fenômeno conhecido como aquecimento global. Veículos à base de motores de combustão interna liberam na atmosfera gases poluentes como o dióxido de carbono (CO<sub>2</sub>). Existe atualmente uma preocupação mundial no que se refere ao aumento das emissões de grandes quantidades de CO<sub>2</sub> na atmosfera, que interferem nas mudanças climáticas. O debate nas últimas décadas em torno do registro da elevação na temperatura média do planeta conduziu a comunidade científica ao estabelecimento de uma teoria na qual se afirma existirem relações entre a produção e o uso da energia, onde a origem de maior peso é aquela advinda de fontes fósseis, em particular os derivados de gases expelidos por veículos com motor a combustão interna. A maioria dos países utiliza combustíveis derivados de petróleo para o transporte terrestre, e mais da metade do petróleo consumido pelo setor de transporte é utilizada em veículos rodoviários. A poluição atmosférica advinda destes veículos nos centros urbanos é responsável por mais de 80% do total das emissões de gases e partículas sólidas, que se intensificam à medida que a indústria automobilística mundial acelera o processo de produção e venda de veículos onde a principal demanda acontece nos grandes centros urbanos, diminuindo a debilitada qualidade de vida.

Em um mundo onde a proteção ambiental e a conservação de energia são preocupações crescentes, o desenvolvimento da tecnologia de veículos elétricos assumiu um ritmo acelerado. Atualmente o veículo elétrico se mostra adequado às questões ambientais, visto que as emissões são sensivelmente reduzidas. Entretanto, ao se considerar que é necessário conectar esse dispositivo à rede elétrica para recarga das baterias, este processo dependerá da matriz de geração de energia de cada país.

O acionamento elétrico, pela sua elevada eficiência e redução de emissões, superiores àquelas que vêm sendo conseguidas graças a notáveis esforços de aperfeiçoamento dos sistemas de tração convencional, constitui a forma de se viabilizar o potencial de aumento do número de veículos principalmente nos países em desenvolvimento, além de preservar a mobilidade da maioria das sociedades contemporâneas, a qual dificilmente poderá ser baseada apenas nos transportes de massa já eletrificados.

A necessária substituição, ainda que parcial, do acionamento convencional pelo elétrico constituirá um processo mais lento do que outras transformações no âmbito da indústria automotiva, pois envolve aspectos tecnológicos, energéticos, industriais e infraestruturais bem mais amplos e complexos do que outras questões precedentes. Embora tida como certa, sua evolução mais provável nas próximas décadas tem sido objeto das mais diversas estimativas [1].

#### **1.2 - OBJETIVOS DO TRABALHO**

Diante do exposto, este trabalho tem por objetivos modelar o sistema de tração de um veículo elétrico composto por um motor síncrono de imã permanente, conversor cc-ca, conversor cc-cc e baterias, e implementar a simulação de todos os subsistemas em ambiente computacional Matlab/Simulink. A simulação busca importar a realidade para um modelo computacional, onde pode-se estudar seu comportamento, sob diversas condições, sem riscos físicos e/ou grandes custos envolvidos. Dessa forma, ela se torna uma técnica útil para melhorar a produtividade dos sistemas, otimizando os processos.

#### **1.3 - ESTRUTURA DO TRABALHO**

Este trabalho está estruturado na forma de seis capítulos, os quais são descritos detalhadamente a seguir.

No Capítulo 2, apresenta-se uma ampla revisão bibliográfica dos aspectos relacionados aos veículos elétricos. Inicialmente, tem-se uma breve análise histórica e em seguida são mostradas as possíveis topologias que os caracterizam. São apresentados os sistemas de acionamento mais comumente utilizados na propulsão do veículo e são descritas as principais fontes de suprimento de energia, destacando também os tipos de baterias para tal aplicação.

No Capítulo 3, inicialmente são estudadas as características construtivas do Motor Síncrono de Imã Permanente (MSIP), principalmente no que se refere à disposição dos ímãs no rotor. É apresentada a transformação entre o sistema de representação trifásico e o sistema de representação bifásico equivalente do ponto de vista magnético e da potência absorvida. Para isso, são estabelecidas as relações entre os parâmetros elétricos do sistema de representação trifásica, que representa o caso físico real, e os parâmetros elétricos do sistema equivalente de representação bifásica. Posteriormente, é apresentada a transformação de rotação entre referenciais bifásicos e sua aplicação ao motor. Finalizando, o modelo completo do MSIP no referencial dq é representado pelas equações diferenciais e pelo diagrama de blocos correspondente.

No Capítulo 4, a dinâmica do veículo é determinada através das equações físicas básicas do movimento longitudinal, fundamentais para o entendimento das relações causa-efeito entre o motorista, veículo e solo.

Finalmente, o Capítulo 5 dedica-se à simulação computacional do veículo elétrico no ambiente Matlab/Simulink. O modelo completo é mostrado e são descritos todos os subsistemas e os resultados das simulações.

#### **CAPÍTULO 2**

#### **REVISÃO BIBLIOGRÁFICA**

#### 2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este capítulo destina-se a apresentar uma revisão bibliográfica ampla dos aspectos relacionados a veículos elétricos, realizando inicialmente uma breve análise histórica. Em seguida são apresentados os veículos elétricos a baterias destacando a sua constituição, bem como as possíveis topologias que os caracterizam. São mostrados os vários sistemas de propulsão elétrica utilizados no acionamento de veículos elétricos, destacando-se os motores, os conversores estáticos e as respectivas técnicas de controle. É efetuada uma breve descrição dos sistemas de alimentação utilizados em veículos elétricos, destacando ainda o princípio básico de funcionamento de baterias. Por fim, é mostrado o estudo detalhado dos tipos de baterias que podem ser aplicadas em veículos elétricos.

#### 2.2 - ANÁLISE HISTÓRICA DOS VEÍCULOS ELÉTRICOS

A história dos veículos elétricos iniciou-se em meados do século XIX com a invenção do motor elétrico por Michael Faraday em 1821. Inventado em 1834, foram produzidos inúmeros veículos durante o fim do século XIX e início do século XX. As limitações associadas ao armazenamento de energia em baterias e o elevado custo de produção em comparação aos veículos de motor de combustão interna provocaram o desaparecimento dos veículos elétricos do mercado. Em torno de 1900, Ferdinand Porsche desenvolveu um veículo híbrido, que possuía um motor à combustão interna acoplado a um gerador elétrico que recarregava as baterias e alimentava um motor elétrico para tração do veículo. Acredita-se que esse veículo, quando operando com as

baterias com carga completa, tinha uma autonomia de cerca de 60 km. A Fig. 2.1 apresenta o protótipo de Porsche.



Fig. 2.1 – Protótipo de Porsche.

Entretanto, por volta de 1905, os automóveis a gasolina começaram a tomar a dianteira em termos de popularidade. A autonomia de cerca de 70 milhas, ou seja, 100 km, corresponde a mais que o dobro da autonomia de um carro elétrico (30 milhas, aproximadamente 50 km). O investimento inicial, assim como o custo operacional dos automóveis elétricos, era maior que nos veículos movidos à gasolina. Os números disponíveis indicam que em 1900 os carros a gasolina custavam entre US\$1.000,00 e US\$2.000,00, enquanto um carro elétrico custava de US\$1.250,00 a US\$3.500,00. O custo operacional de um carro a gasolina era de U\$0,01/milha, passando para US\$0,02 a 0,03/milha para um carro elétrico. Em 1901, foram descobertos no Estado do Texas nos Estados Unidos grandes campos de petróleo, promovendo a sensível redução dos custos em questão. Alguns anos mais tarde, foi desenvolvido pela empresa belga Pieper um veículo que possuía um motor elétrico funcionando em paralelo ao motor de combustão interna, fornecendo potência adicional ao veículo. Quando o motor elétrico não auxiliava o veículo fornecendo potência, esse dispositivo acabava operando como um gerador, alimentando e carregando as baterias. Diversas empresas produziram veículos elétricos ou híbridos, mas como o preço do

petróleo era muito baixo e a produção dos motores de combustão interna se intensificou, tais dispositivos acabaram sendo progressivamente abandonados.

Por volta de 1909, o número de carros elétricos produzidos caiu a cerca de 4,4% do número de carros a explosão. Em 1913, a Ford começou a produzir carros a gasolina em série na primeira linha de montagem industrial na planta de Highland Park. Em 1912, o surgimento do motor de arranque elétrico para carros a explosão tornou estes veículos ainda mais atraentes. Os produtores de gasolina não conseguiam acompanhar o crescimento da demanda e, consequentemente, os preços do petróleo comecaram a aumentar. Um barril de petróleo que custava cerca de US\$0,65 na virada do século passou para US\$2,35 no ano de 1913. Por volta de 1912, ressurgiu o entusiasmo pelo carro elétrico acompanhando o aparecimento de alguns desenvolvimentos técnicos. Thomas Edison havia aperfeiçoado as baterias de níquel-ferro, que tiveram um aumento de 35% na capacidade de armazenamento entre 1910 e 1925. A vida útil destas baterias também aumentou ao mesmo tempo em que os custos de manutenção diminuíram. Entretanto, este ressurgimento foi mais marcante na área de pequenos caminhões de entrega em companhias que possuíam frotas ao redor de 60 veículos e que poderiam ter suas próprias centrais de recarga de baterias. O advento da Primeira Guerra Mundial em 1914 provocou o aumento dos preços do petróleo e aumentou ainda mais o otimismo em relação ao uso dos carros elétricos. Mas apesar dos esforços comerciais e de marketing, o número de caminhões elétricos caiu de 10% em 1913 para apenas 3% a 4% em 1925 [2].

No início dos anos 1970, verificou-se um novo interesse no desenvolvimento dos veículos elétricos. As primeiras crises do petróleo entre 1973 e 1979, uma nova preocupação ambiental, os novos avanços tecnológicos no campo das baterias e o surgimento de novos dispositivos eletrônicos mudaram a perspectiva de produção e criaram novas oportunidades de mercado em relação ao veículo elétrico, os quais sempre foram considerados não poluentes. O crescimento do mercado de veículos elétricos acentuou-se a partir de 1990, período no qual o valor do barril de petróleo atingiu altos valores. Posteriormente, após a guerra do Iraque, vários fatores aceleram novamente a atenção

ao carro elétrico, como a legislação criada no Estado da Califórnia nos Estados Unidos, que estabelecia critérios para a emissão de poluentes. Um desses critérios exigia que parte da sua frota possuísse emissão nula de poluentes, fator que acelerou as pesquisas e a fabricação de veículos elétricos.

Em meados de 1997, surgiram vários veículos com tecnologia puramente elétrica como o EV1 da GM, a Ford Ranger elétrica, a RAV4 da Toyota, dentre outros veículos. Além disso, surgiram os veículos híbridos, que unem o motor a combustão com o motor elétrico operando simultaneamente. Esta tecnologia surgiu devido aos problemas existentes nos veículos elétricos em relação às baterias, pois estas quando comparadas a outros combustíveis possuem uma baixa densidade de energia, a é aproximadamente 25 Wh/kg, sendo esse valor muito baixo se comparado à densidade energética de combustíveis como a gasolina, por exemplo, que é próxima de 12500 Wh/kg [2].

Já no ano de 2010, quase 50 anos após o lançamento dos modelos Comuta e GM512, a Ford e a General Motors voltam a lançar veículos com tecnologia elétrica, dentre os quais se pode citar o Ford Fusion Hibrid e o Chevrolet Volt (Fig. 2.2). Quando comparados aos modelos de 1960, verifica-se que esses modelos obtiveram uma considerável evolução, tanto no quesito de *design* quanto em relação à autonomia, a qual ficou muito próxima as autonomias alcançadas por veículos movidos à gasolina.

Em 2011, com um sistema mais aprimorado a Ford disponibiliza nos EUA dois modelos de veículos totalmente elétricos: o Focus Eletric (Fig. 2.3) e a Transit Connect EV, além de seus modelos híbridos como o Fusion e o C-MAX. O modelo Focus Eletric possui velocidade máxima de 136 km/h e é recarregado em tomadas de 240 V, possuindo uma potência de 31,25 CV. Este veículo possui freios regenerativos, controle eletrônico de tração, baterias de lítio, dentre vários outros acessórios tecnológicos. Em conjunto com o sistema de tração do veículo, por exemplo,

existem sistemas que operam de modo a buscar o melhor desempenho possível, como o sistema  $EcoGuide^1$  e o sistema *Brake Coach*<sup>2</sup>, elevando de modo significativo a sua autonomia.



Fig. 2.2 – Chevrolet Volt.



**Fig. 2.3 – Ford Focus Electric.** 

#### 2.3 - ASPECTOS TÉCNICOS

Um veículo elétrico é definido como um dispositivo tracionado por pelo menos um motor elétrico. Enquanto os veículos com motor a combustão interna podem ter um motor elétrico, só nas

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> Sistema desenvolvido pela Ford Motors que interage com o motorista do veículo indicando o modo de condução mais econômico.

<sup>&</sup>lt;sup>2</sup> Assistente de frenagem que estimula o motorista a frear o veículo gradativamente, possibilitando maior aproveitamento da energia cinética que é gerada durante o processo de frenagem.

contrapartes elétricas esse elemento estará direta ou indiretamente ligado à tração do veículo. Os motores elétricos em veículos à combustão interna normalmente estão ligados a sistemas periféricos, como o acionamento de vidros elétricos. De modo simplificado, os veículos elétricos podem ser classificados em três categorias: híbridos, puros e movidos por células de combustível [3].

#### 2.3.1 - VEÍCULOS HÍBRIDOS

Os veículos híbridos são assim chamados por combinarem um motor de combustão interna com um gerador, uma bateria e um ou mais motores elétricos. Sua função é reduzir o gasto de energia associado à ineficiência dos processos mecânicos se comparados aos sistemas eletrônicos [4]. Boa parte da ineficiência energética é proveniente da geração de calor causada principalmente pelo atrito entre as partes móveis do motor de combustão interna. Estima-se que apenas 15% da energia potencial de um combustível em um automóvel é efetivamente utilizada para movimentá-lo. Em um veículo híbrido, há quatro fatores que ajudam a aumentar sua eficiência:

• Assistência do motor elétrico ao de combustão interna: a menor variação em sua operação permite atingir um nível de eficiência muito mais elevado pela adoção de motores com menor perda, como é o caso do ciclo Atkinson-Miller em vez do difundido ciclo Otto;

• Desligamento automático: um sistema híbrido pode desligar automaticamente o motor em caso de parada, enquanto no veículo convencional o motor a combustão continua funcionando;

• Tecnologias de recarga da bateria, como frenagem regenerativa: no caso dos motores à combustão, embora a aplicação seja possível, a armazenagem da energia gerada para fins de movimentação não o é, ficando restrita ao consumo de periféricos (como ar condicionado, iluminação, entre outros);

• Otimização da transmissão: o paradigma mecânico permite apenas um número limitado de combinações de rotação e potência, que por sua vez limitam a eficiência do conjunto. Já com

sistemas eletrônicos, as possibilidades de combinações são muito maiores. A Toyota, por exemplo, desenvolveu um sistema de transmissão eletrônica que permite um número infinito de combinações. Seu sistema é extensivamente patenteado, o que leva os competidores a licenciar essa tecnologia ou a utilizar sistemas menos eficientes, baseados em combinações amplas, mas não infinitas.

Há duas formas básicas de arranjo dos componentes de um sistema híbrido, que resultam em arquiteturas diferentes dos automóveis. Nos sistemas em série (Fig. 2.4), o motor à combustão interna é ligado a um gerador e não diretamente ao trem de acionamento. O motor elétrico é responsável por movimentar as rodas. Já no sistema em paralelo (Fig. 2.5), tanto o motor elétrico quanto o motor a combustão podem movimentar as rodas, conjunta ou independentemente. Há ainda um terceiro sistema que conjuga os dois anteriores (Fig. 2.6), incorporando a possibilidade de recarga da bateria pelo motor a combustão mesmo quando houver a tração do veículo [4].



Fig. 2.4 – Veículo elétrico híbrido série [4].



Fig. 2.5 – Veículo elétrico híbrido paralelo [4].



Fig. 2.6 – Veículo elétrico híbrido plug-in [4].

#### 2.3.2 - VEÍCULOS ELÉTRICOS PUROS

Os veículos puramente elétricos (Fig. 2.7) não têm um motor à combustão. São integralmente movidos por energia elétrica provida por baterias. A maioria dos lançamentos das grandes montadoras tem se concentrado em veículos movidos a bateria. Percebe-se uma clara distinção entre os veículos elétricos puros e híbridos em relação a dois aspectos: a autonomia, que atualmente é maior nos híbridos justamente pela utilização acessória de um motor a combustão; e o peso do conjunto de baterias. Os demais parâmetros são similares para os modelos estudados.



Fig. 2.7 – Veículo elétrico puro [4].

#### 2.3.3 - VEÍCULOS ELÉTRICOS COM CÉLULAS DE COMBUSTÍVEL

No veículo de células de combustível (Fig. 2.8), a célula é um dispositivo eletroquímico que converte a energia química proveniente de uma substância hidrogenada em energia elétrica. Contrariamente às baterias, produz energia elétrica em vez de armazenar, sendo alimentada por um combustível e um oxidante. Este método tem como vantagens uma eficiente e confiável conversão de energia elétrica, ruído de funcionamento e emissões muito reduzidas, recuperação do calor

perdido e rápido abastecimento de combustível. A célula de combustível é constituída principalmente por um anodo, um catodo e um eletrólito. O anodo é uma interface entre o combustível e o eletrólito, catalisando a reação de oxidação do combustível e conduzindo os elétrons para o circuito exterior. O catodo fornece uma interface entre o oxigênio e o eletrólito, catalisando a reação do oxigênio, recebendo os elétrons do circuito exterior. Entre o anodo e o catodo, o eletrólito realiza o transporte dos íons envolvidos nas reações descritas, impedindo a condução de elétrons. Entre os diversos combustíveis não poluentes utilizados nas células de combustível, o hidrogênio devido ao seu alto conteúdo energético por unidade de peso, aparenta ser o elemento ideal. Apesar de se encontrar em abundância no universo, o hidrogênio não existe de forma livre na Terra e por isso não é um recurso primário, derivando de recursos primários como hidrocarbonetos, metanol e carvão.



Fig. 2.8 – Veículo de células de combustível [4].

#### 2.4 - SISTEMAS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

A Fig. 2.9 representa o sistema completo de um veículo elétrico a baterias, constituído pelo subsistema de propulsão elétrica, subsistema de fonte de armazenamento de energia e subsistema auxiliar.



Fig. 2.9 – Subsistemas de um veículo elétrico a baterias [5].

Através das entradas de controle dos pedais de freio e acelerador do veículo, o controlador eletrônico disponibiliza sinais de controle adequados ao disparo e corte dos dispositivos semicondutores de potência, cuja função é regular o fluxo de potência entre a fonte de armazenamento de energia e o motor elétrico. O sentido inverso do fluxo de potência deve-se à energia regenerativa originada pelo processo de frenagem, sendo a mesma armazenada nas baterias. A unidade de gerenciamento de energia atua com o controlador eletrônico de modo a controlar a recuperação da regeneração na frenagem, agindo igualmente com a unidade de recarga de energia, de modo a gerenciar o reabastecimento. A fonte auxiliar de energia disponibiliza a potência necessária em diferentes níveis de tensão para todos os módulos auxiliares, como o controle de temperatura, unidade de controle de direção e de toda a eletrônica de controle e sensoriamento [5].

#### 2.4.1 - SISTEMA DE PROPULSÃO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

O motor elétrico combinado e toda a eletrônica de potência associada aos controladores e conversores estáticos de potência determinam em grande parte o adequado desempenho do veículo. O motor elétrico tem a função de converter energia elétrica em energia mecânica, proporcionando a movimentação do veículo, podendo também recuperar parte da energia para a fonte de alimentação através da frenagem regenerativa. O conversor estático de potência é responsável pelo fornecimento adequado dos níveis de tensão e corrente ao motor. Existe a necessidade de um controlador eletrônico, pois é através dos sinais provenientes do controlador que o sistema de conversão de potência consegue regular o fluxo de energia, de forma a controlar o torque e a velocidade do motor. O controlador eletrônico pode ser dividido em três unidades funcionais:

- A unidade de sensoriamento possui a função de medir os parâmetros necessários ao controle, como é o exemplo da corrente, tensão, temperatura, velocidade, torque e fluxo magnético, de modo a enviar esses parâmetros para o circuito de interface;

- O circuito de interface possui a função de adaptar os sinais provenientes dos sensores, de forma a serem decodificados e interpretados pelo processador;

- O processador possui a função de processar os dados de forma a gerar os sinais de controle para o conversor de potência.

A Fig. 2.10 representa o sistema de propulsão. A escolha adequada do sistema de propulsão de um veículo elétrico é obtida através de dois fatores importantes: o perfil de condução e as restrições inerentes à construção do veículo. O perfil de condução engloba as acelerações, a velocidade máxima, a inclinação média ou máxima, a frenagem e a autonomia. As restrições de construção dependem do volume e do peso do veículo. Desta forma, as características desejadas

para um veículo elétrico influenciam o processo de escolha do sistema de propulsão, sendo possível adaptar o sistema às necessidades/requisitos. Sabendo-se que o controlador eletrônico depende do conversor de potência, o conversor de potência depende do motor e do sistema de alimentação, e ainda que o motor dependa das necessidade/requisitos supramencionados, chega-se à conclusão que o primeiro sistema a ser dimensionado no projeto é o motor elétrico [5].



Fig. 2.10 – Sistema de propulsão veículo elétrico a baterias [5].

Para a definição de qual motor será utilizado em determinada topologia, torna-se necessário um levantamento prévio de informações como disponibilidade de compra, custo, rendimento, torque de partida, velocidade, método de controle dentre outras características, pois determinado motor pode ser ideal em determinada aplicação e ao mesmo tempo incompatível com outra. Os motores para veículos elétricos podem ser classificados em dois grandes grupos: motores de corrente contínua e motores de corrente alternada, descritos a seguir.

#### 2.4.1.1 - MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA

O motor de corrente contínua ou motor cc, representado na Fig. 2.11, possui um rotor constituído por um enrolamento, rodando livremente entre os polos do estator. Motores de pequena

e média dimensão possuem um ou dois pares de polos, podendo os maiores possuir cinco ou mais pares de polos. É importante ressaltar que a velocidade do motor de corrente contínua não se encontra relacionada com o número de polos.



Fig. 2.11 – Estrutura do motor de corrente contínua [5].

A corrente elétrica é fornecida ao enrolamento do rotor por uma fonte de corrente contínua, aplicada por meio de escovas ao comutador, sendo a rotação originada pela interação entre o campo elétrico do rotor e o campo magnético existente entre os polos norte e sul do estator. Para manter esta interação e a direção de rotação do rotor, torna-se necessário que o sentido da corrente seja invertido duas vezes por cada ciclo de rotação do rotor, no caso de um par de polos, conectando os enrolamentos do rotor ao comutador, de modo a que as escovas comutem alternadamente em contato com as terminações opostas dos enrolamentos do rotor, em cada 180° da rotação. Apesar da característica torque-velocidade do motor de corrente contínua cumprir as exigências de tração elétrica como mostra a Fig. 2.12, este motor apresenta uma construção volumosa, baixo rendimento e confiabilidade, além da elevada necessidade de manutenção devido à utilização de escovas que se deterioram com o funcionamento.

Os recentes desenvolvimentos da eletrônica de potência possibilitaram a implementação de motores de corrente alternada, caracterizados por elevada velocidade, alto rendimento, boa densidade de potência, assim como baixo custo de operação e reduzida necessidade de manutenção em comparação ao motor de corrente contínua.



Fig. 2.12 – Característica torque x velocidade do motor de corrente contínua [5].

#### 2.4.1.2 - MOTOR DE INDUÇÃO CA

O motor de indução trifásico mostrado na Fig. 2.13 desenvolve torque pela interação do campo magnético produzido pela corrente nos enrolamentos do estator, e a corrente no rotor induzida por indução eletromagnética entre os enrolamentos do estator e do rotor.

O estator é constituído por ranhuras onde se encontra o enrolamento trifásico. O rotor pode possuir igualmente um enrolamento trifásico, assim como apresentar uma configuração em "gaiola de esquilo". Aplicando-se uma tensão trifásica aos enrolamentos do estator, gera-se um campo magnético girante que induz uma força eletromotriz nos enrolamentos do rotor, produzindo torque. Neste tipo de motor, a velocidade de rotação do rotor é diferente da velocidade do campo magnético girante do estator, originando-se o escorregamento, dependente da carga aplicada ao motor. Com o aumento da velocidade a corrente induzida diminui, diminuindo a velocidade do campo magnético girante do estator em relação à velocidade do rotor. A velocidade do campo girante no estator, bem

como a velocidade de rotação do rotor, é determinada pelo número de pares de polos. Esta característica é de pouca relevância em motores de veículos elétricos, uma vez que a velocidade do veículo é controlada através da frequência da tensão trifásica aplicada.



Fig. 2.13 – Representação do motor de indução trifásico [5].

O motor de indução trifásico é uma opção viável para aplicação em veículos elétricos, pois apresenta construção simples, custo razoável, robustez, capacidade de operação em ambientes adversos e reduzida manutenção devido à ausência de escovas. Possui igualmente a capacidade de gerar velocidades mais elevadas que os motores de corrente contínua, e sendo a potência do motor proporcional ao produto do torque pela velocidade, torna-se possível reduzir o peso e o tamanho.

Na Fig. 2.14, são representadas as diversas características do motor de indução trifásico em função da velocidade.



Fig. 2.14 – Característica torque versus velocidade do motor de indução trifásico [5].

De modo a melhorar o desempenho dinâmico do motor de indução trifásico para aplicação em veículos elétricos, existem diversos métodos de controle que alteram a frequência, permitindo ampliar a faixa de velocidade para cerca de quatro vezes em relação à velocidade nominal, apesar de ocorrer a diminuição de rendimento a altas velocidades [3]. O aumento da faixa de velocidade com potência constante para valores acima da velocidade nominal é acompanhado da redução do fluxo magnético, já que não é possível aumentar a tensão de alimentação além do seu valor nominal. Contudo, a existência de um decréscimo do torque limita a faixa de potência constante, sendo atingido o torque mínimo para a velocidade crítica [6]. O motor de indução trifásico possui como desvantagens as perdas elevadas devido à utilização de enrolamentos no estator, reduzido fator de potência e fator de utilização do inversor, sendo estas as características mais críticas para elevadas velocidades [7] [8].

#### 2.4.1.3 - MOTOR SÍNCRONO DE IMÃS PERMANENTES

O motor síncrono de imãs permanentes é um tipo de máquina em que os enrolamentos do estator são idênticos aos do motor de indução trifásico. O rotor é constituído por ímãs permanentes,

criando polos magnéticos que giram em sincronismo. Pelo fato de não haver enrolamentos no rotor as perdas por efeito Joule são inexistentes, contribuindo assim para um rendimento maior em comparação ao motor de indução trifásico. Além desta vantagem, o campo magnético excitado por ímãs permanentes possibilita a redução do peso e volume total do motor para uma dada potência de saída, contribuindo para uma elevada densidade de potência [5]. A confiabilidade do motor síncrono de imãs permanentes é elevada, pois sua excitação não apresenta riscos de falhas mecânicas, defeitos ou sobreaquecimento. A dissipação de calor é realizada de forma mais eficiente, pois ocorre principalmente no estator. Além disso, apresenta fluxo magnético constante, ausência de escovas e estrutura simples. No entanto, possui uma faixa de potência constante reduzida, como mostra a Fig. 2.15 [5].



Fig. 2.15 – Característica torque x velocidade do MSIP [5].

De forma a aumentar a faixa de velocidade do motor, pode-se efetuar o controle do ângulo de disparo do conversor de potência acima da velocidade nominal, como mostra a Fig. 2.16. A faixa de velocidade pode ser aumentada para aproximadamente quatro vezes em relação à velocidade nominal. No entanto, o rendimento na faixa de velocidade elevada diminui, originando a desmagnetização do motor [6].



Fig. 2.16 . Característica torque versus velocidade do MSIP com controle do ângulo de disparo [5].

Como desvantagens deste motor, pode-se citar o considerável custo da alta coercividade do material magnético permanente e a possibilidade de desmagnetização do mesmo. O motor síncrono de ímãs permanentes é o elemento que reúne as melhores características em relação ao motor de indução trifásico para aplicação em sistemas de propulsão para veículos elétricos.

Uma avaliação dos motores elétricos para tração de veículos é mostrada na Tabela 2.1. O sistema de classificação adotado é composto por seis características principais e cada uma delas é graduada de um a cinco pontos, onde cinco significa a melhor pontuação para a característica. Podese observar que o MIT e o MSIP são os motores atualmente mais adequados ao acionamento de veículos elétricos.

#### 2.4.2 - CONVERSORES ESTÁTICOS DE POTÊNCIA

Os circuitos eletrônicos de potência típicos utilizados em veículos elétricos incluem retificadores, inversores e conversores cc-cc. As questões necessárias no projeto do sistema eletrônico do veículo são:
Projeto elétrico: inclui o projeto do circuito de chaveamento principal, projeto do circuito de controle, seleção dos dispositivos de chaveamento, otimização da frequência de comutação e cálculo das perdas;

• Projeto do algoritmo de controle: inclui o projeto do algoritmo de controle para atingir os valores de tensão e corrente desejada, a frequência de saída e realizar o fluxo bidirecional de potência;

• Projeto de elementos magnéticos: inclui o projeto de indutores, capacitores e outros componentes necessários para filtragem, comutação e unidades de *gate-drivers*;

• Projeto térmico e mecânico: inclui modelagem das perdas dos dispositivos de potência e componentes magnéticos, projeto do sistema de refrigeração, dissipador de calor, gabinete e integração da unidade de eletrônica de potência.

Características	MCC	MIT	MSIP
Densidade de Potência	2,5	3,5	5
Rendimento	2,5	3,5	5
Controlabilidade	5	4	4
Confiabilidade	3	5	4
Maturidade	5	5	4
Custo	4	5	3
Total	22	26	25

Tabela 2.1 - Comparação entre diversos tipos de motores empregados no acionamento de veículos elétricos [5].

A Fig. 2.17 representa uma unidade de eletrônica de potência integrada utilizada para controlar um veículo híbrido. Esta unidade consiste de um conversor cc-cc bidirecional que liga a bateria em baixa tensão à alta tensão do barramento cc. Este conversor cc-cc é responsável por

controlar o fluxo de potência das baterias ao conversor cc-ca no momento da aceleração do veículo e controlar a potência do conversor cc-ca para as baterias no momento da regeneração, ou seja, na frenagem do veículo. Três circuitos de acionamento controlam os motores dianteiro, traseiro e o gerador.



Fig. 2.17 – Eletrônica de potência integrada [9].

A Fig. 2.18 representa em maior detalhe um conversor cc-cc bidirecional. Este conversor caracteriza-se por trabalhar em modo abaixador de tensão na condição de carga e em modo elevador de tensão no sentido inverso. No modo de carga, o interruptor T2 encontra-se bloqueado, enquanto T1 conduz. O valor da tensão disponibilizada ao banco de baterias depende do ciclo de trabalho determinado. No modo de regeneração, o interruptor T1 encontra-se bloqueado enquanto T2 conduz.



Fig. 2.18 – Conversor cc-cc bidirecional [9].

#### 2.4.3 - MÉTODOS DE CONTROLE

Os controladores eletrônicos possuem a função de efetuar o comando dos semicondutores de potência utilizados nos conversores, controlando as grandezas inerentes à tração do veículo elétrico (torque e velocidade) através da corrente e da tensão aplicada ao motor. Em malha fechada, podem ser utilizadas as variáveis de referência de velocidade, torque ou posição. A Fig. 2.19 representa um controle típico de regulação de velocidade de um motor alimentado em corrente alternada. Outra opção consiste em não utilizar o sensor de velocidade, sendo que neste caso a velocidade é estimada através das correntes e tensões utilizando observadores de estados através de cálculos computacionais. Embora seja possível estimar parâmetros como fluxo magnético, posição e velocidade do rotor do motor, a precisão torna-se inferior à utilização com sensor, pois diversos parâmetros do motor variam com a temperatura.

Considerando que os motores de indução trifásicos e os motores síncronos de ímãs permanentes são os mais utilizados em veículos elétricos, neste trabalho são referenciados apenas os controladores utilizados nos respectivos motores. Os motores alimentados em corrente alternada podem ser controlados através dos métodos de controle escalar e vetorial, descritos a seguir.



Fig. 2.19 – Regulação de velocidade de um motor CA.

#### 2.4.3.1 - CONTROLE ESCALAR

O controle escalar é aquele que impõe ao motor uma determinada tensão e uma determinada frequência, visando manter a relação *V*/f constante, sendo que o respectivo diagrama de blocos é representado na Fig. 2.20. Esse método é também chamado de controle em malha aberta. A sua característica principal é que a precisão da regulação de velocidade para uma dada frequência de acionamento do motor é função do escorregamento, o qual por sua vez varia em função da carga. A carga por sua vez também pode variar ou não em função da velocidade. Em baixas rotações, existe ainda a necessidade de o inversor aumentar a relação *V*/f para compensar o efeito da queda na resistência estatórica, visando manter, dentro do possível, a capacidade de torque do motor para baixas rotações. Apesar de eficaz para um bom número de aplicações, o modo de controle escalar possui algumas limitações:

- Não possui controle de torque;
- Possui baixo desempenho dinâmico;
- Não usa a orientação do campo magnético;
- Ignora as características técnicas do motor.



Fig. 2.20 – Diagrama de blocos do controle escalar.

#### 2.4.3.2 - CONTROLE VETORIAL

O controle vetorial (também denominado Controle por Orientação de Campo é um método utilizado no acionamento de velocidade variável de motores de corrente alternada a fim de controlar o torque (e consequentemente a velocidade) por meio de uma malha de controle que monitora a corrente enviada ao motor, sendo que o respectivo diagrama de blocos é representado na Fig. 2.21. O controle vetorial possibilita atingir um elevado grau de precisão e rapidez no controle tanto do torque quanto da velocidade do motor. O nome vetorial advém do fato que para ser possível este controle, tem-se uma decomposição vetorial da corrente enviada ao motor nos vetores que representam o torque e o fluxo no motor, de forma a possibilitar a regulação independente do torque e do fluxo.



Fig. 2.21 – Diagrama de blocos do controle vetorial.

O controle vetorial tem como objetivo o desacoplamento de controles de conjugado e fluxo do motor CA. Com este desacoplamento, o motor pode ser operado a fluxo constante de forma análoga ao motor cc com excitação independente. Este desacoplamento é alcançado referenciando os controles de conjugado e fluxo em um sistema de coordenadas que está alinhado com o vetor fluxo do motor, conhecido como sistema de coordenadas de campo, e impondo um escorregamento que cancela o acoplamento existente entre os eixos direto e em quadratura. Com isto, os modelos matemáticos do motor CA, sejam para o fluxo no rotor, para o fluxo no estator, ou ainda para o fluxo no entreferro, devem ser modificados inserindo esta condição. Assim, obtém-se novas equações para implementação do controlador. Executando o alinhamento do eixo direto, a componente em quadratura dos fluxos torna-se zero. A partir desta condição aplicada às equações de fluxo, obtêm-se os modelos desacoplados (novas equações) para os fluxos de rotor, estator e de entreferro, respectivamente.

As técnicas de controle vetorial podem ser divididas em:

1) Controle Vetorial Indireto:

- Orientação no Fluxo de Rotor;

- Orientação no Fluxo de Estator;

- Orientação no Fluxo de Entreferro;

- Controlador Universal Indireto.

2) Controle Vetorial Direto:

- Orientação no Fluxo de Rotor;

- Orientação no Fluxo de Estator;

- Orientação no Fluxo de Entreferro;

- Controlador Universal Direto.

#### 2.5 - SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

O sistema de armazenamento de energia não está diretamente relacionado com o sistema de propulsão do veículo elétrico, apesar de ser bastante importante, pois é a fonte de armazenamento e fornecimento de energia ao sistema. Para que o sistema de propulsão funcione corretamente, é necessário garantir um bom dimensionamento da fonte de energia, bem como do seu comportamento. Na verdade, este sistema constitui o principal obstáculo à comercialização dos veículos elétricos, devido à relação custo/densidade de energia. Na escolha da fonte de energia para um veículo, é necessário considerar suas densidades de energia (Wh/kg) e de potência (W/kg), de modo a obter autonomia e aceleração adequadas, respectivamente. Existem, no entanto, outros tipos de características desejadas, tais como: carga rápida, descarga completa, baixo custo, ciclo de vida elevado, isenção de manutenção e recicláveis [10]. Na Fig. 2.22, é representado o gráfico de densidade de energia e de potência de várias fontes de energia.



Fig. 2.22 – Densidade de energia e potência.

O uso de múltiplas fontes de energia permite eliminar o compromisso entre a densidade de energia e de potência, resultando na escolha de fontes de energia em extremos opostos do gráfico apresentado (elevado valor de energia específica e de potência específica). No caso dos veículos elétricos híbridos, a gasolina é uma fonte de elevada energia específica que possui a função de aumentar a autonomia do veículo, sendo que a bateria é uma fonte recarregável com a função de auxiliar nas acelerações, reduzir as emissões e utilizada na frenagem regenerativa. Normalmente, nos sistemas com baterias e supercapacitores, o funcionamento é baseado nas baterias, de modo que os valores de pico gerados durante as cargas (frenagens) e descargas (acelerações e subidas) das baterias são fornecidos pelos supercapacitores, resultando em menor potência fornecida pelas mesmas e aumentando assim a eficiência [11].

# 2.6 - APLICAÇÃO DE BATERIAS EM VEÍCULOS ELÉTRICOS

Uma bateria pode ser considerada como uma central produtora de energia elétrica a partir de energia química. Seu princípio de funcionamento é explicado através do conhecido efeito Galvani, pesquisador que colocou um sapo em um recipiente com dois metais diferentes submergidos em uma solução condutora, produzindo, assim, uma reação no animal por meio do efeito do fluxo dos elétrons através de seu corpo e do fluido. Este fenômeno é também conhecido como eletrólise, sendo ilustrado na Fig. 2.23.



Fig. 2.23 – Fenômeno da eletrólise [12].

Para entender o efeito da eletrólise, identificam-se dois tipos de materiais ativos com propriedades diferentes. O primeiro elemento, chamado de catodo ou terminal positivo, não deve conter muitos elétrons, enquanto o segundo elemento, em contrapartida, denominado anodo ou terminal negativo, é rico em elétrons. Os materiais ativos normalmente são dispostos em estado sólido como o chumbo, embora possam ser líquidos (como o sulfato sódico) ou gasosos (zinco gasoso ou alumínio gasoso). Quando uma carga é conectada a uma bateria, externamente existe um fluxo de elétrons do polo positivo para o polo negativo através da carga, o que ocorre devido à tensão existente entre os terminais. No entanto, no interior da bateria existe um fluxo que se direciona do terminal negativo ao positivo para manter o fluxo interno da bateria. Para manter esta dinâmica, devem-se escolher matérias ativas que possuam, no caso do anodo, um elevado potencial de oxidação, e, no caso do catodo, um elevado potencial de redução, garantindo assim uma eletrólise sustentável [12].

Por exemplo, o metal lítio possui um potencial de +3,045 V em referência ao hidrogênio e por isso, o lítio é propenso a transferir elétrons, já que possui elevado potencial de redução. Por outro lado, o flúor possui um potencial de -2,87 V em relação ao hidrogênio, possuindo potencial negativo que o torna propenso a receber elétrons e, consequentemente, elevado potencial de oxidação. Esses dois compostos formam um bom par para a construção de uma bateria, mas na prática outros fatores são também considerados, como a compatibilidade dos materiais, custos e riscos entre as reações químicas, entre outros fatores.

#### 2.6.1 - CARACTERÍSTICAS DAS BATERIAS

Pode-se agrupar diferentes materiais ativos sob as mesmas características expostas anteriormente no momento da construção de uma bateria. Devido às distintas características e natureza dos materiais, alguns tendem a apresentar melhores ou piores densidades de energia, como mostra a Tabela 2.2.

Tipo de Bateria	Tensão da Bateria por Célula [V]	Variação de Temperatura [°C]	Ciclo de Carga por Módulo
Chumbo-ácido	2,1	35-70	600
Níquel-cádmio	1,25	30-50	2000
Níquel-metal hidreto	1,4	20-60	600
Níquel-zinco	1,6	40-65	250
Níquel-ferro	1,25	40-80	800
Sódio-sulfuro	2,08	300-400	350
Zinco-ar	1,62	0-45	70
Lítio-ferro	1,66	400-450	500
Lítio-polímero	3,5	0-100	300

Tabela 2.2 - Características principais das baterias [12].

Dentre as principais características das distintas combinações de metais mostradas na Tabela 2.2, as mais importantes são a tensão por célula, temperatura de trabalho e a quantidade de vezes que essa bateria poderia ser carregada (ciclos de carga), nas quais se destacam, por exemplo, as baterias Ni-Cd, com 2000 ciclos de carga úteis. Entretanto, as baterias de Li-Po (polímero de lítio) apresentam uma faixa de temperatura de trabalho de 0 a 100 °C, que é uma característica relevante em aplicações como os veículos elétricos [12].

Outro parâmetro a ser estudado é a densidade de energia nas baterias, como mostra o gráfico comparativo da Fig. 2.24, onde se podem observar as distintas combinações de metais e as respectivas capacidades de armazenamento de energia em Wh/kg que estas possuem.



Fig. 2.24 – Densidade de energia baterias [12].

As baterias de *Li-Íon*, por exemplo, possuem a maior densidade de energia (160 Wh/kg) em comparação às baterias de *Ni-Mh*, com apenas 90 Wh/kg, ou unidades de chumbo-ácido, com 40

Wh/kg. Por outro lado, a Fig. 2.25 relaciona os principais tipos de baterias com a autonomia que podem fornecer a um determinado veículo.



Fig. 2.25 – Autonomia de baterias [12].

# 2.6.1.1 - BATERIAS DE CHUMBO-ÁCIDO

A bateria de chumbo-ácido, mostrada na Fig. 2.26, é o tipo mais conhecido e difundido no mercado. É utilizada para uma infinidade de aplicações, como, por exemplo, em veículos de combustão interna como fonte que alimenta o motor de arranque e o sistema eletrônico, em sistemas de alimentação ininterrupta de energia (*Uninterruptible Power Supplies – UPSs*), em pequenas versões de sistemas de iluminação de emergência de edifícios, entre tantas outras.

Estas baterias são compostas por seis células com tensão nominal de 2,1 V por célula, que compõem a chamada bateria ou acumulador com tensão nominal de 12 V entre seus terminais. Utilizam ácido sulfúrico dissolvido em água a uma proporção de 1,280 g/ml para carga total e 1,100 g/ml para carga mínima ou sem carga. A placa positiva é composta por chumbo e é recoberta ou impregnada de dióxido de chumbo (PbO<sub>2</sub>), e a placa negativa é formada por chumbo esponjoso. Uma das grandes vantagens dessa tecnologia é a grande durabilidade, pois, se conservadas adequadamente, são capazes de agregar uma vida útil de até 20 anos. No entanto, para aplicação em veículos elétricos, essa bateria apresenta sérias desvantagens, como:

· Reposição periódica de eletrólito;

- · Instalação vertical obrigatória;
- · Desprendimento de hidrogênio no ar.



Fig. 2.26 - Bateria comercial de chumbo-ácido [12].

Com o objetivo de superar esses inconvenientes, surgem, então, as baterias do tipo *VRLA* (*Valve Regulated Lead-Acid* – baterias de chumbo-ácido reguladas por válvula), que são unidades seladas de chumbo-ácido com melhores capacidades e desempenho. Tais baterias usam gel como eletrólito e possuem uma válvula que regula automaticamente a emissão de gases de hidrogênio e a pressão interna da bateria. Além dessas qualidades, podem ser instaladas em qualquer posição e não necessitam de manutenção periódica.

Existem atualmente no mercado brasileiro veículos elétricos que usam esses tipos de acumuladores de energia em forma de banco de baterias, os quais representam uma alternativa ao transporte urbano com um custo muito reduzido por quilômetro percorrido.

Dentre outras variações interessantes das baterias de chumbo-ácido, destacam-se as baterias de esponja de fibra de vidro (EFV), que possuem como eletrólito uma esponja empapada em líquido. Pode-se mencionar como vantagens a menor susceptibilidade a congelamentos e a desnecessidade de ventilação.

#### 2.6.1.2 - BATERIAS DE NÍQUEL METAL HIDRETO

As baterias de níquel-metal hidreto (*Ni-Mh*) (do inglês *Nickel metal hydride*), representadas na Fig. 2.27, mostraram muita instabilidade em seus experimentos iniciais. No entanto, com a descoberta de um novo tipo de hidreto de metal, em meados de 1980, foi possível estabilizar as células. O sucesso dessa bateria se deve principalmente à elevada densidade de energia, e, também, ao uso de hidreto de metal, que por sua vez não contamina o meio ambiente. Esse tipo de bateria, por exemplo, possui densidade de energia 40% maior em relação a uma contraparte de *Ni-Cd* (níquel cádmio). Em contrapartida, possui menor durabilidade, já que as altas temperaturas de carga reduzem seu tempo de vida útil, além do fato de que as baterias de *Ni-Mh* também sofrem o fenômeno de autodescarregamento.

As baterias de *Ni-Mh* substituíram as baterias de *Ni-Cd* por não causarem danos ao meio ambiente e também pela elevada densidade de energia. Essas baterias representam um passo intermediário em direção à criação das baterias de *lítio-íon*, que são utilizadas principalmente em telecomunicações e veículos elétricos. As principais vantagens das baterias de *Ni-Mh* são:

- Densidades de energia 30 a 40% superiores às baterias Ni-Cd;

- Livres do efeito memória;

- Não é necessária regulamentação ou controle para seu transporte;

- Não poluem o meio ambiente.

Por outro lado, possuem algumas limitações, como:

- Tempo de vida útil limitado, deteriorando-se após 200/300 ciclos de carga para descargas profundas;

- Correntes de descarga limitadas (correntes elevadas de carga comprometem o tempo de vida útil);

- Complexos algoritmos de carga;

- Manutenção periódica (descargas completas para prevenir a formação de cristais nascélulas).



Fig. 2.27 – Banco de baterias Ni-Mh [12].

# 2.6.1.3 - BATERIAS DE LÍTIO-ÍON

As baterias de *lítio-íon* ilustradas na Fig. 2.28, mais conhecidas como *Li-Íon*, representam atualmente a tecnologia com melhor potencial e maior êxito no mercado. O lítio é o mais leve dentre todos os metais, possuindo um elevado potencial eletroquímico e a mais alta densidade de energia em comparação às suas contemporâneas de *Ni-Mh* ou chumbo-ácido.

Os trabalhos de pesquisa para o desenvolvimento desse tipo de bateria começaram em 1912 com G. N. Lewis. No entanto, sua comercialização não foi possível até o ano 1970, quando surgiram as primeiras baterias de Lítio não recarregáveis, que logo foram lançadas no mercado. Os primeiros protótipos apresentaram problemas devido à própria instabilidade do metal lítio, o que ocorria principalmente no processo de carregamento. Pesquisas posteriores tornaram possível a criação de baterias de lítio não metálico, que utilizavam os íons de lítio, os quais, com a adoção de algumas precauções, permitem a utilização segura da bateria. A empresa Sony Corporation começou a fabricá-las e comercializá-las em 1991.



Fig. 2.28 – Bateria de Li-Íon [12].

Atualmente, as baterias de *Li-Íon* são utilizadas principalmente na indústria eletrônica, telefones celulares, computadores portáteis e equipamentos de música. Os avanços desta tecnologia e o bom rendimento das baterias *Li-Íon* as tornam alvo de grande interesse na fabricação de veículos elétricos, sendo que as principais montadoras de veículos do mundo têm protótipos de veículos elétricos baseados em acumuladores de *Li-Íon*. Suas principais vantagens são:

- Alta densidade de energia e elevado potencial;
- Baixo índice de autodescarga;
- Não possuem efeito memória;
- Elevadas correntes de descarga, ideais para baterias do tipo tracionárias;

No entanto, estas possuem algumas limitações:

- Necessitam de proteção contra sobretensões e sobrecorrentes;
- Apresentam envelhecimento por uso;
- Elevado custo de fabricação, sendo este 40% maior que uma bateria de Ni-Cd.

# 2.7 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, abordou-se o princípio de funcionamento dos veículos elétricos através da revisão dos principais conceitos e importância histórica. Através do estudo comparativo dos motores elétricos e das técnicas de controle utilizadas nos controladores, concluiu-se que o MSIP

consegue superar os demais motores, pois permite alcançar rendimentos superiores em baixas velocidades com elevado torque. O estudo comparativo entre os diversos tipos de baterias conduz para a utilização em veículos elétricos as baterias de *lítio-íon*, devido principalmente à característica de alta densidade de energia e elevado potencial.

## CAPÍTULO 3

# MOTOR SÍNCRONO DE IMÃ PERMANENTE

#### 3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo, é apresentada uma descrição do motor síncrono de imã permanente (MSIP), enfatizando inicialmente as características dos imãs permanentes e a constituição física do motor. Posteriormente, é mostrado um procedimento para obtenção de um modelo no referencial síncrono *dq* para o motor com rotor a imã permanente. É apresentada uma transformação entre o sistema de representação trifásico e um sistema de representação bifásico equivalente do ponto de vista magnético e da potência absorvida. São estabelecidas as relações entre os parâmetros elétricos do sistema de representação trifásica, que é o caso físico real, e os parâmetros elétricos do sistema equivalente de representação bifásica. Em seguida, é incluída a transformação de rotação entre referenciais bifásicos e sua aplicação ao motor. Por fim, o modelo do motor é explicitado em termos das dinâmicas de posição e velocidade do eixo do motor, corrente de eixo direto e corrente de eixo em quadratura do estator [13].

#### **3.2 - IMÃS PERMANENTES**

Os ímãs permanentes são materiais magnéticos que possuem a característica de apresentarem uma indução magnética residual mesmo após a retirada da força magnetizante. Assim como os indutores, os ímãs permanentes produzem fluxo magnético. A diferença é que estes últimos conseguem isto sem nenhum tipo de enrolamento de excitação e sem nenhuma dissipação de energia elétrica. Como qualquer outro material ferromagnético, os ímãs permanentes podem ser caracterizados pelo seu laço de histerese B-H (Fig. 3.1).



Fig. 3.1 – Ciclos de histerese de materiais duros e macios [13].

Os ímãs permanentes também são conhecidos como materiais magneticamente duros, o que significa materiais ferromagnéticos com largo ciclo de histerese. Para efeito de estudos analíticos e de projetos, a região de interesse é o segundo quadrante da característica *B-H* destes materiais (Fig. 3.2). De acordo com a Fig. 3.2, se uma intensidade de campo magnético reversa for imposta a uma amostra de material magnético previamente magnetizado, como por exemplo um toróide, a densidade de fluxo magnético cai para uma intensidade determinada pelo ponto K. Quando o campo reverso é removido, a densidade de fluxo magnético reversa, a o ponto L. Portanto, a aplicação do campo reverso tem como resultado uma diminuição da remanência, ou magnetismo residual (*B<sub>r</sub>*). Reaplicando uma intensidade de campo magnético reverso, a densidade de fluxo magnético será novamente reduzida, descrevendo um laço menor de histerese ao retornar aproximadamente ao mesmo valor da densidade de campo magnético do ponto K. Este laço menor de histerese pode, com uma pequena margem de erro, ser representado por um segmento de reta denominada reta de recuo  $\mu_{rec}$  [13]



Fig. 3.2 – Curva de desmagnetização, laço menor de recuo, energia e permeabilidade magnética de recuo [13].

De uma forma geral, os ímãs permanentes são caracterizados pelos seguintes parâmetros:

- Saturação da densidade de fluxo magnético ( $B_{sat}$ ): correspondente à intensidade de campo magnético de saturação ( $H_s$ ). Neste ponto, os alinhamentos de todos os momentos magnéticos dos domínios estão na mesma direção do campo magnético externo aplicado [14].

- Densidade de fluxo magnético residual ou remanência  $(B_r)$ : é o valor da densidade de fluxo magnético correspondente à intensidade de campo magnético igual a zero. Um alto valor de fluxo magnético residual resulta em densidades de fluxos magnéticos mais elevadas nos entreferros dos circuitos magnéticos, podendo proporcionar elevados torques ou forças.

- Força coerciva, coercitividade ou intensidade de campo coercivo ( $H_c$ ): é o valor da intensidade de campo magnético desmagnetizante necessário para trazer a densidade de fluxo magnético a zero num material previamente magnetizado. Em termos práticos, quanto maior o valor da força coerciva maior será a resistência do material a campos desmagnetizantes, podendo ser empregados ímãs de menor espessura.

- Permeabilidade magnética de recuo ( $\mu_{rec}$ ): é a razão entre o incremento da densidade de fluxo magnético e o incremento da intensidade de campo magnético, em qualquer ponto da curva de desmagnetização:

$$\mu_{rec} = \mu_0 \mu_{rrec} = \frac{\Delta B}{\Delta H} \tag{3.1}$$

onde a permeabilidade relativa de recuo  $\mu_{rrec}$  pode assumir valores entre 1 e3,5.

- Produto de energia máximo ( $BH_{max}$ ): é a densidade máxima de energia (em Joules por metro cúbico) armazenada num ímã. Como o produto *B-H* tem a dimensão de densidade de energia, é algumas vezes chamado de produto de energia, sendo que seu valor máximo é denominado produto máximo de energia, o qual corresponde ao ponto de coordenadas  $B_{max}$  e  $H_{max}$  na curva de desmagnetização. Um alto valor de produto de energia resulta em compactação eletromagnética.

#### 3.2.1 - CLASSIFICAÇÃO DOS IMÃS PERMANENTES

Para efeito de classificação, os ímãs permanentes podem ser agrupados em três grandes famílias:

- Alnicos (Al, Ni, Co, Fe);

- Cerâmicos (Ferrites): ferrites de bário e ferrites de estrôncio;

- Terras-raras (SmCo e NdFeB).

#### 3.2.1.1 - ALNICOS

As maiores vantagens dos alnicos são a alta densidade de fluxo magnético remanente (cerca de 1,2 T) e os baixos coeficientes de temperatura. Tais características permitem o uso destes ímãs em altas temperaturas (520°C, por exemplo). Os alnicos apresentam curvas de desmagnetização fortemente não lineares e, da mesma forma como são facilmente magnetizados, podem ser também desmagnetizados. Por este motivo, estes tipos de ímãs se destinam às aplicações onde os entreferros são relativamente grandes, sendo às vezes necessário o emprego de sapatas polares para protegê-los contra o efeito desmagnetizante do fluxo da armadura.

Da metade dos anos 1940 até 1970, o mercado dos ímãs permanentes era dominado pelos alnicos quando, a partir de então, os ferrites tornaram-se os materiais magneticamente duros mais

largamente utilizados. Atualmente, encontram-se aplicações dos alnicos (isotrópicos e anisotrópicos) em pequenos motores, nas faixas de pequenas potências nominais, até cerca de 150 kW.

#### **3.2.1.2 - FERRITES**

Os ferrites de estrôncio e de bário foram desenvolvidos a partir do final da década dos anos quarentas. Apesar de possuírem uma densidade de fluxo magnético mais baixa que os alnicos, os ímãs ferrites são mais imunes a campos desmagnetizantes, em função de sua força coerciva mais elevada. Porém, as maiores vantagens dos ímãs ferrites são o baixo custo e a alta resistência elétrica às correntes parasitas, mesmo a altas frequências.

Em termos comparativos, os ímãs ferrites são mais econômicos que os alnicos para o uso em motores elétricos a ímã permanente a partir de 7,5 kW. Os ferrites de bário são largamente utilizados em pequenos motores de corrente contínua encontrados em automóveis ( ventiladores, limpadores de pára-brisa, bombas, etc.), e sobretudo em brinquedos de crianças. Os ferrites de estrôncio possuem força coerciva superior aos ferrites de bário.

Por fim, deve-se salientar que produção dos ímãs ferrites causam impacto do ponto de vista ambiental.

#### 3.2.1.3 - TERRAS RARAS

A primeira geração destes novos materiais, baseada na composição *SmCo*, foi descoberta no início da década de 1970 e disponibilizada comercialmente no início de 1980.

As curvas de desmagnetização dos ímãs *SmCo* são praticamente lineares (inclinação de  $1,06\mu_0$ ), o que denota alta resistência a campos desmagnetizantes. Além disso, possuem altos valores de produto energético (cerca de 160 kJ/m<sup>3</sup>), densidade de fluxo magnético remanente (aproximadamente 1 T) e força coerciva (720 kA/m).

Entretanto, devido aos elevados preços do *Sm* e do *Co*, a utilização deste tipo de imã fica reservada às aplicações especiais, onde o fator custo não seja a figura de mérito determinante, como em motores de baixo momento de inércia e alto conjugado, por unidade de volume.

A segunda geração dos ímãs terras-raras, baseada em *neodímio-ferro-boro*, foi anunciada em 1983, durante a vigésima nona Conferência Anual de Magnetismo e Materiais Magnéticos, ocorrida em Pittsburg nos EUA. O *neodímio* é um elemento terra-rara muito mais abundante que o *samário*.

Os ímãs *NdFeB* possuem maior produto energético (210 kJ/ m<sup>3</sup>), maior força coerciva (900 kA/m) e maior indução remanente (1,2 T) que os ímãs *SmCo*.

Entretanto, ao lado destes parâmetros altamente positivos, os ímãs *NdFeB* apresentam as desvantagens de alta suscetibilidade à corrosão e grande limitação no que diz respeito à temperatura de utilização em serviço (150 °C) e temperatura de Curie (310 °C).

Atualmente, o preço de produção em larga escala dos ímãs *NdFeB* (US\$300/kg) é cerca de 70% a 90% do custo dos ímãs *SmCo*. A queda dos preços dos ímãs terras-raras tem propiciado um uso crescente destes materiais magnéticos nos mais variados campos de aplicações: equipamentos acústicos, equipamentos de informática, equipamentos aeroespaciais, transportes, equipamentos de som e imagem, equipamentos biomédicos, brinquedos para crianças, entre outros [13] [14] e [15].

Além das aplicações supracitadas, os ímãs terras-raras, quando empregados em máquinas elétricas, cobrem uma larga faixa de potência (de mW até MW), passando pelos motores de passo empregados em robótica, máquinas para ferramentas industriais (acima de 15 kW) e grandes motores síncronos com potências superiores a 1 MW.

# 3.3 - ASPECTOS CONSTRUTIVOS DO MOTOR SÍNCRONO DE IMÃ PERMANENTE

Existem dois tipos de motores *brushless*, ou seja, motores sem escovas: o motor *brushless* CA, também chamado de Motor Síncrono de Imã Permanente (MSIP); e o motor *brushless* cc (BLDC). No motor BLDC, a forma de onda da força contra eletromotriz (*fcem*) é trapezoidal e a forma de onda da corrente de alimentação idealmente retangular. O controle do acionamento trapezoidal é mais simples quando comparado ao acionamento senoidal do MSIP, pois não há necessidade de ter um sensor de posição de alta resolução no rotor, uma vez que somente seis instantes de comutação da corrente das três fases devem ser monitorados a cada ciclo elétrico (no caso descrito, o motor é acionado por um inversor de tensão, onde existem três braços com um par de interruptores em cada braço). Além disso, requer somente um sensor de corrente no barramento cc. Desta forma, o custo do acionamento é menor. Entretanto, este tipo de motor apresenta um torque mais pulsante em relação ao MSIP. Geralmente, o motor é utilizado em aplicações de baixa potência da ordem de alguns kW, onde não se necessita alto desempenho. Para aplicações com potências maiores e alto desempenho, dá-se preferência ao MSIP [16].

Este motor, por sua vez, é projetado para que a *fcem* e a corrente de alimentação sejam senoidais, resultando em um torque suave. Ao contrário do acionamento trapezoidal, o controle do acionamento senoidal é mais complexo, pois são necessários sensores de corrente em cada fase, ou pelo menos em duas fases, e um sensor de posição de alta resolução para manter a sincronização precisa da forma de onda da corrente com a posição angular do rotor em cada instante de tempo. O sensor de posição pode ser um *encoder* óptico ou *resolver*.

A primeira característica necessária para a escolha de um motor relaciona-se com a facilidade e simplicidade de atuação no torque da máquina. Neste ponto, vale ressaltar a importância do torque nos acionamentos eletromecânicos. Portanto é a variável de interação entre as grandezas elétricas tensão e corrente e as grandezas mecânicas velocidade e posição [16].

Os ímãs podem ser posicionados de muitas formas no rotor (Fig. 3.3), porém, a maneira como são montados determina o princípio básico de operação do motor. Uma importante consequência no método de montagem dos ímãs no rotor é a diferença no valor da indutância de eixo direto e de eixo em quadratura. O eixo magnético do rotor é chamado de eixo direto, é a parte principal do fluxo é através do ímã. A permeabilidade da alta densidade de fluxo do ímã é quase igual a do ar. Isto resulta que a espessura do ímã torna-se uma extensão do entreferro. A indutância do estator quando o eixo direto ou o ímã é alinhado com o enrolamento de estator é conhecida como indutância de eixo direto. Efetuando uma rotação de 90° dos ímãs a partir de sua posição alinhada com o enrolamento de estator, o fluxo do estator detecta a área interpolar do rotor contendo somente a parte do ferro. Consequentemente, a indutância medida nesta posição é referida como indutância do eixo de quadratura. Assim, o eixo direto possui maior relutância quando comparado à relutância apresentada pelo eixo em quadratura, pois o efetivo entreferro do eixo direto é maior do que o atual entreferro do eixo de quadratura. A consequência de tal desigualdade na relutância é refletida na desigualdade das indutâncias. A indutância é inversamente proporcional a relutância, e portanto, a consequência da desigual relutância é que:  $L_q > L_d$ , onde  $L_d$  é a indutância ao longo do eixo magnético (eixo direto) e  $L_q$  é a indutância ao longo do eixo em quadratura do eixo do ímã. A indutância do eixo em quadratura é sempre maior do que a indutância de eixo direto no MSIP [17].

A Fig. 3.3 (a) mostra os ímãs montados na superfície da periferia exterior da laminação do rotor. Esta disposição supre a mais alta densidade de fluxo, mas tem o inconveniente da menor integridade estrutural e robustez mecânica. Esta disposição é conhecida como *SPM* (*Surface Permanent Magnet* – imã permanente de superfície), não sendo preferida para aplicação de alta rotação, isto é, geralmente maior que 3000 rpm. Existe uma pequena variação (menor que 10%) entre a indutância de eixo direto e a indutância de eixo em quadratura nesta máquina.

A Fig. 3.3 (b) mostra os ímãs inseridos na periferia externa das lâminas do rotor, fornecendo uma superfície cilíndrica uniforme no rotor. Esta disposição é mais robusta mecanicamente quando comparada à disposição *SPM*. A proporção entre as indutâncias de eixo direto e em quadratura podem ser tão altas como 2 e 2,5 neste motor.



Fig. 3.3 – Arranjos de rotores (a) imãs na superfície, (b) imãs no interior [17].

# 3.4 - MODELAGEM DINÂMICA DO MOTOR SÍNCRONO DE IMÃ PERMANENTE

Um motor sem escovas de imã permanente acionado por correntes senoidais trifásicas possui maior desempenho dinâmico por ter menores oscilações de torque e se diferencia de um motor acionado por correntes trapezoidais pelo seu enrolamento (força contra-eletromotriz gerada) [17].

Para a modelagem do motor são assumidas as seguintes hipóteses simplificadoras [18]:

- A força eletromotriz induzida é senoidal;
- Os enrolamentos estatóricos são idênticos e igualmente defasados entre si de 120°;
- O material ferromagnético não sofre saturação;

- Não são consideradas as perdas por histerese e correntes de Foucault.

A partir das leis físicas, pode-se obter a equação matricial para os enrolamentos do estator [19] [20]:

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bullet \\ \phi_{sa} \\ \bullet \\ \phi_{sb} \\ \bullet \\ \phi_{sc} \end{bmatrix}$$
(3.2)

onde  $v_{sa}$ ,  $v_{sb}$ ,  $v_{sc}$  representam as tensões aplicadas aos enrolamentos do estator;  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$ , são as correntes que circulam pelas respectivas bobinas do estator;  $\phi_{sa}$ ,  $\phi_{sb}$ ,  $\phi_{sc}$  representam as derivadas temporais dos fluxos concatenados com as respectivas bobinas do estator e  $R_s$  a resistência dos enrolamentos do estator.

De uma forma mais compacta, pode-se representar a equação (3.2) por:

$$V_{s3} = R_{s3}I_{s3} + \Phi_{s3} \tag{3.3}$$

sendo:

$$V_{s3} = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}; R_{s3} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; I_{s3} = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}; \Phi_{s3} = \begin{bmatrix} \bullet \\ \phi_{sa} \\ \bullet \\ \phi_{sb} \\ \bullet \\ \phi_{sc} \end{bmatrix}.$$
(3.4)

Considerando que  $M_{ab}$ ,  $M_{ac}$  e  $M_{bc}$  são os valores das indutâncias mútuas entre as respectivas fases do estator, pode-se escrever a equação matricial do fluxo como sendo:

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{sra} \\ \phi_{srb} \\ \phi_{src} \end{bmatrix}$$
(3.5)

onde  $L_a, L_b, L_c$  são as indutâncias próprias por fase do estator; e  $\phi_{sra}, \phi_{srb}, \phi_{src}$  são os fluxos concatenados do rotor com as respectivas fases do estator. Devido à forma construtiva do rotor, tem-se:

$$\phi_{sra} = \phi_{srm} \cos(\theta)$$

$$\phi_{srb} = \phi_{srm} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$\phi_{src} = \phi_{srm} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$
(3.6)

sendo  $\phi_{srm}$ o máximo fluxo concatenado das fases do estator com o rotor.

De forma mais compacta, pode-se escrever:

$$\Phi_{s3} = L_{s3}I_{s3} + \Phi_{sr} \tag{3.7}$$

onde:

$$\Phi_{s3} = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix}; \ \mathbf{L}_{s3} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix}; \ \mathbf{I}_{s3} = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}; \ \Phi_{sr} = \begin{bmatrix} \phi_{sra} \\ \phi_{srb} \\ \phi_{srb} \\ \phi_{src} \end{bmatrix}.$$
(3.8)

As indutâncias próprias e mútuas podem ser expressas em função do ângulo de deslocamento do rotor  $\theta$  e da distribuição senoidal do fluxo no entreferro, no qual as três fases estão deslocadas de 120° entre si. Devido aos enrolamentos serem distribuídos para suprir a força magnetomotriz senoidal, a indutância pode ser modelada como uma função cossenoidal de duas vezes a posição do rotor do eixo de referência para corresponder a realidade física [20], sendo:

$$L_{a} = L_{s} + L_{m} \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right)$$

$$L_{b} = L_{s} + L_{m} \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)$$

$$L_{c} = L_{s} + L_{m} \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right)$$

$$M_{ab} = -\frac{1}{2}L_{s} + L_{m} \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right)$$

$$M_{ac} = -\frac{1}{2}L_{s} + L_{m} \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)$$

$$M_{bc} = -\frac{1}{2}L_{s} + L_{m} \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right)$$
(3.9)

onde  $L_s$  é o valor médio da indutância própria da bobina e  $L_m$  é a máxima variação da indutância.

# 3.4.1 - MODELAGEM DA DINÂMICA ELÉTRICA

Uma vez definidas as equações eletromagnéticas que representam o comportamento do MSIP, pode-se aplicar a transformação trifásico-bifásico K, também chamada de transformação de Clarke,

às equações estatóricas. Com isto, tem-se o estator trifásico transformado em um equivalente bifásico, no referencial  $\alpha\beta0$  [20]. A Fig. 3.4 mostra o estator trifásico (a) e seu equivalente bifásico estacionário (b), ou seja, a transformação de Clarke. Para obter maiores detalhes sobre a transformação, deve-se consultar o Apêndice A.



a) b) Fig. 3.4 – Transformação de Clarke: a) estator trifásico; b) equivalente bifásico.

A transformação utilizada é dada através da seguinte matriz K [21]:

$$\mathbf{K} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$
(3.10)

que é invariante em potência. Deste fato, resulta que  $K^{-1} = K^{T}$  [21].

Aplicando a transformação K na equação (3.3), tem-se:

$$KV_{s3} = KR_{s3}I_{s3} + K\Phi_{s3}$$
(3.11)

A transformação K permite escrever a seguinte relação:

$$I_{s3} = K^{-1}I_{s20}$$
(3.12)

sendo  $I_{s20} = [i_{sa}, i_{sb}, i_0]^T$ , onde  $i_0$  a componente de sequência zero.

Aplicando a equação (3.12) em (3.11), tem-se:

$$KV_{s3} = KR_{s3}K^{-1}I_{s20} + K\Phi_{s3}$$
(3.13)

Contudo, como  $R_{s3}$  é proporcional a matriz identidade, tem-se que  $KR_{s3}K^{-1}=R_{s3}$ .

Assumindo a máquina como sendo simétrica e equilibrada, as componentes de sequência zero tanto para a corrente  $(i_0)$  como para a tensão  $(v_0)$ , são nulas e podem ser desprezadas, o que define o novo vetor de tensão e corrente de estator no referencial bifásico estacionário  $I_{s2}$ , como  $I_{s2} = [i_{sa}, i_{sb}]^T$ .

Com isto, pode-se escrever:

$$V_{s2} = R_{s2}I_{s2} + \Phi_{s2} \tag{3.14}$$

sendo  $\mathbf{\Phi}_{s2} = \left[ \phi_{\alpha}, \phi_{\beta} \right]^T$  e:

$$R_{s2} = \begin{bmatrix} R_s & 0\\ 0 & R_s \end{bmatrix}$$
(3.15)

Observa-se que  $R_{s2}$  e  $\dot{\Phi}_{s2}$  já estão definidos desprezando as respectivas componentes de sequência zero. Pode-se verificar que a matriz  $R_{s2}$  está definida como a submatriz (2x2) da matriz  $R_{s3}$ , onde se despreza a terceira linha e a terceira coluna.

Do mesmo modo, se a transformação K for aplicada em (3.7), tem-se:

$$K\Phi_{s3} = KL_{s3}I_{s3} + K\Phi_{sr}$$
(3.16)

Utilizando-se (3.12), pode-se escrever:

$$K\Phi_{s3} = KL_{s3}K^{-1}I_{s2} + K\Phi_{sr}$$
(3.17)

Finalmente, após algumas manipulações algébricas, obtém-se a equação (3.18) para o fluxo do estator no referencial bifásico:

$$\Phi_{s2} = L_{s2}I_{s2} + \sqrt{\frac{3}{2}}\phi_{srm}M_{\theta}$$
(3.18)

sendo  $\mathbf{M}_{\theta} = [\cos(\theta), \sin(\theta)]^T$  e:

56

$$L_{s2} = \begin{bmatrix} 1,5L_s + 1,5L_m - 3L_m\cos^2(\theta) & -3L_m\sin(\theta)\cos(\theta) \\ -3L_m\sin(\theta)\cos(\theta) & 1,5L_s - 1,5L_m + 3L_m\cos^2(\theta) \end{bmatrix}$$
(3.19)

A substituição de (3.18) em (3.14) resulta em:

$$\mathbf{V}_{s2} = \mathbf{R}_{s2} \, \mathbf{I}_{s2} + \mathbf{L}_{s2} \, \mathbf{I}_{s2} + \mathbf{L}_{s21} \, \mathbf{I}_{s2} + \mathbf{M}_{\theta 1} \, \boldsymbol{\theta} \, K_m \tag{3.20}$$

onde  $K_m = \sqrt{\frac{3}{2}}\phi_{srm}$ ,  $\mathbf{M}_{\theta 1} = \left[-\operatorname{sen}(\theta), \cos(\theta)\right]^T$  e

$$L_{s21} = \begin{bmatrix} 6L_m \operatorname{sen}(\theta) \cos(\theta) & 3L_m (\operatorname{sen}^2(\theta) - \cos^2(\theta)) \\ 3L_m (\operatorname{sen}^2(\theta) - \cos^2(\theta)) & -6L_m \operatorname{sen}(\theta) \cos(\theta) \end{bmatrix}$$
(3.21)

Da equação (3.20), pode-se escrever a equação dinâmica das correntes, como:

$$\mathbf{\dot{I}}_{s2} = -\mathbf{L}_{s2}^{-1}\mathbf{R}_{s2}\mathbf{I}_{s2} - \mathbf{L}_{s2}^{-1}\mathbf{L}_{s2} + \mathbf{\dot{\theta}}\mathbf{I}_{s2} - \mathbf{L}_{s2}^{-1}\mathbf{M}_{\theta 1} + \mathbf{\dot{\theta}}\mathbf{K}_{m} + \mathbf{L}_{s2}^{-1}\mathbf{V}_{s2}$$
(3.22)

Até este ponto, o que se tem é o modelo de uma máquina equivalente bifásica, onde as grandezas trifásicas físicas do estator foram transformadas segundo um referencial bifásico ortogonal estacionário e as grandezas do rotor estão segundo o seu referencial girante. O passo seguinte é a transformação de todas as grandezas da máquina para um único sistema de coordenadas fixo no rotor, conhecido na literatura como sistema de coordenadas síncrono dq. Para tanto, usa-se uma transformação de rotação **T**, matematicamente definida como [21]:

$$T = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$
(3.23)

Em síntese, o referencial dq é um sistema de eixos ortogonais onde o eixo direto está alinhado com o eixo direto do rotor e, portanto, gira com velocidade igual à do rotor. A Fig. 3.5 mostra a relação entre os sistemas de eixo estacionário  $\alpha\beta$  e síncrono dq.

Aplicando a transformação de rotação na Equação (3.20) obtém-se:

$$TV_{s2} = TR_{s2} I_{s2} + TL_{s2} I_{s2} + L_{s2} \theta I_{s2} + TM_{\theta 1} \theta K_{m}$$
(3.24)

Pela transformação de rotação, tem-se a seguinte relação entre as correntes no referencial estacionário  $\alpha\beta$  e no referencial dq:

$$I_{s2} = T^{-1}I_{sdq}$$
 (3.25)

sendo  $\mathbf{I}_{sdq} = \left[i_{sd}, i_{sq}\right]^T$ .



Fig. 3.5 – Transformada de Park: transformação de coordenadas bifásicas estacionárias αβ para coordenadas bifásicas girantes dq.

Derivando os dois lados da igualdade de (3.25), obtém-se:

$$\dot{I}_{s2} = T^{-1} \theta I_{sdq} + T^{-1} I_{sdq}$$
 (3.26)

Aplicando (3.25) e (3.26) em (3.24), tem-se:

$$TV_{s2} = TR_{s2}T^{-1}I_{sdq} + TL_{s2}T^{-1}\dot{\theta}I_{sdq} + TL_{s2}T^{-1}\dot{I}_{sdq} + TL_{s21}T^{-1}\dot{\theta}I_{sdq} + TM_{\theta 1}\dot{\theta}K_{m}$$
(3.27)

Como um dos objetivos é obter as relações entre os parâmetros do modelo bifásico e os parâmetros físicos da máquina, desenvolvendo o coeficiente do segundo termo da equação (3.27), ou seja,  $TL_{s2}T^{-1}$ , pode-se escrever:

$$\begin{bmatrix} L_{sdq} \end{bmatrix} = TL_{s2}T^{-1} = \begin{bmatrix} 1,5(L_s - L_m) & 0\\ 0 & 1,5(L_s + L_m) \end{bmatrix}$$
(3.28)

Em relação às indutâncias para o modelo do motor no referencial dq, define-se a indutância de eixo direto (Ld) e a indutância de eixo em quadratura (Lq), segundo os parâmetros físicos do motor (Ls e Lm). Com isso, a diferença fundamental entre os dois tipos de motores síncronos, ou seja, o MSIP e o motor síncrono, é determinada pela inversão do sinal no cálculo da indutância de eixo

direto e da indutância de eixo em quadratura para cada um dos motores. Então, através das seguintes relações, tem-se:

$$L_{d} = 1,5(L_{s} - L_{m})$$

$$L_{q} = 1,5(L_{s} + L_{m})$$
(3.29)

Pode-se reescrever (3.29) como:

$$\mathbf{L}_{\mathrm{sdq}} = \begin{bmatrix} L_d & 0\\ 0 & L_q \end{bmatrix} \tag{3.30}$$

Resolvendo os demais coeficientes de (3.27), obtém-se a seguinte expressão de tensões para o referencial *dq*:

$$\mathbf{V}_{sdq} = \mathbf{R}_{s2}\mathbf{I}_{sdq} + \mathbf{L}_{sdq} \overset{\bullet}{\boldsymbol{\theta}} \mathbf{I}_{sdq} + \mathbf{L}_{sdq} \overset{\bullet}{\mathbf{I}}_{sdq} + \mathbf{L}_{sdq} \overset{\bullet}{\boldsymbol{\theta}} \mathbf{I}_{sdq} + \mathbf{M}_{\theta dq} \overset{\bullet}{\boldsymbol{\theta}} K_{m}$$
(3.31)

onde  $V_{sdq} = \begin{bmatrix} v_{sd}, v_{sq} \end{bmatrix}^T$  e:

$$L_{sdq} = \begin{bmatrix} 0 & 3L_m \\ 3L_m & 0 \end{bmatrix}$$

$$M_{\theta dq} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$
(3.32)

A partir de (3.31), obtém-se a equação da dinâmica das correntes de estator no referencial dq como sendo:

$$\dot{\mathbf{I}}_{sdq} = \mathbf{L}\mathbf{R}_{dq}\mathbf{I}_{sdq} + \mathbf{L}\mathbf{L}_{dq}\dot{\boldsymbol{\theta}}\mathbf{I}_{dq} + \mathbf{L}\mathbf{M}_{dq}\dot{\boldsymbol{\theta}}K_m + \dot{\boldsymbol{\theta}}\mathbf{I}_{dq} + \mathbf{L}_{sdq}^{-1}\mathbf{V}_{sdq}$$
(3.33)

onde:

$$LR_{dq} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0\\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}$$

$$LL_{dq} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{3L_m}{L_d}\\ \frac{3L_m}{L_q} & 0 \end{bmatrix}$$

$$LM_{dq} = \begin{bmatrix} 0\\ -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix}$$
(3.34)

59

Tem-se, então, determinadas todas as equações de tensões e correntes para o estator segundo o referencial síncrono dq.

# 3.4.2 - MODELAGEM DA DINÂMICA MECÂNICA

Com relação à equação mecânica, inicia-se a análise a partir da equação da potência elétrica instantânea absorvida pelo motor. Assim tem-se:

$$P = v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq} \tag{3.35}$$

De outra forma, tem-se:

$$P = P_{mag} + P_J + P_m = (L_d i_{sd} i_{sd} + L_q i_{sq} i_{sq}) + R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + [(L_d - L_q) i_{sd} + K_m] i_{sq} \dot{\theta}$$
(3.36)

Na equação (3.36), pode-se observar que a potência elétrica é composta por três termos distintos: a potência ( $P_{mag}$ ) referente à energia armazenada no campo magnético dos enrolamentos de eixo direto e em quadratura do estator; as perdas ( $P_J$ ) por efeito Joule nas resistências estatóricas; e a potência mecânica ( $P_m$ ) desenvolvida no eixo do motor.

Deve-se observar que a velocidade angular mecânica  $\omega_r$  se relaciona com a velocidade angular elétrica  $\omega$ , pela seguinte relação:

$$\omega = \theta = p\omega_r \tag{3.37}$$

onde p é o número de pares de polos.

Utilizando (3.36), pode-se reescrever o termo referente à potência mecânica como sendo:

$$P_{m} = p[(L_{d} - L_{q})i_{sd} + K_{m}]i_{sq}\omega_{r} \quad (3.38)$$

A partir da relação mecânica conjugado-potência, tem-se:

$$C_{m} = \frac{P_{m}}{\omega_{r}} = p[(L_{d} - L_{q})i_{sd} + K_{m}]i_{sq}$$
(3.39)

onde  $C_m$  é o conjugado do motor.

A equação dinâmica do conjugado para o motor é dada por:

$$C_m - C_b - C_l = J \,\omega_r \tag{3.40}$$

onde  $C_l$  é o conjugado de carga, J é o momento de inércia do motor, b é coeficiente de atrito; e  $C_b$  é o conjugado de perdas por atrito, modelado como proporcional à velocidade:

$$C_b = b\omega_r \tag{3.41}$$

Substituindo-se (3.39) e (3.41) em (3.40), pode-se escrever a equação (3.42) para a dinâmica da velocidade mecânica:

$$\bullet_{\sigma} = \frac{p}{J} [(L_d - L_q)i_{sd} + K_m]i_{sq} - \frac{b}{J}\omega_r - \frac{C_l}{J}$$
(3.42)

sendo a relação entre posição e velocidade do eixo do motor dada por:

$$\hat{\theta}_r = \omega_r \tag{3.43}$$

As equações (3.42) e (3.43) definem as relações mecânicas para o motor síncrono, sendo que o modelo completo do MSIP no referencial dq é definido através do seguinte conjunto de equações diferenciais:

$$\dot{i}_{sd} = -\frac{R_s}{L_d} \dot{i}_{sd} + \frac{L_q p}{L_d} \omega_r \dot{i}_{sq} + \frac{1}{L_d} v_{sd}$$
(3.44)

$$\dot{\mathbf{i}}_{sq} = -\frac{R_s}{L_q} \dot{\mathbf{i}}_{sq} - \frac{L_d p}{L_q} \omega_r \dot{\mathbf{i}}_{sd} - \frac{K_m p}{L_q} \omega_r + \frac{1}{L_q} v_{sq}$$
(3.45)

$$\dot{\omega}_{r} = \frac{p}{J} [(L_{d} - L_{q})i_{sd} + K_{m}]i_{sq} - \frac{b}{J}\omega_{r} - \frac{C_{l}}{J}$$
(3.46)

$$\dot{\theta}_r = \omega_r \tag{3.47}$$

O modelo obtido para o motor síncrono no referencial *dq* é fundamental para a aplicação das técnicas avançadas para o controle de movimento do motor. O modelo apresenta equações mais simples do que as equações do modelo trifásico, eliminando o acoplamento entre as indutâncias de estator e também a variação temporal das indutâncias de estator e de rotor. A representação do modelo em diagrama de blocos é mostrada na Fig. 3.6.



Fig. 3.6 – Diagrama de blocos do modelo em coordenadas síncronas do MSIP.

#### 3.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, abordou-se o princípio de funcionamento do motor síncrono de imã permanente (MSIP), apresentando-se um estudo sobre os materiais magnéticos empregados em sua construção e sua modelagem dinâmica. Este motor produz uma força contra-eletromotriz senoidal e é normalmente comutado por um inversor trifásico, produzindo assim correntes senoidais. O modelo matemático é muito semelhante aos motores síncronos em geral. Quando são considerados os referenciais do rotor, o fluxo produzido pelo MSIP é concentrado ao longo do eixo d, o torque eletromagnético ao longo do eixo q e o referencial gira à velocidade do rotor, obtendo-se assim uma relação fixa entre os campos magnéticos do estator e do rotor. O modelo obtido em coordenadas dq possibilita executar o projeto dos controladores para a corrente de eixo direto e para a posição angular.

#### **CAPÍTULO 4**

# MODELAGEM DINÂMICA DO VEÍCULO

#### 4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo, são discutidos os princípios básicos relacionados à dinâmica um veículo. São descritos também os modelos de simulação através das equações físicas que representam o movimento veicular. Os modelos de simulação estabelecem as relações de torque que influenciam no comportamento do veículo, baseando-se no somatório das forças aplicadas ao mesmo.

### 4.2 - MODELO DINÂMICO DO VEÍCULO

A modelagem dinâmica do veículo é fundamental para que seja possível avaliar o desempenho do sistema. Os veículos elétricos devem ser capazes de interagir com os outros veículos no tráfego urbano e em estradas, possuindo características semelhantes aos veículos convencionais. A comparação do desempenho de um veículo elétrico com um veículo semelhante movido por motor de combustão interna é importante para a avaliação do projeto de um veículo com essas características [22].

Considera-se um veículo acelerando em uma estrada inclinada com um ângulo  $\alpha$  conforme representado na Fig. 4.1. A propulsão do veículo deve gerar uma força total (isto é, "esforço de tração")  $F_v$  para superar o arraste aerodinâmico  $F_d$ , a resistência de rolamento  $F_r$  e a gravidade  $F_g$ , e  $F_a$  para acelerar [23],

$$F_{v} = F_{d} + F_{r} + F_{a} + F_{g} = \frac{1}{2}\rho C_{d}A_{v}v^{2} + f_{rr}g\cos(\alpha) + M_{v}g\sin(\alpha), \qquad (4.1)$$

onde:

 $\rho$ : densidade do ar = 1,204 kg/m<sup>3</sup> a 20 °C, 1 atm;

 $C_d$ : coeficiente de arraste aerodinâmico;
- $A_v$ : área da superfície frontal do veículo (em m<sup>2</sup>);
- *v* : velocidade do veículo (em m/s);
- $M_{y}$ : massa do veículo (em kg);
- g : aceleração de gravidade= $9.81 \text{ m/s}^2$ ;

 $f_{rr}$ : coeficiente da resistência de rolamento, ou coeficiente de atrito de rolamento, tipicamente 0,01 para pneus de carros no concreto ou no asfalto;

sen  $\alpha \approx \text{tg } \alpha = \frac{H}{L}$  = gradiente Z da estrada (para pequenos valores de  $\alpha$ );

 $\cos \alpha \approx 1$  (para pequenos valores de  $\alpha$ ).



Fig. 4.1 – Veículo subindo uma estrada com gradiente Z= H/L [23].

A potência de tração requerida é:

$$P_{v} = F_{v} \times v \approx \frac{1}{2} \rho C_{d} A_{v} v^{3} + f_{rr} M_{v} g v + M_{v} v \frac{dv}{dt} + M_{v} g Z v, \qquad (4.2)$$

# 4.3 - CARACTERÍSTICAS DA UNIDADE DE TRAÇÃO

A potência de tração exigida pelo veículo pode ser gerada por um motor de combustão interna (MCI), um motor elétrico (ME), ou uma combinação dos dois. Idealmente, a máxima potência de tração disponível seria independente da velocidade do veículo [23]. Exemplos das capacidades reais do motor de combustão interna e do motor elétrico são comparados na Fig. 4.2 e na Fig. 4.3.



Fig. 4.2 – Característica do motor de combustão interna [23].



Fig. 4.3 – Característica do motor elétrico [23].

A potência e torque do motor de combustão interna (em função da rotação) estão longe da característica desejável de potência constante. Além disso, o motor de combustão interna não pode operar abaixo de uma rotação mínima e a potência de saída disponível atinge o valor máximo em velocidade relativamente alta. Ao contrário, um motor elétrico pode produzir um torque máximo

começando na rotação zero e possui a característica de potência constante, desejável a partir de uma velocidade base até atingir um limite máximo de velocidade [23].

Para combinar as capacidades do motor de combustão interna com as exigências de potência de tração em uma ampla gama de velocidades do veículo, um veículo convencional deve incluir um sistema de transmissão (caixa de câmbio e embreagem) com várias marchas. Em contraste, um veículo elétrico necessita de um sistema de transmissão bem mais simples e eficiente e que pode operar com apenas uma marcha [23].

A Fig. 4.4 representa o esforço requerido de tração do veículo, isto é, a força  $F_v$ , como função da velocidade v do veículo pode ser realizado pelo motor de combustão interna com quatro marchas e pelo motor elétrico usando apenas uma marcha.

### 4.4 - REQUISITOS DE DESEMPENHO DO VEÍCULO

Os requisitos de desempenho de um veículo incluem basicamente:

• Aceleração, definida como sendo o tempo  $t_a$  que o veículo leva para acelerar de 0 a  $v_f=100$  km/h (0-60 mph) em estrada plana (Z=0);

- Velocidade máxima de cruzeiro *v<sub>max;</sub>*
- Gradiente, isto é, a rampa máxima da estrada  $Z_{max}$  (em porcentagem) que o veículo é capaz de subir com uma determinada velocidade  $v_z$ .

Para um dado conjunto de requisitos de desempenho, a Equação (4.2) e a característica do veículo da Fig. 4.4 podem ser usados para estimar a potência necessária  $P_{drive}$  para tracionar o veículo.



Fig. 4.4 – Tração característica do veículo usando um MCI com transmissão de quatro marchas ou um ME com uma única marcha [23].

Na maioria dos casos, a aceleração é o requisito mais exigente. O objetivo é encontrar  $P_{drive}$  tal que o veículo possa acelerar de v = 0 a  $v = v_f$  (100 km/h) em um tempo  $t_a$  (medido em segundos) em uma estrada plana, isto é, Z=0. A partir da equação (4.2), tem-se que [23]:

$$M_{v}v\frac{dv}{dt} = P_{v} - \frac{1}{2}\rho C_{d}A_{v}v^{3} - f_{rr}M_{v}gv$$
(4.3)

$$dt = \frac{M_v v}{P_v - \frac{1}{2}\rho C_d A_v v^3 - f_{rr} M_v g v}$$
(4.4)

onde, de acordo com a característica ilustrada na Fig. 4.4, tem-se:

$$P_{v} = \begin{cases} P_{drive} \frac{v}{v_{b}}, \text{ para } 0 \le v \le v_{b} \\ P_{drive}, \text{ para } v_{b} < v < v_{f} \end{cases}$$
(4.5)

Nota-se que a equação (4.5) é baseada na capacidade do motor elétrico, quando este se aproxima da capacidade do motor de combustão interna, considerando um sistema multimarchas. A

equação (4.5) que corresponde à integração da equação (4.4) de t=0 a  $t=t_a$ , conduz ao tempo de aceleração  $t_a$  em função de  $P_{drive}$ :

$$t_{a} = \int_{0}^{v_{b}} \frac{M_{v}v}{P_{drive} - \frac{1}{2}\rho C_{d}A_{v}v_{b}v^{2} - f_{rr}M_{v}gv_{b}} dv + \int_{v_{b}}^{v_{f}} \frac{M_{v}v}{P_{drive} - \frac{1}{2}\rho C_{d}A_{v}v^{3} - f_{rr}M_{v}gv} dv$$
(4.6)

A partir de (4.6), assumindo que, em uma faixa de velocidades de  $0 a v_f$ , a potência exigida para vencer a resistência de rolamento e o arrasto seja relativamente pequena, um resultado aproximado para a potência de tração exigida  $P_{drive}$  em função do tempo de aceleração  $t_a$  pode ser encontrada:

$$P_{drive} \approx \frac{M_v v_f^2}{2t_a} \left( 1 + \frac{1}{x_f^2} \right) + \frac{1}{5} \rho C_d A_v v_f^3 + \frac{2}{3} f_{rr} M_v g v_f$$
(4.7)

onde  $x_f = v_f / v_b$ .

Para encontrar a potência exigida  $P_{tmax}$  do motor de um carro ou de um motor elétrico, dada a potência de tração, a eficiência de transmissão  $\eta_t$  deverá também ser considerada.

$$P_{t\max} = \frac{P_{drive}}{\eta_t}$$

#### 4.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Durante o movimento, ou mesmo parado, um veículo está sob a ação de forças como o peso, forças inerciais devido a aceleração, forças trativas resistivas e normais no contato com o solo, forças aerodinâmicas e forças de reboque. A dinâmica longitudinal preocupa-se em prever o comportamento do veículo em relação aos movimentos e forças que agem na direção longitudinal. Basicamente a máxima aceleração possível de um veículo é limitada à máxima potência do motor e máxima tração nas rodas. Em geral, em altas velocidades a potência máxima do motor limitará a aceleração, enquanto que em baixas velocidades será a capacidade de tração das rodas. Para a escolha do motor elétrico ideal em um sistema de propulsão veicular, é importante que o mesmo possua um elevado torque inicial e consiga desenvolver uma velocidade final coerente com as características definidas para o veículo, ou seja, ao buscar obter um elevado torque não deve ser desconsiderada a velocidade máxima pretendida.

## **CAPÍTULO 5**

### SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

### 5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Tendo como base as equações desenvolvidas nos Capítulos 3 e 4, este capítulo descreve a plataforma de simulação do veículo elétrico implementada no Matlab/Simulink, com o objetivo de avaliar qualitativamente algumas grandezas envolvidas em um sistema de propulsão elétrica. O desenvolvimento do sistema de simulação foi realizado tendo em vista a maior flexibilidade possível na entrada de dados, para que fosse possível proceder modificações tanto nos componentes do sistema de tração quanto nas lógicas de controle empregadas.

# 5.2 - SUBSISTEMAS DO VEÍCULO

O modelo do veículo (Fig. 5.1) desenvolvido inclui os blocos referentes ao ciclo de direção, controle do veículo (motorista), dinâmica do veículo elétrico e um bloco onde são monitoradas as variáveis da simulação contendo as conversões pertinentes. Cada bloco é descrito em detalhes nas seções seguintes.



#### Fig. 5.1 – Modelo do veículo elétrico.

#### 5.2.1 - CICLO DE DIREÇÃO

O ciclo de direção ou *driving cycle* é um padrão de acelerações, velocidades e frenagens num determinado intervalo de tempo, sendo normalmente utilizado para avaliar o consumo de combustível e o desempenho das baterias. É um modelo de condução normalizado que é apresentado por um gráfico velocidade/tempo. O percurso de condução está segmentado em pequenos intervalos de tempo nos quais a aceleração é considerada constante. Como resultado, a velocidade irá variar linearmente com o tempo em cada intervalo. Devido à velocidade e aceleração serem conhecidas para cada intervalo de tempo, a energia mecânica requerida em função do tempo pode ser determinada através de equações [24].

Os ciclos de direção utilizados nas simulações neste trabalho são o *Urban Dynamometer Driving Schedule* (UDDS), *Federal Highway Schedule* (HWFET) definidos pela agência de proteção ambiental norte-americana *U.S. Environmental Protection Agency* (EPA), o órgão, além do *Extra Urban Driving Cycle* (EUDC) definido pelos órgãos de proteção ambiental da Europa.

O ciclo UDDS representado na Fig. 5.2 simula as condições de direção nos centros urbanos com uma velocidade média de 31,5 km/h, de 1369 segundos, cobrindo uma distância de 12 km e velocidade máxima de 91,2 km/h.

O ciclo HWFET (Fig. 5.3) simula as condições de direção em rodovias, com velocidade média de 77,6 km/h, de 765 segundos, simulando uma distância de 16,5 km e velocidade máxima de 96,4 km/h.

O ciclo EUDC (Fig. 5.4) foi concebido para representar um modo de condução mais agressivo, com velocidade média de 18,3 km/h, de 195 segundos simulando uma distância de 1 km e velocidade máxima de 50 km/h. Possui maiores períodos de aceleração e velocidade constantes.







Fig. 5.3 – Ciclo de direção HWFET.



Fig. 5.4 – Ciclo de direção EUDC

### 5.2.1.1 - SELEÇÃO DO CICLO DE DIREÇÃO

A seleção do ciclo de direção possibilita simular uma sequência de diferentes ciclos permitindo assim aproximar ao máximo da situação real. Esta seleção é realizada em uma fonte de blocos de parâmetros (Fig. 5.5), que é estruturada conforme a Fig. 5.6.



Fig. 5.5 – Janela de seleção de ciclos.



Fig. 5.6 – Seleção de ciclos.

## 5.2.2 - CONTROLE DE VELOCIDADE DO VEÍCULO

O motorista é responsável por impor a velocidade ao veículo através da atuação nos pedais do acelerador e do freio. Este é o agente que fecha a malha de realimentação, medindo a velocidade do veículo e a comparando com uma velocidade de referência. Do ponto de vista de controle, o

motorista pode ser modelado como um controlador proporcional-integral (PI) que irá atuar através do sinal de torque de referência para o motor elétrico (Fig. 5.7).



Fig. 5.7 – Diagrama de blocos do controle do veículo.

O controlador PI é projetado de maneira que a entrada seja o erro entre a velocidade desejada (velocidade de referência) e a velocidade atual do veículo, enquanto a saída (sinal de controle) é o torque que deve ser transmitido ao eixo das rodas. Esta saída pode ser entendida como sendo a posição dos pedais do acelerador e do freio, modificada de acordo com a atuação do motorista (Fig. 5.8).



Fig. 5.8 – Controlador de velocidade PI.

# 5.2.3 - DINÂMICA DO VEÍCULO

O modelo de simulação da dinâmica do veículo (Fig. 5.9) representa os sistemas do veículo e o modelo das variáveis ambientais. O modelo dos sistemas do veículo fornece como saída a força

de acionamento do mesmo, por outro lado, o modelo de interação ambiental calcula a força resistiva ao movimento do veículo.



Fig. 5.9 – Modelo da dinâmica do veículo.



Fig. 5.10 – Diagrama de blocos dos sistemas do veículo.

O diagrama de blocos representado na Fig. 5.10 é detalhado pelo modelo implementado na simulação (Fig. 5.11).



Fig. 5.11 – Modelo dos sistemas do veículo.

O bloco do estado de carga das baterias possui uma referência fixa de tensão, e um integrador monitora a carga das mesmas durante o ciclo de direção. O modelo mantém o controle do estado de carga e gera um sinal de erro quando a tensão ultrapassar 100% ou cair a 0%.

O bloco do conversor cc-cc é composto por estágios de potência e controle, e mantém a tensão do barramento de corrente contínua em uma determinada referência, variando-se o ciclo de trabalho (D). O estágio de potência é baseado em um conversor *boost*, onde não são consideradas as perdas, ou seja, o modelo é ideal. O controlador utiliza a ação integral pura garantindo o erro zero em regime permanente, nenhuma dinâmica é considerada e o ciclo de trabalho é limitado entre 0 e 1.

O bloco que modela o acionamento elétrico (Fig. 5.12) é composto pelos seguintes modelos:

- Controlador dq;
- Conversor cc-ca;
- Motor síncrono de imã permanente (MSIP).



Fig. 5.12 – Modelo do acionamento elétrico.

O controlador *dq* tem como entrada a referência de torque, a medida das correntes nas três fases e a posição angular do rotor, gerando na saída os sinais de controle para os semicondutores do conversor cc-ca regulando através destes a tensão fornecida ao motor. O conversor cc-ca é considerado ideal e o desenvolvimento do modelo do MSIP é baseado nas equações desenvolvidas no Capítulo 3, Seção 3.4. O controle vetorial implementado ou por orientação de campo é descrito em detalhes no Anexo B.

A transmissão consiste da ligação entre o motor e a roda, onde estão diretamente acoplados por um eixo ideal, sem perdas e sem redução de marchas. O modelo do pneu é utilizado para a conversão do movimento rotacional em movimento linear. Somente é considerada a variável raio da roda e são desconsiderados os demais efeitos.

O bloco do modelo de interação ambiental (Fig. 5.13) fornece a força resistiva ao movimento do veículo. Neste modelo, são consideradas as seguintes variáveis:

- Densidade do ar, coeficiente de arraste e área frontal do veículo que fornecerão o valor da resistência do ar;

- Coeficiente de atrito, massa do veículo e aceleração da gravidade que fornecerão o valor da resistência de rolamento.

# 5.3 - RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

Conforme descrito em na Seção 5.3.1, os cenários de simulação são baseados em referências de velocidades definidas por ciclos de direção. A análise da aceleração do veículo é representada por um ciclo urbano com muitas variações, paradas e acionamentos de freio. Outro cenário apresenta um trajeto de autoestrada com oscilações menores, porém os valores de aceleração e velocidade atingem valores maiores e respostas em reduções e frenagens.

Os ciclos simulados baseiam-se nas referências *UDDS* (Fig. 5.14) e *HWFET* (Fig. 5.15). Observa-se um bom rastreamento da velocidade de referência com o uso de um controlador PI na malha de controle de velocidade.



Fig. 5.13 – Modelo de interação ambiental.



Fig. 5.14 – Referência UDDS e velocidade real.



Fig. 5.15 – Referência *HWFET* e velocidade real.

Analisando-se os gráficos referentes ao torque no motor (Fig. 5.16) para as duas referências de velocidades citadas anteriormente, é possível perceber um pico no momento da partida e valores negativos nos instantes de frenagem, comportamento também observado na potência desenvolvida pelo motor. Nos instantes de frenagem, ocorre a regeneração de energia possibilitando a recarga do banco de baterias.

A potência desenvolvida pelo motor (Fig. 5.17) atinge um valor máximo de 30 kW, no instante de 200 segundos na aplicação do ciclo *UDDS* e praticamente se mantêm constante em um valor médio de 18 kW no ciclo *HWFET*. Este comportamento é relativo às características destes dois ciclos, ou seja, maiores esforços para um ciclo urbano (*UDDS*) com paradas e acionamento do freio e oscilações menores para um ciclo em autoestrada (*HWFET*).

A corrente drenada pelo motor (Fig. 5.18) atinge valores máximos de 300 amperes nos dois ciclos de direção. A diferença observada é que no ciclo *UDDS*. Os esforços são maiores devido às solicitações repetitivas enquanto no ciclo *HWFET* os valores máximos estão presentes somente nos instantes de aceleração e desaceleração, mantendo-se praticamente constante durante o restante do tempo.



**(a)** 



Fig. 5.16 – Torque desenvolvido pelo motor (a) Ref. UDDS (b) Ref. HWFET.



Fig. 5.17 – Potência desenvolvida pelo motor (a) Ref. UDDS (b) Ref. HWFET



Fig. 5.18 – Corrente no motor (a) Ref. UDDS (b) Ref. HWFET.

Um fato importante observado no comportamento da energia consumida (Fig. 5.19) é que no ciclo *UDDS* o valor final foi de 0,9 kWh e no ciclo *HWFET* o consumo registrado apresentou um valor de 2,2 kWh. Este comportamento se justifica pela característica de diversas paradas do ciclo UDDS, não havendo portanto consumo de energia nos instantes correspondentes.

A performance das baterias frente às solicitações do veículo é avaliada pelo seu estado de carga (SOC), este comportamento é mostrado na Fig. 5.20. O estado inicial de carga definido foi de 75% conforme parâmetros do modelo no Anexo C, ao final do ciclo *UDDS*, as baterias apresentaram carga de 65% enquanto no ciclo *HWFET* esse valor é de 59%, ou seja, houve um maior consumo na condição de aceleração em autoestrada.



Fig. 5.19 – Energia (a) Ref. UDDS (b) Ref. HWFET.



Fig. 5.20 – Estado de carga das baterias (a) Ref. UDDS (b) Ref. HWFET.

## 5.4 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

O modelo simulado é capaz de avaliar as principais grandezas (elétricas e mecânicas) envolvidas no processo de tração de um veículo elétrico, trafegando segundo um ciclo de movimentação pré-determinado. A avaliação da velocidade do veículo a cada intervalo de tempo é aproximada ao máximo da velocidade determinada pelos ciclos de direção, levando em consideração as limitações dos componentes do sistema de tração. Os desafios de dimensionamento e otimização dos modernos conceitos automotivos podem ser auxiliados através da simulação computacional. Os protótipos virtuais permitem a avaliação de estratégias de controle, de gerenciamento energético e dimensionamento de componentes visando um ótimo consumo de combustível, aproveitamento energético e desempenho do veículo.

### **CAPÍTULO 6**

### CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

A utilização contínua de combustíveis fósseis representa uma grave ameaça ao meio ambiente, sendo que o mundo inteiro está ciente da importância de buscar alternativas para as grandes quantidades de gases poluentes emitidas pelos veículos. A utilização de veículos elétricos é crescente em vários países do mundo e a utilização dos mesmos de forma eficiente exige que seus sistemas de propulsão sejam adequadamente dimensionados.

Este trabalho destinou-se ao estudo das tecnologias inerentes aos veículos elétricos, mais precisamente as características do sistema de tração envolvendo o motor síncrono de imã permanente e seu método de controle. Foi possível efetuar a otimização e comparação dos diferentes sistemas e subsistemas do veículo elétrico, e também identificar a influência de algumas características no desempenho do mesmo. O método descrito neste trabalho permite avaliar o desempenho do veículo e as grandezas elétricas e mecânicas principais dos componentes de tração e controle.

Para a simulação do sistema foi adaptado um modelo em Matlab/Simulink obtido através das notas de aulas da disciplina *Power Electronics for Electric Drive Vehicles* – Eletrônica de Potência para Acionamento de Veículos Elétricos ministrada pelo Professor Dragan Maksimovic na Universidade do Colorado [26]. Através de vários testes e simulações, para condições semelhantes ao que se teria em uma situação real, conclui-se que o sistema comporta-se adequadamente e de forma muito estável aos comandos de velocidade.

Como continuidade deste trabalho sugere-se os seguintes tópicos como extensão ao estudo dos acionamentos elétricos aplicados a veículos elétricos:

- Modelagem e estudo comparativo do motor utilizado com o motor de indução trifásico e o motor de relutância chaveado [27];

- Implementação de controladores baseados em inteligência computacional, redes neurais e lógica fuzzy;

- Implementação prática através da montagem de um protótipo experimental.

## **REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS**

[1] ABVE – Associação Brasileira de Veículos Elétricos/INEE – Instituto Nacional de Eficiência
 Energética. Roteiro para Difusão de Veículos Elétricos. Disponível em
 <a href="http://www.abve.org.br/downloads/Road%20Map\_28%20maio\_final.pdf">http://www.abve.org.br/downloads/Road%20Map\_28%20maio\_final.pdf</a>. Acesso em 16/06/2013.

[2] C. Goldemberg, L. Lebensztajn, E. L. Pellini, "A Evolução do Carro Elétrico", PEA/EPUSP, 2005.

[3] Mehrdad Ehsani, Ali Emadi, "Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles" Second Edition, Ed. C. Press.

 [4] A. Raskin, S. Shah, "The Emergence of Hybrid Vehicles: Ending Oil's Stranglehold on Transportation and The Economy". Alliance Bernstein Research on Strategy Change, Jun. 2006.
 Disponível em: <u>http://www.evworld.com/library</u>. Acesso em 22/05/2013.

[5] C. C. Chan, "The State of the Art of Electric and Hybrid Vehicles", Proceedings of the IEEE, vol. 90, no. 2, February 2002, p. 247-275.

[6] M. Zeraouila, M. E. H. Benbouzid, and D. Diallo, "Electric Motor Drive Selection Issues for HEV Propulsion Systems: A Comparative Study in Vehicle Power and Propulsion", IEEE Conference on Vehicle Power and Propulsion, 2005.

[7] F. Zidani, M. E. H. Benbouzid, and D. Diallo, "Fuzzy Efficient-Optimization Controller for Induction Motor Drives", IEEE Power Engineering Review, 2000, p. 43-44.

[8] F. Zidani, et al., "Fuzzy Optimal Volts/Hertz Control Method for an Induction Motor", IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2001, p. 377-381.

[9] C. C. Chan, "The State of the Art of Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles", Proceedings of the IEEE, vol. 95, no. 4, April 2007, p. 704-718.

[10] K. D. Coelho, "Estudo de uma Fonte Ininterrupta de Corrente Contínua de Baixa Potência
 Gerenciada por um Microcontrolador". Dissertação de Mestrado. UFSC, Florianópolis, SC, Brasil,
 2001.

[11] G. L. Hunt, "The Great Battery Search". IEEE Spectrum. November 1998, vol. 35, no. 11.

[12] C. O. Lafuente, "Carregador de Baterias Monofásico para Aplicação em Veículos Elétricos",Dissertação de Mestrado, UFC, Fortaleza, Julho 2011.

[13] J. F. Gieras and M. Wing, "Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications".New York: Marcel Dekker, Inc., 1997, 444p.

[14] K. J. Overshott, "Magnetism: It is Permanent". IEEE Proceedings-A, vol. 138, no. 1, pp. 22-30, 1991.

[15] K. J. Strnat, "Modern Permanent Magnets for Applications in Electro-Technology", Proceedings of the IEEE, vol 78, No. 6, pp. 923-946, June 1990.

[16] P. C. Krause, O. Wasyncsuk, S. D. Sudhoff, "Analysis of Electrical Machinery", IEEE Press, New Jersey.

[17] R. Krishnan, "Electric Motor Drives: Modeling, Analysis and Control", Prentice Hall, New Jersey, 2001.

[18] P. Pilay, R. Krishnan, "Modeling, Simulation and Analysis of Permanent Magnet Motor Drives, Part I: The Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 25, no. 2, March/April 1989.

[19] B. K. Bose, "Power Electronics and Variable Frequency Drives", IEEE Press Series on Power Engineering, Series Editor, New York, 1997.

[20] D. F. Maria, "Controle Linear de Máximo Torque do Motor Síncrono de Imãs Permanentes Interiores", Dissertação de Mestrado, UNICAMP, DSEE, FEEC, 2009.

[21] I. Barbi, "Teoria Fundamental do Motor de Indução", Editora da UFSC, Florianópolis, SC, 1985. [22] A. Schell, H. Peng, C. C. Lin, M. J. Kim, "Modelling and control strategy development for fuel cell electric vehicles", Annual Reviews in Control, vol. 29, no. 3, pp. 159–168, 2005.

[23] Instituto Nacional de Eficiência Energética – INEE, Associação Brasileira do Veículo Elétrico
– ABVE, "Engenharia dos Veículos Elétricos e Híbridos". Disponível em: <u>http://www.abve.org.br</u>.
Acesso em 18/05/2013.

[24] R. Baran, "A Introdução de Veículos Elétricos no Brasil: Avaliação do Impacto no Consumo de Gasolina e Eletricidade", Tese de Doutorado, COPPE UFRJ, Rio de Janeiro, Setembro 2012.

[25] F. L. de Sá, "Estudo do Acionamento do Motor Síncrono de Imãs Permanentes: Abordagem Baseada no Controle Vetorial com Ângulo de Torque Constante", Dissertação de Mestrado, UDESC, Joinville, 2010.

[26] Lecture Notes for Power Electronics for Electric Drive Vehicles – ECEN 5017, University of Colorado - http://ecee.colorado.edu/~ecen5017/index.html.

[27] G. L. Lana, A. A. Ferreira, F. L. Tofoli, "Estudo Comparativo do Motor de Indução Trifásico e Motor Síncrono de Imã Permanente no Acionamento de Veículos Elétricos" Proceedings of International Conference on Engineering and Computer Education, vol. 08, pp. 160-164, Angola 2013.

# **APÊNDICE A**

# TRANSFORMAÇÃO TRIFÁSICO-BIFÁSICA

A Fig. A.1 representa um sistema de enrolamentos trifásicos e um sistema de enrolamentos bifásicos, estacionários um em relação ao outro. Partindo-se da hipótese da equivalência magnética entre os dois sistemas, pode-se estabelecer a seguinte relação matricial [25].

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\varphi & \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\varphi & -\sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix}$$
(A.1)

onde

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} = n_2 \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$
(A.2)



Fig. A.1 – Relação dos sistemas trifásicos (abc) e bifásicos (dq) [25].

A expressão (A.2) representa o vetor constituído pelas componentes ortogonais da força magnetomotriz do sistema bifásico,  $n_2$  é o número efetivo de espiras em cada enrolamento bifásico e  $i_d$  e  $i_q$  são as correntes que circulam nestes enrolamentos. A força magnetomotriz produzida pelo sistema trifásico é representada por:

$$\begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} = n_3 \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$
(A.3)

onde  $n_3$  é o número efetivo de espiras de cada enrolamento trifásico e  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  são as correntes que circulam nestes enrolamentos. Desta forma, a relação entre as correntes nos enrolamentos bifásicos e as correntes nos enrolamentos trifásicos é feita através da seguinte transformação:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{n_3}{n_2} \begin{bmatrix} \cos\varphi & \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\varphi & -\sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}$$
(A.4)

Com o objetivo de tornar a transformação inversível, define-se uma corrente  $i_0$  conforme a expressão:

$$i_0 = a \frac{n_3}{n_2} (i_a + i_b + i_c)$$
(A.5)

Esta corrente é conhecida na literatura como componente homopolar da representação bifásica e resulta nula quando o sistema trifásico é equilibrado. A inclusão da componente homopolar como terceiro elemento do vetor de correntes do sistema bifásico conduz à reescrita de (3.10) como:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{n_3}{n_2} \begin{bmatrix} \cos\varphi & \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\varphi & -\sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ a & a & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$
(A.6)

89

Assim a transformação trifásica-bifásica fica estabelecida por:

$$\mathbf{K} = \frac{n_3}{n_2} \begin{bmatrix} \cos\varphi & \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\varphi & -\sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ a & a & a \end{bmatrix}$$
(A.7)

\_

A condição para a invariância em termos da potência instantânea é a ortogonalidade de **K**, ou seja, que  $\mathbf{K}^{-1} = \mathbf{K}^{T}$ , [21]. Assim, com a consideração desta condição a transformação **K** assume a seguinte forma:

$$\mathbf{K} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\varphi & \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\varphi & -\sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$
(A.8)

Com a fixação do eixo direto do referencial bifásico sobre o eixo 1 do referencial trifásico, de tal forma a tornar  $\varphi = 0$ , a transformação **K** se particulariza para:

$$\mathbf{K} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$
(A.9)

Desta forma, a relação entre as variáveis elétricas trifásicas e as variáveis elétricas bifásicas é dada por:

$$\begin{cases} F_{dq} = KF_{abc} \\ F_{abc} = K^{-1}F_{abc} \end{cases}$$

onde  $\mathbf{F}_{dq}$  representa o vetor de variáveis em coordenadas bifásicas.

### **APÊNDICE B**

### CONTROLE POR ORIENTAÇÃO DE CAMPO

O controle vetorial (também denominado Controle por Orientação de Campo) é um método utilizado no acionamento de velocidade variável de motores de corrente alternada a fim de controlar o torque (e daí por fim a velocidade) através de uma malha de controle que monitora a corrente enviada a máquina. Este controle possibilita atingir um elevado grau de precisão e rapidez no controle tanto do torque quanto da velocidade do motor. O nome vetorial advém do fato que para ser possível este controle, é feita uma decomposição vetorial da corrente enviada ao motor nos vetores que representam o torque e o fluxo no motor, de forma a possibilitar a regulação independente do torque e do fluxo.

Este controle pode ainda ser dividido em dois tipos: normal e "sensorless" (sem sensores). Denominamos sensores, dispositivos que, sob o efeito de um sinal físico, alteram suas propriedades físicas. Neste contexto um encoder ou um resolver já não são mais sensores, mas dispositivos mais desenvolvidos que usam sensores, onde os sinais dos mesmos já foram condicionados a fornecer um sinal adequado ao uso desejado. O controle vetorial normal (Fig. B.2) necessita ter no motor um "sensor de velocidade" (por exemplo, um encoder incremental). Este tipo de controle permite obter a maior precisão possível no controle da velocidade e do torque, inclusive com o eixo do motor parado. A função do encoder é fundamental principalmente em velocidades próximas ao zero e também, muitas vezes, quando a carga assume valores extremos. O controle vetorial "sensorless" (Fig. B.1) não necessita de um "sensor de velocidade", ou seja, não necessita de um encoder. Sua precisão na regulação de velocidade é inferior se comparado a do controle vetorial normal, com limitações ainda maiores em baixíssimas rotações (velocidade zero ou bem próximas a zero).O objetivo do chamado controle sensorless é eliminar o encoder colocado no eixo da máquina, bem como os acessórios ligados ao mesmo, diminuindo-se custos e eliminando-se etapas adicionais ao

controle da mesma. Entretanto não se conhece até o momento um controle que seja genuinamente sem sensores (*sensorless*). O chamado controle vetorial sem sensores é, na verdade, um controle sem o transdutor de posição. Uma análise um pouco mais rígida mostra que, mesmo no clássico controle vetorial, são necessários pelo menos dois sensores de corrente para que sejam obtidas as transformações de coordenadas e o cálculo do fluxo.



Fig. B.1 – Controle vetorial sensorless.



Fig. B.2 – Controle vetorial com encoder.

A máquina cc com excitação independente possui uma estrutura de controle bastante simples baseada na ortogonalidade dos eixos associados ao fluxo de campo e a força magnetomotriz de armadura. Devido às características construtivas, estes eixos, conjugado e fluxo, estão desacoplados, facilitando projetos de acionamento com alto desempenho dinâmico, através do controle da corrente de armadura.

Na máquina CA, esta ortogonalidade não existe diretamente tornando as interações dinâmicas bastante complexas, ou seja, o fluxo e a FMM (Força Magneto Motriz) não são estacionários e mudam de valor com diferentes velocidades, dependendo assim do estado dinâmico da máquina.

Podemos afirmar que a máquina CA é um sistema não linear multi-variável, diferenciando-se de uma carga R-L passiva pela existente interação entre o estator e o rotor, o qual resulta em um comportamento que é dependente do ponto de operação (fluxo, conjugado, velocidade). Isso se constituiu um grande problema até que Hasse em 1969 propôs uma nova metodologia baseada em seu modelo vetorial, usando vetores espaciais para a modelagem da máquina CA. O excelente desempenho dinâmico do motor de corrente contínua de excitação independente foi o ponto de partida para os métodos vetoriais aplicados aos motores de indução.

Somente em 1972, F. Blaschke, utilizando-se de conceitos matemáticos e de muita intuição conseguiu formular uma teoria geral sobre o comportamento dinâmico da máquina de indução. Com a apresentação do princípio de Controle por Orientação de Campo, estava lançada a base teórica para o desenvolvimento das técnicas de Controle Vetorial de motores CA. A dificuldade então passou a ser implementá-la, uma vez que a técnica de orientação de campo previa cálculos complexos como conversão de sistemas de coordenadas móveis, utilizando equações simplificadas do modelo matemático do motor.

O objetivo da técnica de controle por orientação de campo é produzir um desacoplamento entre Conjugado e Fluxo de campo, possibilitando controlar a máquina CA de forma semelhante ao controle de um motor cc. Devido ao grande volume de processamento matemático inerente a essa técnica, o controle por orientação de campo só pode ser implementado na prática a partir de 1980, tornando-se economicamente viável, somente alguns anos depois, com o aumento da velocidade, aumento da capacidade de processamento matemático matricial e redução do custo de fabricação dos microprocessadores.

Atualmente, graças aos progressos obtidos principalmente nas áreas da eletrônica de potência e da microeletrônica, já é possível a utilização de motores CA em aplicações de alto desempenho dinâmico. Este método de controle utiliza correntes para comandar o sistema e, sendo assim, faz-se necessário adicionar uma malha de realimentação para o controle da corrente do motor. O controle vetorial de máquinas CA possui um grande campo de estudos e pesquisas científico-tecnológicas por tratar-se de sistemas bastante complexos, o qual exige intensa computação em tempo real e maior velocidade de processamento, quando comparado ao controle escalar.

O controle vetorial pode assegurar elevados desempenhos dinâmicos e de conversão energética. É um método de controle, com uma visão da máquina e dos seus modelos dinâmicos, que toma em consideração tanto a amplitude das grandezas como a sua fase, fazendo utilização de "vetores espaciais", cujas projeções são as variáveis trifásicas. Tradicionalmente o controle vetorial utiliza a estratégia de matrizes de transformação do sistema de 3 eixos para um sistema de 2 eixos (transformadas de Clark e Park). A estrutura de regulação (Fig. B.3) recebe assim duas constantes como referência: a componente do conjugado (sobre o eixo q) e a componente do fluxo (sobre o eixo d).

A técnica de Controle por Orientação de Campo tem sido largamente utilizada para permitir alto desempenho dinâmico de conjugado e velocidade no acionamento de máquinas CA. Os regimes dinâmicos mais comuns da máquina são considerados e o modelo obtido é similar ao das máquinas cc. de fácil controle, atendendo à dependência linear entre conjugado e corrente. O tratamento matricial e vetorial é facilitado por uso de aplicativo. Os modelos tornam-se muito compactos. A estrutura do comando dos semicondutores de potência é conseguida usando um modulador de vetores espaciais.



Fig. B.3 – Matrizes de transformação.

As técnicas de controle vetorial podem ser divididas em controle vetorial indireto e controle vetorial direto.

O método indireto de controle vetorial tem como característica principal não apresentar a realimentação do vetor de fluxo. Os controles do fluxo do estator e do conjugado são realizados de forma indireta, a partir das componentes da corrente do estator. A componente *isq* controla o fluxo do estator enquanto que a componente *isd* controla o conjugado.

Por isso, o método indireto é bastante dependente de um perfeito ajuste entre os parâmetros da máquina e os usados na malha de controle. Assim, variações de temperatura, a saturação e o efeito pelicular podem fazer com que os parâmetros da máquina apresentem variações, fazendo com que o controle não tenha um bom desempenho. Neste método a constante de tempo do rotor ( $\tau$ r) é um ponto crítico que reduz sua robustez. O método indireto de controle vetorial baseia-se inteiramente na relação de escorregamento da máquina e no fato desta relação ser uma condição necessária e suficiente para produzir a orientação do campo.

Um sistema genérico de controle vetorial indireto é apresentado na Fig. B.4, onde o bloco CVI (Controle Vetorial Indireto) pode ser substituído por um controlador orientado em qualquer um dos fluxos da máquina.



Fig. B.4 – Controle vetorial indireto.

Os métodos diretos de controle vetorial apresentam uma malha fechada de regulação de fluxo, e, portanto se caracterizam pela necessidade de medição ou estimação das componentes ortogonais do vetor fluxo, ou seja, módulo e fase do vetor. Nesse tipo de estrutura a aquisição do vetor fluxo é de fundamental importância, sendo este o maior problema, existindo várias formas para obtenção do fluxo. Caso o fluxo seja diretamente medido, para a implementação prática seriam necessários sensores para medição: sensores de efeito hall ou bobinas exploradoras, que apresentam diversas dificuldades de instalação.

Para contornar as dificuldades apresentadas pelo uso de sensores para medição direta da variável do fluxo principalmente para a instalação, (por exemplo, o fluxo do rotor é uma variável na prática inacessível), fizeram com que essa solução fosse logo descartada, e estratégias alternativas, baseadas em técnicas de controle moderno, como estimadores de fluxo e observadores de fluxo

modelados em corrente ou em tensão e baseado no modelo da máquina, fossem os métodos mais usados. Os estimadores de fluxo empregam basicamente de grandezas terminais da máquina como tensão, corrente e velocidade para, a partir do modelo da máquina estimar as componentes de fluxo, mas não apresentam mecanismos para compensação de erro de predição. Por isso tem grande sensibilidade à variação paramétrica, e assim não são eficientes em baixas velocidades. Os observadores de fluxo podem ser ditos como estimadores em malha fechada, ou se possuem mecanismos para compensação de erro de predição, mesmo assim ainda apresentam problemas em baixas velocidades.

A estrutura básica de um controlador vetorial direto é mostrada na Fig. B.5, e da mesma maneira que no método indireto, o bloco CVD (Controlador Vetorial Direto) pode ser substituído por qualquer um dos esquemas dados para cada um dos fluxos controlados. Por sua vez, o bloco estimador pode ser também considerado um dos métodos de medição do fluxo.



Fig. B.5 – Controle vetorial direto.

# **APÊNDICE C**

#### PARÂMETROS DO MODELO DO SISTEMA EM MATLAB/SIMULINK

%% Ciclo de Direção thisPath = strrep(mfilename('fullpath'),mfilename,''); addpath([thisPath 'images']); addpath([thisPath 'drivingCycles']); load eudc; % Tempo de Simulação: 1200 load us06; % Tempo de Simulação: 600 load udds; % Tempo de Simulação: 1380 load hwy; % Tempo de Simulação: 780 load mph60; % Tempo de Simulação: 10000 % Tempo de Simulação: 500 load mph60s; %% Parâmetros de Simulação tstop = 500;% Tempo de Simulação [s] tstep = .001;% Máximo Passo de Simulação [s] %% Parâmetros das Baterias Vbat = 200; % Tensão das Baterias [V] % Energia Total das Baterias [J] Etotal = 50e6;  $SOC_0 = 75;$ % Estado de Carga Inicial das Baterias [%] load batt\_V\_SOC; % Curva Tensão x SOC das Baterias Cnom = 10; % Capacidade das Baterias [Ah] % Capacidade das Baterias [Ah] % Resistência Série de Descarga por Célula [Ohm] % Resistência Série de Carga por Célula [Ohm] % Resistência de Difusão por Célula [Ohm] % Constante de Tempo de Difusão [s] % Tensão de Histerese por Célula [V] % Constante de Tempo de Histerese [s] % Eficiência Rp = 0.005;Rn = 0.005; R1 = 0.005; tau1 = 240;VM = 0.015; tauH = 40; tauH = 40; etaC = 0.995; Mp = 7;% Células em Paralelo Ns = 55;% Células em Série %% Parâmetros do Motor Síncrono de Imã Permanente rores = 4; % Número de Pares de Pólos r\_wind = 0.08; % Resistênci % Resistência dos Enrolamentos do Estator [Ohm] r\_wind = 0.08; % Resistencia dos Enrolamentos do Estator [Of L\_wind = 0.5e-3; % Indutância dos Enrolamentos do Estator [H] lambda\_m = 0.125; % Fluxo magnético [Wb] fci = 10; % Largura de Banda Controlador DQ [Hz] Ke = 0.407; % Constante de Torque [Nm/A] load ED\_eff\_LUT; % Curvas de Eficiência do Motor Pe\_max\_ED = 100e3; % Potência[W] w\_max\_ED = 1200; % Rotação[rad/sec] x\_ED = 4; % Razão Velocidade Base-Máxima L\_wind = 0.5e-3; lambda\_m = 0.125; Te\_max\_ED = Pe\_max\_ED\*w\_max\_ED/x\_ED; %% Parâmetros do Conversor CC-CC %% Parametros de 1Vbus\_ref = 600;% Referência de 1000 parametrosPmax\_DCDC = 500e3;% Potência Conversor CC-CC [W]eta DC = .98;% Eficiência do Conversorata DC = .98;% Eficiência dos Enrolamentos % Referência de Tensão Barramento CC [V] % Resistência dos Enrolamentos do Indutor [Ohm] Rl = 5e-3; % Resistência Incremental IGBT [Ohm] % VCE IGBT [V] % Queda de Tensão Direta do Diodo [V] Rce = 75e-3; Vces = 0.8; Vd = 1.5;

Rd = 50e-3; % Resistência Incremental Diodo [Ohm] N = 1;% Número de Dispositivos em Paralelo Isw = 0.1; % Perdas Corrente Chaveamento [A] %% Parâmetros do Inversor  $eta_inv = .95;$ % Eficiência do Inversor %% Parâmetros da Transmissão gratio = 8; % Razão de Redução Transmissão %% Parâmetros da Roda rw = 0.4;% Raio da Roda [m] %% Parâmetros Físicos do Veículo Mv = 2000;% Massa do Veículo Cd = 0.29; % Coeficiente de Arraste Cr = 0.01;% Coeficiente de Atrito Av = 2.75;% Área Frontal [m^2] rho\_air = 1.204; % Densidade do Ar [kg/m^3] %% Controlador de Velocidade Ti = 50;Kv = 50;% Tempo Integral % Ganho Proporcional Te\_max = 200; % Máximo Comando de Torque