

FERNANDO RIBEIRO FILADELFO

**MODELAGEM DE CONTROLE VETORIAL ORIENTADO
PELO FLUXO DO ESTATOR DE MOTOR DE INDUÇÃO
TRIFÁSICO APLICADO EM UM SISTEMA DE PROPULSÃO
VEICULAR**

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia
do *Campus* de Guaratinguetá, Universidade
Estadual Paulista, para a obtenção do título de
Doutor em Engenharia Mecânica na área de
Projetos.

Orientador: Prof. Dr. Samuel E. de Lucena

Guaratinguetá
2016

F478m	Filadelfo, Fernando Ribeiro Modelagem de controle vetorial orientado pelo fluxo do estator de motor de indução trifásico aplicado em um sistema de propulsão veicular / Fernando Ribeiro Filadelfo – Guaratinguetá, 2017. 150 f .: il. Bibliografia: f. 130-134 Tese (doutorado) – Universidade Estadual Paulista, Faculdade de Engenharia de Guaratinguetá, 2017. Orientador: Prof. Dr. Samuel Euzédice de Lucena 1. Veículos elétricos. 2. Controle vetorial. 3. Motores elétricos de indução. Título CDU 621.337(043)
-------	--

DADOS CURRICULARES

FERNANDO RIBEIRO FILADELFO

NASCIMENTO	30/06/1980 – São Paulo / SP
FILIAÇÃO	Juarez Filadelfo Elisabeth Camargo Ribeiro Filadelfo
1995/1997	Ensino Médio e Curso Técnico em Eletrônica no Instituto Tecnológico de Barueri.
1998/2003	Curso de Graduação em Engenharia Elétrica na Faculdade de Engenharia do Campus de Guaratinguetá da Universidade Estadual Paulista.
2008/2010	Curso de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, nível de Mestrado, na Faculdade de Engenharia do Campus de Guaratinguetá da Universidade Estadual Paulista.
2011/2016	Curso de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, nível de Doutorado, na Faculdade de Engenharia do Campus de Guaratinguetá da Universidade Estadual Paulista.

FERNANDO RIBEIRO FILADELFO

**ESTA TESE FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE
“DOUTOR EM ENGENHARIA MECÂNICA”**

**PROGRAMA: ENGENHARIA MECÂNICA
ÁREA: PROJETOS**

APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO


Prof. Dr. José Antonio Perrella Balestieri
Coordenador

BANCA EXAMINADORA:


Prof. Dr. SAMUEL EUZEDICE DE LUCENA
Orientador / UNESP-FEG


Prof. Dr. MARCIO ABUD MARCELINO
UNESP/FEG


Prof. Dr. INACIO BIANCHI
UNESP/FEG


Prof. Dr. CARLOS YUJIRO SHIGUE
EEL/USP


Profª. Drª. NEUSA MARIA FRANCO DE OLIVEIRA
ITA

Dezembro de 2016

“I ... express a wish that you may, in your generation, be fit to compare to a candle; that you may, like it, shine as lights to those about you; that, in all your actions, you may justify the beauty of the taper by making your deeds honourable and effectual in the discharge of your duty to your fellow-men.”

Michael Faraday

“Labor omnia vincit.”

Virgílio
Geórgicas, Livro I

FILADELFO, F. R. **Modelagem de Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator de Motor de Indução Trifásico Aplicado em um Sistema de Propulsão de Veicular**. 2016. 152 p. Tese (Doutorado em Engenharia Mecânica) – Faculdade de Engenharia do Campus de Guaratinguetá, Universidade Estadual Paulista, Guaratinguetá, 2016.

RESUMO

Veículos elétricos são considerados a melhor alternativa aos veículos com motores de combustão interna, apresentando vantagens bastante significativas, tais como: emissão zero de poluentes, alta eficiência dos motores elétricos e baixa emissão de ruído acústico. O sistema de propulsão de um veículo elétrico consiste basicamente de uma ou mais fontes de energia, um ou mais motores, conversores de potência, componentes eletrônicos, componentes mecânicos para transmissão de torque e velocidade e rodas com pneus. Neste trabalho é proposta a modelagem de um sistema de propulsão para um veículo elétrico, que inclui o modelo dinâmico veicular para movimento longitudinal, o modelo dinâmico do motor elétrico, o modelo do conversor utilizado para acionamento do motor e o modelo do sistema de controle. Devido às características bastante adequadas para aplicação em sistemas de propulsão automotiva, o motor de indução trifásico é o selecionado para estudo. A estratégia de controle para acionamento do motor, foco deste trabalho, é o Controle Vetorial Direto Orientado pelo Fluxo do Estator, que garante alto desempenho, rápida resposta dinâmica e apresenta insensibilidade à variação de parâmetros do motor durante sua operação. São desenvolvidas novas técnicas para a reconstrução dos sinais das tensões do estator a partir de sinais de controle *PWM* do conversor e da tensão *DC* que alimenta o inversor e estimativa da amplitude e posição angular do vetor espacial do fluxo do estator, primordial para a estratégia de controle adotada. A modelagem é toda desenvolvida utilizando o software *PSIM* e os resultados de simulação são apresentados.

Palavras-chave: Controle Vetorial, Motor de Indução Trifásico, Sistema de Propulsão Veicular, Veículos Elétricos.

FILADELFO, F. R. **Modeling of a Stator-Flux-Oriented Vector Control of Three-phase Induction Motor Drive for Application in Electric Vehicles Propulsion Systems.** 2016. 152 p. Thesis (Doctorate in Mechanical Engineering) – Engineering College Campus Guaratinguetá, São Paulo State University, Guaratinguetá, 2016.

ABSTRACT

Electric vehicles are the best alternative to internal combustion engines vehicles, presenting significant advantages such as: zero emission of pollutants, high efficiency of electric motors and low noise emission. Basically, an electric vehicle propulsion system consists of one or more energy sources, one or more engines, power converters, electronic components, mechanical components for torque and speed transmission, and wheels with tires. This work proposes the modeling of a propulsion system for an electric vehicle, which includes the dynamic vehicle model for longitudinal movement, the dynamic model of the electric motor, the model of the converter used as motor driver and the model of the control system. Due to very suitable characteristics for application in automotive propulsion systems, three-phase induction motor is chosen for this study. Focus of this work, Direct Stator-Flux-Oriented Vector Control is the control strategy for the motor drive, which guarantees high performance, fast dynamic response and insensitivity due motor parameters variation during its operation. New techniques are developed for the reconstruction of the stator voltages signals from the *PWM* control signals of the converter and the *DC* voltage that feeds the inverter and the estimation of the amplitude and angular position of the spatial vector of the stator flux, primordial for the adopted control strategy. Modeling is developed using *PSIM* software and simulation results are presented.

Keywords: Vector Control, Three-phase Induction Motor, Electric Vehicles, Vehicular Propulsion Systems.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Curva característica ideal torque / potência <i>versus</i> velocidade de rotação do motor para um sistema de propulsão veicular.....	14
Figura 2.2 – Curvas torque vs. velocidade de rotação para motores elétricos com 60 kW (80 hp), velocidade máxima de rotação 5000 rpm e relações de velocidade iguais a 2, 4 e 6.....	15
Figura 2.3 – Topologias de sistemas de propulsão para veículos elétricos: (a) convencional; (b) com engrenagem de redução fixa, sem embreagem; (c) com motor elétrico, redução fixa e diferencial integrados em um único bloco que transmite torque aos eixos e às rodas; (d) sem diferencial, com motores e reduções fixas acoplados às rodas; (e) com dois conjuntos constituídos por motor elétrico e redução fixa embutidos nas rodas; (f) com motores embutidos nas rodas, fazendo a transmissão de torque de modo direto, sem qualquer dispositivo mecânico.....	16
Figura 2.4 – Diagrama em blocos de um sistema de propulsão para veículo elétrico à bateria.....	17
Figura 2.5 – Motores aplicados a veículos elétricos: (a) Motor de indução trifásico modelo SIVETEC fabricado pela empresa Siemens; (b) Motor síncrono de ímãs permanentes (também denominado <i>BLAC</i> ou <i>PMSM</i>) fabricado pela empresa inglesa GKN EVO eDrive Systems; (c) Motor com ímãs permanentes <i>BLDC</i> fabricado pela empresa chinesa Golden Motor; (d) Motor de relutância variável fabricado pela empresa americana VS Technology Corporation.....	19
Figura 2.6 – Vistas em corte de alguns motores elétricos: (a) motor <i>Brushless DC</i> , com ímãs permanentes montados na superfície do rotor; (b) motor síncrono de ímãs permanentes internos ao rotor; (c) motor de indução; (d) motor de relutância variável.	20
Figura 2.7 – Mapas de eficiência nas curvas torque versus velocidade de rotação para (a) motor de indução trifásico e (b) motor síncrono de ímãs permanentes.	26
Figura 2.8 – Diagrama de forças atuantes em um veículo em movimento longitudinal em aceleração.....	33
Figura 2.9 – Resistência aerodinâmica.	36

Figura 2.10 – (a) Vista inferior e vista lateral de um pneu parado sobre uma superfície plana. (b) Pneu em movimento de rolamento sobre uma superfície plana, com detalhe para as deformações sofridas pelo pneu.	37
Figura 2.11 – Indicação de velocidade angular e velocidade longitudinal de roda com pneu sob deformação devido à carga normal.	41
Figura 2.12 – Curva típica de força trativa versus escorregamento longitudinal.....	42
Figura 2.13 – Diagrama esquemático de um sistema de propulsão veicular com engrenagem de redução fixa e diferencial.	44
Figura 3.1 – (a) Representação dos enrolamentos do estator e do rotor de motor de indução a partir de um sistema trifásico; (b) Representação dos enrolamentos do estator e rotor a partir de um sistema bifásico $\alpha\beta$, com eixos direto (α) e em quadratura (β) para estator e rotor.	51
Figura 3.2 – Correntes cossenoidais trifásicas.	53
Figura 3.3 – (a) Vetor espacial corrente do estator I_s descrito por componentes em um sistema trifásico no plano abc no instante t_x , indicado na Figura 3.2; (b) Representação da transformada de Clarke, com o vetor espacial corrente do estator descrito por duas componentes em um sistema bifásico ortogonal estacionário $\alpha\beta$	54
Figura 3.4 – Representação da transformada de Park, com o vetor espacial corrente do estator descrito por duas componentes em um sistema bifásico ortogonal rotativo dq	55
Figura 3.5 – Exemplo de sistema elétrico elaborado para simulação no software <i>PSIM</i> : (a) Sistema trifásico e blocos que efetuam as transformadas de Clarke e Park com base nas correntes de fase medidas; (b) Detalhe do diagrama de blocos para cálculo da transformada de Clarke; (c) Detalhe do diagrama de blocos para cálculo da transformada de Park.	56
Figura 3.6 – Resultados da simulação do sistema mostrado na Figura 3.5: (a) Formas de onda das correntes trifásicas de fase; (b) Formas de onda dos sinais após a transformação de Clarke; (c) Formas de onda dos sinais após a transformação de Park.	57
Figura 3.7 – Modelo dinâmico do motor de indução no sistema de referência rotacional síncrono dq : (a) Circuito equivalente para o eixo direto (d); (b) Circuito equivalente para o eixo em quadratura (q).	58

Figura 3.8 – Modelo dinâmico do motor de indução no sistema referencial estacionário $\alpha\beta$: (a) Circuito equivalente para o eixo α ; (b) Circuito equivalente para o eixo β	62
Figura 3.9 – Representação de vetores espaciais dos fluxos de armadura e campo em um motor <i>DC</i> com excitação independente.	65
Figura 3.10 – Diagrama de blocos de um sistema consistindo de motor de indução acionado por inversor com Controle Vetorial e vetores espaciais das correntes i_{ds} e i_{qs} no sistema de coordenadas dq	66
Figura 3.11 – Circuito equivalente complexo (dq) para o motor de indução em regime permanente.	66
Figura 3.12 – Diagramas de blocos simplificados ilustrando diferentes tipos de Controle Vetorial: (a) Direto, utilizando sensores Hall para determinação das componentes do fluxo no entreferro e cálculo do fluxo do rotor. (b) Direto, com estimativa do fluxo de referência. (c) Indireto.....	69
Figura 3.13 – Orientação com referência ao vetor espacial do fluxo magnético do estator.	71
Figura 3.14 – Diagrama de blocos para um sistema de acionamento de motor de indução com <i>DSFOC</i>	72
Figura 3.15 – Diagrama de blocos detalhando a malha de controle do fluxo, desacoplamento e obtenção da corrente de referência $I_{ds}^*(s)$, além do bloco de enfraquecimento de campo.	75
Figura 3.16 – Curvas típicas de torque eletromagnético, fluxo, potência mecânica e tensão de fase do estator em função da frequência angular de excitação para um motor de indução.	78
Figura 3.17 – Diagrama de blocos detalhando a malha de controle de velocidade, que gera o torque eletromagnético de referência $T_e^*(s)$ e a corrente de referência $I_{qs}^*(s)$	79
Figura 3.18 – Conceito básico da geração de sinais de controle utilizando a técnica <i>SPWM</i> : (a) Circuito básico de controle da comutação dos <i>IGBTs</i> em um inversor monofásico; (b) Formas de onda dos sinais presentes no circuito.....	84
Figura 3.19 – Combinações de chaveamento permitidas para um inversor trifásico de dois níveis e vetor espacial descrito por cada combinação.	86

Figura 3.20 – Vetores espaciais de um inversor trifásico de dois níveis representados no sistema de coordenadas estacionário $\alpha\beta$.	88
Figura 3.21 – Sequências de ativação com tempos de duração para os vetores espaciais segundo o método SVPWM simétrico.	91
Figura 3.22 – Problemas de integração de um sinal senoidal com <i>offset</i> e ruído adicionados, além de erro por valor inicial resultantes em um integrador puro. (a) Esquemático montado utilizando o software <i>PSIM</i> . (b) Formas de onda dos sinais obtidos por simulação.	94
Figura 3.23 – Diagrama de blocos do sistema para reconstrução das tensões do estator no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ a partir dos sinais de controle <i>PWM</i> e da tensão no barramento <i>DC</i> .	96
Figura 3.24 – Faixa de valores de $\theta_y(t)$ para cálculo da derivada e obtenção do valor da frequência angular.	98
Figura 3.25 – Diagrama de blocos do estimador de amplitude e posição angular do fluxo do estator proposto utilizando o modelo de tensão do estator.	100
Figura 3.26 – Diagrama de Bode para a função de transferência $F(s)$.	100
Figura 4.1 – Modelo dinâmico do veículo elaborado no <i>PSIM</i> .	104
Figura 4.2 – Sistema elaborado no <i>PSIM</i> para teste do modelo dinâmico do veículo.	105
Figura 4.3 – Resultados de simulação obtidos a partir do circuito de teste do motor de indução.	106
Figura 4.4 – (a) Circuito elaborado no <i>PSIM</i> para teste do motor de indução. (b) Resultados de simulação obtidos a partir do circuito de teste do motor de indução.	108
Figura 4.5 – Diagrama de blocos do algoritmo de Controle Vetorial Direto Orientado pelo Fluxo do Estator.	111
Figura 4.6 – Modelagem elaborada no <i>PSIM</i> para o gerador de sinais de controle <i>PWM</i> .	112
Figura 4.7 – Modelagem elaborada no <i>PSIM</i> para o bloco de reconstrução das tensões de fase do estator.	114
Figura 4.8 – Modelagem elaborada no <i>PSIM</i> para o bloco estimador da amplitude e da posição angular do fluxo do estator.	115

Figura 4.9 – Modelagem elaborada no <i>PSIM</i> para os blocos: (a) Cálculo de fluxo de referência e enfraquecimento de campo; (b) Cálculo de parâmetros derivados dos parâmetros do circuito equivalente do motor; (c) Cálculo da corrente de desacoplamento; (d) Controlador IP; (e) Controlador PI e (f) Cálculo dos valores máximos para o torque de referência do motor e para a corrente de referência i_{qs}^*	116
Figura 4.10 – Modelagem elaborada no <i>PSIM</i> para os blocos: (a) Transformada de Clarke; (b) Transformada de Park; (c) Transformada inversa de Clarke e (d) Transformada inversa de Park.	117
Figura 4.11 – (a) Esquemático elaborado no <i>PSIM</i> para teste do bloco de determinação do valor de referência do fluxo do estator e enfraquecimento do campo. (b) Resultados de simulação obtidos.....	118
Figura 4.12 – (a) Esquemático elaborado no <i>PSIM</i> para teste da malha de controle do fluxo do estator com controlador <i>PI</i> . (b) Resultados de simulação obtidos a partir da malha de controle do fluxo do estator.	119
Figura 4.13 – Esquemático elaborado no <i>PSIM</i> para teste da malha de controle de torque com controlador <i>IP</i>	121
Figura 4.14 – Resultados de simulação obtidos para a malha de controle de torque.	122
Figura 4.15 – Esquemático elaborado no <i>PSIM</i> para teste do bloco gerador de sinais <i>PWM</i> , do bloco de reconstrução das tensões de fase do estator e do bloco estimador de fluxo.....	123
Figura 4.16 – Resultados de simulação obtidos para o bloco gerador de sinais <i>PWM</i>	124
Figura 4.17 – Resultados de simulação: correntes de estator.	125
Figura 4.18 – Resultados de simulação para o bloco de reconstrução das tensões de fase do estator.	126
Figura 4.19 – Resultados de simulação para o bloco estimador do fluxo do estator.....	127

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Alguns modelos de veículos elétricos à bateria.....	121
Tabela 2.2 – Valores de para diferentes tipos de pavimento em diferentes condições... ..	43
Tabela 3.1 – Tensões de linha e de fase correspondentes a cada vetor espacial de um inversor trifásico de dois níveis.....	87
Tabela 3.2 – Equações para cálculo dos tempos de ativação de cada vetor espacial para cada setor do plano $\alpha\beta$ no <i>SVPWM</i>	92
Tabela 4.1 – Parâmetros adotados para o veículo, para a via e para o ambiente no modelo dinâmico do veículo.....	102
Tabela 4.2 – Parâmetros do motor de indução... ..	106

LISTA DE SIGLAS

AC – Alternate Current – Corrente Alternada.

BLAC – Brushless Alternate Current (Motor)– (Motor de) Corrente Alternada sem Escovas.

BLDC – Brushless Alternate Current (Motor)– (Motor de) Corrente Contínua sem Escovas.

CAD – Computer Aided Design – Projeto Auxiliado por Computador.

DC – Direct Current – Corrente Contínua.

DSC – Direct Self Control – Auto Controle Direto.

DSFOC – Direct Stator Field Oriented Control – Controle Direto Orientado pelo Campo do Estator.

DSP – Digital Signal Processor – Processador Digital de Sinais.

DTC – Direct Torque Control – Controle Direto de Torque.

EKF – Extended Kalman Filter – Filtro de Kalman Estendido.

EMI – Electromagnetic Interference – Interferência Eletromagnética.

EUDC – Extra-Urban Driving Cycle – Ciclo de Direção Extraurbano.

FOC – Field Oriented Control – Controle por Orientação de Campo.

GA – Genectic Algorithm – Algoritmo Genético.

IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor – Transistor Bipolar de Porta Isolada.

IP – Integral and Proportional (Controller) – (Controlador) Integral e Proporcional.

IRFOC – Indirect Rotor Field Oriented Control – Controle Indireto Orientado pelo Campo do Rotor.

MRAC – Model Referencing Adaptive Control – Controle Adaptativo por Modelo de Referência.

PI – Proportional-Integral (Controller) – (Controlador) Proporcional-Integral.

PMSM – Permanent Magnet Synchronous Motor – Motor Síncrono de Imãs Permanentes.

PWM – Pulse Width Modulation – Modulação por Largura de Pulso.

RLS – Recursive Least Squares (Algorithm) – Algoritmo por Mínimos Quadrados Recursivos.

SPWM – Sinusoidal Pulse Width Modulation – Modulação por Largura de Pulso Senoidal.

SRM – Switched Reluctance Motor – Motor de Relutância Variável.

SVPWM – Space Vector Pulse Width Modulation – Modulação por Largura de Pulso por Espaços Vetoriais.

THD – Total Harmonic Distortion – Distorção Harmônica Total.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	1
1.1	MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS	1
1.2	ORGANIZAÇÃO DA TESE	3
2	VEÍCULOS ELÉTRICOS, SISTEMAS ELÉTRICOS DE PROPULSÃO E MODELO DINÂMICO DE UM VEÍCULO PARA MOVIMENTO LONGITUDINAL.....	5
2.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS SOBRE VEÍCULOS ELÉTRICOS	5
2.1.1	Tecnologia, vantagens e desvantagens dos veículos elétricos	6
2.1.2	Desafios para o sucesso comercial do veículo elétrico	8
2.2	SISTEMAS DE PROPULSÃO PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS À BATERIA	10
2.2.1	Características de sistemas de propulsão para veículos elétricos à bateria.....	10
2.2.2	Topologias de sistemas de propulsão para veículos elétricos à bateria	15
2.2.3	Motores aplicados a veículos elétricos e técnicas de controle de torque e velocidade	18
2.2.4	Escolha do motor do sistema de propulsão para um veículo elétrico	24
2.2.5	Técnicas de controle de torque e velocidade para motores de indução	27
2.3	DINÂMICA VEICULAR E MODELO DINÂMICO DO VEÍCULO PARA MOVIMENTO LONGITUDINAL	30
2.3.1	Modelo de duas rodas e forças atuantes em um veículo em movimento longitudinal	32
2.3.2	Ação da gravidade em via inclinada	35
2.3.3	Resistência aerodinâmica	35
2.3.4	Resistência ao rolamento.....	36
2.3.5	Atrito entre pneu e solo e máxima força trativa.....	39
2.3.6	Dinâmica de um sistema de propulsão veicular e desempenho em aceleração	43
3	MODELO DINÂMICO DO MOTOR DE INDUÇÃO E FUNDAMENTOS DO CONTROLE VETORIAL	49
3.1	MODELO DINÂMICO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	49
3.1.1	Definição de vetor espacial	52

3.1.2 Transformada de Clarke ($abc \rightarrow \alpha\beta$) e Transformada Inversa de Clarke ($\alpha\beta \rightarrow abc$)	53
3.1.3 Transformada de Park ($\alpha\beta \rightarrow dq$) e Transformada Inversa de Park ($dq \rightarrow \alpha\beta$)	55
3.1.4 Exemplo de aplicação das transformadas de Clarke e Park	56
3.1.5 Modelo dinâmico do motor de indução no sistema de referência rotacional síncrono dq (Equações de Kron).....	57
3.1.6 Modelo dinâmico do motor de indução no sistema de coordenadas de referência estacionário $\alpha\beta$ (Equações de Stanley).....	61
3.2 FUNDAMENTOS DO CONTROLE VETORIAL.....	64
3.2.1 Analogia entre um motor de corrente contínua e um motor de indução acionado por Controle Vetorial	64
3.2.2 Métodos de Controle Vetorial e fluxos de referência.....	67
3.2.3 Controle Vetorial Direto Orientado pelo Fluxo do Estator	71
3.3 ANÁLISE DOS BLOCOS QUE CONSTITUEM O <i>DSFOC</i>	73
3.3.1 Análise da malha de controle do fluxo do estator e cálculo de i_{ds}^* e bloco de enfraquecimento de campo	73
3.3.2 Análise da malha de controle de velocidade e cálculo de T_e^* e de i_{qs}^*	79
3.3.3 Técnicas de geração dos sinais <i>PWM</i>	82
3.3.4 Estimador do vetor fluxo do estator.....	93
4 MODELAGEM DO SISTEMA DE PROPULSÃO VEICULAR, DO ALGORITMO DE CONTROLE VETORIAL E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL.....	102
4.1 MODELO DINÂMICO, PARÂMETROS DO VEÍCULO E DA VIA E SIMULAÇÃO	102
4.2 PARÂMETROS DO MOTOR DE INDUÇÃO E SIMULAÇÃO.....	107
4.3 MODELAGEM DO ALGORITMO DE CONTROLE VETORIAL DIRETO ORIENTADO AO FLUXO DO ESTATOR (<i>DSFOC</i>)	110
4.4 SIMULAÇÃO DOS BLOCOS COMPONENTES DO ALGORITMO DE CONTROLE VETORIAL.....	117
4.4.2 Malha de controle do fluxo do estator com controlador <i>PI</i> e cálculo de $i_{ds(PI)}^*$	118

4.4.3	Malha de controle do torque com controlador IP e cálculo de i_{qs}^*	120
4.4.4	Bloco gerador de sinais PWM , bloco de reconstrução das tensões de fase do estator, bloco estimador de fluxo	123
5	CONCLUSÃO	128

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS

A motivação inicial deste trabalho se baseia na grande importância da área de transportes na atividade humana e a busca por sistemas de transportes mais eficientes e menos poluentes. Face à relevância deste assunto, acompanhou-se o novo movimento para desenvolvimento tecnológico e busca de espaço no mercado automotivo para os veículos propulsionados por motores elétricos, que são uma alternativa aos veículos com sistema de propulsão utilizando motores à combustão.

É de fato um novo movimento, pois entre a última década do século XIX e o início do século XX havia uma produção relevante de veículos elétricos, mas que foi decaindo ao longo dos anos e praticamente cessou em meados da década de 1920. A dificuldade no aprimoramento tecnológico de baterias e sistemas de propulsão elétricos, o maior custo operacional e desempenho inferior em termos de velocidade e autonomia comparados aos veículos com motores à combustão, que tiveram um rápido aprimoramento tecnológico no período, foram fatores que desmotivaram investimentos para maior desenvolvimento e produção de veículos elétricos. E vale também ressaltar que no período citado e até algumas décadas adiante não existia a preocupação em relação ao tamanho das reservas de petróleo e às questões ambientais (GOLDEMBERG; LEBENSZTAJN; PELLINI, 2005).

A poluição urbana passou a se tornar preocupante somente em meados da década de 1960, e somado a isso tem-se a crise do petróleo na década de 1970, que motivou novos investimentos em sistemas elétricos de propulsão veicular. Porém, durante muitos anos, foram produzidos somente protótipos e veículos elétricos sem alcance de sucesso comercial. Foi a partir da década de 2000 que novos veículos elétricos tornaram-se viáveis comercialmente, ainda que inicialmente de forma bastante discreta e com preços de venda consideravelmente superiores aos convencionais veículos com motor à combustão. Atualmente, existem diferentes modelos de veículos elétricos produzidos por diversos fabricantes, majoritariamente circulando por vias de países europeus, além de Estados Unidos, Japão e outros países

que constituem o chamado Primeiro Mundo, disputando uma fatia de mercado com veículos movidos pela queima de combustíveis (GOLDEMBERG; LEBENSZTAJN; PELLINI, 2005).

Uma série de aprimoramentos tecnológicos permitiu o surgimento das diferentes versões modernas de veículos elétricos. O advento da Eletrônica de Potência, de microcontroladores e processadores digitais de sinais com alto poder de processamento e de modernas técnicas de controle eletrônico permitiu a implementação de sistemas de acionamento (*drivers*) para motores de corrente alternada (*AC – Alternate Current*) de elevado desempenho no controle de velocidade e torque, com vantagens de menor custo, menor peso, menor manutenção e maior densidade de potência que os sistemas de acionamento equivalentes com motores de corrente contínua (*DC – Direct Current*) ou com outros sistemas mecânicos. Desde então, motores *AC* e seus *drivers* são cada vez mais empregados em aplicações que necessitam de controle de torque e velocidade, como é o caso dos sistemas de propulsão veicular. Também ocorreram grandes avanços na tecnologia de baterias e de células de combustível, primordiais para o aumento da autonomia dos veículos elétricos, bem como a diminuição de custos, viabilizando-os comercialmente (CHAN, 2002).

Tendo a motivação inicial como uma espécie de “ignição”, foi a partir da revisão da literatura sobre o assunto que se pôde determinar melhor o objetivo a ser alcançado neste trabalho. A forma como o texto desta tese se desenvolve reflete essa busca. Na revisão da literatura realizada, procurou-se mostrar uma visão geral sobre veículos elétricos, as diferentes topologias de sistemas de propulsão veicular, os tipos de motores elétricos utilizados aplicados a esses sistemas de propulsão e as estratégias de controle mais frequentemente empregadas. Abordando vantagens e desvantagens de cada tópico explorado, foi possível justificar as escolhas realizadas e o para este estudo: a modelagem de um sistema de propulsão com engrenagem de redução fixa, utilizando o motor de indução e empregando a técnica de controle para este motor denominada Controle Vetorial Direto Orientado pelo Fluxo do Estator.

Há alguns trabalhos tratando da modelagem e apresentando resultados de simulação para diferentes topologias de sistemas de propulsão veicular, como os publicados por Onoda e Emadi (2004) e por Gao, Mi e Emadi (2007). Foi o trabalho publicado por Park *et al.* (2014), que apresenta uma modelagem integrada da dinâmica do sistema de propulsão veicular, motor

síncrono de ímãs permanentes e bateria, o que mais se aproximou do que se tinha por objetivo realizar e apresentar nesta tese. Contudo, como apresentado nos trabalhos citados, tem-se o uso de ferramentas computacionais padronizadas, como os “*toolboxes*” de *softwares* como o Matlab / Simulink, que apesar da praticidade, muitas vezes não permitem entender certos detalhes sobre como tais sistemas e subsistemas são modelados, ou ainda sobre os detalhes das estratégias de controle empregadas, justamente por serem apresentados, na maior parte das vezes, como blocos “caixa preta” dispondo de entradas e saídas.

Desta forma, surgiu mais um fator motivador, já mais refinado comparado à motivação inicial citada. Assim, neste trabalho, buscou-se atingir um dos objetivos, que consiste na modelagem integrada de um sistema de propulsão aplicado a um veículo puramente elétrico utilizando o *software PSIM*, em uma abordagem que prioriza o uso de modelos matemáticos analíticos que descrevem fisicamente e com mais detalhes cada um dos subsistemas que compõem o sistema global, gerando uma contribuição do ponto de vista acadêmico. Tem-se como foco o emprego do Controle Vetorial Direto Orientado pelo Fluxo do Estator para o motor de indução. Outro objetivo consiste na obtenção de resultados de simulação do sistema de propulsão modelado e a apresentação clara desses resultados.

1.2 ORGANIZAÇÃO DA TESE

No Capítulo 2 é apresentada uma visão geral, obtida a partir da revisão da literatura, sobre as características e as topologias de sistemas de propulsão para veículos elétricos à bateria. São abordados ainda os tipos de motores elétricos aplicados em veículos elétricos e algumas das técnicas de controle utilizadas com foco no motor de indução trifásico. Também é apresentada uma breve introdução sobre Dinâmica Veicular e efetuada a formulação matemática do modelo dinâmico do sistema de propulsão de um veículo consistindo de motor, engrenagem de redução fixa, diferencial e rodas. Para este modelo, considera-se que este veículo está em movimento longitudinal.

No Capítulo 3, ainda baseada na literatura, é apresentada a fundamentação teórica sobre o Controle Vetorial e assuntos a ele relacionados: o modelo dinâmico do motor de indução nos sistemas de coordenadas estacionário $\alpha\beta$ e síncrono dq , os fundamentos do Controle

Vetorial, a análise do Controle Vetorial Direto Orientado pelo Fluxo do Estator e as técnicas para geração de sinais de controle modulados por largura de pulso (*PWM – Pulse Width Modulation*) para conversores estáticos utilizadas na modelagem realizada. Neste capítulo, também são apresentadas novas técnicas desenvolvidas para o algoritmo do Controle Vetorial. Uma técnica diz respeito à reconstrução dos sinais das tensões do estator a partir de sinais de controle *PWM* e da tensão *DC* que alimenta o conversor de acionamento do motor. A outra técnica permite realizar a estimativa da amplitude e posição angular do vetor espacial do fluxo do estator, grandeza fundamental para a estratégia de controle estudada.

No Capítulo 4, são detalhados os modelos para o Controle Vetorial proposto e para o sistema de propulsão e seus subsistemas, cuja fundamentação teórica é apresentada nos Capítulos 2 e 3. Como já mencionado, toda a modelagem é feita utilizando o *software PSIM*. Também com o *PSIM* são realizadas simulações computacionais e os resultados são apresentados. Devido à complexidade e ao grande número de subsistemas que compõem o sistema de propulsão veicular modelado, cada subsistema foi previamente testado em separado, de modo a permitir a correção de erros de modo mais efetivo e o melhor entendimento, tendo em vista as interfaces com os outros subsistemas.

No Capítulo 5, têm-se as conclusões e comentários sobre o trabalho e seus resultados, além de objetivos e metas a serem alcançados em trabalhos futuros.

2 VEÍCULOS ELÉTRICOS, SISTEMAS ELÉTRICOS DE PROPULSÃO E MODELO DINÂMICO DE UM VEÍCULO PARA MOVIMENTO LONGITUDINAL

2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS SOBRE VEÍCULOS ELÉTRICOS

O setor de transportes é extremamente importante para o desenvolvimento econômico de qualquer país. Sendo assim, é natural que o crescimento econômico eleve a demanda por meios de transporte de cargas e pessoas. Porém, o setor de transportes é um dos grandes responsáveis pela poluição atmosférica por conta das emissões de gases tóxicos (monóxido de carbono, hidrocarbonetos, óxidos de nitrogênio, óxidos de enxofre, aldeídos e material particulado), pois atualmente a grande maioria dos veículos opera com sistemas de propulsão baseados na queima de combustíveis derivados do petróleo (como a gasolina e o óleo diesel) ou combustíveis como o etanol (produzido no Brasil a partir da cana-de-açúcar) e o biodiesel.

Existem razões ambientais e econômicas para o desenvolvimento de veículos com tecnologia alternativa aos veículos com motores de combustão interna. A baixa qualidade do ar em áreas urbanas, as alterações climáticas globais decorrentes das emissões de poluentes provenientes da queima de combustíveis e suas consequências são preocupantes e tem-se, portanto, a necessidade da redução de tais emissões. Também há a questão da disponibilidade de matéria-prima para a produção de combustíveis. O petróleo não é renovável e não se pode afirmar com certeza sobre quanto tempo durarão as reservas mundiais com o consumo crescente. Interesses comerciais e tensões políticas no contexto internacional também são fatores que fazem com que o preço do petróleo fique bastante sujeito a oscilações. Já a cana-de-açúcar é renovável, porém, para atender a crescente demanda, seria necessária uma área plantada também cada vez maior, gerando impasses tanto econômicos quanto ambientais.

Veículos elétricos são a melhor alternativa aos veículos com motores de combustão interna. Nesta categoria estão inclusos os veículos elétricos à bateria, os veículos elétricos híbridos e os veículos com células de combustível, que vem despertando o interesse de fabricantes, entidades governamentais e consumidores (CHAN, 2007).

Um veículo elétrico à bateria opera somente com um ou mais motores alimentados com

energia elétrica armazenada em baterias. Um veículo elétrico híbrido mescla sistemas de tração alimentados por duas ou mais fontes de energia, sendo uma delas elétrica. No veículo com células de combustível, suas células geram energia elétrica a partir de reações químicas para alimentar o sistema de acionamento de um motor elétrico. Versões híbridas de veículos com células de combustível dispõem de baterias que atuam conjuntamente com as células de combustível.

2.1.1 Tecnologia, vantagens e desvantagens dos veículos elétricos

O desenvolvimento dos veículos elétricos modernos é baseado na aplicação do estado da arte de diversas tecnologias, especialmente motores elétricos, eletrônica de potência, microeletrônica, computação, sistemas mecânicos, projeto aerodinâmico, física e química das fontes de energia e estratégias avançadas de controle. O projeto de um veículo elétrico moderno tem como objetivo a integração das tecnologias envolvidas na sua concepção com foco no desempenho, na otimização da utilização da energia e um custo razoável.

Veículos elétricos apresentam vantagens bastante significativas em relação aos veículos com motores à combustão interna. Os motores elétricos não emitem gases poluentes, emitem menos ruído acústico e são muito mais eficientes que os motores de combustão interna. Enquanto a eficiência energética de um motor à combustão se situa tipicamente em torno de 30%, um motor elétrico pode trabalhar com eficiência próxima ou mesmo superior aos 90%, dependendo do ponto de operação dentro de sua curva típica torque versus velocidade. O controle de torque e velocidade de motores elétricos é feito a partir de controladores eletrônicos, que permitem tais motores operarem com alto desempenho, apresentando resposta dinâmica rápida e precisa. Em veículos elétricos ainda há a possibilidade da regeneração de energia durante frenagens e no percurso de descidas, quando motores podem operar como geradores. A energia regenerada pode ser armazenada nas baterias e/ou em ultracapacitores. A grande maioria dos veículos com motores à combustão disponíveis no mercado não apresentam dispositivos para regeneração de energia.

Os veículos elétricos oferecem a melhor possibilidade para uso de novas fontes de energia, pois a energia elétrica pode ser obtida a partir de transformação da energia destas

fontes realizada com alta eficiência e é sempre utilizada com a maior eficiência possível em sistemas de acionamento elétrico (MAGGETO; VAN MIERLO, 2000).

O custo do quilômetro rodado com energia elétrica em um veículo elétrico à bateria é consideravelmente menor que com combustível em um veículo com motor à combustão. A empresa francesa Mia Electric estima um custo de 1 euro para 100 quilômetros rodados por seus veículos (MIA ELECTRIC, 2013). O modelo Mia Electric L dispõe de uma bateria com capacidade de energia armazenada 12 kW·h e que proporciona uma autonomia de 125 km (dados apresentados na Tabela 2.1). Imaginando tal veículo rodando em vias brasileiras e assumindo que o custo da energia elétrica seja R\$0,52 / kW·h ⁽¹⁾, o custo por quilômetro rodado ficaria em torno de R\$0,05. Apenas para comparação, considerando que um veículo com motor de combustão interna típico é capaz de percorrer em média 10 km com um litro de gasolina ao preço de R\$3,30 / litro, tem-se o custo de R\$0,33 / km.

Apesar das vantagens mencionadas, os veículos elétricos ainda apresentam alguns aspectos desfavoráveis. Atualmente os veículos elétricos são comercializados com preços ainda muito altos em relação aos preços dos veículos com motor à combustão. Do ponto de vista tecnológico, as principais desvantagens dos veículos elétricos à bateria estão relacionadas à sua fonte de energia: a limitação da distância percorrida com uma carga de bateria, o elevado tempo para que a bateria seja totalmente recarregada e a necessidade de um descarte adequado de modo a evitar que baterias inutilizadas provoquem contaminação ambiental. Deve-se considerar também a necessidade de investimentos em infraestrutura de postos de recarga e serviços especializados para veículos elétricos, além de mão de obra qualificada para realizar tais serviços.

Há uma gama de pesquisas voltadas ao desenvolvimento de tecnologias de baterias que apresentem características desejáveis: grandes capacidades de energia armazenada e potência com os menores peso e volume possíveis, recarga mais rápida, capacidade de descarga profunda, operação segura, alta confiabilidade, além do uso de materiais recicláveis de baixo impacto ambiental e com custo acessível. Há também pesquisas focadas no desenvolvimento de sistemas eletrônicos de gerenciamento e otimização das condições de operação de baterias

⁽¹⁾ Custo aproximado, já incluindo impostos, calculado com base em conta de energia elétrica para cliente residencial emitida pela concessionária EDP Bandeirante no ano de 2016.

e de conversores de alta eficiência que permitam a recarga mais rápida.

O problema da baixa autonomia proporcionada pelas baterias atuais é em parte resolvido nos veículos elétricos híbridos, que apresentam grande autonomia e o mesmo nível de conforto e desempenho dos veículos à combustão modernos, com a vantagem de um consumo de combustível muito reduzido. Porém, o custo dos veículos híbridos é mais elevado devido à maior complexidade de seu sistema de propulsão. Um veículo elétrico híbrido deve dispor de pelo menos dois conjuntos propulsores, um elétrico e outro à combustão, bem como de elementos de interface que permitem a participação simultânea dos conjuntos na transmissão de torque para as rodas do veículo, dependendo da topologia do sistema híbrido de propulsão. E mesmo que sejam classificados como veículos de baixa emissão, veículos elétricos híbridos ainda assim contribuem com a poluição atmosférica.

Os veículos com células de combustível têm potencial em apresentar autonomia e desempenho semelhantes aos veículos com motor à combustão. São veículos que apresentam emissão zero ou emissão muito baixa de poluentes (CHAN, 2002). Grandes fabricantes de veículos e várias instituições de pesquisa ao redor do mundo, financiadas com recursos públicos e privados, têm realizado trabalhos para o desenvolvimento e aprimoramento na tecnologia de células de combustível para diversas aplicações, inclusive na área automotiva (CHAN, 2002) (EHSANI *et al.*, 2005). Mas ainda há um caminho considerável a ser percorrido até que veículos com células de combustível estejam disponíveis para ampla comercialização. Até o momento, os sedans médios Toyota Mirai e Honda FCX Clarity e o utilitário esportivo Hyundai ix35 FCEV são os modelos de veículos que utilizam células de combustível de hidrogênio disponíveis comercialmente.

2.1.2 Desafios para o sucesso comercial do veículo elétrico

O sucesso comercial dos veículos elétricos depende de diversos fatores, como alguns aprimoramentos tecnológicos, investimentos em redes de recarga rápida das baterias nos centros urbanos e periferias, investimentos em infraestrutura de serviços de assistência técnica e manutenção e redução nos preços de venda. Entretanto, é imprescindível também uma mudança de mentalidade por parte dos consumidores para que eles percebam os atributos

positivos dos veículos elétricos e tenham confiança de que tais veículos podem suprir perfeitamente suas necessidades de transporte e suas expectativas quanto ao desempenho.

Veículos pequenos e leves movidos partir de sistemas de propulsão com motores elétricos são vantajosos em vários aspectos e podem ser apontados como uma excelente solução para o transporte urbano. Considerando que a finalidade de um veículo é transportar uma carga de um local de origem até um local de destino, a eficiência no transporte depende da relação entre a massa da carga e a massa combinada de carga e veículo. De acordo com pesquisas realizadas, em grandes cidades localizadas em várias partes do mundo uma enorme quantidade de cidadãos percorre menos de 80 km por dia, e grande parte dos veículos circula transportando apenas uma pessoa. O peso típico do condutor de um veículo convencional corresponde a aproximadamente apenas 5% do peso somado de veículo e condutor. Essa situação indica que uma enorme parte da energia utilizada para transporte está sendo desperdiçada para movimentar a grande massa dos veículos (REISINGER; EMADI, 2013). A necessidade diária de transporte para o cidadão típico que usa basicamente o veículo em pequenos ou médios trajetos entre seu domicílio, seu local de trabalho e alguns locais de lazer e compras, pode ser perfeitamente satisfeita com um veículo elétrico à bateria pequeno e leve, com reduzido consumo de energia por quilômetro rodado, produzido para trafegar prioritariamente dentro das cidades e eventualmente em rodovias. A tecnologia atual disponível para veículos elétricos à bateria já garante que, com uma recarga de bateria feita durante a noite, o veículo tenha autonomia mais do que suficiente para rodar durante todo o dia. Desta forma, com tal argumento não se justifica o receio de muitos consumidores têm imaginando que a capacidade de armazenamento da bateria não é suficiente para que eles possam concluir seus itinerários diários, a chamada “ansiedade da autonomia”, ou em inglês “*range anxiety*”. Veículos elétricos pequenos também oferecem maior mobilidade dentro das vias urbanas, facilitando as manobras entre os outros veículos, diminuindo o tempo das viagens e permitindo o motorista estacioná-lo com mais facilidade em vagas menores, algo bastante útil no espaço urbano.

Outro ponto favorável aos veículos elétricos diz respeito ao seu apelo ecológico. Uma fatia de mercado pode ser conquistada considerando que cada vez mais consumidores levam em conta o impacto ambiental dos produtos que comprem, e até aceitam pagar um preço

maior (mas não muito) por um veículo não poluente.

Em diversos países já há um grande número de modelos de veículos elétricos de diversos fabricantes e de diferentes tipos sendo comercializados. Alguns modelos de veículos elétricos à bateria disponíveis comercialmente estão listados na Tabela 2.1, com as principais características apresentadas.

2.2 SISTEMAS DE PROPULSÃO PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS À BATERIA

2.2.1 Características de sistemas de propulsão para veículos elétricos à bateria

O sistema de propulsão é o coração de um veículo elétrico. Um sistema de propulsão consiste basicamente de uma ou mais fontes de energia, um ou mais motores, conversores de potência, componentes eletrônicos, componentes mecânicos para transmissão de torque e velocidade e rodas. A escolha dos componentes e da topologia do sistema de propulsão deve satisfazer os seguintes fatores: a expectativa do usuário, as características do veículo e as fontes de energia (CHAN, 2002).

A expectativa do usuário compreende parâmetros de desempenho, segurança e conforto: a capacidade de aceleração e frenagem, a velocidade máxima, a capacidade de subir vias inclinadas, a autonomia do veículo, a facilidade em realizar manobras e manter o controle da direção do veículo, o nível de ruído interno, etc. As características do veículo englobam o segmento no qual pode ser classificado e a utilização do veículo, a massa do veículo e a sua capacidade de carga. As fontes de energia para veículos essencialmente elétricos consistem de baterias e ultracapacitores. Volantes de inércia (*flywheels*) também podem ser utilizados como elementos armazenadores de energia em veículos elétricos (MELLOR; SCHOFIELD; HOWE, 2000) (CHAN, 2002) (EHSANI *et al.*, 2005) (LUKIC *et al.*, 2008).

No trânsito urbano, um veículo está constantemente partindo e parando com altos valores de aceleração e desaceleração. Em rodovias, um veículo deve ser capaz de trafegar em velocidades mais altas. Assim, para atender aos requisitos de tráfego urbano e rodoviário, o sistema de propulsão para um veículo elétrico deve ter as seguintes características básicas

Tabela 2.1 – Alguns modelos de veículos elétricos à bateria.

Fabricante / Modelo (País sede)	Categoria	Assentos	Autonomia*	Motorização	Tipo de Bateria	Velocidade máxima
Veículos para o tráfego preferencialmente urbano						
Buddy Electric (Noruega)	Ultra compacto	3	Até 120 km	Motor BLDC (Brushless DC) 72 V / 13 kW	NiMH 72 V / 14 kW·h	80 km/h
Mega City Lithium (França)	Hatchback compacto	2 ou 4	100 km	Motor de Indução Trifásico 8 kW	LiFePO ₄ 76 V / 9 kW·h	65 km/h
Renault Twizy (França)	Quadriciclo pesado	2	80 km a 100 km	Motor de Indução Trifásico 13 kW	Li-ion 6,1 kW·h	80 km/h
Mahindra Reva E2O (Índia)	Ultra compacto	4	80 km	Motor de Indução Trifásico 19 kW	Li-ion 48 V	80 km/h
Stevens ZeCar (Reino Unido)	Hatchback compacto	5	160 km	Motor de Indução Trifásico 52 kW	LiFePO ₄ 72 V / 20 kW·h	90 km/h
Veículos para o tráfego urbano e em rodovias						
Blade Electron Model R16 (Austrália)	Hatchback compacto	4	80 km a 100 km	Motor de Indução Trifásico 55 kW	LiFePO ₄	100 km/h
Ecomove Qbeak III (Dinamarca)	Hatchback compacto	4	Até 300 km	2 Motores Síncronos de Ímãs Permanentes embutidos nas rodas 70,8 kW total	28 kW·h	120 km/h
Mia Electric L (França)	Hatchback compacto	4	125 km	Motor de Indução Trifásico 24 V / 18 kW	Li-ion 12 kW·h	100 km/h
BYD E6 (China)	Hatchback médio	5	300 km	Motor Síncrono de Ímãs Permanentes 90 kW	LiFePO ₄ 61,4 kW·h	140 km/h
GM Chevrolet Spark EV (Estados Unidos)	Hatchback compacto	4	132 km	Motor Síncrono de Ímãs Permanentes 105 kW	Li-ion 21,3 kW·h	145 km/h
Volkswagen e-Golf (Alemanha)	Hatchback médio	5	133 km	Motor Síncrono de Ímãs Permanentes 85 kW	Li-ion 24,2 kW·h	140 km/h
Ford Focus Electric (Estados Unidos)	Hatchback médio	5	122 km	Motor Síncrono de Ímãs Permanentes 107 kW	Li-ion	135 km/h
Lightning GT (Reino Unido)	Coupé	2	200 km	2 Motores Síncronos de Ímãs Permanentes embutidos nas rodas 300 kW total	Li ₂ TiO ₃ 36 kW·h	210 km/h
Mercedes Benz SLS AMG Electric Drive (Alemanha)	Coupé	2	250 km	4 Motores Síncronos de Ímãs Permanentes embutidos nas rodas 552 kW total	Li-ion 400 V / 60 kW·h	328 km/h

Tabela 2.1 – Alguns modelos de veículos elétricos à bateria (continuação).

Fabricante / Modelo (País sede)	Categoria	Assentos	Autonomia*	Motorização	Tipo de Bateria	Velocidade máxima
Veículos para o tráfego urbano e em rodovias						
Mitsubishi i MiEV (Japão)	<i>Hatchback compacto</i>	4	160 km	Motor Síncrono de Ímãs Permanentes 47 kW	Li ₂ TiO ₃ 330 V / 16 kW·h	130 km/h
Nissan Leaf (Japão)	<i>Hatchback médio</i>	5	120 km a 200 km	Motor Síncrono de Ímãs Permanentes 80 kW	Li-ion 24 kW·h	145 km/h
Renault Fluence ZE (França)	<i>Sedan médio</i>	5	185 km	Motor Síncrono de Rotor Bobinado 70 kW	Li-ion	135 km/h
Daimler Smart ED (Alemanha)	Ultra compacto	2	138 km	Motor Síncrono de Ímãs Permanentes 55 kW	Li-ion	125 km/h
Tesla Model S (Estados Unidos)	<i>Coupé</i>	2	425 km	Motor de Indução Trifásico 310 kW	Li-ion 85 kW·h	210 km/h
Venturi Fétish (França)	<i>Roadster (conversível)</i>	2	340 km	4 Motores Síncronos de Ímãs Permanentes embutidos nas rodas 200 kW total	Li-ion 54 kW·h	200 km/h
Toyota RAV4 EV (Japão)	Utilitário esportivo	5	166 km	Motor de Indução Trifásico 115 kW	Li-ion 41,8 kW·h	160 km/h
Honda Fit EV (Japão)	<i>Hatchback compacto</i>	5	118 km	Motor Síncrono de Ímãs Permanentes 75 kW	Li ₂ TiO ₃ 20 kW·h	145 km/h
BMW i3 (Alemanha)	<i>Hatchback compacto</i>	4	190 km	Motor Síncrono de Ímãs Permanentes 125 kW	Li-ion 22 kW·h	150 km/h
Fiat 500e (Itália)	<i>Hatchback compacto</i>	4	140 km	Motor Síncrono de Ímãs Permanentes 83 kW	Li-ion 24 kW·h	140 km/h
Kia Soul EV (Coreia do Sul)	Utilitário esportivo compacto	5	130 km a 190 km	Motor Síncrono de Ímãs Permanentes 81 kW	Li-ion 27 kW·h	148 km/h

* A autonomia de cada veículo é especificada baseada em um ciclo de condução padronizado. Para diferentes ciclos, pode-se obter diferentes valores de autonomia.

Fonte: <<http://www.caranddriver.com/>>

(CHAN, 2002) (ZHU; HOWE, 2007):

- Alta potência instantânea e alta potência específica (em kW/kg);
- Alto torque na partida, em baixas velocidades e ao subir ladeiras, e alta potência em altas velocidades;
- Ampla faixa de velocidades de rotação do motor, incluindo uma região de torque constante e uma região de potência constante, além de alta eficiência em toda a faixa de torques e velocidades;
- Alta capacidade de sobrecarga intermitente, permitindo que em intervalos de tempo relativamente curtos o torque de pico entregue no eixo seja consideravelmente maior que o valor do torque nominal. Com isso, é possível impor a um veículo altos valores de aceleração instantânea nesses intervalos de tempo;
- Rápida resposta dinâmica;
- Baixa ondulação no torque entregue pelo eixo do motor;
- Alta eficiência na frenagem regenerativa;
- Alta confiabilidade e robustez para várias condições de operação do veículo;
- Baixo ruído acústico;
- Dimensões pequenas e baixo peso;
- Custo razoável.

A potência desenvolvida por um motor (dada em watt) é calculada a partir da equação (2.1):

$$P_{mec} = T_{mec} \omega_{mec} , \quad (2.1)$$

onde T_{mec} é o torque no eixo do motor, dado em newton-metro (N·m), e ω_{mec} é a velocidade angular do eixo do motor, dada em radiano por segundo (rad/s).

A velocidade do eixo do motor N_{mec} é comumente expressa em rotações por minuto (rpm), sendo relacionada com a velocidade angular ω_{mec} a partir da equação (2.2):

$$N_{mec} = \frac{30}{\pi} \omega_{mec} . \quad (2.2)$$

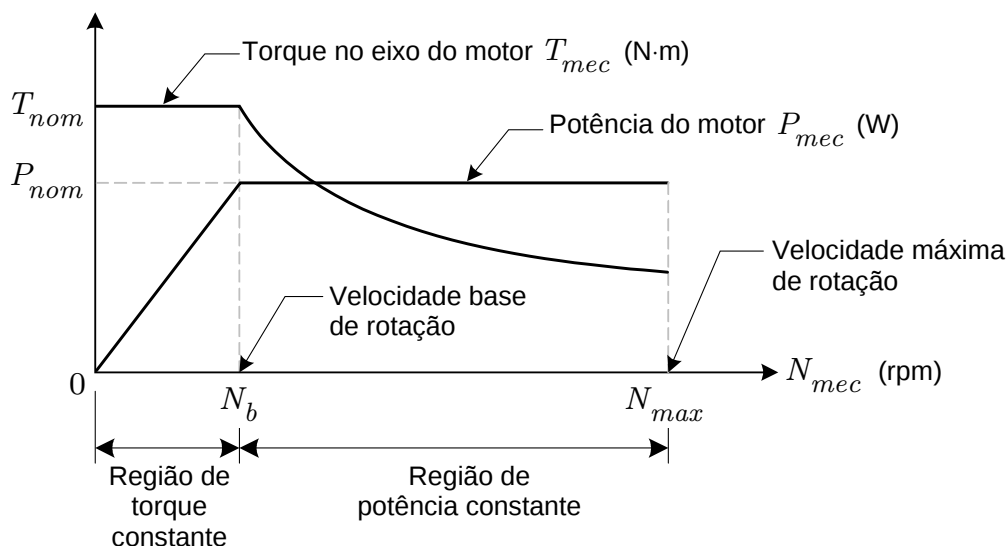
A curva característica ideal torque / potência versus velocidade de rotação de um motor aplicado em um sistema de propulsão veicular é mostrada na Figura 2.1. Na região que se

estende da velocidade nula até a velocidade base de rotação do motor N_b , verifica-se que o torque desenvolvido no eixo do motor é constante com valor nominal T_{nom} e a potência aumenta linearmente com a velocidade de rotação do motor até o seu valor nominal P_{nom} . Na região que se estende de N_b até a velocidade máxima de rotação do motor N_{max} , tem-se que a potência se mantém constante com valor P_{nom} e o torque é inversamente proporcional à velocidade mecânica ω_{mec} .

Motores elétricos apresentam curvas características de torque / potência *versus* velocidade de rotação muito próximas da ideal para sistemas de propulsão veicular, diferentemente de motores de combustão interna, que têm curvas características distantes da ideal. Isso reflete no sistema de transmissão aplicado a cada motor: enquanto para um motor elétrico a transmissão é mais simples e leve, dispondo normalmente de uma ou até duas engrenagens de redução de velocidade, a transmissão de um sistema de propulsão com motor de combustão interna é mais complexa e pesada, com múltiplas engrenagens de redução de velocidade para multiplicar seu torque em baixas velocidades (EHSANI *et al.*, 2005).

Um aspecto importante da curva característica mostrada na Figura 2.1 é relação entre a velocidade máxima de rotação do motor e a velocidade base, N_{max}/N_b , denominada relação de velocidade. Quanto maior o valor obtido através da relação de velocidade, maior é a extensão da região de potência constante de um motor comparada à extensão da região de

Figura 2.1 – Curva característica ideal torque / potência *versus* velocidade de rotação do motor para um sistema de propulsão veicular.



Adaptada de Ehsani *et al.* (2005).

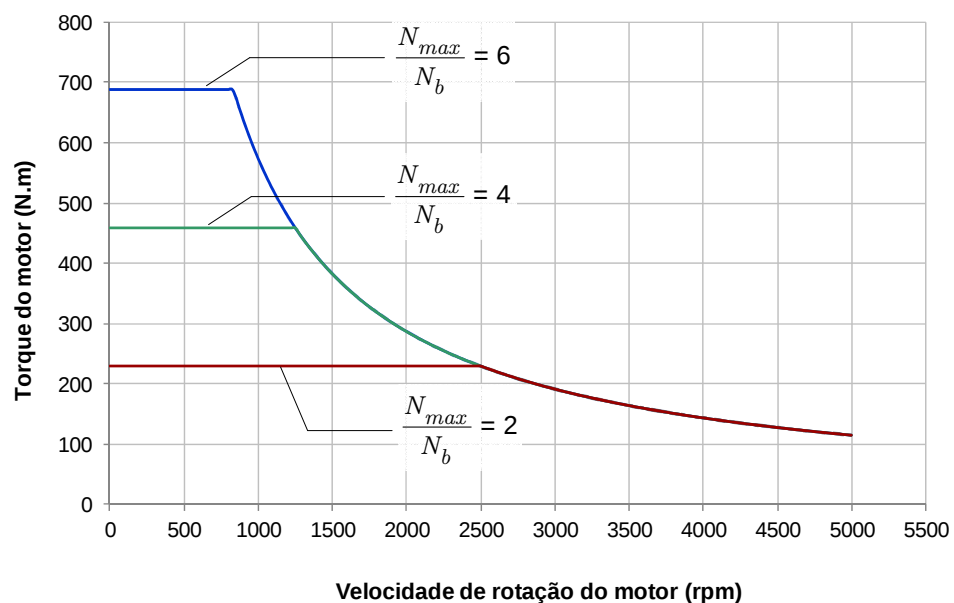
torque constante. Para motores elétricos aplicados a sistemas de propulsão veiculares, é interessante que a região de potência constante seja ampla, de modo que o torque em baixas velocidades seja elevado, o que contribui com o desempenho de aceleração e com a capacidade de subida em vias inclinadas. Isto pode ser visualizado na Figura 2.2, que apresenta o exemplo de uma curva torque versus velocidade de rotação para motores elétricos com relações de velocidade iguais a 2, 4 e 6, potência nominal 60 kW (80 hp) e N_{max} igual a 5 000 rpm.

2.2.2 Topologias de sistemas de propulsão para veículos elétricos à bateria

Há diferentes topologias de sistemas de propulsão para veículos elétricos, ilustradas na Figura 2.3 (ONODA; EMADI, 2004) (EHSANI *et al.*, 2005):

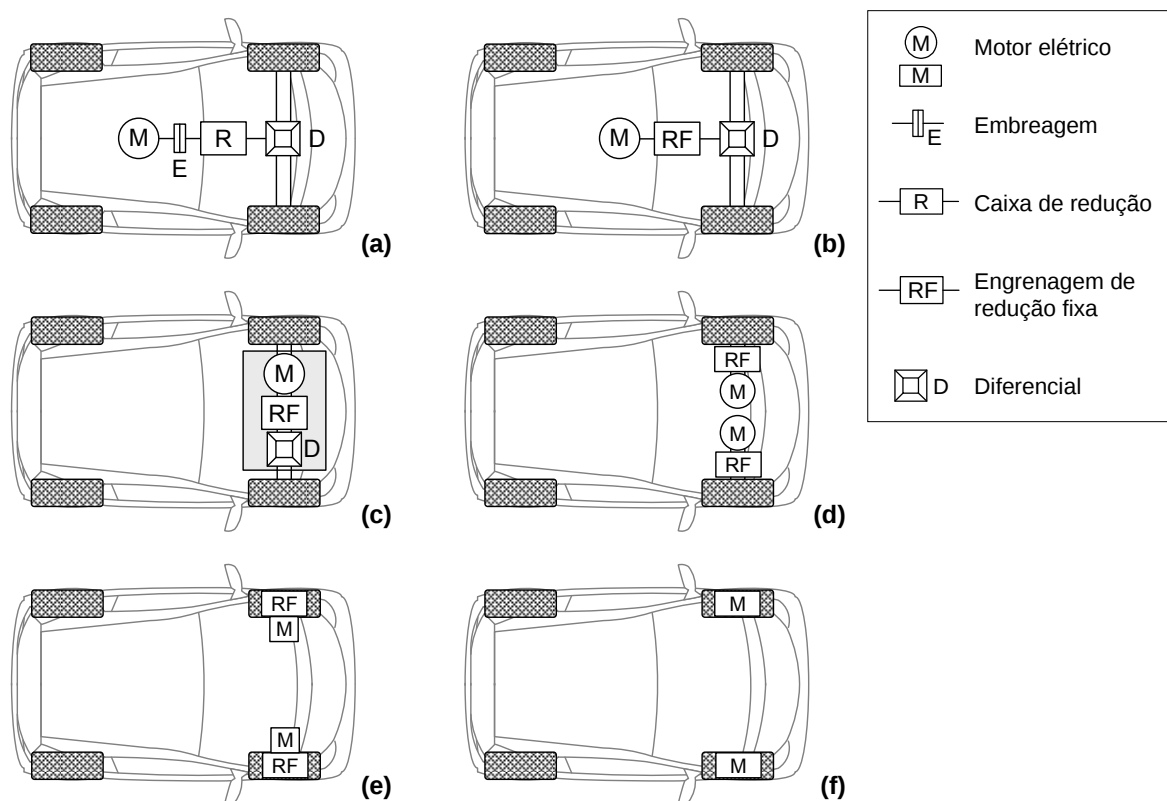
- **Convencional:** utiliza um motor elétrico, embreagem, caixa de câmbio e diferencial. Esta topologia, mostrada na Figura 2.3(a), é empregada na maior parte das vezes em veículos inicialmente fabricados com motor à combustão e que foram adaptados com a substituição para motor elétrico;

Figura 2.2 – Curvas torque vs. velocidade de rotação para motores elétricos com 60 kW (80 hp), velocidade máxima de rotação 5 000 rpm e relações de velocidade iguais a 2, 4 e 6.



Adaptada de Ehsani *et al.* (2005).

Figura 2.3 – Topologias de sistemas de propulsão para veículos elétricos: **(a)** convencional; **(b)** com engrenagem de redução fixa, sem embreagem; **(c)** com motor elétrico, redução fixa e diferencial integrados em um único bloco que transmite torque aos eixos e às rodas; **(d)** sem diferencial, com motores e reduções fixas acoplados às rodas; **(e)** com dois conjuntos constituídos por motor elétrico e redução fixa embutidos nas rodas; **(f)** com motores embutidos nas rodas, fazendo a transmissão de torque de modo direto, sem qualquer dispositivo mecânico.



Adaptada de Ehsani *et al.* (2005).

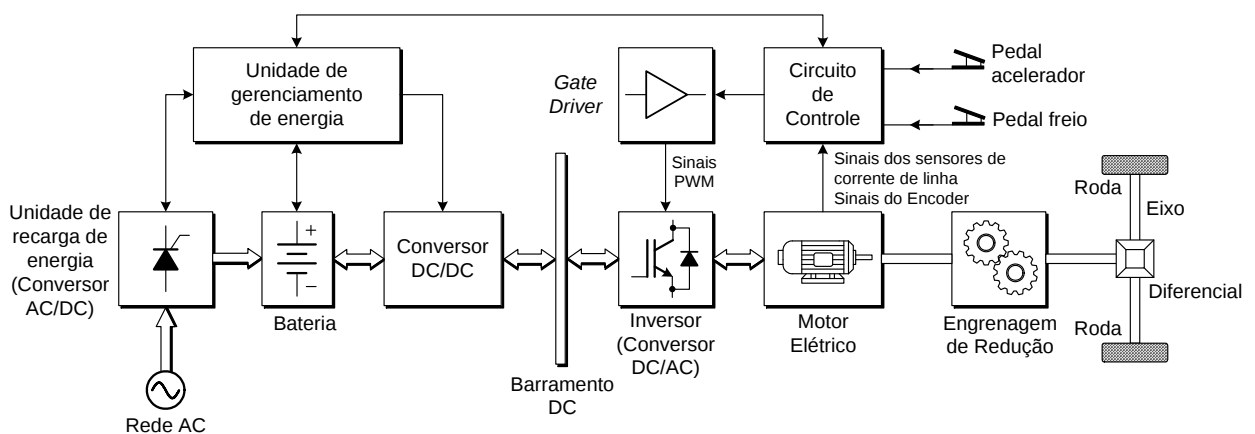
- **Sem embreagem:** a topologia mostrada na Figura 2.3(b) assemelha-se com a convencional, exceto pelo fato de que se utiliza uma engrenagem de redução fixa ao invés de embreagem e caixa de câmbio. Outra variação dessa topologia sem transmissão, que é a mais comumente empregada em veículos elétricos modernos, consiste de motor, redução e diferencial integrados em bloco único, mostrada na Figura 2.3(c);
- **Sem diferencial:** dois conjuntos constituídos por motor elétrico acoplado à engrenagem de redução são utilizados, como mostrado na Figura 2.3(d), com cada conjunto tracionando uma das rodas, dispensando o diferencial. Os motores são controlados eletronicamente de modo que possam rodar em diferentes velocidades, o que acontece, por exemplo, quando um veículo está percorrendo uma curva;

- **Motores e reduções fixas embutidos nas rodas:** dois motores e engrenagens de redução planetárias são embutidos nas rodas (*in-wheel*), como mostrado na Figura 2.3(e);
- **Motores embutidos nas rodas:** sem engrenagens de redução, como mostrado na Figura 2.3(f). O motor é construído embutido na roda e, portanto, a tração é direta.

Na Figura 2.3, são representadas topologias com tração nas rodas dianteiras. Outras versões dessas topologias podem apresentar tração nas rodas traseiras ou ainda tração nas quatro rodas.

A Figura 2.4 ilustra um exemplo de diagrama de blocos para um sistema de propulsão de um veículo elétrico à bateria tipo plug-in, ou seja, que permite a recarga da bateria através da rede elétrica. O núcleo básico deste sistema consiste da bateria e conversor *DC/DC* bidirecional, inversor, motor elétrico, circuito de controle e *gate-driver*, engrenagem de redução, diferencial e rodas. A bateria é a principal fonte de energia do sistema de propulsão. Ela é ligada a um conversor *DC/DC* que regula a tensão do barramento *DC* para o nível de operação adequado a alimentar o inversor, que é um conversor *DC/AC* que efetua o acionamento do motor elétrico sintetizando correntes trifásicas *AC* a partir da tensão proveniente do barramento *DC*. O circuito de controle gera os sinais modulados por largura de pulso (*PWM – Pulse Width Modulation*), que são condicionados pelo circuito *gate-driver*, controlando a comutação das chaves do inversor e, conseqüentemente, o acionamento do

Figura 2.4 – Diagrama em blocos de um sistema de propulsão para veículo elétrico à bateria.



motor. O principal componente do circuito de controle é um microcontrolador ou um processador digital de sinais (*DSP – Digital Signal Processor*) contendo o algoritmo de controle e tendo como entradas os sinais de sensores de corrente e de tensão ligados às fases que alimentam o motor, os sinais dos pedais do acelerador e do freio e os sinais de um encoder, sensor a partir do qual se pode determinar a posição angular e a velocidade instantânea de rotação do eixo do rotor do motor. Desta forma é possível efetuar o controle de velocidade e de torque. Existem, no entanto, estratégias de controle denominadas *sensorless*, que permitem controlar velocidade e torque do motor sem a utilização de um encoder. O conjunto mecânico formado por uma engrenagem de redução fixa e um diferencial tem como função reduzir a velocidade e aumentar o torque transmitido do eixo do motor para as rodas do veículo.

Além dos blocos já citados, há outros blocos adicionais:

- Unidade de recarga de energia, basicamente um retificador controlado que permite a recarga da bateria através de conexão à rede elétrica;
- Unidade de gerenciamento de energia, que controla a atuação da unidade de recarga de energia, faz o gerenciamento da regeneração de energia e transmite ao circuito de controle do inversor as informações sobre as condições operacionais da bateria, tais como tensão nos terminais e estado de carga;
- Conversor *DC/DC* bidirecional e ultracapacitores, que permitem o fornecimento de energia para o sistema de acionamento do motor nos intervalos de pico de consumo e o armazenamento de energia regenerada.

2.2.3 Motores aplicados a veículos elétricos e técnicas de controle de torque e velocidade

O motor é o principal componente do sistema de propulsão de um veículo elétrico (EHSANI *et al.*, 1997) (CHAN, 2002). A escolha do tipo de motor a ser empregado é fundamental no projeto de um sistema de propulsão para o desempenho global do veículo (KUMAR; JAIN, 2014).

Durante décadas, os motores de corrente contínua com comutadores e escovas eram dominantes nas aplicações em que se necessitava controle de torque e velocidade, incluindo

as aplicações de tração elétrica, devido à facilidade de controle e sua excelente resposta dinâmica. Porém, motores *DC* apresentam elevadas perdas mecânicas de atrito devido aos comutadores e escovas, bem como riscos por conta de faiscamento, demandam manutenção periódica, apresentam menor eficiência, são maiores, mais pesados e de maior custo se comparados com motores de corrente alternada de potências equivalentes. A partir do advento de modernas técnicas de controle, de dispositivos eletrônicos de potência e de avançados microcontroladores e *DSPs* com diversos recursos voltados para controle de motores, foi possível a implementação de conversores que realizam o acionamento com controle de torque e velocidade de motores *AC* apresentando alta eficiência, tendo desempenho em resposta dinâmica comparável ao obtido com motores *DC* com escovas e excitação independente.

Dentre os tipos de motores elétricos mais comumente pesquisados, projetados e utilizados em sistemas de tração de veículos pode-se citar:

- Motor *AC* assíncrono de indução trifásico (com rotor do tipo gaiola de esquilo);
- Motores com ímãs permanentes sem escovas;
- Motor de relutância variável.

Na Figura 2.5 são mostrados alguns modelos de motores aplicados a sistemas de propulsão de veículos elétricos de diferentes fabricantes. A Figura 2.6 traz as vistas em corte de alguns motores aplicados em veículos elétricos: motor de ímãs permanentes *Brushless DC* (*BLDC*), motor síncrono de ímãs permanentes internos ao rotor, motor de indução e motor de relutância variável.

Figura 2.5 – Motores aplicados a veículos elétricos: **(a)** Motor de indução trifásico modelo SIVETEC fabricado pela empresa Siemens; **(b)** Motor síncrono de ímãs permanentes (também denominado *BLAC* ou *PMSM*) fabricado pela empresa inglesa GKN EVO eDrive Systems; **(c)** Motor com ímãs permanentes *BLDC* fabricado pela empresa chinesa Golden Motor; **(d)** Motor de relutância variável fabricado pela empresa americana VS Technology Corporation.

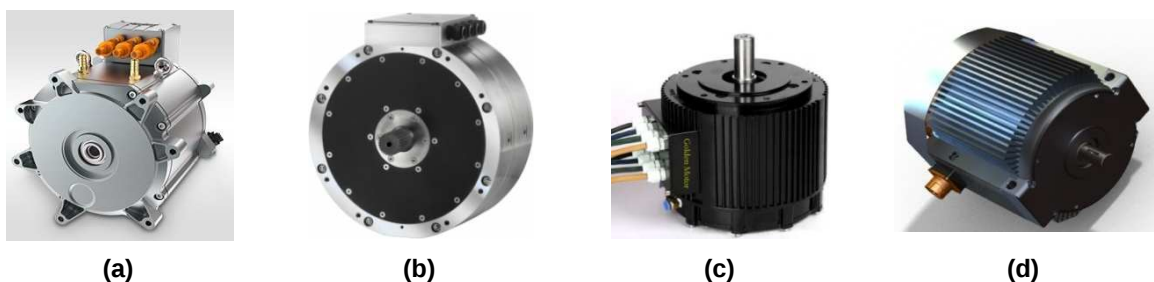
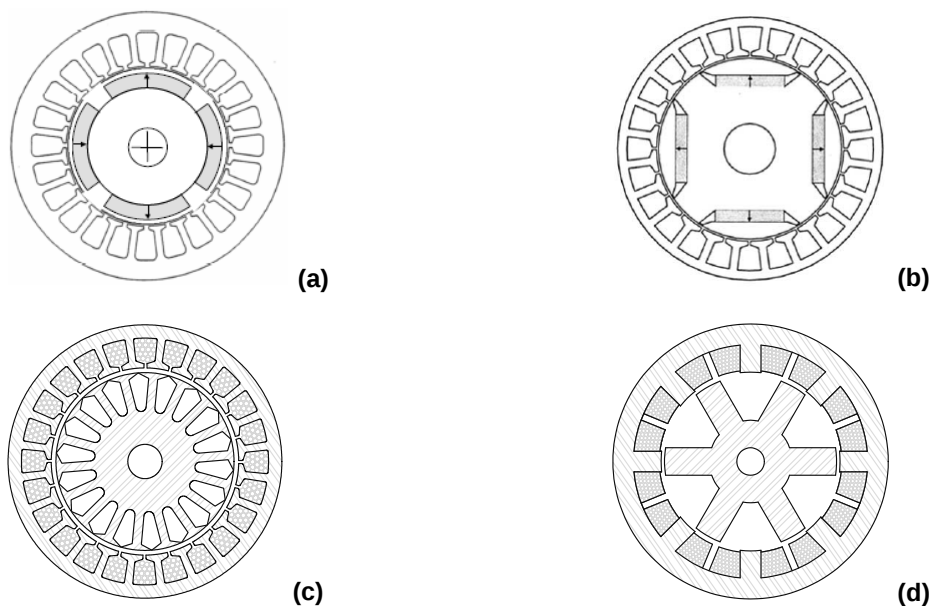


Figura 2.6 – Vistas em corte de alguns motores elétricos: **(a)** motor *Brushless DC*, com ímãs permanentes montados na superfície do rotor; **(b)** motor síncrono de ímãs permanentes internos ao rotor; **(c)** motor de indução; **(d)** motor de relutância variável.



Fonte: (Chau; Chan; Liu, 2008).

2.2.3.1 Motor assíncrono de indução trifásico

O motor de indução trifásico com rotor do tipo gaiola de esquilo é o mais utilizado no ambiente industrial e um dos principais motores aplicados em sistemas de propulsão de veículos elétricos. As principais vantagens do motor de indução são: construção relativamente simples e custo relativamente baixo se comparados com outros tipos de motores, tecnologia madura, grande robustez, grande confiabilidade, capacidade de operar em ambientes hostis, baixa necessidade de manutenção, baixa ondulação no torque, baixo ruído acústico e ampla faixa de velocidades de operação (CHAN, 2002) (ZHU; HOWE, 2007) (KUMAR; JAIN, 2014).

O acionamento de motores de indução através de inversores empregando as técnicas de Controle Vetorial ou Controle Direto de Torque permite o controle desacoplado de torque e velocidade. Deste modo, é possível que motores de indução obtenham respostas dinâmicas semelhantes às obtidas com motores *DC*, além de operarem com alta eficiência por uma ampla faixa de velocidades. Motores de indução aplicados a sistemas de propulsão veiculares podem operar em altas velocidades de rotação utilizando técnicas de enfraquecimento do campo, obtendo uma região de potência constante cerca de 4 ou 5 vezes a velocidade base. Também, através de acionamento com tensão de alimentação e frequência variáveis é possível

obter altos valores de torque de partida para correntes de partida relativamente baixas (ZHU; HOWE, 2007) (KUMAR; JAIN, 2014).

Entretanto, apesar das vantagens citadas, há alguns aspectos negativos dos motores de indução, como a baixo fator de utilização do inversor, o baixo fator de potência e as altas perdas no rotor, se comparados com outros tipos de motores. Devido às inerentes perdas no rotor, a eficiência dos motores de indução é geralmente inferior à dos motores com imãs permanentes. Pelo mesmo motivo, um motor de indução é geralmente maior e mais pesado que um motor com imãs permanentes de mesma potência.

Pesquisas estão sendo realizadas com o objetivo de aprimorar o projeto e a construção de motores de indução para veículos elétricos utilizando avançadas ferramentas de *CAD* (*Computer Aided Design* – Projeto Auxiliado por Computador). Há também diversas pesquisas voltadas para o desenvolvimento de técnicas de controle, bem como de topologias de conversores para otimização da operação de motores de indução em sistemas de propulsão veiculares (CHAN, 2007) (KUMAR; JAIN, 2014).

2.2.3.2 *Motores com imãs permanentes sem escovas*

Dentre os motores elétricos empregados em veículos elétricos, os motores com imãs permanentes sem escovas são os mais aptos a competir com os motores de indução em sistemas de propulsão (CHAN, 2002) (CHAU; CHAN; LIU, 2008) (KUMAR; JAIN, 2014). Há vários tipos de configurações construtivas para máquinas com imãs permanentes, bem como diferentes técnicas de acionamento e controle. Basicamente, motores com imãs permanentes dispõem de imãs no rotor e enrolamentos no estator. Há, contudo, motores cujos imãs permanentes estão localizados no estator e outros motores que dispõem de excitação híbrida, que inclui imãs permanentes e enrolamentos auxiliares no estator para gerar o fluxo no entreferro.

Quanto ao modo de operação, motores com imãs permanentes sem escovas podem ser classificados de acordo com a alimentação de entrada como *BLAC* (*Brushless AC*) ou *BLDC* (*Brushless DC*). A princípio, qualquer máquina com imãs permanentes pode operar tanto no modo *BLAC* quanto no modo *BLDC*, mas o desempenho é sempre melhor quando a máquina

opera no modo de acionamento para o qual foi preferencialmente construída, apresentando assim maior densidade de torque, maior eficiência e menor ondulação no torque (CHAU; CHAN; LIU, 2008) (ZHU; HOWE, 2007). A máquina de ímãs permanentes que opera preferencialmente no modo *BLAC* é comumente denominada motor síncrono de ímãs permanentes (*PMSM – Permanent Magnet Synchronous Motor*), enquanto a denominação *Brushless DC* é mantida para o motor projetado para operar preferencialmente no modo *BLDC*.

No modo de operação *BLAC*, as correntes nos enrolamentos do estator, o fluxo no entreferro e a força contraeletromotriz apresentam forma de onda senoidal. O estator de um motor síncrono de ímãs permanentes tem seus enrolamentos com distribuição senoidal e o rotor pode ter os ímãs permanentes em montagem superficial, tal como mostrado na Figura 2.6(a), ou inseridos em seu interior, como mostrado na Figura 2.6(b). A configuração com ímãs internos no rotor é mais vantajosa por apresentar maior robustez, e pelo fato de utilizar ímãs maiores, apresenta também maior densidade de fluxo no entreferro, maior densidade de torque, maior eficiência e melhor adequação para operar em altas velocidades de rotação na região de potência constante.

No modo de operação *BLDC*, a forma de onda das correntes nos enrolamentos do estator e do fluxo no entreferro é retangular, ao passo que a força contraeletromotriz apresenta uma forma de onda trapezoidal. Os enrolamentos no estator de um motor *Brushless DC* são concentrados e, predominantemente, utiliza-se o rotor com ímãs permanentes em montagem superficial (ZHU; HOWE, 2007).

De modo geral, o modo *BLAC* proporciona maior capacidade de torque e de potência em relação ao modo *BLDC*. Porém, com um controle adequado, o modo *BLDC* pode apresentar maior capacidade de torque em altas velocidades que o modo *BLAC*, mas com sacrifício da capacidade de torque em baixas velocidades (CHAU; CHAN; LIU, 2008).

Motores com ímãs permanentes sem escovas apresentam várias qualidades para aplicações em sistemas de propulsão veicular. Dispondo de ímãs permanentes de alta energia para excitação de campo, a partir dos quais se obtém altas densidades de fluxo, tais motores podem ter uma construção compacta e com alta densidade de torque e de potência, além de alta robustez, alta confiabilidade, baixa necessidade de manutenção, rápida resposta dinâmica,

alta capacidade de sobrecarga durante um determinado intervalo de tempo, baixa ondulação no torque e operação com baixo ruído acústico. Como não há correntes de excitação, as perdas no rotor são desprezíveis e a eficiência e o fator de potência são altos, inerentemente maiores que os de motores de indução equivalentes. No entanto, perdas no rotor podem ser mais significativas em motores cujos rotores apresentam ímãs em montagem superficial, devido correntes de Foucault induzidas nos ímãs permanentes e no ferro do rotor. Perdas por efeito Joule ocorrem principalmente por conta das correntes no estator e, portanto, como a dissipação de calor ocorre principalmente na região mais periférica do motor, tem-se que a troca de calor com o ambiente é mais efetiva. A faixa de velocidade de operação pode chegar a ser 3 ou 4 vezes o valor da velocidade base, porém a eficiência pode cair bastante para velocidades muito altas. Existem técnicas que permitem utilizar o enfraquecimento de campo em motores de ímãs permanentes, porém com certas limitações, o que restringe, conseqüentemente, a velocidade máxima de rotação e a extensão da região de potência constante (CHAN, 2002) (EHSANI *et al.*, 2005) (KUMAR; JAIN, 2014).

Apesar das diversas vantagens, motores de ímãs permanentes apresentam algumas características desfavoráveis. O principal problema está relacionado ao alto custo dos ímãs permanentes de alta energia produzidos a partir de terras raras, como os ímãs de Neodímio-Ferro-Boro (NdFeB) que são os mais utilizados atualmente. Além do custo dos ímãs de terras raras, outro fator que eleva o custo de motores de ímãs permanentes é o esquema construtivo mais complexo se comparado com o de outros tipos de motores (CHAU; CHAN; LIU, 2008). Ímãs de NdFeB também podem sofrer desmagnetização irreversível quando expostos a intensas forças magnetomotrizes opostas ou a altas temperaturas.

Pesquisas estão sendo realizadas com foco no desenvolvimento de materiais alternativos e com menor custo para motores de ímãs permanentes que não utilizem terras raras em sua composição, tais como Alnico e Ferrite (KUMAR; JAIN, 2014).

2.2.3.3 *Motor de relutância variável*

O motor de relutância variável (*SRM – Switched Reluctance Motor*) apresenta grande potencial para aplicação em veículos elétricos. O motor de relutância variável tem como

principais características positivas: construção simples e robusta, alta eficiência por uma extensa faixa de velocidades de operação e excelente curva característica de torque versus velocidade para aplicação em veículos elétricos. Seu rotor não apresenta imãs permanentes nem enrolamentos, proporcionando assim uma baixa inércia, rápida resposta dinâmica e capacidade para operar em altas velocidades de rotação, com região de potência constante de 3 a 7 vezes a velocidade base (CHAN, 2002) (EHSANI *et al.*, 2005) (ZHU; HOWE, 2007) (KUMAR; JAIN, 2014).

Entretanto, há alguns aspectos desfavoráveis no motor de relutância variável. Sua operação apresenta alta ondulação no torque e, conseqüentemente, alto nível de vibração e elevado ruído acústico. Apesar de sua simplicidade construtiva, o projeto e o controle do motor de relutância variável são complexos devido à alta saturação nas extremidades de seus polos e o efeito de borda dos polos e das ranhuras. O motor de relutância variável necessita de um conversor com topologia especial para seu acionamento. Comparado a outros motores, sua escala de produção ainda é pequena e, por esse motivo, seu custo ainda é alto, mas há a expectativa de que com a produção em massa sua relação custo / benefício seja comparável ao do motor de indução (CHAN, 2002) (KUMAR; JAIN, 2014).

2.2.4 Escolha do motor do sistema de propulsão para um veículo elétrico

Como já afirmado, diversos fatores devem ser levados em conta no projeto do sistema de propulsão de um veículo elétrico: eficiência, confiabilidade, densidade de torque e potência, ondulação no torque, faixa de velocidades e custo. A integração entre o motor, os conversores eletrônicos de potência e as fontes de energia deve satisfazer a estes requisitos. Para atingir tal propósito, o conjunto propulsor deve ser dimensionado de forma otimizada para cada veículo conforme o seu segmento, seu porte e o seu tipo de utilização.

Analisando a Tabela 2.1 é possível verificar que para os veículos elétricos à bateria atualmente comercializados há, de fato, o predomínio no uso do motor de indução trifásico e do motor síncrono de imãs permanentes. Tais motores também são os mais utilizados em veículos elétricos híbridos. Ainda analisando a Tabela 2.1, percebe-se que para os veículos mais voltados para o trânsito urbano o motor de indução é o mais empregado, já motores com

ímãs permanentes predominam para os veículos desenvolvidos tanto para o trânsito urbano como para o tráfego em rodovias.

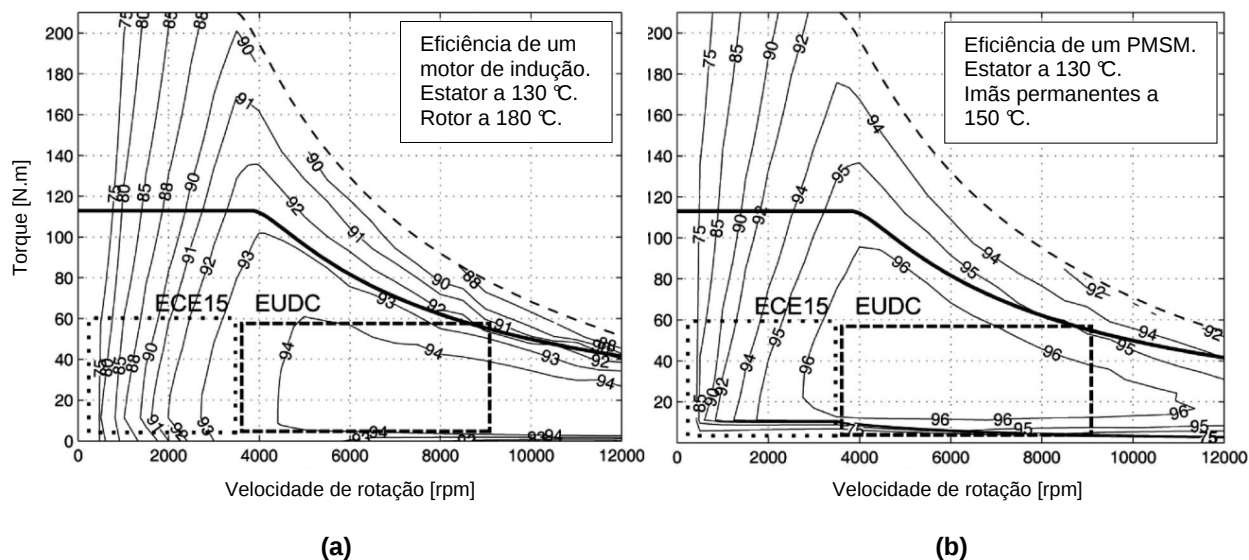
Veículos desenvolvidos preferencialmente para o trânsito urbano são geralmente veículos de passeio leves e de porte reduzido ou utilitários de pequeno ou médio porte para transporte de cargas, com autonomia e desempenho moderados, mas podem eventualmente trafegar em rodovias. Para tais veículos, um sistema de propulsão leve e de custo reduzido empregando motor de indução garante boa eficiência e contribui para que seu preço de venda para o consumidor seja competitivo.

Veículos utilizados tanto para o ambiente urbano quanto para rodovias apresentam maior porte, acabamento interno mais sofisticado, maior nível de conforto, maior autonomia, melhor desempenho e, conseqüentemente, são mais caros. Para este tipo de veículo, o sistema propulsor baseado em um motor com ímãs permanentes atende aos requisitos de desempenho e eficiência, além do fato de que a diferença de seu custo para o de um sistema propulsor com motor de indução não é tão impactante diante do custo total do veículo.

Entretanto, não há uma regra definitiva para a seleção do motor em veículos elétricos. É possível encontrar veículos leves equipados com motores com ímãs permanentes ou mesmo veículos de passeio de luxo e alto desempenho utilizando motores de indução, como por exemplo todos os modelos fabricados pela americana Tesla Motors.

Há trabalhos publicados em que são feitas comparações de desempenho entre motores de indução e motores com ímãs permanentes aplicados a veículos elétricos. Por exemplo, Pellegrino *et al.* (2012) realizam, a partir de modelagem e análise por simulação utilizando elementos finitos, o mapeamento de eficiências e de perdas nas curvas de torque versus velocidade para um motor de indução e um motor síncrono de ímãs permanentes equivalente. Tais mapas de eficiências são mostrados na Figura 2.7. Os desempenhos dos motores são avaliados por simulação da operação destes em ciclos de condução padronizados *ECE 15* (*Urban Driving Cycle*) e *EUDC* (*Extra-Urban Driving Cycle*). As regiões definidas pelos retângulos pontilhados e tracejados correspondem às faixas de torques e velocidades de rotação correspondentes a cada ciclo. O estudo conclui que o motor síncrono de ímãs permanentes apresenta melhor desempenho global, mas o desempenho do motor de indução é um tanto quanto próximo. Em outro trabalho, Buyukdegirmenci, Bazzi e Krein (2014) obtêm

Figura 2.7 – Mapas de eficiência nas curvas torque versus velocidade de rotação para **(a)** motor de indução trifásico e **(b)** motor síncrono de ímãs permanentes.



Adaptada de Pellegrino *et al.* (2012).

resultados de simulação e experimentais comparando o consumo de energia e a eficiência de sistemas de tração com motor de indução e com motor síncrono de ímãs permanentes, e ambos rodando em diferentes ciclos de condução padronizados. Empregando algoritmos de controle que otimizam o fluxo magnético para cada diferente condição de operação do motor de indução, as perdas são minimizadas e a sua eficiência é próxima da obtida para o motor síncrono de ímãs permanentes para a maioria dos ciclos de condução testados.

Outros fatores importantes que podem determinar a escolha do tipo de motor de um veículo elétrico são o custo e a disponibilidade de suas matérias-primas. Os materiais necessários para a fabricação de motores de indução estão disponíveis em diversos fornecedores espalhados ao redor do mundo. No entanto, a extração dos metais de terras raras utilizados para fabricação de ímãs permanentes está enormemente concentrada na China (LUCENA, 2011). Há reservas de terras raras espalhadas em diversas regiões no mundo, inclusive no Brasil. Porém, o processo de mineração é altamente nocivo ao meio ambiente e a separação dos diferentes elementos químicos exige processos complexos e dispendiosos. Isto torna os metais de terras raras um tanto caros. A China tem mão de obra de baixo custo, não apresenta restrições ambientais para a mineração e, desta forma, detém atualmente 97% da produção de terras raras no mundo. O governo chinês também restringe as exportações,

priorizando alimentar com a matéria-prima sua indústria de alta tecnologia (THE ECONOMIST, 2011). Tais fatos motivam os esforços de pesquisa no desenvolvimento de imãs permanentes que não utilizem terras raras como matérias-primas.

Diante de tantos fatores, a escolha do motor para sistemas propulsores em veículos elétricos não é uma tarefa simples. Nesta tese, tendo como motivação a solução de transporte voltada para veículos elétricos pequenos e leves e levando em conta os argumentos expostos, optou-se pelo motor de indução.

2.2.5 Técnicas de controle de torque e velocidade para motores de indução

Existem basicamente duas técnicas de controle de torque e velocidade de alto desempenho empregadas em sistemas de acionamento de máquinas de corrente alternada:

- Controle Vetorial (*Vector Control*), também denominado Controle por Orientação de Campo (*FOC – Field Oriented Control*), e;
- Controle Direto de Torque (*DTC – Direct Torque Control*).

Tais técnicas de controle já foram mencionadas anteriormente. Podem ser aplicadas tanto para motores de indução como para motores de imãs permanentes. Nesta tese o foco é voltado o estudo do controle de torque e velocidade para o motor de indução. Nos parágrafos seguintes é apresentada uma visão geral sobre essas técnicas de controle.

2.2.5.1 *Controle Vetorial*

Técnicas de Controle Vetorial foram desenvolvidas por K. Hasse (Controle Vetorial Indireto) e F. Blaschke (Controle Vetorial Direto) entre o final da década de 1960 e o início da década de 1970 (BOSE, 2002) (BÖCKER, 2007). Basicamente, são técnicas de acionamento de frequência variável que consistem no controle da amplitude e da fase das tensões e correntes aplicadas ao estator do motor, permitindo assim definir a orientação espacial dos campos eletromagnéticos dentro de uma máquina elétrica (TOLIYAT *et al.*, 2007).

O desenvolvimento da técnica de Controle Vetorial é fundamentado no modelo dinâmico equivalente do motor de indução no sistema referencial síncrono de coordenadas dq

(que consiste em dois eixos ortogonais: eixo direto d e em quadratura q) e em um sistema de controle em malha fechada. O princípio do Controle Vetorial é baseado em transformações matemáticas – denominadas transformadas de Clarke e Park – das grandezas físicas presentes no motor (tensões, correntes e fluxos magnéticos) descritas a partir de um sistema trifásico de coordenadas em grandezas descritas no sistema de coordenadas dq , que gira em sincronismo com o fluxo magnético adotado como referência. A orientação do Controle Vetorial pode tomar como referência qualquer um dos fluxos presentes na máquina: do estator, do rotor ou do entreferro, sendo o último raramente empregado. Assim, nesse sistema bifásico ortogonal dq tais grandezas físicas são tratadas matematicamente como vetores espaciais. As correntes trifásicas aplicadas ao estator de um motor podem ser medidas e, aplicando as transformações de Clarke e Park, convertidas em duas componentes ortogonais de correntes que descrevem o vetor espacial da corrente do estator: uma componente relacionada ao fluxo magnético de referência no motor, associada ao eixo d e denominada i_{ds} , e outra relacionada ao torque, associada ao eixo q e denominada i_{qs} . As correntes i_{ds} e i_{qs} podem ser controladas de forma independente e, conseqüentemente, torque e fluxo magnético também são controlados independentemente. Desta forma, o torque e a velocidade de rotação também são controlados de modo desacoplado. Entretanto, a condição de desacoplamento entre torque e velocidade é que se mantenha a orientação (sincronismo) do sistema bifásico ortogonal girante dq de acordo com a posição espacial do fluxo de referência. O objetivo do Controle Vetorial é, portanto, manter no motor de indução o alinhamento perpendicular entre o vetor espacial do fluxo adotado como referência e a componente do vetor espacial da corrente do estator relacionada ao torque, i_{qs} , de modo a produzir o máximo torque possível para qualquer condição de operação, seja em regime permanente ou em transientes, tal como ocorre em um motor DC de excitação independente. De fato, o desempenho dinâmico de um motor de indução acionado por inversor utilizando Controle Vetorial é similar ao desempenho dinâmico de um motor DC (BOSE, 2002) (EHSANI *et al.*, 2005).

Mais detalhes sobre o conceito de vetores espaciais, os métodos de Controle Vetorial (Direto e Indireto), fluxo de orientação de referência (estator, rotor ou entreferro) e a geração dos sinais PWM são apresentados no Capítulo 3.

2.2.5.2 Controle Direto de Torque

O Controle Direto de Torque foi desenvolvido I. Takahashi e T. Noguchi na década de 1980. M. Depenbrock, também na década de 1980, patenteou uma técnica de controle para máquinas AC muito similar ao *DTC*, denominada Autocontrole Direto (*DSC – Direct Self Control*). No método *DTC* mais elementar, os valores do fluxo no estator e do torque são calculados a partir dos valores medidos das correntes no estator do motor de indução e o valor amostrado da tensão *DC* aplicada na entrada do inversor. Tais valores de fluxo e torque são comparados com os valores de referência e os sinais de controle obtidos, que consistem na diferença entre os valores calculados e de referência, são aplicados nas entradas de controladores por histerese de torque e fluxo. A partir dos valores nas saídas dos controladores de histerese, e da posição do fluxo no estator (obtido a partir dos valores de suas componentes ortogonais), um controlador que detém a lógica otimizada de chaveamento define a sequência de comutação de chaves do inversor e o vetor espacial de tensão que deve ser aplicado para impor ao motor o fluxo e o torque requeridos (FAIZ, 1999) (OZKOP; OKUMUS, 2008).

Comparado ao Controle Vetorial, o *DTC* apresenta algumas vantagens: algoritmo mais simples, menor custo e resposta dinâmica mais rápida em transientes. A estratégia do *DTC* pode dispensar o uso de sensores de posição e/ou velocidade, ao passo que no Controle Vetorial esse sensor é desejável para aplicações em sistemas propulsores que exigem precisão em baixas velocidades. O Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Rotor também apresenta maior sensibilidade a variações de parâmetros do motor (resistências e indutâncias do estator, do rotor e de magnetização) durante operação, causando dissintonia e perda de eficiência no controle, uma vez que os controladores do tipo proporcional-integral (*PI*) utilizados na malha de controle têm seus parâmetros ajustados em função dos parâmetros do motor. Há diversas técnicas de compensação para manter a sintonia dos controladores com os parâmetros do motor, mas implicam em maior complexidade no algoritmo do Controle Vetorial. No *DTC*, apenas variações nas resistências do estator e do rotor impactam seu desempenho, mas também há técnicas já desenvolvidas para compensação desses parâmetros. Apesar das vantagens, o *DTC* apresenta algumas desvantagens, tais como: maior ondulação na corrente do estator, que implica em maiores níveis de harmônicos e de interferência eletromagnética

(*EMI – Electromagnetic Interference*), maior ondulação no torque e maiores perdas por chaveamento. Há várias técnicas para minimização da ondulação na corrente do estator e no torque no *DTC*, mas a complexidade do controle se eleva, assim como seu custo. Em regime permanente, o Controle Vetorial apresenta melhor desempenho e é preferível para aplicações que exigem maior precisão no controle de velocidade e torque.

2.3 DINÂMICA VEICULAR E MODELO DINÂMICO DO VEÍCULO PARA MOVIMENTO LONGITUDINAL

A Dinâmica Veicular é a área da Engenharia voltada ao estudo do movimento de veículos, englobando veículos terrestres rodoviários e fora de estrada, trens, barcos e navios, aeronaves e veículos espaciais. Nesta tese, o estudo é voltado para veículos terrestres rodoviários.

Em uma abordagem analítica, o estudo da dinâmica de um veículo envolve o desenvolvimento de modelos matemáticos compostos por equações algébricas e diferenciais baseadas em leis físicas conhecidas. Deste modo, visa-se identificar a influência de cada parâmetro em cada fenômeno a ser analisado e prever o comportamento global de um veículo em movimento. Contudo, um veículo é um sistema bastante complexo, composto por um grande número de componentes, sistemas e subsistemas que podem apresentar muitas não linearidades (GILLESPIE, 1992). Assim, a matemática necessária para descrever todas as interações entre as diversas partes que compõem um veículo é um tanto complexa. O uso de ferramentas computacionais é, portanto, indispensável na elaboração e na análise por simulação de modelos matemáticos para estudos de Dinâmica Veicular.

O estudo da Dinâmica Veicular pode ser dividido em partes:

- Dinâmica longitudinal;
- Dinâmica lateral, comportamento em curvas (*cornering*) e dirigibilidade (*handling*);
- Dinâmica vertical e análise de conforto (*ride*);
- Dinâmica dos pneus;
- Sistemas de suspensão;
- Sistemas de direção ou esterçamento (*steering systems*).

Na dinâmica longitudinal são analisados os desempenhos de aceleração e frenagem de um veículo, cuja modelagem matemática leva em consideração as forças que atuam no veículo em movimento longitudinal em uma via sem irregularidades. Contempla também a modelagem matemática do sistema de propulsão e as relações de transmissão de força trativa do conjunto propulsor para os pneus.

A dinâmica vertical e análise de conforto tem como foco a modelagem do movimento vertical do veículo. Inclui também a análise da capacidade da suspensão de absorver as oscilações decorrentes do movimento do veículo em terrenos irregulares, bem como as vibrações e ruídos provocados pela rugosidade da pista, de modo a garantir um nível desejável de segurança e conforto para motorista e passageiros, além do mínimo estresse para as partes componentes do veículo.

A dinâmica lateral consiste da análise das forças transversais em relação à via que agem em um veículo em movimento em uma trajetória curvilínea. Os estudos da dinâmica lateral e do comportamento do veículo em curvas são fundamentais para a análise de dirigibilidade do veículo. A dirigibilidade está relacionada com a facilidade que o veículo oferece ao condutor para controlá-lo. A dirigibilidade pode ser avaliada através da velocidade de resposta, manutenção da aceleração, estabilidade do veículo e precisão da trajetória executada pelo veículo mediante comando de direção via volante.

A dinâmica dos pneus trata do desenvolvimento de modelos matemáticos que descrevem os complexos fenômenos associados à interação entre os pneus em movimento e o solo.

A análise dos sistemas de suspensão e de direção (ou esterçamento) é voltada ao estudo da geometria dos componentes da suspensão e da direção e suas propriedades, e os efeitos desses sistemas no comportamento geral do veículo.

Nesta tese, o foco do estudo da Dinâmica Veicular está no desempenho de aceleração para o movimento longitudinal. O modelo dinâmico do veículo baseado apenas no movimento longitudinal é suficiente para se determinar a força trativa e o torque que o motor deve desenvolver ao propulsionar um veículo, de modo a impor-lhe uma determinada aceleração ou para mantê-lo em uma determinada velocidade percorrendo uma trajetória retilínea, bem como a potência necessária para que o motor realize tais tarefas. Como o veículo é a carga

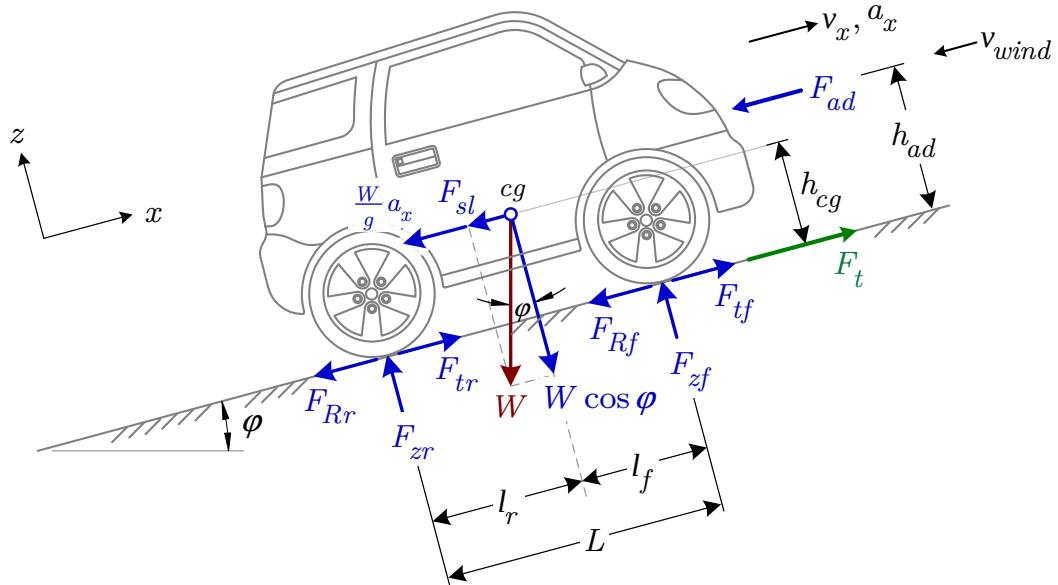
que o motor deve propulsionar, o modelo dinâmico do veículo é útil para a análise dinâmica do motor elétrico aplicado a um veículo elétrico.

2.3.1 Modelo de duas rodas e forças atuantes em um veículo em movimento longitudinal

O modelo dinâmico de um veículo para movimento longitudinal é composto por um conjunto de equações matemáticas obtidas a partir da Segunda Lei de Newton, considerando o veículo um corpo rígido com massa concentrada em seu centro de gravidade, movimentando-se no sentido longitudinal em uma pista perfeitamente plana. O modelo apresentado na Figura 2.8 é conhecido como “Modelo de Duas Rodas” ou “Modelo Bicicleta”, em que um veículo de dois eixos é representado no plano, com uma roda equivalente às rodas do eixo dianteiro e uma roda equivalente às rodas do eixo traseiro. Neste modelo é também representado o diagrama com todas as forças atuantes em um veículo em movimento longitudinal. Estas forças são descritas:

- F_t é a força trativa longitudinal total gerada pelo sistema de propulsão, com componentes F_{tf} e F_{tr} que atuam, respectivamente, na área de contato entre o solo e os pneus dianteiros e traseiros;
- W é a força gravitacional (ou também denominada força peso) do veículo, atuando em seu centro de gravidade (cg);
- F_{zf} e F_{zr} são, respectivamente, as forças verticais (normais) atuantes nos pneus dianteiros e traseiros produzidas pela reação do solo;
- F_{sl} é a componente da força peso W devido ao plano inclinado na direção do movimento longitudinal;
- F_{ad} é a força de arrasto aerodinâmico;
- F_R é a força resultante de resistência ao rolamento, com componentes F_{Rf} e F_{Rr} que atuam, respectivamente, na área de contato entre o solo e os pneus dianteiros e traseiros;
- $(W/g)a_x$ é a força inercial ou força de D'Alembert, com sentido oposto à aceleração do veículo;

Figura 2.8 – Diagrama de forças atuantes em um veículo em movimento longitudinal em aceleração.



Autoria própria.

Ainda na Figura 2.8 tem-se representadas os parâmetros:

- v_x é a velocidade do veículo na direção longitudinal, em metro por segundo (m/s);
- v_{wind} é a velocidade do vento, que pode ter sentido oposto ou favorável ao movimento longitudinal, dada em m/s;
- a_x é a aceleração do veículo na direção longitudinal ($a_x = dv_x/dt$), em metro por segundo ao quadrado (m/s^2);
- φ é o ângulo de inclinação do plano da via, em grau ($^\circ$);
- l_f e l_r são, respectivamente, as distâncias longitudinais entre o centro de gravidade (cg) e os eixos dianteiro e traseiro do veículo;
- L é a distância entre os eixos dos veículo, sendo $L = l_f + l_r$;
- h_{cg} é a altura do centro de gravidade do veículo em relação ao plano do solo;
- h_{ad} é a altura em relação ao plano do solo do ponto em que atua a força equivalente de arrasto aerodinâmico F_{ad} .

Para o diagrama de forças mostrado na Figura 2.8, bem como para as equações deduzidas a partir do diagrama na análise do modelo dinâmico do veículo, todas as forças descritas são expressas em newton (N) e todas as distâncias são dadas em metro (m).

Ainda sobre o diagrama da Figura 2.8, é importante ressaltar algumas convenções que

são assumidas. Considera-se com sinal positivo as forças cujo sentido coincide com o sentido do movimento longitudinal, já as forças cujo sentido é oposto ao movimento longitudinal apresentam sinal negativo. As forças F_R e F_{ad} são essencialmente forças de resistência ao movimento, ou seja, de sentido contrário ao movimento longitudinal e, portanto, apresentam sinal negativo nas equações que descrevem o modelo dinâmico do veículo. A força F_{sl} é de oposição ao movimento longitudinal quando o veículo se desloca subindo um plano inclinado, porém é favorável ao movimento longitudinal quando o veículo desce em um plano inclinado. Também, ao considerar o efeito da velocidade do vento v_{wind} relativa ao movimento do veículo, deve-se levar em conta que se o vento flui em sentido contrário ao movimento longitudinal do veículo, há um aumento no efeito do arrasto aerodinâmico e, por outro lado, se o vento flui no mesmo sentido do movimento do veículo, há uma diminuição da resistência ao movimento por arrasto aerodinâmico. Assim, para o modelo dinâmico do veículo, são definidos os coeficientes k_ϕ e k_w , expressos respectivamente pelas equações (2.3) e (2.4).

$$k_\phi = \begin{cases} -1, & \text{se o veículo percorre uma descida} \\ 1, & \text{se o veículo percorre uma subida} \end{cases}, \quad (2.3)$$

$$k_w = \begin{cases} -1, & \text{se } v_{wind} \text{ tem mesmo sentido que } v_x \\ 1, & \text{se } v_{wind} \text{ tem sentido oposto a } v_x \end{cases}. \quad (2.4)$$

O balanço das forças atuantes no eixo longitudinal do veículo é expresso a partir da equação (2.5):

$$F_{tf} + F_{tr} - k_\phi F_{sl} - F_{Rf} - F_{Rr} - F_{ad} - \frac{W}{g} a_x = 0. \quad (2.5)$$

Como $F_{tf} + F_{tr} = F_t$ e $F_{Rf} + F_{Rr} = F_R$, a equação (2.5) pode ser reescrita conforme apresentado na equação 2.6:

$$F_t = k_\phi F_{sl} + F_R + F_{ad} + \frac{W}{g} a_x. \quad (2.6)$$

De fato, de acordo com a equação (2.6), a força trativa gerada pelo conjunto propulsor de um veículo deve superar as forças de oposição ao movimento e impor ao veículo a aceleração desejada. Se o sistema de propulsão dispõe de tração nas quatro rodas, a força trativa F_t é composta pelas componentes dianteira F_{tf} e traseira F_{tr} . Se o veículo dispuser

apenas de tração dianteira, então $F_{tr} = 0$ e $F_t = F_{tf}$. Caso a tração for apenas traseira, então $F_{tf} = 0$ e $F_t = F_{tr}$.

2.3.2 Ação da gravidade em via inclinada

Como já afirmado, a ação da gravidade pode ser contrária ou favorável ao movimento longitudinal de um veículo conforme este sobe ou desce uma via inclinada. Normalmente, para análise de desempenho de aceleração de um veículo em uma via inclinada, considera-se que o veículo esteja subindo a via (EHSANI *et al.*, 2005), e portanto $k_\varphi = 1$. A força peso W é obtida a partir da equação (2.7):

$$W = mg , \quad (2.7)$$

e a componente longitudinal devido à inclinação da via, F_{sl} , é dada pela equação (2.8):

$$F_{sl} = W \sin \varphi = mg \sin \varphi , \quad (2.8)$$

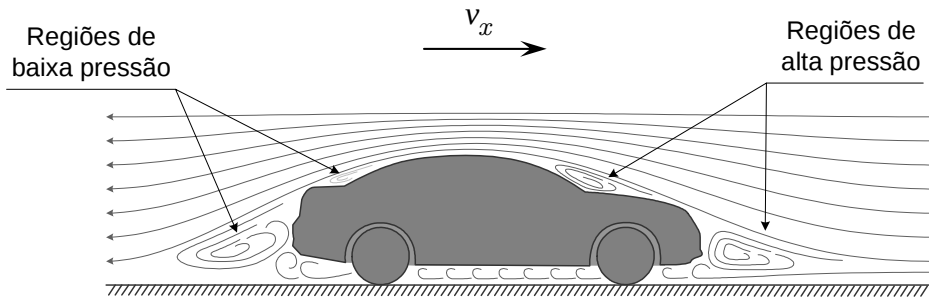
onde m é a massa do veículo, em quilograma (kg), e g é a aceleração da gravidade, em metro por segundo ao quadrado (m/s^2).

2.3.3 Resistência aerodinâmica

A resistência aerodinâmica é gerada predominantemente pelo fluxo de ar no entorno da parte externa da carroceria de um veículo em movimento, com uma parcela menor de contribuição por conta do fluxo de ar no interior dos sistemas de arrefecimento. Conforme um veículo se movimenta longitudinalmente, o ar no entorno de sua carroceria é arrastado e deslocado, criando regiões de turbulência de alta e de baixa pressão, ilustradas na Figura 2.9. O atrito viscoso do ar com a superfície da carroceria é também um fator que contribui um pouco com a resistência aerodinâmica, sendo mais significativo para veículos de maior comprimento.

De forma geral, a força de resistência aerodinâmica F_{ad} é expressa pela equação (2.9):

$$F_{ad} = \frac{1}{2} \rho_a A_f C_d (v_x + k_w v_{wind})^2 , \quad (2.9)$$

Figura 2.9 – Resistência aerodinâmica.Adaptada de Ehsani *et al.* (2005).

onde:

- ρ_a : densidade do ar, em quilograma por metro cúbico (kg/m^3);
- A_f : área frontal do veículo, que é a projeção da área na direção longitudinal, em metro quadrado (m^2);
- C_d : coeficiente de arrasto aerodinâmico, adimensional, cujo valor é dependente de uma série de fatores como o desenho do perfil do veículo, cavidades, rebaixos e saliências na superfície e em peças externas ao corpo do veículo.

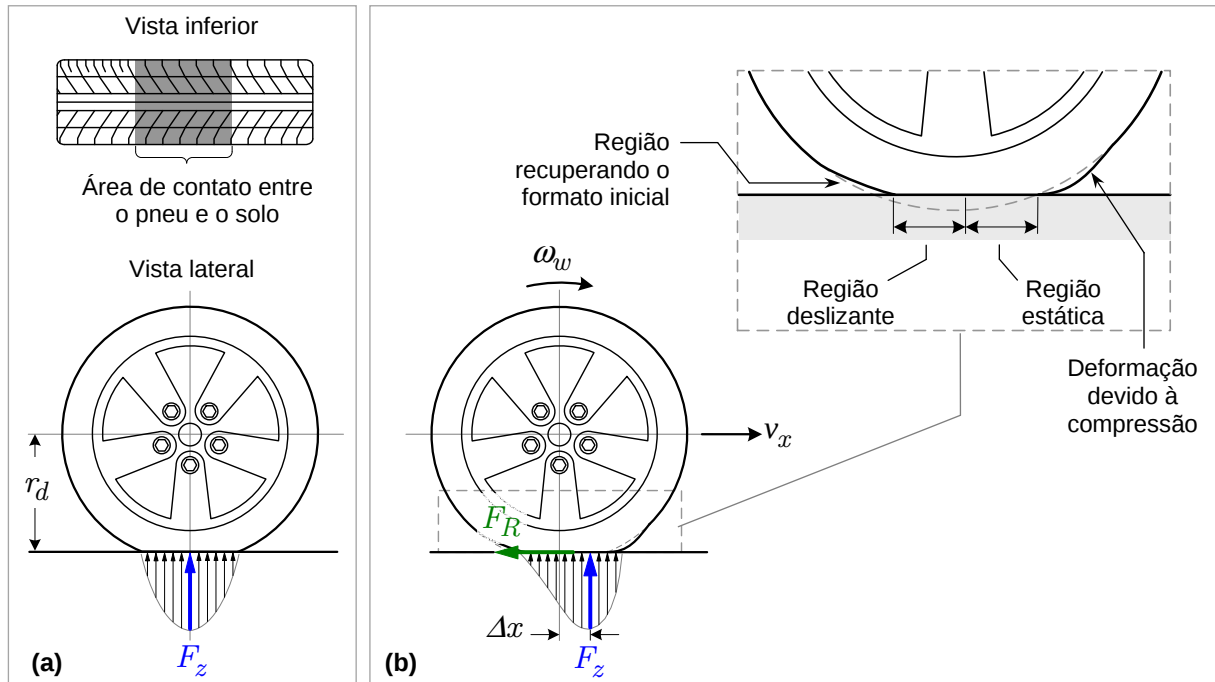
Segundo Wong (2001), a área frontal A_f para veículos de passeio com massa m entre 800 kg e 2 000 kg pode ser estimada a partir da equação (2.10), obtida empiricamente a partir de dados coletados de diversos veículos:

$$A_f = 1,6 + 0,00056 \cdot (m - 765) . \quad (2.10)$$

2.3.4 Resistência ao rolamento

Devido ao peso W do veículo, seus pneus e o solo estão sujeitos a cargas normais. Como os pneus apresentam elasticidade, sofrem deformação devido à carga normal aplicada e, portanto, o contato do pneu com a superfície do solo não se dá somente em um ponto, mas em uma área, conforme mostrado na Figura 2.10(a). A deformação vertical do pneu, bem como a área de contato entre pneu e solo são maiores conforme maior é a carga normal sobre o pneu (WONG, 2001). Com o intuito de simplificar a análise realizada, considera-se a superfície do solo totalmente rígida, ou seja, não sofre deformação.

Figura 2.10 – (a) Vista inferior e vista lateral de um pneu parado sobre uma superfície plana. (b) Pneu em movimento de rolamento sobre uma superfície plana, com detalhe para as deformações sofridas pelo pneu.



Adaptada de Wong (2001) e Ehsani *et al.* (2005).

Ainda na Figura 2.10(a), verifica-se que quando o pneu está parado sobre uma superfície plana e sem inclinação, tem-se que a força normal resultante F_z atua no ponto central da área de contato entre pneu e solo. Também, tem-se que a distribuição de pressão é simétrica em relação ao plano perpendicular à lateral do pneu e que passa pelo ponto central.

Quando o pneu está em rolamento sobre o solo, a parte do pneu que passa a entrar em contato com a superfície do solo, na denominada região estática, sofre deformação por compressão, ao passo que a parte do pneu que deixa a área de contato com o solo, ao final da região deslizante, tende a retornar ao formato original, como ilustrado em detalhe na Figura 2.10(b). Porém, devido à histerese do material que compõe a banda de rodagem do pneu, a energia gasta ao deformar uma região do pneu não é totalmente recuperada quando essa região volta ao seu formato original. Assim, com o pneu em rolamento, a deformação e a histerese provocam a assimetria da distribuição de pressão e o deslocamento de F_z de sua posição relativa ao pneu parado por uma distância Δx , conforme mostrado na Figura 2.10(b). Tal deslocamento produz o momento $F_z \Delta x$ sobre o eixo de rotação do pneu, contrário ao sentido de rotação e denominado momento de resistência ao rolamento. Para manter o

rolamento do pneu, o momento de resistência ao rolamento é balanceado pelo momento $F_R r_d$ devido à força de resistência ao rolamento F_R , que é uma força horizontal que atua no centro da área de contato entre o pneu e o solo (WONG, 2001) (EHSANI *et al.*, 2005). A distância r_d é o raio do pneu no centro da região sob deformação, como mostrado nas Figuras 2.10. Conforme explanado, faz-se:

$$F_z \cdot \Delta x = F_R \cdot r_d , \quad (2.11)$$

e rearranjando a equação (2.11), com $f_r = \Delta x / r_d$:

$$F_R = f_r F_z , \quad (2.12)$$

onde f_r é denominado coeficiente de resistência ao rolamento, sendo um parâmetro adimensional. A partir da equação (2.12), nota-se a proporcionalidade entre a força de resistência ao rolamento F_R e a força normal F_z . Diversos fatores influenciam o valor de f_r , tais como os materiais e os aspectos construtivos do pneu, a pressão de calibragem, a velocidade longitudinal do veículo, a temperatura do pneu, a rugosidade do solo e a presença ou ausência de líquidos no solo (WONG, 2001).

A perda de energia por histerese decorrente da deformação do material do pneu enquanto está em rolamento é a principal causa da resistência ao rolamento de um pneu em superfícies rígidas. Há, no entanto, outros fenômenos que apresentam contribuições para a resistência ao rolamento, tais como: atrito por aderência causado pelo escorregamento (*slip*) entre o pneu e o solo, o arrasto do ar na parte externa do pneu e também do ar circulante no interior do pneu em rolamento, além da perda de energia devido solavancos sofridos pelo pneu. Por conta do grande número de fatores e de fenômenos associados à resistência ao rolamento, entre os quais alguns inter-relacionados, é praticamente impossível estabelecer um método analítico para prever f_r e, portanto, este coeficiente é obtido somente através de análises experimentais (GILLESPIE, 1992) (WONG, 2001).

Novamente analisando o diagrama de forças mostrado na Figura 2.8, tem-se que a força de resistência ao rolamento resultante F_R é a soma da contribuição de resistência ao rolamento de todos os pneus e, portanto:

$$F_R = F_{Rf} + F_{Rr} = f_r (F_{zf} + F_{zr}) . \quad (2.13)$$

A soma das componentes normais das forças atuantes nos pneus é:

$$F_{zf} + F_{zr} = W \cos \varphi = mg \cos \varphi , \quad (2.14)$$

e substituindo a equação (2.13) na equação (2.14), obtém-se:

$$F_R = f_r mg \cos \varphi . \quad (2.15)$$

2.3.5 Atrito entre pneu e solo e máxima força trativa

Quando um torque trativo é transmitido do motor para as rodas de um veículo, uma força trativa é produzida no contato entre o pneu e o solo. A força trativa depende das cargas normais aplicadas às rodas e do coeficiente de atrito μ entre o solo e os pneus . O coeficiente μ também pode ser denominado coeficiente de aderência, sendo uma grandeza adimensional. Assim, tem-se que a máxima força trativa que um veículo pode produzir não é limitada somente pelo torque máximo produzido pelo sistema de propulsão veicular, mas também e principalmente pela distribuição de carga normal nas rodas, pelas características do pneu e pelas características do pavimento onde o veículo trafega.

Para determinar a máxima força trativa produzida por um veículo é necessário antes determinar as forças normais que agem sobre as rodas. A distribuição das cargas normais sobre as rodas pode ser determinada considerando o torque longitudinal resultante igual a zero. Na análise aqui realizada, convencionou-se que o torque é positivo no sentido horário e negativo no sentido anti-horário. Com base no diagrama de forças mostrado na Figura 2.8, o momento angular a partir do ponto central de contato do pneu traseiro com o solo é:

$$-L F_{zf} + l_r W \cos \varphi - h_{cg} k_{\varphi} F_{sl} - h_{ad} F_{ad} - h_{cg} \frac{W}{g} a_x = 0 . \quad (2.16)$$

Assumindo que para veículos de passeio $h_{ad} \cong h_{cg} = h$ (WONG, 2001) (EHSANI *et al.*, 2005) e rearranjando a equação (2.16), obtém-se a equação (2.17), a partir da qual se pode calcular a força normal atuante nas rodas dianteiras.

$$F_{zf} = \frac{l_r}{L} W \cos \varphi - \frac{h}{L} \left(k_{\varphi} F_{sl} + F_{ad} + \frac{W}{g} a_x \right) . \quad (2.17)$$

Ainda conforme a Figura 2.8, o momento angular a partir do ponto de contato do pneu dianteiro é calculado a partir da equação (2.18):

$$L F_{zr} - l_f W \cos \varphi - h_{cg} k_{\varphi} F_{sl} - h_{ad} F_{ad} - h_{cg} \frac{W}{g} a_x = 0 , \quad (2.18)$$

que rearranjada resulta na equação (2.19), a partir da qual se calcula a força normal atuante na rodas traseiras.

$$F_{zr} = \frac{l_f}{L} W \cos \varphi + \frac{h}{L} \left(k_{\varphi} F_{sl} + F_{ad} + \frac{W}{g} a_x \right) . \quad (2.19)$$

Rearranjando a equação (2.6) e a substituindo nas equações 2.17 e 2.19, obtêm-se as equações 2.20 e 2.21, respectivamente para o cálculo das forças normais dianteira e traseira.

$$F_{zf} = \frac{l_r}{L} W \cos \varphi - \frac{h}{L} (F_t - F_R) , \quad (2.20)$$

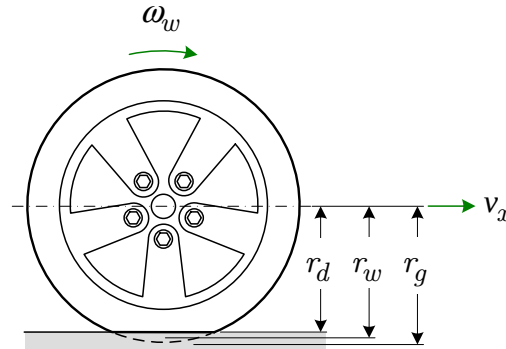
$$F_{zr} = \frac{l_f}{L} W \cos \varphi + \frac{h}{L} (F_t - F_R) . \quad (2.21)$$

Nas equações (2.20) e (2.21), o primeiro termo à direita da igualdade corresponde à componente estática da carga normal nas rodas, referente à condição do veículo parado; o segundo termo à direita da igualdade corresponde à componente dinâmica da carga normal nas rodas. Isso significa que quando há forças trativas agindo no veículo, há uma transferência dinâmica de carga normal do eixo dianteiro para o eixo traseiro. Na condição de frenagem ocorre o inverso, havendo uma transferência dinâmica de carga normal do eixo traseiro para o eixo dianteiro.

Como ilustrado na Figura 2.10, há no pneu uma região estática sob compressão e uma região deslizante na área de contato entre o pneu e o solo. Esse escorregamento entre pneu e solo implica em uma diferença entre o produto $r_g \cdot \omega_w$ e a velocidade longitudinal v_x , onde:

- ω_w é a velocidade angular da roda em rad/s;
- r_g é o raio geométrico do pneu, dado em metro (m) e relativo à condição sem deformação, ilustrado na Figura 2.11;

Figura 2.11 – Indicação de velocidade angular e velocidade longitudinal de roda com pneu sob deformação devido à carga normal.



Autoria própria.

- $r_g \cdot \omega_w$ corresponde à velocidade radial do pneu sem carga normal aplicada e sem contato com o solo, dada em m/s.

Na figura 2.11, estão ainda representados os raios sob deformação r_d e efetivo r_w . A partir da diferença entre $r_g \cdot \omega_w$ e v_x pode-se definir o parâmetro λ , denominado escorregamento longitudinal. Quando um veículo está acelerando, tem-se que $r_g \cdot \omega_w > v_x$ e λ é expresso em termos percentuais a partir da equação (2.22):

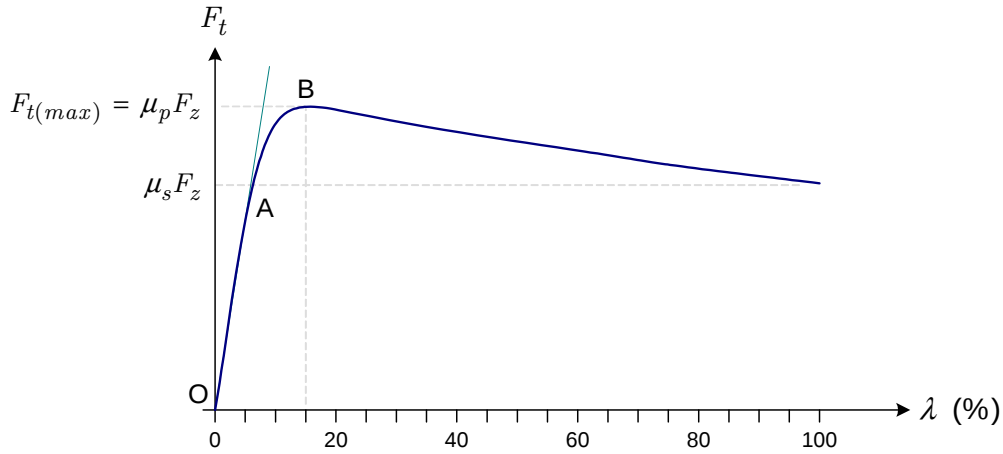
$$\lambda = \left(1 - \frac{v_x}{r_g \omega_w} \right) \times 100\% . \quad (2.22)$$

A força trativa F_t desenvolvida nos pneus é calculada a partir do produto do coeficiente de atrito entre os pneus e o solo μ e da força normal nas rodas. O coeficiente μ , por sua vez, apresenta uma dependência não linear em relação a λ . Consequentemente, há também uma relação não linear entre F_t e λ . As equações (2.23) e (2.24) expressam, respectivamente, a força trativa desenvolvida nos pneus dianteiros F_{tf} e a força trativa desenvolvida nos pneus traseiros F_{tr} em função de $\mu(\lambda)$ e das cargas normais nos pneus dianteiros e traseiros.

$$F_{tf} = \mu(\lambda) F_{zf} , \quad (2.23)$$

$$F_{tr} = \mu(\lambda) F_{zr} . \quad (2.24)$$

A Figura 2.12 traz a curva típica de F_t versus λ . Em condições de regime permanente, a força trativa é proporcional ao torque aplicado às rodas e o escorregamento longitudinal está em função da força trativa. Verifica-se que, apesar do comportamento não linear de F_t em

Figura 2.12 – Curva típica de força trativa versus escorregamento longitudinal.

Autoria própria.

relação a λ , para pequenos valores de λ esta relação é aproximadamente linear. Isto corresponde à seção OA indicada na curva. Conforme há um aumento do torque aplicado às rodas e da força trativa, há uma maior deformação nos pneus e, conseqüentemente, um maior escorregamento entre os pneus e o solo, como se percebe visualizando a seção AB da curva. Nesta condição, a relação entre F_t e λ é altamente não linear, apresentando uma força trativa máxima $F_{t(max)}$ desenvolvida quando o coeficiente de atrito atinge seu valor de pico μ_p , o que ocorre quando o valor de λ se encontra entre 15% e 20%. Se uma força trativa superior a $F_{t(max)}$ é aplicada aos pneus, o coeficiente de atrito decai rapidamente de μ_p para μ_s , sendo μ_s o valor de coeficiente de atrito na condição de escorregamento puro (WONG, 2001). Nesta condição instável tem-se que λ tende a 100%, os pneus perdem aderência e patinam sobre a superfície do solo, impedindo o veículo de desenvolver aceleração longitudinal e fazendo com que o motorista não tenha controle sobre o veículo.

As equações (2.25) e (2.26) expressam, respectivamente, a máxima força trativa desenvolvida nos pneus dianteiros $F_{tf(max)}$, e máxima força trativa desenvolvida nos pneus traseiros $F_{tr(max)}$.

$$F_{tf(max)} = \mu_p F_{zf} \quad , \quad (2.25)$$

$$F_{tr(max)} = \mu_p F_{zr} \quad . \quad (2.26)$$

Substituindo as expressões dadas nas equações (2.20) e (2.21) para as cargas normais nas rodas dianteira e traseira F_{zf} e F_{zr} nas equações (2.25) e (2.26), tem-se:

$$F_{tf(max)} = \mu_p \cdot \left[\frac{l_r}{L} W \cos \varphi - \frac{h}{L} (F_{t(max)} - F_R) \right], \quad (2.27)$$

$$F_{tr(max)} = \mu_p \cdot \left[\frac{l_f}{L} W \cos \varphi + \frac{h}{L} (F_{t(max)} - F_R) \right]. \quad (2.28)$$

Para um veículo com tração nas rodas dianteiras $F_{t(max)} = F_{tf(max)}$, e rearranjando as equação (2.27), obtém-se:

$$F_{tf(max)} = \left(\frac{l_r + f_r h}{L + \mu_p h} \right) \mu_p m g \cos \varphi. \quad (2.29)$$

Para um veículo com tração nas rodas traseiras $F_{t(max)} = F_{tr(max)}$, e rearranjando as equação (2.28), obtém-se:

$$F_{tr(max)} = \left(\frac{l_f - f_r h}{L - \mu_p h} \right) \mu_p m g \cos \varphi. \quad (2.30)$$

Na Tabela 2.2 são apresentados valores típicos de μ_p e μ_s para diferentes tipos de pavimento em diferentes condições.

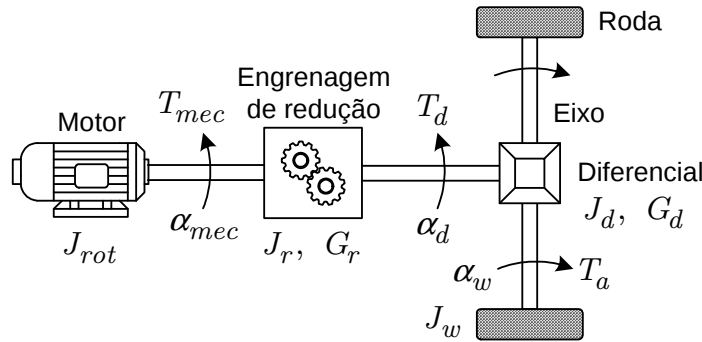
2.3.6 Dinâmica de um sistema de propulsão veicular e desempenho em aceleração

Para prever o desempenho em aceleração de veículo, é necessário dispor do modelo mecânico do seu sistema de propulsão. A Figura 2.13 ilustra o diagrama esquemático de um

Tabela 2.2 – Valores de para diferentes tipos de pavimento em diferentes condições. Fonte: Wong (2001).

Superfície do solo	μ_p	μ_s
Asfalto e concreto seco	0,80 – 0,90	0,75
Concreto molhado	0,80	0,70
Asfalto molhado	0,50 – 0,70	0,45 – 0,60
Cascalho	0,60	0,55
Terra seca	0,68	0,65
Terra molhada	0,55	0,40 – 0,50
Neve compactada	0,20	0,15
Gelo	0,10	0,07

Figura 2.13 – Diagrama esquemático de um sistema de propulsão veicular com engrenagem de redução fixa e diferencial.



Autoria própria.

sistema de propulsão veicular com motor elétrico, engrenagem de redução fixa e diferencial. Esta topologia já foi mencionada e ilustrada na seção 2.2.2 desta tese e servirá de referência para o modelo desenvolvido para o sistema de propulsão de veículo elétrico. A análise realizada nesta seção, similar à apresentada em Gillespie (1992), visa estabelecer uma relação dinâmica entre a força trativa desenvolvida, as forças de oposição ao movimento, os momentos de inércia das partes rotativas, as relações de transmissão e a aceleração longitudinal do veículo. Em todas as equações utilizadas nesta seção para o cálculo de torques, o coeficiente de atrito viscoso B de todos os componentes foi desprezado. Também é considerada a condição em que as rodas tracionadas giram com a mesma velocidade angular.

Aplicando a 2ª Lei de Newton, o torque mecânico T_{mec} (em N·m) transmitido do eixo do motor para a engrenagem de redução pode ser calculado a partir da equação (2.31):

$$T_{mec} = T_e - J_{rot} \frac{d}{dt} \omega_{mec} , \quad (2.31)$$

onde:

- T_e é o torque eletromagnético produzido pelo motor, em N·m;
- J_{rot} é o momento de inércia do rotor do motor, em kg·m²;
- ω_{mec} é a velocidade angular do rotor do motor, em rad/s;
- $d\omega_{mec}/dt = \alpha_{mec}$ é a aceleração angular mecânica do motor, em rad/s².

O torque mecânico é elevado pela relação de transmissão da engrenagem de redução e sua eficiência, descontada a perda inercial nesta engrenagem. Assim, o torque transmitido para o diferencial T_d é expresso pela equação (2.32):

$$T_d = (T_{mec} - J_r \frac{d}{dt} \omega_{mec}) G_r \eta_r , \quad (2.32)$$

onde:

- J_r é o momento de inércia da engrenagem de redução, em $\text{kg}\cdot\text{m}^2$;
- G_r é a relação de transmissão da engrenagem de redução, adimensional;
- η_r é a eficiência de transmissão da engrenagem de redução, em %.

O torque entregue aos eixos e às rodas do veículo corresponde à diferença entre o torque na entrada do diferencial T_d e a perda devido ao momento de inércia do diferencial amplificada pela relação de transmissão do diferencial e sua eficiência. Assim, pode-se expressar a partir da equação (2.33):

$$T_a = (T_d - J_d \frac{d}{dt} \omega_d) G_d \eta_d , \quad (2.33)$$

onde:

- T_a é o torque entregue ao eixo e às rodas do veículo, em $\text{N}\cdot\text{m}$;
- J_d é o momento de inércia do diferencial, em $\text{kg}\cdot\text{m}^2$;
- ω_d é a velocidade angular na entrada do diferencial, em rad/s ;
- $d\omega_d/dt = \alpha_d$ é a aceleração angular mecânica imposta à entrada do diferencial, em rad/s^2 ;
- G_d é a relação de transmissão do diferencial, adimensional;
- η_d é a eficiência de transmissão do diferencial, em %.

O torque entregue aos eixos T_a também pode ser expresso conforme a equação (2.34):

$$T_a = F_t r_w + J_w \frac{d}{dt} \omega_w \quad (2.34)$$

onde:

- r_w é o raio efetivo do pneu em metro, sendo $r_w \cong 0,98 \cdot r_g$ para pneus radiais (EHSANI *et al.*, 2005);
- J_w é o momento de inércia do conjunto formado por eixos e rodas, em $\text{kg}\cdot\text{m}^2$;
- ω_w é a velocidade angular das rodas, em rad/s ;
- $d\omega_w/dt = \alpha_w$ é a aceleração angular mecânica das rodas, em rad/s^2 .

As acelerações angulares definidas nas equações anteriores estão relacionadas a partir das relações de transmissão e das eficiências de transmissão, conforme a equação (2.35):

$$\alpha_{mec} = G_r \eta_r \alpha_d = G_r G_d \eta_r \eta_d \alpha_w . \quad (2.35)$$

A partir da equação (2.35), fazendo $G = G_r G_d$ e $\eta = \eta_r \eta_d$, sendo G a relação de transmissão total e η a eficiência de transmissão total do sistema composto por engrenagem de redução e diferencial, e também tendo em vista que a aceleração longitudinal do veículo é calculada por:

$$a_x = \alpha_w r_w , \quad (2.36)$$

obtém-se a equação (2.37), que relaciona a aceleração mecânica no eixo do motor e a aceleração longitudinal do veículo:

$$\alpha_{mec} = \frac{G\eta}{r_w} a_x . \quad (2.37)$$

Manipulando matematicamente as equações (2.31), (2.32), (2.33), (2.34) e (2.37) obtém-se a equação (2.38), que expressa a força trativa desenvolvida em função do torque eletromagnético do motor, da aceleração longitudinal e dos parâmetros dos componentes do sistema de propulsão:

$$F_t = \frac{T_e}{r_w} G\eta - \frac{a_x}{r_w^2} \cdot \left[J_w + J_d (G_d \eta_d)^2 + (J_r + J_{rot}) (G\eta)^2 \right] \quad (2.38)$$

Na equação (2.38), o primeiro termo à direita da igualdade expressa a força trativa em regime permanente necessária para vencer as forças de oposição ao movimento e impor ao veículo uma determinada velocidade longitudinal; já o segundo termo à direita da igualdade expressa as perdas de força trativa, decorrentes dos momentos de inércia das partes rotativas do sistema de propulsão, quando se impõe uma aceleração ao veículo. Tomando como referência a equação (2.38), é possível então prever o desempenho de aceleração de um veículo.

Convenciona-se expressar o termo no qual estão incluídos os momentos de inércia, as relações de transmissão e eficiências de transmissão dos componentes do sistema de

propulsão como uma massa relativa m_r , conforme apresentado na equação (2.39):

$$m_r = \frac{1}{r_w^2} \left[J_w + J_d(G_d\eta_d)^2 + (J_r + J_{rot})(G\eta)^2 \right] . \quad (2.39)$$

Conforme a equação (2.6) rearranjada, tem-se que o produto da massa do veículo $m = W/g$ pela aceleração longitudinal a_x é igual à diferença entre a força trativa F_t e a força resultante de oposição ao movimento $F_{op} = k_\phi F_{sl} + F_R + F_{ad}$. Assim, substituindo as equações (2.38) e (2.39) na equação (2.6), tem-se:

$$(m + m_r)a_x = \frac{G\eta}{r_w} T_e - F_{op} , \quad (2.40)$$

onde a soma $m + m_r$ pode ser interpretada como uma massa efetiva, que incorpora a massa real do veículo e a massa relativa equivalente ao efeito das inércias dos componentes rotativos do sistema de propulsão e das relações de transmissão. A partir desta massa efetiva, pode definir o denominado fator de massa k_m , expresso pela equação (2.41):

$$k_m = \frac{m + m_r}{m} = 1 + \frac{m_r}{m} = 1 + \frac{1}{mr_w^2} \left[J_w + J_d(G_d\eta_d)^2 + (J_r + J_{rot})(G\eta)^2 \right] . \quad (2.41)$$

Contudo, muitas vezes não se dispõe dos valores de todos os momentos de inércia dos componentes do sistema de propulsão, ou mesmo obtê-los pode ser um tanto quanto trabalhoso. Com base em estudos experimentais para diversos veículos de passeio, a equação (2.42) é uma formula empírica elaborada por Taborek (1957) para estimar o valor de k_m somente a partir da relação de transmissão total e da eficiência de transmissão total:

$$k_m = 1,04 + 0,0025(G\eta)^2 . \quad (2.42)$$

Com a análise aqui realizada, pode-se definir a força resultante longitudinal F_x pela equação (2.43):

$$F_x = k_m m a_x = \frac{G\eta}{r_w} T_e - F_{op} . \quad (2.43)$$

A relação total de redução G é calculada a partir da equação (2.44), onde $N_{mec(max)}$ é a velocidade máxima do motor em rpm e $v_{x(max)}$ é a velocidade máxima do veículo em m/s.

$$G = \frac{\pi}{30} \frac{r_w}{\eta} \frac{N_{mec(max)}}{v_{x(max)}} . \quad (2.44)$$

A velocidade longitudinal do veículo em função da velocidade de rotação do motor é obtida a partir da equação (2.45):

$$v_x = \frac{\pi}{30} \frac{r_w}{G \cdot \eta} N_{mec} . \quad (2.45)$$

O modelo dinâmico para o veículo em movimento longitudinal abordando a análise realizada neste capítulo é apresentado detalhadamente no Capítulo 4.

3 MODELO DINÂMICO DO MOTOR DE INDUÇÃO E FUNDAMENTOS DO CONTROLE VETORIAL

3.1 MODELO DINÂMICO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

Nas máquinas de indução trifásicas, correntes elétricas senoidais trifásicas de frequência f_e (em hertz, Hz) aplicadas aos enrolamentos senoidalmente distribuídos do estator produzem no entreferro um fluxo magnético senoidalmente distribuído no espaço, cujo vetor espacial resultante tem magnitude constante e gira a uma velocidade angular síncrona ω_s , dada em rad/s (TOLYAT *et al.*, 2007). É importante diferenciar a velocidade angular geométrica ou espacial representada por ω_s da velocidade angular elétrica relativa à frequência angular síncrona das tensões e correntes elétricas trifásicas presentes no estator do motor, ω_e ($= 2\pi f_e$), dada em rad/s elétricos. A equação (3.1) expressa a proporcionalidade entre as frequências angulares ω_s e ω_e :

$$\omega_s = \frac{2}{p} \omega_e , \quad (3.1)$$

onde p é o número de polos do motor. A velocidade síncrona do fluxo magnético pode também ser denominada N_s , expressa em rotações por minuto (rpm) a partir da equação (3.2):

$$N_s = \frac{30}{\pi} \omega_s = \frac{60}{\pi} \frac{\omega_e}{p} = \frac{120}{p} f_e , \quad (3.2)$$

De acordo com a Lei de Faraday, o movimento relativo entre o fluxo girante no entreferro e os condutores do rotor induz nestes uma força eletromotriz (dada em volt, V) e, consequentemente, correntes elétricas passam a circular pelos condutores do rotor. Assim, o motor de indução pode ser visto como um transformador trifásico, com três enrolamentos primários localizados no estator e três enrolamentos secundários equivalentes que se encontram no rotor, onde os enrolamentos primários são estáticos e os enrolamentos secundários são rotativos. Os enrolamentos do estator são construídos de modo que haja entre eles um deslocamento angular espacial de 120° . O rotor do tipo gaiola de esquilo consiste de barras condutoras paralelas, com as extremidades curto-circuitadas e inseridas em ranhuras presentes no núcleo laminado.

As correntes que circulam pelos condutores do rotor produzem um fluxo magnético no rotor. Torque é produzido através da interação entre o fluxo magnético no entreferro e a força magnetomotriz do rotor (dada em ampère-espira), que faz o rotor girar com uma velocidade mecânica N_{mec} (em rpm) no mesmo sentido do fluxo girante no entreferro, de acordo com a Lei de Lenz (BOSE, 2002). A diferença entre a velocidade síncrona do fluxo N_s e a velocidade do rotor N_{mec} é denominada velocidade de escorregamento, sendo comumente expressa por um valor fracionário denominado simplesmente escorregamento, representado por S ⁽¹⁾ e calculado conforme a equação (3.3):

$$S = \frac{N_s - N_{mec}}{N_s} , \quad (3.3)$$

O escorregamento pode ainda ser expresso em termos das velocidades angulares em rad/s, conforme a equação (3.4):

$$S = \frac{\omega_s - \omega_{mec}}{\omega_s} = \frac{\omega_e - \omega_r}{\omega_e} , \quad (3.4)$$

onde ω_{mec} é a velocidade angular do rotor em rad/s geométricos e $\omega_r = (p/2)\omega_{mec}$ é a velocidade angular do rotor em rad/s elétricos. A velocidade angular de escorregamento ω_{sl} dada em rad/s elétricos é calculada a partir da equação (3.5):

$$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r = \frac{p}{2}(\omega_s - \omega_{mec}) . \quad (3.5)$$

Em motores de indução é necessário que haja o escorregamento, de modo que ocorra a indução, uma vez que a amplitude da força eletromotriz induzida nos condutores do rotor é proporcional à velocidade de escorregamento. As correntes que circulam pelos condutores do rotor apresentam frequência angular $S\omega_e$, porém, como há a superposição da velocidade angular mecânica do rotor, a velocidade angular da onda de fluxo produzido no rotor é ω_e .

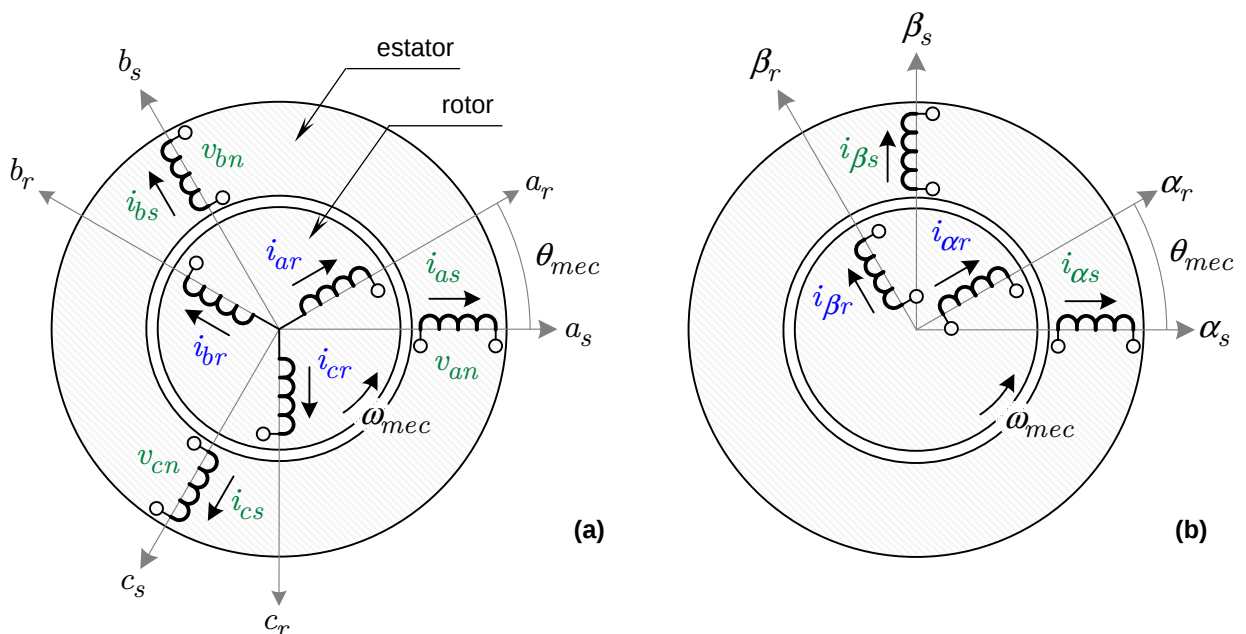
A dinâmica de um motor de indução trifásico pode ser descrita por um modelo que consiste de um conjunto de equações diferenciais, uma para cada um dos enrolamentos do

⁽¹⁾ Na literatura, o escorregamento é normalmente representado por um caractere minúsculo, porém adotou-se neste texto o caractere maiúsculo S para evitar a confusão com a variável complexa s da Transformada de Laplace, presente em diversas equações.

estator e do rotor. No entanto, devido ao movimento relativo entre os enrolamentos do rotor e do estator, as indutâncias mútuas entre os enrolamentos variam conforme varia a posição angular do rotor em relação ao estator ao longo do tempo. Consequentemente, as equações diferenciais deste modelo do motor de indução são não lineares e apresentam termos acoplados devido às indutâncias mútuas entre os enrolamentos e que variam em função do tempo (BOSE, 2002). Desta forma, a análise da dinâmica do motor de indução com base nesse modelo é demasiadamente complexa, assim como a elaboração de qualquer estratégia de controle.

A representação trifásica dos enrolamentos de estator e rotor de um motor trifásico, como mostrada na Figura 3.1(a), pode ser transformada por uma representação que utiliza um sistema bifásico $\alpha\beta$ como mostrado na Figura 3.1(b), com dois enrolamentos no estator alinhados perpendicularmente segundo o sistema ortogonal composto por um eixo direto α_s e um eixo em quadratura β_s , assim como dois enrolamentos no rotor, dispostos perpendicularmente segundo o sistema ortogonal composto pelos eixos direto α_r e em quadratura β_r . Contudo, neste sistema ainda persiste o problema das indutâncias variantes no tempo. A solução para este problema se originou a partir da teoria desenvolvida por R. H.

Figura 3.1 – (a) Representação dos enrolamentos do estator e do rotor de motor de indução a partir de um sistema trifásico; (b) Representação dos enrolamentos do estator e rotor a partir de um sistema bifásico $\alpha\beta$, com eixos direto (α) e em quadratura (β) para estator e rotor.



Autoria própria.

Park no final da década de 1920, demonstrando que todas as indutâncias mútuas variantes no tempo podem ser eliminadas das equações que constituem o modelo através de uma transformação que referencia as variáveis do estator a um sistema de coordenadas de referência que gira em sincronismo com a velocidade do rotor (PARK, 1929) (BOSE, 2002). A teoria de Park foi inicialmente aplicada a motores síncronos, mas é perfeitamente aplicável também aos motores de indução. Outros pesquisadores desenvolveram estudos que ampliaram as possibilidades e aplicações de sistemas de coordenadas de referência síncronos utilizados para simplificar modelos de máquinas elétricas.

Nos tópicos seguintes, são abordados conceitos básicos que constituem a base da teoria que fundamenta o Controle Vetorial: a definição de vetor espacial e as transformações matemáticas de Clarke e Park.

3.1.1 Definição de vetor espacial

O conceito de vetor espacial é bastante útil na análise de sistemas elétricos em geral. Nesta tese, tal conceito é essencial para o entendimento dos fundamentos do controle vetorial e da geração de sinais *PWM* utilizando espaços vetoriais para o controle de conversores estáticos de potência. Tensões, correntes, fluxos magnéticos e outras grandezas elétricas podem ser descritos por meio de vetores espaciais. Seja, por exemplo, uma máquina elétrica trifásica e simétrica, cujas correntes aplicadas aos enrolamentos do estator $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$ estão em sequência positiva e são definidas pelas equações (3.6), (3.7) e (3.8). As formas de onda de $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$ são mostradas na Figura 3.2.

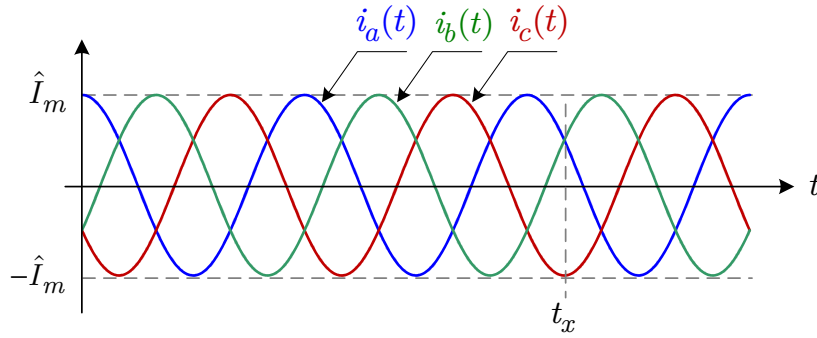
$$i_a(t) = \hat{I}_m \cos(\omega_e t) , \quad (3.6)$$

$$i_b(t) = \hat{I}_m \cos\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) , \quad (3.7)$$

$$i_c(t) = \hat{I}_m \cos\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi\right) . \quad (3.8)$$

Um vetor espacial consiste da combinação linear de componentes de grandezas associadas a um sistema de coordenadas. Para sistemas elétricos trifásicos, o sistema de coordenadas correspondente consiste de três eixos coordenados no plano, a , b e c , defasados

Figura 3.2 – Correntes cossenoidais trifásicas.



Autoria própria.

um do outro em 120° . Assim, as três correntes nos enrolamentos do estator $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$ podem ser representadas por um único vetor espacial, $\mathbf{I}_s$ que gira a uma frequência angular ω em um plano abc . A Figura 3.3(a) ilustra a construção do vetor $\mathbf{I}_s$ a partir de suas componentes $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$ no instante t_x , indicado na Figura 3.2.

O vetor espacial $\mathbf{I}_s$, que representa a corrente no estator, é definido pela equação (3.9):

$$\mathbf{I}_s = \frac{2}{3} \left(i_a(t) \cdot \mathbf{a}^0 + i_b(t) \cdot \mathbf{a} + i_c(t) \cdot \mathbf{a}^2 \right), \quad (3.9)$$

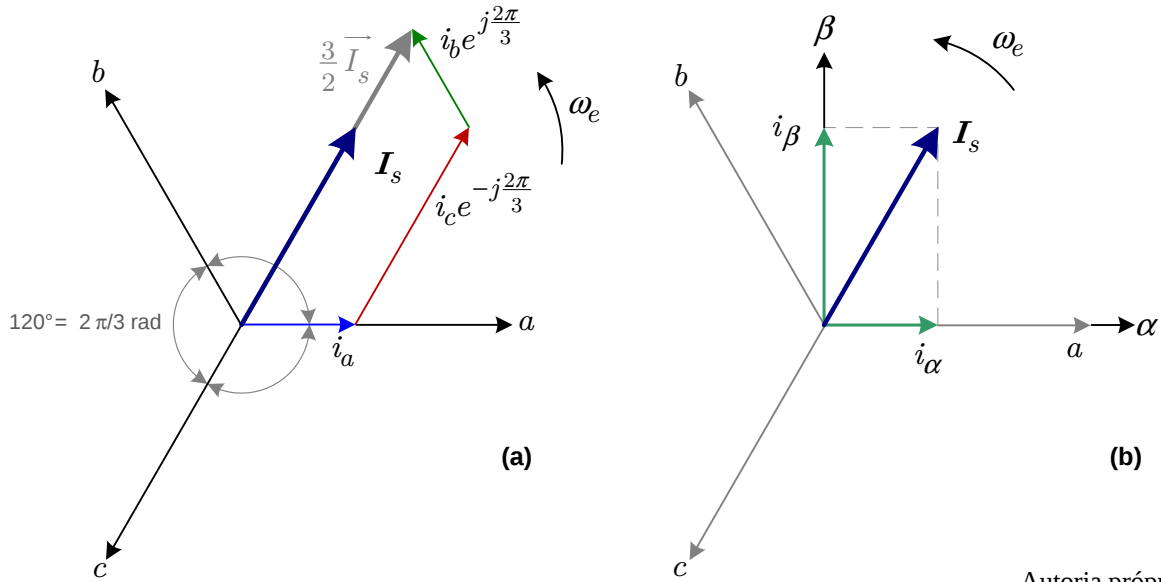
sendo $\mathbf{a}$ o operador para deslocamento de fase tal que $\mathbf{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ e $\mathbf{a}^2 = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$, com o termo $e^{j\theta}$ definido pela identidade de Euler $e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta$, onde j é o operador imaginário.

Como a soma $i_a(t) \cdot \mathbf{a}^0 + i_b(t) \cdot \mathbf{a} + i_c(t) \cdot \mathbf{a}^2$ resulta em um vetor cujo módulo é igual a $3\hat{I}_m/2$, o termo $2/3$ foi incluído para que o módulo do vetor $\mathbf{I}_s$ seja igual a $\hat{I}_m$, que é a amplitude das correntes trifásicas.

3.1.2 Transformada de Clarke ($abc \rightarrow \alpha\beta$) e Transformada Inversa de Clarke ($\alpha\beta \rightarrow abc$)

A transformada de Clarke é uma transformação matemática definida na forma matricial pela equação (3.10), que permite converter vetores espaciais de grandezas elétricas (correntes, tensões, fluxos, etc.) referenciados a um sistema trifásico no plano abc para um sistema de coordenadas bifásico estacionário $\alpha\beta$. A representação do vetor espacial corrente do estator $\mathbf{I}_s$ no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ está mostrada na Figura 3.3(b).

Figura 3.3 – (a) Vetor espacial corrente do estator I_s descrito por componentes em um sistema trifásico no plano abc no instante t_x , indicado na Figura 3.2; **(b)** Representação da transformada de Clarke, com o vetor espacial corrente do estator descrito por duas componentes em um sistema bifásico ortogonal estacionário $\alpha\beta$.



Autoria própria.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}. \quad (3.10)$$

Mais uma vez, o fator multiplicativo $2/3$ é utilizado para manter a amplitude das grandezas transformadas, ou seja, se a amplitude de $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$ é igual a I_m , esta é também a amplitude das correntes $i_\alpha(t)$ e $i_\beta(t)$. Porém, quando se deseja aplicar a transformada de Clarke em sistemas elétricos de modo que o parâmetro a ter o valor mantido seja a potência, usa-se o fator multiplicativo $\sqrt{2/3}$.

Considerando que o sistema trifásico analisado seja simétrico e equilibrado, tem-se que $i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0$ e as equações da transformada de Clarke podem ser escritas de forma simplificada, como apresentado na equação (3.11).

$$\begin{cases} i_\alpha(t) = i_a(t) \\ i_\beta(t) = \frac{\sqrt{3}}{3} (i_a(t) + 2i_b(t)) \end{cases} \quad (3.11)$$

Já a transformada inversa de Clarke permite converter vetores espaciais de grandezas

expressas no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ em grandezas expressas no sistema trifásico abc , definida na forma matricial pela equação (3.12).

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix}. \quad (3.12)$$

3.1.3 Transformada de Park ($\alpha\beta \rightarrow dq$) e Transformada Inversa de Park ($dq \rightarrow \alpha\beta$)

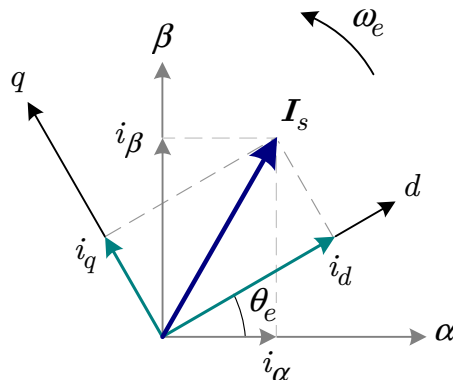
A transformada de Park é uma transformação matemática que permite converter o sistema de coordenadas bifásico estacionário $\alpha\beta$ em um sistema de coordenadas bifásico rotacional dq , como ilustrado na Figura 3.4. A transformada de Park é descrita na forma algébrica a partir da equação (3.13):

$$\begin{cases} i_d(t) = i_\alpha(t) \cos \theta_e + i_\beta(t) \sin \theta_e \\ i_q(t) = -i_\alpha(t) \sin \theta_e + i_\beta(t) \cos \theta_e \end{cases}. \quad (3.13)$$

A transformada inversa de Park permite converter o sistema de coordenadas dq para o sistema $\alpha\beta$ e é descrita na equação (3.14):

$$\begin{cases} i_\alpha(t) = i_d(t) \cos \theta_e - i_q(t) \sin \theta_e \\ i_\beta(t) = i_d(t) \sin \theta_e + i_q(t) \cos \theta_e \end{cases}. \quad (3.14)$$

Figura 3.4 – Representação da transformada de Park, com o vetor espacial corrente do estator descrito por duas componentes em um sistema bifásico ortogonal rotativo dq .



3.1.4 Exemplo de aplicação das transformadas de Clarke e Park

Os efeitos das transformações de Clarke e Park em sinais trifásicos são mostrados através de simulação utilizando o software *PSIM* do circuito elétrico exibido na Figura 3.5. Como exemplo, tem-se uma fonte trifásica cossenoidal com tensão de fase de 127 V (RMS), 60 Hz e sequência positiva alimentando uma carga *RL* trifásica equilibrada $100 + j18,85 \text{ } [\Omega]$, onde as transformadas de Clarke e Park são aplicadas às correntes de fase, como mostrado na Figura 3.5(a). Os diagramas de blocos que efetuam as transformações de Clarke e Park são mostrados em detalhe, respectivamente, nas Figuras 3.5(b) e 3.5(c). O ângulo de rotação que define o referencial síncrono é dado por $\theta(t) = \omega_e t = 2\pi f_e t$.

Os resultados gerados pela simulação são exibidos na Figura 3.6. Na Figura 3.6(a) têm-se as formas de onda das correntes de linha, com amplitude 1,765 A. Na Figura 3.6(b), são

Figura 3.5 – Exemplo de sistema elétrico elaborado para simulação no software *PSIM*: **(a)** Sistema trifásico e blocos que efetuam as transformadas de Clarke e Park com base nas correntes de fase medidas; **(b)** Detalhe do diagrama de blocos para cálculo da transformada de Clarke; **(c)** Detalhe do diagrama de blocos para cálculo da transformada de Park.

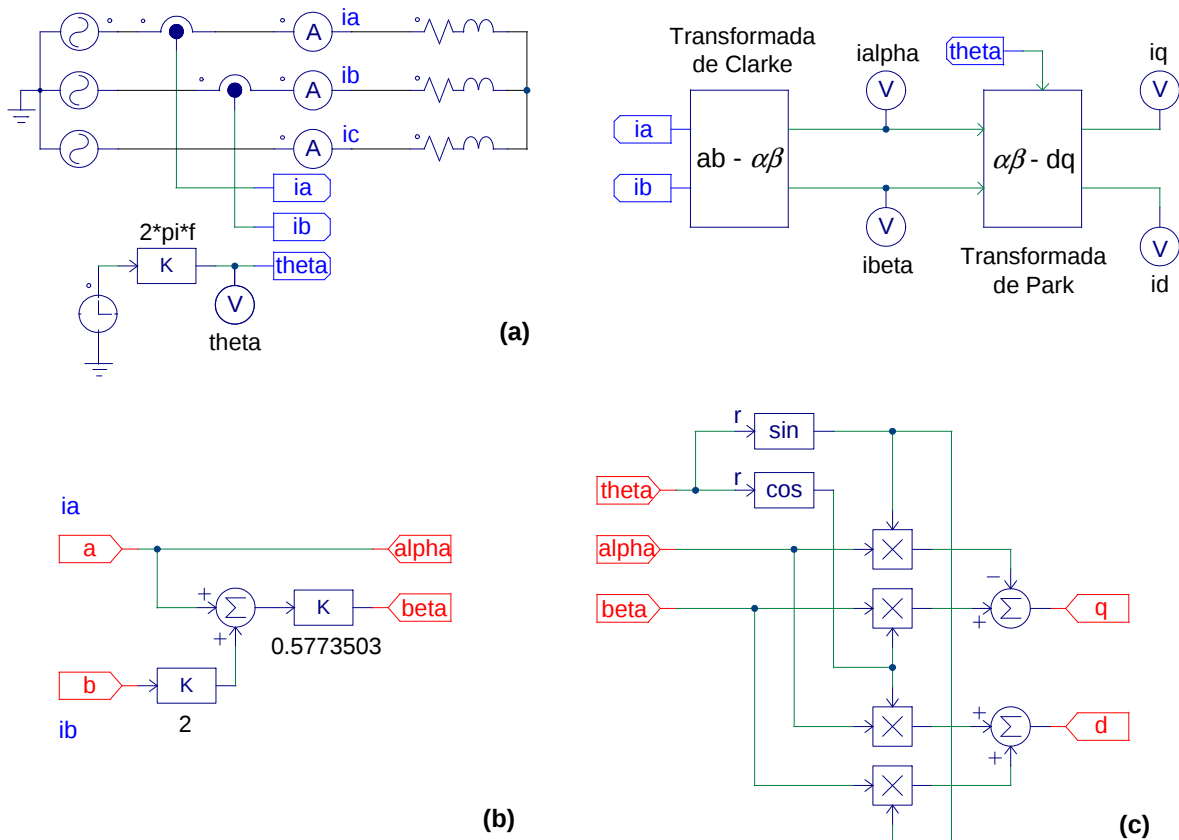
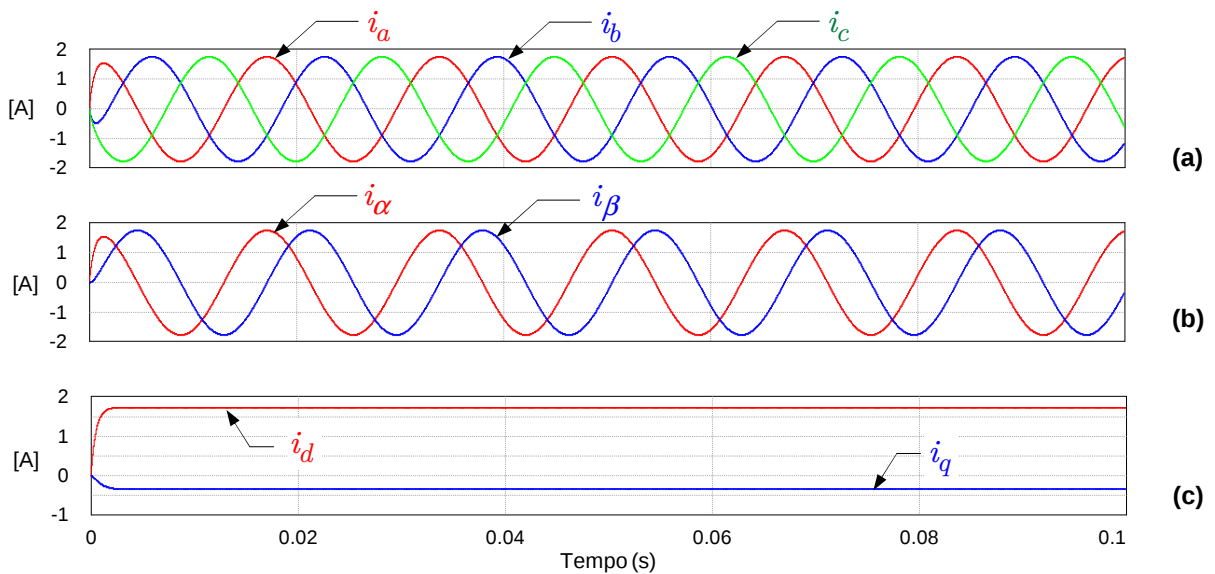


Figura 3.6 – Resultados da simulação do sistema mostrado na Figura 3.5: **(a)** Formas de onda das correntes trifásicas de fase; **(b)** Formas de onda dos sinais após a transformação de Clarke; **(c)** Formas de onda dos sinais após a transformação de Park.



Autoria própria.

mostradas as formas de onda das correntes senoidais i_α e i_β , defasadas 90° uma da outra e ambas com amplitude 1,765 A. Na Figura 3.6(c), são mostrados os sinais i_d e i_q , que após um breve transitório assumem valores constantes, respectivamente 1,733 A e $-0,33$ A. Pode-se verificar que as correntes senoidais no sistema trifásico e no sistema bifásico estacionário $\alpha\beta$ aparecem constantes no sistema bifásico rotacional dq .

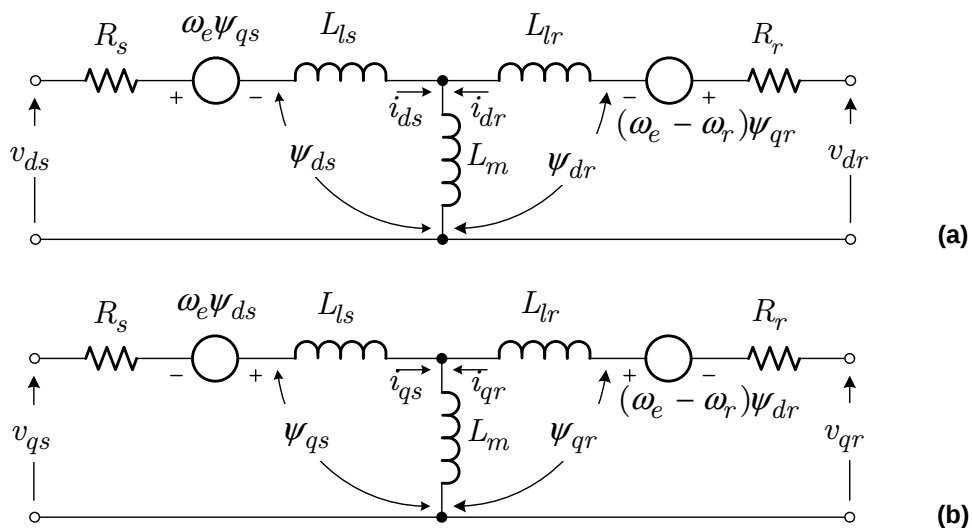
3.1.5 Modelo dinâmico do motor de indução no sistema de referência rotacional síncrono dq (Equações de Kron)

Aplicando as transformações de referencial de Clarke e Park às equações diferenciais que descrevem o comportamento dinâmico do motor de indução, tanto para as variáveis do estator como para as do rotor, obtém-se o modelo dinâmico do motor no sistema de coordenadas rotacional síncrono dq , apresentado na Figura 3.7. Este modelo é composto por dois circuitos equivalentes, um relativo ao eixo direto d , e outro relativo ao eixo em quadratura q . Desta forma, as grandezas que apareciam variantes no tempo para o sistema trifásico ou mesmo para um sistema bifásico estacionário, aparecem com valores constantes no sistema rotacional girando na velocidade síncrona ω_e . Para o modelo do motor de indução

no referencial síncrono dq mostrado na Figura 3.7 e para as equações apresentadas nos próximos parágrafos, são identificadas todas as suas variáveis:

- v_{ds} : tensão de fase no estator referente ao eixo direto d ;
- v_{qs} : tensão de fase no estator referente ao eixo em quadratura q ;
- v_{dr} : tensão de fase no rotor referente ao eixo direto d ;
- v_{qr} : tensão de fase no rotor referente ao eixo em quadratura q ;
- i_{ds} : corrente no estator referente ao eixo direto d ;
- i_{qs} : corrente no estator referente ao eixo em quadratura q ;
- i_{dr} : corrente no rotor referente ao eixo direto d ;
- i_{qr} : corrente no rotor referente ao eixo em quadratura q ;
- ψ_{ds} : fluxo magnético no estator referente ao eixo direto d ;
- ψ_{qs} : fluxo magnético no estator referente ao eixo em quadratura q ;
- ψ_{dr} : fluxo magnético no rotor referente ao eixo direto d ;
- ψ_{qr} : fluxo magnético no rotor referente ao eixo em quadratura q ;
- ψ_{dm} : fluxo magnético no entreferro referente ao eixo direto d ;
- ψ_{qm} : fluxo magnético no entreferro referente ao eixo em quadratura q ;
- $\hat{\psi}_s, \hat{\psi}_r, \hat{\psi}_m$: respectivamente, os módulos dos fluxos magnéticos do estator, do rotor e do ramo magnetizante (ou do entreferro);

Figura 3.7 – Modelo dinâmico do motor de indução no sistema de referência rotacional síncrono dq :
(a) Circuito equivalente para o eixo direto (d); **(b)** Circuito equivalente para o eixo em quadratura (q).



- R_s, R_r : respectivamente, as resistências dos enrolamentos do estator e do rotor;
- L_s, L_r e L_m : respectivamente, as indutâncias dos enrolamentos do estator e do rotor e do ramo magnetizante (ou indutância mútua entre estator e rotor);
- L_{ls}, L_{lr} : respectivamente, as indutâncias de dispersão do estator e do rotor.

Neste modelo, os parâmetros estão referidos ao estator.

As indutâncias do estator e do rotor são obtidas pelas somas de suas indutâncias de dispersão com a indutância do ramo magnetizante, como expressas pelas equações (3.15) e (3.16):

$$L_s = L_{ls} + L_m , \quad (3.15)$$

$$L_r = L_{lr} + L_m . \quad (3.16)$$

Para o modelo do motor de indução apresentado, todas as tensões são expressas em volt (V), as correntes em ampère (A), os fluxos magnéticos em weber (Wb), as resistências em ohm (Ω) e as indutâncias em henry (H).

Com base no modelo da Figura 3.7, escrevendo as equações para o estator e para o rotor:

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} - \omega_e \psi_{qs} , \quad (3.17)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} + \omega_e \psi_{ds} . \quad (3.18)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \psi_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{qr} , \quad (3.19)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \psi_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{dr} . \quad (3.20)$$

As equações para os fluxos concatenados no estator são:

$$\psi_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} , \quad (3.21)$$

$$\psi_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} , \quad (3.22)$$

$$\hat{\psi}_s = \sqrt{\psi_{ds}^2 + \psi_{qs}^2} . \quad (3.23)$$

As equações para os fluxos concatenados no rotor são:

$$\psi_{dr} = L_{lr} i_{dr} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} , \quad (3.24)$$

$$\psi_{qr} = L_{lr}i_{qr} + L_m(i_{qs} + i_{qr}) = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} , \quad (3.25)$$

$$\hat{\psi}_r = \sqrt{\psi_{dr}^2 + \psi_{qr}^2} . \quad (3.26)$$

As equações para os fluxos concatenados no entreferro são:

$$\psi_{dm} = L_m(i_{ds} + i_{dr}) , \quad (3.27)$$

$$\psi_{qm} = L_m(i_{qs} + i_{qr}) , \quad (3.28)$$

$$\hat{\psi}_m = \sqrt{\psi_{qm}^2 + \psi_{dm}^2} . \quad (3.29)$$

Combinando as equações do estator e do rotor com as equações dos fluxos, tem-se:

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} L_s i_{ds} - \omega_e L_s i_{qs} + \frac{d}{dt} L_m i_{dr} - \omega_e L_m i_{qr} , \quad (3.30)$$

$$v_{qs} = \omega_e L_s i_{ds} + R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} L_s i_{qs} + \omega_e L_m i_{dr} + \frac{d}{dt} L_m i_{qr} , \quad (3.31)$$

$$v_{dr} = \frac{d}{dt} L_m i_{ds} - (\omega_e - \omega_r) L_m i_{qs} + R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} L_r i_{dr} - (\omega_e - \omega_r) L_r i_{qr} , \quad (3.32)$$

$$v_{qr} = (\omega_e - \omega_r) L_m i_{ds} + \frac{d}{dt} L_m i_{qs} + (\omega_e - \omega_r) L_r i_{dr} + R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} L_r i_{qr} . \quad (3.33)$$

Para motores que apresentam o rotor com as extremidades curto-circuitadas, como é o caso do rotor do tipo gaiola de esquilo, tem-se que $v_{qr} = v_{dr} = 0$.

Apresentando o conjunto de equações de (3.30) a (3.33) na forma matricial, tem-se a equação (3.34):

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{d}{dt} L_s & -\omega_e L_s & \frac{d}{dt} L_m & -\omega_e L_m \\ \omega_e L_s & R_s + \frac{d}{dt} L_s & \omega_e L_m & \frac{d}{dt} L_m \\ \frac{d}{dt} L_m & -(\omega_e - \omega_r) L_m & R_r + \frac{d}{dt} L_r & -(\omega_e - \omega_r) L_r \\ (\omega_e - \omega_r) L_m & \frac{d}{dt} L_m & (\omega_e - \omega_r) L_r & R_r + \frac{d}{dt} L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} . \quad (3.34)$$

Como já afirmado, o torque eletromagnético no motor T_e (em N·m) é produzido pela interação entre o fluxo do entreferro ψ_m e a força magnetomotriz do rotor, sendo esta última

proporcional à corrente no rotor I_r . Esta relação é expressa na forma vetorial pela equação (3.35) (BOSE, 2002):

$$\vec{T}_e = \frac{3}{2} \left(\frac{p}{2} \right) \cdot \vec{\psi}_m \times \vec{I}_r , \quad (3.35)$$

Para o sistema dq , obtém-se:

$$T_e = \frac{3}{4} p (\psi_{dm} i_{qr} - \psi_{qm} i_{dr}) . \quad (3.36)$$

Outras equações podem ser obtidas para calcular o torque:

$$T_e = \frac{3}{4} p (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) , \quad (3.37)$$

$$T_e = \frac{3}{4} p L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) . \quad (3.38)$$

Em função dos parâmetros mecânicos do motor, o torque é expresso pela equação (3.39):

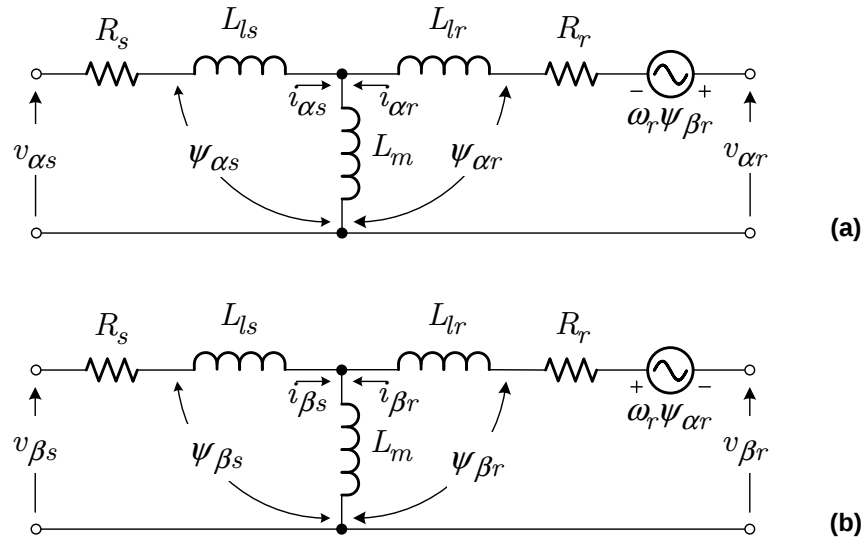
$$T_e = T_L + B \omega_{mec} + J \frac{d}{dt} \omega_{mec} = T_L + \frac{2}{p} B \omega_r + \frac{2}{p} J \frac{d}{dt} \omega_r , \quad (3.39)$$

onde T_L é o torque da carga, em N·m, B é o coeficiente de atrito viscoso, dado em newton-metro-segundo (N·m·s) e J é o momento de inércia total no eixo do motor, que é a soma do momento de inércia do rotor e do momento de inércia resultante da carga referenciado para o eixo do motor, dado em kg·m².

3.1.6 Modelo dinâmico do motor de indução no sistema de coordenadas de referência estacionário $\alpha\beta$ (Equações de Stanley)

O modelo dinâmico do motor no sistema de coordenadas estacionário $\alpha\beta$, apresentado na Figura 3.8, é obtido aplicando a transformação de referencial de Clarke às equações diferenciais que descrevem o comportamento dinâmico do motor de indução, tanto para as variáveis do estator como para as do rotor. Este modelo no referencial estacionário $\alpha\beta$ também pode ser obtido a partir do modelo no referencial síncrono dq , simplesmente fazendo

Figura 3.8 – Modelo dinâmico do motor de indução no sistema referencial estacionário $\alpha\beta$: **(a)** Circuito equivalente para o eixo α ; **(b)** Circuito equivalente para o eixo β .



Autoria própria.

$\omega_e = 0$. O modelo consiste de dois circuitos equivalentes, um relativo ao eixo α e outro relativo ao eixo β .

Para o modelo do motor de indução no referencial $\alpha\beta$ e para as equações apresentadas nos próximos parágrafos, são identificadas todas as suas variáveis:

- $v_{\alpha s}$: tensão de fase no estator referente ao eixo α ;
- $v_{\beta s}$: tensão de fase no estator referente ao eixo β ;
- $v_{\alpha r}$: tensão de fase no rotor referente ao eixo α ;
- $v_{\beta r}$: tensão de fase no rotor referente ao eixo β ;
- $i_{\alpha s}$: corrente no estator referente ao eixo α ;
- $i_{\beta s}$: corrente no estator referente ao eixo β ;
- $i_{\alpha r}$: corrente no rotor referente ao eixo α ;
- $i_{\beta r}$: corrente no rotor referente ao eixo β ;
- $\psi_{\alpha s}$: fluxo magnético no estator referente ao eixo α ;
- $\psi_{\beta s}$: fluxo magnético no estator referente ao eixo β ;
- $\psi_{\alpha r}$: fluxo magnético no rotor referente ao eixo α ;
- $\psi_{\beta r}$: fluxo magnético no rotor referente ao eixo β ;
- $\psi_{\alpha m}$: fluxo magnético no entreferro referente ao eixo α ;
- $\psi_{\beta m}$: fluxo magnético no entreferro referente ao eixo β ;

Com base no modelo apresentado da Figura 3.8, pode-se obter as equações para o estator:

$$v_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + \frac{d}{dt} \psi_{\alpha s} , \quad (3.40)$$

$$v_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d}{dt} \psi_{\beta s} . \quad (3.41)$$

As equações do rotor são também apresentadas:

$$v_{\alpha r} = R_r i_{\alpha r} + \frac{d}{dt} \psi_{\alpha r} + \omega_r \psi_{\beta r} , \quad (3.42)$$

$$v_{\beta r} = R_r i_{\beta r} + \frac{d}{dt} \psi_{\beta r} - \omega_r \psi_{\alpha r} . \quad (3.43)$$

Quando o rotor do motor apresenta suas extremidades curto-circuitadas, tem-se que $v_{\alpha r} = v_{\beta r} = 0$.

As equações para os fluxos concatenados no estator são:

$$\psi_{\alpha s} = L_{ls} i_{\alpha s} + L_m (i_{\alpha s} + i_{\alpha r}) = L_s i_{\alpha s} + L_m i_{\alpha r} , \quad (3.44)$$

$$\psi_{\beta s} = L_{ls} i_{\beta s} + L_m (i_{\beta s} + i_{\beta r}) = L_s i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} , \quad (3.45)$$

$$\hat{\psi}_s = \sqrt{\psi_{\alpha s}^2 + \psi_{\beta s}^2} . \quad (3.46)$$

Rearranjando as equações (3.40) e (3.41) é possível também definir as componentes $\psi_{\alpha s}$ e $\psi_{\beta s}$ do fluxo do estator:

$$\psi_{\alpha s} = \int (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt , \quad (3.47)$$

$$\psi_{\beta s} = \int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt , \quad (3.48)$$

sendo $f.c.e.m._{\alpha} = v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}$ e $f.c.e.m._{\beta} = v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}$, respectivamente, as componentes nos eixos α e β da força contraeletromotriz no estator.

As equações para os fluxos concatenados no rotor são:

$$\psi_{\alpha r} = L_{lr} i_{\alpha r} + L_m (i_{\alpha s} + i_{\alpha r}) = L_r i_{\alpha r} + L_m i_{\alpha s} , \quad (3.49)$$

$$\psi_{\beta r} = L_{lr} i_{\beta r} + L_m (i_{\beta s} + i_{\beta r}) = L_r i_{\beta r} + L_m i_{\beta s} , \quad (3.50)$$

$$\hat{\psi}_r = \sqrt{\psi_{\alpha r}^2 + \psi_{\beta r}^2} . \quad (3.51)$$

As equações para os fluxos concatenados no entreferro são:

$$\psi_{\alpha m} = L_m(i_{\alpha s} + i_{\alpha r}) , \quad (3.52)$$

$$\psi_{\beta m} = L_m(i_{\beta s} + i_{\beta r}) , \quad (3.53)$$

$$\hat{\psi}_m = \sqrt{\psi_{\alpha m}^2 + \psi_{\beta m}^2} . \quad (3.54)$$

As equações de toque são:

$$T_e = \frac{3}{4} p(\psi_{\alpha s} i_{\beta s} - \psi_{\beta s} i_{\alpha s}) , \quad (3.55)$$

$$T_e = \frac{3}{4} p(\psi_{\alpha r} i_{\beta r} - \psi_{\beta r} i_{\alpha r}) , \quad (3.56)$$

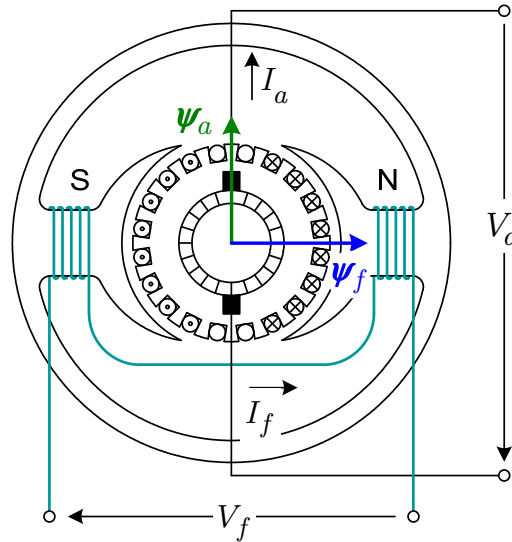
$$T_e = \frac{3}{4} p L_m(i_{\alpha r} i_{\beta s} - i_{\alpha s} i_{\beta r}) . \quad (3.57)$$

3.2 FUNDAMENTOS DO CONTROLE VETORIAL

3.2.1 Analogia entre um motor de corrente contínua e um motor de indução acionado por Controle Vetorial

Seja como exemplo um motor *DC* que dispõe de enrolamento de excitação independente. A corrente de armadura do motor I_a produz um fluxo de armadura ψ_a , e a corrente que circula pelo enrolamento de campo I_f produz um fluxo de campo (excitação) ψ_f . O esquema construtivo de um motor *DC* torna inerente a ortogonalidade entre os vetores espaciais estacionários no tempo fluxo de armadura ψ_a e fluxo de campo ψ_f , tal como apresentado na Figura 3.9. Além disso, ψ_a e ψ_f são fluxos independentes um do outro, uma vez que as correntes que os produzem são independentes. Em sistemas de acionamento que empregam motores *DC*, tem-se alto desempenho dinâmico e uma alta relação torque / ampère com o controle do torque produzido sendo feito a partir da corrente de armadura I_a , mantendo o fluxo de campo ψ_f constante e em seu valor nominal. Desprezando a saturação magnética e a reação na armadura, o torque eletromagnético T_e produzido é proporcional ao produto dos fluxos ψ_a e ψ_f , ou mesmo proporcional ao produto das correntes de armadura I_a e de campo I_f , tal como descrito pela equação (3.58) (BOSE, 2002):

Figura 3.9 – Representação de vetores espaciais dos fluxos de armadura e campo em um motor DC com excitação independente.



Autoria própria.

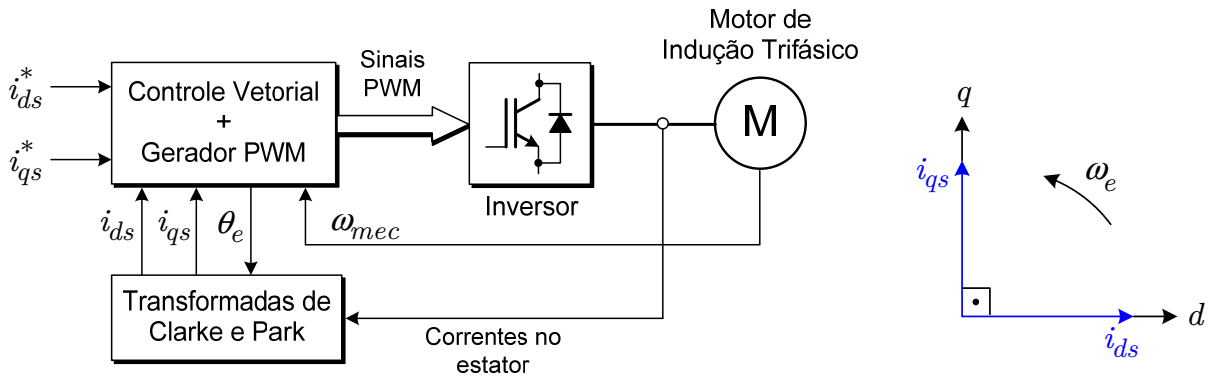
$$T_e = k_t \psi_a \psi_f = k'_t I_a I_f, \quad (3.58)$$

onde k_t e k'_t são constantes.

A Figura 3.10 ilustra o diagrama de blocos simplificado de um sistema em que um motor de indução trifásico é acionado por um inversor empregando Controle Vetorial. As correntes aplicadas nos enrolamentos do estator do motor são medidas e, a partir das transformações de Clarke e Park utilizando o sistema de coordenadas dq girando na velocidade síncrona ω_e , seus valores são convertidos em duas componentes de corrente: a componente do eixo direto i_{ds} e a componente do eixo em quadratura i_{qs} . Tais componentes apresentam valores constantes quando o motor opera em regime permanente. A corrente i_{ds} é a componente de magnetização da corrente do estator, que circula pela indutância L_m do ramo magnetizante e contribui para a potência reativa no entreferro, enquanto a corrente i_{qs} é a componente de torque da corrente do estator, que circula pelo circuito do rotor e contribui para a potência ativa (BOSE, 2002). Ainda na Figura 3.10, as correntes i_{ds}^* e i_{qs}^* são, respectivamente, valores de referência para i_{ds} e i_{qs} .

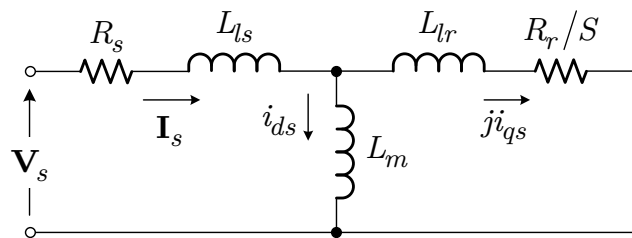
O percurso das correntes i_{ds} e i_{qs} no circuito equivalente do motor em regime permanente é ilustrado na Figura 3.11, sendo o vetor espacial da corrente no estator definido por $\mathbf{I}_s = i_{ds} + j i_{qs}$.

Figura 3.10 – Diagrama de blocos de um sistema consistindo de motor de indução acionado por inversor com Controle Vetorial e vetores espaciais das correntes i_{ds} e i_{qs} no sistema de coordenadas dq .



Autoria própria.

Figura 3.11 – Circuito equivalente complexo (dq) para o motor de indução em regime permanente.



Adaptada de Bose (2002).

O torque eletromagnético gerado no motor de indução é expresso pela equação 3.59:

$$T_e = K_t i_{ds} i_{qs} \quad , \quad (3.59)$$

onde K_t é uma constante. Comparando as equações (3.58) e (3.59) é possível perceber que tanto para o motor *DC* como para o motor de indução o torque produzido é proporcional ao produto de uma corrente relacionada ao fluxo magnético por uma corrente relacionada ao torque eletromagnético (VAS; STRONACH, 1995). De fato, o princípio físico para produção de torque em um motor de indução é similar ao de um motor *DC*. No Controle Vetorial, tem-se que a corrente i_{ds} no motor de indução é análoga à corrente de campo I_f , assim como a corrente i_{qs} é análoga à corrente de armadura I_a . Assim como I_a e I_f em um motor *DC*, no motor de indução com Controle Vetorial as correntes i_{ds} , relacionada ao fluxo magnético de campo, e i_{qs} , relacionada ao torque, também são desacopladas.

O Controle Vetorial, com sua malha fechada, atua para que em qualquer condição se mantenha a perpendicularidade entre a componente i_{qs} da corrente do estator e o vetor espacial do fluxo tomado como referência, ou ainda o alinhamento da componente i_{ds} da corrente do estator e do vetor espacial do fluxo de referência, o que permite controlar o torque e fluxo magnético de forma independente no motor de indução. Assim, a amplitude e a posição do vetor fluxo magnético de referência devem ser estimadas com precisão. Desta forma, o Controle Vetorial aplicado ao acionamento de um motor de indução através de um inversor permite fazê-lo operar com desempenho dinâmico similar a um motor *DC* de excitação independente (BOSE, 2002).

3.2.2 Métodos de Controle Vetorial e fluxos de referência

Basicamente há dois métodos de Controle Vetorial: Direto e Indireto. São distintos apenas na forma de determinar, dentro da máquina elétrica, a intensidade e a posição angular do vetor fluxo magnético tomado como referência. O Controle Vetorial Direto se baseia na medição do módulo e da posição angular do fluxo magnético de referência (que como já mencionado, pode ser o fluxo do estator, do rotor ou do entreferro), ou ainda na estimativa do módulo e da posição angular do fluxo de referência a partir da medição das correntes de linha e das tensões nas fases dos enrolamentos do estator. Já o Controle Vetorial Indireto é baseado nas equações que constituem o modelo da máquina elétrica. Em ambos os métodos, a velocidade do rotor é um parâmetro que deve ser conhecido, podendo ser medido diretamente no eixo do motor através de um encoder ou estimado a partir dos valores medidos de tensões e correntes no estator da máquina.

O conceito inicial do Controle Vetorial Direto proposto por Blaschke utiliza sensores Hall instalados em quadratura no motor para realizar medições de densidades de fluxo magnético no entreferro nos eixos direto e em quadratura B_{dm} e B_{qm} (em weber por metro quadrado, Wb/m^2 , ou tesla, T). A partir destes valores medidos, determina-se os valores das componentes direta ψ_{dm} e em quadratura ψ_{qm} do fluxo magnético no entreferro, e com as equações da máquina de indução calcula-se o módulo do fluxo do $\hat{\psi}_r$ e a sua posição angular. Este método de Controle Vetorial é ilustrado pelo diagrama de blocos da Figura 3.12(a). No

entanto, tal método não é prático por conta da dificuldade de instalação dos sensores Hall, redução de confiabilidade, elevação do custo do motor e falta de precisão devido a grandes desvios que podem ocorrer nos valores medidos de densidade de fluxo.

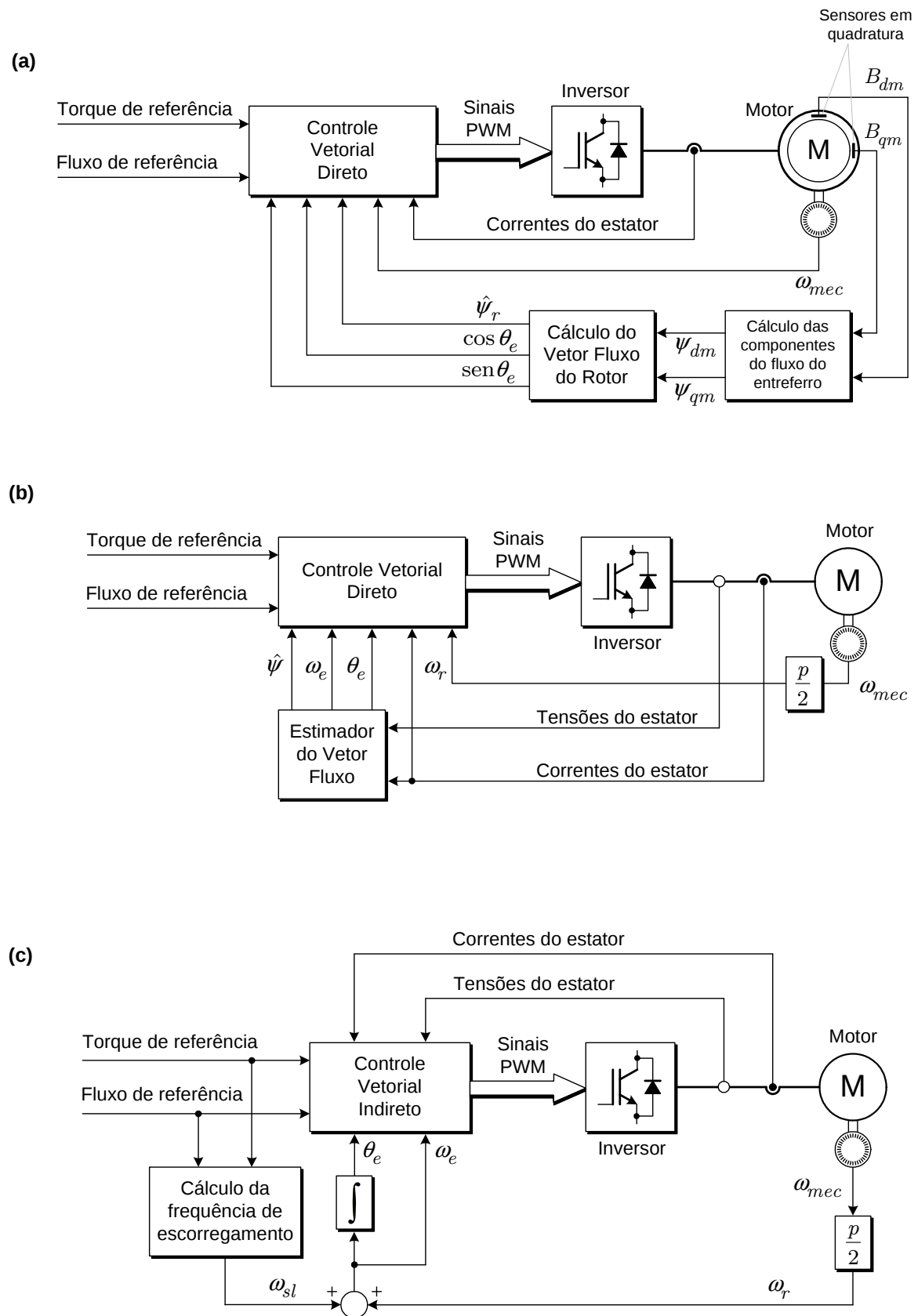
Outra forma mais eficiente de Controle Vetorial Direto baseia-se em estimar as componentes direta e em quadratura do fluxo de referência a partir das medições das tensões e correntes nos terminais do estator do motor, cujo diagrama de blocos é mostrado na Figura 3.12(b).

O Controle Vetorial Indireto é bastante difundido em aplicações industriais. Este método se baseia em estimar a velocidade angular de escorregamento ω_{sl} a partir dos valores de referência de torque e fluxo (ou de i_{ds}^* e i_{qs}^*) e dos parâmetros do motor, medir ou estimar a velocidade angular do rotor ω_r e somar estas velocidades para obter a velocidade síncrona ω_e , além de obter a posição angular do fluxo de referência θ_e a partir da integral de ω_e no tempo, como ilustrado na Figura 3.12(c).

O Controle Vetorial Indireto Orientado pelo Fluxo do Rotor (ou *IRFOC – Indirect Rotor Field Oriented Control*) em sua versão elementar é o que apresenta uma malha de controle mais simples em relação a outros métodos de Controle Vetorial e que garante natural desacoplamento entre os controles de fluxo e torque. É o método de Controle Vetorial mais abordado na literatura e empregado em aplicações industriais. Porém, uma vez que no Controle Vetorial Indireto os parâmetros de seus controladores são ajustados em função dos parâmetros do circuito equivalente do motor (indutâncias e resistências do estator, do rotor e do ramo magnetizante), o conhecimento preciso dos valores de tais parâmetros é primordial para a determinação da magnitude e posição angular do fluxo do rotor, além dos valores de referência i_{ds}^* e i_{qs}^* . Assim, esse método é bastante suscetível à dissintonia dos controladores tendo em vista que os parâmetros do motor podem sofrer grandes variações em seus valores durante a operação da máquina, devido fatores como saturação magnética, variação de temperatura e efeito pelicular (ou efeito *skin*). Uma vez fora de sintonia, não há um desacoplamento perfeito entre fluxo e a corrente i_{qs} e entre o torque e a corrente i_{ds} , e o torque produzido já não é mais o máximo possível para qualquer velocidade.

Existem diversos algoritmos de controle adaptativo relatados na literatura que permitem realizar a estimativa dos valores dos parâmetros da máquina em funcionamento e o ajuste

Figura 3.12 – Diagramas de blocos simplificados ilustrando diferentes tipos de Controle Vetorial: **(a)** Direto, utilizando sensores Hall para determinação das componentes do fluxo no entreferro e cálculo do fluxo do rotor. **(b)** Direto, com estimativa do fluxo de referência. **(c)** Indireto.



Autoria própria.

otimizado dos controladores, dentre os quais:

- Filtro Estendido de Kalman (*EKF – Extended Kalman Filter*);
- Controle Adaptativo por Modelo de Referência (*MRAC – Model Referencing Adaptive Control*);
- Auto-ajuste de parâmetros via método dos Mínimos Quadrados Recursivos (*RLS – Recursive Least Square*);
- Controle *PI–Fuzzy*;
- Controle *Neuro–Fuzzy*;
- Algoritmos Genéticos (*GA – Genetic Algorithm*), entre tantos outros algoritmos.

Obviamente, o uso de algoritmos adaptativos torna a implementação do Controle Vetorial mais complexa e mais exigente do ponto de vista computacional.

O Controle Vetorial Direto Orientado pelo Fluxo do Estator (ou *DSFOC – Direct Stator Field Oriented Control*) apresenta uma malha de controle com maior complexidade se comparado ao *IRFOC* elementar, devido à necessidade de estimadores de fluxo e desacoplamento do controle de torque e fluxo. A principal vantagem da orientação pelo fluxo do estator é a menor sensibilidade à variação de parâmetros, uma vez que a estimativa do fluxo, conforme as equações (3.47) e (3.48), depende apenas da resistência do estator R_s , cujo valor depende principalmente da temperatura (XU; DE DONCKER; NOVOTNY, 1988) (BOSE, 2002) (SHIN; HYUN; CHO, 2002). Também, tem-se que o impacto de R_s na estimativa do fluxo do estator é considerável com o motor de indução operando em baixas velocidades, condição na qual a amplitude da queda de tensão em R_s é próxima da amplitude da força contraeletromotriz no estator. Em velocidades mais altas, a queda de tensão em R_s tende a ser muito menor que a tensão de fase e a força contraeletromotriz do estator, e nessa condição seu efeito na estimativa do fluxo do estator pode até ser desprezada.

Outra vantagem do Controle Vetorial com orientação pelo fluxo do estator em relação ao com orientação pelo fluxo de rotor diz respeito à máxima capacidade de torque para operação com velocidades acima da velocidade base, na região de operação do motor em potência constante (como mostrado na Figura 2.1), que também é denominada região de enfraquecimento de campo.

Por suas características, o Controle Vetorial Direto Orientado pelo Fluxo do Estator,

DSFOC, vem despertando interesse de mais pesquisadores e foi escolhido para ser estudado e modelado nesta tese.

3.2.3 Controle Vetorial Direto Orientado pelo Fluxo do Estator

Como já afirmado anteriormente, no acionamento de um motor de indução utilizando Controle Vetorial tem-se que o torque e o fluxo magnético são controlados de modo independente um do outro, e a condição para tal desacoplamento é que se garanta a perpendicularidade entre a componente da corrente do estator relacionada com o torque, i_{qs} , e o vetor espacial do fluxo de referência. Com a escolha da orientação tendo como referência o fluxo do estator, é necessário, portanto, que se garanta a perpendicularidade entre i_{qs} e o vetor espacial ψ_s , como ilustrado na Figura 3.13.

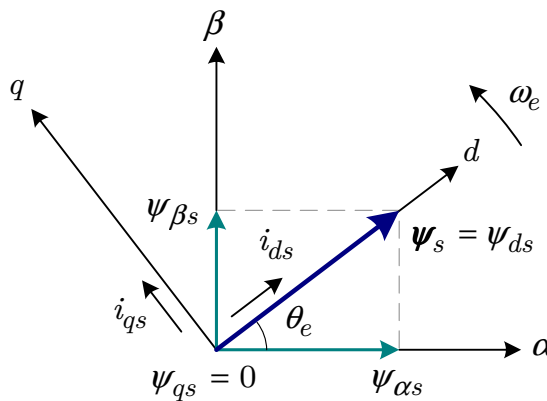
Ainda na Figura 3.13, observa-se o vetor espacial ψ_s constituído pelas componentes $\psi_{\alpha s}$ e $\psi_{\beta s}$ no sistema de coordenadas estacionário $\alpha\beta$. Assim, descreve-se ψ_s :

$$\vec{\psi}_s = \psi_{\alpha s} \vec{u}_\alpha + \psi_{\beta s} \vec{u}_\beta = \hat{\psi}_s \angle \theta_e, \quad \theta_e = \arctan \frac{\psi_{\beta s}}{\psi_{\alpha s}}, \quad (3.60)$$

sendo $\vec{u}_\alpha$ e $\vec{u}_\beta$ definidos como vetores unitários orientados, respectivamente, aos eixos α e β do sistema de coordenadas estacionário.

Também, com o fluxo do estator tomado como referência, verifica-se que ψ_s está alinhado com o eixo d no sistema de coordenadas síncrono dq , e portanto $\hat{\psi}_s = \psi_{ds}$ e $\psi_{qs} = 0$. Fazendo $\psi_{qs} = 0$ nas equações das componentes de tensão do estator no sistema de

Figura 3.13 – Orientação com referência ao vetor espacial do fluxo magnético do estator.



Autoria própria.

coordenadas dq , (3.17) e (3.18), obtém-se:

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} , \quad (3.61)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_e \psi_{ds} . \quad (3.62)$$

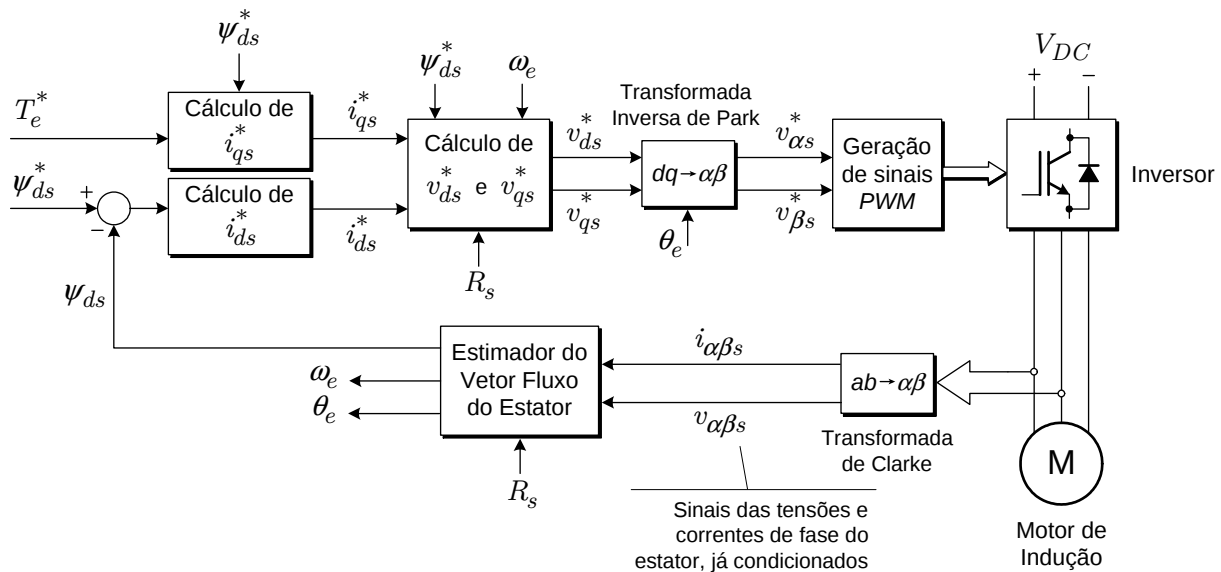
Agora, fazendo $\psi_{qs} = 0$ na equação (3.37), que permite calcular o torque eletromagnético em função de fluxos e correntes no sistema de coordenadas dq , resulta em:

$$T_e = \frac{3}{4} p \psi_{ds} i_{qs} , \quad (3.63)$$

e desta forma conclui-se que o torque eletromagnético gerado pelo motor é o proporcional ao produto do fluxo orientado na coordenada d e a corrente da coordenada q , resultado esperado conforme já explanado na seção 3.2.1 sobre os fundamentos do Controle Vetorial.

A Figura 3.14 traz um diagrama de blocos para o sistema de acionamento de motor de indução em malha fechada empregando *DSFOC*, apresentando um nível de detalhamento pouco maior que o diagrama simplificado mostrado na Figura 3.12(b). Verifica-se na Figura 3.14 que o módulo do fluxo do estator ψ_{ds} , sua frequência angular ω_e e sua posição angular θ_e são estimados a partir dos valores medidos / estimados das correntes e tensões do estator

Figura 3.14 – Diagrama de blocos para um sistema de acionamento de motor de indução com *DSFOC*.



Autoria própria.

no referencial estacionário $\alpha\beta$ e da resistência do estator R_s . As grandezas apresentadas com um asterisco (*) são os valores de referência no sistema de controle. A partir do erro entre o sinal do fluxo de referência ψ_{ds}^* e o sinal do fluxo estimado ψ_{ds} calcula-se o valor do sinal da corrente de referência i_{ds}^* , e a partir do valor do sinal do torque de referência T_e^* e de ψ_{ds}^* , calcula-se o valor do sinal da corrente de referência i_{qs}^* . Com o valor das correntes de referência no sistema de coordenadas síncrono dq , a frequência angular e a posição angular do fluxo é possível gerar os sinais com os valores de referência das tensões do estator no sistema de coordenadas estacionário $\alpha\beta$, $v_{\alpha s}^*$ e $v_{\beta s}^*$, a partir dos quais se obtém os sinais *PWM* para controle da comutação das chaves do inversor, que promovem o acionamento do motor, impondo torque, fluxo e velocidade desejados. Contudo, na Figura 3.14 ainda não estão apresentados o diagrama da malha de controle da velocidade mecânica do rotor para a geração do sinal T_e^* e o bloco para a geração do sinal ψ_{ds}^* em função da velocidade do rotor. Cada bloco mostrado na Figura 3.14 é detalhado nas seções seguintes, com base na revisão realizada a partir da literatura disponível.

3.3 ANÁLISE DOS BLOCOS QUE CONSTITUEM O *DSFOC*

3.3.1 Análise da malha de controle do fluxo do estator e cálculo de i_{ds}^* e bloco de enfraquecimento de campo

A malha de controle do fluxo no estator e cálculo do sinal de corrente de referência i_{ds}^* é detalhada e analisada a seguir. Manipulando matematicamente as equações das componentes de tensão do rotor no sistema de coordenadas dq , (3.19) e (3.20), juntamente com equações que descrevem os fluxos, (3.21), (3.22), (3.24) e (3.25), resulta-se nas equações (3.64) e (3.65):

$$\tau_r \frac{d}{dt} \psi_{ds} + \psi_{ds} - \frac{d}{dt} (\tau_r \sigma L_s i_{ds}) - L_s i_{ds} - \tau_r \omega_{sl} \sigma L_s i_{qs} = 0, \quad (3.64)$$

$$\frac{d}{dt} (\tau_r \sigma L_s i_{qs}) + L_s i_{qs} - \tau_r \omega_{sl} (\psi_{ds} - \sigma L_s i_{ds}) = 0, \quad (3.65)$$

sendo $\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r$ a frequência angular de escorregamento e:

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} , \quad (3.66)$$

$$\sigma L_s = L_s - (L_m^2 / L_r) , \quad (3.67)$$

$$\sigma = 1 - (L_m^2 / L_s L_r) , \quad (3.68)$$

onde:

- τ_r é a constante de tempo do rotor, dada em segundo (s);
- σL_s é a indutância de dispersão total referenciada ao lado do estator;
- σ é o fator de dispersão total.

Aplicando a transformada de Laplace nas equações (3.64) e (3.65) e rearranjando-as, tem-se:

$$(\tau_r s + 1)\Psi_{ds}(s) = (\tau_r \sigma s + 1)L_s I_{ds}(s) - \tau_r \omega_{sl} \sigma L_s I_{qs}(s) , \quad (3.69)$$

$$(\tau_r \sigma s + 1)L_s I_{qs}(s) = \tau_r \omega_{sl} [\Psi_{ds}(s) - \sigma L_s I_{ds}(s)] , \quad (3.70)$$

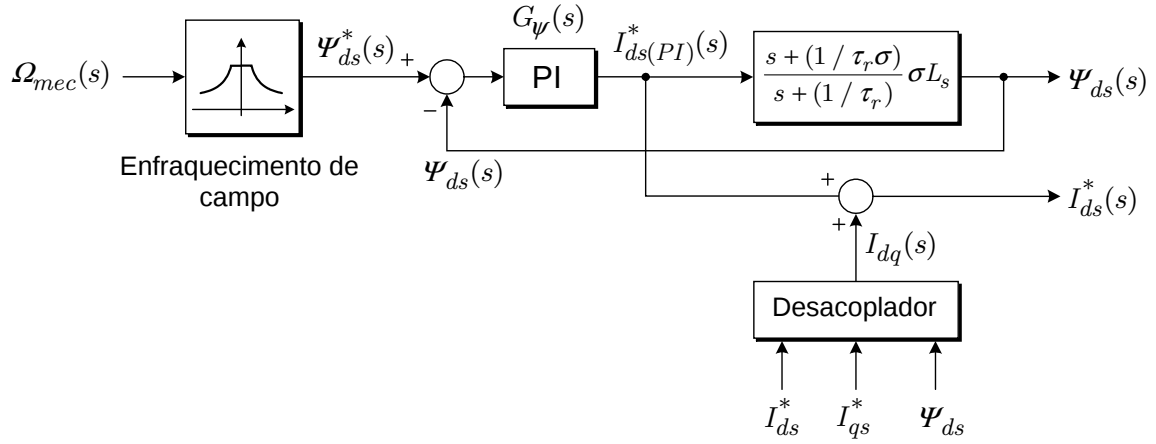
onde $\Psi_{ds}(s)$, $I_{ds}(s)$ e $I_{qs}(s)$ são, respectivamente, o fluxo do estator e as componentes da corrente do estator nos eixos d e q do referencial síncrono expressos no domínio da frequência em função da variável complexa $s = j\omega$.

A equação (3.69) mostra que $\Psi_{ds}(s)$ está em função de ambas as correntes $I_{ds}(s)$ e $I_{qs}(s)$. Desta forma, há um acoplamento indesejado, uma vez que a componente $I_{qs}(s)$, referente ao torque, influencia no fluxo magnético do estator. Este efeito de acoplamento é eliminado a partir de um método que utiliza uma malha de controle com realimentação em avanço (*feedforward*) (BOSE, 2002) (XU; DE DONCKER; NOVOTNY, 1988), como mostrado na Figura 3.15. Também na Figura 3.15 pode-se notar que a malha de controle do fluxo do estator dispõe de um controlador Proporcional-Integral (*PI*), que tem como vantagem promover erro nulo em regime permanente mediante um sinal degrau de fluxo aplicado à entrada da malha de controle e cuja função de transferência é:

$$G_\psi(s) = K_{P\psi} + \frac{K_{I\psi}}{s} = K_{P\psi} \frac{s + (K_{I\psi} / K_{P\psi})}{s} , \quad (3.71)$$

onde $K_{P\psi}$ é o ganho proporcional, $K_{I\psi}$ é o ganho integral do controlador *PI*, sendo o índice

Figura 3.15 – Diagrama de blocos detalhando a malha de controle do fluxo, desacoplamento e obtenção da corrente de referência $I_{ds}^*(s)$, além do bloco de enfraquecimento de campo.



Autoria própria.

“ ψ ” utilizado para enfatizar que tais ganhos se referem ao controlador presente na malha de controle do fluxo. A partir da malha de controle mostrada na Figura 3.15, pode-se deduzir:

$$I_{ds}^*(s) = I_{ds}^*(PI)(s) + I_{dq}(s) , \quad (3.72)$$

$$I_{ds}^*(PI) = G_\psi(s) \left[\Psi_{ds}^*(s) - \Psi_{ds}(s) \right] , \quad (3.73)$$

onde $I_{ds}^*(PI)(s)$ é o sinal de saída do controlador PI e $I_{dq}(s)$ é um sinal que corresponde à corrente de desacoplamento.

Substituindo as equações (3.72) e (3.73) na equação (3.69) e colocando Ψ_{ds} em função de $I_{ds}^*(s)$, $I_{qs}^*(s)$ e $I_{dq}(s)$:

$$(\tau_r s + 1)\Psi_{ds}(s) = (\tau_r \sigma s + 1)L_s I_{ds}^*(PI)(s) + (\sigma \tau_r s + 1)L_s I_{dq}(s) - \tau_r \omega_{sl} \sigma L_s I_{qs}^*(s) , \quad (3.74)$$

$$\begin{aligned} (\tau_r s + 1)\Psi_{ds}(s) = \\ (\tau_r \sigma s + 1)L_s \cdot G_\psi(s) \left[\Psi_{ds}^*(s) - \Psi_{ds}(s) \right] + (\tau_r \sigma s + 1)L_s I_{dq}(s) - \tau_r \omega_{sl} \sigma L_s I_{qs}^*(s) . \end{aligned} \quad (3.75)$$

Para que haja o desacoplamento, é necessário que na equação (3.75) a seguinte condição seja satisfeita:

$$(\tau_r \sigma s + 1)L_s I_{dq}(s) - \tau_r \omega_{sl} \sigma L_s I_{qs}^*(s) = 0 , \quad (3.76)$$

e assim, com o sinal $I_{dq}(s)$, o fluxo $\Psi_{ds}(s)$ passa a estar em função apenas da corrente de referência $I_{ds}^*(s)$. O valor de $I_{dq}(s)$, sinal proveniente do bloco desacoplador ilustrada na Figura 3.15, é obtido na condição de regime permanente ($s \rightarrow 0$) a partir da manipulação das equações (3.70) e (3.76), resultando em:

$$I_{dq}(s) = \frac{\sigma L_s \left[I_{qs}^*(s) \right]^2}{\Psi_{ds}(s) - \sigma L_s I_{ds}^*(s)} . \quad (3.77)$$

Com a ação de $I_{dq}(s)$ e a partir da equação (3.74), obtém-se a função de transferência que relaciona o valor do fluxo do estator estimado $\Psi_{ds}(s)$ e a corrente de referência $I_{ds(PI)}^*(s)$, indicada na equação (3.78):

$$\Psi_{ds}(s) = \frac{s + (1/\tau_r \sigma)}{s + (1/\tau_r)} \sigma L_s I_{ds(PI)}^*(s) . \quad (3.78)$$

Manipulando as equações (3.71), (3.73) e (3.78), obtém-se a função de transferência em malha fechada que relaciona a corrente de referência $I_{ds(PI)}^*(s)$ e o valor do fluxo do estator de referência $\Psi_{ds}^*(s)$, mostrada na equação (3.79):

$$I_{ds(PI)}^*(s) = \frac{G_\psi(s)}{1 + G_\psi(s) \frac{s + (1/\tau_r \sigma)}{s + (1/\tau_r)} \sigma L_s} \Psi_{ds}^*(s) ,$$

$$I_{ds(PI)}^*(s) = \frac{K_{P\psi}}{(\sigma L_s K_{P\psi} + 1)} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{\tau_r} \right) \left(s + \frac{K_{I\psi}}{K_{P\psi}} \right)}{s^2 + \frac{(1/\tau_r)(L_s K_{P\psi} + 1) + \sigma L_s K_{Ii}}{(\sigma L_s K_{P\psi} + 1)} s + \frac{L_s K_{I\psi}}{\tau_r (\sigma L_s K_{P\psi} + 1)}} \Psi_{ds}^*(s) . \quad (3.79)$$

Agora manipulando as equações (3.71) e (3.75), obtém-se a função de transferência em malha fechada que relaciona o fluxo do estator $\Psi_{ds}(s)$ e o valor do fluxo do estator de referência $\Psi_{ds}^*(s)$, mostrada na equação (3.80):

$$\Psi_{ds}(s) = \frac{\sigma L_s K_{P\psi}}{\sigma L_s K_{P\psi} + 1} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{\tau_r \sigma} \right) \left(s + \frac{K_{I\psi}}{K_{P\psi}} \right)}{s^2 + \frac{(K_{P\psi} + \tau_r \sigma K_{I\psi}) L_s + 1}{\tau_r (\sigma L_s K_{P\psi} + 1)} s + \frac{L_s K_{I\psi}}{\tau_r (\sigma L_s K_{P\psi} + 1)}} \Psi_{ds}^*(s) . \quad (3.80)$$

A partir das equações (3.79) e (3.80) e aplicando o teorema do valor final, tem-se que em regime permanente $i_{ds(PI)}^* = \psi_{ds}^* / L_s$ e $\psi_{ds} = \psi_{ds}^*$ (já expressos no domínio do tempo). Para este controlador é necessário, portanto, determinar os valores para os ganhos $K_{P\psi}$ e $K_{I\psi}$ de modo que a resposta da malha fechada de controle seja estável, com valores mínimos tanto quanto possível para tempo de acomodação e sobressinal (*overshoot*).

É também interessante observar a partir da equação (3.63) que há uma dependência entre o torque eletromagnético desenvolvido T_e e o fluxo magnético do estator ψ_{ds} . Portanto, a resposta dinâmica da malha de controle do fluxo do estator pode influenciar a resposta dinâmica da malha de controle de velocidade, que gera o sinal do torque eletromagnético de referência T_e^* , principalmente nas situações de partida do motor, em que o fluxo ainda não está estabelecido. Tendo isto em vista, é importante que o tempo de resposta da malha de controle do fluxo do estator seja bem menor que o tempo de resposta da malha de controle de velocidade.

Voltando à Figura 3.15, observa-se que o sinal do fluxo do estator de referência $\psi_{ds}^*(s)$ é gerado pelo bloco de enfraquecimento de campo, que recebe como entrada o valor medido ou estimado da velocidade angular mecânica do rotor $\Omega_{mec}(s)$ (ou ω_{mec} no domínio do tempo). Aplicando o enfraquecimento do campo, é possível impor ao rotor do motor de indução velocidades de rotação superiores à velocidade base, mantendo nessa região de operação sua potência mecânica constante e diminuindo o torque mecânico conforme a velocidade de rotação aumenta, levando em conta a relação expressa pela equação (2.1). Como há uma proporcionalidade entre o torque eletromagnético gerado pelo motor e o fluxo magnético do estator, conforme equação (3.63), a diminuição do torque é realizada a partir da atenuação do fluxo (razão da expressão “enfraquecimento do campo”).

Há diferentes estratégias para enfraquecimento do campo apresentadas na literatura, como por exemplo as descritas por Xu e Novotny (1992), Shin, Hyun e Cho (2002), Salvatore *et al.* (2008), Mengoni *et al.* (2008) e Olarescu *et al.* (2011). A estratégia de enfraquecimento de campo mais simples – e adotada nesta tese – consiste em manter o fluxo do estator em seu valor nominal (ou valor de base) até a frequência de excitação de base $\omega_{e(base)}$, e acima desta frequência impor uma atenuação ao fluxo segundo um fator $\omega_{e(base)}/\omega_r$, sendo $\omega_r = (p/2)\omega_{mec}$, conforme ilustrado na Figura 3.16 e expresso pela equação (3.81).

3.3.2 Análise da malha de controle de velocidade e cálculo de T_e^* e de i_{qs}^*

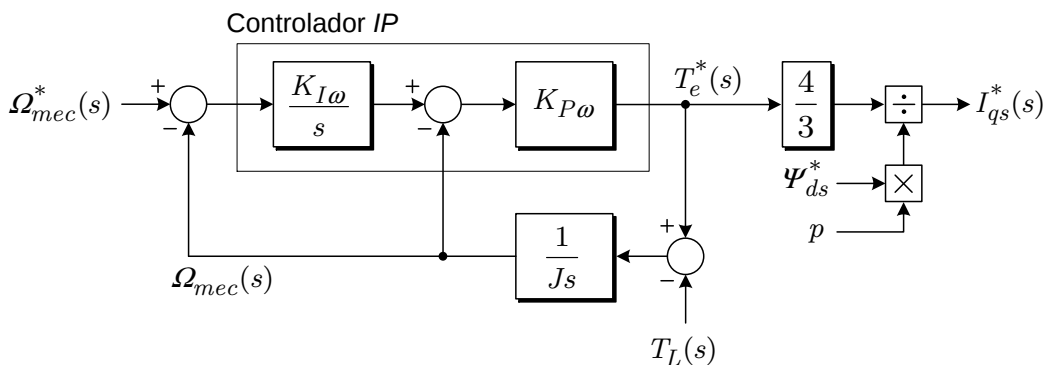
O diagrama de blocos mostrado na Figura 3.17 detalha a malha fechada de controle que permite calcular o valor do torque eletromagnético de referência T_e^* e a corrente de referência i_{qs}^* .

Em sistemas de acionamento de motores, o controlador *PI* é o mais comumente empregado na malha de controle de velocidade, proporcionando erro nulo em regime permanente na resposta ao degrau, conforme já afirmado. Contudo, um controlador *PI* introduz um zero na função de transferência de malha fechada se aplicado à malha de controle de velocidade, que pode provocar efeitos indesejados, como alto tempo de acomodação e alto sobressinal de velocidade. Assim, nesta malha foi escolhido um controlador do tipo Integral e Proporcional (*IP*). Utilizando o controlador *IP*, tem-se que a função de transferência da malha fechada de controle de velocidade corresponde à função de um sistema de 2ª ordem puro (somente com polos), como demonstrado mais adiante. Desta forma, com um controlador *IP* a resposta desta malha de controle de velocidade pode ter menor tempo de acomodação e menor sobressinal de velocidade se comparada com a resposta utilizando um controlador *PI* (LIAW;LIN, 1994) (SREEKUMAR; JIJ, 2012) (BOUSSAK; JARRAY, 2006).

Partindo da equação (3.39), desprezando o coeficiente de atrito viscoso B , tem-se:

$$J \frac{d}{dt} \omega_{mec} = T_e - T_L , \quad (3.83)$$

Figura 3.17 – Diagrama de blocos detalhando a malha de controle de velocidade, que gera o torque eletromagnético de referência $T_e^*(s)$ e a corrente de referência $I_{qs}^*(s)$.



Autoria própria.

e aplicando a Transformada de Laplace na equação (3.83), já com base no diagrama de blocos da Figura 3.17:

$$\Omega_{mec}(s) = \frac{1}{J_s} \left[T_e^*(s) - T_L(s) \right] , \quad (3.84)$$

e ainda conforme mostrado no diagrama de blocos da Figura 3.17, pode-se deduzir a equação (3.85):

$$T_e^*(s) = \left\{ \frac{K_{I\omega}}{s} \left[\Omega_{mec}^*(s) - \Omega_{mec}(s) \right] - \Omega_{mec}(s) \right\} \cdot K_{P\omega} ,$$

$$T_e^*(s) = \frac{K_{P\omega} K_{I\omega}}{s} \Omega_{mec}^*(s) - \left(\frac{K_{I\omega}}{s} + 1 \right) K_{P\omega} \Omega_{mec}(s) . \quad (3.85)$$

onde:

- $\Omega_{mec}^*(s)$ é a velocidade angular mecânica do rotor de referência e $\Omega_{mec}(s)$ é a velocidade angular mecânica do rotor, ambas expressas no domínio da frequência em função de s ;
- $K_{P\omega}$ é o ganho proporcional do controlador *IP*;
- $K_{I\omega}$ é o ganho integral do controlador *IP*;

sendo o índice “ ω ” utilizado para enfatizar que tais ganhos se referem ao controlador presente na malha de controle de velocidade.

Substituindo a equação (3.85) na equação (3.84), obtém-se a equação (3.86), que expressa a relação em malha fechada de $\Omega_{mec}(s)$ em função do valor de referência $\Omega_{mec}^*(s)$ e do torque da carga $T_L(s)$:

$$\Omega_{mec}(s) = \frac{(1/J)K_{P\omega}K_{I\omega}}{s^2 + (1/J)K_{P\omega}s + (1/J)K_{P\omega}K_{I\omega}} \Omega_{mec}^*(s) - \frac{(1/J)s}{s^2 + (1/J)K_{P\omega}s + (1/J)K_{P\omega}K_{I\omega}} T_L(s) . \quad (3.86)$$

Na equação (3.86), o torque da carga $T_L(s)$ é tratado como um sinal de perturbação. Desprezando $T_L(s)$, tem-se que $\Omega_{mec}(s) / \Omega_{mec}^*(s)$ é uma função de transferência de 2ª ordem pura, conforme a equação (3.87):

$$\frac{\Omega_{mec}(s)}{\Omega_{mec}^*(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} , \quad (3.87)$$

sendo:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{J} K_{P\omega} K_{I\omega}} , \quad (3.88)$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{J} \frac{K_{P\omega}}{K_{I\omega}}} , \quad (3.89)$$

onde ω_n é a frequência de oscilação natural sem amortecimento (em rad/s) e ζ é o fator de amortecimento (adimensional).

Agora combinando as equações (3.84) e (3.86), obtém-se a equação (3.90), que relaciona o torque de referência $T_e^*(s)$ à velocidade de referência $\Omega_{mec}^*(s)$ e ao torque da carga $T_L(s)$:

$$\begin{aligned} T_e^*(s) = & \frac{K_{P\omega} K_{I\omega} s}{s^2 + (1/J) K_{P\omega} s + (1/J) K_{P\omega} K_{I\omega}} \Omega_{mec}^*(s) \\ & + \frac{(1/J) K_{P\omega} (s + K_{I\omega})}{s^2 + (1/J) K_{P\omega} s + (1/J) K_{P\omega} K_{I\omega}} T_L(s) . \end{aligned} \quad (3.90)$$

A corrente de referência $I_{qs}^*(s)$ é calculada a partir da equação (3.91), que consiste da equação (3.63) rearranjada e com os termos expressos no domínio da frequência:

$$I_{qs}^*(s) = \frac{4}{3} \frac{T_e^*}{p\Psi_{ds}^*} . \quad (3.91)$$

Em um sistema de propulsão veicular, o sinal de entrada da malha fechada de controle de velocidade $\Omega_{mec}^*(s)$, ou ω_{mec}^* se expresso no domínio do tempo, é proveniente de um circuito que apresenta como entradas os sinais vindos do pedal acelerador e do pedal freio. Nesta tese, tal circuito é modelado de modo que acelerador e freio impõem a taxa de variação de velocidade ao longo do tempo. Assim, esta malha de controle de velocidade deve ter em sua entrada uma função do tipo rampa, ou ainda uma função do tipo parábola. Desta forma, seus ganhos $K_{P\omega}$ e $K_{I\omega}$ devem ser determinados com o objetivo de que se tenha excelente desempenho dinâmico, com mínimo erro entre ω_{mec}^* e ω_{mec} ao longo do tempo para

qualquer valor de aceleração ou desaceleração dentro de uma faixa estabelecida, alta capacidade de rejeição a perturbações impostas por variações bruscas do torque da carga e também com a mínima oscilação no torque nos períodos transientes.

3.3.3 Técnicas de geração dos sinais *PWM*

Em um sistema de acionamento de um motor elétrico a partir de um inversor, sinais *PWM* são utilizados para efetuar o controle do chaveamento de semicondutores de potência do inversor, de modo a sintetizar correntes alternadas senoidais (ou cossenoidais) nas fases do motor com variação da amplitude e da frequência a partir da alimentação proveniente de uma fonte *DC*. Há diversas técnicas propostas na literatura para geração de sinais de controle *PWM*, citadas a seguir (BOSE, 2002):

- *PWM* Senoidal (*SPWM – Sinusoidal PWM*);
- *PWM* com Eliminação de Harmônica Seleccionada (*SHEPWM – Selected Harmonic Elimination PWM*);
- *PWM* com Mínima Corrente de Ondulação;
- *PWM* por Vetores Espaciais (*SVPWM – Space Vector PWM*);
- *PWM* Randômico;
- *PWM* com Controle de Banda de Histerese;
- *PWM* Senoidal com Controle Instantâneo de Corrente.

Nesta tese, são apresentadas as técnicas *PWM* Senoidal e *PWM* por Espaços Vetoriais.

3.3.3.1 *PWM Senoidal (SPWM)*

A técnica *PWM* Senoidal é bastante difundida em conversores estáticos industriais por ser a mais simples dentre as técnicas de geração de sinais de controle *PWM*. O conceito básico do *SPWM* é ilustrado nas Figuras 3.18(a) e 3.18(b), tomando como exemplo um circuito inversor monofásico empregando *IGBT's (Isolated Gate Bipolar Transistor*, ou Transistor Bipolar de Porta Isolada).

Como mostrado na Figura 3.18(a), o sinal de controle V_{PWM} é aplicado ao terminal *Gate* (ou Porta) do *IGBT* superior e o sinal $\overline{V_{PWM}}$ (complemento de V_{PWM}) é aplicado ao

terminal *Gate* do *IGBT* inferior. Estes sinais efetuam a comutação (ou chaveamento) dos *IGBT*s e são obtidos a partir da saída de um comparador que recebe em suas entradas um sinal alternado senoidal de referência V_{ref} , com frequência f , e um sinal alternado triangular simétrico V_c , com frequência f_s . O sinal V_c é a portadora (*carrier*) deste sistema de modulação, sendo f_s consideravelmente maior que a máxima frequência de operação imposta pelo sinal V_{ref} . Portanto, é a frequência da portadora que define a frequência de chaveamento dos semicondutores do inversor.

Na Figura 3.18(b) são apresentadas as formas de onda para o circuito inversor da Figura 3.18(a). O sinal V_{PWM} é apresentado dispondo de dois níveis: “0”, que leva o *IGBT* superior para o estado de corte, e “1”, que leva o *IGBT* para o estado de condução. As transições entre os níveis “0” e “1” do sinal V_{PWM} ocorrem a partir dos instantes em que ocorrem as interseções entre os sinais V_{ref} e V_c aplicados ao comparador. Evidentemente, como o sinal $\overline{V_{PWM}}$ é o complemento de V_{PWM} e considerando os *IGBT*s ideais, quando o *IGBT* superior conduz, o *IGBT* inferior está em corte e vice-versa. A tensão de saída do inversor e entregue à carga, V_o , apresenta forma de onda quadrada alternada de frequência f_s e com dois níveis de tensão, $(1/2)V_{DC}$ e $-(1/2)V_{DC}$, sendo V_{DC} a tensão do barramento *DC* que alimenta o inversor. Para a carga, V_o equivale a uma tensão com frequência fundamental f somada a componentes harmônicas com frequências no entorno de valores múltiplos de f_s , conforme a equação (3.92) (BOSE, 2002):

$$V_o(t) = \frac{1}{2} M V_{DC} \cos(2\pi ft + \phi) + \sum \text{termos de frequência } 2\pi(xf_s \pm yf), \quad (3.92)$$

onde x e y são números reais inteiros, com $x + y$ sendo um número ímpar, e M é o fator de modulação, definido por:

$$M = \frac{\hat{V}_{ref}}{\hat{V}_c}, \quad (3.93)$$

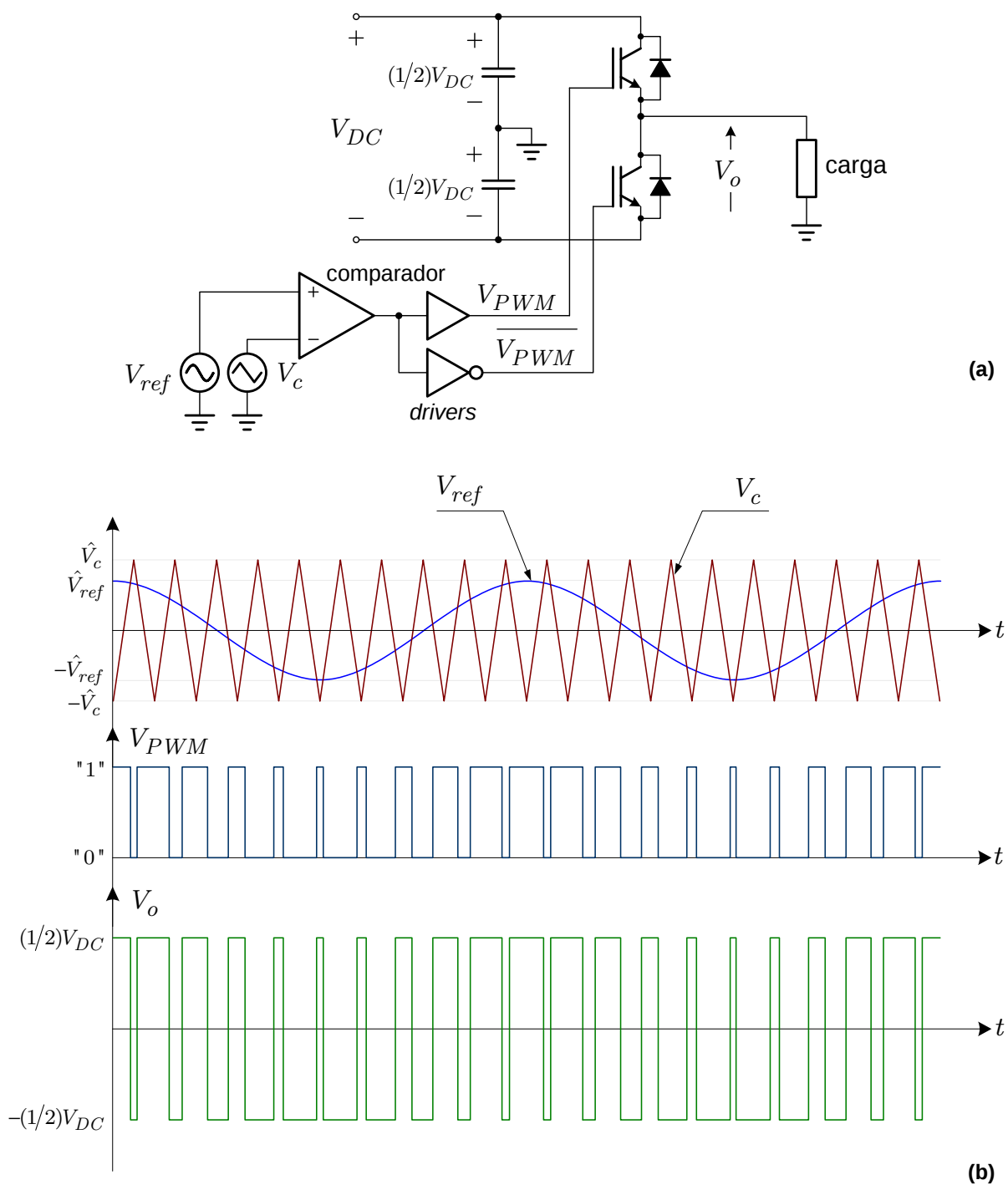
onde $\hat{V}_{ref}$ e $\hat{V}_c$ são, respectivamente, as amplitudes dos sinais de referência e da portadora.

O fator de modulação M deve estar entre 0 e 1 para que a relação entre a tensão V_o e o sinal de referência V_{ref} seja linear. A partir das equações (3.92) e (3.93), verifica-se que a amplitude da componente fundamental de V_o é:

$$\hat{V}_{o1} = \frac{\hat{V}_{ref}}{2\hat{V}_c} V_{DC} , \quad (3.94)$$

e a amplitude máxima da componente fundamental de V_o é $(1/2) V_{DC}$.

Figura 3.18 – Conceito básico da geração de sinais de controle utilizando a técnica SPWM: **(a)** Circuito básico de controle da comutação dos IGBTs em um inversor monofásico; **(b)** Formas de onda dos sinais presentes no circuito.



Autoria própria.

Considerando que a carga alimentada pelo inversor tem uma natureza indutiva, a corrente que flui pela carga apresenta uma forma de onda senoidal com frequência fundamental f igual à frequência de V_{ref} e ondulação (*ripple*) na frequência de chaveamento f_s . Se f_s é alta e/ou a indutância da carga é alta, a amplitude da ondulação da corrente é pequena e sua forma de onda é praticamente senoidal.

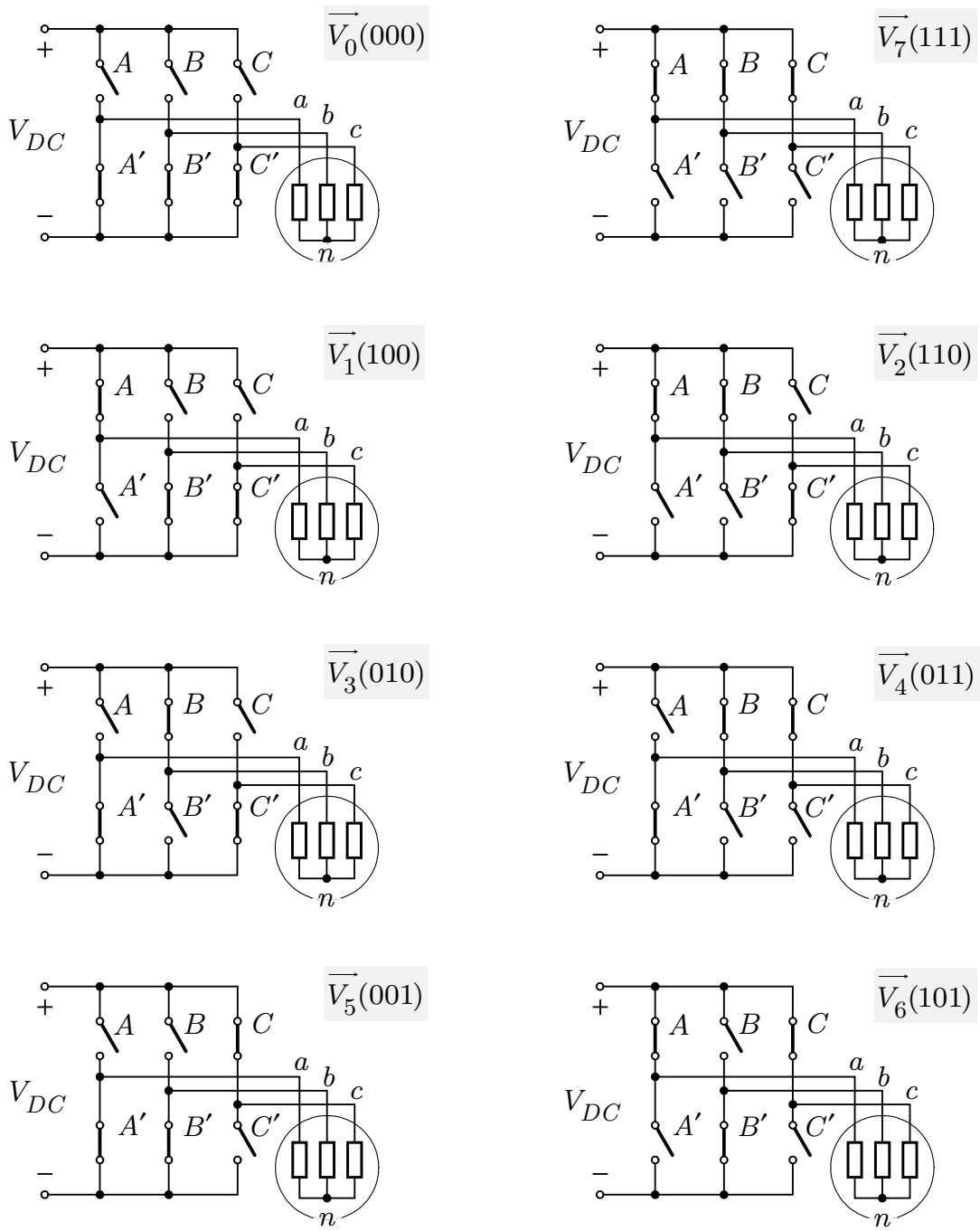
A geração de sinais de controle *PWM* para conversores trifásicos segue o mesmo princípio utilizado neste exemplo com um inversor monofásico, dispondo no entanto de três sinais de referência, um para cada fase, e uma portadora comum.

3.3.3.2 *PWM por Espaços Vetoriais (SVPWM)*

Segundo Bose (2002), a técnica de geração de sinais de controle *PWM* por Espaços Vetoriais é, possivelmente, a que apresenta o melhor desempenho dentre as técnicas existentes para aplicação em conversores com frequência variável por conta de suas características, como a ampla faixa linear de modulação de tensão que implica na melhor utilização do barramento *DC*, minimização das amplitudes de componentes harmônicas e perdas de potência decorrentes do chaveamento. No entanto, o *SVPWM* é bastante exigente do ponto de vista computacional comparado a outras técnicas de geração de sinais *PWM*.

O *SVPWM* baseia-se na representação de tensões como vetores espaciais descritos no sistema de coordenadas estacionário $\alpha\beta$ e nas combinações de chaveamento permitidas para os semicondutores de potência de um conversor (VAN DER BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988). Analisando um inversor trifásico de dois níveis com seus semicondutores de potência representados por chaves simples A , A' , B , B' , C e C' como na Figura 3.19, tem-se oito combinações de chaveamento permitidas, uma vez que as chaves presentes no mesmo ramo não podem conduzir simultaneamente (o que, caso aconteça, coloca o barramento *DC* em curto-circuito e provoca a destruição dos semicondutores do ramo). Para cada combinação permitida, diferentes tensões são aplicadas às fases da carga. Tais tensões trifásicas são representadas por vetores espaciais, também mostrados na Figura 3.19. Portanto, cada combinação de chaveamento corresponde a um vetor espacial. Há seis vetores espaciais ativos, $\vec{V}_1$, $\vec{V}_2$, $\vec{V}_3$, $\vec{V}_4$, $\vec{V}_5$ e $\vec{V}_6$, que impõem tensões nas fases da carga, e dois vetores

Figura 3.19 – Combinações de chaveamento permitidas para um inversor trifásico de dois níveis e vetor espacial descrito por cada combinação.



Autoria própria.

espaciais nulos, $\vec{V}_0$ e $\vec{V}_7$, que impõem tensão igual a zero nas três fases da carga.

Seja como exemplo o vetor espacial $\vec{V}_1$, correspondente à condição em que as chaves A, B', e C' estão em condução. Com as três fases da carga simétricas e conectadas em estrela (ou Y), uma análise simples permite estabelecer os valores das tensões de fase: $v_{an} =$

$(2/3)V_{DC}$, $v_{bn} = -(1/3)V_{DC}$ e $v_{cn} = -(1/3)V_{DC}$, sendo n o ponto neutro da conexão estrela com potencial igual a zero. Fazendo a mesma análise para os demais vetores espaciais, tem-se os resultados apresentados de forma resumida na Tabela 3.1, incluindo as tensões de linha e as tensões de fase.

Os vetores espaciais apresentados podem ser expressos analiticamente a partir da equação (3.95):

$$\vec{V}_i = \frac{2}{3} \left(v_{an} \cdot \mathbf{a}^0 + v_{bn} \cdot \mathbf{a} + v_{cn} \cdot \mathbf{a}^2 \right), \quad (3.95)$$

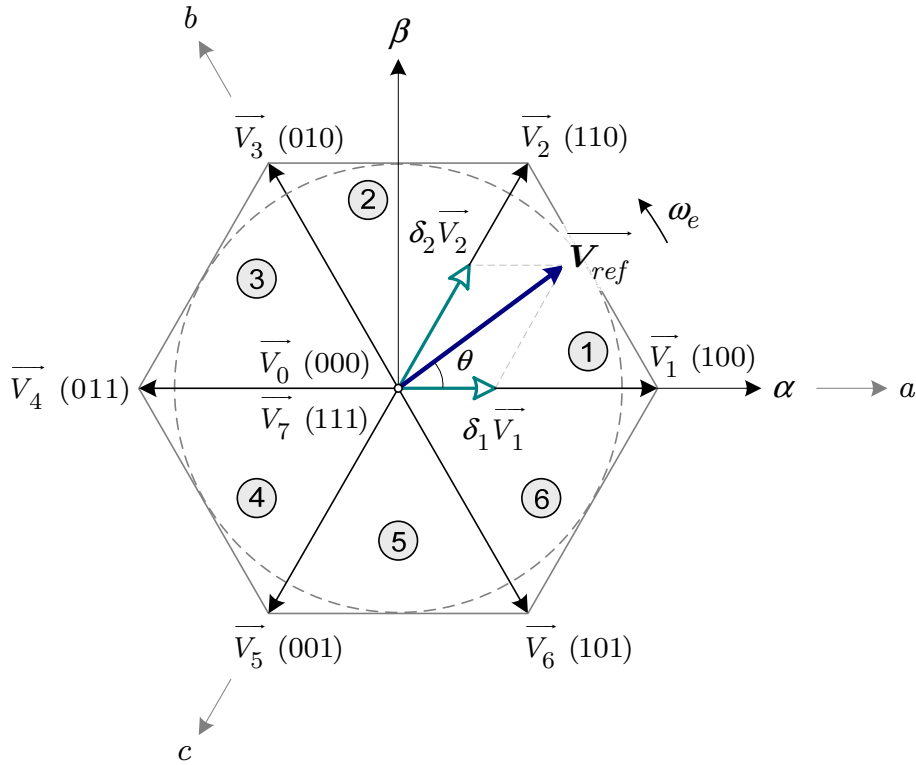
com i sendo um número inteiro e $0 \leq i \leq 7$, $\mathbf{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ e $\mathbf{a}^2 = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$. Com isto, é possível determinar que a amplitude dos vetores espaciais ativos é igual a $(2/3)V_{DC}$ e a amplitude dos vetores espaciais nulos é zero. Na Figura 3.20 estão representados os oito vetores espaciais no plano em que se encontra o sistema de coordenadas estacionário $\alpha\beta$. Os seis vetores espaciais ativos demarcam seis setores neste plano, identificados na Figura 3.20 por números inscritos em circunferências. O ângulo entre cada um dos vetores espaciais ativos adjacentes é 60° (ou $\pi/3$ radianos) e traços ligando suas extremidades descrevem um hexágono no plano.

Ainda na Figura 3.20, está representado o vetor espacial $\vec{V}_{ref}$ rotacionando no plano com frequência angular ω_e , que descreve as três tensões cossenoidais presentes nas fases de

Tabela 3.1 – Tensões de linha e de fase correspondentes a cada vetor espacial de um inversor trifásico de dois níveis.

Vetor (ABC)	Chaves em condução	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}
V_0 (000)	A', B' e C'	0	0	0	0	0	0
V_1 (100)	A, B' e C'	V_{DC}	0	$-V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$
V_2 (110)	A, B e C'	0	V_{DC}	$-V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$
V_3 (010)	A', B e C'	$-V_{DC}$	V_{DC}	0	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$
V_4 (011)	A', B e C	$-V_{DC}$	0	V_{DC}	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$
V_5 (001)	A', B' e C	0	$-V_{DC}$	V_{DC}	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$
V_6 (101)	A, B' e C	V_{DC}	$-V_{DC}$	0	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$
V_7 (111)	A, B e C	0	0	0	0	0	0

Figura 3.20 – Vetores espaciais de um inversor trifásico de dois níveis representados no sistema de coordenadas estacionário $\alpha\beta$.



Autoria própria.

pode ser sintetizado utilizando *SVPWM* a partir da combinação linear de vetores espaciais ativos adjacentes que definem o setor no qual $\vec{V}_{ref}$ se encontra e de vetores espaciais nulos. Esta combinação minimiza a distorção harmônica total (*THD – Total Harmonic Distortion*) para as tensões sintetizadas entregues à carga, além de minimizar as perdas por chaveamento. Dependendo da estratégia escolhida para o *SVPWM*, pode-se utilizar apenas o vetor nulo $\vec{V}_0$, apenas o vetor nulo $\vec{V}_7$, ou ainda os dois vetores nulos, que foi a condição escolhida neste trabalho. Portanto, para a situação ilustrada na Figura 3.20, tem-se que $\vec{V}_{ref}$ se encontra no setor 1 e consiste da combinação linear dos vetores espaciais $\vec{V}_1$, $\vec{V}_2$, $\vec{V}_0$ e $\vec{V}_7$, expressa pela equação (3.96):

$$\vec{V}_{ref} = \delta_0 \vec{V}_0 + \delta_1 \vec{V}_1 + \delta_2 \vec{V}_2 + \delta_7 \vec{V}_7, \quad (3.96)$$

onde δ_0 , δ_1 , δ_2 e δ_7 são fatores que variam a cada período de chaveamento $T_s = 1/f_s$, sendo f_s a frequência de chaveamento submetida ao inversor. Tais fatores, incluindo os outros setores, são definidos pela equação (3.97):

$$\delta_i = \frac{t_i}{T_s} , \quad 0 \leq i \leq 7 , \quad (3.97)$$

ou seja, cada fator δ_i determina a fração de tempo t_i relativa a T_s em que o inversor manterá uma combinação de chaves em condução e em corte correspondentes a um vetor espacial $\overrightarrow{V_i}$. Isto significa que conforme o vetor espacial $\overrightarrow{V_{ref}}$ rotaciona, sua posição angular varia no tempo e a cada período T_s os fatores que multiplicam os vetores espaciais que constituem a combinação linear que sintetiza $\overrightarrow{V_{ref}}$ são atualizados. Quando $\overrightarrow{V_{ref}}$ muda de setor, são selecionados outros vetores espaciais que delimitam o novo setor e novos fatores são calculados com intervalos de tempo T_s . Novamente mencionando o exemplo do vetor espacial $\overrightarrow{V_{ref}}$ mostrado na Figura 3.20, tem-se que:

$$T_s = t_1 + t_2 + t_0 + t_7 . \quad (3.98)$$

A amplitude máxima $\hat{V}_{ref(max)}$ do vetor $\overrightarrow{V_{ref}}$ para que a relação de modulação seja linear é representada graficamente pelo raio da circunferência circunscrita no hexágono definido pelos vetores espaciais ativos mostrados na Figura 3.20, cujo resultado é expresso pela equação (3.99):

$$\hat{V}_{ref(max)} = \frac{\sqrt{3}}{3} V_{DC} . \quad (3.99)$$

A amplitude $\hat{V}_{ref(max)}$ corresponde à amplitude máxima das componentes fundamentais das tensões cossenoidais trifásicas sintetizadas entregues à carga pelo inversor, com este operando na região linear. Comparando com o *SPWM*, que apresenta amplitude máxima da tensão fundamental na carga igual a $(1/2) V_{DC}$, tem-se a relação:

$$\frac{\hat{V}_{ref(max)(SVPWM)}}{\hat{V}_{ol(max)(SPWM)}} = \frac{\left(\sqrt{3}/3\right) V_{DC}}{(1/2) V_{DC}} = 1,1547 ,$$

e portanto, o *SVPWM* permite sintetizar uma tensão máxima de saída com amplitude da fundamental 15,47% superior à máxima amplitude equivalente à técnica *SPWM*.

Para o desempenho otimizado do *SVPWM*, é também importante definir a sequência de ativação dos vetores espaciais para a síntese de $\overrightarrow{V_{ref}}$ em cada um dos seis setores definidos

no plano $\alpha\beta$. Conforme apresentado por Neacsu (2001), há diferentes métodos para a seleção da sequência de ativação dos vetores espaciais. Neste trabalho optou-se pelo método *SVPWM* simétrico, que estabelece $t_0 = t_7$ e uma sequência de chaveamento na qual somente as chaves de um dos ramos do inversor são comutadas a cada instante. Tais medidas contribuem para que este método apresente a menor geração de *THD* dentre os métodos reportados pela citada referência, com única desvantagem para o maior número de comutações dentro do período T_s (seis comutações no total), o que eleva a potência dissipada por chaveamento. A Figura 3.21 ilustra as sequências definidas para cada um dos setores, todas com duração T_s .

Agora expressando os vetores espaciais correspondentes às combinações de chaveamento do inversor no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, tem-se:

$$\vec{V}_1 = \frac{2}{3} V_{DC} \vec{u}_\alpha, \quad (3.100)$$

$$\vec{V}_2 = \frac{1}{3} V_{DC} \left(\vec{u}_\alpha + \sqrt{3} \vec{u}_\beta \right), \quad (3.101)$$

$$\vec{V}_3 = \frac{1}{3} V_{DC} \left(-\vec{u}_\alpha + \sqrt{3} \vec{u}_\beta \right), \quad (3.102)$$

$$\vec{V}_4 = -\frac{2}{3} V_{DC} \vec{u}_\alpha, \quad (3.103)$$

$$\vec{V}_5 = \frac{1}{3} V_{DC} \left(-\vec{u}_\alpha - \sqrt{3} \vec{u}_\beta \right), \quad (3.104)$$

$$\vec{V}_6 = \frac{1}{3} V_{DC} \left(\vec{u}_\alpha - \sqrt{3} \vec{u}_\beta \right). \quad (3.105)$$

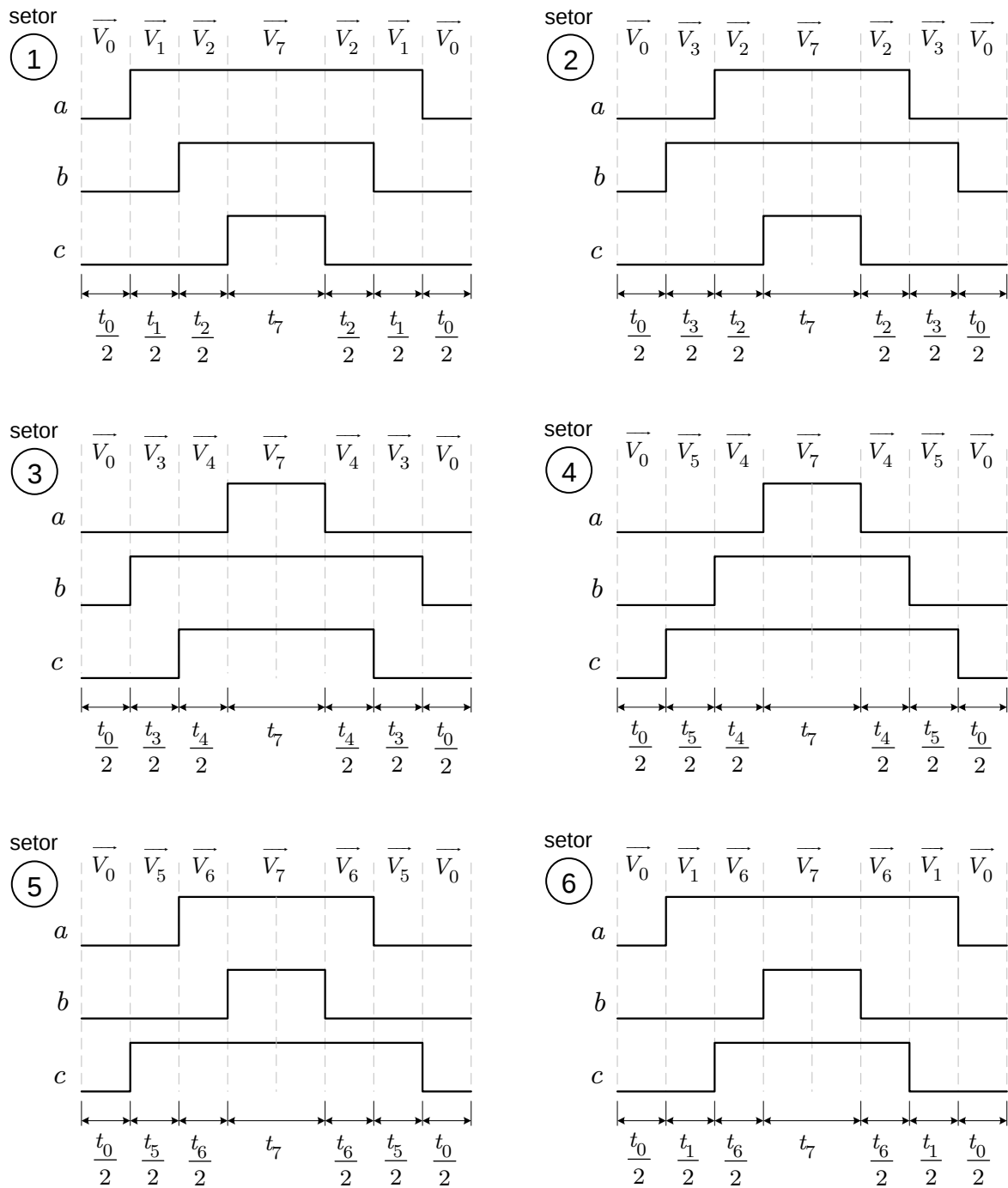
O vetor espacial $\vec{V}_{ref}$ que se deseja sintetizar na saída do inversor também é expresso no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, conforme equação (3.106):

$$\vec{V}_{ref} = v_\alpha^* \vec{u}_\alpha + v_\beta^* \vec{u}_\beta, \quad (3.106)$$

onde v_α^* e v_β^* são as componentes que resultam da projeção de $\vec{V}_{ref}$, respectivamente, aos eixos α e β .

Relacionando a equação (3.106) às equações (3.100) a (3.105), utilizando as equações (3.96) e (3.97) e dado que os vetores espaciais nulos tem módulo igual a zero, é possível obter expressões para os tempos de ativação de cada um dos vetores espaciais ativos e nulos

Figura 3.21 – Sequências de ativação com tempos de duração para os vetores espaciais segundo o método SVPWM simétrico.



Autoria própria.

necessários para que o inversor sintetize $\vec{V}_{ref}$, em cada um dos setores no plano $\alpha\beta$ utilizando SVPWM simétrico, como apresentado na Tabela 3.2, sendo os fatores k_1 e k_2 definidos por:

$$k_1 = \frac{3T_s}{2V_{DC}} \quad , \quad (3.107)$$

$$k_2 = \frac{\sqrt{3} T_s}{V_{DC}} \quad . \quad (3.108)$$

Tabela 3.2 – Equações para cálculo dos tempos de ativação de cada vetor espacial para cada setor do plano $\alpha\beta$ no SVPWM.

■ Setor 1: $t_1 = k_1 \left(v_\alpha^* - \frac{\sqrt{3}}{3} v_\beta^* \right)$ $t_2 = k_2 v_\beta^*$	$t_0 = t_7 = \frac{1}{2} [T_s - (t_1 + t_2)]$	(3.109)
■ Setor 2: $t_2 = k_1 \left(v_\alpha^* + \frac{\sqrt{3}}{3} v_\beta^* \right)$ $t_3 = k_1 \left(-v_\alpha^* + \frac{\sqrt{3}}{3} v_\beta^* \right)$	$t_0 = t_7 = \frac{1}{2} [T_s - (t_2 + t_3)]$	(3.110)
■ Setor 3: $t_3 = k_2 v_\beta^*$ $t_4 = k_1 \left(-v_\alpha^* - \frac{\sqrt{3}}{3} v_\beta^* \right)$	$t_0 = t_7 = \frac{1}{2} [T_s - (t_3 + t_4)]$	(3.111)
■ Setor 4: $t_4 = k_1 \left(-v_\alpha^* + \frac{\sqrt{3}}{3} v_\beta^* \right)$ $t_5 = -k_2 v_\beta^*$	$t_0 = t_7 = \frac{1}{2} [T_s - (t_4 + t_5)]$	(3.112)
■ Setor 5: $t_5 = k_1 \left(-v_\alpha^* - \frac{\sqrt{3}}{3} v_\beta^* \right)$ $t_6 = k_1 \left(v_\alpha^* - \frac{\sqrt{3}}{3} v_\beta^* \right)$	$t_0 = t_7 = \frac{1}{2} [T_s - (t_5 + t_6)]$	(3.113)
■ Setor 6: $t_1 = k_1 \left(v_\alpha^* + \frac{\sqrt{3}}{3} v_\beta^* \right)$ $t_6 = -k_2 v_\beta^*$	$t_0 = t_7 = \frac{1}{2} [T_s - (t_6 + t_1)]$	(3.114)

3.3.4 Estimador do vetor fluxo do estator

O conhecimento preciso da amplitude e da posição angular em função do tempo do vetor fluxo do estator ψ_s é primordial para a estratégia de controle *DSFOC*. Como exposto nas seções 3.2.2 e 3.2.3, a melhor forma de obter as informações sobre o fluxo do estator de um motor é a partir dos valores das correntes e tensões de fase medidos diretamente nos terminais do estator, convertidos para o sistema de coordenadas $\alpha\beta$ e aplicados às entradas de um circuito estimador de fluxo do estator, conforme ilustrado na Figura 3.14. O módulo do fluxo do estator é calculado utilizando a equação (3.46), e as componentes $\psi_{\alpha s}$ e $\psi_{\beta s}$ podem ser obtidas a partir das equações (3.47) e (3.48). Estas equações são reescritas a seguir e constituem o denominado modelo de tensão.

$$\hat{\psi}_s = \sqrt{\psi_{\alpha s}^2 + \psi_{\beta s}^2} , \quad (3.46)$$

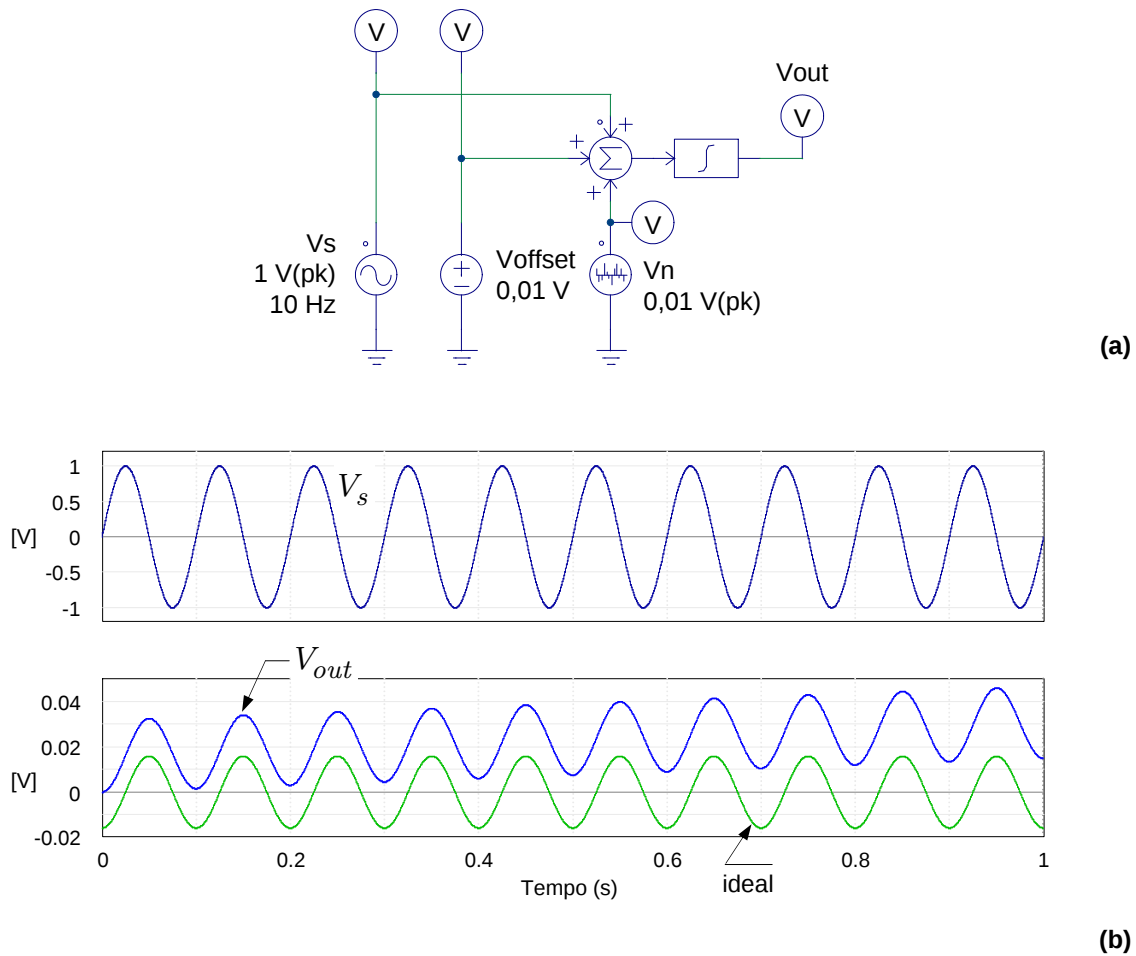
$$\psi_{\alpha s} = \int (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt , \quad (3.47)$$

$$\psi_{\beta s} = \int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt . \quad (3.48)$$

Assim, segundo as equações (3.47) e (3.48), a estimativa das componentes do fluxo do estator seria realizada com uma simples operação de integração. Porém, apesar da aparente simplicidade, a implementação para realizar a operação de integração apresenta algumas dificuldades. Um integrador puro apresenta deriva e pode atingir saturação por conta de qualquer nível *DC* (*offset*) e/ou ruído presente nos sinais medidos das correntes e tensões nos terminais do estator, além de apresentar o problema de valor inicial que gera um erro numérico, adicionando um nível *DC* ao sinal integrado. Para exemplificar, tem-se o esquemático de um circuito montado utilizando o *software PSIM* e apresentado na Figura 3.22(a), onde um sinal composto por uma senóide de amplitude 1 V e frequência 10 Hz, um nível *DC* de 10 mV e um ruído randômico com amplitude máxima de 10 mV é aplicado a um integrador puro, com resultados de simulação apresentados na Figura 3.22(b), tendo as formas de onda do sinal senoidal puro, do sinal na saída do integrador e de um sinal integrado ideal.

A solução mais simples para contornar o problema de integração com nível *DC* de entrada consiste na utilização de um filtro passa-baixas com uma frequência de corte muito

Figura 3.22 – Problemas de integração de um sinal senoidal com *offset* e ruído adicionados, além de erro por valor inicial resultantes em um integrador puro. **(a)** Esquemático montado utilizando o software *PSIM*. **(b)** Formas de onda dos sinais obtidos por simulação.



Autoria própria.

baixa como integrador. Tal solução apresenta resultados satisfatórios para a integração de sinais com frequências consideravelmente superiores à frequência de corte do filtro, mas para a integração de sinais com frequências mais próximas à frequência de corte os erros de magnitude e fase podem tornar-se grandes. Também, um filtro passa-baixas puro integra ruídos com frequências superiores à sua frequência de corte. Há na literatura trabalhos que apresentam diferentes métodos de integração baseados na utilização de filtros passa-baixas, porém com aprimoramentos, como Hu e Wu (1998), que apresentam três métodos de integração de sinais, sendo o mais sofisticado empregando uma estratégia de compensação adaptativa com sistema em malha fechada, e Chun, Choi e Bose (2003), que propõem um integrador que consiste de três filtros passa-baixas idênticos com frequência de corte

programável e em série, além de compensação de amplitude com um amplificador com ganho programável. Já Freitas *et al.* (2011) propõem um algoritmo de integração empregando um arranjo com filtros passa-altas, integrador puro e um compensador de fase e magnitude.

Outra questão importante diz respeito ao condicionamento dos sinais de tensão e corrente do estator para a estimativa do fluxo. As correntes no estator já apresentam forma de onda praticamente senoidal por conta da filtragem imposta pelas indutâncias do motor e filtros adicionais são necessários apenas para eliminar ruídos, mas as tensões aplicadas nas fases são moduladas por *PWM*, apresentando componentes harmônicas decorrentes da modulação. A componente fundamental da tensão pode ser extraída a partir de filtros, mas utilizando este método se faz necessária a compensação de magnitude e fase do sinal.

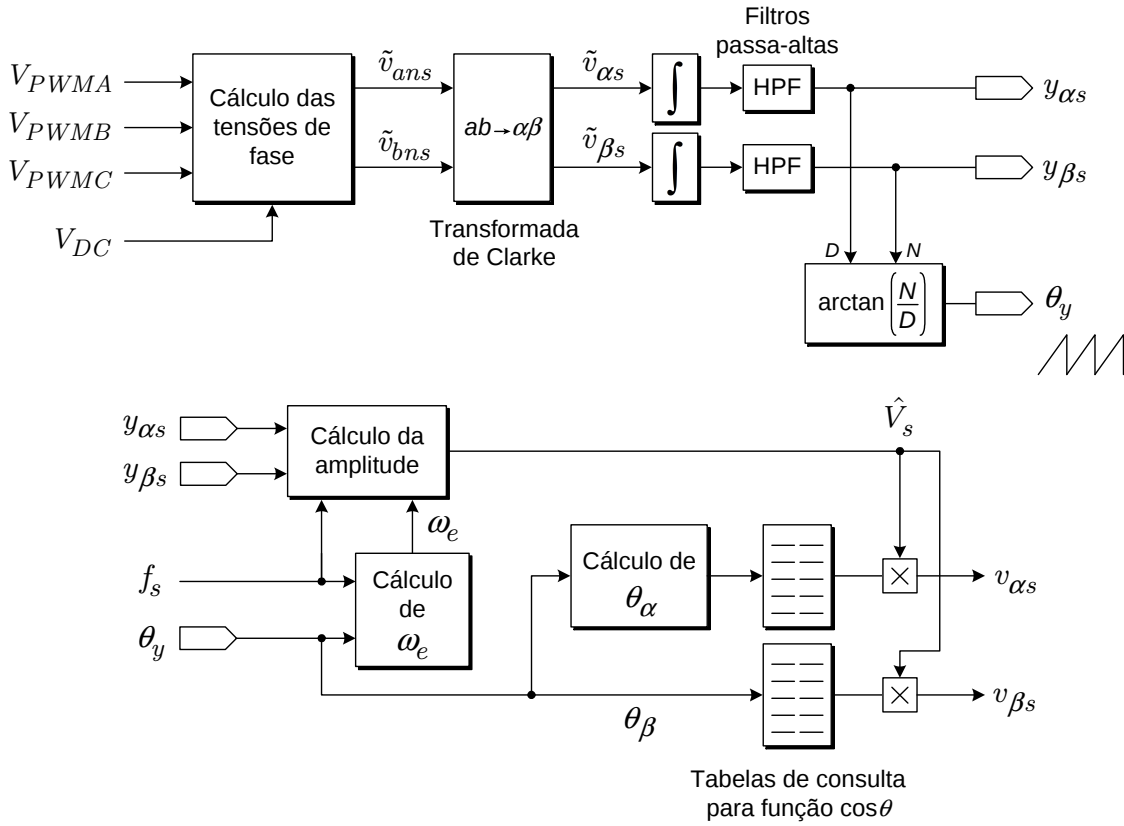
Nesta tese é apresentado um novo algoritmo que visa reconstruir os sinais de tensão de fase do estator a partir dos sinais de controle *PWM* e do valor da tensão de alimentação V_{DC} presente no barramento *DC*, eliminando a necessidade de componentes para a medição das tensões nos terminais do estator, além de efetuar a estimativa da amplitude e da posição angular do fluxo magnético do estator para uma ampla banda de frequências, incluindo frequências baixas.

3.3.4.1 *Sistema proposto para reconstrução dos sinais das tensões de fase a partir de sinais PWM e de V_{DC}*

A ideia de reconstruir os sinais das tensões de fase do estator a partir de sinais *PWM* e da tensão do barramento *DC* já fora apresentada em outros trabalhos, como em Man e Chen (2011) e Mei e Feng (2014), mas o condicionamento desses sinais não é apresentado detalhadamente. Nesta seção é detalhado um sistema que emprega um algoritmo para reconstrução de tensões do estator no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, cujo diagrama de blocos é mostrado na Figura 3.23.

Seja um inversor trifásico de dois níveis, que recebe os sinais de controle V_{PWMA} , V_{PWMB} , V_{PWMC} e os respectivos sinais complementares $\overline{V_{PWMA}}$, $\overline{V_{PWMB}}$ e $\overline{V_{PWMC}}$, que podem assumir os valores “0”, para impor às chaves o estado de corte, e “1”, para impor às chaves o estado de condução, controlando a comutação das chaves A , B , C , A' , B' e C' , respectivamente, conforme esquemático mostrado na Figura 3.19. Uma análise

Figura 3.23 – Diagrama de blocos do sistema para reconstrução das tensões do estator no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ a partir dos sinais de controle PWM e da tensão no barramento DC .



Autoria própria.

com base nesta figura e nos dados apresentados na Tabela 3.1 permite deduzir equações que expressam as tensões estimadas nas fases do estator em função dos sinais de controle e da tensão V_{DC} :

$$\tilde{v}_{ans} = \frac{1}{3} V_{DC} \left[2 V_{PWMA} - (V_{PWMB} + V_{PWMC}) \right] \quad , \quad (3.115)$$

$$\tilde{v}_{bns} = \frac{1}{3} V_{DC} \left[2 V_{PWMB} - (V_{PWMA} + V_{PWMC}) \right] \quad , \quad (3.116)$$

$$\tilde{v}_{cns} = \frac{1}{3} V_{DC} \left[2 V_{PWMC} - (V_{PWMA} + V_{PWMB}) \right] \quad . \quad (3.117)$$

As equações (3.115) a (3.117) constituem o primeiro bloco do diagrama mostrado na Figura 3.23, utilizando somente $\tilde{v}_{ans}$ e $\tilde{v}_{bns}$. Seguindo a descrição do diagrama de blocos da Figura 3.23, verifica-se que as tensões estimadas do estator no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, $\tilde{v}_{\alpha s}$ e $\tilde{v}_{\beta s}$ são obtidas aplicando a transformada de Clarke aos sinais $\tilde{v}_{ans}$ e $\tilde{v}_{bns}$. Os sinais $\tilde{v}_{\alpha s}$ e $\tilde{v}_{\beta s}$ são modulados por PWM e suas componentes fundamentais são expressas por:

$$v_{\alpha s1}(t) = \hat{V}_s \cos(\omega_e t) \quad , \quad (3.118)$$

$$v_{\beta s1}(t) = \hat{V}_s \cos\left(\omega_e t - \frac{\pi}{2}\right) \quad . \quad (3.119)$$

A integral dos sinais $\tilde{v}_{\alpha s}$ e $\tilde{v}_{\beta s}$ resulta em sinais praticamente senoidais, uma vez que o integrador atua como um filtro. Os sinais integrados passam por um filtro passa-altas com frequência de corte muito baixa, de modo a eliminar qualquer nível *DC* resultante de uma condição de valor inicial. Tal frequência de corte deve ser escolhida de modo a ser consideravelmente menor que a frequência mínima da tensão a ser sintetizada pelo inversor, e seu impacto na defasagem do sinal integrado é desprezada. Assim, tem-se os sinais integrados $y_{\alpha s}$ e $y_{\beta s}$ expressos pelas equações (3.120) e (3.121):

$$y_{\alpha s}(t) = \int \tilde{v}_{\alpha s}(t) dt \cong \int v_{\alpha s1}(t) dt = \int \hat{V}_s \cos(\omega_e t) dt \quad ,$$

$$y_{\alpha s}(t) = \frac{\hat{V}_s}{\omega_e} \cos\left(\omega_e t - \frac{\pi}{2}\right) \quad , \quad (3.120)$$

$$y_{\beta s}(t) = \int \tilde{v}_{\beta s}(t) dt \cong \int v_{\beta s1}(t) dt = \int \hat{V}_s \cos\left(\omega_e t - \frac{\pi}{2}\right) dt \quad ,$$

$$y_{\beta s}(t) = \frac{\hat{V}_s}{\omega_e} \cos\left(\omega_e t - \pi\right) \quad . \quad (3.121)$$

Nota-se que a integração provoca uma defasagem de 90° ($\pi/2$ rad) em relação à fase dos sinais originais. Pode-se expressar o ângulo θ_y a partir da equação (3.122):

$$\theta_y(t) = \arctan\left(\frac{y_{\beta s}(t)}{y_{\alpha s}(t)}\right) \quad , \quad (3.122)$$

sendo θ_y definido como a posição angular do vetor espacial relativo aos sinais integrados $y_{\alpha s}$ e $y_{\beta s}$, defasado 90° em relação à posição angular do vetor espacial correspondente à tensão do estator. A derivada de $\theta_y(t)$ permite obter o valor da frequência angular das tensões presentes no estator do motor, ω_e , sendo calculada a partir da diferença de valores amostrados de $\theta_y(t)$ e convertidos em radianos com frequência de amostragem escolhida igual à frequência de chaveamento dos semicondutores do inversor, f_s . Contudo, como

$\theta_y(t)$ apresenta forma de onda dente-de-serra e valores variando entre 0° e 360° , o algoritmo deve excluir os pontos de descontinuidade, definindo uma faixa permitida de valores de $\theta_y(t)$ para o cálculo da derivada, como ilustra a Figura 3.24. Fora da faixa permitida, o último valor válido de ω_e é mantido na memória do amostrador, sendo novamente atualizado no próximo ciclo, a partir de um valor válido de $\theta_y(t)$.

A amplitude $\hat{V}_s$ das tensões nos terminais do estator é estimada a partir dos sinais integrados $y_{\alpha s}(t)$ e $y_{\beta s}(t)$ e da frequência angular calculada ω_e , como se verifica na equação (3.123):

$$\hat{V}_s = \omega_e \cdot \sqrt{[y_{\alpha s}(t)]^2 + [y_{\beta s}(t)]^2} . \quad (3.123)$$

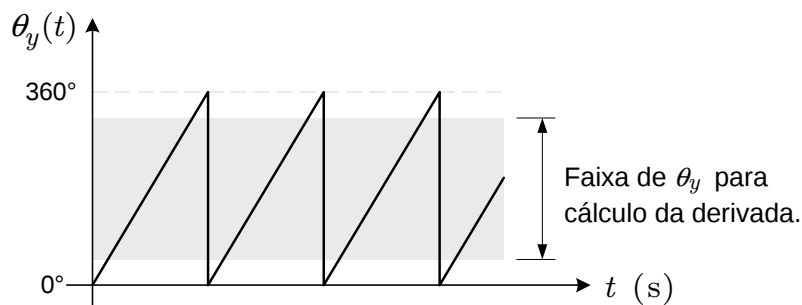
Conhecendo o valor de $\theta_y(t)$ também é possível obter os ângulos de fase $\theta_\alpha(t)$ e $\theta_\beta(t)$, respectivamente, correspondentes aos sinais das tensões de fase do estator $v_{\alpha s}$ e $v_{\beta s}$, conforme as equações (3.124) e (3.125):

$$\theta_\alpha = \begin{cases} \theta_y + 90^\circ , & 0^\circ \leq \theta_y \leq 270^\circ , \\ \theta_y - 270^\circ , & 270^\circ < \theta_y < 360^\circ , \end{cases} \quad (3.124)$$

$$\theta_\beta = \theta_\alpha - 90^\circ = \theta_y . \quad (3.125)$$

Com os valores de $\theta_\alpha(t)$, $\theta_\beta(t)$, $\hat{V}_s$ e dispondo de uma tabela de consulta (*lookup table*) programada com valores correspondentes à função cosseno para ângulos entre 0° e 360° , as componentes fundamentais das tensões do estator $v_{\alpha s}$ e $v_{\beta s}$ no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ são reconstruídas.

Figura 3.24 – Faixa de valores de $\theta_y(t)$ para cálculo da derivada e obtenção do valor da frequência angular.



3.3.4.2 Sistema proposto para estimativo do fluxo do estator

Uma vez dispondo dos sinais reconstruídos $v_{\alpha s}$ e $v_{\beta s}$, dos sinais medidos $i_{\alpha s}$ e $i_{\beta s}$ e conhecendo o valor da resistência do estator R_s , é possível estimar a amplitude e a posição angular do fluxo do estator com o resultado da integração das componentes α e β da força contraeletromotriz do estator, como indicado nas equações (3.46) a (3.48). Para todo o espectro de frequências, o sinal proveniente da saída de um integrador ideal deve apresentar uma atenuação na amplitude do sinal de entrada proporcional a $1/\omega_e$ e uma defasagem de 90° em relação ao ângulo de fase do sinal de entrada. No entanto, além das características de um integrador ideal, o estimador de fluxo do estator deve apresentar a capacidade de rejeitar ruídos e níveis *DC* em sua entrada e contornar o problema de valor inicial, eliminando o nível *DC* gerado no sinal de saída.

O diagrama de blocos do estimador de fluxo do estator proposto utilizando o modelo de tensão do estator é apresentado na Figura 3.25. Ele baseia-se na natural diferença de fase de 90° entre as componentes α e β da força contraeletromotriz e em uma função de transferência específica correspondente à de um filtro passa-faixa de 2ª ordem, expressa pela equação (3.126):

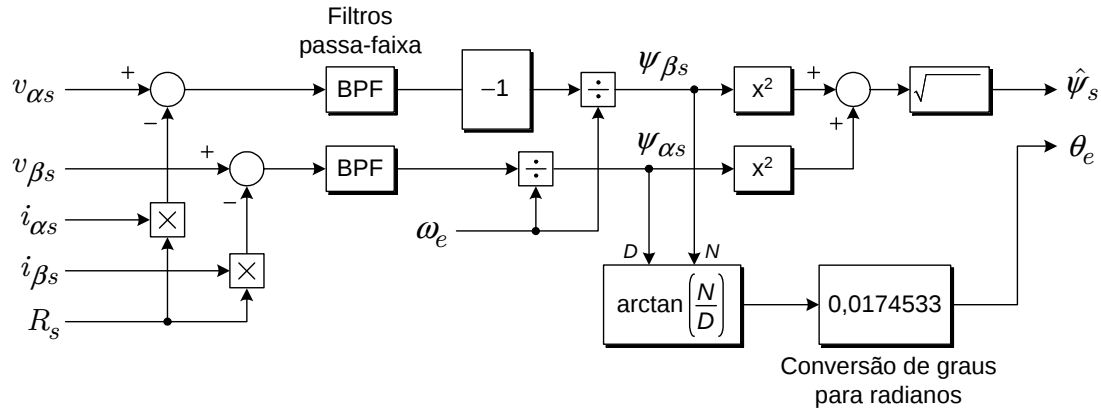
$$F(s) = \frac{\omega_c s}{s^2 + \omega_c s + \omega_c} \quad , \quad (3.126)$$

e adotando $\omega_c = 31416$ rad/s, valor determinado empiricamente, $F(s)$ fica:

$$F(s) = \frac{31416 s}{s^2 + 31416s + 31416} \quad . \quad (3.127)$$

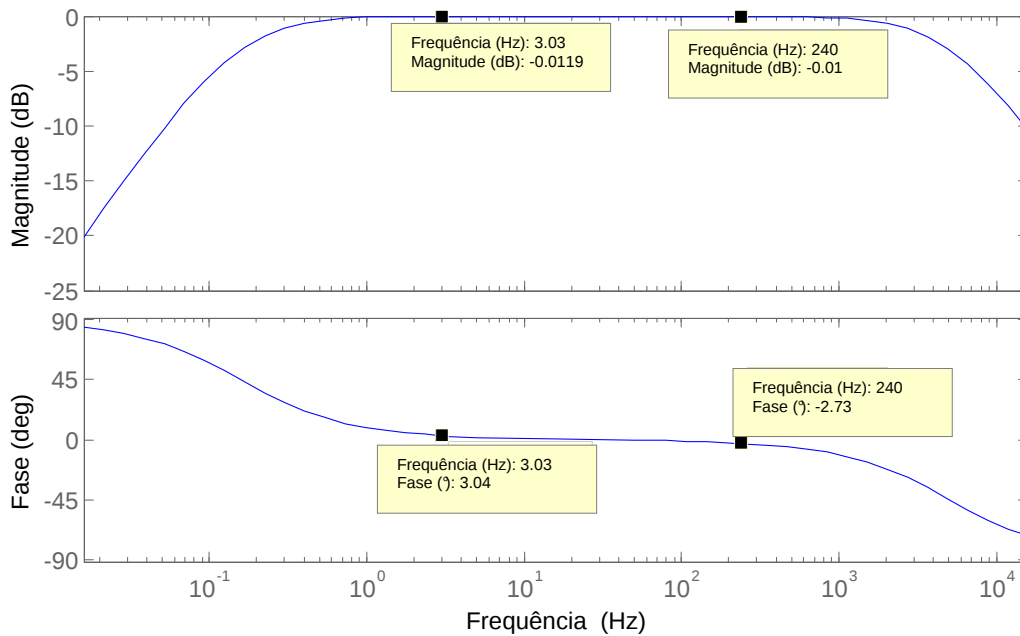
A Figura 3.26 traz o diagrama de Bode para $F(s)$. São destacados indicadores para os limites da banda de frequências que se deseja acionar o motor de indução para o caso estudado neste trabalho. Verifica-se que este filtro passa-faixa apresenta ganho unitário (praticamente 0 dB) e pequenos valores de defasagem dentro da banda selecionada, entre 3 Hz e 240 Hz. Portanto, este filtro elimina componentes de baixa frequência, inclusive sinais *DC*, e também componentes de alta frequência, não impactando na amplitude dos sinais para a banda de operação desejada e impactando minimamente o ângulo de fase.

Figura 3.25 – Diagrama de blocos do estimador de amplitude e posição angular do fluxo do estator proposto utilizando o modelo de tensão do estator.



Autoria própria.

Figura 3.26 – Diagrama de Bode para a função de transferência $F(s)$.



Autoria própria.

Voltando para a Figura 3.25, os sinais $v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}$ e $v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}$, que correspondem às componentes α e β da força contraeletromotriz, são filtrados pelo filtro passa-faixa. Ao sinal $v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}$ é atribuído um ganho -1 , de modo que o sinal resultante, $-v_{\alpha s} + R_s i_{\alpha s}$, apresenta uma defasagem de 180° em relação ao original. Ambos os sinais, $-v_{\alpha s} + R_s i_{\alpha s}$ e $v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}$, são divididos pelo valor da frequência angular ω_e , já calculado no bloco reconstrutor das tensões α e β do estator. Deste modo, tem-se que a componente da força

contraeletromotriz relativa ao eixo α gera o sinal correspondente à componente do fluxo do estator relativa ao eixo β , $\psi_{\beta s}$, enquanto a componente da força contraeletromotriz relativa ao eixo β gera o sinal correspondente à componente do fluxo do estator relativa ao eixo α , $\psi_{\alpha s}$. Aplicando a fórmula de Pitágoras com $\psi_{\alpha s}$ e $\psi_{\beta s}$, obtém-se o valor da amplitude do vetor espacial ψ_s , e a posição angular deste vetor, θ_e , é calculada aplicando uma função arco-tangente à relação $\psi_{\beta s} / \psi_{\alpha s}$. Assim:

$$\psi_{\alpha s} = \frac{v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}}{\omega_e} , \quad (3.128)$$

$$\psi_{\beta s} = \frac{-v_{\alpha s} + R_s i_{\alpha s}}{\omega_e} , \quad (3.129)$$

$$\hat{\psi}_s = \sqrt{(\psi_{\alpha s})^2 + (\psi_{\beta s})^2} , \quad (3.130)$$

$$\theta_e = \arctan \left(\frac{\psi_{\beta s}}{\psi_{\alpha s}} \right) . \quad (3.131)$$

Utilizando a técnica descrita, tem-se como resultado o valor estimado para o fluxo do estator praticamente idêntico ao obtido a partir de um integrador ideal, mesmo não realizando uma integração de fato, além da filtragem de ruídos e de qualquer nível *DC*.

4 MODELAGEM DO SISTEMA DE PROPULSÃO VEICULAR, DO ALGORITMO DE CONTROLE VETORIAL E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

A modelagem do sistema de propulsão veicular e de seus subsistemas e o algoritmo de Controle Vetorial proposto são aqui apresentados, com base na fundamentação teórica detalhada nos Capítulos 2 e 3. Na medida em que cada subsistema modelado no *software PSIM* é apresentado, são mostrados resultados de simulação com o intuito de permitir o melhor entendimento e também como uma forma de verificar se tais resultados preliminares estão de acordo com os valores inicialmente especificados.

4.1 MODELO DINÂMICO, PARÂMETROS DO VEÍCULO E DA VIA E SIMULAÇÃO

O modelo dinâmico do veículo é elaborado com base na análise matemática apresentada no Capítulo 2, considerando unicamente movimento longitudinal. Os valores adotados para os parâmetros do veículo, da via e do ambiente presentes no modelo dinâmico do veículo são apresentados na Tabela 4.1. Tais parâmetros se referem a um veículo pequeno com tração traseira e de uso majoritariamente urbano, como o Daimler Smart ED, rodando em pista plana, asfaltada e seca.

O modelo dinâmico do veículo elaborado no *PSIM* é mostrado na Figura 4.1. Nesta figura, verifica-se que os sinais provenientes do pedal acelerador e do pedal freio, aplicados somente um por vez, impõem valores de aceleração e desaceleração que resultam em um sinal cujo valor corresponde à velocidade angular mecânica de referência para o eixo do motor ω_{mec}^* , obtido a partir da integração dos sinais de entrada. A velocidade máxima do veículo (em m/s) é limitada a partir da limitação do valor do sinal correspondente à velocidade de referência. A velocidade longitudinal do veículo v_x , bem como a aceleração longitudinal a_x são calculados a partir do valor da velocidade da roda em rpm, $N_w = N_{mec} / G$, sendo N_{mec} a velocidade mecânica do rotor do motor (em rpm), medida a partir de um sensor de velocidade, e G a relação de transmissão. A relação de transmissão e o fator de massa k_m são

calculados, respectivamente, a partir das equações (2.44) e (2.42) implementadas no modelo, e dados os valores dos parâmetros do veículo, tem-se $G = 6,244$ e $k_m = 1,1317$.

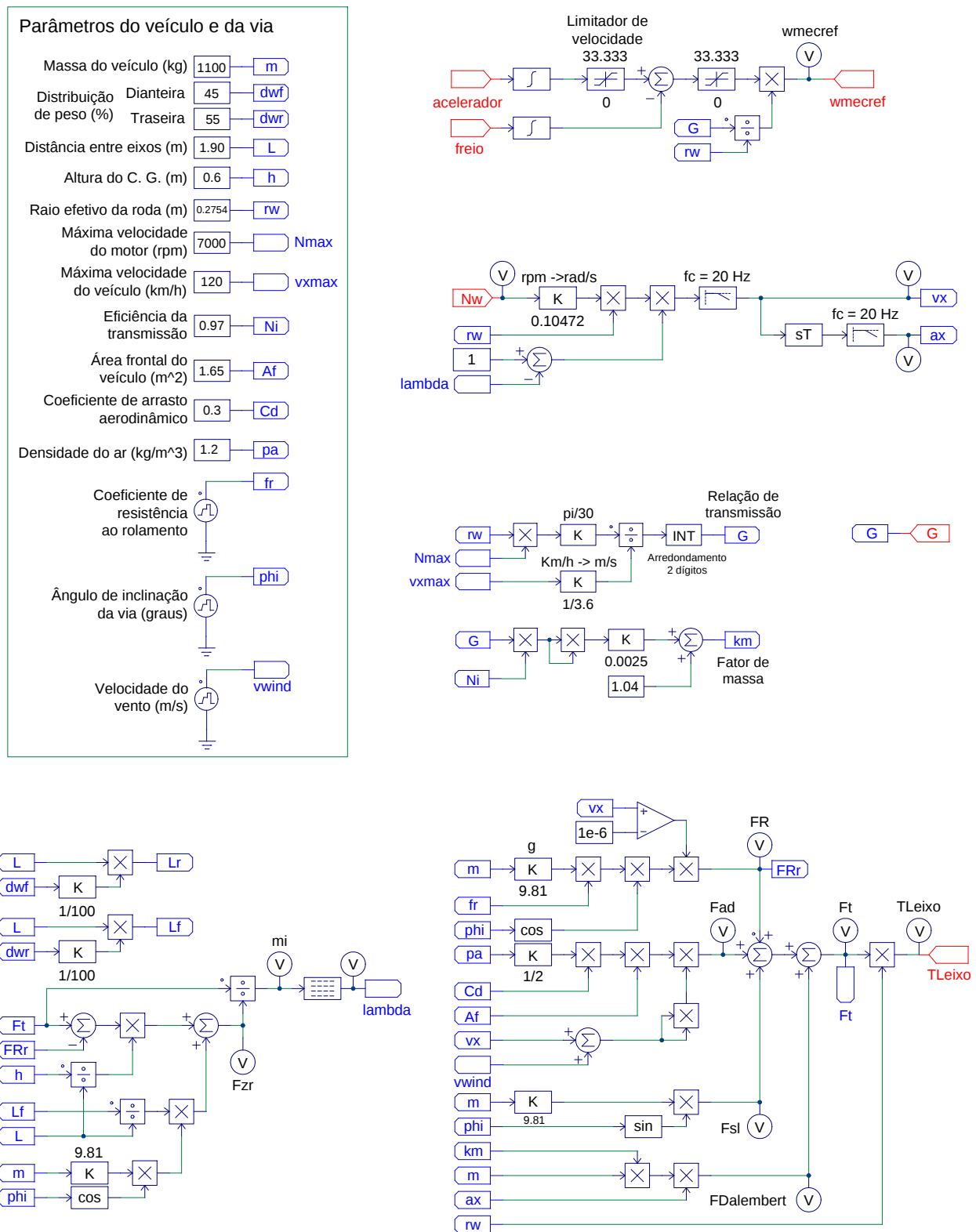
A força normal nas rodas do eixo traseiro F_{zr} é calculada a partir da equação (2.21) implementada no modelo. A relação F_t / F_{zr} é igual ao coeficiente de atrito entre solo e pneus μ . A função que relaciona μ e o escorregamento longitudinal λ é expressa numericamente com uma tabela de consulta (*lookup table*), e λ também é um parâmetro necessário para determinar os valores de v_x e a_x . No modelo implementado são utilizados filtros passa-baixas com o intuito de evitar ruídos e variações bruscas nos sinais calculados, levando a problemas de divergência numérica.

As forças de oposição ao movimento, a força de D'Alembert e a força trativa F_t são calculadas, bem como o torque no eixo do motor. Tal torque corresponde ao torque da carga T_L , visto que o veículo é uma carga dinâmica para o motor do sistema propulsão.

Tabela 4.1 – Parâmetros adotados para o veículo, para a via e para o ambiente no modelo dinâmico do veículo.

Parâmetros do veículo		Parâmetros da via e do ambiente	
Parâmetro	Valor / Atributo	Parâmetro	Valor / Atributo
Massa do veículo com carga	1100 kg	Densidade do ar	1,2 kg/m ³
Distribuição de peso nos eixos		Velocidade do vento	0 m/s
Dianteiro	45%	Coeficiente de resistência ao rolamento	0,015
Traseiro	55%	Inclinação da pista	0°
Distância entre eixos	1,90 m	Condição da pista	seca
Altura do centro de gravidade	0,6 m		
Área frontal	1,65 m ²		
Roda / Pneu	145/80R13		
Raio geométrico / Raio efetivo do conjunto roda e pneu	0,281 m / 0,2754 m		
Velocidade máxima do motor	7000 rpm		
Velocidade máxima do veículo	120 km/h		
Tipo de tração	Traseira		
Eficiência da transmissão	97%		
Coeficiente de arrasto aerodinâmico	0,3		

Figura 4.1 – Modelo dinâmico do veículo elaborado no *PSIM*.

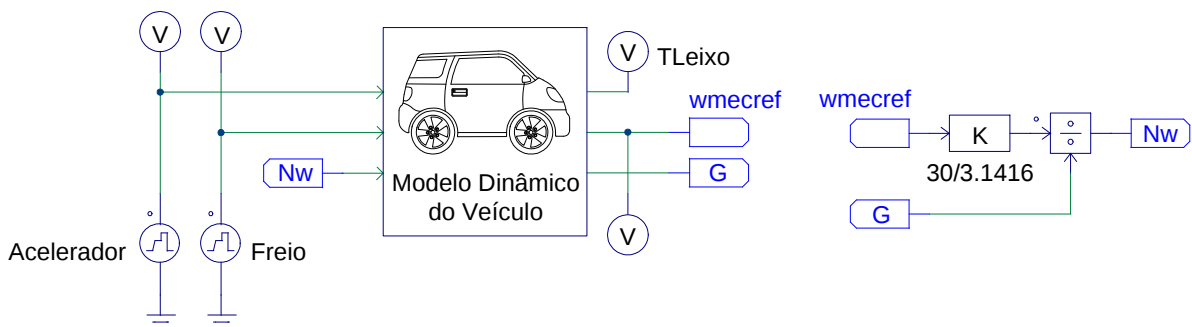


Autoria própria.

A Figura 4.2 mostra o sistema elaborado no *PSIM* para efetuar o teste do modelo dinâmico do veículo em movimento longitudinal, formatado como um bloco dispondo de entradas para os sinais do acelerador, do freio e o sinal realimentado da velocidade das rodas, e como saídas o valor da relação de transmissão, o sinal de referência para a velocidade angular mecânica do rotor e o torque da carga no eixo do veículo.

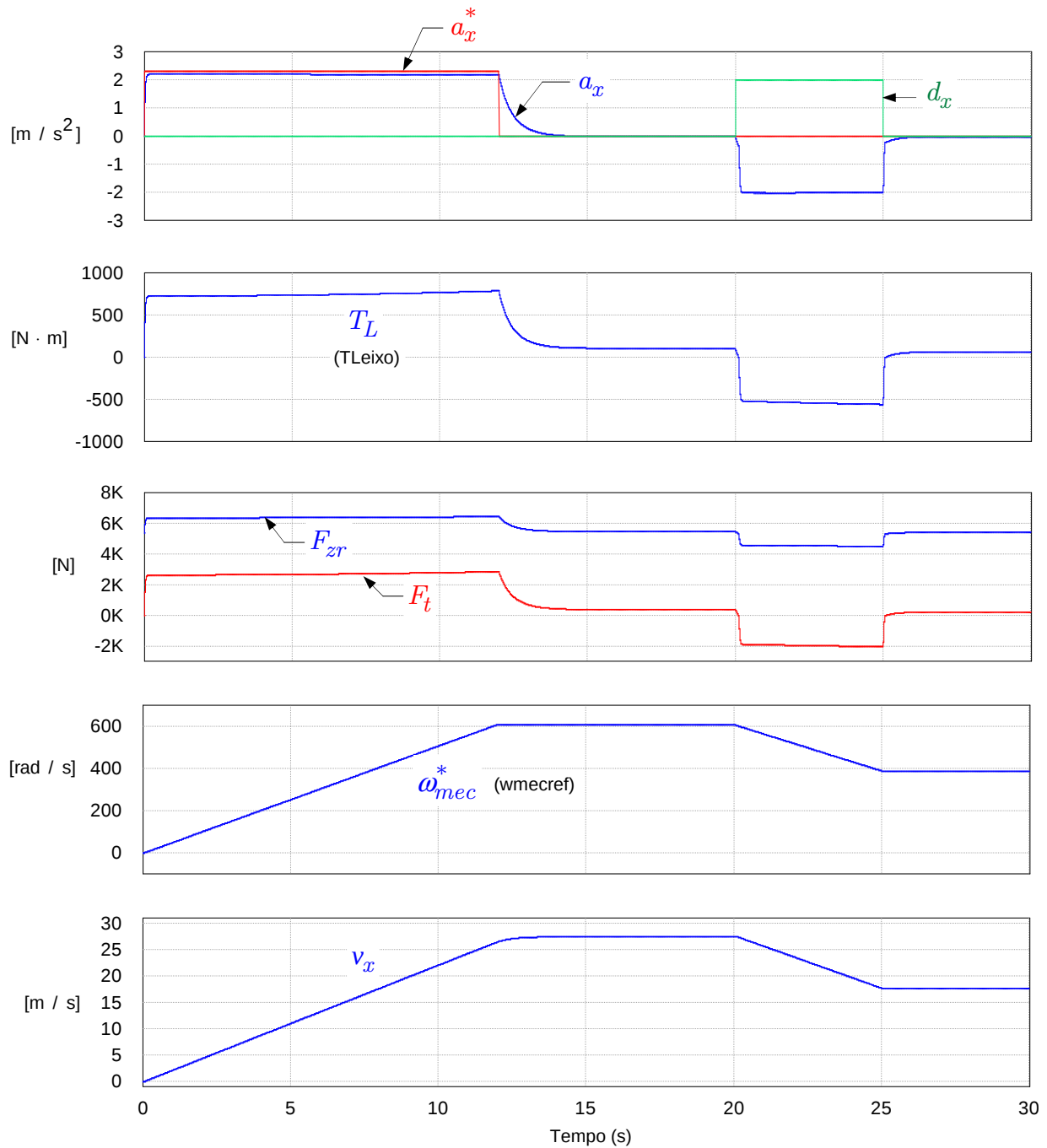
Na Figura 4.3 são mostrados os resultados obtidos a partir da simulação computacional realizada com base no sistema mostrado na Figura 4.2, com gráficos das grandezas físicas em função do tempo mediante os sinais de comando do acelerador e do freio. Verifica-se que a aceleração desenvolvida a_x , igual a $2,2 \text{ m/s}^2$, é próxima da aceleração de referência a_x^* de $2,315 \text{ m/s}^2$ imposta pelo pedal acelerador no intervalo entre 0 s e 12 s. A pequena diferença se dá devido ao escorregamento longitudinal entre o pneu e o solo. Verifica-se que entre 0 s e 12 s, a velocidade angular de referência ω_{mec}^* varia de 0 m/s a 611 rad/s e a velocidade longitudinal v_x desenvolvida varia de 0 m/s a aproximadamente 27,5 m/s. No intervalo entre 20 s e 25 s é imposta uma frenagem de 2 m/s^2 a partir do sinal d_x proveniente do pedal de freio. Com a frenagem, tem-se uma redução nas velocidades angular e longitudinal, e a partir do instante 25 s verifica-se que ω_{mec}^* é 391 rad/s e v_x é 17,8 m/s. São também apresentados os gráficos do torque desenvolvido no eixo do veículo T_L , da força normal no eixo traseiro F_{zr} e da força trativa F_t .

Figura 4.2 – Sistema elaborado no *PSIM* para teste do modelo dinâmico do veículo.



Autoria própria.

Figura 4.3 – Resultados de simulação obtidos a partir do circuito de teste do motor de indução.



Autoria própria.

4.2 PARÂMETROS DO MOTOR DE INDUÇÃO E SIMULAÇÃO

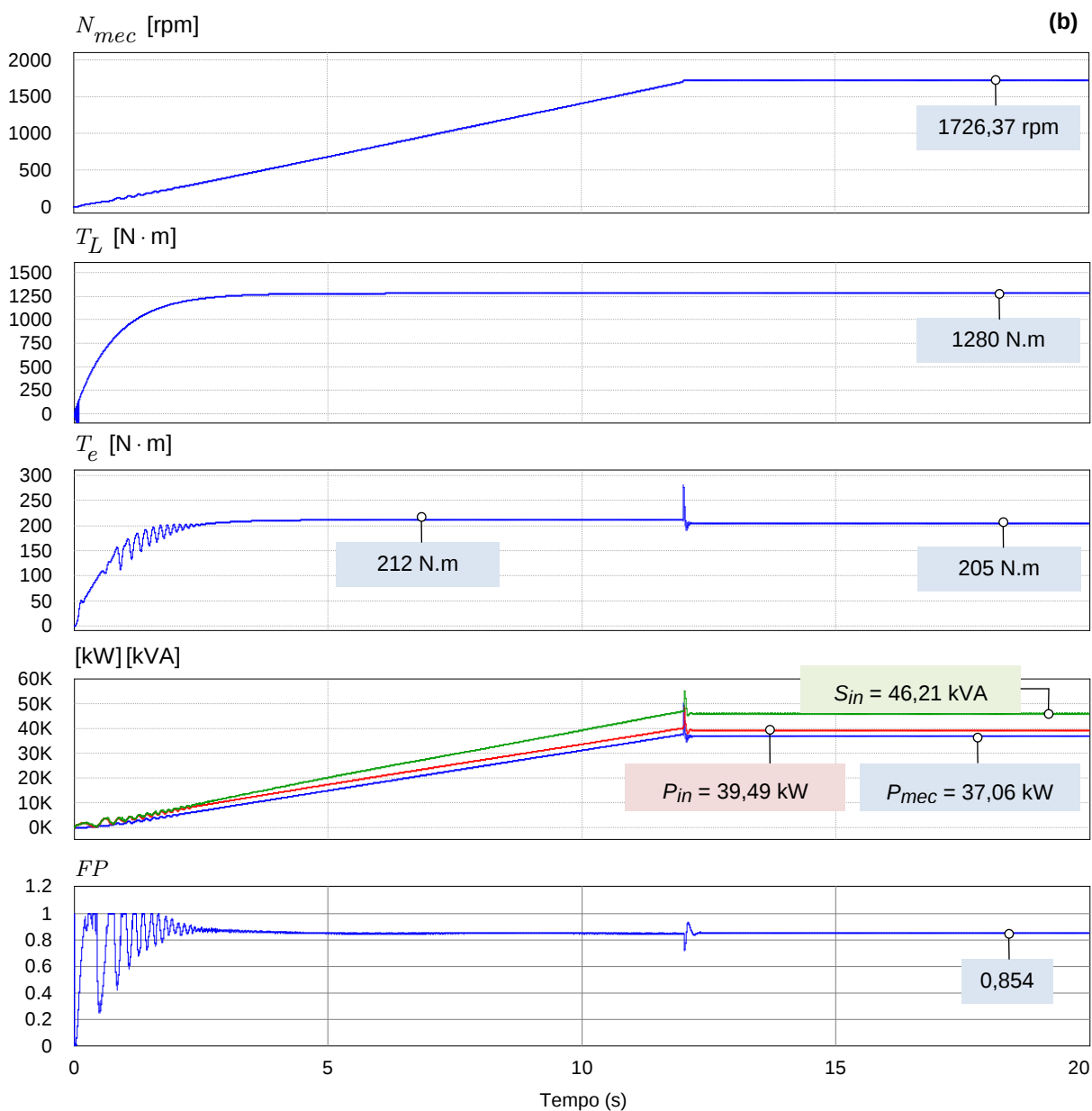
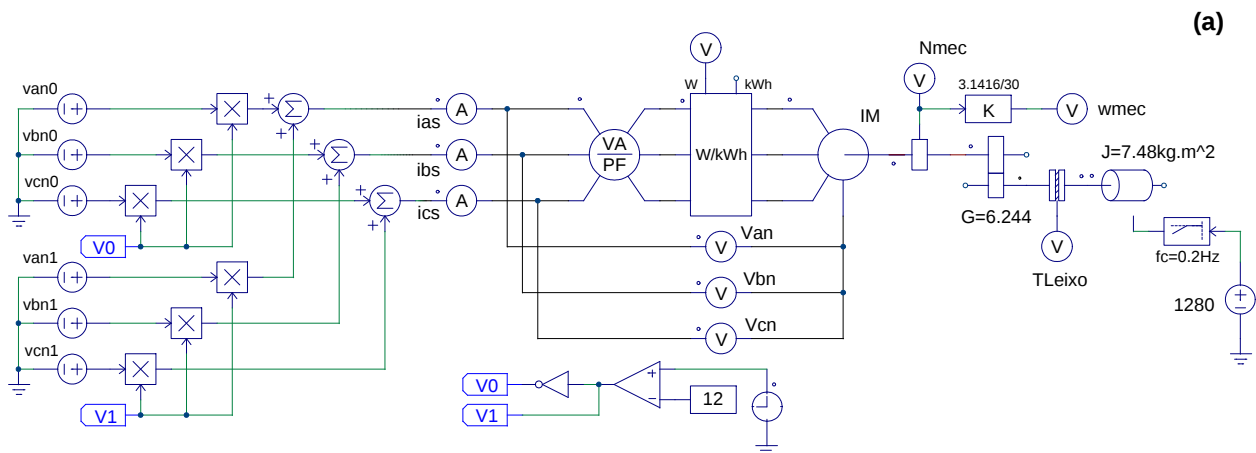
Os parâmetros do motor de indução selecionado para compor o modelo de um sistema de propulsão veicular são apresentados na Tabela 4.2. Os parâmetros referentes ao circuito equivalente são referenciados ao lado do estator.

A Figura 4.4(a) traz o esquemático do circuito elaborado no *PSIM* para teste do motor de indução selecionado e na Figura 4.4(b) são apresentados os resultados obtidos a partir de simulação. O motor é alimentado com tensão alternada cossenoidal, cuja amplitude varia entre 0 V e $145\sqrt{2}$ V e a frequência varia de 0 Hz a 60 Hz no intervalo de tempo entre 0 s e 12 s, mantendo ao longo do tempo após o instante 12 s a amplitude e a frequência alcançadas. Ao eixo do motor é conectada uma engrenagem de redução com relação de transmissão $G = 6,244$ e também uma carga dinâmica com torque variável e momento de inércia $J_L = 7,48 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$, de modo a permitir o teste do motor em condição de torque nominal. O valor

Tabela 4.2 – Parâmetros do motor de indução.

Parâmetros do motor		
Potência nominal	$P_{(nom)}$	37 kW
Potência máxima	$P_{(max)}$	100 kW
Torque nominal	$T_{e(nom)}$	205 N·m
Número de polos	p	4
Tensão de fase nominal (RMS)	$V_{s(nom)}$	145 V
Corrente de fase nominal (RMS)	$I_{s(nom)}$	106,3 A
Fluxo nominal	$\psi_{s(nom)}$	0,3846 Wb
Fator de potência nominal	$FP_{(nom)}$	0,85
Frequência base	f_b	60 Hz
Escorregamento nominal	S	4,1%
Velocidade máxima do rotor	N_{max}	7000 rpm
Resistência do estator	R_s	0,025 Ω
Resistência do rotor	R_r	0,058 Ω
Indutância de dispersão do estator	L_{ls}	0,2 mH
Indutância de dispersão do rotor	L_{lr}	0,87 mH
Indutância de magnetização	L_m	12,2 mH
Momento de inércia do rotor	J_{rot}	0,46 $\text{kg}\cdot\text{m}^2$

Figura 4.4 – (a) Circuito elaborado no PSIM para teste do motor de indução. **(b)** Resultados de simulação obtidos a partir do circuito de teste do motor de indução.



Autoria própria.

J_L corresponde ao momento de inércia do conjunto formado por rodas e pneus, eixos, diferencial e engrenagem de redução, adotado com base em um exemplo apresentado por Gillespie (1992) para um veículo de passeio.

Analisando os resultados mostrados na Figura 4.4(b), verifica-se a aceleração do motor no intervalo entre 0 s e 12 s e a operação em regime permanente na condição de carga nominal a partir do instante 12 s, com valores destacados no gráfico em conformidade com os valores nominais especificados na Tabela 4.2. A partir da relação entre a potência mecânica desenvolvida, 37,06 kW, e a potência de entrada, 39,49 kW, obtém-se a eficiência do motor, que para a situação simulada é 93%.

A partir dos valores dos parâmetros do circuito equivalente do motor de indução apresentados na Tabela 4.2 também se pode calcular alguns parâmetros necessários para o algoritmo de Controle Vetorial aqui estudado, utilizando as equações (3.15), (3.16), (3.66), (3.67) e (3.68):

$$L_s = L_{ls} + L_m = (0,2 + 12,2) \times 10^{-3} = 12,4 \text{ mH},$$

$$L_r = L_{lr} + L_m = (0,87 + 12,2) \times 10^{-3} = 13,07 \text{ mH},$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} = \frac{13,07 \times 10^{-3}}{58 \times 10^{-3}} = 0,22534 \text{ s},$$

$$\sigma L_s = L_s - (L_m^2 / L_r) = 12,4 \times 10^{-3} - \frac{(12,2 \times 10^{-3})^2}{13,07 \times 10^{-3}} = 1,012 \text{ mH},$$

$$\sigma = 1 - (L_m^2 / L_s L_r) = 1 - \frac{(12,2 \times 10^{-3})^2}{(12,4 \times 10^{-3})(13,07 \times 10^{-3})} = 81,62 \times 10^{-3}.$$

O torque do motor em função da tensão RMS de fase aplicada ao estator $V_{s(RMS)}$ e sua frequência ω_e , do escorregamento S e dos parâmetros do circuito equivalente é expresso pela equação (4.1) (BOSE, 2002):

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{R_r}{S \omega_e} \frac{(V_{s(RMS)})^2}{[R_s + (R_r/S)]^2 + \omega_e^2 (L_{ls} + L_{lr})^2}, \quad (4.1)$$

e o torque máximo (*pull out torque*) expresso pela equação (4.2):

$$T_{e(max)} = \frac{3}{4} \frac{p}{\omega_e} \frac{(V_{s(RMS)})^2}{\sqrt{R_s^2 + \omega_e^2(L_{ls} + L_{lr})^2} + R_s} . \quad (4.2)$$

4.3 MODELAGEM DO ALGORITMO DE CONTROLE VETORIAL DIRETO ORIENTADO AO FLUXO DO ESTATOR (*DSFOC*)

O diagrama de blocos mostrado na Figura 4.5 corresponde ao esquema para *DSFOC* proposto neste trabalho. Consiste de uma estratégia de Controle Vetorial que emprega um *encoder* para determinar a velocidade angular do rotor, que garante melhor precisão no controle de velocidade e torque, principalmente em baixas velocidades. Há uma tendência na literatura sobre o assunto de maior ênfase em estratégias de Controle Vetorial que não empregam sensor de velocidade (*sensorless*), que de fato é mais vantajosa para motores empregados em sistemas industriais que não dispõem de um sensor de velocidade como item padronizado na fabricação. Contudo, motores fabricados especificamente para sistemas de propulsão veicular já contam com um *encoder* embutido, o que não implica em custo adicional ou alteração de suas características originais.

A partir do sinal de referência de velocidade ω_{mec}^* e do sinal medido de velocidade ω_{mec} são gerados os sinais de referência para o torque, T_e^* , e para o fluxo do estator, ψ_{ds}^* , que por sua vez geram os sinais de referência das componentes do vetor espacial relativo à corrente do estator i_{ds}^* e i_{qs}^* , e também as componentes do vetor espacial relativo à tensão do estator v_{ds}^* e v_{qs}^* , todas expressas no sistema de coordenadas síncrono dq , seguindo a orientação do vetor espacial do fluxo do estator. As tensões expressas no sistema dq são transformadas para o sistema de coordenadas estacionário $\alpha\beta$, resultando nas componentes $v_{\alpha s}^*$ e $v_{\beta s}^*$, a partir das quais são gerados os sinais de controle *PWM* para comutação dos semicondutores do inversor e assim, efetuando o acionamento do motor.

As Figuras 4.6 a 4.10 mostram os esquemáticos elaborados no *PSIM* detalhando cada um dos blocos que compõem o algoritmo do *DSFOC*. Em sequência, são apresentados esquemáticos e resultados de simulação para cada um destes blocos.

Figura 4.5 – Diagrama de blocos do algoritmo de Controle Vetorial Direto Orientado pelo Fluxo do Estator.

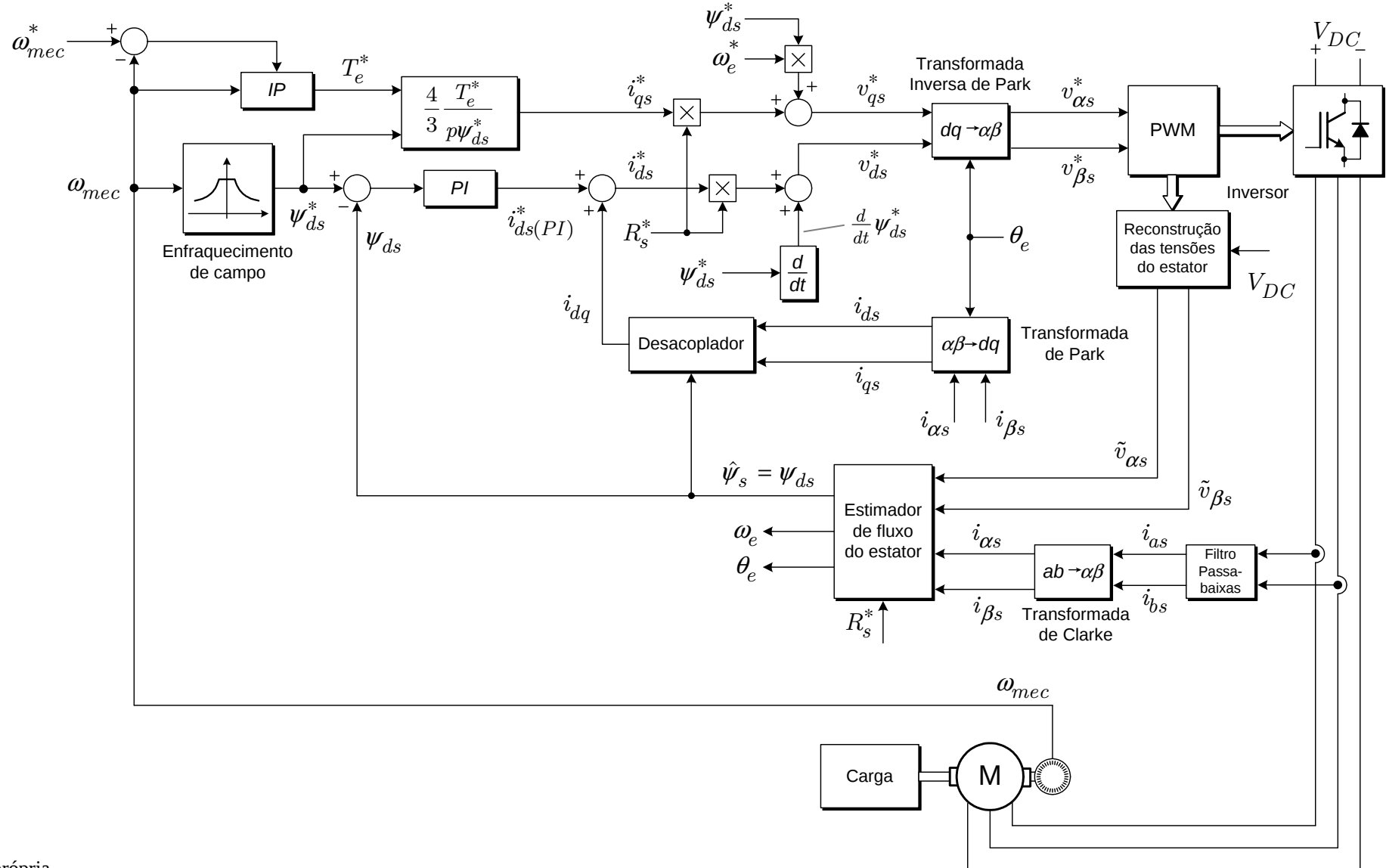


Figura 4.6 – Modelagem elaborada no *PSIM* para o gerador de sinais de controle *PWM*.

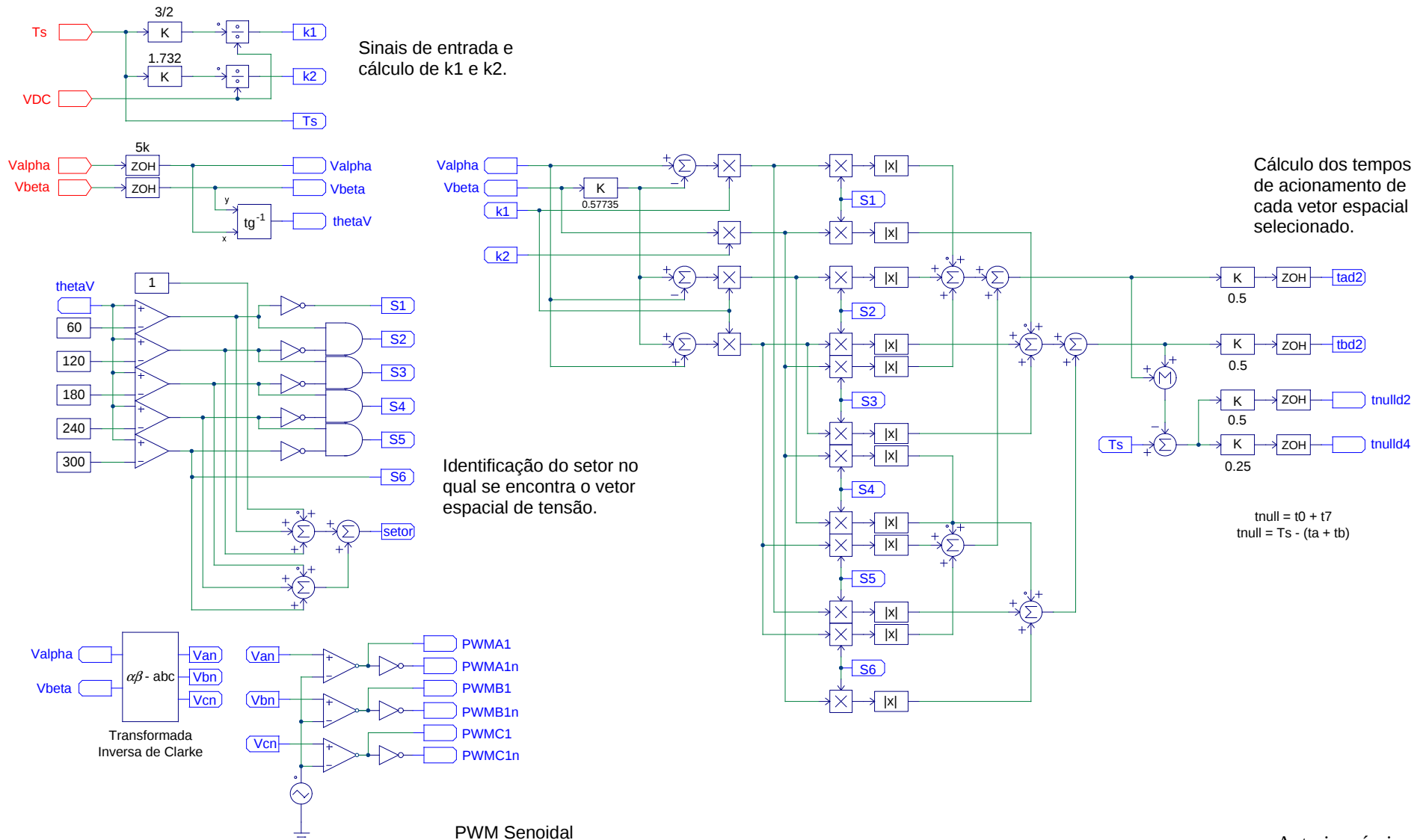
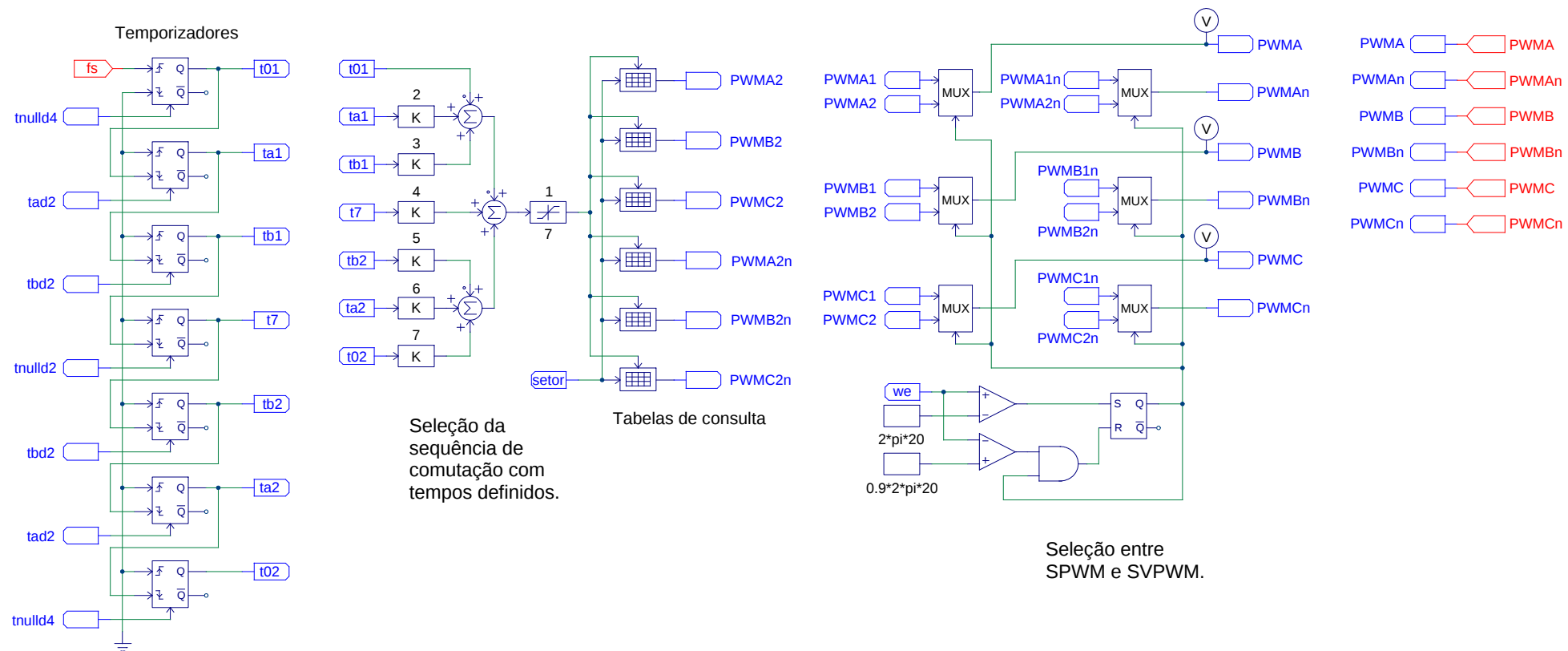


Figura 4.6 – Modelagem elaborada no *PSIM* para o gerador de sinais de controle *PWM* (continuação).



Autoria própria.

Figura 4.7 – Modelagem elaborada no *PSIM* para o bloco de reconstrução das tensões de fase do estator.

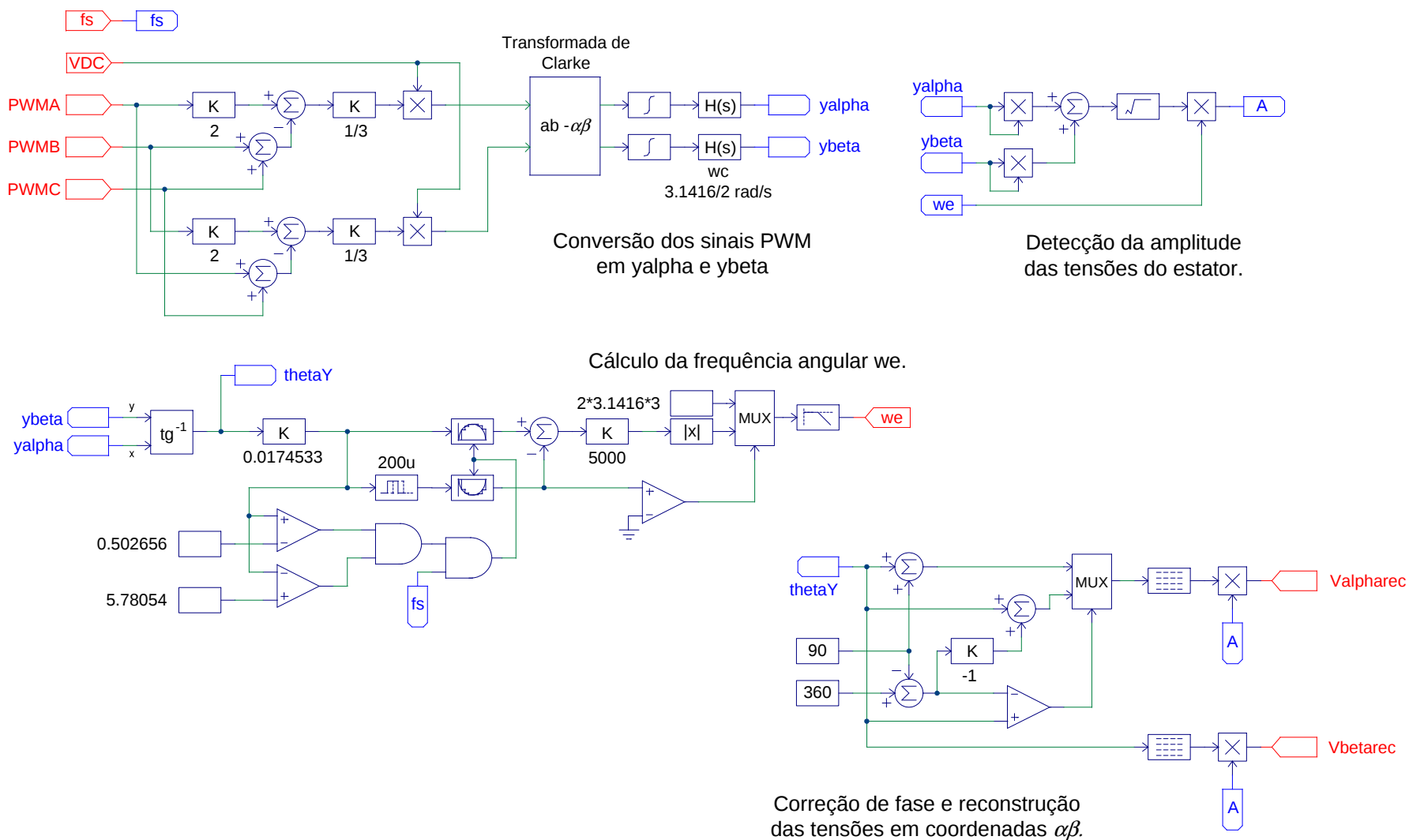
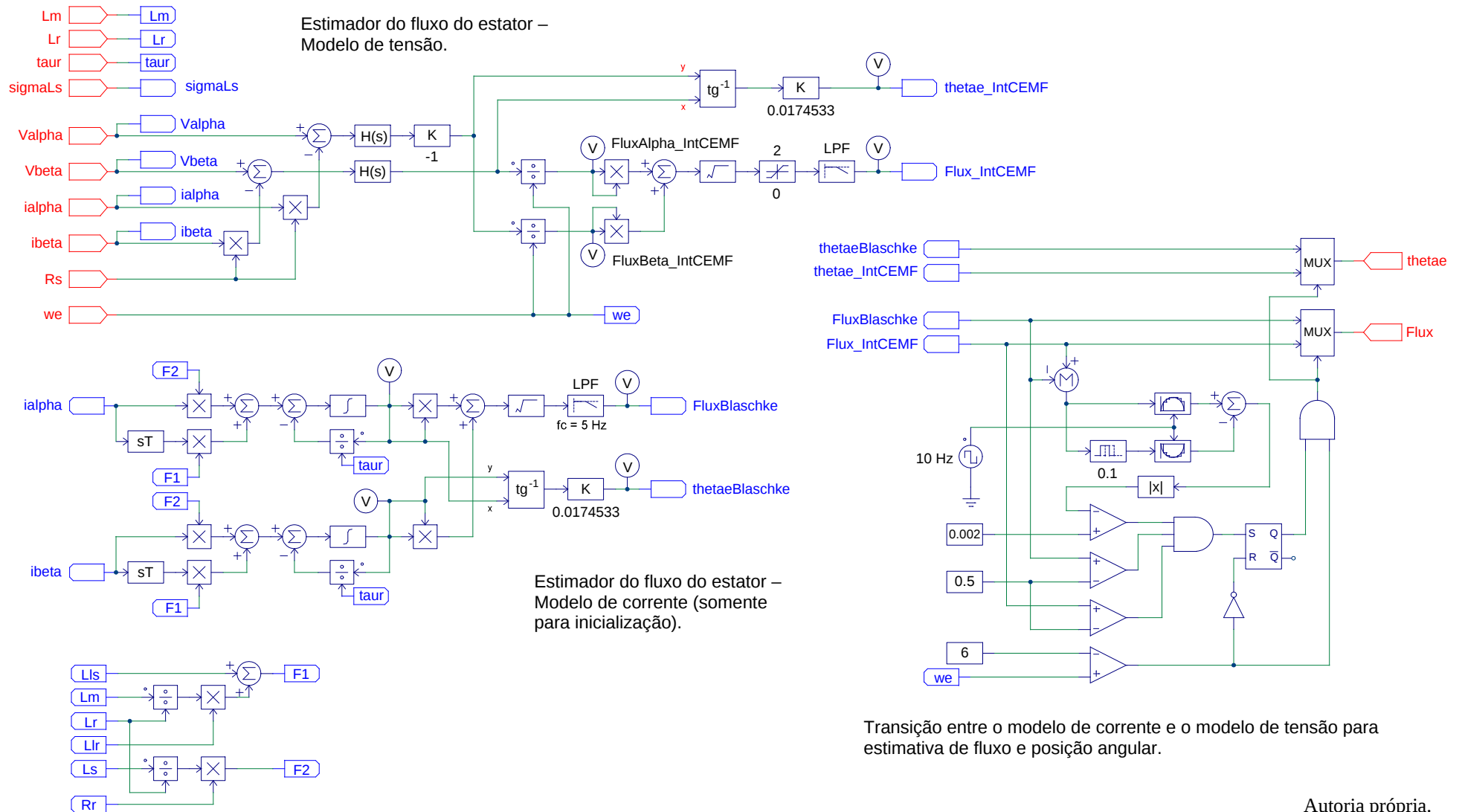


Figura 4.8 – Modelagem elaborada no *PSIM* para o bloco estimador da amplitude e da posição angular do fluxo do estator.



Autoria própria.

Figura 4.9 – Modelagem elaborada no PSIM para os blocos: **(a)** Cálculo de fluxo de referência e enfraquecimento de campo; **(b)** Cálculo de parâmetros derivados dos parâmetros do circuito equivalente do motor; **(c)** Cálculo da corrente de desacoplamento; **(d)** Controlador *IP*; **(e)** Controlador *PI* e **(f)** Cálculo dos valores máximos para o torque de referência do motor e para a corrente de referência $i_{qs}^*(s)$.

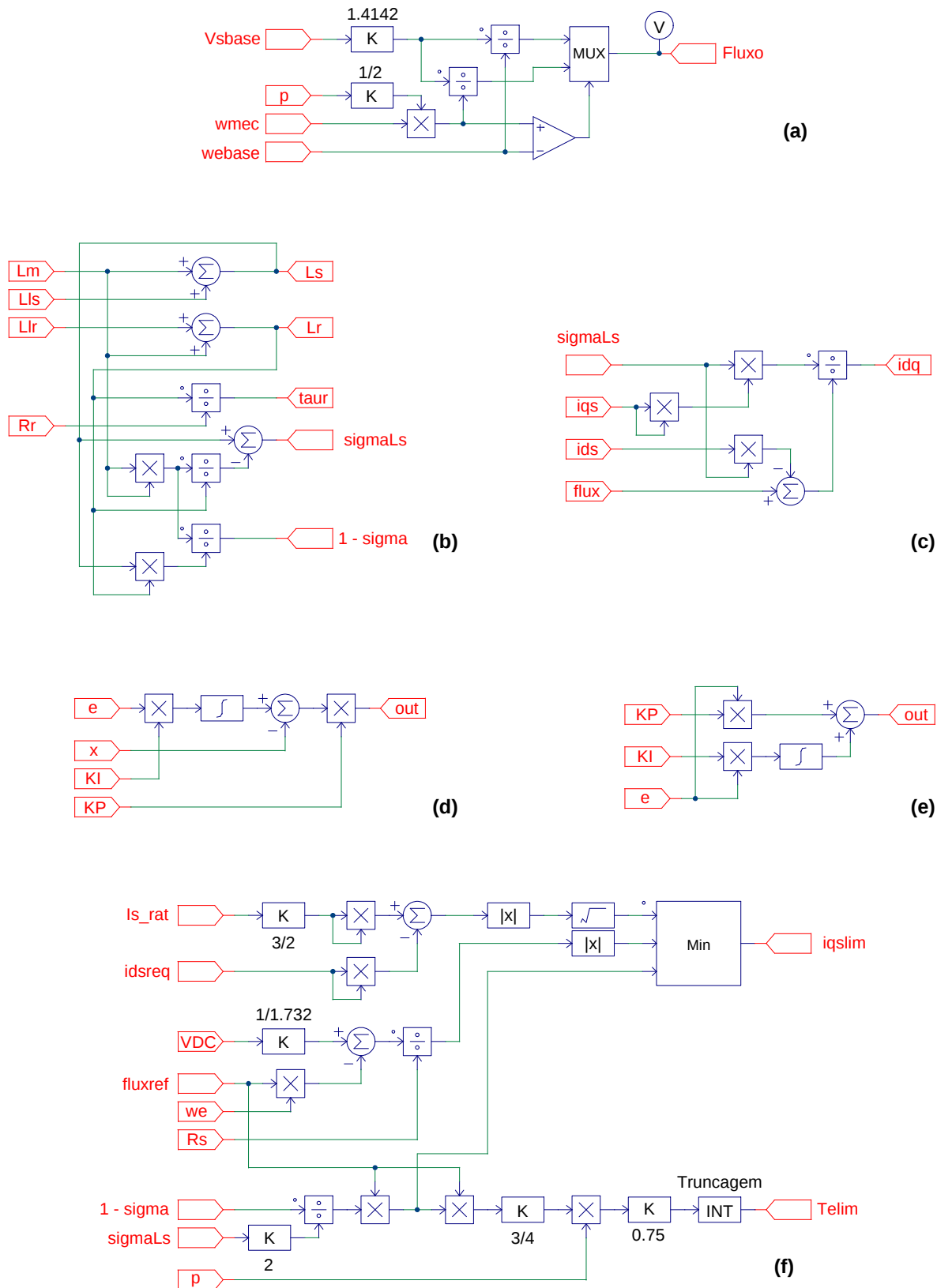
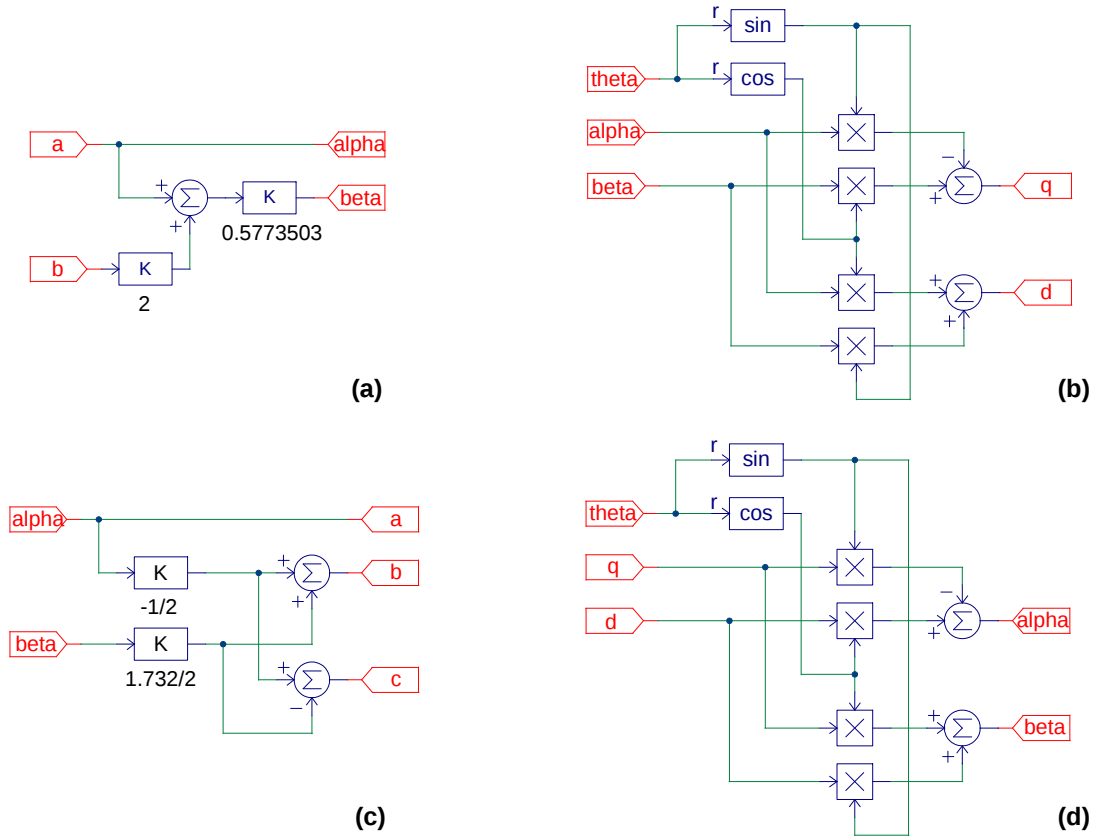


Figura 4.10 – Modelagem elaborada no *PSIM* para os blocos: **(a)** Transformada de Clarke; **(b)** Transformada de Park; **(c)** Transformada inversa de Clarke e **(d)** Transformada inversa de Park.



Autoria própria.

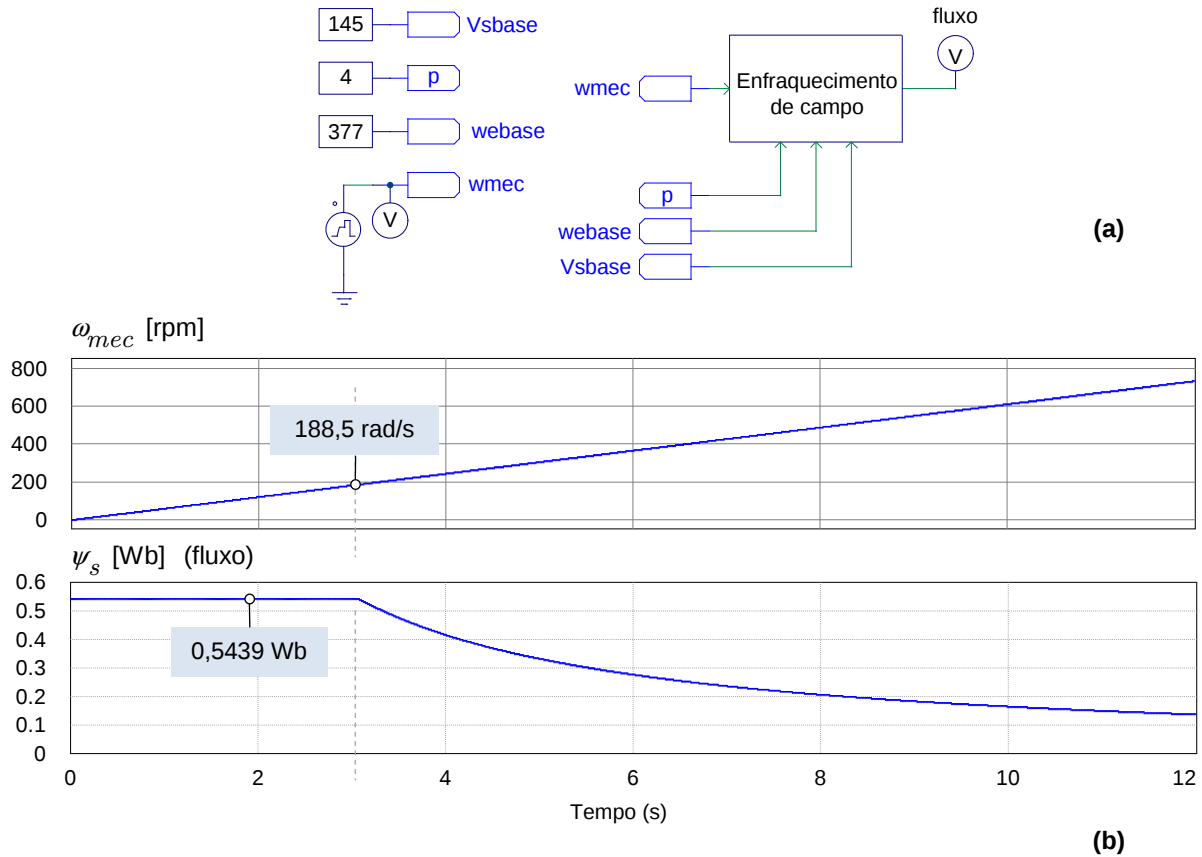
4.4 SIMULAÇÃO DOS BLOCOS COMPONENTES DO ALGORITMO DE CONTROLE VETORIAL

4.4.1.1 Bloco para determinação do fluxo de referência e enfraquecimento de campo

A Figura 4.11(a) ilustra o esquemático elaborado no *PSIM* para teste do bloco que contém o algoritmo de enfraquecimento de campo, utilizado para determinação do valor de referência do fluxo do estator $\hat{\psi}_{ds}^*$ em função da velocidade mecânica do rotor ω_{mec} . A Figura 4.11(b) apresenta os resultados de simulação obtidos a partir deste bloco. Na região de fluxo constante, o valor nominal da amplitude do fluxo do estator é obtido a partir da equação (3.82):

$$\hat{\psi}_{s(nom)} = \frac{\hat{V}_{s(nom)}}{\omega_{e(base)}} = \frac{145\sqrt{2}}{2 \times 3,1416 \times 60} = 0,5439 \text{ Wb},$$

Figura 4.11 – (a) Esquemático elaborado no PSIM para teste do bloco de determinação do valor de referência do fluxo do estator e enfraquecimento do campo. **(b)** Resultados de simulação obtidos.



Autoria própria.

sendo $0,5439 = 0,3846 \cdot \sqrt{2}$, e 0,3846 Wb o valor nominal RMS do fluxo do estator apresentado na Tabela 4.2.

Verifica-se na Figura 4.11(b) que o valor de amplitude de fluxo corresponde ao valor nominal para $0 \leq \omega_{mec} \leq 188,5$ rad/s, sendo este último valor de ω_{mec} correspondente ao valor de base $\omega_r = 377$ rad/s, pois o motor escolhido apresenta 4 polos e $\omega_r = (p/2) \omega_{mec}$. Para $\omega_{mec} > 188,5$ rad/s, tem-se como resultado a atenuação da amplitude do fluxo do estator por um fator multiplicativo $\omega_{e(base)} / \omega_r$, de acordo com o esperado.

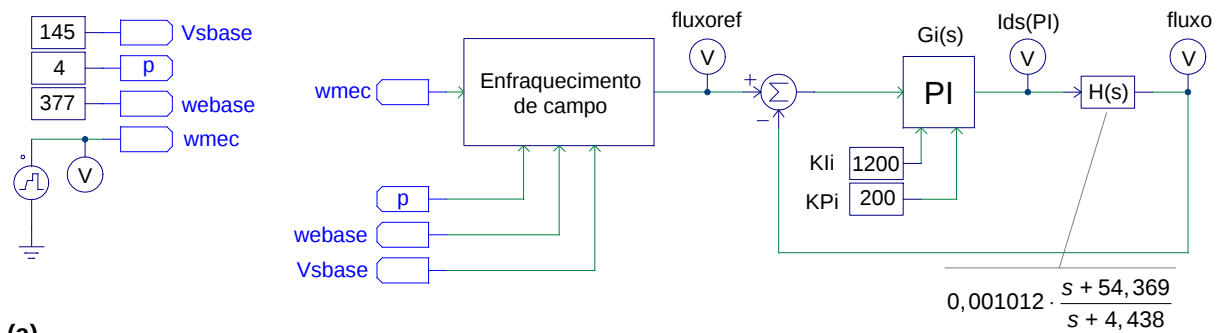
4.4.2 Malha de controle do fluxo do estator com controlador PI e cálculo de $i_{ds}^*(PI)$

O teste do controlador PI e da malha de controle do fluxo do estator é realizado com o auxílio do bloco de enfraquecimento de campo, como ilustrado no esquemático da Figura

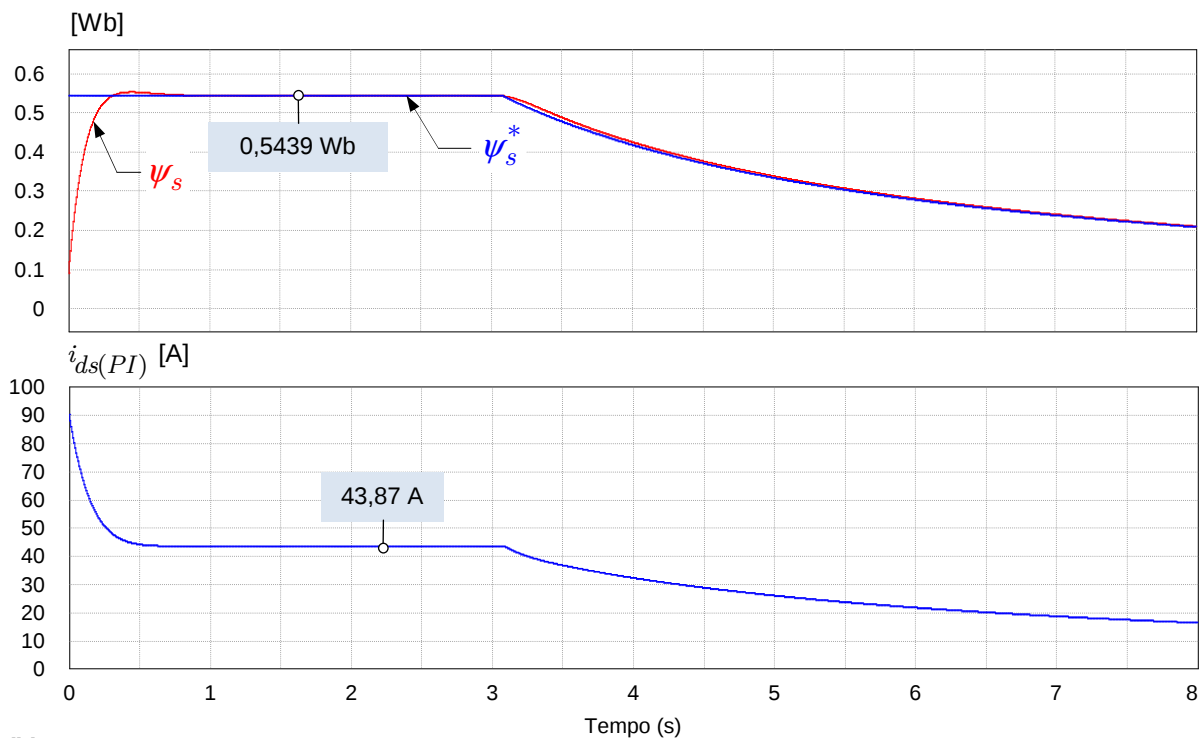
4.12(a), baseado no diagrama de blocos mostrado na Figura 3.15. Os resultados da simulação são mostrados na Figura 4.12(b).

A partir do instante em que se inicia a simulação, tem-se um degrau aplicado à entrada da malha de controle com o valor do fluxo de referência ψ_{ds}^* , sinal este proveniente do bloco de enfraquecimento de campo. Os ganhos proporcional e integral do controlador PI , $K_{Pi} = 200$ e $K_{Ii} = 1200$, são selecionados de modo que a resposta a este degrau tenha o mínimo sobressinal (*overshoot*) e o menor tempo de acomodação possível, como se visualiza na Figura 4.11(b). Ainda na Figura 4.12(b), é possível verificar que há um grande sobressinal

Figura 4.12 – (a) Esquemático elaborado no *PSIM* para teste da malha de controle do fluxo do estator com controlador PI . **(b)** Resultados de simulação obtidos a partir da malha de controle do fluxo do estator.



(a)



(b)

Autoria própria.

inicial, de 90 A ou 105%, porém de curta duração de tempo para o sinal de referência $i_{ds(PI)}^*$. Segundo a equação (3.79), tem-se que na condição de regime permanente ($s \rightarrow 0$):

$$i_{ds(PI)}^* = \frac{\hat{\psi}_{ds}^*}{L_s} = \frac{0,5439}{12,4 \times 10^{-3}} = 43,863 \text{ A},$$

valor muito próximo do obtido a partir da simulação. Além da resposta ao degrau satisfatória, a malha de controle também possibilita que o fluxo do estator ψ_{ds} acompanhe seu valor de referência ψ_{ds}^* com pequeno erro na condição de operação de enfraquecimento de campo. A corrente de referência $i_{ds(PI)}^*$ também tem seu valor diminuído conforme o fluxo do estator é atenuado.

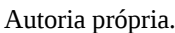
4.4.3 Malha de controle do torque com controlador *IP* e cálculo de i_{qs}^*

A malha de controle do torque e cálculo da corrente de referência i_{qs}^* , mostrada na Figura 4.13, é testada em conjunto com os blocos de enfraquecimento de campo e do modelo dinâmico do veículo. Considera-se que o motor pode trabalhar com sobrecarga durante os intervalos de tempo de aceleração, podendo atingir uma potência mecânica de até 100 kW, aproximadamente 2,7 vezes o valor nominal de potência especificado, 37 kW. Tendo isto em vista, pode-se determinar o valor de $T_{e(lim)}^*$, que é o torque máximo que o motor pode entregar ao eixo para uma determinada velocidade. O pedal acelerador impõe um determinado valor de aceleração e uma velocidade de referência ω_{mec}^* . O torque de carga T_L referenciado ao eixo do motor consiste da relação entre o torque de carga no eixo do veículo e a relação de transmissão G . O momento de inércia J é referenciado ao eixo do motor, calculado a partir da equação (4.3):

$$J = J_{rot} + \frac{J_L}{(G\eta)^2}, \quad (4.3)$$

e substituindo os valores:

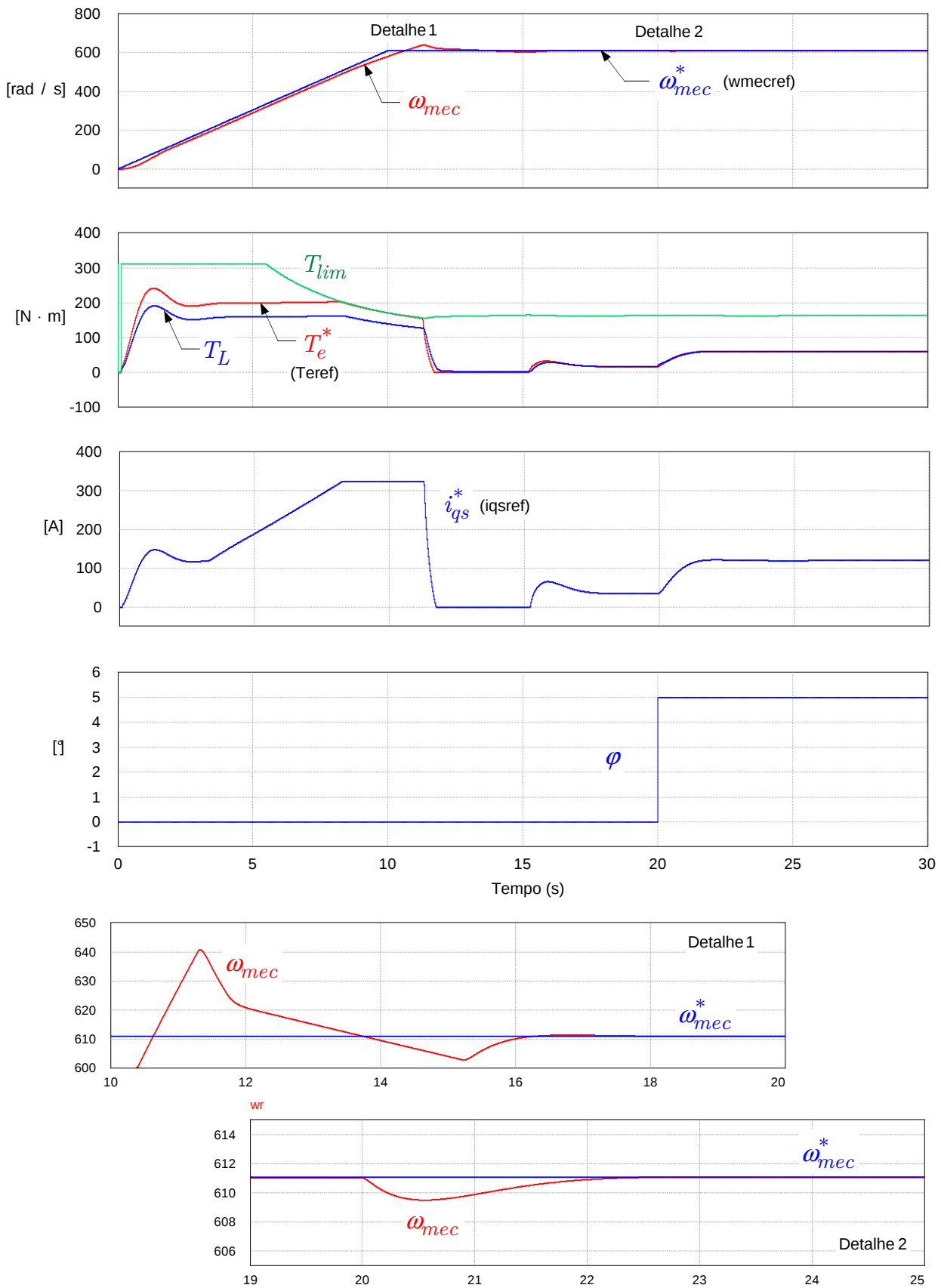
$$J = 0,46 + \frac{7,48}{(6,244 \cdot 0,97)^2} = 0,664 \text{ kg} \cdot \text{m}^2,$$



Os ganhos do controlador *IP* são determinados de modo a permitir que a malha de controle imponha um torque por parte do motor para que a velocidade desenvolvida acompanhe a velocidade de referência ao longo do tempo, visando apresentar pequeno tempo de acomodação e pequeno sobressinal de velocidade.

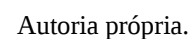
Na Figura 4.14, são mostrados os resultados de simulação no *PSIM* referentes ao esquemático na Figura 4.13. Tem-se o sinal de referência de velocidade ω_{mec}^* partindo do repouso até aproximadamente 611 rad/s em 10 s, e visualiza-se a velocidade desenvolvida acompanhando a referência, apresentando um pequeno erro instantâneo durante o intervalo de aceleração e com um sobressinal de aproximadamente 30 rad/s, ou 4,9%. No instante 20 s, tem-se que o ângulo de inclinação da via φ passa de 0° para 5°, o que provoca uma pequena perturbação na velocidade do veículo, rapidamente corrigida pela malha de controle para atingir novamente a velocidade de referência. Também são mostrados os gráficos do torque da carga T_L , do torque desenvolvido pelo motor T_e^* e da corrente i_{qs}^* .

Figura 4.14 – Resultados de simulação obtidos para a malha de controle de torque.



Autoria própria.

Figura 4.15 – Esquemático elaborado no *PSIM* para teste do bloco gerador de sinais *PWM*, do bloco de reconstrução das tensões de fase do estator e do bloco estimador de fluxo.

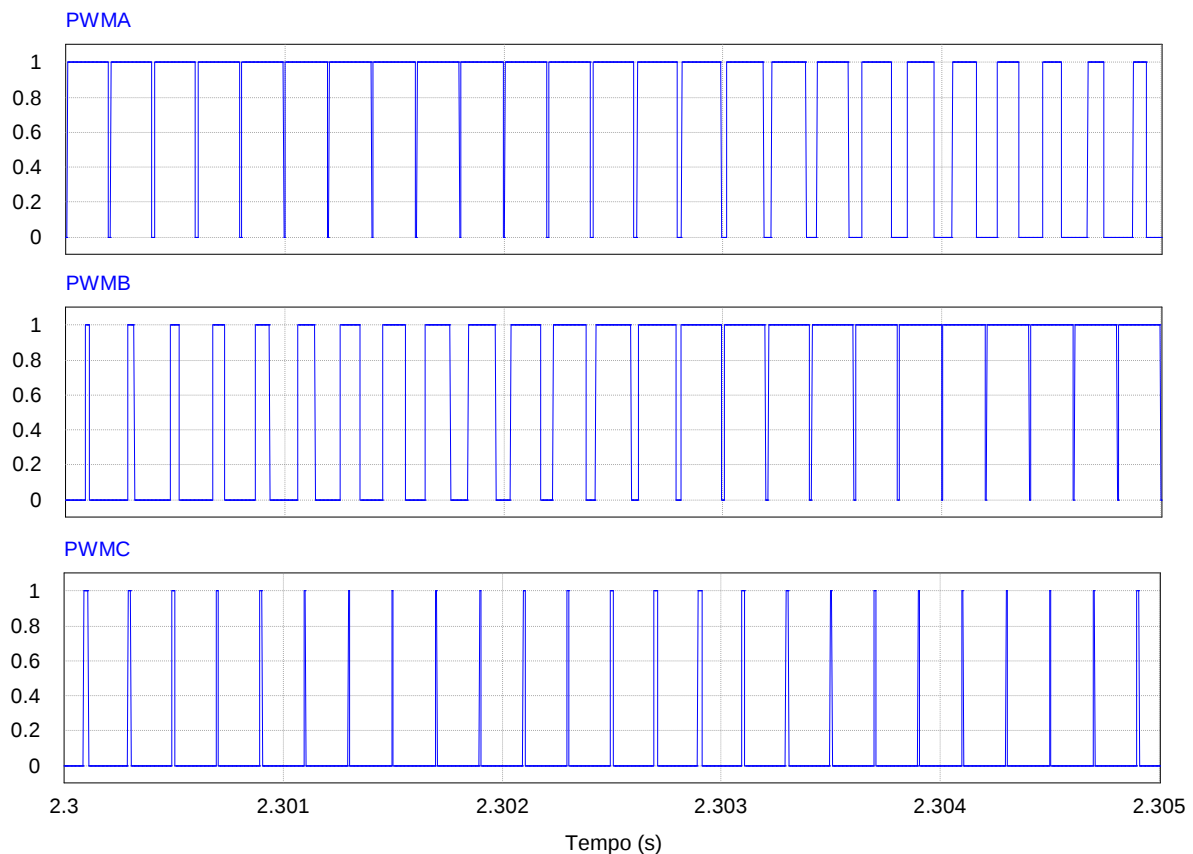


tensão de barramento *DC* igual a 380 V acionando o motor de indução, cujo eixo é acoplado a uma engrenagem de redução e à carga, cujo torque é fixado neste teste em 400 N·m. A frequência de chaveamento adotada para o inversor é $f_{sw} = 5$ kHz, e consequentemente o período de chaveamento é $T_{sw} = 200$ μ s.

Conforme detalhado na Figura 4.6, o bloco gerador de sinais *PWM* dispõe de duas diferentes técnicas: *SPWM* e *SVPWM*. O *SPWM* é utilizado para modular tensões de baixa amplitude e baixa frequência (até 30 Hz no modelo elaborado) uma vez que em testes realizados, verificou-se maior distorção harmônica total nas correntes de fase do estator utilizando o *SVPWM* nas condições citadas comparada ao *SPWM*. Para tensões de frequência fundamental superior a 30 Hz, utiliza-se então o *SVPWM*.

Às entradas do gerador de sinais *PWM* são aplicadas tensões $v_{\alpha s}$ e $v_{\beta s}$, cossenoidais, de amplitude $145\sqrt{2}$ V, frequência 60 Hz e defasadas entre si de 90°. A Figura 4.16 mostra

Figura 4.16 – Resultados de simulação obtidos para o bloco gerador de sinais *PWM*.

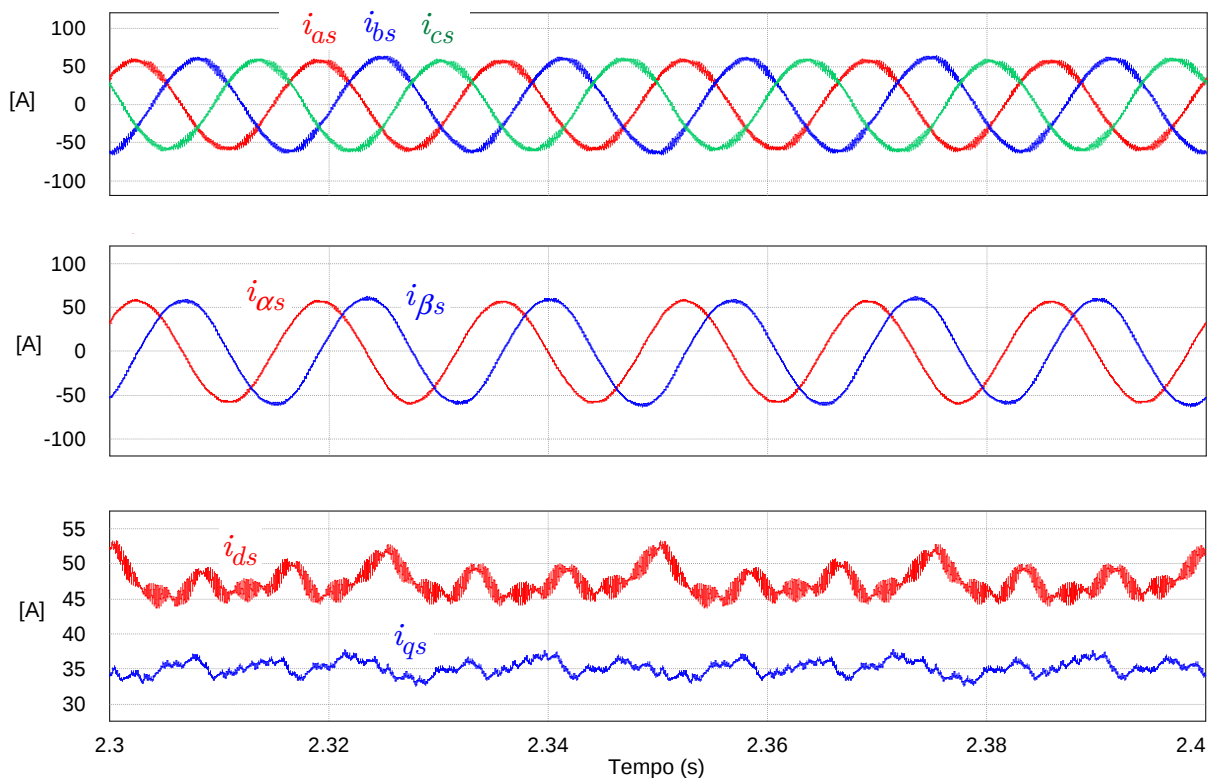


Autoria própria.

as formas de onda dos sinais de controle *PWM* gerados no intervalo entre 2,3 s e 2,305 s. Verifica-se a variação da largura de pulso dos sinais *PWMA*, *PWMB* e *PWMC* no decorrer do tempo. A correta modulação das tensões aplicadas às fases do estator do motor provoca a circulação de correntes cossenoidais de fases i_{as} , i_{bs} e i_{cs} , conforme mostrado na Figura 4.17, que também traz as formas de onda das correntes do estator convertidas para o sistema de coordenadas $\alpha\beta$, $i_{\alpha s}$ e $i_{\beta s}$, e para o sistema de coordenadas dq , i_{ds} e i_{qs} , no intervalo entre 2,3 s e 2,4 s.

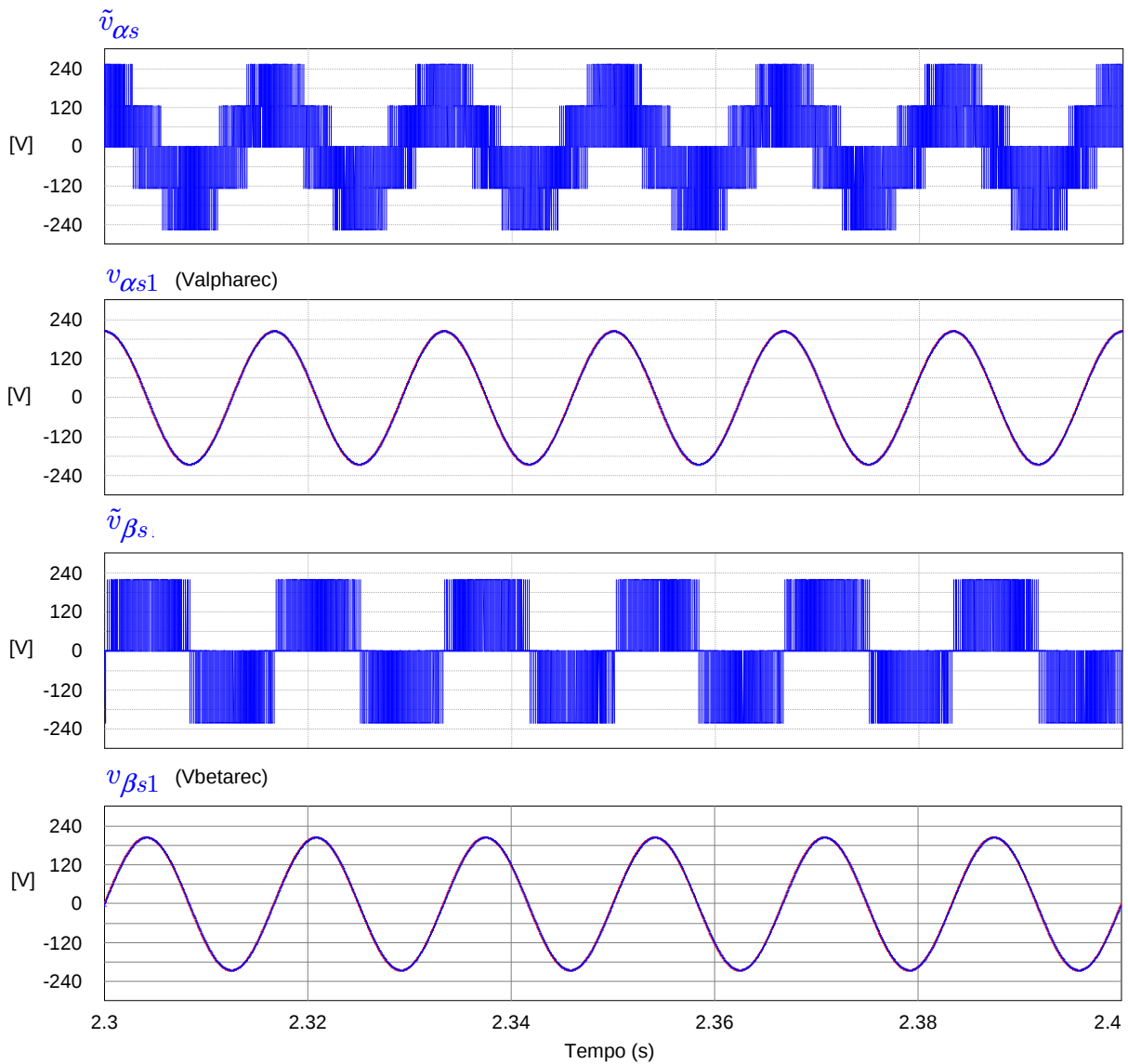
A Figura 4.18 traz os resultados de simulação referentes ao bloco de reconstrução das tensões do estator. Utilizando o algoritmo proposto, cujo detalhamento fora apresentado na Figura 4.7, é possível estimar as tensões de fase $\tilde{v}_{\alpha s}$ e $\tilde{v}_{\beta s}$ moduladas por *PWM* e reconstruir os sinais cossenoidais das componentes fundamentais $v_{\alpha s1}$ e $v_{\beta s1}$. As tensões recuperadas apresentam mesma amplitude e fase dos sinais de referência aplicados às entradas do gerador de sinais *PWM*, comprovando a validade do método.

Figura 4.17 – Resultados de simulação: correntes de estator.



Autoria própria.

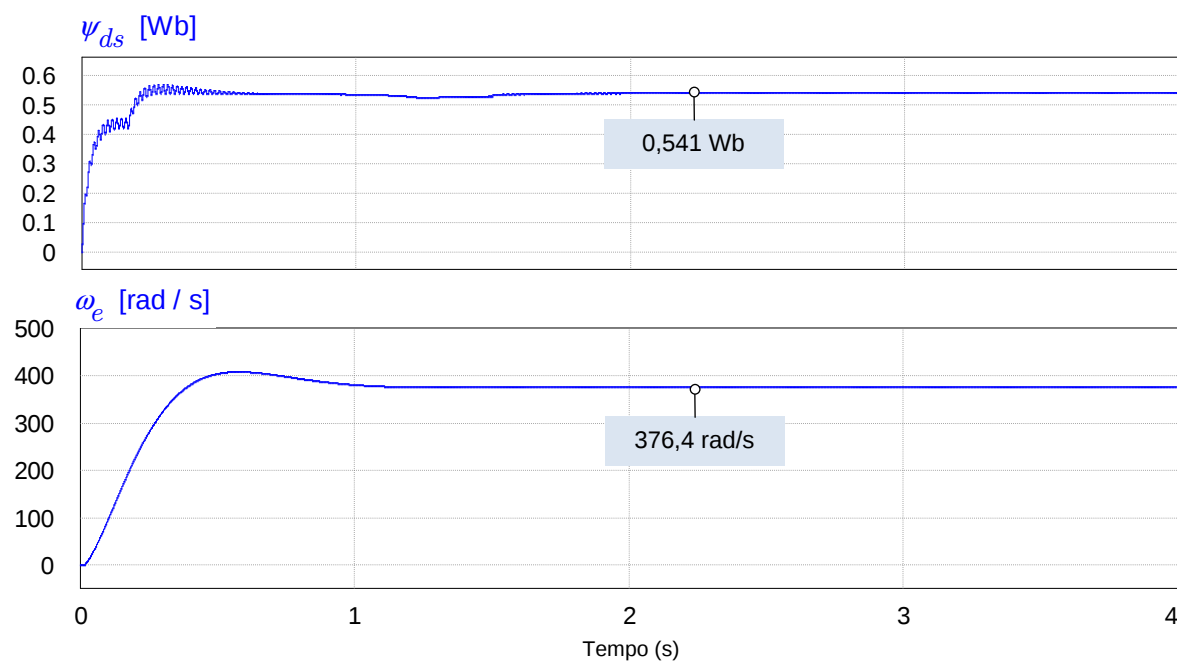
Figura 4.18 – Resultados de simulação para o bloco de reconstrução das tensões de fase do estator.



Autoria própria.

Na Figura 4.19, tem-se os gráficos do fluxo do estator estimado ψ_{ds} e da frequência angular ω_e versus tempo. Para a situação simulada, verifica-se que o tempo de acomodação é aproximadamente 1 s tanto para a estimativa de ψ_{ds} quanto para a estimativa ω_e , com valores em regime permanente de 0,541 Wb e 376,4 rad/s, em conformidade com o esperado teoricamente.

Figura 4.19 – Resultados de simulação para o bloco estimador do fluxo do estator.



5 CONCLUSÃO

Neste trabalho, é apresentada a modelagem do sistema dinâmico de propulsão veicular e blocos do esquema de Controle Vetorial Orientado ao Fluxo do Estator para motor de indução trifásico utilizando uma abordagem analítica e com detalhamento de cada um dos blocos:

- Modelo dinâmico do veículo;
- Modelo dinâmico do motor de indução;
- Malha de controle do fluxo e enfraquecimento de campo;
- Malha de controle de torque e velocidade;
- Bloco de geração de sinais *PWM*;
- Bloco de reconstrução das tensões de fase no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ a partir dos sinais de controle *PWM* e da tensão do barramento *DC*;
- Bloco estimador do fluxo do estator;

Para averiguar o funcionamento de cada subsistema que compõe o sistema de propulsão, simulações computacionais são efetuadas a partir da implementação dos modelos utilizando o *software PSIM*. Os resultados apresentados são satisfatórios, em conformidade com os dados resultantes de análise teórica. Contudo, não foi possível ainda obter resultados concisos da simulação do modelo global, envolvendo todos os subsistemas em conjunto. Por razão ainda não esclarecida, ocorreram divergências numéricas na simulação e instabilidade no sistema global mencionado. Há também um problema relativo ao *hardware* disponível, uma vez que para melhorar a precisão da simulação é necessário diminuir o tempo de passo, o que acarretou na extrapolação da memória *RAM* disponível no computador (4 GB). Desta forma, faz-se necessário processar o modelo implementado em um computador com maior capacidade de memória.

No entanto, há algumas contribuições que podem ser aqui mencionadas:

- Método híbrido de geração de sinais de controle *PWM*, com uso da técnica *PWM* Senoidal para modular tensões de frequências até um determinado valor (no caso, 30 Hz) e o *PWM* por Vetores Espaciais para modular tensões acima do valor de frequência determinado;

- Apresentação detalhada de um método de reconstrução das tensões de fase a partir dos sinais de controle *PWM* e da tensão do barramento *DC*. A implementação física deste método dispensaria o uso de sensores de tensão em sistemas de acionamento para motores;
- Apresentação detalhada de um novo método para efetuar a estimativa do fluxo do estator, essencial para o tipo de controle vetorial aqui estudado.

A abordagem do assunto adotada nesta tese tem um caráter didático, o que facilita a reprodução dos resultados obtidos.

Trabalhos Futuros

A partir dos resultados apresentados nesta tese, tem-se a possibilidade de realizar mais trabalhos nesta linha de pesquisa:

- Aprimoramento do modelo e correção de erros;
- Aplicação de técnicas avançadas de controle mediante variação de parâmetros do motor de indução durante operação: *MRAC*, *Fuzzy*, etc e;
- Implementação física do Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator em um sistema de acionamento de motor de indução trifásico empregando um *DSP* ou microcontrolador avançado.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

BÖCKER, J. State of the Art of Induction Motor Control. In: **IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)**, Antalya (Turkey), Volume 2, p. 1459 – 1464, 2007.

BOSE, B. K. **Modern Power Electronics and AC Drives**. Upper Saddle River (USA): Prentice Hall PTR, 2002. 711 p.

BOSE, B. K.; PATEL, N. R.; RAJASHEKARA, K. A Start-Up Method for a Speed Sensorless Stator-Flux-Oriented Vector-Controlled Induction Motor Drive. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Volume 44, Issue 4, August 1997.

BOUSSAK, M.; JARRAY, K. A High-Performance Sensorless Indirect Stator Flux Orientation Control of Induction Motor Drive. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Volume 53, Issue 1, February 2006.

BUYUKDEGIRMENCI, V. T.; BAZZI, A. M.; KREIN, P. T. Evaluation of Induction and Permanent-Magnet Synchronous Machines Using Drive-Cycle Energy and Loss Minimization in Traction Applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Volume 50, Issue 1, January / February 2014.

CHAN, C. C. The State of Art of Electric and Hybrid Vehicles. **Proceedings of the IEEE**, Volume 90, Issue 2, p. 247 – 274, February 2002.

CHAN, C. C. The State of Art of Electric, Hybrid and Fuel Cell Vehicles. **Proceedings of the IEEE**, Volume 95, Issue 4, p. 704 – 718, April 2007.

CHAN, C. C.; WONG, Y. S. Electric Vehicles Charge Forward. **IEEE Power & Energy Magazine**, Volume 2, Issue 6, p. 24 – 33, November / December 2004.

CHAU, K. T.; CHAN, C. C.; LIU, C. Overview of Permanent-Magnet *Brushless* Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Volume 55, Issue 6, p. 2246 – 2257, June 2008.

CHUN, T. W.; CHOI, M. K.; BOSE, B. K. A Novel Startup Scheme of Stator-Flux-Oriented Vector-Controlled Induction Motor Drive without Torque Jerk. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Volume 39, Issue 3, p. 776 – 782, May/June 2003.

EHSANI, M. *et al.* **Modern Electric, Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory and Design**. Boca Raton (USA): CRC Press, 2005. 395 p.

FAIZ, J. *et al.* Direct Torque Control of Induction Motors for Electric Propulsion Systems. **Elsevier Electric Power Systems Research**, Volume 51, Issue 2, p. 95 – 101, August 1999.

FREITAS *et al.* An Integration Algorithm for Induction Motor Stator Flux Estimation with DC Offset Compensation. In: **XI Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 2011)**, Natal (Brazil), p. 1095 – 1099, 2011.

GAO, D. W.; MI, C.; EMADI, A. Modeling and Simulation of Electric and Hybrid Vehicles. **Proceedings of the IEEE**, Volume 95, Issue 4, p. 729 – 745, April 2007.

GILLESPIE, T. D. **Fundamentals of Vehicle Dynamics**. Warrendale (USA): Society of Automotive Engineers (SAE), 1992. 470 p.

GOLDEMBERG, C.; LEBENSZTAJN, L.; PELLINI, E. L. **A Evolução do Carro Elétrico**. 2005. Disponível em: <<https://pt.scribd.com/doc/80953998/Evolucao-do-Carro-Eletrico>>. Acesso em 02/01/2012.

HU, J.; WU, B. New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Volume 13, Issue 5, p. 969 – 977, September 1998.

KUMAR, L; JAIN, S. Electric Propulsion System for Electric Vehicular Technology: A Review. **Elsevier Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Volume 29, p. 924 – 940, January 2014.

LI, B.; LI, L. New Integration Algorithms for Flux Estimation of AC Machines. In: **Proceedings of the Fourteenth International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2011)**, Beijing (China), 2011, p. 1 – 5.

LI, Y.; HUANG, W.; HU, Y. A Low Cost Implementation of Stator-Flux-Oriented Induction Motor Drive. In: **Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2005)**, Nanjing (China), 2005, Volume 2, p. 1534 – 1538.

LIAW, G. M.; LIN, F. J. A Robust Speed Controller for Induction Motor Drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Volume 41, Issue 3, p. 308 – 315, June 1994.

LORENZ, R. D.; LIPO, T. A.; NOVOTNY D. W. Motion Control with Induction Motors. **Proceedings of the IEEE**, Volume 82, Issue 8, p. 1215 – 1240, August 1994.

LUCENA, S. E. A Survey on Electric and Hybrid Electric Vehicle Technology. In: SOYLU, S. (Ed.) **Electric Vehicles – The Benefits and Barriers**. Rijeka (Croatia): Intech, 2011. Chapter 1, p. 1 – 18.

LUKIC, S. M. *et al.* Energy Storage Systems for Automotive Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Volume 40, Issue 1, p. 225 – 2267, June 2008.

MAGGETO, G.; VAN MIERLO, J. Electric and Electric Hybrid Vehicle Technology: A Survey. In: **IEE Seminar on Electric, Hybrid and Fuel Cell Vehicles**, Durham (UK), 2000, p. 1/1 – 1/11.

MAN, Y.; CHEN, X. The Space Vector Control for Induction Motors Based on Stator Flux Orientation. In: **6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)**, Beijing (China), p. 1265 – 1268, 2011.

MEI, B.; FENG, J. Study on Stator Flux Oriented Sensorless Induction Motor Control System. In: **17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)**, Hangzhou (China), p. 758 – 762, 2014.

MELLOR, P. H.; SCHOFIELD, N.; HOWE, D. Flywheel and Supercapacitor Peak Power Buffer Technologies. In: **IEE Seminar on Electric, Hybrid and Fuel Cell Vehicles**, Durham (UK), p. 8/1 - 8/5, 2000.

MENGONI, M. *et al.* Stator Flux Vector Control of Induction Motor Drive in the Field Weakening Region. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Volume 23, Issue 2, p. 941 – 949, March 2008.

MIA ELECTRIC. Disponível em:

<http://www.mia-electric.com/sites/www.mia-voiture-electrique.com/files/brochure_44pages_en_light_0.pdf>

Acesso em 1º de novembro de 2013.

NEACSU, D. O. Space Vector Modulation – An Introduction (Tutorial). In: **27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'01)**, Denver (USA), p. 1583 – 1592, 2001.

OLARESCU, N. V. *et al.* Optimum Torque Control Algorithm for Wide Speed Range and Four Quadrant Operation of Stator Flux Oriented Induction Machine Drive without Regenerative Unit. In: **3rd IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2011)**, Phoenix (USA), p. 1773 – 1777, 2011.

ONODA, S.; EMADI, A. PSIM–Based Modeling of Automotive Power Systems: Conventional, Electric and Hybrid Electric Vehicles. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, Volume 53, Issue 2, p. 390 – 400, March 2004.

OZKOP, E.; OKUMUS, H. I. Direct Torque Control of Induction Motor Using Space Vector Modulation (SVM-DTC). In: **12th International Middle-East Power System Conference (MEPCON 2008)**, Aswan (Egypt), p. 368 – 372, 2008.

PARK, R. H. Two-Reaction Theory of Synchronous Machines Generalized Method of Analysis – Part I. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, Volume 48, Issue 3, p. 716 – 727, July 1929.

PARK, G. *et al.* Integrated Modeling and Analysis of Dynamics for Electric Vehicle Powertrains. **Elsevier Expert Systems with Applications**, Volume 41, Issue 5, p. 2595- 2607, April 2014.

PELLEGRINO, G. *et al.* Comparison of Induction and PM Synchronous Motor Drives for EV Application Including Design Examples. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Volume 48, Issue 6, p. 2322 – 2332, November / December 2012.

REISINGER, R.; EMADI, A. Sensible Transportation Electrification: Get Rid of Inefficient Powertrain Designs. **IEEE Electrification Magazine**, Volume 1, Issue 2, p. 6 – 12, December 2013.

SALVATORE, N. *et al.* Stator Flux Oriented Control of Induction Motors using Variable – Saturation Regulators. In: **International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)**, Ischia (Italy), p. 96 – 100, 2008.

SREEKUMAR, T.; JIJU K. S. Comparison of Proportional-Integral (PI) and Integral-Proportional (IP) Controllers for Speed Control in Vector Controlled Induction Motor Drive. In: **2nd International Conference on Power, Control and Embedded Systems (ICPCES)**, Allahabad (India), p. 1 – 6, 2012.

SHIN, M. *et al.* An Improved Stator Flux Estimation for Speed Sensorless Stator Flux Orientation Control of Induction Motors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Volume 15, Issue 2, p. 312 – 318, March 2000.

SHIN, M.; HYUN, D.; CHO, S. Maximum Torque Control of Stator-Flux-Oriented Induction Machine Drive in the Field-Weakening Region. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Volume 38, Issue 1, p. 117 – 122, January / February 2002.

TABOREK, J. J. **Mechanics of Vehicles**, Cleveland (USA): Penton Publishing Co., 1957. 93 p.

TOLIYAT, H. A. *et al.* DSP-Based Control of Variable Speed Drives. In: RASHID, M. H. (Ed.) **Power Electronics Handbook – Devices, Circuits and Applications**, 2nd Edition. San Diego (USA): Academic Press (Imprint of Elsevier Science), 2007. Chapter 37, p. 1031 – 1052.

The Difference Machine: Nikola's Revenge. **The Economist**, Los Angeles, April 1th 2011. Disponível em: <http://www.economist.com/blogs/babbage/2011/04/induction_motors>. Acesso em 22 de maio de 2014.

VAN DER BROECK, H. W.; SKUDELNY, H. C.; STANKE, G. V. Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Volume 24, Issue 1, p. 142 – 150, January / February 1988.

VAS, P.; STRONACH, A. F. *DSP-Controlled Intelligent High-Performance AC Drives – Present and Future*. In: **IEEE Colloquium on Vector Control and Direct Torque Control of Induction Motors**, London (UK), p. 7/1 – 7/8, 1995.

WANG, Y.; DENG Z. An Integration Algorithm for Stator Flux Estimation of a Direct-Torque-Controlled Electrical Excitation Flux-Switching Generator. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Volume 17, Issue 2, p. 411 – 420, June 2012.

WONG, J. Y. **Theory of Ground Vehicles**. 3rd Edition. New York (USA): John Wiley & Sons, 2001. 528 p.

XU, X.; DE DONCKER, R.; NOVOTNY, D. W. A Stator Flux Oriented Induction Machine Drive. In: **19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'88)**, Kyoto (Japan), Volume 2, p. 870 – 876, 1988.

XU, X.; NOVOTNY, D. W. Selection of the Flux Reference for Induction Machine Drives in the Field Weakening Region. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Volume 28, Issue 6, p. 1353 – 1358, November / December 1992.

ZHU, Z. Q.; HOWE, D. Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid and Fuel Cell Vehicles. **Proceedings of the IEEE**, Volume 95, Issue 4, p. 746 – 765, April 2007.