

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE OURO PRETO  
INSTITUTO DE CIÊNCIAS EXATAS E APLICADAS  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Controle de Acionamento do Motor  
Brushless AC para Aplicação em Veículos  
Elétricos com Frenagem Regenerativa**

Diego Junior Dias Martins

**TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO  
JOÃO MONLEVADE, MG  
2015**

Universidade Federal de Ouro Preto  
Departamento de Engenharia Elétrica

# Controle de Acionamento do Motor Brushless AC para Aplicação em Veículos Elétricos com Frenagem Regenerativa

Diego Junior Dias Martins

Monografia apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Ouro Preto como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Engenharia Elétrica

Orientador: Renan Fernandes Bastos

Coorientador: Víctor Costa da Silva Campos

João Monlevade, MG

2015

"A mente que se abre a uma  
nova idéia jamais volta ao seu  
tamanho original"

---

Albert Einstein



### ANEXO IV - ATA DE DEFESA

Aos 23 dias do mês de março de 2016, às 16 horas, no bloco B deste instituto, foi realizada a defesa de monografia pelo formando Diego Junior Dias Martins, sendo a comissão examinadora constituída pelos professores: Renan Fernandes Bastos, Víctor Costa da Silva Campos e Juan Carlos Galvis Manso.

O candidato apresentou a monografia intitulada: Controle de Acionamento do Motor Brushless AC para Aplicação em Veículos Elétricos com Frenagem Regenerativa. A comissão examinadora deliberou, por unanimidade, pela Aprovação do candidato, com a nota média 9.0, de acordo com a tabela 1. Na forma regulamentar foi lavrada a presente ata que é assinada pelos membros da comissão examinadora e pelo formando.

Tabela 1 – Notas de avaliação da banca examinadora

Banca Examinadora	Nota
Renan Fernandes Bastos	9.0
Víctor Costa da Silva Campos	9.0
Juan Carlos Galvis Manso	9.0
<b>Média</b>	<b>9.0</b>

João Monlevade, 23 de março de 2016.

Renan Fernandes Bastos

Orientador

Renan Fernandes Bastos

Diego Junior Dias Martins

Aluno

Diego Junior Dias Martins

Víctor Costa da Silva Campos

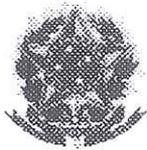
Convidado

Víctor Costa da Silva Campos

Juan Carlos Galvis M.

Convidado

Juan Carlos Galvis Manso



## ANEXO X - TERMO DE RESPONSABILIDADE

O texto do trabalho de conclusão de curso intitulado “**Controle de Acionamento do Motor Brushless AC para Aplicação em Veículos Elétricos com Frenagem Regenerativa**” é de minha inteira responsabilidade. Declaro que não há utilização indevida de texto, material fotográfico ou qualquer outro material pertencente a terceiros sem a devida citação ou consentimento dos referidos autores.

João Monlevade, 23 de março de 2016.

  
Diego Junior Dias Martins

# Agradecimentos

À Deus por ter me dado saúde e força para superar as dificuldades.

À minha família, pelo incentivo e colaboração, principalmente nos momentos de dificuldade.

À Sandra Bastos, pelo incentivo e motivação para iniciar a graduação.

Meus agradecimentos aos amigos, em especial ao Miguel, Paulo, João Paulo e Thiago, no qual fizemos todo o curso juntos, pelo apoio nas horas difíceis, pelo auxílio nos trabalhos, e ajuda nos momentos de dificuldades não só na carreira acadêmica. Muito obrigado por terem feito parte da minha formação.

Ao Renan Bastos, Víctor Costa e Marcio Braga, pelo apoio, confiança e empenho dedicado à elaboração deste trabalho.

Agradeço todos os professores que me proporcionaram o conhecimento não apenas racional, a manifestação de caráter e afetividade de educação no processo de formação profissional, por tanto que se dedicaram a mim, não somente por terem me ensinado, mas por terem me feito aprender.

À Universidade Federal de Ouro Preto, pela oportunidade de fazer o curso.

Por fim, todos que de forma direta ou indiretamente fizeram parte da minha formação, e muito obrigado.

# Resumo

Nesta monografia é apresentado o estudo do acionamento do motor brushless AC aplicado em veículos elétricos (VE), com frenagem regenerativa. A máquina é acionada por inversor, com controle vetorial, que permite o desacoplamento entre torque e fluxo da máquina síncrona de ímãs permanentes (brushless AC ou MSIP), podendo ser controlada de forma análoga a uma máquina de corrente contínua(MCC), com atuação na região de torque constante. Para análise da aplicação, é levantado o modelo longitudinal do veículo, e um veículo de pequeno porte (hatch) é considerado para testes. A aceleração e frenagem do veículo elétrico (VE) acontece de forma convencional por pedais de acelerador e freio, ou de forma automática por set point de velocidade. Os resultados são obtidos através de simulação computacional com MatLab/Simulink para analisar e verificar a sistemática proposta.

Palavras-chave: Brushless AC, Frenagem regenerativa, Veículo elétrico.

# Abstract

This monograph presents a study of the motor drive brushless AC applied in electric vehicles (EV), with regenerative braking. The machine is driven by an inverter with vector control, which allows the decoupling of torque and flow of synchronous machine of permanent magnets (brushless AC or MSIP) and can be controlled in a similar way to a dc motor (MCC), operating on the constant torque region. For the purposes of analysis, the longitudinal model of the vehicle was raised, and a small vehicle (hatch) was considered. The acceleration and braking of the electric vehicle (EV) takes place in a conventional way by pedal accelerator and brake, or automatically by a speed set point. The results are performed in computer simulation with Matlab/Simulink to analyze and verify the systematic proposal.

Keywords: Brushless AC, Regenerative Braking, Electric Vehicle.

# Lista de ilustrações

Figura 1 – Comparação entre a energia do petróleo e bateria de chumbo ácido para autonomia de 50 Km . . . . .	2
Figura 2 – Comparação entre a energia do petróleo e bateria de chumbo ácido para autonomia de 500 Km . . . . .	3
Figura 3 – Curvas ideais de torque e potência para aplicação em VE . . . . .	6
Figura 4 – Curva Torque x Velocidade (a)MCI (b)Motor elétrico adequadamente controlado . . . . .	6
Figura 5 – Formas de onda da FEM e da corrente para o Brushless DC . . . . .	9
Figura 6 – Formas de onda da FEM e da corrente para o Brushless AC . . . . .	10
Figura 7 – (a) Motor com ímãs superficiais (b) Motor com ímãs internos . . . . .	11
Figura 8 – Encoder ópticos . . . . .	12
Figura 9 – Resólver . . . . .	12
Figura 10 – Representação dos enrolamentos do rotor e estator em coordenadas abc-dq	13
Figura 11 – Representação do circuito equivalente da máquina em coordenadas abc e dq . . . . .	15
Figura 12 – Diagrama fasorial MSIP (a) sub-excitado (b) sobre-excitado . . . . .	16
Figura 13 – fluxos( armadura e campo) (a) MCC (b) MSPI . . . . .	19
Figura 14 – Diagrama fasorial para controle de torque (a) motor e (b) gerador . . .	20
Figura 15 – Circuito do diagrama fasorial da <b>figura 14</b> . . . . .	20
Figura 16 – Região de controle para torque constante . . . . .	21
Figura 17 – Máquina operando como (a)gerador e (b)motor . . . . .	22
Figura 18 – Circuito elétrico das equações dinâmicas da máquina . . . . .	23
Figura 19 – Malha de controle de corrente d-q . . . . .	24
Figura 20 – Representação em diagrama de blocos do controle da máquina . . . . .	25
Figura 21 – Forças atuando em um veículo longitudinal . . . . .	26
Figura 22 – deformação dos pneu na superfície . . . . .	27
Figura 23 – Arrasto de forma resistencia aerodinâmica . . . . .	27
Figura 24 – Conjunto de transmissão – caixa de câmbio, diferencial, juntas e eixos	29
Figura 25 – Diagrama de blocos do veículo . . . . .	30
Figura 26 – Diagrama de blocos da planta elétrica . . . . .	31
Figura 27 – Diagrama de blocos da transformada de Park . . . . .	32
Figura 28 – Topologia do inversor DC/AC . . . . .	33
Figura 29 – modulação SPWM . . . . .	34
Figura 30 – portadora triangular . . . . .	34
Figura 31 – Tensão de fase a b e c . . . . .	35
Figura 32 – Malha de controle de corrente . . . . .	36

Figura 33 – Diagrama de bode em malha aberta para $G(s)$ sem compensação e com compensação pelo PI . . . . .	37
Figura 34 – Modelo VE com dois graus de liberdade . . . . .	37
Figura 35 – Sistema de transmissão do VE . . . . .	38
Figura 36 – Inercias do sistema de transmissão do VE . . . . .	38
Figura 37 – Diagrama de blocos da planta mecânica . . . . .	39
Figura 38 – Controle modo automático . . . . .	40
Figura 39 – Aproximação da planta mecânica por um sistema de primeira ordem . . . . .	40
Figura 40 – Controle em cascata . . . . .	41
Figura 41 – Diagrama de bode em malha aberta para $H(s)$ sem compensação e compensada pelo PI . . . . .	41
Figura 42 – PI + Anti-windup . . . . .	42
Figura 43 – (a) PI (b) PI com anti-windup . . . . .	43
Figura 44 – Diagrama geral do veículo . . . . .	44
Figura 45 – Corrente eixo direto e eixo em quadratura ( $i_q = 150A$ e $i_g = 1$ ) . . . . .	45
Figura 46 – Torque eletromagnético ( $i_q = 150A$ e $i_g = 1$ ) . . . . .	46
Figura 47 – Corrente de fase abc da máquina ( $i_q = 150A$ e $i_g = 1$ ) . . . . .	46
Figura 48 – Velocidade do veículo e motor ( $i_q = 150A$ e $i_g = 1$ ) . . . . .	47
Figura 49 – Aceleração do veículo ( $i_q = 150A$ e $i_g = 1$ ) . . . . .	47
Figura 50 – Tensão no estator da máquina ( $i_q = 150A$ e $i_g = 1$ ) . . . . .	48
Figura 51 – Tensão no estator da máquina filtrada ( $i_q = 150A$ e $i_g = 1$ ) . . . . .	48
Figura 52 – Corrente eixo direto e eixo em quadratura ( $i_q = 500A$ e $i_g = 1$ ) . . . . .	49
Figura 53 – Velocidade do veículo e motor ( $i_q = 500A$ e $i_g = 1$ ) . . . . .	49
Figura 54 – Aceleração do veículo ( $i_q = 500A$ e $i_g = 1$ ) . . . . .	50
Figura 55 – Tensão do estator filtrada ( $i_q = 500A$ e $i_g = 1$ ) . . . . .	50
Figura 56 – Corrente eixo direto e eixo em quadratura ( $i_q = 150A$ e $i_g = 1 : 5$ ) . . . . .	51
Figura 57 – Aceleração do veículo ( $i_q = 150A$ e $i_g = 1 : 5$ ) . . . . .	51
Figura 58 – Velocidade do veículo e motor ( $i_q = 150A$ e $i_g = 1 : 5$ ) . . . . .	52
Figura 59 – Tensão do estator filtrada ( $i_q = 150A$ e $i_g = 1 : 5$ ) . . . . .	52
Figura 60 – Corrente eixo direto e eixo em quadratura ( $i_q = 150A$ e $i_g = 1 : 2.5$ ) . . . . .	53
Figura 61 – Aceleração do veículo ( $i_q = 150A$ e $i_g = 1 : 2.5$ ) . . . . .	53
Figura 62 – Velocidade do veículo e motor ( $i_q = 150A$ e $i_g = 1 : 2.5$ ) . . . . .	54
Figura 63 – Tensão do estator filtrada ( $i_q = 150A$ e $i_g = 1 : 2.5$ ) . . . . .	54
Figura 64 – Corrente eixo direto e eixo em quadratura (em condição de regeneração) . . . . .	56
Figura 65 – Aceleração do veículo (em condição de regeneração) . . . . .	56
Figura 66 – Velocidade do veículo (em condição de regeneração) . . . . .	56
Figura 67 – Energia fornecida e regenerada (em condição de regeneração) . . . . .	57
Figura 68 – Percentual de carga da bateria (em condição de regeneração) . . . . .	57
Figura 69 – Corrente na bateria (em condição de regeneração) . . . . .	57

Figura 70 – Valor médio das componentes da tensão do estator (em condição de regeneração) . . . . .	58
Figura 71 – Velocidade do motor (em condição de regeneração) . . . . .	58
Figura 72 – Tensão do estator filtrada (em condição de regeneração) . . . . .	59
Figura 73 – Corrente eixo direto e eixo em quadratura (em condição de regeneração) . . . . .	59
Figura 74 – Aceleração do veículo (em condição de regeneração) . . . . .	60
Figura 75 – Velocidade do veículo (em condição de regeneração) . . . . .	60
Figura 76 – Energia fornecida e regenerada (em condição de regeneração) . . . . .	60
Figura 77 – Percentual de carga da bateria (em condição de regeneração) . . . . .	61
Figura 78 – Velocidade do veículo com referência de 70 km/h . . . . .	62
Figura 79 – Aceleração do veículo (set point de velocidade) . . . . .	62
Figura 80 – Corrente eixo direto e eixo em quadratura (set point de velocidade) . . . . .	63
Figura 81 – Energia fornecida e regenerada (set point de velocidade) . . . . .	63
Figura 82 – Tensão no estator da máquina filtrada (set point de velocidade) . . . . .	64
Figura 83 – Corrente estator da máquina (set point de velocidade) . . . . .	64
Figura A.1.1 – Diagrama de blocos da transformada de Park . . . . .	70
Figura A.2.1 – Diferencial e inercia do sistema de transmissão . . . . .	71
Figura A.2.2 – Velocidade do motor em função da velocidade do VE . . . . .	72
Figura A.3.1 – Curva torque-velocidade . . . . .	73

# Lista de tabelas

Tabela 1 – Aplicações de motores em VE . . . . .	8
Tabela 2 – Avaliação de motores em VE . . . . .	8
Tabela 3 – Dados mecânicos de um veículo Hatch . . . . .	30
Tabela 4 – Dados Motor de teste . . . . .	31
Tabela 5 – Condições físicas do ambiente . . . . .	31
Tabela 6 – Comparação da aceleração para valores de $i_q$ e $i_g$ . . . . .	55

# Lista de abreviaturas e siglas

FEM	Força Eletromotriz
IGBT	Trasistor Bipolar com Gate Isolado
MCC	Máquina de Corrente Contínua
MCI	Motor á Combustão Interna
MI	Máquina de Indução
MRC	Máquina de Relutância Chaveada
MSIP	Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes
PI	Controlador Proporcional Integral
RL	Resistor Indutor
RPM	Rotações Por Minuto
SPWM	Modulação por Largura de Pulso Senoidal
VE	Veículos Elétricos
Ki	Ganho integral
Kp	Ganho proporcional
Kt	Ganho de realimentação do anti-windup

# Lista de símbolos

$q$	Eixo em quadratura
$d$	Eixo direto
$\omega_r$	Velocidade angular do rotor
$\omega_s$	Frequência angular elétrica
$\omega_b$	Velocidade angular base ou nominal
$\omega_w$	Velocidade angular da roda
$\theta_r$	Posição angular do rotor (ângulo mecânico)
$\theta_s$	Posição angular elétrica (ângulo elétrico)
$\alpha_r$	Aceleração angular do rotor
$f_{ch}$	frequência de chaveamento
$M_a$	Índice de modulação em amplitude
$V_r$	Onda de referência senoidal
$V_t$	Onda portadora triangular
$E_f$	Tensão induzida senoidal
$P$	Número de pares de pólos
$R$	Resistência do estator
$T_e$	Torque eletromagnético
$T_t$	Torque de tração nas rodas
$T_l$	Torque de carga
$P_e$	Potência elétrica do motor
$L_q$ e $L_d$	Componentes da indutância própria do enrolamento de estator nos eixos direto e quadratura
$V_s$	Fasor tensão do estator
$V_q$ e $V_d$	Tensões do estator do motor nos eixos q e d no referencial do rotor

$i_q$ e $i_d$	Corrente do estator do motor no eixo q e d no referencial do rotor
$\lambda_q$ e $\lambda_d$	Fluxo magnético do estator no eixo q e d no referencial do rotor
$\lambda_{af}$	Fluxo magnético do ímã permanente
$\lambda_m$	Fluxo de magnetização do entreferro
$\lambda_{ar}$	Fluxo da reação de armadura
$\Psi_f$	Fluxo concatenado dos ímãs da máquina de corrente contínua
$\Psi_{ar}$	Fluxo da reação de armadura da máquina de corrente contínua
$\varphi$	Ângulo do fator de potência
$\delta$	Ângulo de carga
$B$	Coefficiente de atrito viscoso
$I_s$	Fasor corrente do estator
$Ka$	Constante de torque da máquina
$Kv$	Constante de tensão da máquina
$V_{dc}$	Tensão do barramento do veículo
$M$	Massa do veículo
$V$	Velocidade do veículo
$\alpha$	Ângulo de inclinação do veículo em relação ao solo
$g$	Aceleração da gravidade
$F_t$	Força de tração
$F_r$	Força de resistência ao rolamento
$f_r$	Coefficiente de resistência ao rolamento.
$F_w$	Força de resistência aerodinâmica
$A_f$	Área frontal do veículo
$C_d$	Coefficiente aerodinâmico
$\rho_a$	Densidade do ar
$V_w$	Componente da velocidade do vento na direção do movimento

$F_g$	Força de resistência ao aclave
$F_{la}$	Força de aceleração linear
$F_{wa}$	Força de aceleração angular
$r_d$	Raio efetivo do pneu
$i_g$	Relação do sistema de transmissão
$J_w$	Momento de inercias das rodas/pneus
$J$	Momento de inercia das partes girantes do sistema de tração referido ao rotor
$J_e$	Momento de inércia do motor
$J_t$	Momento de inercia de transmissão
$J_d$	Momento de inercia do diferencial
$J_{td}$	Momento de inercia do Semi-eixo direito
$J_{te}$	Momento de inercia do Semi-eixo direito

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>1</b>
<b>1.1</b>	<b>Motivação</b>	<b>1</b>
<b>1.2</b>	<b>Definições do problema</b>	<b>1</b>
<b>1.3</b>	<b>Objetivos do trabalho</b>	<b>3</b>
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b>	<b>5</b>
<b>2.1</b>	<b>Exigências do motor para aplicação em veículos elétricos</b>	<b>5</b>
<b>2.2</b>	<b>Máquinas elétricas</b>	<b>7</b>
2.2.1	Máquina de corrente contínua	7
2.2.2	Máquina de relutância chaveada	7
2.2.3	Máquina de indução	7
2.2.4	Máquina síncrona de ímãs permanentes	7
<b>2.3</b>	<b>Comparação de desempenho das máquinas elétricas tradicionais em veículos elétricos</b>	<b>8</b>
<b>3</b>	<b>MOTORES BRUSHLESS</b>	<b>9</b>
<b>3.1</b>	<b>Formas Construtivas</b>	<b>9</b>
3.1.1	Brushless DC (FEM trapezoidal)	9
3.1.2	Brushless AC (FEM senoidal)	10
3.1.3	Sensores de posição	11
<b>3.2</b>	<b>Modelo matemático dinâmico do motor em coordenadas dq</b>	<b>13</b>
3.2.1	Diagrama fasorial da máquina	15
3.2.2	Torque eletromagnético	17
<b>4</b>	<b>ACIONAMENTO DO BRUSHLESS</b>	<b>18</b>
<b>4.1</b>	<b>Controle vetorial do motor brushless com torque constante</b>	<b>18</b>
4.1.1	Região de controle com torque constante e operação em dois quadrantes(motor-gerador)	19
<b>4.2</b>	<b>Controle da máquina</b>	<b>22</b>
4.2.1	Diagrama de blocos do controle da máquina	24
<b>5</b>	<b>MODELO DINÂMICO DO VEÍCULO</b>	<b>26</b>
<b>5.1</b>	<b>Dinâmica longitudinal de um veículo</b>	<b>26</b>
5.1.1	Resistência ao rolamento	26
5.1.2	Resistência aerodinâmica	27
5.1.3	Resistência ao aclone	28

5.1.4	Força de aceleração linear . . . . .	28
5.1.5	Força de aceleração angular . . . . .	28
5.1.6	Força de tração . . . . .	29
<b>6</b>	<b>METODOLOGIA . . . . .</b>	<b>30</b>
<b>6.1</b>	<b>Modelo elétrico . . . . .</b>	<b>31</b>
6.1.1	Transformada de park . . . . .	32
6.1.2	Inversor de frequência . . . . .	32
6.1.2.1	Modulação SPWM . . . . .	33
6.1.3	Sintonia do PI . . . . .	35
<b>6.2</b>	<b>Modelo Mecânico . . . . .</b>	<b>37</b>
6.2.1	Transmissão . . . . .	38
<b>6.3</b>	<b>Controle da planta no modo manual . . . . .</b>	<b>39</b>
<b>6.4</b>	<b>Controle da planta no modo automático . . . . .</b>	<b>40</b>
6.4.1	Sintonia da malha em cascata com PI . . . . .	40
6.4.2	Anti-windup da ação integral . . . . .	42
<b>7</b>	<b>RESULTADOS E DISCUSSÕES . . . . .</b>	<b>45</b>
<b>7.1</b>	<b>Modo manual . . . . .</b>	<b>45</b>
7.1.1	Degrau $i_q = 150A$ e relação de transmissão $i_g = 1$ . . . . .	45
7.1.2	Degrau $i_q = 500A$ e relação de transmissão $i_g = 1$ . . . . .	48
7.1.3	Degrau $i_q = 150A$ e relação de transmissão $i_g = 1 : 5$ , na pista plana . . . . .	50
7.1.4	Degrau $i_q = 150A$ e relação de transmissão $i_g = 1 : 2.5$ . . . . .	53
<b>7.2</b>	<b>Modo manual em condição de regeneração . . . . .</b>	<b>55</b>
7.2.1	Degrau $i_q = +150A$ e em seguida $i_q = -150A$ . . . . .	55
7.2.2	Degrau $i_q = +150A$ na pista plana, e em seguida de grau $i_q = -150A$ em um declive de $-8^\circ$ . . . . .	59
<b>7.3</b>	<b>Modo automático . . . . .</b>	<b>61</b>
<b>8</b>	<b>CONCLUSÕES . . . . .</b>	<b>65</b>
<b>8.1</b>	<b>Futuros Desenvolvimentos . . . . .</b>	<b>66</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>67</b>
<b>A</b>	<b>APÊNDICE . . . . .</b>	<b>69</b>
<b>A.1</b>	<b>Transformada de Park . . . . .</b>	<b>69</b>
<b>A.2</b>	<b>Diferencial e inercia do sistema de transmissão . . . . .</b>	<b>70</b>
<b>A.3</b>	<b>Enfraquecimento de campo . . . . .</b>	<b>72</b>

# 1 Introdução

## 1.1 Motivação

Os veículos elétricos (VE) surgiram em meados do século XIX. Entretanto com o avanço dos veículos com motores a combustão interna (MCI), especialmente ao inserir a partida elétrica no início do século XX, a demanda por VE caiu significativamente devido ao desempenho inferior e autonomia, mesmo sendo mais eficientes e não poluentes,(TANAKA, 2013). Atualmente há uma grande necessidade de investir em VE com a finalidade de reduzir as emissões de gases poluentes na atmosfera, e como consequência, melhorar as condições ambientais do nosso planeta. Portanto, estão sendo realizadas pesquisas em motores elétricos mais eficientes e técnicas de controle para uso veicular, tendo como principal objetivo aumentar o rendimento e a autonomia, visando a sustentabilidade ambiental(PEREIRA, 2012).

A gasolina possui uma densidade energética muito superior comparada com uma bateria eletroquímica, mesmo assim o desenvolvimento de VE continua interessante, devido a elevação do preço do petróleo e questões ambientais como: efeito estufa, gases poluentes, poluição sonora e etc,(EHSANI; GAO; EMADI, 2009) e(LARMINIE; LOWRY, 2004).

Os motores brushless são largamente utilizados em VE devido às características de eficiência. O motor apresenta elevada densidade de potência, alto rendimento, confiabilidade, baixa manutenção e ruído, além de serem motores compactos.

No processo de frenagem regenerativa de veículos tracionados por motores elétricos, a energia cinética do veículo é aplicada no eixo do motor, forçando este a entrar no modo de regeneração. A regeneração é um importante fator para o aumento da autonomia dos veículos elétricos, especialmente em trajetos urbanos, em que a quantidade de procedimentos de aceleração e de frenagem é grande,(DREHER; ROSA, 2014).

Ao frear ou desacelerar o veículo, parte da energia pode ser recuperada através da frenagem regenerativa, que é um sistema onde a máquina funciona como um gerador, freando o veículo e convertendo a energia cinética em energia elétrica que retorna a bateria. Além do mais, a frenagem regenerativa economiza pastilhas de freio, (TANAKA, 2013) e (LARMINIE; LOWRY, 2004).

## 1.2 Definições do problema

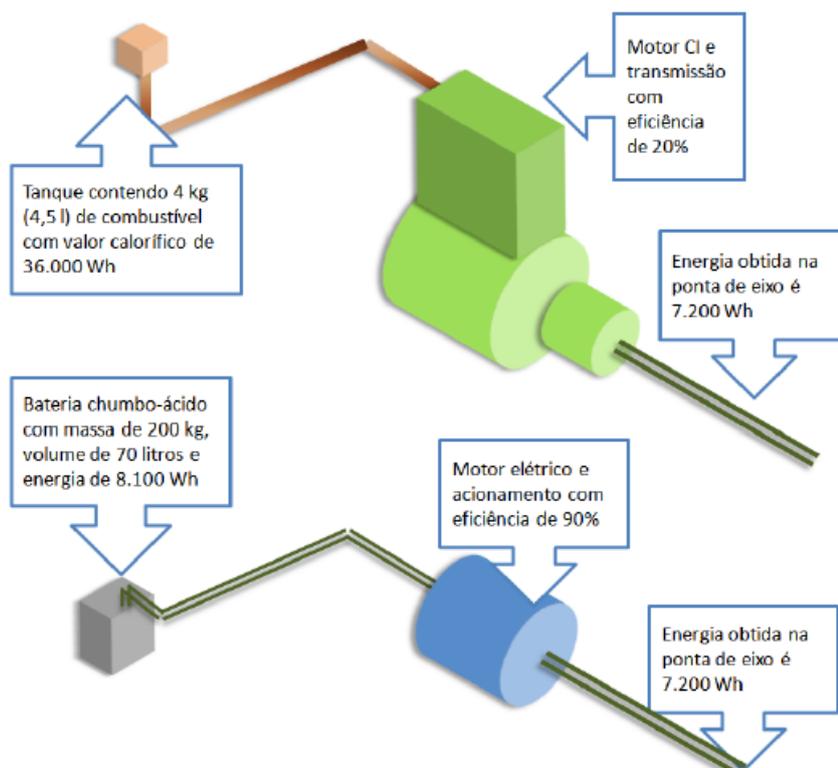
O grande sucesso dos MCI se deve à energia específica dos combustíveis de petróleo serem muito maiores que a energia específica das baterias. A energia específica de combustíveis para o MCI varia em torno de 9000 Wh/kg, enquanto a energia específica de uma

bateria de chumbo ácido é cerca de 30 Wh/kg (LARMINIE; LOWRY, 2004).

Agora comparando o veículo de MCI com o VE, o veículo de MCI contabilizando caixas de velocidades e sua transmissão, possui um rendimento muito baixo, em torno de 20%. Já no VE o motor possui um rendimento em torno de 90%, e ainda se o sistema for de transmissão sem caixa de velocidades, as perdas totais do sistema serão reduzidas.

A **figura 1** mostra uma comparação entre MCI e motores de VE para uma autonomia de 50 Km, de um carro popular. Em ambos os casos requiere-se uma potência útil no eixo de 7.200 Wh. No veículo de MCI como o rendimento do conjunto ( Motor, diferencial, caixa de velocidades) gira em torno de 20%, assim necessita uma energia de 36000 Wh, que para um combustível fóssil, é um volume de 4.5 litros e massa de 4kg. Agora para o VE considerando rendimento do motor de 90% e sem perdas na transmissão, a energia necessária é bem menor comparada com o MCI, porém o volume e a massa da bateria de chumbo ácido é muito maior.

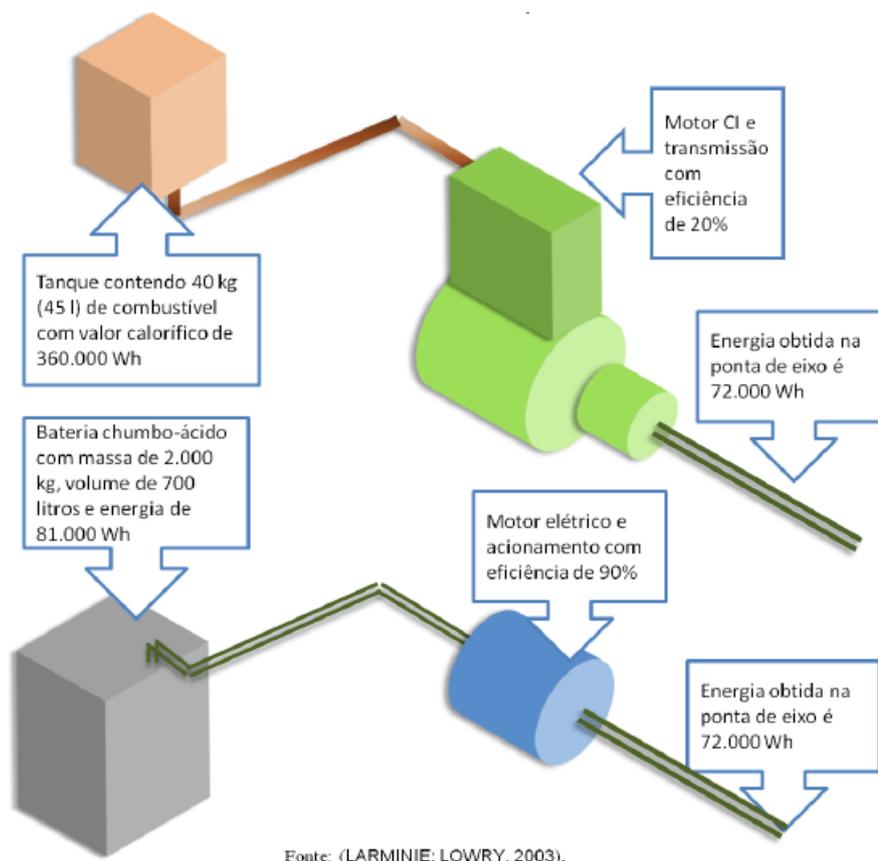
Figura 1 – Comparação entre a energia do petróleo e bateria de chumbo ácido para autonomia de 50 Km



Fonte: (TANAKA, 2013)(LARMINIE; LOWRY, 2004)

Com um outro exemplo, agora se tentarmos aumentar a autonomia para 500 Km, a situação fica mais crítica que no exemplo anterior, como mostra a **figura 2**. No Veículo de MCI necessitaria uma massa de 40 kg e volume 45 litros para armazenar a energia. Já no caso do VE, as baterias teriam que ter massa de 2000 kg e volume 700 litros, que seria uma aplicação muito inviável.

Figura 2 – Comparação entre a energia do petróleo e bateria de chumbo ácido para autonomia de 500 Km



Fonte: (TANAKA, 2013)(LARMINIE; LOWRY, 2004)

Se voltarmos à **figura 1** e tentarmos dobrar a autonomia do VE, teoricamente precisaríamos acrescentar mais 200 kg, equivalente a três passageiros aproximadamente, o que na prática não dobraria a autonomia devido ao aumento de massa do VE.

### 1.3 Objetivos do trabalho

O trabalho tem como objetivo simular e analisar uma estratégia de acionamento do motor brushless AC (MSIP) que atue na região de torque constante para aplicação em VE. O sistema de controle também realizará a frenagem regenerativa, assim podendo aumentar a autonomia do VE.

Abaixo seguem os principais itens:

- Estudo do modelo da máquina no referencial dq.
- Levantar o modelo longitudinal do veículo, assim como sua transmissão, e análise do modelo mecânico e elétrico em conjunto.

- 
- Acelerar ou frear o VE de forma convencional (por pedais), e de forma automática (set point de velocidade).
  - Realizar testes de acionamento variando  $i_q$  ( parâmetro elétrico) e  $i_g$  (parâmetro mecânico), a fim de analisar o desempenho do VE.
  - Realizar testes no modelo, acionando a máquina como motor e gerador, observando a energia fornecida e recuperada pelo sistema elétrico para um determinado ciclo de condução do VE.

## 2 Revisão bibliográfica

Este capítulo tem como finalidade uma revisão da literatura dos pré requisitos de um motor para aplicação em um VE, analisar algumas vantagens do motor elétrico sobre o MCI, e investigar as características dos principais tipos de máquinas aplicado em VE de maneira geral.

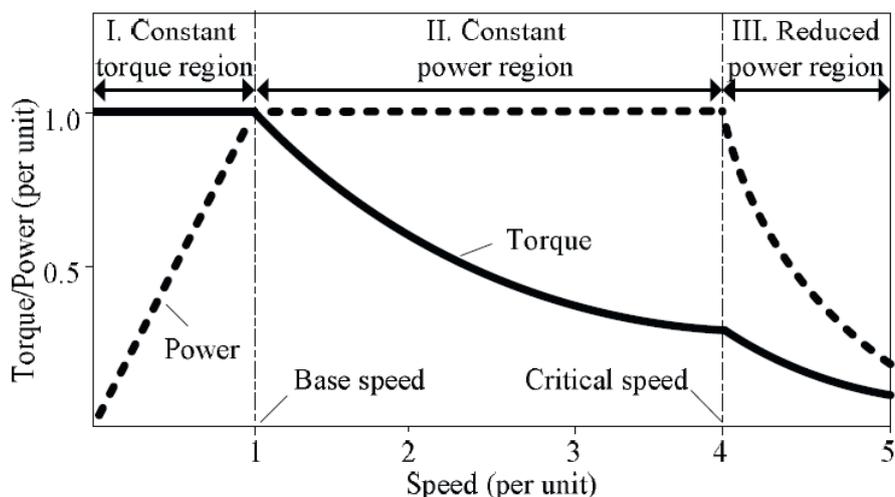
### 2.1 Exigências do motor para aplicação em veículos elétricos

Para um sistema de tração em VE, o tipo de motor é um fator importantíssimo para a eficiência e desempenho do sistema(XU et al., 2009), as maiores exigências e características básicas para os motores utilizados em VE são os seguintes itens:

- Alto torque instantâneo e alta densidade de potência.
- Alto toque em baixas velocidades
- Ampla faixa de velocidade com potência constante.
- Alta eficiência para a frenagem regenerativa.
- Alta confiabilidade e robustez para várias condições de operação.
- Um custo razoável (aceitável no mercado).

Na **figura 3** encontram-se curvas ideais de torque e potência em função da velocidade, para um VE. Na região 1 de torque constante, na região 2 de potência constante, e na região 3 há uma redução de torque e potência devido ao aumento da força eletromotriz,(XU et al., 2009). De modo geral, a velocidade base é considerada como a velocidade nominal, como mostrado na figura o valor de 1 pu.

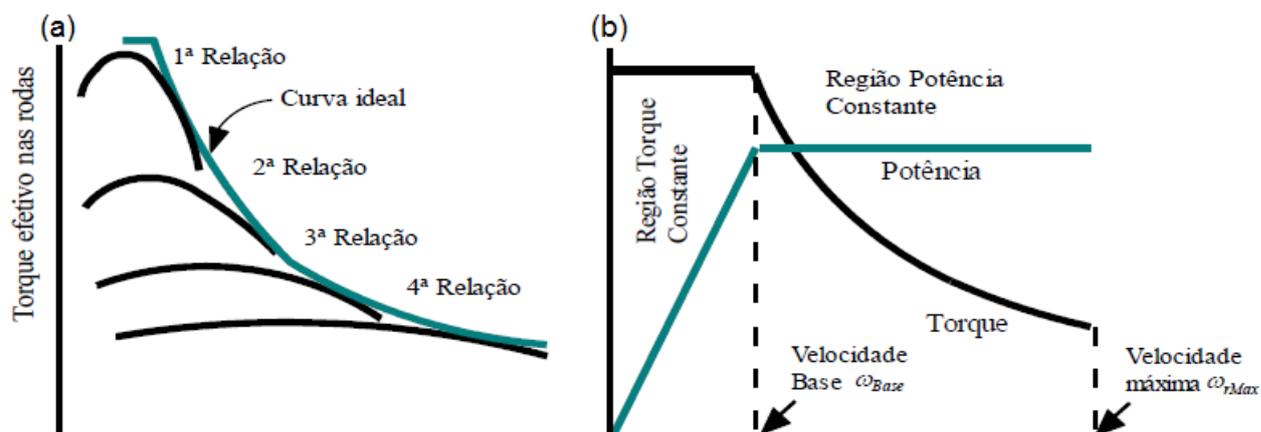
Figura 3 – Curvas ideais de torque e potência para aplicação em VE



Fonte: (XU et al., 2009)

Agora na **Figura 4**, compara-se a curva de torque efetivo nas rodas de um veículo de MCI e um VE. Na **figura 4(a)** o MCI não possui alto torque em baixas rotações, assim é necessário transmissão de múltiplas relações (caixa de marchas), a curva de traço preto, representa o escalamento de 1<sup>a</sup> à 4<sup>a</sup> marcha, pode-se observar a descontinuidade de torque nas rodas durante a troca de marchas, de traço verde está a curva ideal desejada. Na **figura 4(b)**, além da não descontinuidade de torque nas rodas, os VE com motores controlados por inversores de frequência, conseguem trabalhar com alto torque em baixas velocidades, podendo dispensar a transmissão de múltiplas relações se o motor atender a faixa de velocidade final do veículo, (RUEDA, 2014) e (ZERAOULIA; BENBOUZID; DIALLO, 2006).

Figura 4 – Curva Torque x Velocidade (a)MCI (b)Motor elétrico adequadamente controlado



Fonte: (RUEDA, 2014)

## 2.2 Máquinas elétricas

Nas sub-seções **2.2.1 á 2.2.4**, elucida-se sobre os aspectos gerais de quatro tipos de máquinas tradicionais aplicadas em VE, que visam principalmente a melhora de densidade de potência e torque, podemos citar a máquina de corrente contínua (MCC), a máquina de indução (MI), a máquina de relutância chaveadas (MRC) e a máquina síncrona de ímãs permanente sem escovas (MSIP) ou Brushless, (XU et al., 2009).

### 2.2.1 Máquina de corrente contínua

Vários acionamentos da MCC têm sido amplamente aplicadas em VE, por causa de sua maturidade e controle simples. Essa máquina é amplamente utilizada em aplicações que requerem velocidade ajustável, boa regulação de velocidade, frenagem e mudança de sentido de rotação. Porém tem como desvantagem a necessidade de comutadores (escovas) para alimentar a armadura, portanto, é menos viável e inadequado para operação livre de manutenção e de alta velocidade, (XU et al., 2009).

### 2.2.2 Máquina de relutância chaveada

As MRC são interessantes para aplicações em VE por terem sua construção robusta. A estrutura sem ímãs ou bobinas no rotor é simples e robusta, pode ser adaptada em ambiente de alta temperatura. Por outro lado, as maiores desvantagens deste tipo de motor são o alto torque de ripple, o elevado ruído acústico e a vibração. Seu circuito magnético tende a ser altamente saturado. Estes motores ainda precisam de uma topologia especial do inversor, (XU et al., 2009).

### 2.2.3 Máquina de indução

Esta máquina para aplicação em VE, tem como configuração mais comum, os rotores em gaiola com barras de alumínio. As principais vantagens são: estrutura robusta, custo relativamente baixo, bom desempenho dinâmico, baixo peso, pequeno volume e alta eficiência. Tem como principal desvantagem a faixa de potência constante, que só pode-se estender de 2 até 3 vezes a velocidade nominal. Os sistemas de controle são um pouco difíceis devido à parâmetros equivalentes variáveis, (XU et al., 2009).

### 2.2.4 Máquina síncrona de ímãs permanentes

A MSIP é comumente a mais utilizada no projeto de VE, Isto é consequência de sua alta densidade de torque e de potência, especialmente quando são utilizados ímãs de alta densidade de fluxo magnético (ímãs de terras raras). Essa máquina possui alta eficiência, alta confiabilidade, e boa dissipação de calor, ausência de perdas no rotor, além do peso e

o volume reduzidos para uma determinada exigência de potência. Contudo, estes motores têm uma curta capacidade de enfraquecimento de campo, própria do campo magnético fixo dos ímãs, que não permite alongar a faixa de potência constante de forma representativa. Então para velocidades acima da velocidade base (nominal) é necessário um controle de enfraquecimento de campo, (XU et al., 2009).

## 2.3 Comparação de desempenho das máquinas elétricas tradicionais em veículos elétricos

A **tabela 1** mostra as máquinas aplicada nos principais VE, na **tabela 2** uma avaliação dos motores é mostrada, tendo o sistema de pontuação seis características, cada uma avaliada de 0 a 10. Como será visto, o motor Brushless é a principal tendência para VE.

Tabela 1 – Aplicações de motores em VE

Modelos VE	Motores
Fiat Panda Elettra	MCC
Mazda Bongo	MCC
Conceptor G-Van	MCC
Fiat Seicento Elettra I	MI
Ford Think City	MI
GM EVI Induction motor	MI
Chloride Lucas	MRC
Honda EV Plus	BRUSHLESS
Nissan Altra	BRUSHLESS
Toyota RAV4	BRUSHLESS
Suzuki Senior Tricycle	BRUSHLESS

Fonte: (XU et al., 2009)

Tabela 2 – Avaliação de motores em VE

	MCC	MI	BRUSHLESS	MRC
Densidade de potência	5	7	10	7
Eficiência	5	7	10	7
Controle	10	7	8	7
Confiabilidade	5	10	8	10
Maturidade	10	10	8	8
Custo	8	10	6	7
<b>Total</b>	<b>43</b>	<b>51</b>	<b>50</b>	<b>46</b>

Fonte: (XU et al., 2009)

## 3 Motores Brushless

Este capítulo apresenta o motor brushless, enfatizando as formas construtivas desta máquina, sua representação em coordenada dq, o levantamento do diagrama fasorial para análise da região de operação, e por fim, a representação em espaço de estado das equações dinâmicas da máquina.

### 3.1 Formas Construtivas

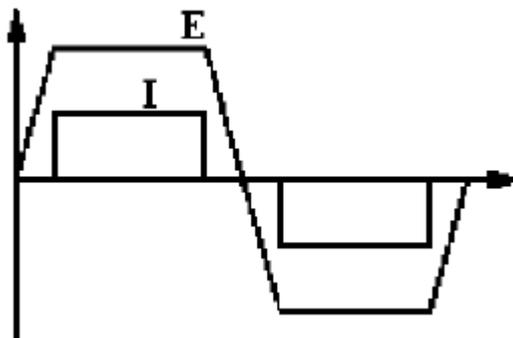
Os motores Brushless são a opção mais comumente utilizada no projeto de VE. Isto é consequência de sua alta densidade de potência e torque, principalmente quando são utilizados ímãs de alta densidade de fluxo magnético (ímãs de terras raras). Em um motor brushless, o peso e o volume são significativamente reduzidos para uma determinada exigência de potência comparado com outros. Além de ter uma eficiência maior, inerente à ausência de perdas no rotor, e sua melhor dissipação de calor, (BEZERRA, 2004) e (XU et al., 2009).

As MSIP são classificadas em duas classes, que se diferenciam pela forma de onda da força eletromotriz (FEM), ou de forma mais precisa, pela distribuição do fluxo magnético no entreferro. A primeira classe é dos Brushless DC, e a segunda classe dos Brushless AC.

#### 3.1.1 Brushless DC (FEM trapezoidal)

Nesta configuração, o motor é projetado para desenvolver uma forma de onda de FEM trapezoidal e a corrente tem a forma de onda quadrada, como mostrado na **figura 5**. De maneira geral os ímãs permanentes são montados na superfície do rotor, semelhantes ao da **figura 7(a)**.

Figura 5 – Formas de onda da FEM e da corrente para o Brushless DC



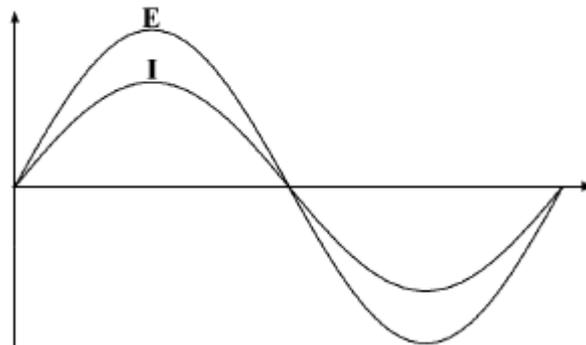
Fonte: (WEG, 2010)

Para seu acionamento é necessário um inversor, que deve ser comutado em sincronismo com a posição do rotor. Através do sensor de posição é obtido o sinal de chaveamento do inversor. O inversor e o sensor de posição são equivalentes ao comutador mecânico utilizado nas MCC, assim este sistema é chamado de comutação eletrônica. Entre os motores brushless, esta forma construtiva é a que apresenta o sistema de controle mais simples, pois não é necessário um sensor de alta resolução no rotor. A maior desvantagem deste motor é a produção de torque com ondulação, devido à interação da borda dos ímãs e dos dentes das ranhuras do estator, usualmente nomeado de torque de borda (cogging torque). Além disso, o próprio chaveamento do inversor é de conjugado ondulatório em cada transição da conexão de uma fase para a outra (BEZERRA, 2004)(WEG, 2010).

### 3.1.2 Brushless AC (FEM senoidal)

Neste arranjo, o estator é alimentado com tensões trifásicas senoidais, e a forma de onda da FEM e da corrente também é senoidal. De acordo com a **figura 6**.

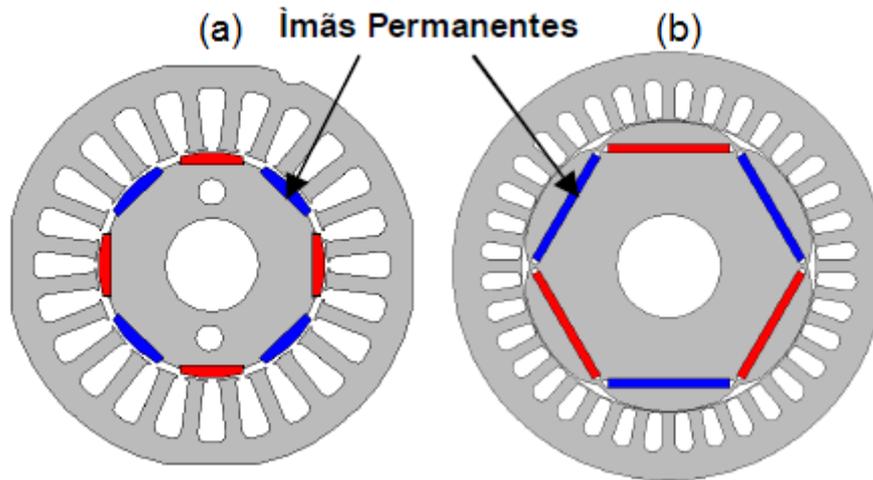
Figura 6 – Formas de onda da FEM e da corrente para o Brushless AC



Fonte: (WEG, 2010)

O rotor em geral é cilíndrico com ímãs permanentes distribuídos na sua superfície ou no seu interior. Com isso, o rotor pode ser de pólos salientes ou não salientes. Nos rotores de pólos salientes, **figura 7(b)**, devido à geometria do rotor, as indutâncias  $L_d$  e  $L_q$  são diferentes. Os rotores de polos não salientes (polos lisos), **figura 7(a)**, as indutâncias  $L_d$  e  $L_q$  são iguais.

Figura 7 – (a) Motor com ímãs superficiais (b) Motor com ímãs internos



Fonte: (WEG, 2010)

Este tipo de motor é mais eficiente que um motor de indução de mesma potência. Além de não existir perdas no rotor, as perdas por dispersão causadas pela interação magnética, são praticamente eliminadas devido ao espaçamento da estrutura de aço entre o rotor e estator.

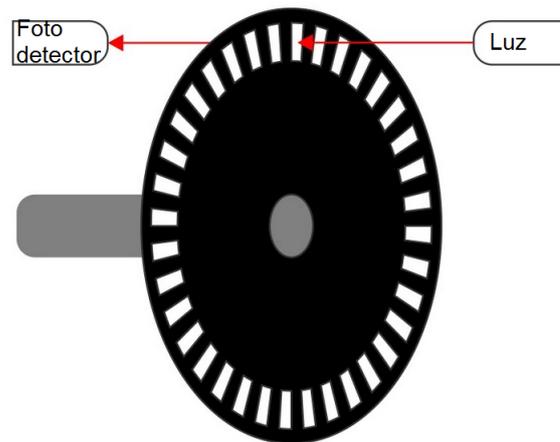
É comumente dito que uma MSIP, é alimentada no estator com corrente simétrica senoidal, sua tensão induzida é senoidal ( $E_f$ ), o entreferro sempre permanece constante, sua velocidade é proporcional a frequência, e o seu torque produzido é constante (dependendo da região de operação). De fato, o torque deste motor é pulsante ou oscilatório, porém em muito menor intensidade que os motores com tensão induzida trapezoidal. A MSIP com FEM senoidal, de modo geral, é mais apropriado para aplicações onde se deseja conjugado mais suave, ou seja, onde o controle de torque e velocidade é mais crítico, (BEZERRA, 2004) e (WEG, 2010). Esta configuração será utilizada neste trabalho.

### 3.1.3 Sensores de posição

A operação desta máquina exige sensores de posição no eixo do rotor. A necessidade de se conhecer a posição do rotor requer o desenvolvimento de dispositivos para medição de posição. Existem vários dispositivos para a medição de posição, os mais comumente utilizados para motores são encoder ópticos e resolvers.

O encoder óptico é o mais popular, que consiste em um disco rotativo, uma fonte de luz e um fotodetector (sensor de luz), **figura 8**. O disco é montado sobre o eixo da máquina, e é codificado de acordo com a incidência de luz no fotodetector, através das furas no disco que são repetidas com um certo passo formando segmentos opacos e transparentes. A medida que o disco gira, as furas permitem a passagem da luz, Com isso são gerados pulsos que podem ser interpretados como informações de velocidade do rotor.

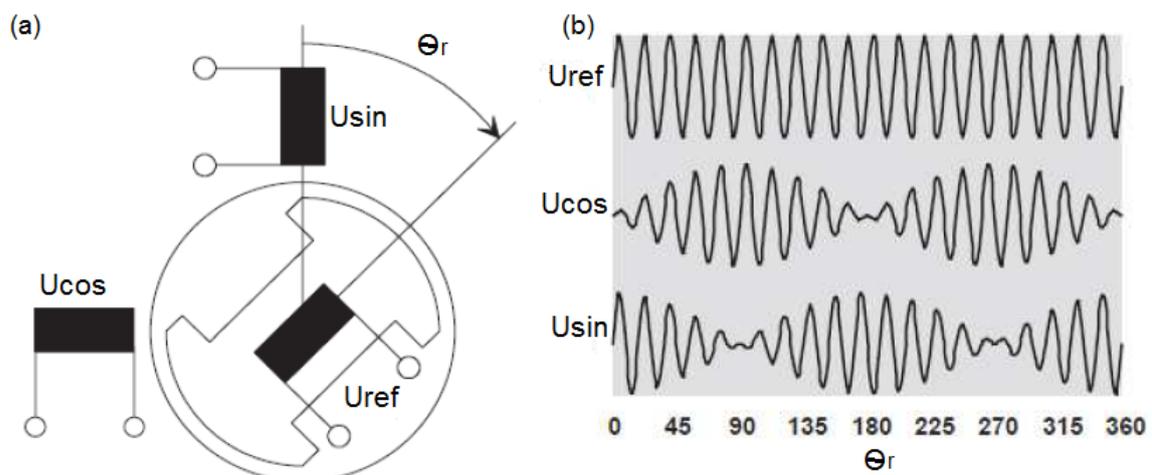
Figura 8 – Encoder ópticos



Fonte: Adaptado (ARROYO, 2006)

O resólver é basicamente um transformador rotativo, sua estrutura básica é apresentada, a **figura 9(a)**. Sua construção possui um sinal de alta frequência no enrolamento de referência fixo no rotor ( $U_{ref}$ ). Nos outros dois enrolamentos do estator também são gerados sinais CA de alta frequência colocados em quadratura, modulados pelo seno e cosseno do ângulo do rotor gerando tensões ( $U_{sin}$ ,  $U_{cos}$ ), conforme a **figura 9(b)**. Este sinal não é muito útil em sua forma original, portanto há um circuito para tratar o sinal e fornecer um valor de posição absoluta. O enrolamento de referência ( $U_{ref}$ ) juntamente com o movimento angular do eixo do motor, as respectivas amplitudes das tensões induzidas do enrolamento ( $U_{sin}$ ,  $U_{cos}$ ) variam de acordo com o ângulo  $\theta_r$  do eixo. O ângulo do eixo pode ser determinado dessa forma:  $\theta_r = \arctan \frac{U_{sin}}{U_{cos}}$ , (ARROYO, 2006) e (SÁ et al., 2010).

Figura 9 – Resólver



Fonte: (SÁ et al., 2010)

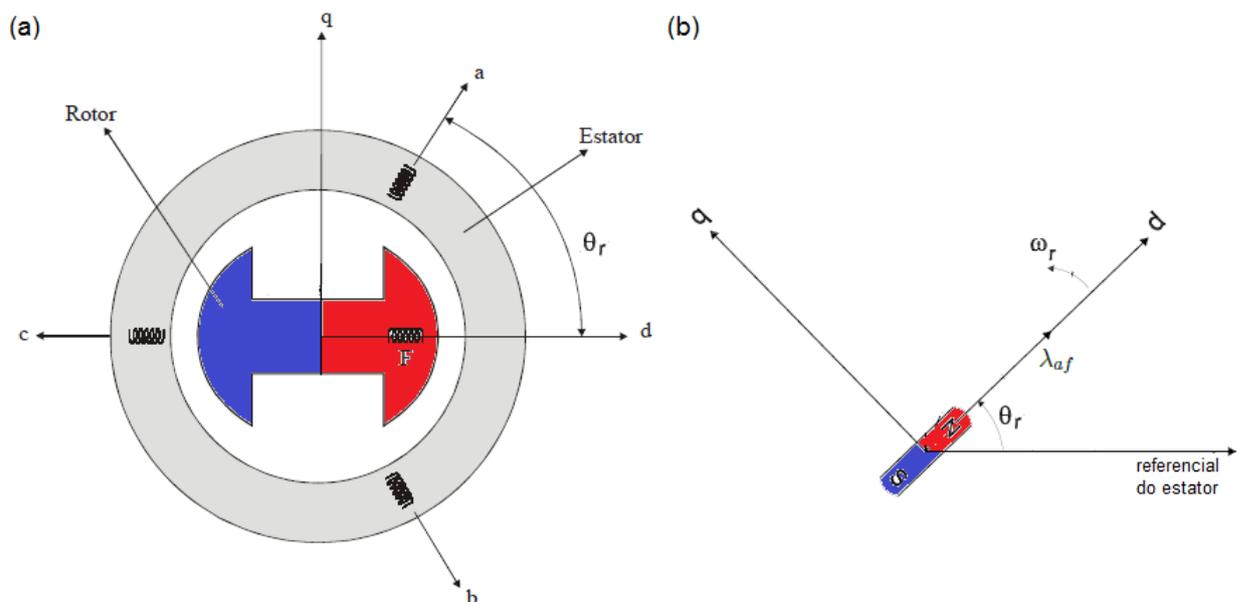
O resolver é um sensor de alta resolução. No brushless AC é necessário esse sensor,

pois o controle necessita da posição absoluta do rotor, diferentemente do brushless DC que o sensor de posição não precisa ter alta resolução, podendo usar o encoder óptico.

### 3.2 Modelo matemático dinâmico do motor em coordenadas dq

Para realizar o controle, será necessário trabalhar com a máquina em coordenadas dq, onde as três fases do estator defasadas  $120^\circ$  são convertidas em um sistema bifásico perpendicular (dq), como mostra a **figura 10(a)**. O vetor fluxo de magnetização ou fluxo magnético criado pelos ímãs permanentes ( $\lambda_{af}$ ) é referenciado no sentido do eixo  $d$ , como mostra a **figura 10(b)**.  $\omega_r$  é a velocidade angular do rotor,  $\theta_r$  é a posição do rotor, ambos em relação a um referencial no estator.

Figura 10 – Representação dos enrolamentos do rotor e estator em coordenadas abc-dq



Na determinação do modelo dinâmico da MSIP (motor brushless) de acordo com (PILLAY; KRISHNAN, 1989), são feitas as seguintes suposições para o levantamento das equações da máquina em coordenadas dq.

- A saturação é desprezada.
- A FEM é senoidal.
- As correntes de Foucault e perdas de histerese são desprezíveis.
- Não há enrolamento amortecedor no rotor.

Com estes pressupostos, as equações matemáticas da máquina escritas em regime dinâmico com referencial no rotor, estão representadas abaixo, detalhes sobre o desenvolvimento das equações podem ser encontradas em (BEZERRA, 2004).

$$V_d = Ri_d + \frac{d}{dt}\lambda_d - \omega_s\lambda_q \quad (3.1)$$

$$V_q = Ri_q + \frac{d}{dt}\lambda_q + \omega_s\lambda_d \quad (3.2)$$

$V_d, V_q$  representam as tensões nos eixos dq,  $i_d$  e  $i_q$  as correntes do estator nos eixos dq,  $\lambda_d$  e  $\lambda_q$  os fluxos magnéticos nos eixos dq.  $R$  e  $\omega_s$  correspondem à resistência do enrolamento do estator e a velocidade angular elétrica, respectivamente.

Para a distribuição do fluxo magnético nos eixos dq temos:

$$\lambda_q = L_q i_q \quad (3.3)$$

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_{af} \quad (3.4)$$

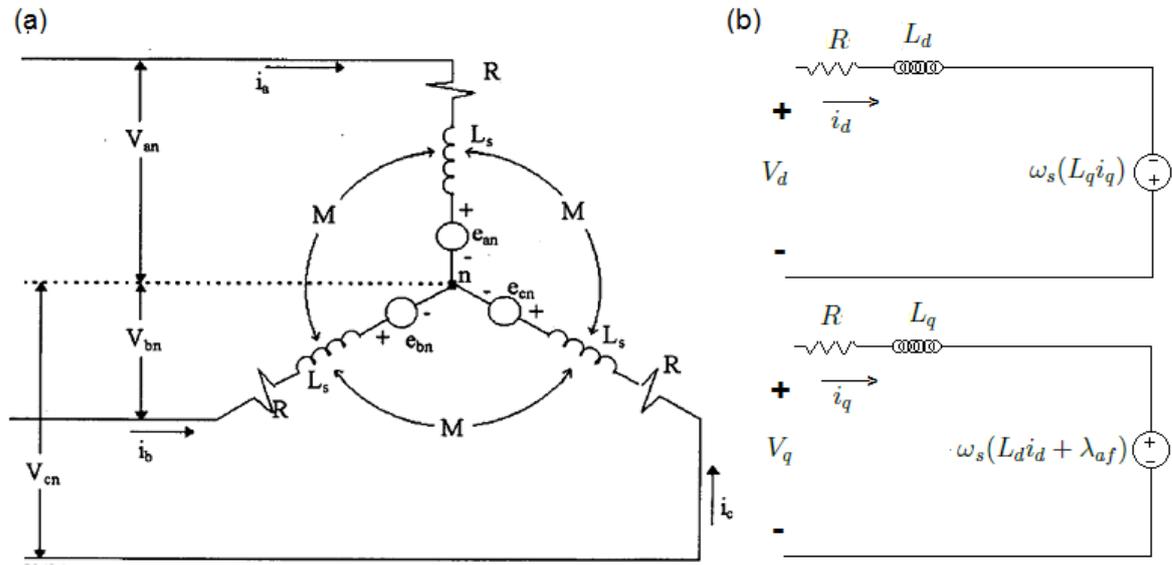
Onde  $L_d$  e  $L_q$  são as indutâncias eixo direto e quadratura respectivamente, e  $\lambda_{af}$  é o fluxo magnético criada pelos ímãs permanentes (PILLAY; KRISHNAN, 1989). Combinando as equações 3.3 e 3.4 com as equações 3.1 e 3.2 temos:

$$V_d = Ri_d + \frac{d}{dt}(L_d i_d + \lambda_{af}) - \omega_s(L_q i_q) \quad (3.5)$$

$$V_q = Ri_q + \frac{d}{dt}L_q i_q + \omega_s(L_d i_d + \lambda_{af}) \quad (3.6)$$

A figura 11(a) ilustra o circuito trifásico da máquina no referencial abc, e na figura 11(b) o circuito convertido para referencial dq, de acordo com as equações 3.5 e 3.6.

Figura 11 – Representação do circuito equivalente da máquina em coordenadas abc e dq



É importante enfatizar que o valor escalar de  $\lambda_{af}$  não se altera, devido ao fluxo magnético criada pelos ímãs permanentes ser constante. Outro fato importante é que o  $\lambda_{af}$  está referenciada no eixo d, assim só temos componente no eixo direto, como visto na equação 3.4.

### 3.2.1 Diagrama fasorial da máquina

Para construir o diagrama fasorial da MSIP as equações 3.5 e 3.6 são particularizadas para o funcionamento em regime permanente, assim podendo ser reduzidas as equações 3.7 e 3.8, (FIGUEIREDO; BIM, 2009).

$$V_d = Ri_d - \omega_s(L_q i_q) \tag{3.7}$$

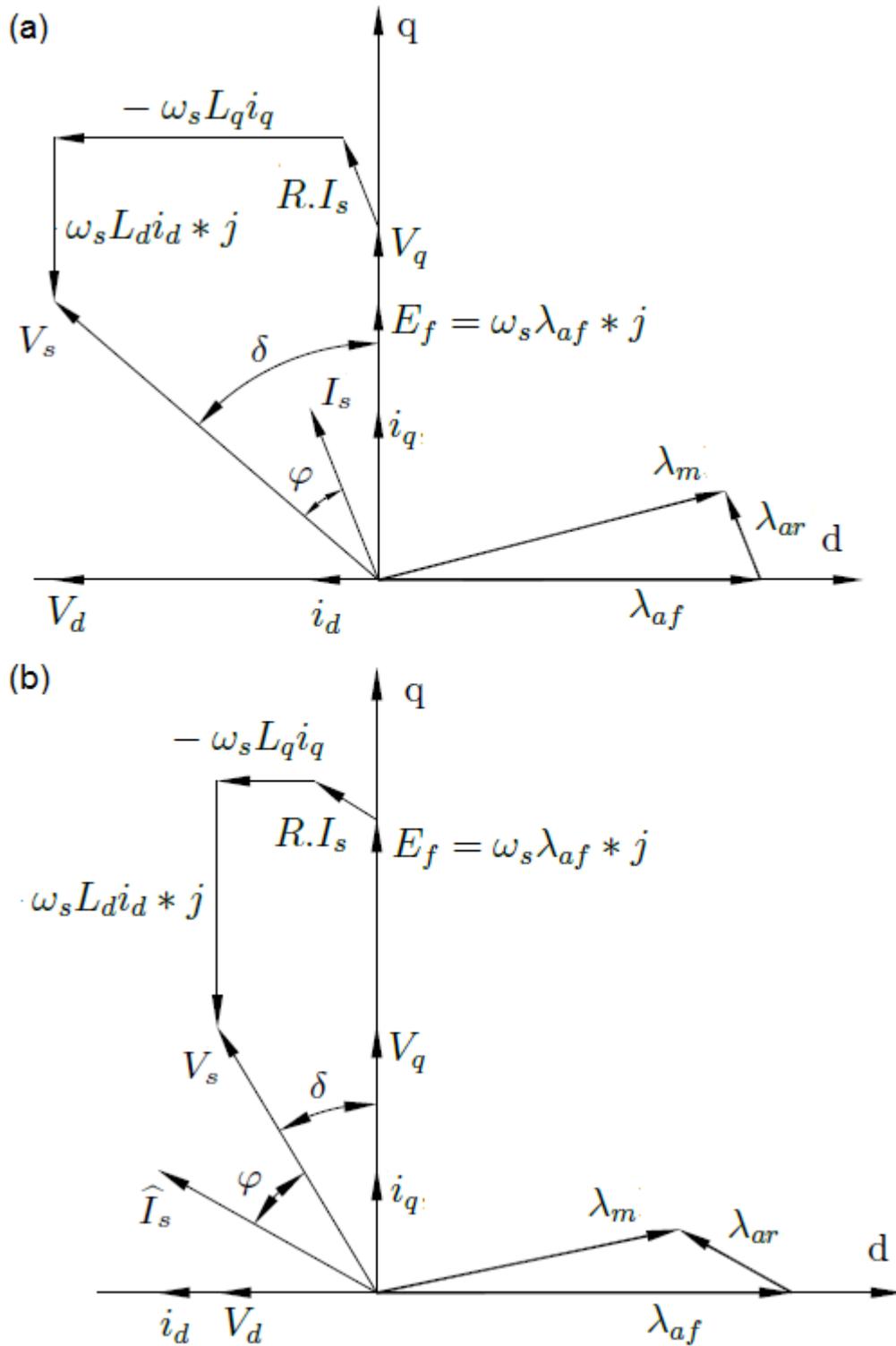
$$V_q = Ri_q + \omega_s(L_d i_d + \lambda_{af}) \tag{3.8}$$

Sabendo que os fasores da tensão  $V_s$  e corrente  $I_s$  do estator podem ser descritos como:  $V_s = V_d + jV_q$  e  $I_s = i_d + ji_q$ , assim combinando as equações 3.7 e 3.8, temos:

$$V_s = R.I_s - \omega_s L_q i_q + \omega_s L_d i_d * j + \omega_s \lambda_{af} * j, \text{ sendo: } E_f = \omega_s \lambda_{af} * j$$

Então para um sistema equilibrado, podemos representar o diagrama fasorial de acordo com a figura 12.

Figura 12 – Diagrama fasorial MSIP (a) sub-excitado (b) sobre-excitado



Fonte: (FIGUEIREDO; BIM, 2009)

O ângulo entre os fasores  $E_f$  e  $V_s$  é denominado ângulo de carga ( $\delta$ ), é impossível construir o diagrama fasorial sem o conhecimento do mesmo. O ângulo  $\varphi$  formado entre  $I_s$  e  $V_s$  é conhecido como ângulo do fator de potência.

Na **figura 12 (a)** temos a MSIP operando como sub-excitada, pois como observado no diagrama fasorial,  $E_f < V_d$  e o fator de potência é indutivo. São características da região de torque constante. Esta região de operação da máquina está compreendida desde zero até a velocidade nominal (1 pu), como pode ser visto na **figura 3**.

Para  $E_f > V_d$ , como visto na **figura 12 (b)**, a máquina opera de maneira sobre-excitada, e a região é caracterizada pelo fator de potência capacitivo. Geralmente a partir da velocidade nominal (1 pu). Nesta condição o controle deve atuar no enfraquecimento de campo,(FIGUEIREDO; BIM, 2009). Detalhes sobre o enfraquecimento de campo encontram-se no **anexo A.3**.

### 3.2.2 Torque eletromagnético

O torque eletromagnético ( $T_e$ ) da MSPI de acordo com (PILLAY; KRISHNAN, 1989), pode ser expresso através da **equação 3.9**.

$$T_e = \frac{3}{2}P[\lambda_{af}i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \quad (3.9)$$

Sendo  $P$  Número de pares de polo da máquina.

E com a segunda lei de Newton para movimento rotacionais, podemos descrever a dinâmica do sistema.

$$\Sigma T = J_e \frac{d}{dt} \omega_r = T_e - T_l - B\omega_r \quad (3.10)$$

Sendo  $T_l$  o torque de carga, próprio de cada tipo de carga. Este torque é contrário ao torque eletromagnético do motor, por isso o sinal negativo.  $B$  é o atrito de fricção ou viscosidade, devido ao fluido no rolamento.  $J_e$  é o momento de inercia da máquina e  $\omega_r$  a velocidade angular do rotor.

Das **equações 3.5, 3.6 e 3.10** podemos montar as equações de espaço de estados da máquina, tendo  $i_d$ ,  $i_q$  e  $\omega_r$  como variáveis de estados.

$$\frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{L_d} [V_d - R i_d + \omega_s L_q i_q] \quad (3.11)$$

$$\frac{d}{dt} i_q = \frac{1}{L_d} [V_q - R i_q - \omega_s L_d i_d - \omega_s \lambda_{af}] \quad (3.12)$$

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{1}{J_e} [T_e - T_l - B\omega_r] \quad (3.13)$$

## 4 Acionamento do Brushless

Este capítulo elucida o controle vetorial da máquina com torque constante, a operação como motor e gerador, e a região de controle na qual o sistema a ser implementado é válido. Também exhibe como o controlador PI efetua a compensação da máquina, e por fim, o diagrama de blocos do controle da máquina.

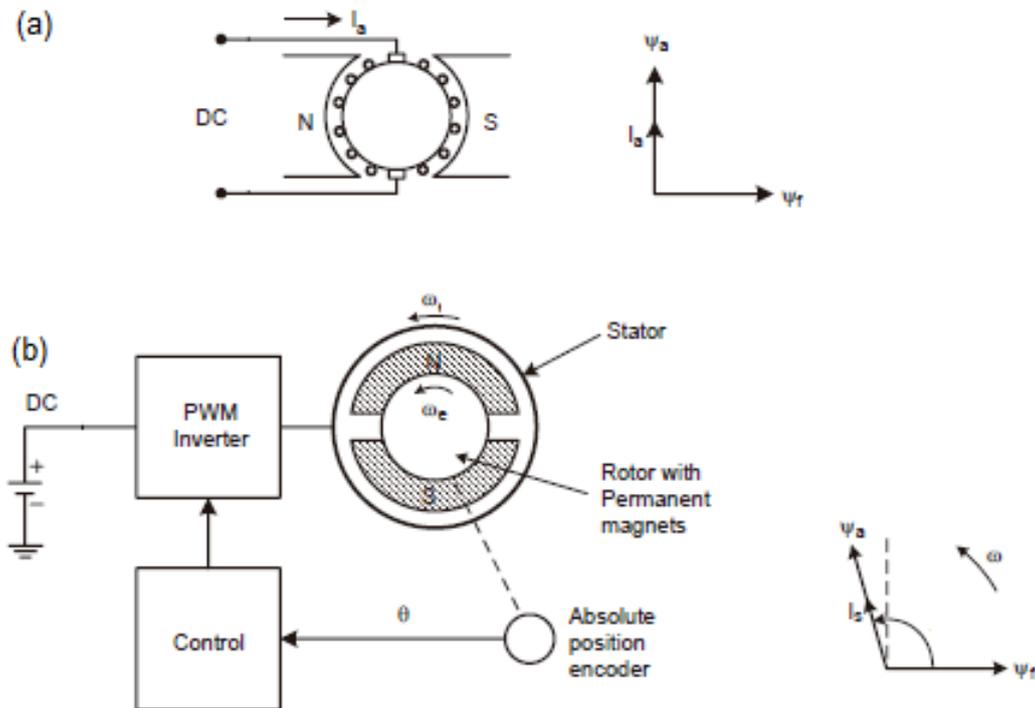
### 4.1 Controle vetorial do motor brushless com torque constante

O controle vetorial foi introduzido em 1972 pelos cientistas Hasse e Blaschke, através da orientação do fluxo do rotor, essa técnica de controle vetorial foi primeiramente aplicada em motores de indução. Essa teoria de acionamento teve grande impacto como nova estratégia de controle. Pesquisas indicam que o motor brushless substituiu o motor de indução com muitas vantagens em aplicações que exigem um alto desempenho. Assim o controle da máquina fica com características semelhantes ao controle de uma MCC com excitação separada.

A **Figura 13(a)** mostra o fluxo de reação de armadura  $\Psi_{ar}$  e o fluxo de campo  $\Psi_f$  de uma MCC com excitação separada. Na MCC o fluxo de campo e o fluxo de reação da armadura são fixos em  $90^\circ$ , ou seja, estão em regime estacionário, (BOSE, 2010).

Na MSIP o diagrama fasorial gira numa velocidade síncrona e os fluxos não são fixos em  $90^\circ$ , assim a medida que o rotor gira, se o fluxo magnético entre o estator e o rotor não estiverem defasados de  $90^\circ$ , o torque produzido não será máximo. Na **Figura 13(b)** mostra-se o acionamento de uma MSIP feito por controle vetorial. Esse tipo de controle permite o desacoplamento entre o torque e o fluxo da máquina. A MSIP é alimentada por um inversor de frequência, e controlada de modo que o sensor de posição gera uma referência de posição do fluxo de campo, e assim possibilitar o controle, (BOSE, 2010).

Figura 13 – fluxos( armadura e campo) (a) MCC (b) MSPI



Fonte: (BOSE, 2010)

#### 4.1.1 Região de controle com torque constante e operação em dois quadrantes(motor-gerador)

Neste trabalho o controle será realizado de maneira que  $I_s$  só tenha componente em quadratura, ou seja  $I_s = \pm i_q$ , e  $i_d = 0$ . A máquina será de polos lisos, ou seja  $L_d = L_q$ . Logo a **equação 3.9** se reduz à:

$$T_e = \frac{3}{2}P\lambda_{af}i_q \quad (4.1)$$

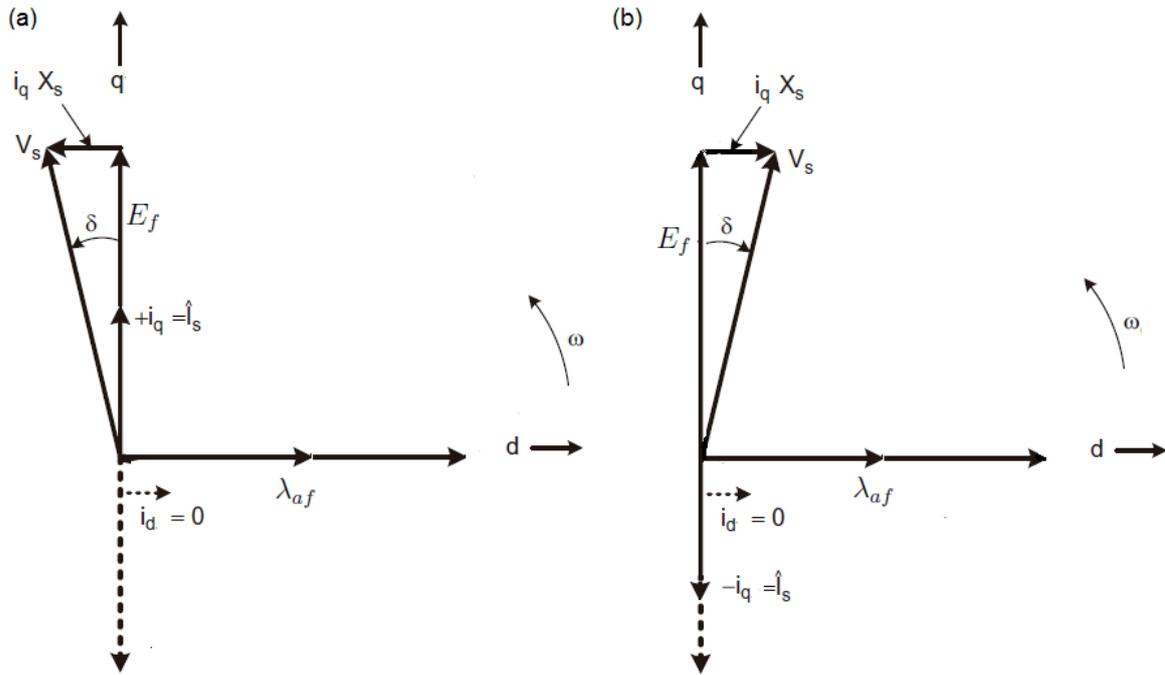
Sabemos que  $P$  e  $\lambda_{af}$  são constantes, sendo que  $Ka = \frac{3}{2}P\lambda_{af}$ , logo temos:

$$T_e = Ka.i_q \quad (4.2)$$

$Ka$  é a constante de torque da máquina, podendo fazer analogia a uma MCC, onde o torque é proporcional a corrente de armadura. Esse controle atua na região de torque máximo, pois a máquina só tem componente de corrente em quadratura, assim o fluxo da armadura e campo são ortogonais. A máquina também opera de maneira sub-excitada de acordo com a **figura 12(a)**. O controle só é válido até a velocidade nominal, pois para velocidades acima da nominal, o controle precisa atuar em  $i_d$ , de maneira que  $i_d$  seja diferente de zero para o enfraquecimento do campo.

Para máquinas de alta potência a resistência do estator  $R$  é muito pequena em relação a reatância indutiva, assim a mesma pode ser desconsiderada, e devido a máquina ser de polos lisos ( $L_d = L_q$ ), assim o diagrama vetorial da **figura 12(a)** pode ser simplificado. Para referência  $i_q$  positiva, a máquina opera como motor, **figura 14(a)**. Para a referência  $i_q$  negativa, neste caso a máquina opera como gerador, **figura 14(b)**.

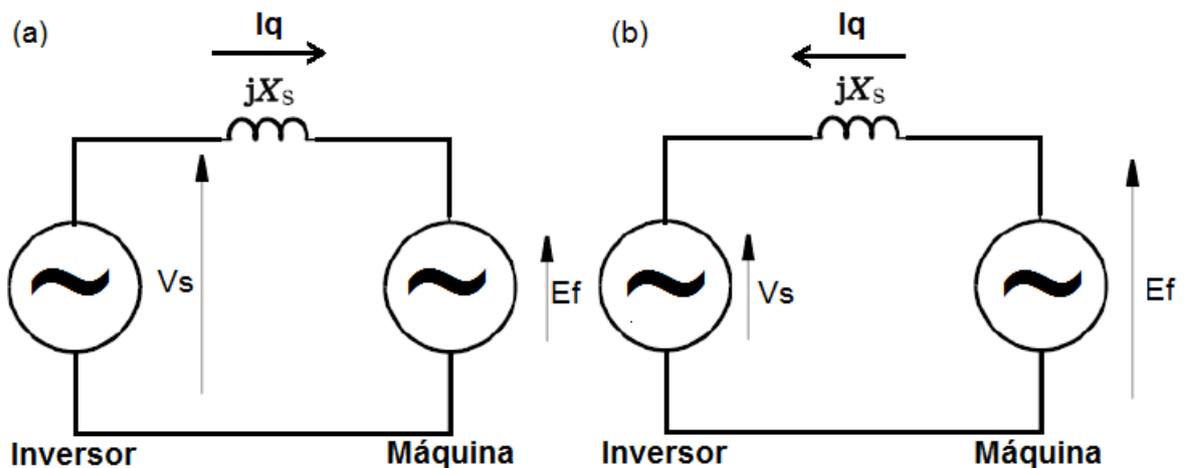
Figura 14 – Diagrama fasorial para controle de torque (a) motor e (b) gerador



Fonte: adaptado (BOSE, 2010)

A **figura 15** ilustra o circuito associado à **figura 14**.

Figura 15 – Circuito do diagrama fasorial da **figura 14**

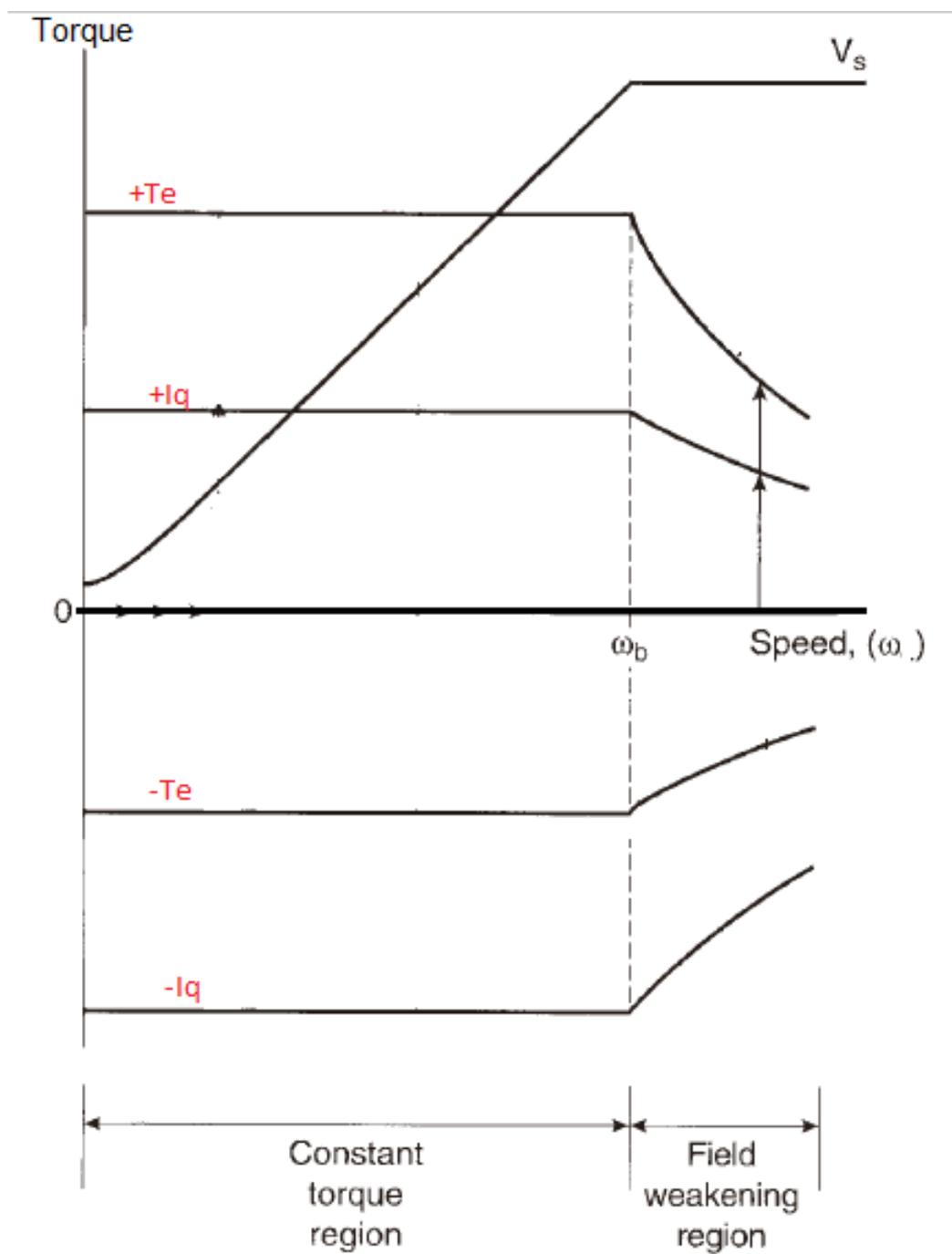


Fonte: adaptado (SIGUIMOTO et al., 2008)

A **figura 16** ilustra o controle da máquina para a região de torque constante. Podemos ver que o torque eletromagnético é proporcional a corrente de quadratura de acordo com a

equação 4.2, e também que a tensão  $V_s$  satura a partir da velocidade nominal.

Figura 16 – Região de controle para torque constante



Fonte: adaptado (BOSE, 2010)

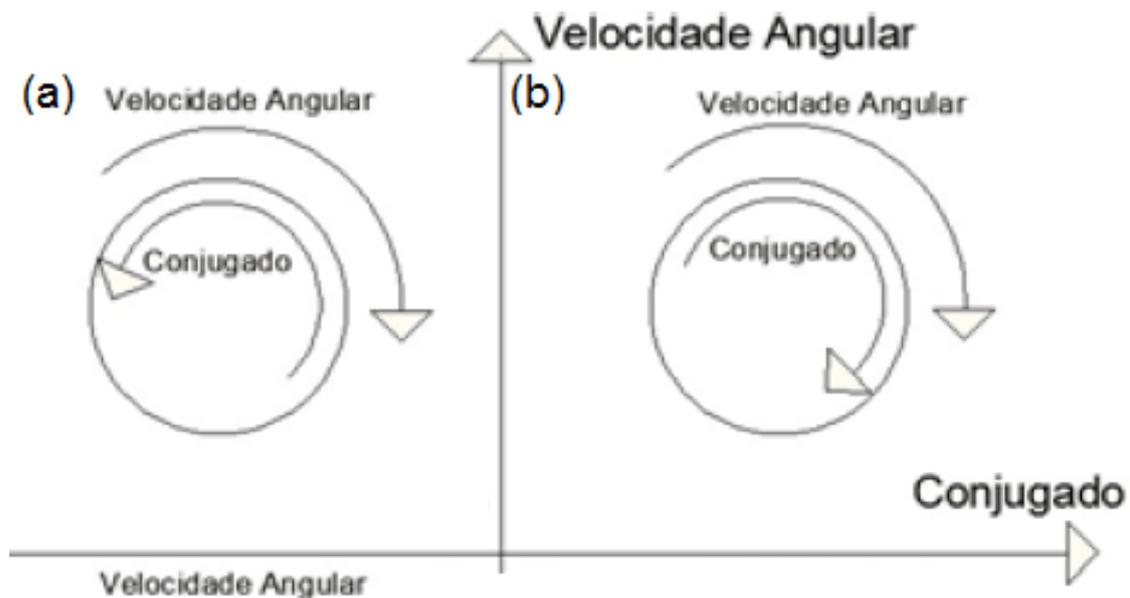
Outra maneira de se ver a máquina operando como motor ou gerador é juntando as equações 4.2 e 3.13, assim temos:

$$\frac{K \cdot i_q - T_l - B\omega_r}{J} = \frac{d}{dt}\omega_r = \alpha_r \quad (4.3)$$

Na Máquina operando como motor, a parcela à esquerda da **equação 4.3** deve ser positiva, para isso  $i_q$  deve ser positivo, e ter amplitude de modo que  $K \cdot i_q$  seja maior que  $T_l$ , e também supere o atrito, assim a máquina terá velocidade angular na mesma direção do torque eletromagnético, e o mesmo começa a acelerar, ver **figura 17(b)**.

A máquina operando como gerador, ainda com a **equação 4.3**, se a máquina já está operando como motor ou está com o eixo girando, basta colocar  $i_q$  negativo de modo que a velocidade angular do rotor seja contrária ao torque eletromagnético, assim a máquina irá dessascelerar e regenerar, **figura 17(a)**.

Figura 17 – Máquina operando como (a)gerador e (b)motor

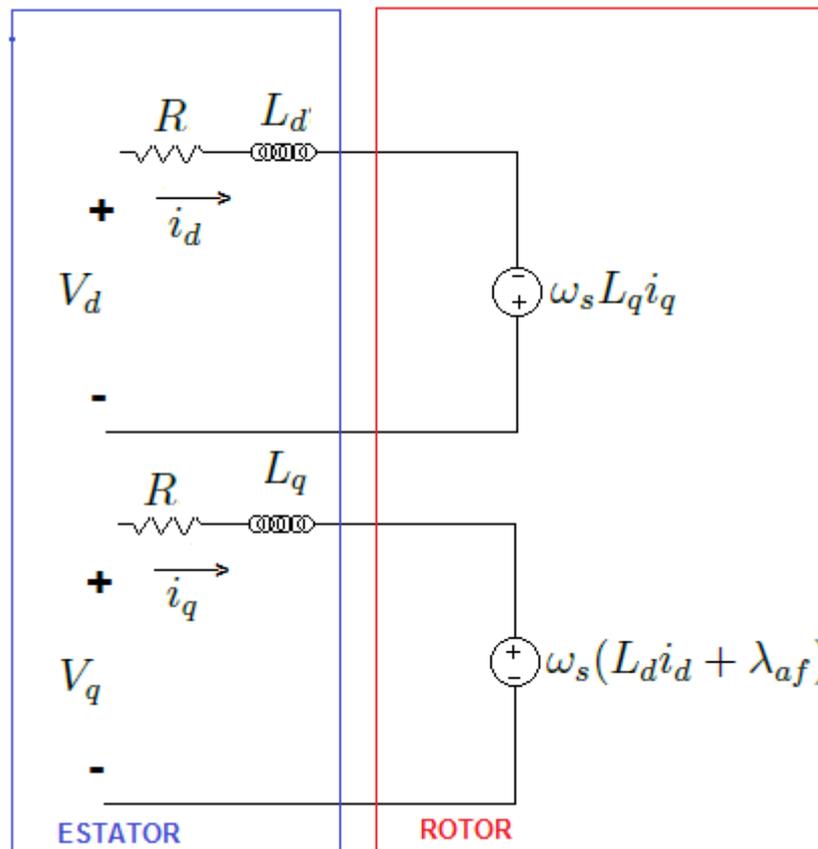


Fonte: adaptado (WILTUSCHNIG, 2013)

## 4.2 Controle da máquina

A **figura 18** representa o circuito elétrico de acordo com as **equações 3.7 e 3.8**.

Figura 18 – Circuito elétrico das equações dinâmicas da máquina



O circuito da **figura 18** ilustra, na parte esquerda da figura, os componentes referentes ao estator da máquina, que é apenas um circuito RL série. Na parte direita temos a dinâmica do rotor, uma fonte referente a tensão induzida da máquina.

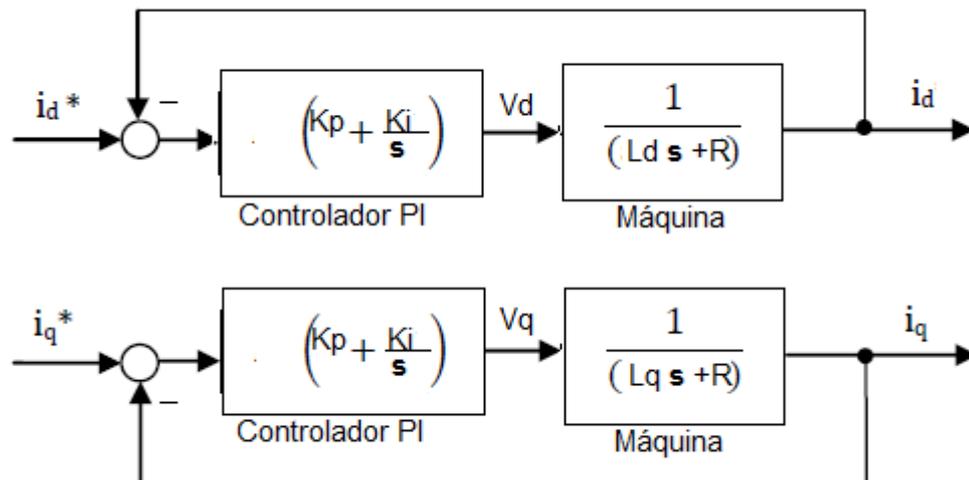
Para o controle da máquina, foi utilizado um PI, e para determinar os parâmetros do PI, deve ser obtido o modelo da máquina em uma função de transferência. Considerando que a parte mecânica (rotor) não produz resposta ao PI, segundo (GIERAS; WANG; KAMPER, 2008). Como a máquina é acionada por um inversor, e a frequência de chaveamento ( $f_{ch}$ ) geralmente é muito maior que a frequência do motor ( $\omega_s$ ), assim podendo desconsiderar a resposta mecânica da máquina. Logo temos as **equações 3.5 e 3.6** reduzidas para:

$$V_q = Ri_q + \frac{d}{dt}L_qi_q \quad (4.4)$$

$$V_d = Ri_d + \frac{d}{dt}L_d i_d \quad (4.5)$$

Depois de fazer a transformada de Laplace, a **figura 19** exibe a malha de controle de corrente. Temos a função de transferência do modelo da máquina em cascata com o compensador PI.

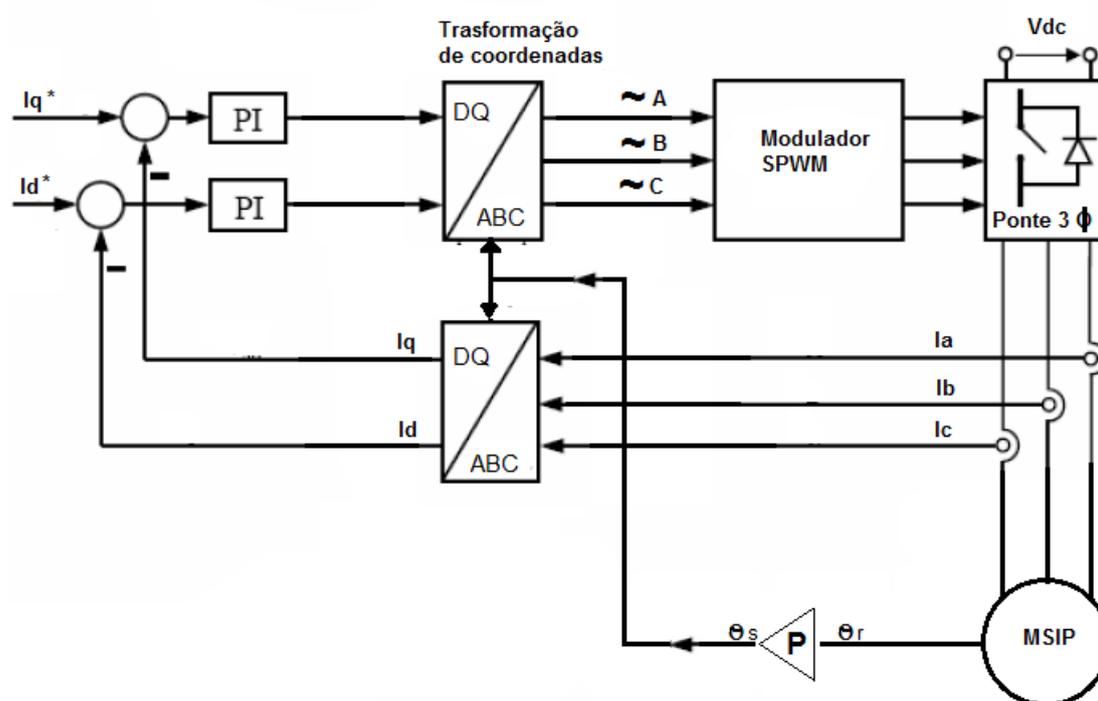
Figura 19 – Malha de controle de corrente d-q



#### 4.2.1 Diagrama de blocos do controle da máquina

Na **figura 20**, é apresentado o diagrama de blocos de controle da máquina. O sinal de referência  $i_q$  é definido de acordo com a amplitude de torque que o motor deve produzir. A referência  $i_d$  relativa ao fluxo de magnetização é zero, o bloco de transformada dq gera três senóides referentes ao valor  $i_d$  e  $i_q$ . Essas ondas serão a portadora do modulador SPWM, que fará uma comparação das mesmas com a modulante triangular, gerando os pulsos de saída para o chaveamento do inversor trifásico. A partir das correntes medidas  $I_a$ ,  $I_b$  e  $I_c$  da máquina, é feita a conversão para o referencial dq obtendo o vetor da corrente no referencial do rotor. Assim, é possível calcular o erro em relação aos sinais de referência, que será aplicado aos controladores PI fechando a malha de controle. O ângulo mecânico ( $\theta_r$ ) deve ser convertido para ângulo elétrico ( $\theta_s$ ) de acordo com a equação:  $\theta_s = P.\theta_r$ , Sendo  $P$ , pares de polos da máquina.

Figura 20 – Representação em diagrama de blocos do controle da máquina



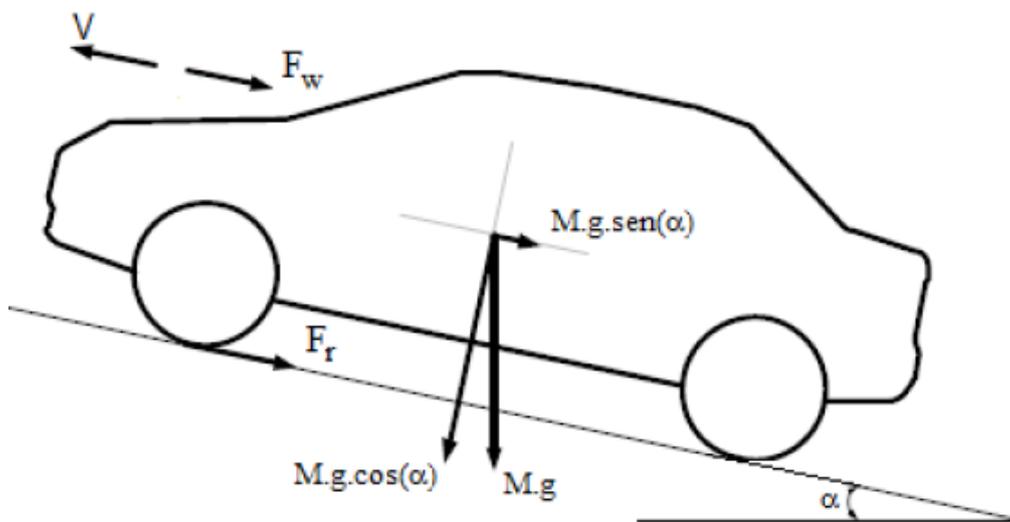
## 5 Modelo dinâmico do veículo

Este capítulo apresenta a dinâmica longitudinal do veículo, levantando as equações dinâmicas necessárias para observar o comportamento de aceleração e frenagem regenerativa do VE.

### 5.1 Dinâmica longitudinal de um veículo

A dinâmica longitudinal do veículo aborda a aceleração e frenagem do veículo movendo em linha reta. Como o modelo é longitudinal, o movimento veicular pode ser determinado pelas forças que atuam no veículo de acordo com a **figura 21**.

Figura 21 – Forças atuando em um veículo longitudinal



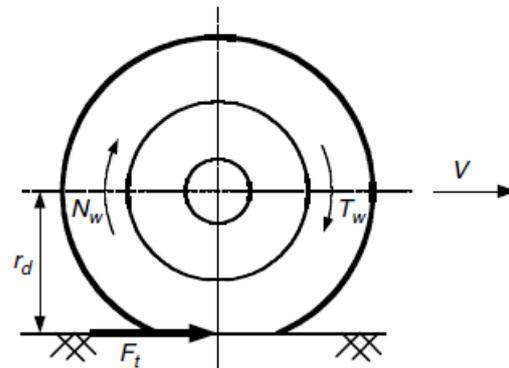
Fonte: (TANAKA, 2013)

A **figura 21**, mostra um veículo de massa  $M$ , que desloca-se a uma velocidade  $V$ , sendo  $g$  a constante de aceleração da gravidade, e  $\alpha$  o ângulo da rampa. A força que traciona o veículo  $F_t$  deve superar a resistência ao rolamento, a resistência aerodinâmica e a resistência ao aclone, para acelerar o veículo até uma velocidade desejada.

#### 5.1.1 Resistência ao rolamento

A resistência ao rolamento, é uma resistência que ocorre entre o contato do pneu com a superfície, assim causa uma deformação dos pneus e/ou superfície, ver **figura 22**.

Figura 22 – deformação dos pneu na superfície



Fonte: (EHSANI; GAO; EMADI, 2009)

A resistência ao rolamento é aproximadamente constante e proporcional ao peso do veículo. Dada pela equação:

$$F_r = f_r \cdot M \cdot g \quad (5.1)$$

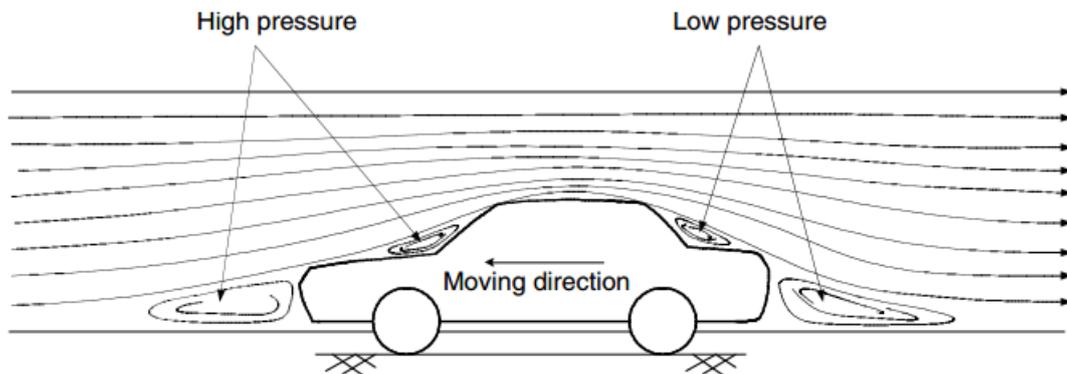
Sendo  $F_r$  a força de resistência ao rolamento, e  $f_r$  o coeficiente de resistência ao rolamento (EHSANI et al., 1997).

### 5.1.2 Resistência aerodinâmica

Um veículo em movimento encontra no ar uma força de resistência ao movimento. Esta força é conhecida como arrasto aerodinâmico, esse atrito depende basicamente da forma do veículo e fricção superficial.

Devido ao movimento surgem duas zonas de pressão (zona de alta pressão na frente do veículo e zona de baixa pressão na traseira), que se opõem ao movimento, empurrando e o puxando o veículo para trás, como mostra na **figura 23**, o ar que é empurrado pela frente resulta numa alta pressão de ar na área frontal do carro. O arrasto é completamente determinado pelo formato do veículo.

Figura 23 – Arrasto de forma resistencia aerodinâmica



Fonte: (EHSANI; GAO; EMADI, 2009)

O ar próximo à superfície do veículo se move com a mesma velocidade do veículo, no entanto, o ar afastado permanece parado em relação ao veículo. Assim as moléculas se movem com velocidades diferentes, essa diferença de velocidade entre duas moléculas de ar produz a fricção superficial.

A força de arrasto aerodinâmico ( $F_w$ ) é uma função que depende da velocidade do veículo ( $V$ ), área frontal do veículo ( $A_f$ ), forma do veículo (coeficiente aerodinâmico  $C_d$ ), e a densidade do ar ( $\rho_a$ ), conforme (TANAKA, 2013), (EHSANI; GAO; EMADI, 2009) e (EHSANI et al., 1997), podendo ser expressa pela **equação 5.2**.

$$F_w = \frac{1}{2} \rho_a \cdot A_f \cdot C_d \cdot (V - V_w)^2 \quad (5.2)$$

A densidade do ar varia com a umidade, temperatura, e altitude, os valores giram em torno de  $1.4 \text{ Kg/m}^3$ .  $V_w$  é a componente da velocidade do vento na direção do movimento.

### 5.1.3 Resistência ao active

Ao subir ou descer uma rampa, o peso do veículo sempre produzirá uma componente de força, dada pela **equação 5.3**:

$$F_g = M \cdot g \cdot \text{sen}(\alpha) \quad (5.3)$$

A **equação 5.3** pode ser facilmente observada na **figura 21**. Essa componente se opõe na subida, com isso demanda mais energia da máquina, porém na descida, essa componente ajuda na aceleração.

### 5.1.4 Força de aceleração linear

Para acelerar o veículo é necessário aplicar uma força suficiente para superar as forças de resistência ao movimento ( $F_r, F_w, F_g$ ). Esta é chamada de Força de aceleração linear ( $F_{la}$ ), fornecerá uma aceleração linear ao veículo, e está de acordo com a segunda lei de Newton.

$$F_{la} = M \frac{dV}{dt} \quad (5.4)$$

Sendo  $M$  a massa do veículo, e  $V$  a velocidade.

### 5.1.5 Força de aceleração angular

Essa força deriva da segunda lei de Newton para movimento rotacionais, segundo a referência (TANAKA, 2013), a equação é desenvolvida da seguinte maneira:

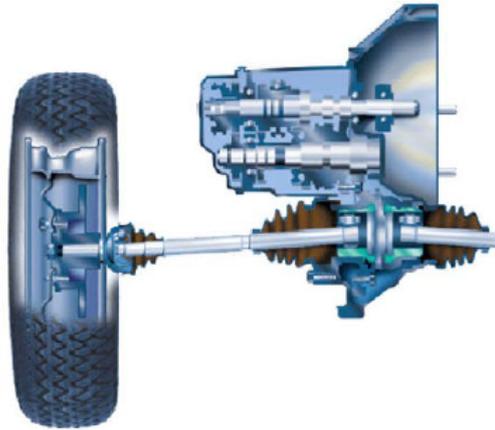
$T = J \cdot \frac{d\omega_w}{dt}$ , como  $T = r_d \cdot F_{wa}$  e  $V = r_d \cdot \omega_w$ , Assim a força de aceleração angular resulta em:

$$F_{wa} = \left(\frac{J}{r_d^2}\right) \cdot \frac{dV}{dt} \quad (5.5)$$

Sendo  $F_{wa}$  Força de aceleração angular,  $J$  momento de inercia das partes girantes do sistema de tração referido ao rotor,  $r_d$  raio efetivo do pneu e  $\omega_w$  velocidade angular da roda.

De maneira geral  $J = i_g^2 \cdot J_t \cdot J_w$ . Nesta equação não está sendo contabilizada a inercia do motor. Sendo  $J_w$  o momento de inercias das rodas/pneus, que está relacionado ao conjunto rodas, pneus, discos de freio, parafusos, massa da roda etc.  $J_t$  momento de inercia da transmissão, relacionado ao eixos e engrenagens presentes na caixa de câmbio e no diferencial, e  $i_g$  a relação do sistema de transmissão. Na **figura 24** mostra-se um sistema de transmissão de um veículo com tração dianteira.

Figura 24 – Conjunto de transmissão – caixa de câmbio, diferencial, juntas e eixos



Fonte: Fiat Automóveis S.A.

### 5.1.6 Força de tração

Força de tração ( $F_t$ ), é a força necessária para colocar o veículo em movimento. Assim pode ser expressa da seguinte maneira:  $F_t = F_r + F_w + F_g + F_{la} + F_{wa}$  logo:

$$F_t = f_r \cdot M \cdot g \cdot \text{sign}(V) + \frac{1}{2} \rho_a \cdot A_f \cdot C_d \cdot (V - V_w)^2 + M \cdot g \cdot \text{sen}(\alpha) + M \frac{dV}{dt} + \left(\frac{J}{r_d^2}\right) \frac{dV}{dt} \quad (5.6)$$

A função  $\text{sign}(V)$  é definida como:

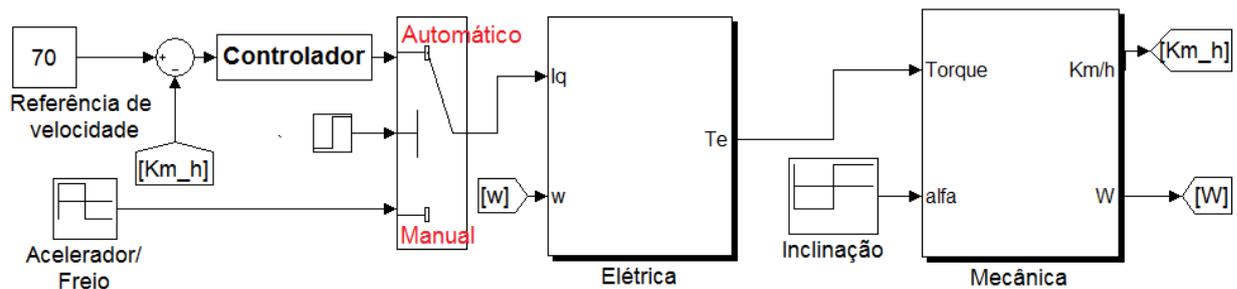
$$\text{sign}(V) = \begin{cases} 1 & \text{se } V > 0; \\ 0 & \text{se } V = 0; \\ -1 & \text{se } V < 0. \end{cases}$$

## 6 Metodologia

Neste capítulo, será apresentado o procedimento metodológico do controle do acionamento do VE. Foi utilizado o software Simulink/MATLAB como ambiente de simulação para investigação do comportamento dinâmico do VE. O capítulo se divide em modelo mecânico, modelo elétrico, controle da planta no modo manual e controle da planta no modo automático.

A **figura 25**, apresenta o controle em cascata da planta elétrica com a planta mecânica de modo geral, podendo ser acionada de forma manual (pedais de freio e acelerar), ou de forma automática (set point de velocidade).

Figura 25 – Diagrama de blocos do veículo



### Modelo de teste

O modelo mecânico implementado na simulação para viabilizar futuras validações experimentais, possui dados baseado em um carro popular Hatch. Os efeitos do sistema de suspensão do veículo foram desprezados com intuito de simplificar o modelo, já que o principal objetivo é acionar a máquina como motor e gerador, aplicado a um modelo mecânico de um veículo.

Tabela 3 – Dados mecânicos de um veículo Hatch

	Simb	Quantidade	Unid(SI)
Massa com carga maxima	$M$	810	$kg$
Raio efetivo pneu 175/70/R13	$r_d$	0.28	$m$
Inercia Semi-eixo direito	$J_{td}$	4,71e-03	$kg.m^2$
Inercia Semi-eixo esquerdo	$J_{te}$	3,33e-03	$kg.m^2$
Inercia Conjunto rodas+pneus+cubos+freios	$J_w$	1,72	$kg.m^2$
Inercia Diferencial	$J_d$	1,77e-02	$kg.m^2$
Área frontal do veículo	$A_f$	2.5	$m^2$

Fonte: Fiat Automóveis S.A.  
(HAIM, 2011)

Tabela 4 – Dados Motor de teste

	Simb	Quantidade	Unid(SI)
Resistência do estator	$R_s$	0.05	$\Omega$
Indutância eixo direto	$L_d$	635 e-6	$H$
Indutância eixo quadratura	$L_q$	635 e-6	$H$
Constante de torque	$K_a$	1.00	$N.m/A$
Inercia do motor	$J_e$	1.889e-3	$Kg.m^2$
Par de polos	$P$	4	-
Potência nominal do motor	$P_e$	40.000	$W$
Velocidade nominal do motor	$RPM$	1900	$rpm$

Fonte: Simulink

Tabela 5 – Condições físicas do ambiente

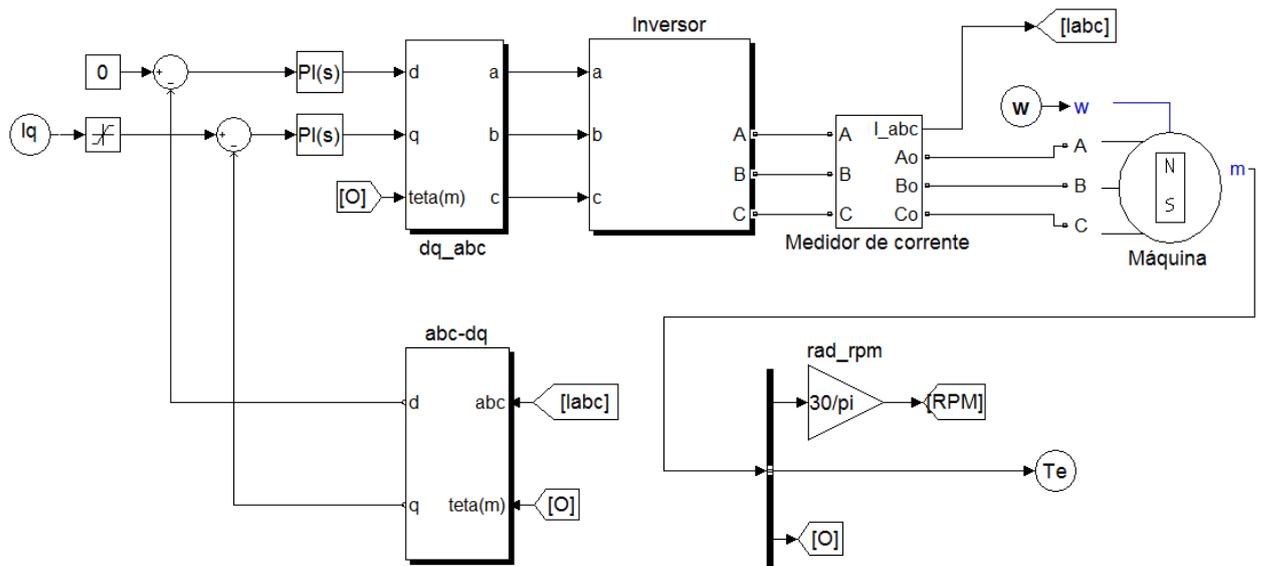
	Simb	Quantidade	Unid(SI)
Aceleração da gravidade	$g$	9.81	$m/s^2$
Coefficiente de resistência ao rolamento	$f_r$	0.013	-
Densidade do ar	$\rho_a$	1.25	$Kg/m^3$
Coefficiente aerodinâmico	$C_d$	0.4	-

Fonte (TANAKA, 2013)(EHSANI; GAO; EMADI, 2009)

## 6.1 Modelo elétrico

Na **figura 26**, ilustra-se o diagrama de blocos da implementação do controle da máquina de acordo com a **figura 20** do **capítulo 4**, o mesmo é um subsistema do diagrama de blocos da **figura 25**.

Figura 26 – Diagrama de blocos da planta elétrica

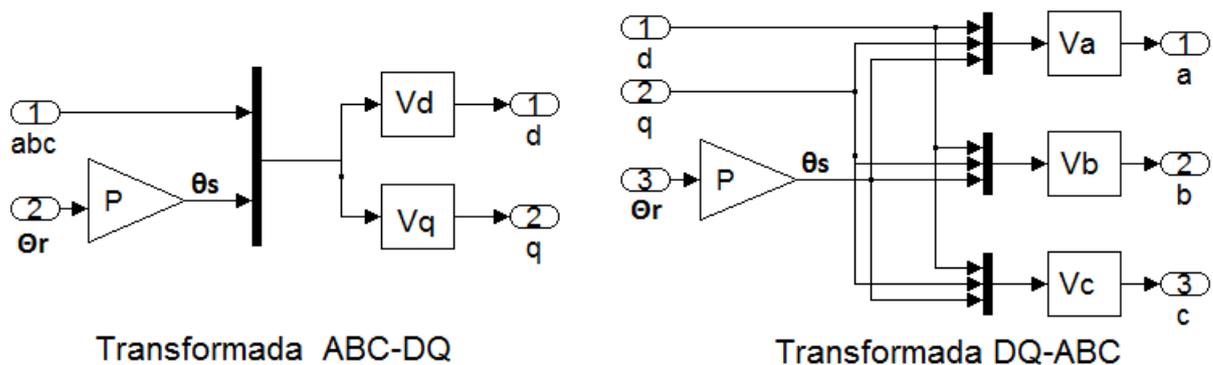


### 6.1.1 Transformada de park

A transformada de Park é necessária para implementar o controle, pois é através da transformada, que se consegue um referencial contínuo equivalente ao referencial trifásico, e assim usar um controlador linear como o PI.

A **figura 27**, apresenta o subsistema do bloco **abc/dq** e **dq/abc** da **figura 26**, que contém a implementação da transformada de park. Os detalhes sobre a transformada de Park se encontra no **apêndice A.1**.

Figura 27 – Diagrama de blocos da transformada de Park



### 6.1.2 Inversor de frequência

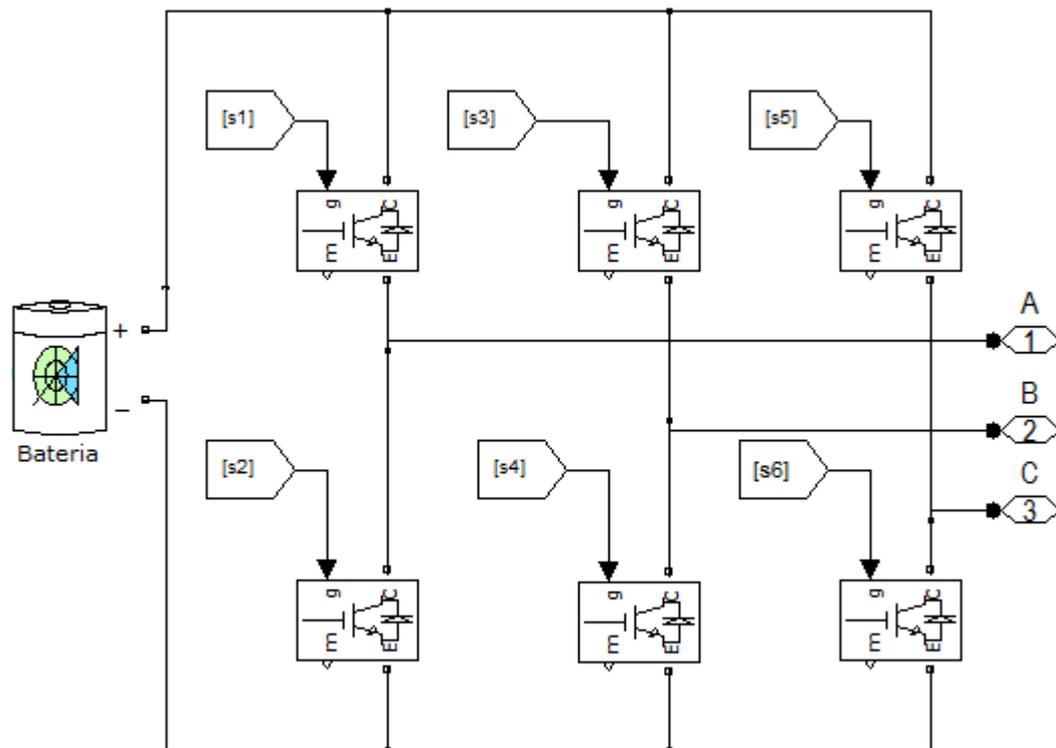
Na **figura 28**, encontra-se a estrutura do inversor trifásico. A tensão trifásica (terminais A, B e C) é obtida conservando um defasamento mútuo de  $120^\circ$  entre as seqüências de chaveamento nos três “braços” do inversor. O valor da tensão da bateria ( $V_{dc}$ ) é de 300 V com capacidade de carga de 100Ah. Foi utilizado uma bateria de íons de lítio, pois possui uma densidade de energia alta comparada com suas concorrentes.

Baseado no artigo "Soluções em Propulsão e Tração Elétrica"(WEG, 2015), o acionamento de um motor para um VE geralmente possui uma frequência de chaveamento ( $f_{ch}$ ) dos inversores de 10 KHz, neste trabalho será utilizado esse valor para a  $f_{ch}$ .

Como as características do inversor estão ligadas as chaves semicondutoras, deve-se escolher um semicondutor com características de tensão  $V_{dc}$ , corrente e frequência de chaveamento  $f_{ch}$  adequadas as necessidades do projeto. Neste caso, considerando que a corrente máxima não ultrapasse 500 A, Tensão  $V_{dc}$  300V e Frequencia de chaveamento 10 Khz, o uso de IGBT como chave semicondutora torna-se adequado de acordo com (RASHID, 1999). Deve-se utilizar diodo anti-paralelo para a regeneração.

De acordo coma a **figura 28**, as chaves de S1 a S6, são para controle dos ângulos de disparo dos IGBTs, além disso, a figura é um subsistema do **bloco inversor** da **figura 26**.

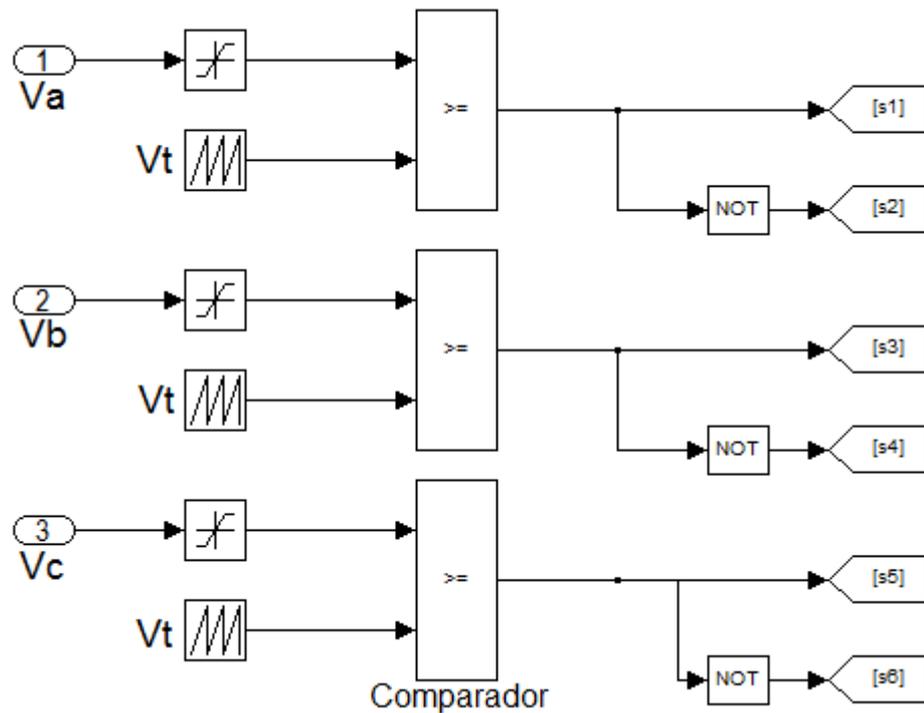
Figura 28 – Topologia do inversor DC/AC



### 6.1.2.1 Modulação SPWM

A modulação por largura de pulso senoidal (SPWM) funciona da seguinte forma, quando um sinal senoidal de controle ( $V_a, b, c$ ) ( neste caso vinda da transformada de Park, bloco **dq-abc** da **figura 26**) é comparado com uma onda triangular ( $V_t$ ), chamada de portadora, a mesma determina a frequência de chaveamento ( $f_{ch}$ ). Quando os sinais ( $V_a, b, c$ ) são maiores ou iguais a  $V_t$ , o sinal de saída do comparador é 1, caso contrário a saída é zero. O sinal é emitido para o braço do inversor, a parte inferior do braço recebe o sinal barrado. A modulação SPWM tem como objetivo, produzir uma onda mais próxima possível de uma senoide com determinada amplitude e frequência. Conforme mostrado na **Figura 29**, que também é um subsistema do **bloco inversor** da **figura 26**.

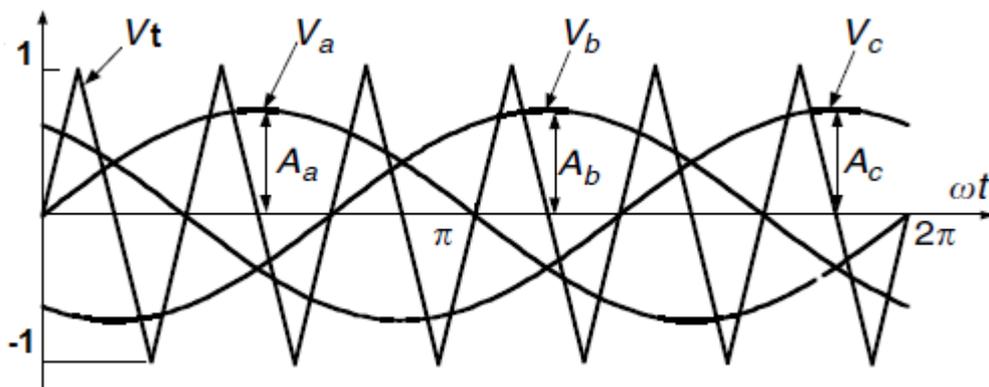
Figura 29 – modulação SPWM



A **figura 30**, exibe a referência senoidal trifásica ( $V_a$ ,  $V_b$  e  $V_c$ ) de amplitudes variáveis ( $A_a$ ,  $A_b$  e  $A_c$ ), que são comparadas com  $V_t$ , sua amplitude varia entre -1 a 1. As saídas dos comparadores formam os sinais de controle ( $S1$ ,  $S3$  e  $S5$ ) e ( $S2$ ,  $S4$  e  $S6$ ), esses sinais são enviados para os braços do inversor.

O índice de modulação em amplitude ( $M_a$ ) é definido por  $M_a = \frac{A_a}{1}$ . Assim, a tensão de saída do inversor aumenta linearmente com  $M_a \leq 1$ , isto é, quando a amplitude da onda de referência é maior que a amplitude da portadora, a modulação deixa de ser senoidal, para evitar isso as tensões de referência ( $V_a$ ,  $V_b$  e  $V_c$ ) devem possuir um saturador.

Figura 30 – portadora triangular



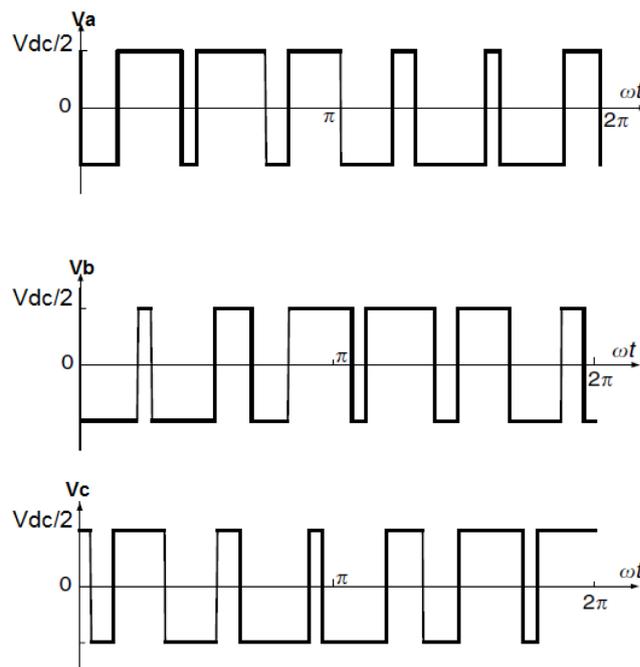
Fonte: (EHSANI; GAO; EMADI, 2009)

Na **figura 31**, mostra-se a tensão de fase resultante da modulação SPWM. A modulação é de dois níveis, ou seja, transforma uma tensão contínua em uma tensão

alternada com dois estados de polaridade, que são  $+(V_{dc}/2)$  e  $-(V_{dc}/2)$ . Quando os sinais de S1, S3 e S5 são iguais a 1, S2, S4 e S6 são 0, e as fases de (A,B e C) na saída do inversor apresentam uma tensão positiva  $+(V_{dc}/2)$ . Da mesma forma que quando S1, S3 e S5 são 0, S2, S4 e S6 são 1, e as fases (A,B e C) na saída do inversor apresentam uma tensão negativa  $-(V_{dc}/2)$ .

Apesar da figura não mostrar é importante enfatizar que a tensão de linha resulta em três níveis  $+(V_{dc})$ , 0 e  $-(V_{dc})$ .

Figura 31 – Tensão de fase a b e c



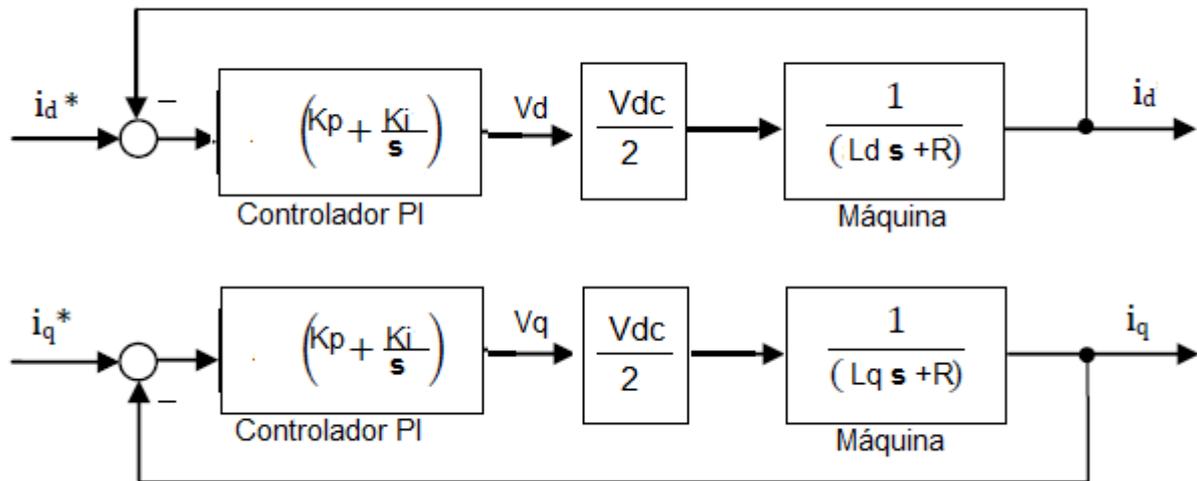
Fonte: (EHSANI; GAO; EMADI, 2009)

### 6.1.3 Sintonia do PI

O projeto de compensadores lineares é realizado de forma que o sistema de malha fechada atenda alguns critérios de estabilidade. Nesse trabalho será utilizado o PI, e será analisado de forma sucinta o projeto no domínio da frequência, orientado pelo diagrama de Bode.

O PI deve ser sintonizado de acordo com o inversor e a máquina. A amplitude máxima da tensão de fase é de  $(V_{dc}/2)$ , assim esse ganho deve ser inserido em cascata com a função de transferência do motor. Logo a **figura 19** do **capítulo 4**, com a representação do ganho, pode ser vista na **figura 32**.

Figura 32 – Malha de controle de corrente



Como a malha de corrente  $i_q$  é igual a malha de corrente  $i_d$ . Através dos dados do motor da **tabela 4**, temos:  $L_d = L_q = 635e - 6$  e  $R_s = 0.05$ , e como  $V_{dc} = 300$ , assim a função de transferência da máquina a ser sintonizada pelo PI com os valores já substituídos resulta em:

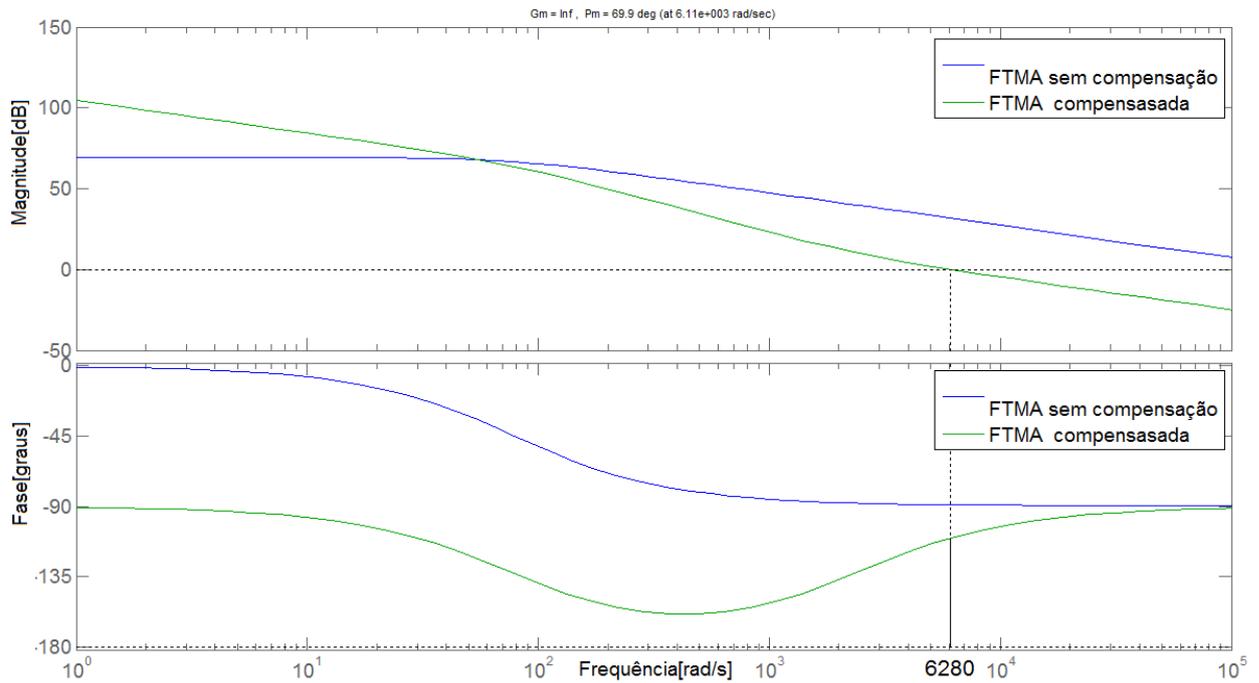
$$G(s) = \frac{150}{635e^{-6}s + 0.05}$$

Será analisado a estabilidade de um sistema em malha fechada a partir de seu diagrama de Bode de malha aberta. Segundo (VILLALVA, 2010), a largura de banda de um sistema chaveado de um projeto conservador, deve limitar a largura de banda (frequência de cruzamento) a um décimo da frequência de chaveamento ( $f_{ch}$ ), e margem de fase entre  $70^\circ$  e  $90^\circ$  para a obtenção de um resultado satisfatório. Como a  $f_{ch}$  é 10kHz assim a frequência de cruzamento ( $W_c$ ) deve ser :

$$W_c \cong \frac{1}{10} 2\pi * 10K = 6280 rad/s$$

Através do Sisotool, ferramenta presente no Matlab utilizada para sintonia de controladores, os ganhos de  $K_p$  e  $K_i$  encontrados foram de 0.0242 e 56.175 respectivamente. A **figura 33**, mostra o diagrama de bode da função de transferência em malha aberta para  $G(s)$  compensada e não compensada.

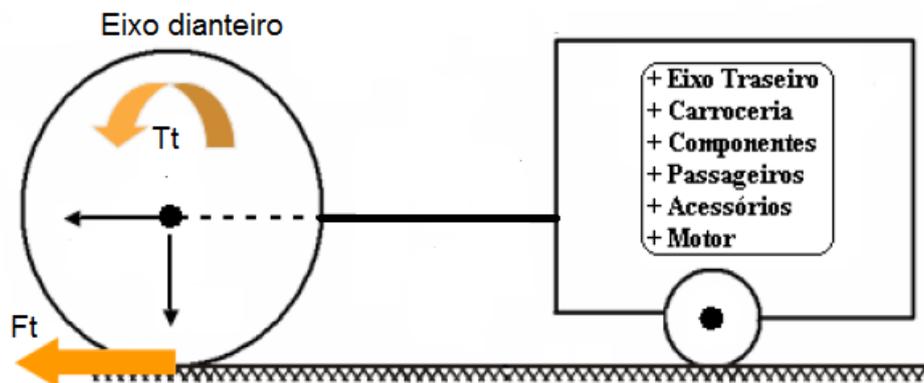
Figura 33 – Diagrama de bode em malha aberta para  $G(s)$  sem compensação e com compensação pelo PI



## 6.2 Modelo Mecânico

Com o objetivo de entender o acionamento da máquina possibilitando a frenagem regenerativa do VE, será levantado o modelo simplificado do veículo com apenas dois graus de liberdade, que leva em consideração o conjunto pneu/roda e o restante do veículo. Ver **figura 34**. Este modelo considera que as duas rodas de um mesmo eixo são representadas em apenas uma roda equivalente. Com isso, os efeitos na direção lateral e vertical não influenciam no desempenho do automóvel. O modelo possui uma distribuição simples de massas, e as folgas de partes torcionais entre o motor e o mancal das rodas são desprezados. O modelo busca investigar o comportamento longitudinal, como explicado no **capítulo 5**.

Figura 34 – Modelo VE com dois graus de liberdade



Fonte: adaptado (EGER et al., 2007)

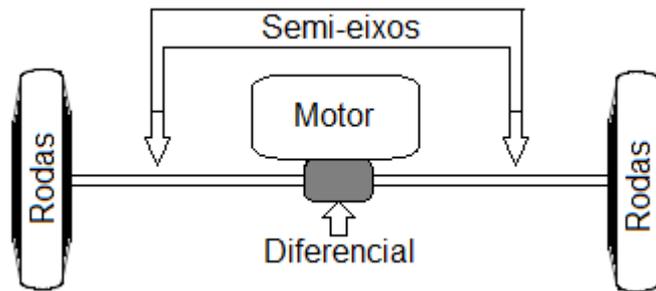
Neste modelo a rigidez do pneu não é levada em consideração, portanto o deslocamento relativo entre o pneu e a roda é desconsiderado. Nota-se então que o eixo dianteiro puxa o resto do veículo devido ao torque fornecido pelo motor ( $T_t$ ), o qual fornece a força de tração longitudinal ( $F_t$ ). O torque inicialmente é modelado de forma linear em função do tempo. Assim o torque de tração nas rodas pode ser dado pela equação  $T_t = F_t \cdot r_d$ , logo a **equação 5.6**, considerando a velocidade do vento nula, pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\frac{T_t}{r_d} = f_r \cdot M \cdot g \cdot \text{sign}(V) + \frac{1}{2} \rho_a \cdot A_f \cdot C_d \cdot V^2 + M \cdot g \cdot \text{sen}(\alpha) + \left(M + \frac{J}{r_d^2}\right) \frac{dV}{dt} \quad (6.1)$$

### 6.2.1 Transmissão

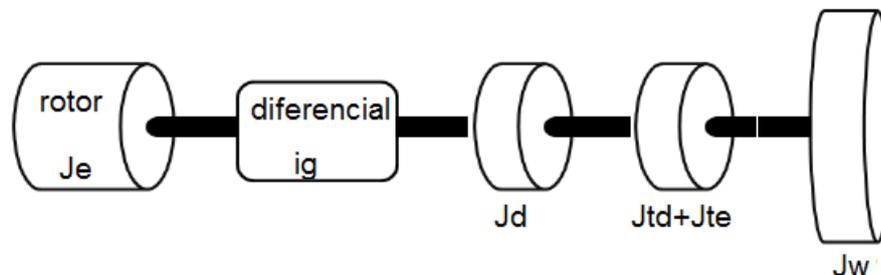
A **figura 35**, ilustra o sistema de transmissão do veículo que será analisado neste trabalho.

Figura 35 – Sistema de transmissão do VE



Para finalizar o modelo, resta calcular o momento de inércia das partes girantes do sistema de tração referido ao rotor ( $J$ ). A **figura 36**, mostra as inércias do sistemas de transmissão do VE.

Figura 36 – Inércias do sistema de transmissão do VE



Sendo:  $J_e$  momento de inércia do motor,  $i_g$  relação do sistema de transmissão,  $J_d$  momento de inércia do diferencial,  $J_{td}$  momento de inércia do Semi-eixo direito,  $J_{te}$  momento de inércia do Semi-eixo esquerdo,  $J_w$  momento de inércias das rodas/pneus.

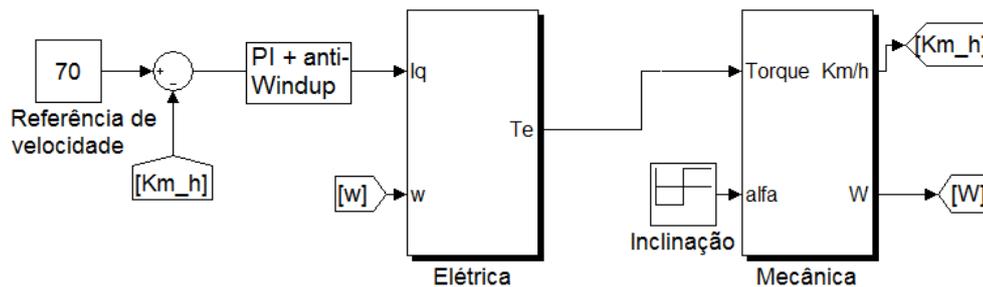


## 6.4 Controle da planta no modo automático

Este modo tem o objetivo seguir uma referência de velocidade no VE, com sua principal utilidade em rodovias, quando o veículo está sujeito a trabalhar muito tempo com velocidades constantes.

A **figura 38**, mostra a **figura 25** no modo automático, e tendo como controlador o PI anti-windup, que se faz necessário, pois a corrente deve ser limitada a valores nominais da máquina.

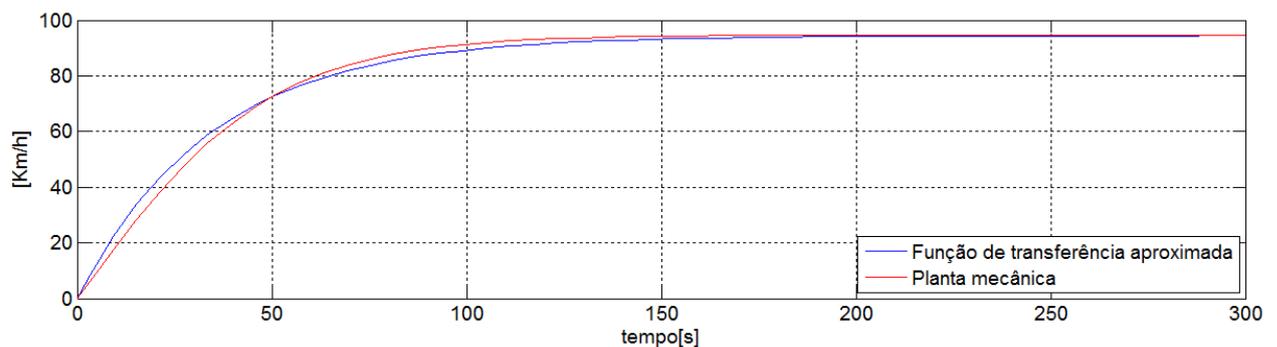
Figura 38 – Controle modo automático



### 6.4.1 Sintonia da malha em cascata com PI

Como a planta mecânica não é linear, uma vez que o arraste aerodinâmico é uma função quadrática da velocidade, assim a planta mecânica foi aproximada por um sistema de primeira ordem. O modelo de primeira ordem, pode ser representado por  $\frac{K}{\tau s + 1}$ . Foi dado um degrau de  $150 N.m$  na planta mecânica, e calculado os valores de  $K$  e  $\tau$  por inspeção. Logo o sistema de primeira ordem que melhor representa a planta mecânica, pode ser dado por:  $\frac{14,79}{810s + 23,5}$ . Na **figura 39**, pode ser visto a resposta ao degrau da planta mecânica, e da resposta ao degrau da aproximação por uma função transferência de primeira ordem.

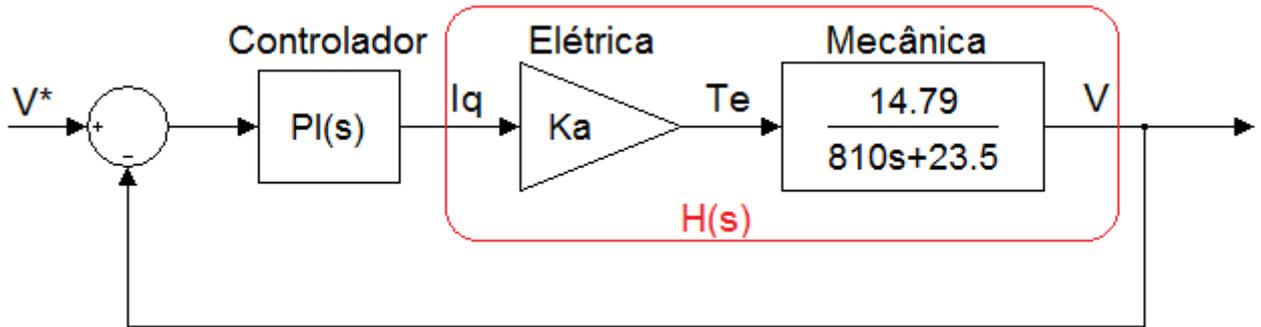
Figura 39 – Aproximação da planta mecânica por um sistema de primeira ordem



Após encontrar uma função para representar a planta mecânica, pode-se projetar o controle em cascata. Neste tipo de projeto, o mais importante é a malha interna (planta

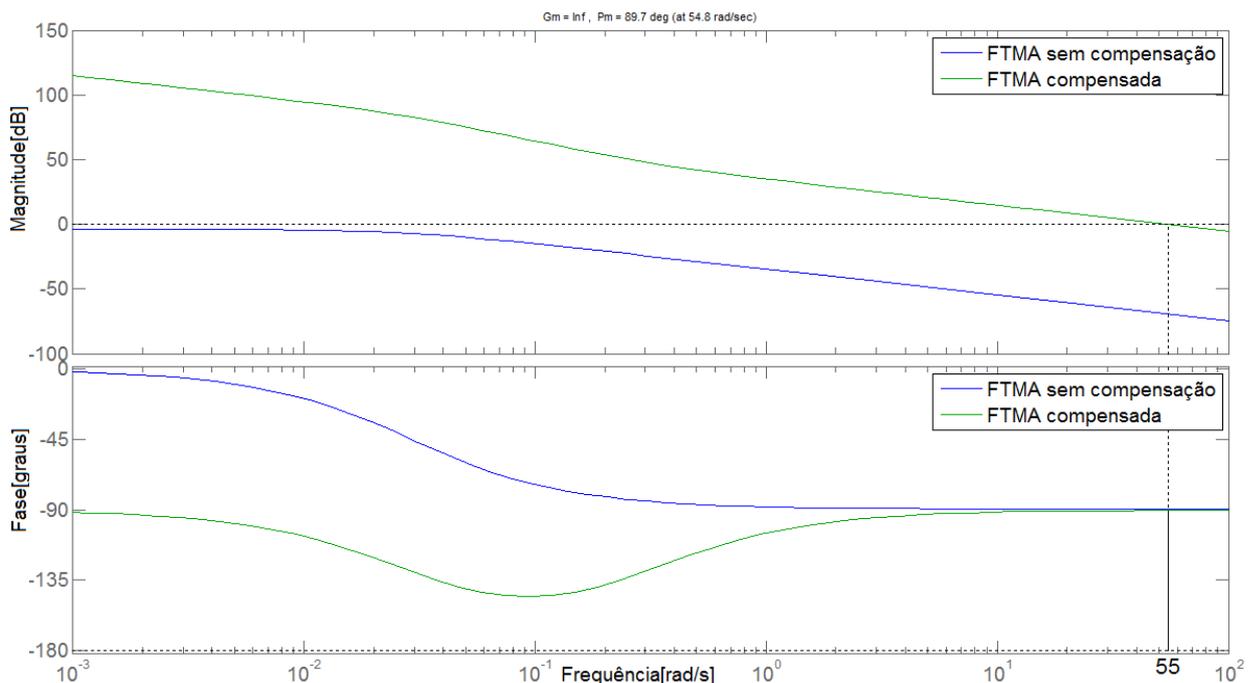
elétrica) responder mais rápido do que a malha externa (planta mecânica), quanto mais rápido melhor. Assim o controle em cascata considera a malha interna como uma constante, pois devido a alta velocidade de resposta da malha interna em relação a malha externa, a planta elétrica é representada pela **equação 4.2**, ver **figura 40**.

Figura 40 – Controle em cascata



A **figura 41**, mostra a planta  $H(s)$  (planta elétrica em cascata com a planta mecânica) sem compensação, e compensada pelo PI. Na **seção 6.1.3** a planta elétrica foi compensada com uma  $W_c \cong 6280\text{rad/s}$ . Então para satisfazer a condição do controle em cascata, podendo considerar a planta elétrica como uma constante,  $H(s)$  deve ser compensada com uma  $W_c$  muito menor que  $6280\text{rad/s}$ . O sistema foi compensado com uma  $W_c \cong 55\text{rad/s}$  e margem de fase de  $\cong 90^\circ$ . Os ganhos de  $K_p$  e  $K_i$  encontrados foram de 3000 e 900 respectivamente.

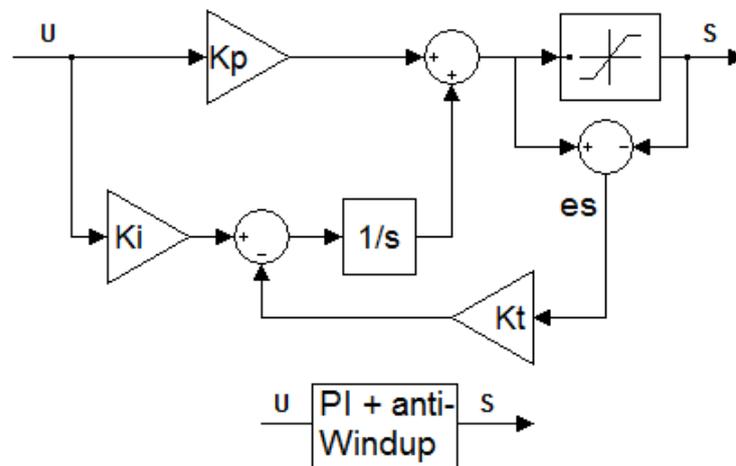
Figura 41 – Diagrama de bode em malha aberta para  $H(s)$  sem compensação e compensada pelo PI



### 6.4.2 Anti-windup da ação integral

Projetos em que a ação de controle é limitada, quando ocorre uma saturação, o erro continuará a ser integrado e o termo integral tende a se tornar muito grande, ou seja, tende a "carregar-se"demasiadamente. Neste caso, para que o controlador volte a trabalhar na região linear, é necessário que o termo integral se " Descarregue". As técnicas anti-windup tem como objetivo impedir que o integrador continue a se carregar quando a saturação ocorre. Para evitar o windup da ação integral, foi implementado o diagrama de blocos de um controlador PI com anti-windup do tipo Back calculation, como mostra na **figura 42**,(MARKAROGLU et al., 2006) e (ESPINA et al., 2009).

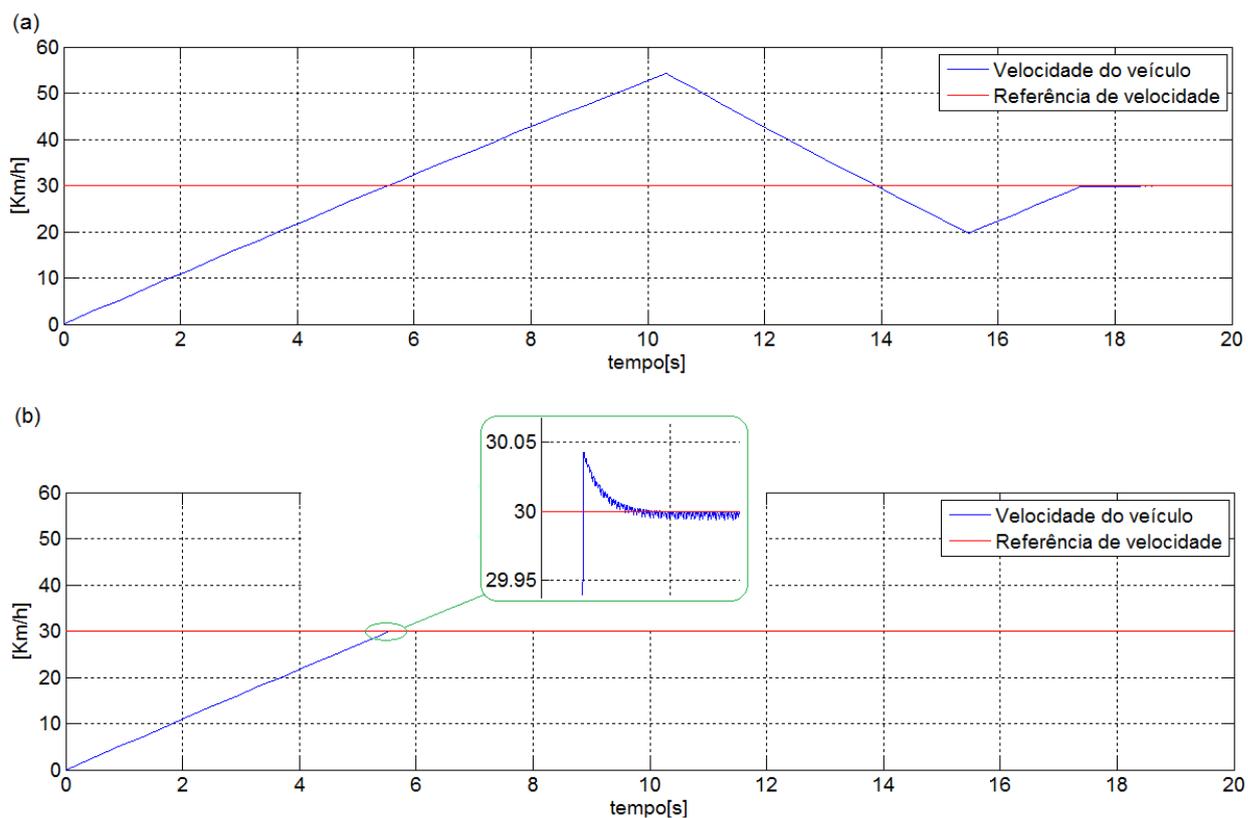
Figura 42 – PI + Anti-windup



O back calculation funciona da seguinte forma, o sistema apresenta um laço de realimentação adicional. A diferença entre o valor da entrada e da saída do saturador constituem um erro (es), que é realimentado à entrada do integrador com um ganho  $K_t$ . Quando não há saturação, (es) é igual a zero, e portanto, este laço não tem nenhum efeito, e o controlador está operando linearmente. Quando ocorre a saturação, (es) será diferente de zero, e a integral é recalculada, não instantaneamente, mas dinamicamente com uma constante de tempo  $K_t$ .  $K_t$  é o parâmetro que ajusta a rapidez com que o termo integral é redefinida, e portanto, a seleção deste parâmetro tem efeito considerável sobre o desempenho do processo, (MARKAROGLU et al., 2006) e (ESPINA et al., 2009).

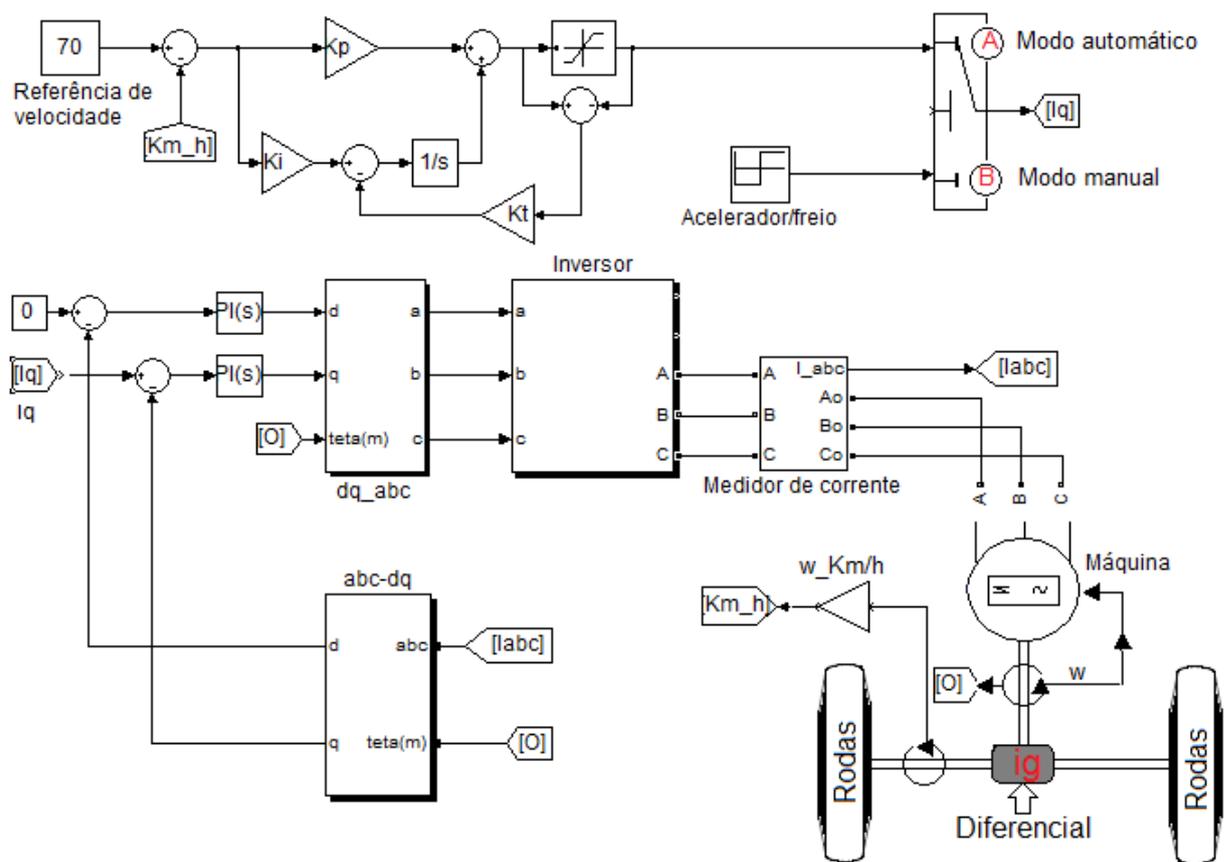
A **figura 43**, mostra o modo automático, com um degrau de  $30 \text{ Km/h}$  como referência de velocidade, o limite do saturador é de  $\pm 150A$ , e o  $K_t$  foi ajustado de forma heurística. Como pode ser observado na **figura 43(a)**, o PI sem anti-windup ( $K_t=0$ ) apresenta um elevado sobressinal e um longo tempo de acomodação. Já na **figura 43(b)**, o PI com anti-windup apresenta um sobressinal praticamente insignificante, mostrando a eficácia do anti-windup para um sistema com saturação.

Figura 43 – (a) PI (b) PI com anti-windup



A **figura 44**, mostra o modelo do VE de forma geral, inserindo o modelo da transmissão de uma forma visual, como realmente é na prática.

Figura 44 – Diagrama geral do veículo



## 7 Resultados e Discussões

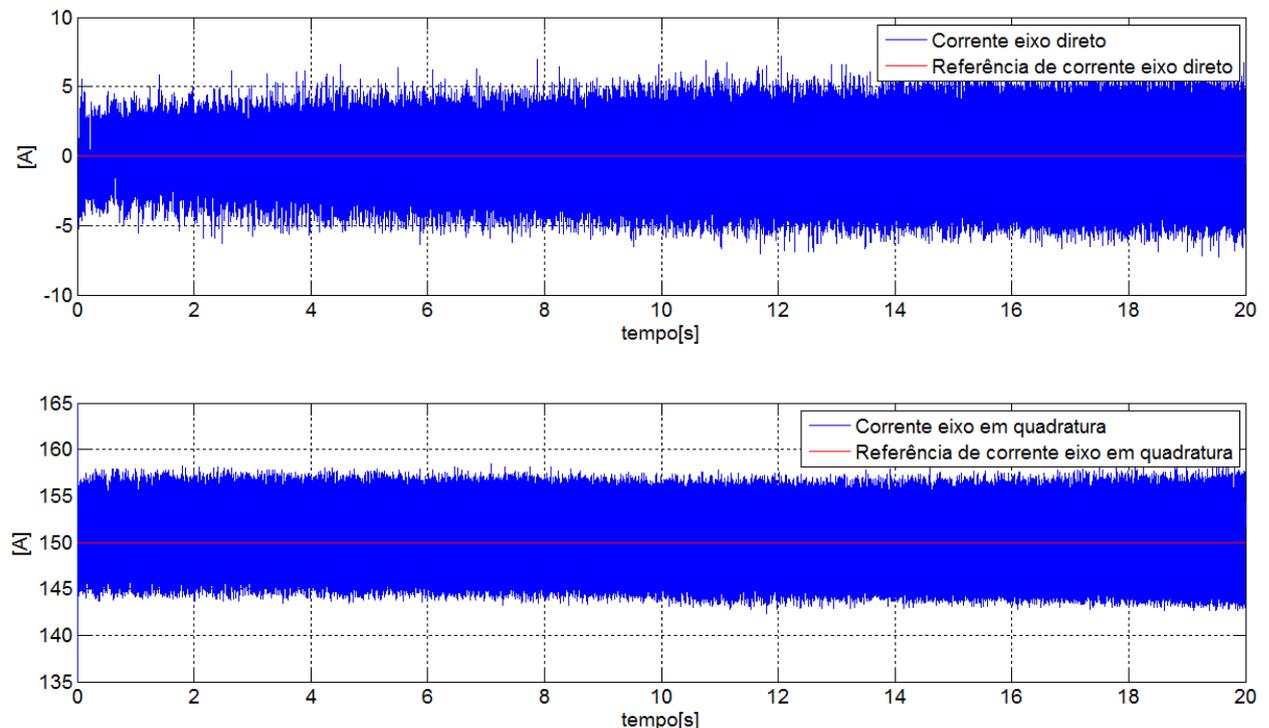
### 7.1 Modo manual

Com o objetivo de acelerar o VE em uma pista plana, nesta subseção é dado um degrau de referência positivo em  $i_q$ . O quanto o VE irá acelerar depende de duas variáveis, a amplitude de  $i_q$  e a relação de transmissão  $i_g$ . Nesta seção são realizados testes para ( $i_q = 150A$  e  $i_g = 1$ ), ( $i_q = 500A$  e  $i_g = 1$ ), ( $i_q = 150A$  e  $i_g = 1 : 5$ ) e ( $i_q = 150A$  e  $i_g = 1 : 2.5$ ), com o objetivo de obter a melhor aceleração dentro dos limites do projeto do VE.

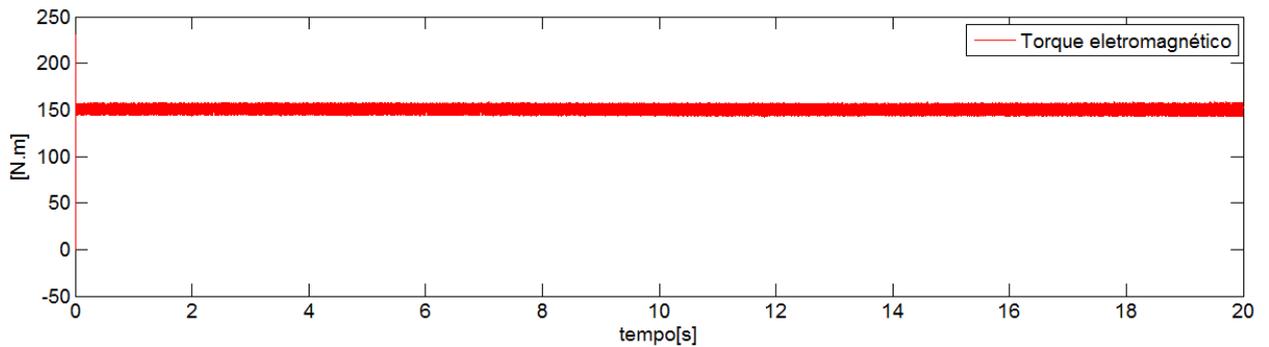
#### 7.1.1 Degrau $i_q = 150A$ e relação de transmissão $i_g = 1$

A **figura 45**, mostra a simulação de 20s, pode-se ver que a corrente segue o referencial  $i_d = 0$  e  $i_q = 150$ , porém apresentam um ripple, que é consequência da frequência de chaveamento ( $f_{ch}$ ) dos IGBTs e da rotação da máquina. Como  $f_{ch}$  não se altera, o ripple só depende da velocidade da máquina, e como a velocidade da máquina é crescente ao longo do tempo, pode-se observar o aumento do ripple.

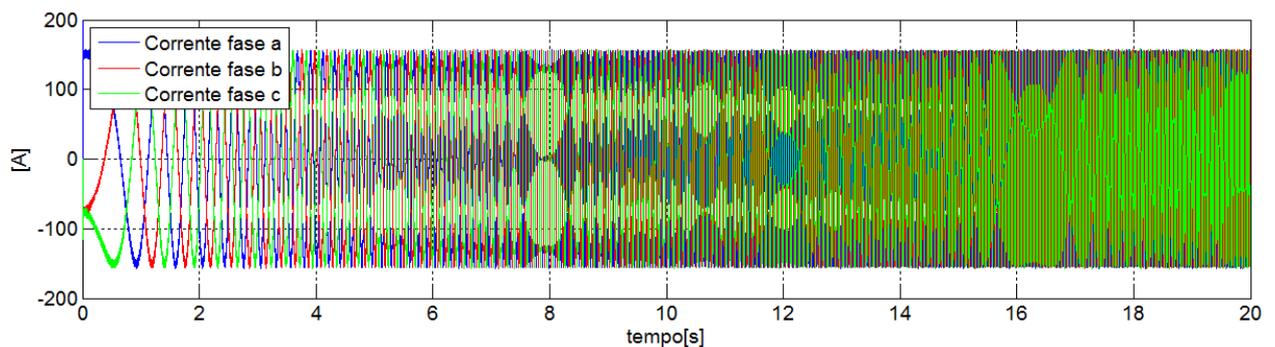
Figura 45 – Corrente eixo direto e eixo em quadratura ( $i_q = 150A$  e  $i_g = 1$ )



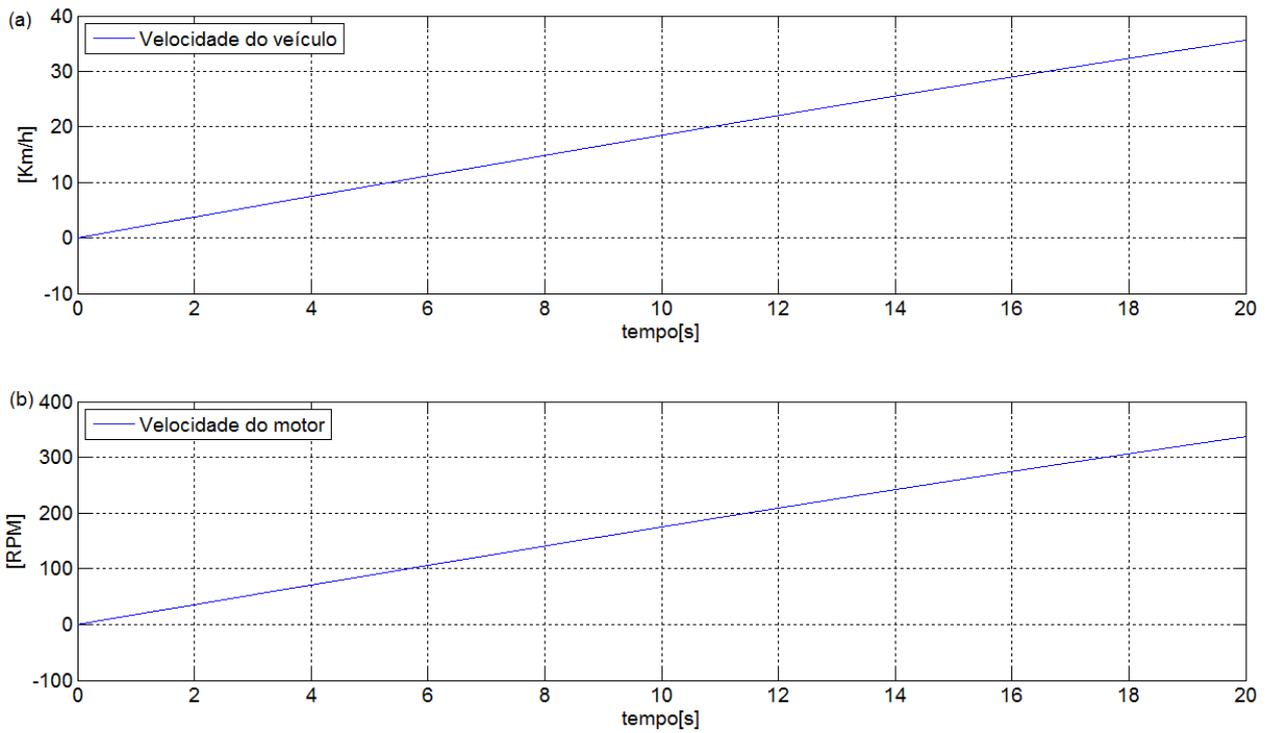
Como a constante de torque da máquina  $Ka$  é igual 1, através da **equação 4.2** o torque eletromatnético da máquina está de acordo com a **figura 46**.

Figura 46 – Torque eletromagnético ( $i_q = 150A$  e  $i_g = 1$ )

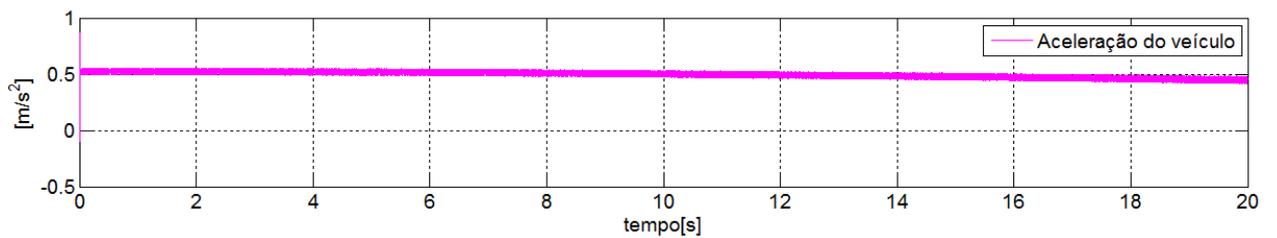
Pode-se constatar na **figura 47**, que as correntes de fase do estator da máquina mantém o pico em 150A, de acordo com a transformada de Park invariância em amplitude. Também pode-se notar o aumento da frequência de acordo com o aumento da velocidade da máquina.

Figura 47 – Corrente de fase abc da máquina ( $i_q = 150A$  e  $i_g = 1$ )

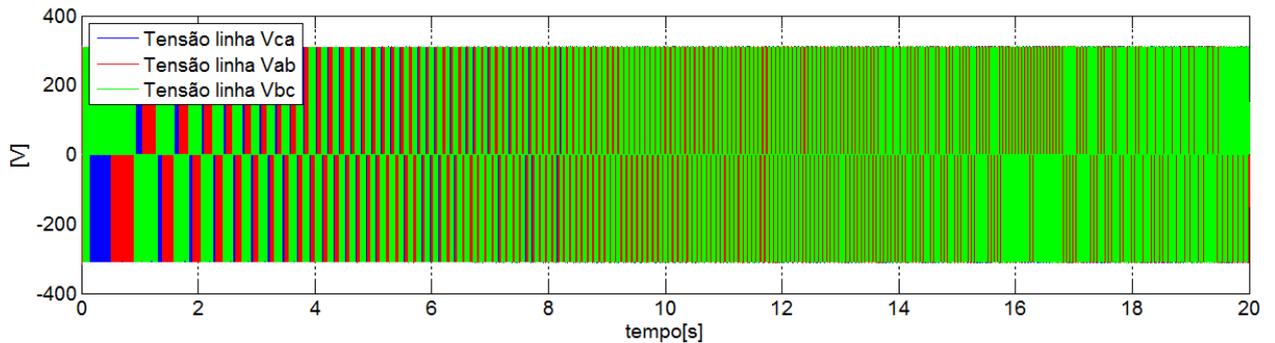
Na **figura 48 (a)**, temos a velocidade do veículo, e na **figura 48 (b)** a velocidade do motor. Como  $i_g = 1$  através da **equação 6.3**, a velocidade do motor em RPM é 9.47 vezes maior que a velocidade do veículo em Km/h, podendo ser visto comparando ambas figuras.

Figura 48 – Velocidade do veículo e motor ( $i_q = 150A$  e  $i_g = 1$ )

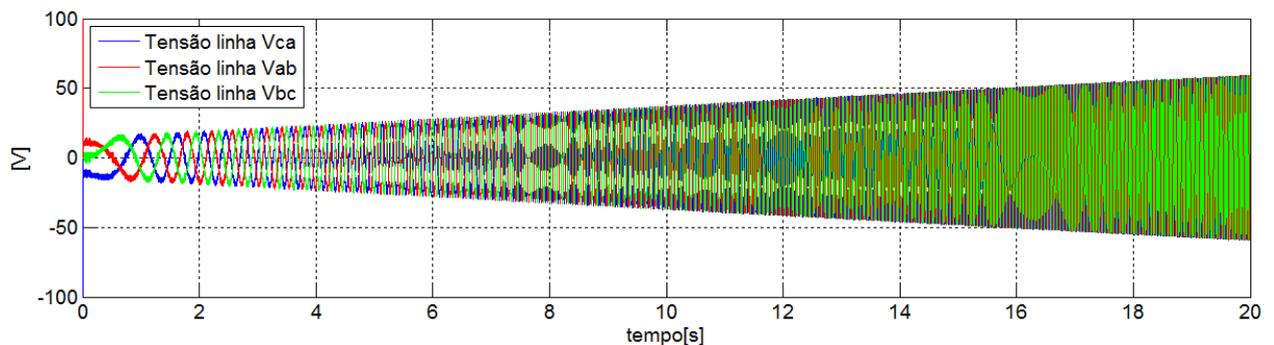
Na **figura 49**, temos a aceleração do veículo. Para  $i_g = 1$ , resolvendo **equação 6.2**, temos o momento de inércia equivalente do sistema de tração referido ao rotor  $J = 1.74kg.m^2$ , com isso há um incremento da massa ao VE de  $(\frac{J}{r_d^2}) = 22.2kg$ , podendo ser visto na **equação 6.1**.

Figura 49 – Aceleração do veículo ( $i_q = 150A$  e  $i_g = 1$ )

Na **figura 50**, exibe-se a tensão de linha no estator da máquina modulada pelo inversor de frequência. Pode-se perceber que a amplitude de  $\pm V_{dc}$ , modulada em 3 níveis, e o aumento da frequência com o aumento da velocidade do motor.

Figura 50 – Tensão no estator da máquina ( $i_q = 150A$  e  $i_g = 1$ )

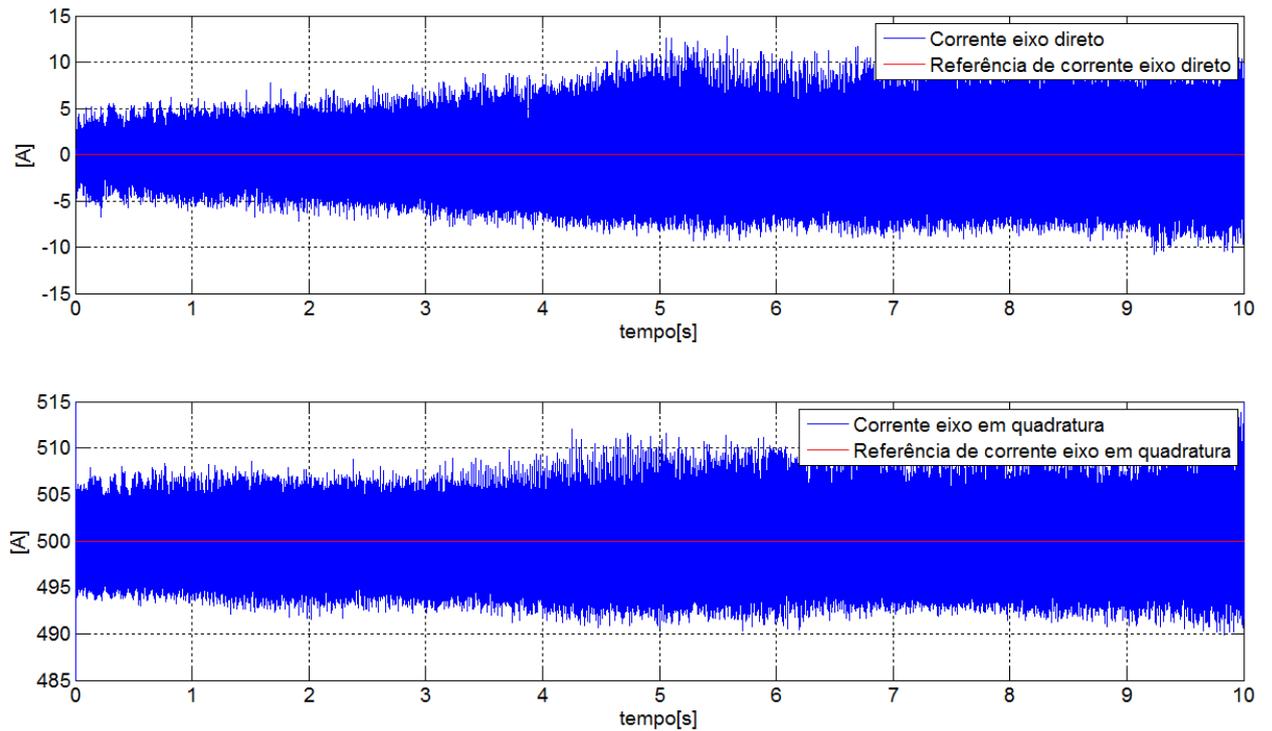
Na **figura 51**, temos a tensão no estator do motor após a passagem por um filtro passa baixas com a frequência de corte 10% acima da frequência nominal da máquina, assim pode-se ver o aumento da amplitude da tensão do estator. Como visto na **figura 47**, dada a referência de corrente  $i_q$ , a amplitude da onda permanece constante. Porém com o aumento da rotação da máquina, a tensão induzida tende a aumentar. Então para manter  $i_q$  constante, a modulação do inversor necessita aumentar a amplitude da tensão do estator.

Figura 51 – Tensão no estator da máquina filtrada ( $i_q = 150A$  e  $i_g = 1$ )

### 7.1.2 Degrau $i_q = 500A$ e relação de transmissão $i_g = 1$

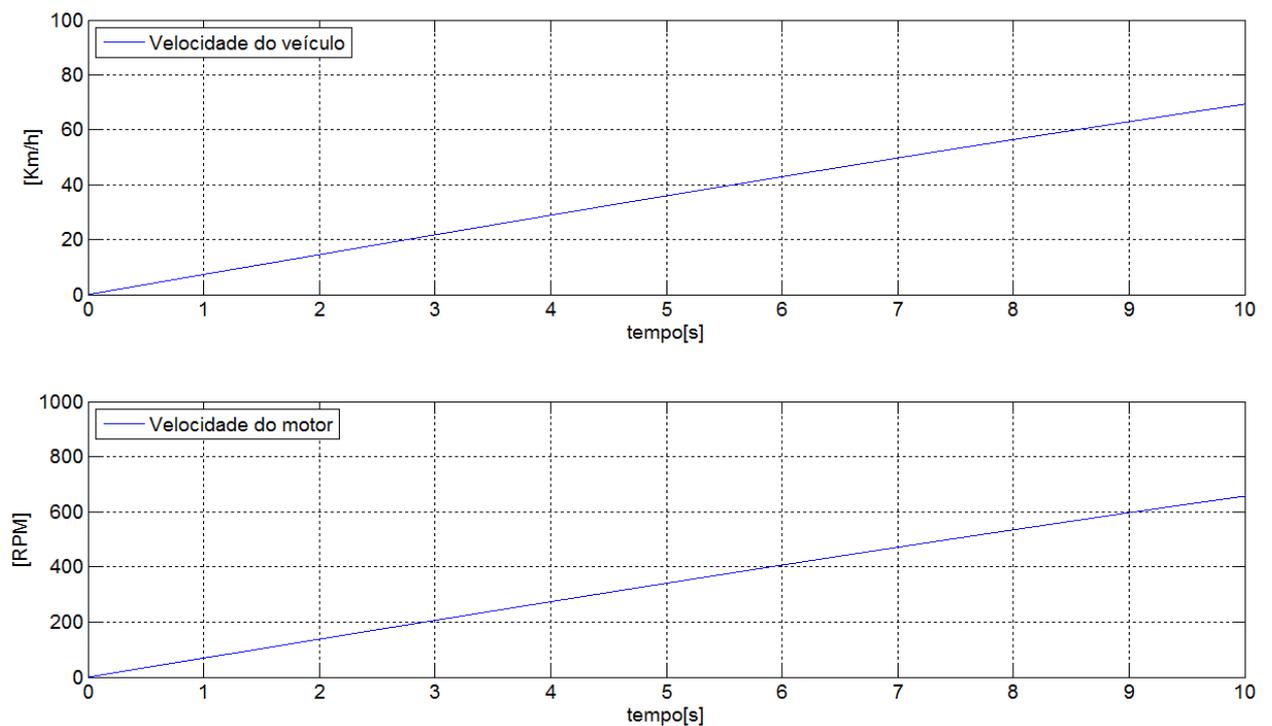
A simulação durou 10 s, a **figura 52** mostra a corrente  $i_d$  e  $i_q$  de acordo com a referência, porém comparada com o item **7.1.1**, a corrente apresenta maior ripple. Isso se deve a maior velocidade da máquina para o mesmo intervalo de tempo.

Figura 52 – Corrente eixo direto e eixo em quadratura ( $i_q = 500A$  e  $i_g = 1$ )



Como  $i_g$  ainda é igual 1, o Momento de inercia equivalente do sistema de tração não se altera. A velocidade do motor em RPM, ainda é 9.47 vezes maior que a velocidade do veículo em Km/h, de acordo com a **figura 53**.

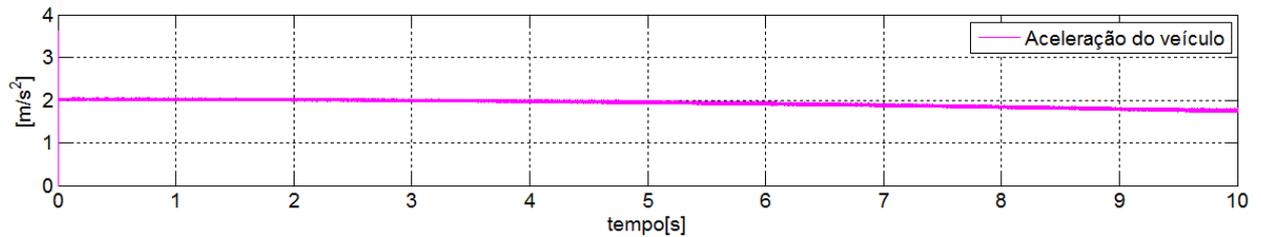
Figura 53 – Velocidade do veículo e motor ( $i_q = 500A$  e  $i_g = 1$ )



Comparado com o item 7.1.1, neste caso o VE possui melhor desempenho, ou seja,

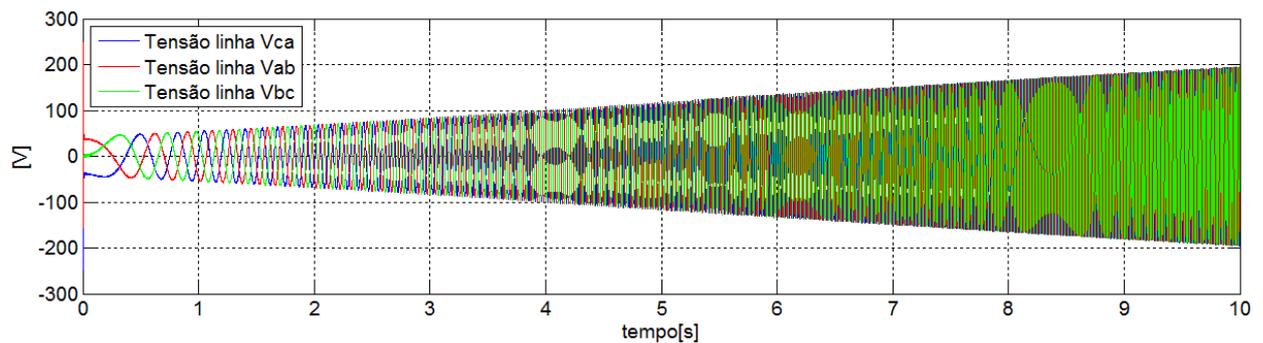
maior aceleração, visto na **figura 54**. Outra maneira de ver isso é comparando a **figura 53** com a **figura 48** para o mesmo intervalo de tempo, o VE possui uma maior velocidade.

Figura 54 – Aceleração do veículo ( $i_q = 500A$  e  $i_g = 1$ )



A **figura 55**, exibe a tensão filtrada no estator do motor, os resultados são análogos ao item 7.1.1. Porém pode-se notar a maior amplitude e frequência da tensão para o mesmo intervalo de tempo, pois devido a maior aceleração, o VE adquire uma maior velocidade para o mesmo intervalo de tempo, e conseqüentemente o motor está trabalhando numa rotação maior.

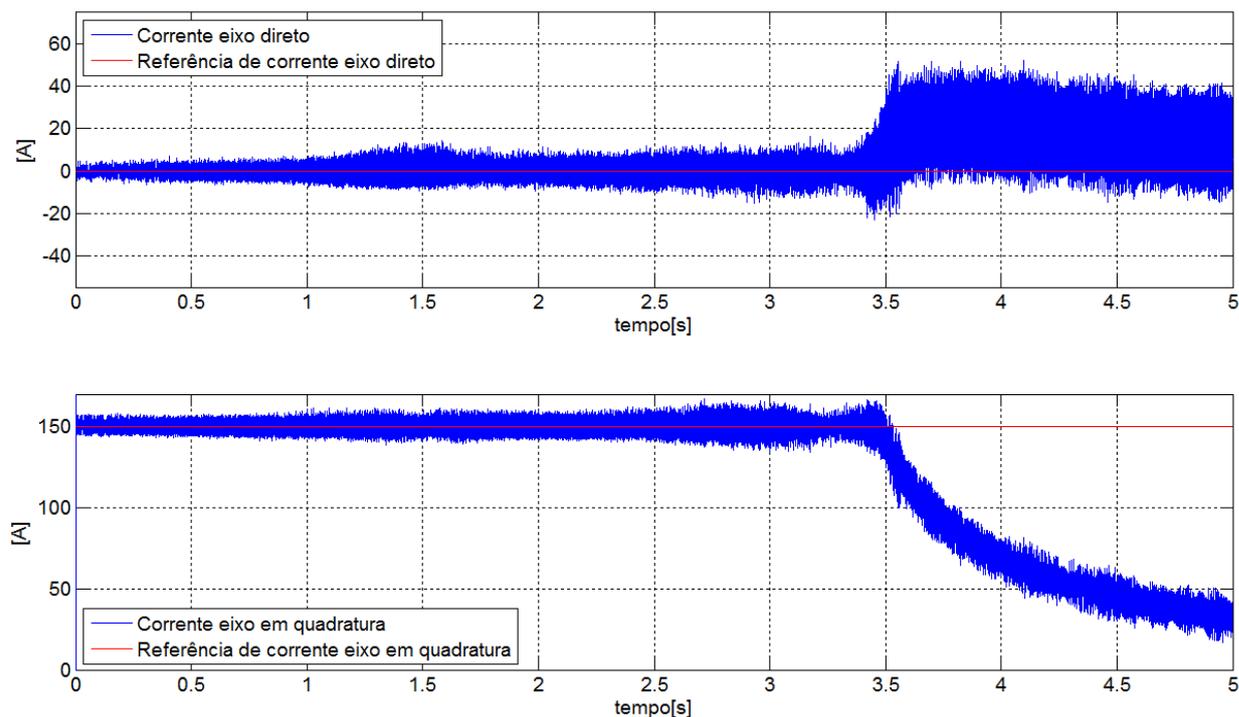
Figura 55 – Tensão do estator filtrada ( $i_q = 500A$  e  $i_g = 1$ )



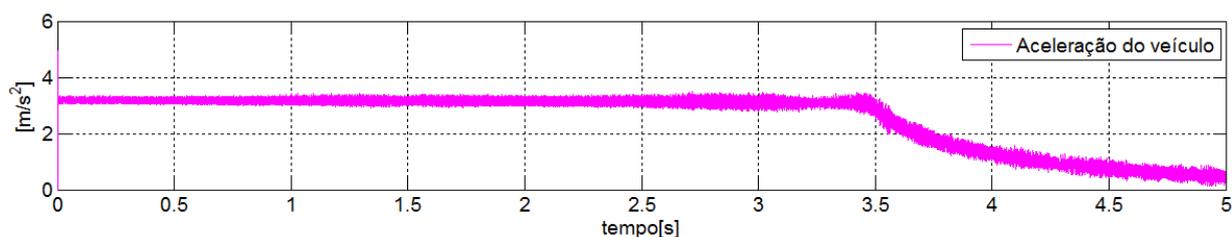
### 7.1.3 Degrau $i_q = 150A$ e relação de transmissão $i_g = 1 : 5$ , na pista plana

Nesta subseção, o objetivo é manter  $i_q$  como no item 7.1.1, e mudar  $i_g$ , a fim de reduzir a carga no motor, e manter o VE com um bom desempenho.

A **figura 56**, exibe a corrente  $i_d$  e  $i_q$  de acordo com a referência até 3.5 s, a partir desse tempo,  $i_q$  perde o controle de referência e  $i_d$  não consegue se manter em zero.

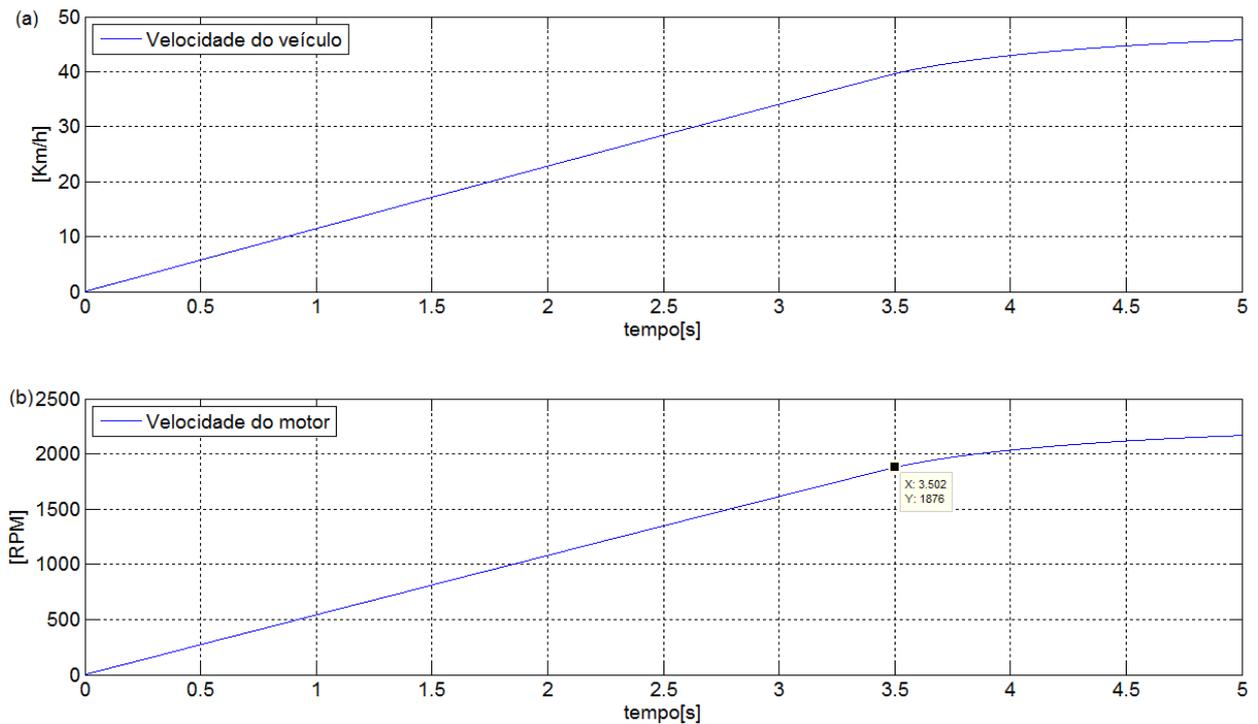
Figura 56 – Corrente eixo direto e eixo em quadratura ( $i_q = 150A$  e  $i_g = 1 : 5$ )

A **figura 57**, mostra a aceleração do veículo, que comparada com o item **7.1.1** é maior. Isso acontece por causa da relação de transmissão, que neste caso, o veículo (visto como carga pelo motor) exigirá um torque 5 vezes menor da máquina.

Figura 57 – Aceleração do veículo ( $i_q = 150A$  e  $i_g = 1 : 5$ )

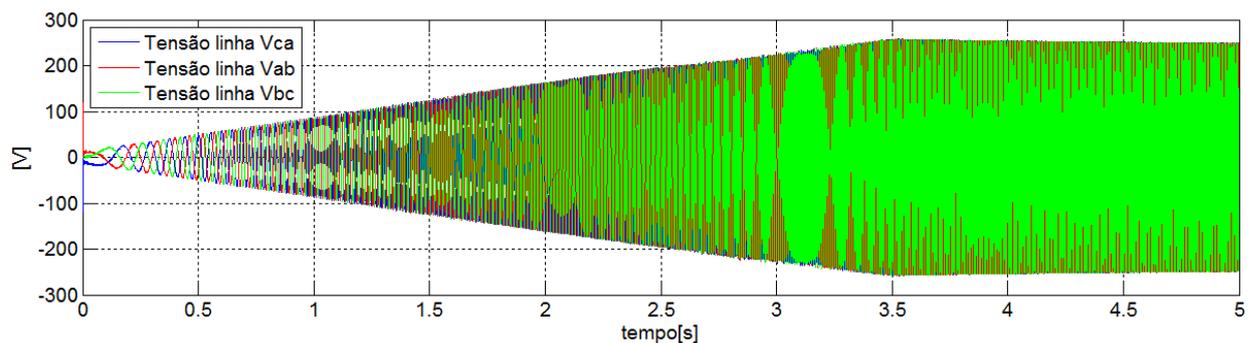
Na **figura 58**, comparada com a **figura 48** do item **7.1.1**, pode-se ver que o VE possui um desempenho melhor, pois em 3.5 s o veículo se encontra em aproximadamente 40 Km/h, e para o mesmo intervalo de tempo, o VE do item **7.1.1** está em apenas 7 Km/h aproximadamente.

Outro ponto interessante com  $i_g = 1 : 5$  e, de acordo com a **equação 6.2**, o momento de inercia equivalente do sistema de tração referido ao rotor é de  $J = 0.07kg.m^2$ , com isso há um incremento de massa ao VE de  $(\frac{J}{r_d^2}) = 0,9kg$ , que é praticamente insignificante.

Figura 58 – Velocidade do veículo e motor ( $i_q = 150A$  e  $i_g = 1 : 5$ )

Através da **equação 6.3**, a velocidade do motor em RPM é 47,36 vezes maior que a velocidade do veículo em Km/h, como pode ser visto na **figura 58**.

Na **figura 59**, pode-se explicar a perda de controle da **figura 56** em 3.5s. Como a MSIP não existe corrente de excitação do campo, assim o aumento da tensão induzida só depende da velocidade do rotor, a partir do momento que o circuito magnético da máquina satura, o aumento da velocidade não provoca aumento da tensão induzida, logo a mesma satura. A saturação da tensão induzida da máquina geralmente acontece a partir da velocidade nominal, assim o controle precisa atuar no enfraquecimento de campo, como foi elucidado na **figura 16** do **capítulo 4**, (BOSE, 2010). A **figura 58 (b)** mostra o valor de rotação do motor, na qual acontece a saturação da tensão induzida, essa velocidade é próxima da nominal, que é aproximadamente 1900 RPM, neste instante o VE está em apenas 40 Km/h.

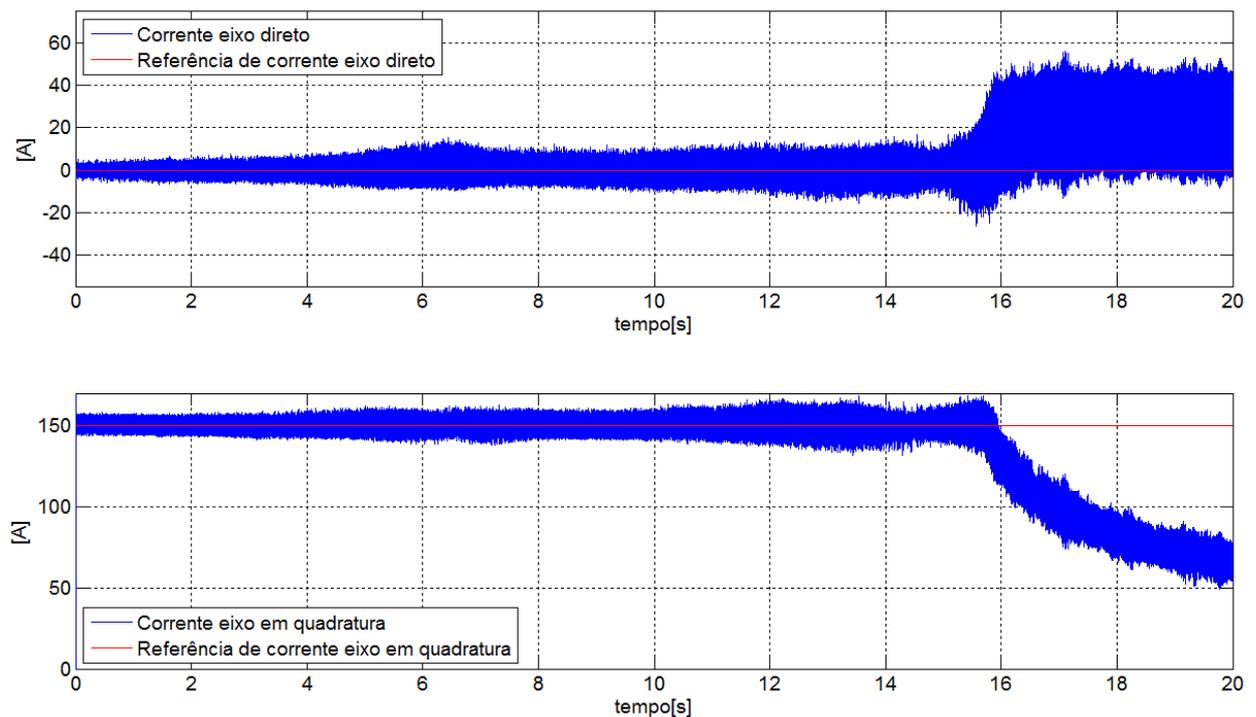
Figura 59 – Tensão do estator filtrada ( $i_q = 150A$  e  $i_g = 1 : 5$ )

### 7.1.4 Degrau $i_q = 150A$ e relação de transmissão $i_g = 1 : 2.5$

Como o item **7.1.3** obteve um bom desempenho, porém a tensão do estator saturou com o VE em apenas 40 Km/h. Agora faremos o teste com uma relação de transmissão  $i_g = 1 : 2.5$ .

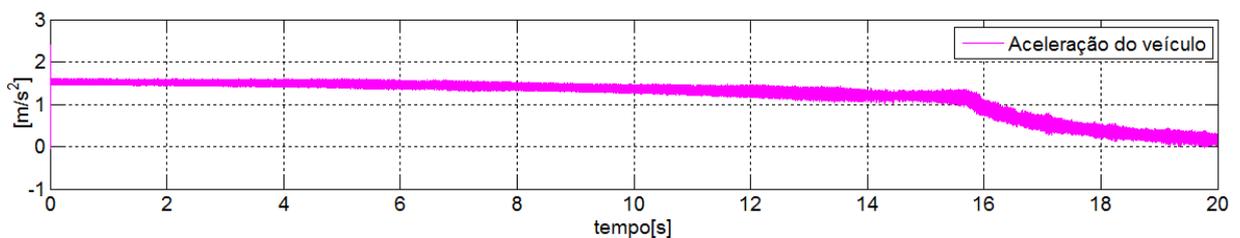
A **figura 60**, mostra a a corrente e  $i_d$  e  $i_q$  de acordo com a referência até 16s aproximadamente, a partir desse tempo,  $i_d$  e  $i_q$  perdem o controle de referência.

Figura 60 – Corrente eixo direto e eixo em quadratura ( $i_q = 150A$  e  $i_g = 1 : 2.5$ )



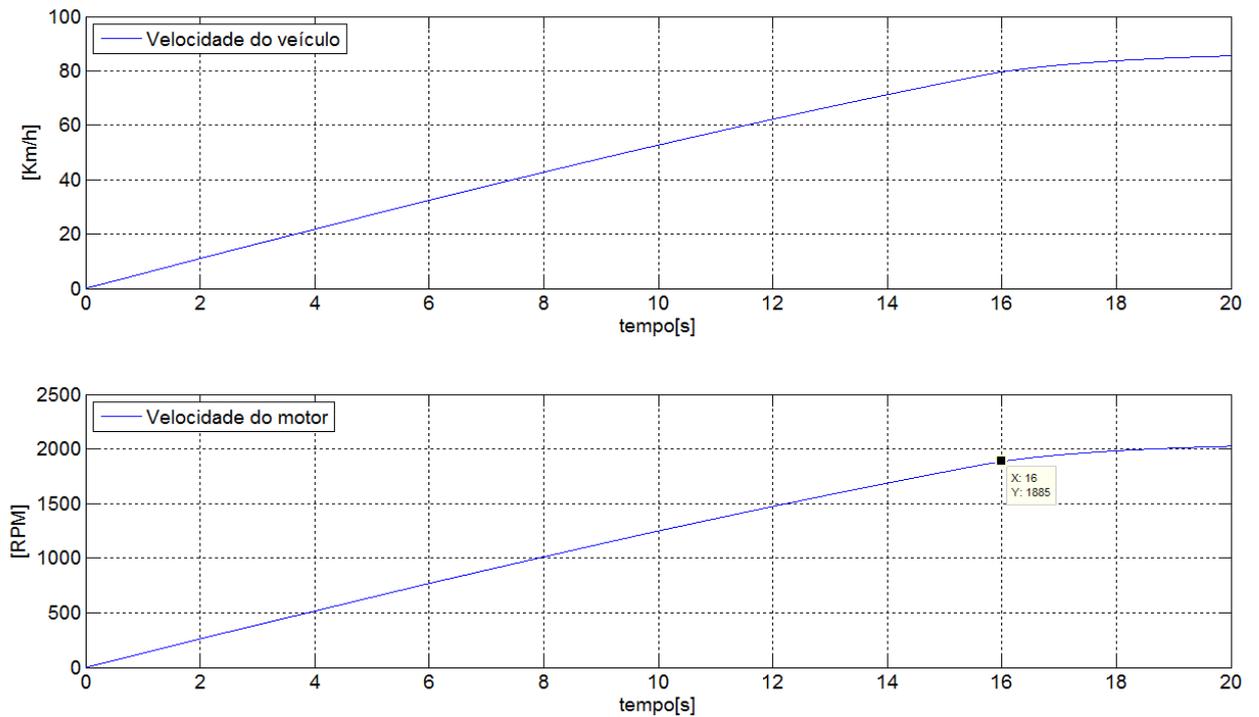
A **figura 61**, mostra a aceleração do veículo, que comparada com o item **7.1.3** é menor, isso se deve a mudança na relação de transmissão.

Figura 61 – Aceleração do veículo ( $i_q = 150A$  e  $i_g = 1 : 2.5$ )



A **figura 62**, ilustra a velocidade do veículo que agora vai até 80 Km/h antes da saturação do inversor. Com  $i_g = 1 : 2.5$ , de acordo com a **equação 6.2**, o momento de inércia equivalente do sistema de tração referido ao rotor é de  $J = 0.28kg.m^2$ . Com isso há um incremento de massa de massa ao VE de,  $(\frac{J}{r_d^2}) = 3,6kg$ , que também é praticamente insignificante.

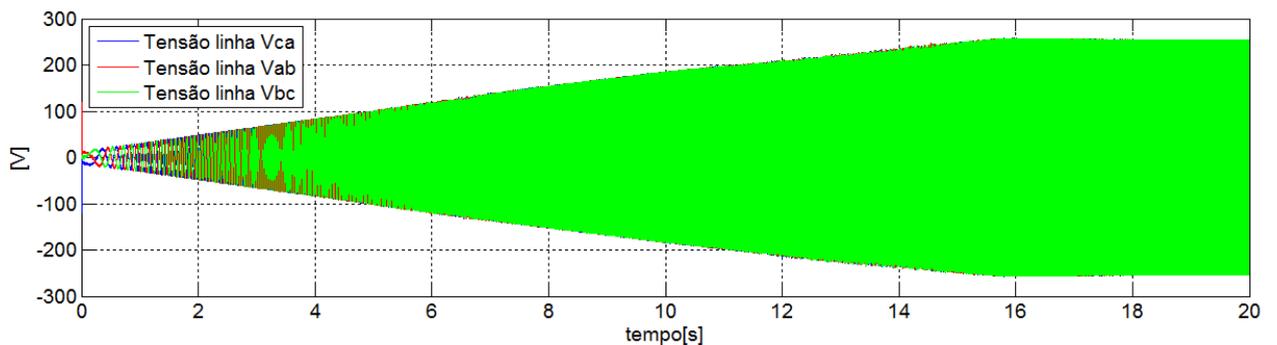
Figura 62 – Velocidade do veículo e motor ( $i_q = 150A$  e  $i_g = 1 : 2.5$ )



Através da **equação 6.3** a velocidade do motor em RPM é 22,68 vezes maior que a velocidade do veículo em Km/h, como pode ser visto na **figura 62**.

Assim em 80Km/h, sabemos que a velocidade do motor é de:  $22,68 * 80 \simeq 1900RPM$ , está é a velocidade na qual a tensão satura, que pode ser verificado na **figura 62**, e também na **figura 57** do item **7.1.3**. A **figura 63** mostra a saturação da tensão induzida em aproximadamente 16 s.

Figura 63 – Tensão do estator filtrada ( $i_q = 150A$  e  $i_g = 1 : 2.5$ )



Em considerações finais, as situações de teste com valores de  $i_q$  e  $i_g$ , ver **tabela 6**.

Tabela 6 – Comparação da aceleração para valores de  $i_q$  e  $i_g$ 

Corrente	$i_q = 150A$	$i_q = 500A$	$i_q = 150A$	$i_q = 150A$
Transmissão	$i_g = 1$	$i_g = 1$	$i_g = 1 : 5$	$i_g = 1 : 2.5$
Aceleração	$0.5m/s^2$	$2m/s^2$	$3m/s^2$	$1.5m/s^2$

Sendo o caso com melhor desempenho tendo a maior aceleração, temos  $i_q = 150A$  e  $i_g = 1 : 5$ , ver **tabela 6**. Porém tem como empecilho a perda de controle devido a saturação da tensão induzida, esse problema pode ser resolvido com a implementação do controle de enfraquecimento de campo para velocidades acima da nominal.

Com  $i_q = 150A$  e  $i_g = 1$ , o VE apresenta um baixo desempenho, com aceleração de  $0.5m/s^2$  (**tabela 6**), o equivalente a 30 Km/h em 16s, que pode ser visto na **figura 48**. Por isso a aplicação se torna inviável.

Agora para  $i_q = 500A$  e  $i_g = 1$ , o VE apresentou bom desempenho, e como a tensão do estator satura para velocidades acima de 1900 RPM, de acordo com a **equação 6.3** o VE estaria a 200 Km/h. Sendo um ótimo valor de velocidade final, porém a corrente de 500A pode ser considerada alta.

Já para  $i_q = 150A$  e  $i_g = 1 : 2.5$  o VE também apresentou bom desempenho, com aceleração de  $1.5m/s^2$ , para o controle que só atua na região de torque constante, essa é a melhor situação, pois tem a menor corrente para acionar a máquina, com um maior range de velocidade antes da saturação da tensão induzida, tendo como ponto crítico limitando a velocidade do VE em 80 Km/h.

## 7.2 Modo manual em condição de regeneração

Este capítulo tem como objetivo, o acionamento da máquina em condições que proporcionam a regeneração. Os testes seguintes serão realizados para  $i_q = \pm 150A$  e  $i_g = 1 : 2.5$ .

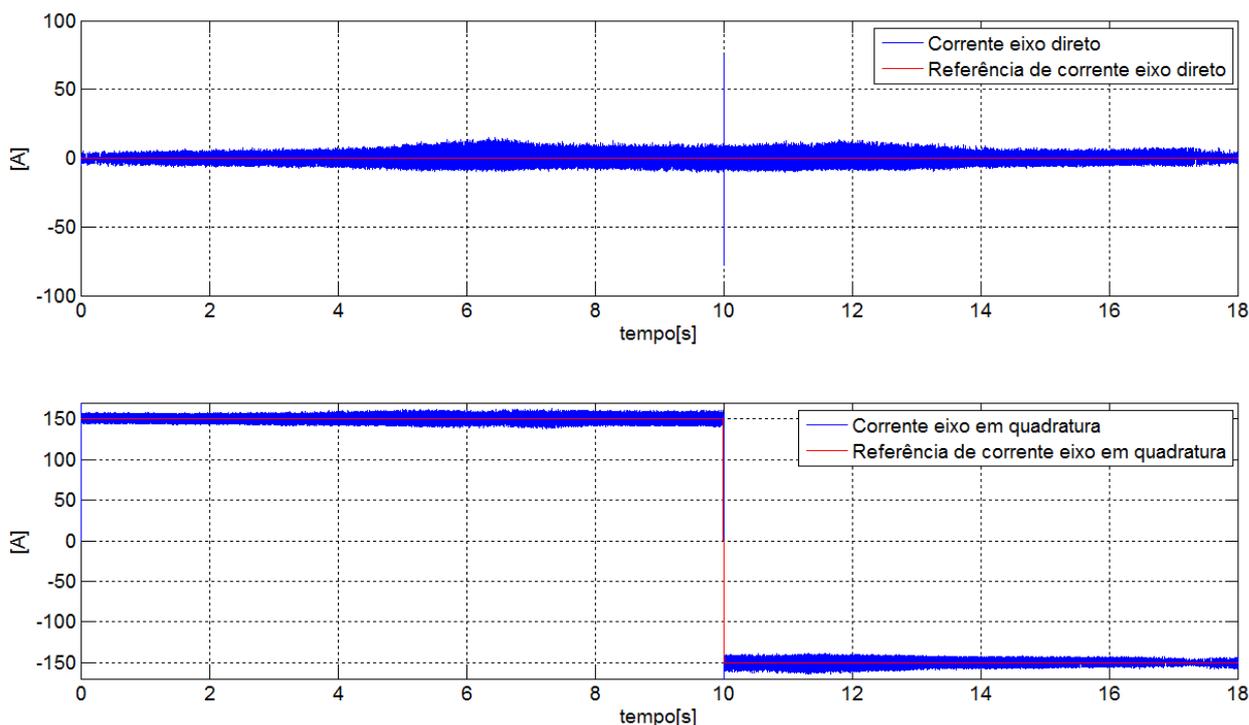
Com o objetivo de acelerar e frear o VE, nesse modo é dado uma referência de degrau positiva em  $i_q$  (acelerar) e depois uma referência de degrau  $i_q$  negativo (desacelerar ou frear). Além disso, verificar a energia fornecida e recuperada pelo sistema, e o nível de carga da bateria.

### 7.2.1 Degrau $i_q = +150A$ e em seguida $i_q = -150A$

A simulação é realizada em uma pista plana, onde é dada uma referência em  $i_q = +150A$ , de 0 até 10 s, e a partir desse instante é dada referência em  $i_q = -150A$  até o VE chegar ao repouso.

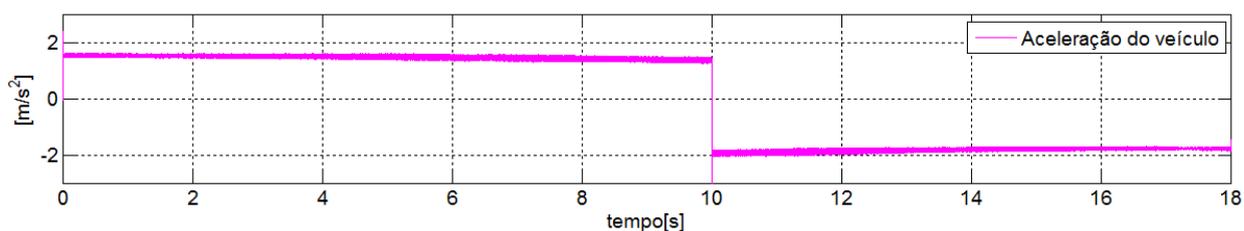
A **figura 64** mostra a corrente  $i_d$  e  $i_q$  de acordo com as referências dadas.

Figura 64 – Corrente eixo direto e eixo em quadratura (em condição de regeneração)



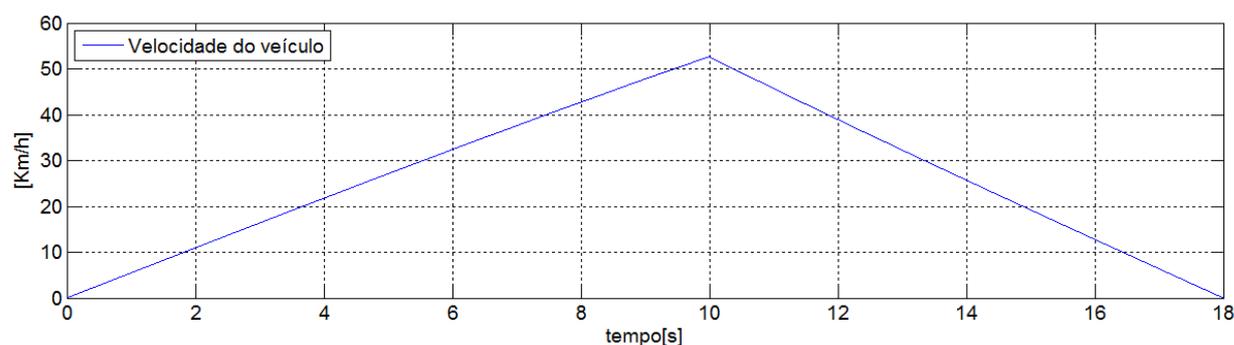
Como visto na **figura 65**, o VE acelera no intervalo de 0 a 10 s e de 10 á 18 desacelerará.

Figura 65 – Aceleração do veículo (em condição de regeneração)



Na **figura 66**, pode ser visto que o VE atinge uma velocidade máxima de aproximadamente 53 Km/h em 10 s, e em 18 s entra em repouso.

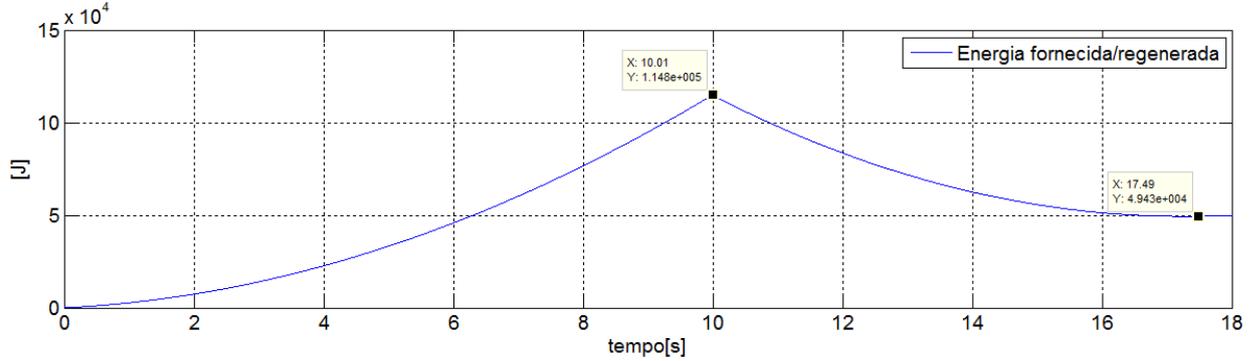
Figura 66 – Velocidade do veículo (em condição de regeneração)



A **figura 67**, exibe a energia fornecida ou regenerada pelo motor. De 0 até 10 s a energia fornecida ao motor, foi de  $11.5 \cdot 10^4 J$ , de 10 á 17.5 s, a máquina conseguiu regenerar

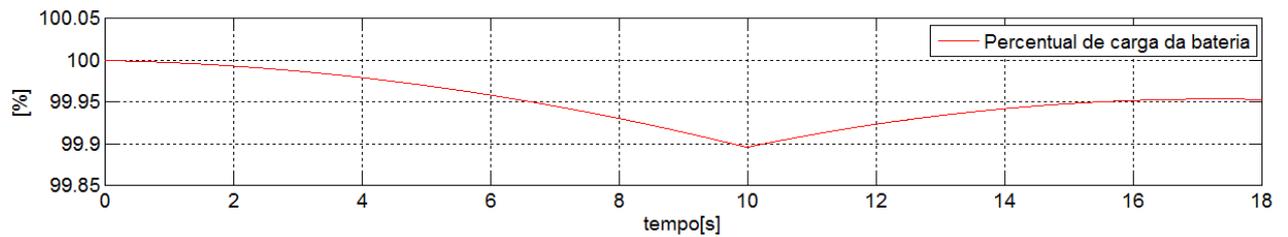
$6.55 \times 10^4 J$ . As perdas equivalente à resistência ao rolamento e arraste aerodinâmico é de  $4.95 \times 10^4 J$

Figura 67 – Energia fornecida e regenerada (em condição de regeneração)



A **figura 68**, mostra o percentual de carga e descarga da bateria. Como já esperado, de 0 até 10 s a bateria descarrega-se, de 10 á 17.5 s a bateria carrega-se, devido as perdas, a bateria não retoma ao 100% da carga.

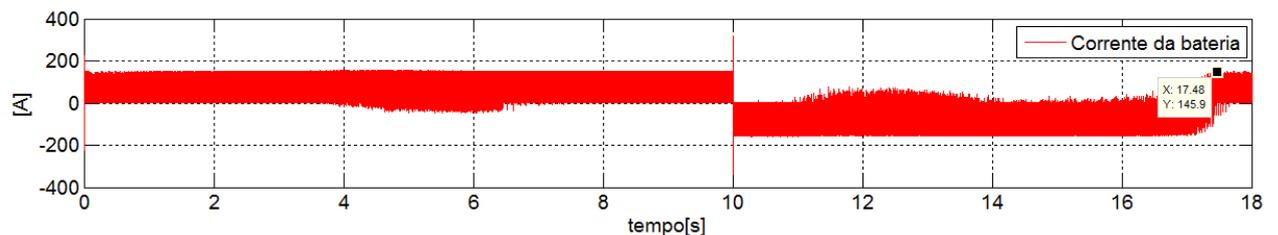
Figura 68 – Percentual de carga da bateria (em condição de regeneração)



Na **figura 69**, no intervalo de 0 á 10 s, podemos ver a corrente da bateria positiva, que significa que a máquina está operando como motor, para o mesmo intervalo, o fato da máquina estar operando como motor também pode ser visto na **figura 70**, que mostra  $V_q$  positivo e  $V_d$  negativo, de acordo com o diagrama fasorial da **figura 14(a)**.

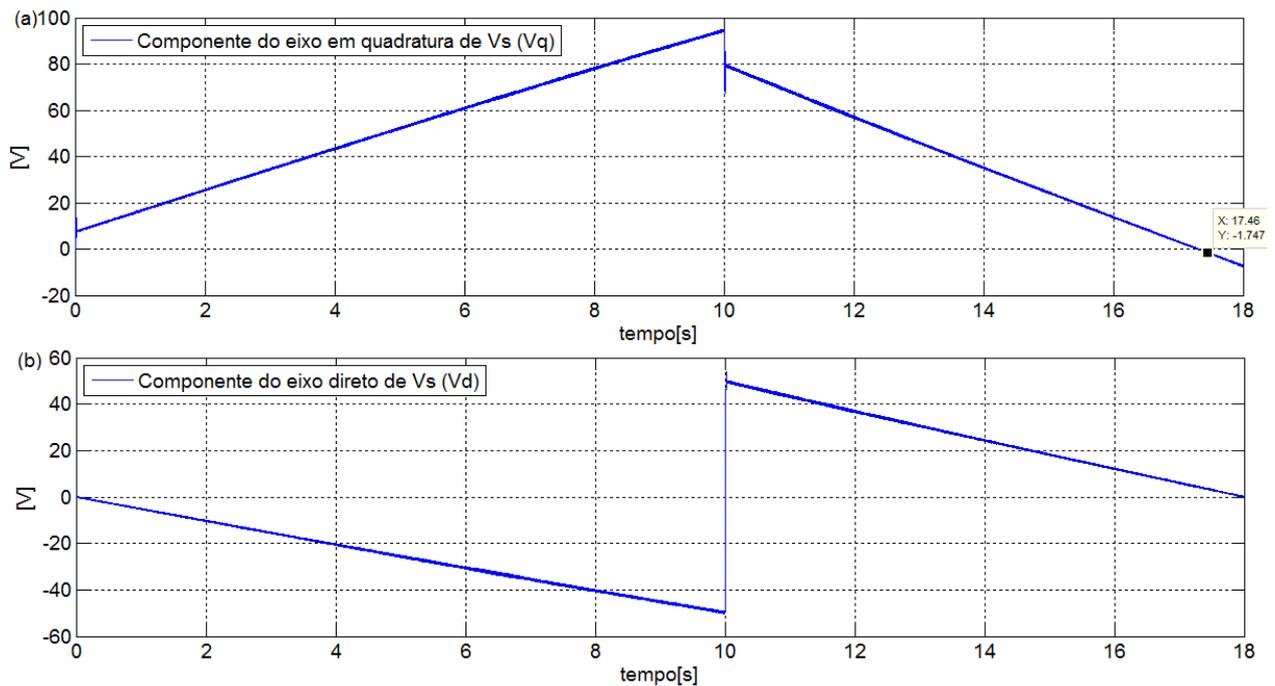
Agora no intervalo de 10 á 17.5 s, a corrente da bateria é negativa, que indica a máquina operando como gerador, para o mesmo intervalo, na **figura 70** também pode ser visto a máquina operando como gerador, pois  $V_q$  e  $V_d$  são positivos, de acordo com o diagrama fasorial da **figura 14(b)**.

Figura 69 – Corrente na bateria (em condição de regeneração)



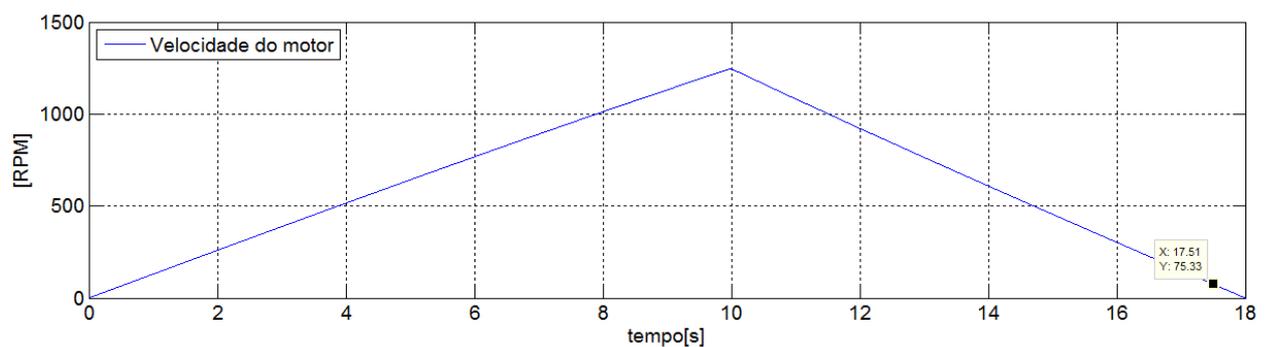
A partir de 17.5 s, a máquina está numa velocidade baixa e o inversor não consegue regenerar, pois a tensão induzida da máquina é pequena a ponto de não conseguir recarregar a bateria. Podemos ver na **figura 69** que a corrente passa a ser positiva indicando que a máquina está operando como motor, e como  $i_q$  é negativo, o acionamento da máquina vai para o terceiro quadrante (equivalente a ré no veículo). Para baixas velocidades nas desacelerações o sistema não consegue regenerar, e além disso consome energia, logo neste intervalo deve atuar uma frenagem mecânica.

Figura 70 – Valor médio das componentes da tensão do estator (em condição de regeneração)



A **figura 71**, mostra a velocidade do motor. Pode ser visto o momento de regeneração, no qual a máquina não consegue fornecer energia à bateria. Essa velocidade é de aproximadamente 75 RPM.

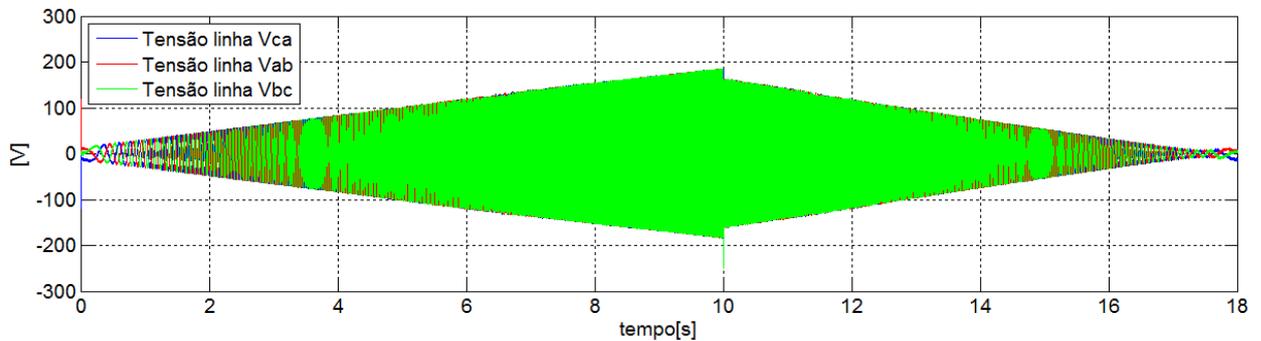
Figura 71 – Velocidade do motor (em condição de regeneração)



Na **figura 72**, podemos ver a amplitude da tensão no estator após a passagem do filtro passa baixas. quando a máquina opera como motor (0 á 10 s), há o aumento

da frequência e amplitude, e quando está regenerando (10 á 17.5 s), em consequência da redução da velocidade do motor, há a redução da frequência e amplitude. Como já mencionado de (17.5 á 18 s) a amplitude da tensão induzida não consegue regenerar.

Figura 72 – Tensão do estator filtrada (em condição de regeneração)

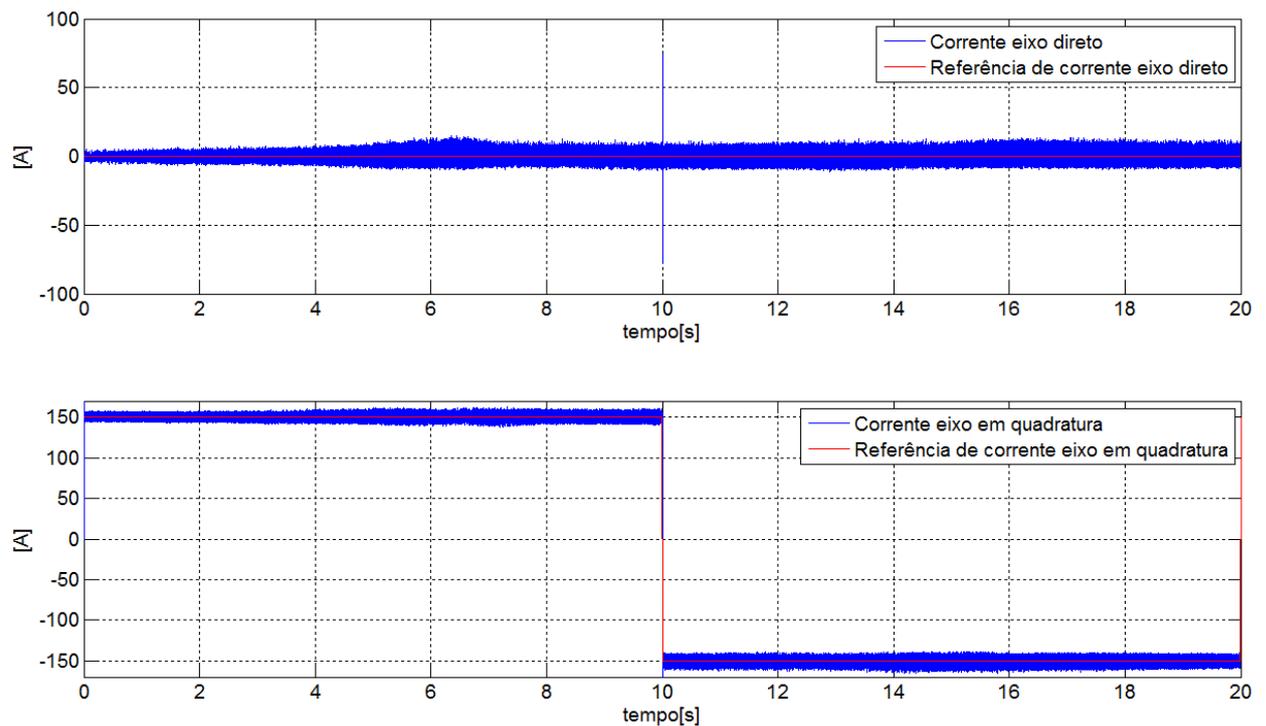


### 7.2.2 Degrau $i_q = +150A$ na pista plana, e em seguida de grau $i_q = -150A$ em um declive de $-8^\circ$

A simulação é realizada em uma pista plana, no intervalo de 0 á 10 s é dada uma referência em  $i_q = +150A$ , e a partir desse instante o VE passa para um declive de  $-8^\circ$ , e é dada uma referência em  $i_q = -150A$ .

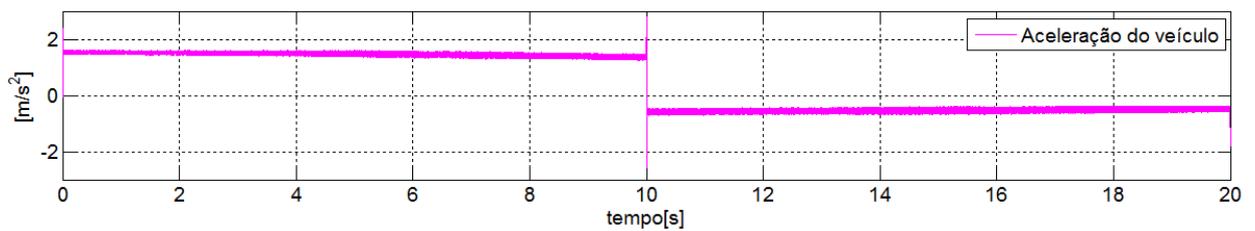
A **figura 73**, exibe a a corrente e  $i_d$  e  $i_q$  de acordo com a referência dada.

Figura 73 – Corrente eixo direto e eixo em quadratura (em condição de regeneração)



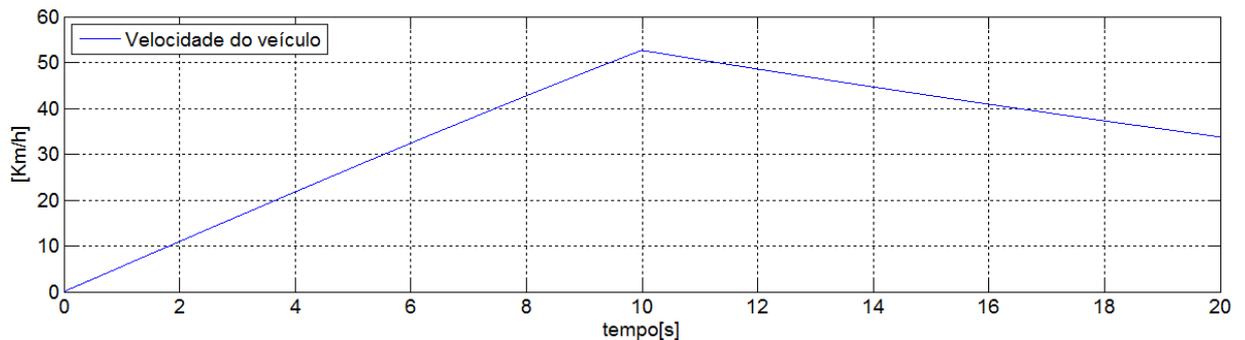
A **figura 74**, mostra a aceleração do VE. Podemos ver que no momento da regeneração, intervalo de 10 á 20 s, para  $i_q = -150$  a desaceleração é pequena. Devido ao declive a componente de força da massa do VE está no mesmo sentido que a velocidade do veículo, essa é a condição mais favorável para a regeneração. Para aumentar a desaceleração do veículo basta aumentar a amplitude da referência  $i_q$  negativa, ou então o VE pode ter um freio mecânico para atuar no conjunto com a frenagem regenerativa do VE.

Figura 74 – Aceleração do veículo (em condição de regeneração)



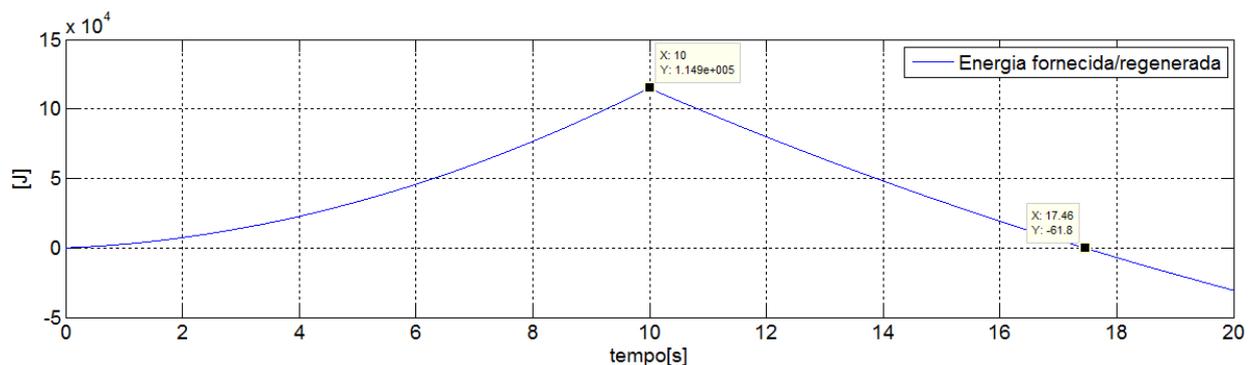
Na **figura 75**, mostra a velocidade do VE durante a simulação.

Figura 75 – Velocidade do veículo (em condição de regeneração)



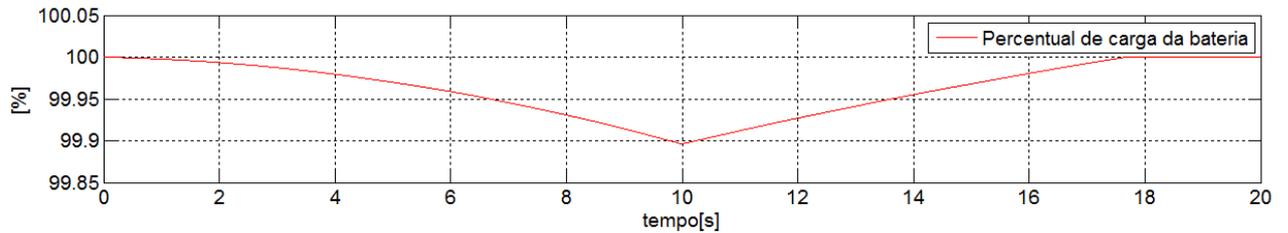
A **figura 76**, exhibe a energia fornecida ou regenerada pelo motor. De 0 até 10 s a energia fornecida ao motor, foi de  $11.5 * 10^4 J$ , como no item 7.2.1. A partir de 10 s, quando é dado a o referencial de  $i_q = -150$ , devido ao declive, em aproximadamente 17.5 s o VE consegue recuperar toda a energia que foi gasta para manter o mesmo em movimento até o instante.

Figura 76 – Energia fornecida e regenerada (em condição de regeneração)



A **figura 77**, mostra o percentual de carga e descarga da bateria, como já esperado, de 0 até 10 s a bateria descarrega-se, de 10 á 17.5 s, devido ao declive a bateria consegue retomar o 100% da carga.

Figura 77 – Percentual de carga da bateria (em condição de regeneração)



Em considerações finais, no item **7.2.1**, para baixa velocidade do motor, pode-se notar que o sistema não consegue recuperar a energia, nesse caso deve atuar o freio mecânico. No item **7.2.2**, como apresentado na teoria, para desacelerar ou frear o VE com maior intensidade, basta aumentar a amplitude de  $i_q$  negativa. Porém deve estar atento a valores nominais da máquina, talvez sendo necessário implementar o freio mecânico em conjunto com a frenagem regenerativa.

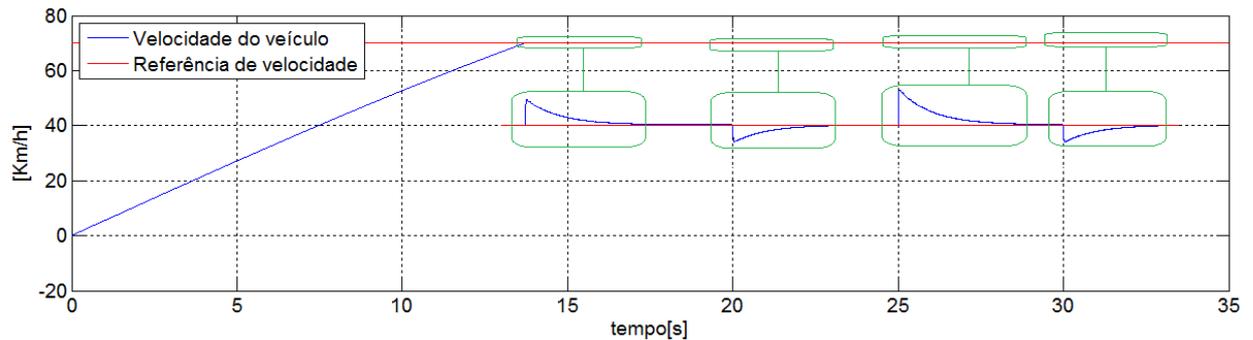
### 7.3 Modo automático

Neste modo, é dado um degrau de 70 Km/h como referência de velocidade ao VE, a simulação sera de 35 s. A trajetória do veículo será em uma pista plana no intervalo de 0 á 20s, de 20 á 25 s o VE passa por um aclave de  $5^\circ$ , de 25 á 30 s em um declive de  $-5^\circ$ , e no intervalo de 30 á 35s retorna á uma pista plana.

Como o modo automático tem principal aplicação em rodovias, e a inclinação deste tipo de pista varia entre  $-5^\circ$  e  $5^\circ$  (DNIT, 1996), por isso o motivo de analisar a pista com inclinação nestes dois extremos.

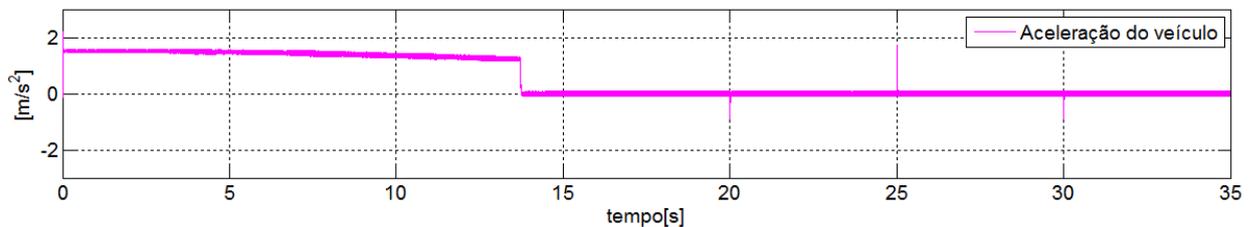
A **figura 78**, exhibe a velocidade do VE. Em aproximadamente 14 s o VE atinge a referência, com um sobressinal baixíssimo, que para a aplicação é um excelente resultado. Em 20, 25 e 30 s, a alteração da inclinação da pista pode ser vista como uma perturbação para o sistema, o controle responde muito bem a essas perturbações, seguindo a referência com baixo tempo de acomodação.

Figura 78 – Velocidade do veículo com referência de 70 km/h



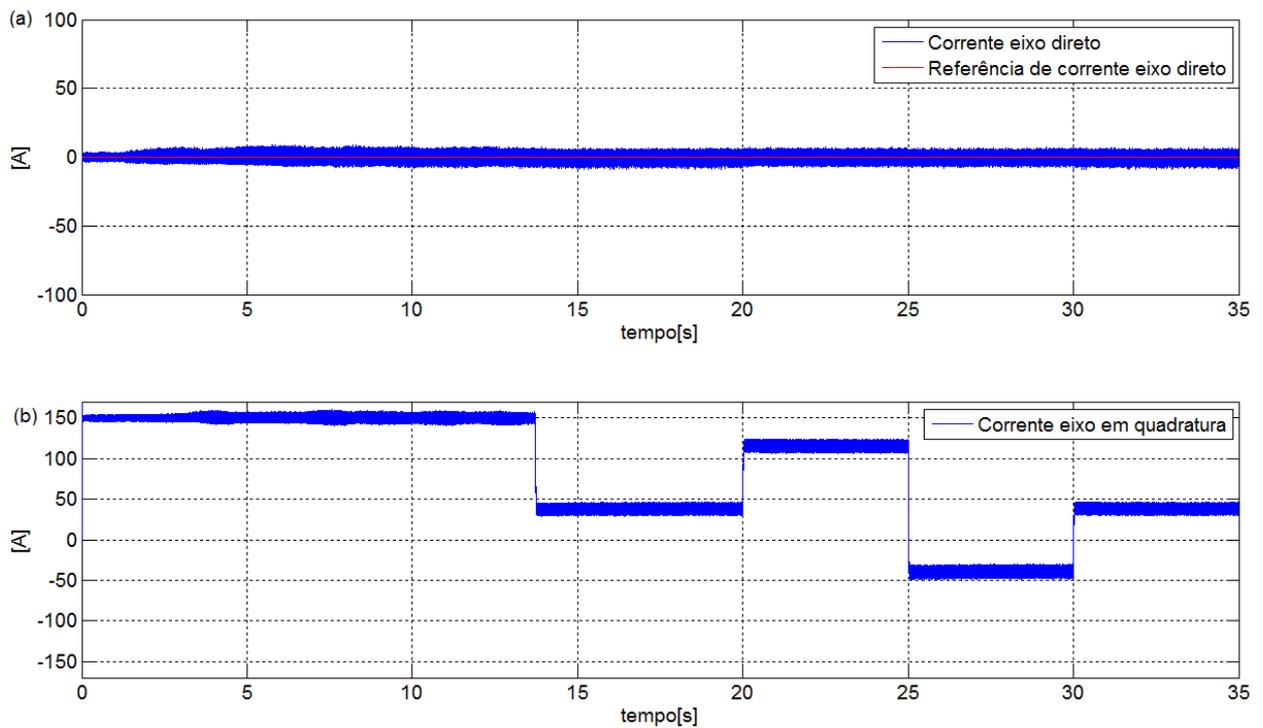
A **figura 79**, mostra a aceleração do VE coerente com o gráfico de velocidade do mesmo.

Figura 79 – Aceleração do veículo (set point de velocidade)



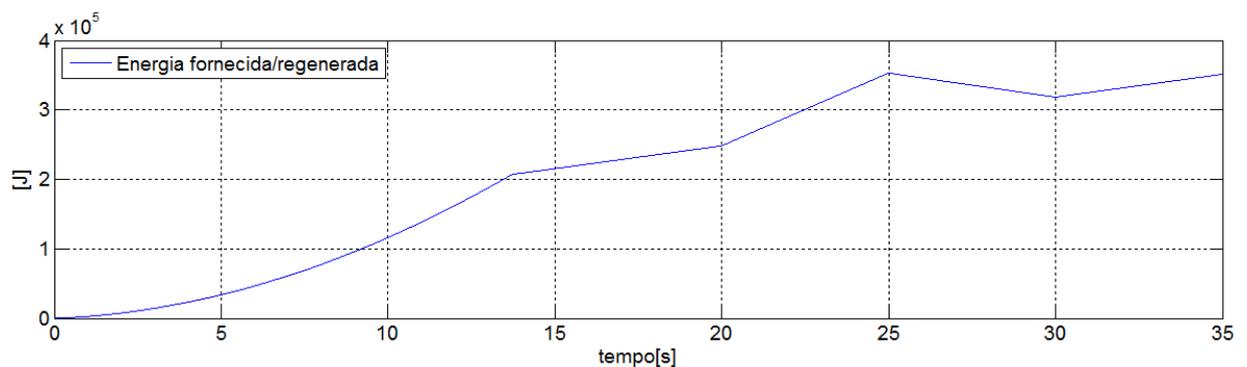
Na **figura 80 (a)**, temos a corrente em eixo direto de acordo com a referência dada. Na **figura 80 (b)**, devido ao saturador ser de  $\pm 150A$ , a corrente é de  $+150A$  no intervalo de 0 a 14s. De 14 a 20 s, a velocidade do VE entra em regime permanente, porém a corrente não é nula devido as perdas por atrito. De 20 a 25 s, devido ao aclave, o controle aumenta a corrente, para o sistema se manter no set point. De 25 a 30 s, devido ao declive, o controle fornece o referencial de corrente negativo, e a máquina irá regenerar. De 30 a 35 s, a pista volta a ser plana e a referência de corrente é igual a do intervalo de 14 a 20 s.

Figura 80 – Corrente eixo direto e eixo em quadratura (set point de velocidade)



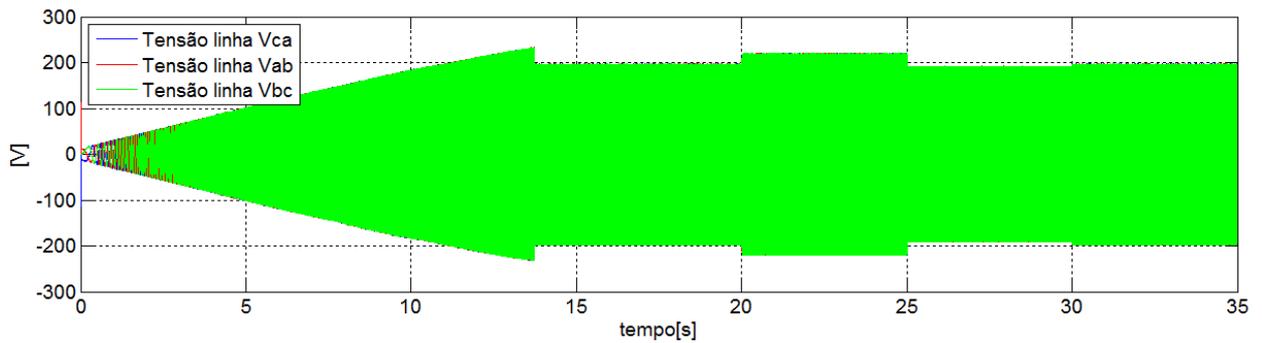
Na **figura 81**, exibe-se a energia fornecida e regenerada no sistema no intervalo de 0 á 35 s. No intervalo de 0 á 14s, o consumo maior é devido ao VE estar em aceleração. De 14 á 20 s, o consumo é devido as perdas por atrito do VE. De 20 á 25 s, o aumento do consumo é devido ao aclave. De 25 á 30 s, a regeneração é devido ao declive. De 30 á 35 s, o consumo volta a ser só o atrito.

Figura 81 – Energia fornecida e regenerada (set point de velocidade)



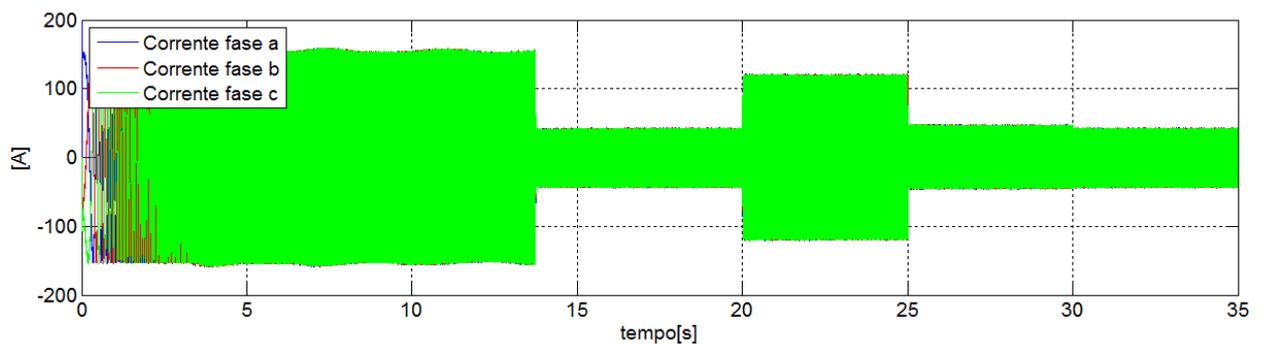
Na **figura 82**, mostra-se a tensão do estator filtrada. Como já esperado, no intervalo de 0 á 14 s, a amplitude e frequência aumenta. De 14 á 35 s, como o VE está em velocidade constante, a amplitude e frequência permanece constante, para os respectivos intervalos de cada inclinação da pista.

Figura 82 – Tensão no estator da máquina filtrada (set point de velocidade)



A **figura 83**, mostra a corrente de fase da máquina, como já esperado, a corrente de fase da máquina tem as amplitudes de pico de acordo com a **figura 80(b)** e os seus respectivos intervalos.

Figura 83 – Corrente estator da máquina (set point de velocidade)



Finalmente, o modo automático, durante o transitório, segue a referência de velocidade com baixo sobressinal e pequeno tempo de acomodação para esse tipo de aplicação, e durante a mudança de inclinação da pista, (visto como uma perturbação) o controle também responde com baixo sobressinal e pequeno tempo de acomodação.

## 8 Conclusões

Nesta dissertação, foi feita a simulação de um controle para a MSIP com operação na região de torque constante, com o intuito de integrar um veículo elétrico de pequeno porte, e controlar o acionamento da máquina em modo manual ou automático, possibilitando a frenagem regenerativa do VE.

Os principais assuntos discutidos foram:

- Identificação do problema, que é baixa energia específica das baterias, tendo como consequência a baixa autonomia. Com o intuito de aumentar a autonomia do VE, o acionamento possui frenagem regenerativa, pois o ciclo de condução do veículo é favorável à regeneração.
- O motor Brushless como escolha é a melhor opção para ser usado neste trabalho, por apresentar uma série de características que são fundamentais num VE, tais como grande densidade de potência e rendimento elevado.
- O modelo da máquina, descrito por equações matemáticas que permitem analisá-la nos referenciais dq, são necessários para realização o controle.
- O modelo longitudinal do veículo, considerando suas perdas, a inclinação da pista, junto com o modelo da transmissão e suas respectivas inércias, representam de maneira real o veículo, tendo como meta analisar o acionamento e frenagem regenerativa.
- O Controle do modelo elétrico em cascata com o modelo mecânico, necessitando a sintonia de ambos tendo como competência a visão do modelo de modo geral.
- Nos testes no modo manual, alternando  $i_q$  e  $i_g$ , foi possível compreender uma das estratégias de engenharia no projeto de VE, com objetivo de otimizar o sistema dentro dos limite de controle da máquina para a região de torque constante.
- No modo manual, com testes em condição de regeneração, observou-se a energia fornecida quando a máquina opera como motor, e a energia recuperada quando a máquina opera como gerador, tendo como ponto crítico a necessidade de atuação do

freio mecânico para velocidades baixas durante as desacelerações.

- No modo automático, o VE segue a referência de velocidade com respostas excelentes para o transitório e perturbação.

## 8.1 Futuros Desenvolvimentos

Algumas sugestões para melhorar e completar o trabalho realizado são:

- Implementar um controle que atue no enfraquecimento de campo para velocidades acima da nominal.
- Implementar o freio mecânico em conjunto com freio elétrico

## Referências

- ARROYO, E. L. C. *Modeling and simulation of permanent magnet synchronous motor drive system*. Tese (Doutorado) — University Of Puerto Rico Mayagüez Campus, 2006. Citado na página 12.
- BEZERRA, L. B. *Implementação de uma Bancada para o Controle Eletrônico de Motores Síncronos de Ímã Permanente Utilizando um DSP*. Tese (Doutorado) — UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO, 2004. Citado 5 vezes nas páginas 9, 10, 11, 14 e 69.
- BOSE, B. K. *Power electronics and motor drives: advances and trends*. [S.l.]: Academic press, 2010. Citado 5 vezes nas páginas 18, 19, 20, 21 e 52.
- DNIT, M. d. P. Departamento nacional de infraestrutura de transportes. 2ª edição. *Editado pelo Instituto de Pesquisas Rodoviárias (IPR). Ministério dos Transportes, Brasil*, 1996. Citado na página 61.
- DREHER, J. R.; ROSA, A. da. Motor brushless de utilizado em veículos elétricos com frenagem regenerativa. *Anais do SEPE-Seminário de Ensino, Pesquisa e Extensão da UFFS*, v. 4, n. 1, 2014. Citado na página 1.
- EGER, A. et al. Simulação e análise do desempenho longitudinal veicular sob condições dinâmicas trativas. Florianópolis, SC, 2007. Citado na página 37.
- EHSANI, M.; GAO, Y.; EMADI, A. *Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles: fundamentals, theory, and design*. [S.l.]: CRC press, 2009. Citado 6 vezes nas páginas 1, 27, 28, 31, 34 e 35.
- EHSANI, M. et al. Propulsion system design of electric and hybrid vehicles. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 44, n. 1, p. 19–27, 1997. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 28.
- ESPINA, J. et al. Speed anti-windup pi strategies review for field oriented control of permanent magnet synchronous machines. In: IEEE. *Compatibility and Power Electronics, 2009. CPE'09*. [S.l.], 2009. p. 279–285. Citado na página 42.
- FERNANDES, E. d. M. *Estimação de posição e velocidade de uma máquina síncrona a ímã permanente*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Campina Grande, 2006. Citado 2 vezes nas páginas 72 e 73.
- FIGUEIREDO, D.; BIM, E. Controle linear de máximo torque de um motor síncrono de ímãs permanentes interiores. SciELO Brasil, 2009. Citado 3 vezes nas páginas 15, 16 e 17.
- GIERAS, J. F.; WANG, R.-J.; KAMPER, M. J. *Axial flux permanent magnet brushless machines*. [S.l.]: Springer, 2008. v. 1. Citado na página 23.
- HAIM, D. Redução da inércia rotacional no projeto do trem de força. *Grad diss., University of São Paulo*, 2011. Citado na página 30.
- LARMINIE, J.; LOWRY, J. *Electric vehicle technology explained*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2004. Citado 3 vezes nas páginas 1, 2 e 3.

- MARKAROGLU, H. et al. Tracking time adjustment in back calculation anti-windup scheme. In: *Proceedings 20th European Conference on Modelling and Simulation*. [S.l.: s.n.], 2006. Citado na página 42.
- PEREIRA, W. B. *ESTUDO DA VIABILIDADE DO USO DE ALTERNADORES COMO MOTORES EM VEÍCULOS ELÉTRICOS*. Tese (Doutorado) — UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO, 2012. Citado na página 1.
- PILLAY, P.; KRISHNAN, R. Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. i. the permanent-magnet synchronous motor drive. *Industry Applications, IEEE Transactions on, IEEE*, v. 25, n. 2, p. 265–273, 1989. Citado 3 vezes nas páginas 13, 14 e 17.
- RASHID, M. H. *Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações*. [S.l.]: Makron, 1999. Citado na página 32.
- RUEDA, O. A. S. *CONTROLE DO MOTOR DE INDUÇÃO PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS MEDIANTE O USO DE DUPLO CONVERSOR*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2014. Citado na página 6.
- SÁ, F. L. D. et al. Universidade do estado de santa catarina–udesc centro de ciências tecnológicas–cct departamento de engenharia elétrica–dee programa de pós-graduação em engenharia elétrica–ppgeel. 2010. Citado na página 12.
- SIGUIMOTO, C. M. et al. Projeto e análises de motores síncronos de ímãs permanentes internos com otimização do torque. Florianópolis, SC, 2008. Citado na página 20.
- TANAKA, C. N. *Metodologia de dimensionamento do sistema de tração para veículos elétricos*. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2013. Citado 6 vezes nas páginas 1, 2, 3, 26, 28 e 31.
- VILLALVA, M. Conversor eletrônico de potência trifásico para sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica. *UNICAMP. Campinas*, p. 292, 2010. Citado na página 36.
- WEG. *de Ímãs Permanentes, WEG Motor and Inversor de Freqüência*, WEG. 2010. Citado 3 vezes nas páginas 9, 10 e 11.
- WEG. *Soluções em propulsão e tração elétrica*. 2015. Citado na página 32.
- WILTUSCHNIG, I. P. Uma proposta de sistema de frenagem regenerativa para uma máquina sem escovas de fluxo magnético axial. 2013. Citado na página 22.
- XU, W. et al. Survey on electrical machines in electrical vehicles. In: IEEE. *Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices, 2009. ASEM 2009. International Conference on*. [S.l.], 2009. p. 167–170. Citado 5 vezes nas páginas 5, 6, 7, 8 e 9.
- ZERAOULIA, M.; BENBOUZID, M. E. H.; DIALLO, D. Electric motor drive selection issues for hev propulsion systems: A comparative study. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on, IEEE*, v. 55, n. 6, p. 1756–1764, 2006. Citado na página 6.
- ZHU, Y.; SHI, X.; DAN, Y. Deduction of coordinate transform for instantaneous reactive power theory and analysis on relationship between  $\alpha$ – $\beta$  and dq0 transformation. In: IEEE. *Electronic Measurement & Instruments, 2009. ICEMI'09. 9th International Conference on*. [S.l.], 2009. p. 4–922. Citado na página 69.

# A Apêndice

## A.1 Transformada de Park

A transformada de Park (dq0) possui grande importância no estudo de controle vetorial, pois com sua aplicação as grandezas representadas tornam-se contínuas no tempo. Após a transformação de Clarke ( $\alpha\beta$ ), obtém-se a representação do sistema com duas dimensões, esse sistema é referenciado a um eixo estacionário. Na transformada dq0 esse eixo torna-se girante com uma determinada frequência ( $\theta_s = \omega t$ ). A transformada de Park, em sua versão original, é definida como uma matriz T, que transforma variáveis trifásicas (tensões e/ou correntes) de um sistema abc em um novo conjunto de variáveis no sistema dq0, tal que:

$$[dq0] = T.[abc] \quad (\text{A.1})$$

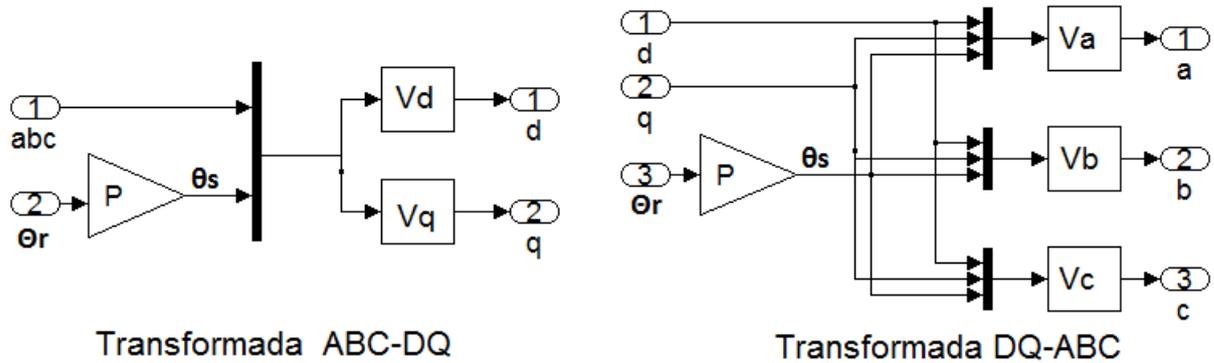
$$[abc] = T^{-1}.[dq0] \quad (\text{A.2})$$

$$T = K * \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2*\Pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2*\Pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta_e) & -\text{sen}(\theta_e - \frac{2*\Pi}{3}) & -\text{sen}(\theta_e + \frac{2*\Pi}{3}) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Para  $K=\sqrt{2/3}$  temos invariância em Potência e  $K=2/3$  invariância em amplitude, que será utilizada neste trabalho, (BEZERRA, 2004) e (ZHU; SHI; DAN, 2009).

A **figura A.1.1**, mostra a o diagrama de blocos da implementação da transformada de Park. Como a referência de posição do motor é  $\theta_r$ , devemos converter para  $\theta_s$ , Assim:  $\theta_s = P * \theta_r$ , sendo P (pares de polos).

Figura A.1.1 – Diagrama de blocos da transformada de Park



De posse das **equações A.1, A.2 e A.3**, podemos implementar a transformada de Park de acordo com a **figura A.1.1**, Assim temos:

De **abc** para **dq**, de acordo com a **equação A.1 e A.3**, logo:

$$V_d = V_a * \cos(\theta_s) + V_b * \cos(\theta_s - \frac{2*\Pi}{3}) + V_c * \cos(\theta_s + \frac{2*\Pi}{3})$$

$$V_q = -V_a * \sin(\theta_s) - V_b * \sin(\theta_s - \frac{2*\Pi}{3}) - V_c * \sin(\theta_s + \frac{2*\Pi}{3})$$

De **dq** para **abc**, de acordo com a **equação A.2 e A.3**, logo:

$$V_a = V_d * \sin(\theta_s) + V_q * \cos(\theta_s)$$

$$V_b = V_d * \sin(\theta_s - \frac{2*\Pi}{3}) + V_q * \cos(\theta_s - \frac{2*\Pi}{3})$$

$$V_c = V_d * \sin(\theta_s + \frac{2*\Pi}{3}) + V_q * \cos(\theta_s + \frac{2*\Pi}{3})$$

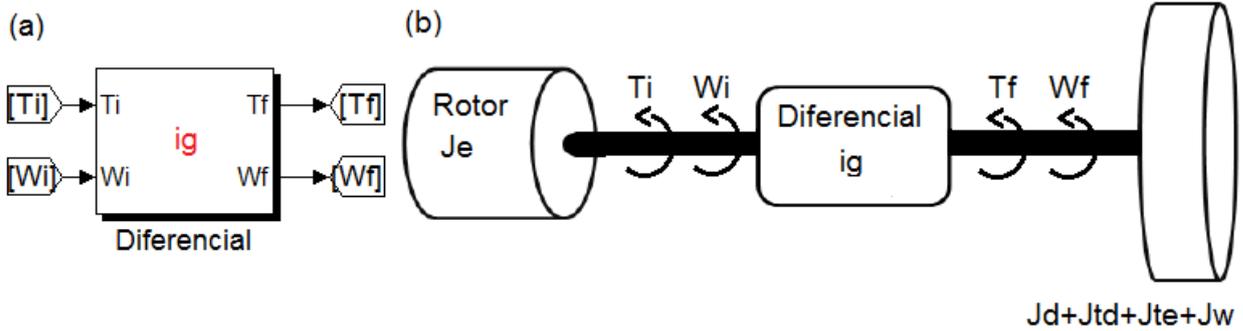
## A.2 Diferencial e inercia do sistema de transmissão

O diferencial é indispensável em veículos de tração, o mesmo tem a função de transferir e distribuir uniformemente o torque a dois semi-eixos. Uma das principais atuações do diferencial é no momento da curva, onde uma roda precisa girar mais do que a outra. O diferencial tem basicamente três funções:

- Direcionar a potência do motor para as rodas.
- Atuar como um mecanismo de redução da transmissão do veículo.
- Transmitir a potência para as rodas, enquanto permite que elas girem a velocidades diferentes.

Como este trabalho, tem como um modelo longitudinal do VE, ou seja, o modelo considera que as duas rodas de um mesmo eixo são representadas em apenas uma roda equivalente, assim o diferencial pode ser modelado apenas como um **reductor**, e o modelo desconsidera as perdas por atrito. Na **figura A.2.1 (a)**, temos a sua representação na simulação, e na **figura A.2.1 (b)**, temos a representação das inercias.

Figura A.2.1 – Diferencial e inercia do sistema de transmissão



Sendo:  $T_i$  Torque de entrada,  $T_f$  Torque de saída,  $W_i$  velocidade angular de entrada,  $W_f$  velocidade angular de saída. Temos as seguintes equações:

$W_f = i_g * W_i$  e  $T_f = \frac{T_i}{i_g}$ , como  $0 < i_g \leq 1$ , podemos perceber que o torque de saída será maior que o torque de entrada, porém a velocidade de saída será menor que a velocidade de entrada, ambas proporcionais a  $i_g$ . Desconsiderando as perdas do sistema, a potência de saída deve ser igual a potência de entrada do sistema. Assim temos:  $W_i * T_i = W_f * T_f$ , o que valida a equação acima.

Para demonstrar o cálculo das inercias equivalente do sistema referido ao eixo do rotor, vamos usar a conservação da energia para sistema rotacionais, pois a energia cinética de entrada deve ser igual a energia cinética da saída, desconsiderando as perdas. Assim temos:

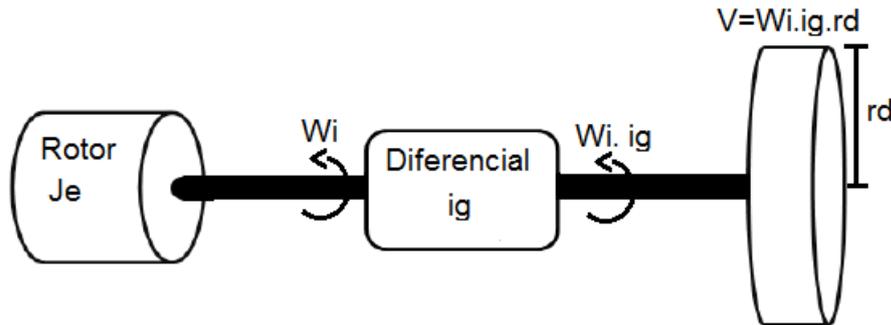
$$\frac{1}{2} * (J - J_e) * W_i^2 = \frac{1}{2} * (J_d + J_{td} + J_{te} + J_w) * W_f^2 = \frac{1}{2} * (J_d + J_{td} + J_{te} + J_w) * (W_i * i_g)^2$$

Logo:

$$J = J_e + i_g^2 * (J_d + J_{td} + J_{te} + J_w)$$

A **figura A.2.2**, mostra a **figura A.2.1(b)** para a melhor compreensão da velocidade do motor em função da velocidade do VE.

Figura A.2.2 – Velocidade do motor em função da velocidade do VE



Com as unidades no sistema internacional (SI), de acordo com a **figura A.2.2**, podemos ver que:

$$\omega[\text{rad/s}] = \frac{1}{i_g * r_d} * V[\text{m/s}]$$

Como  $\omega[\text{RPM}] = \frac{30}{\pi} * \omega[\text{rad/s}]$  e  $V[\text{m/s}] = 3.6 * V[\text{Km/h}]$ , assim temos:

$$\omega[\text{RPM}] = \frac{30}{3.6\pi * i_g * r_d} * V[\text{Km/h}]$$

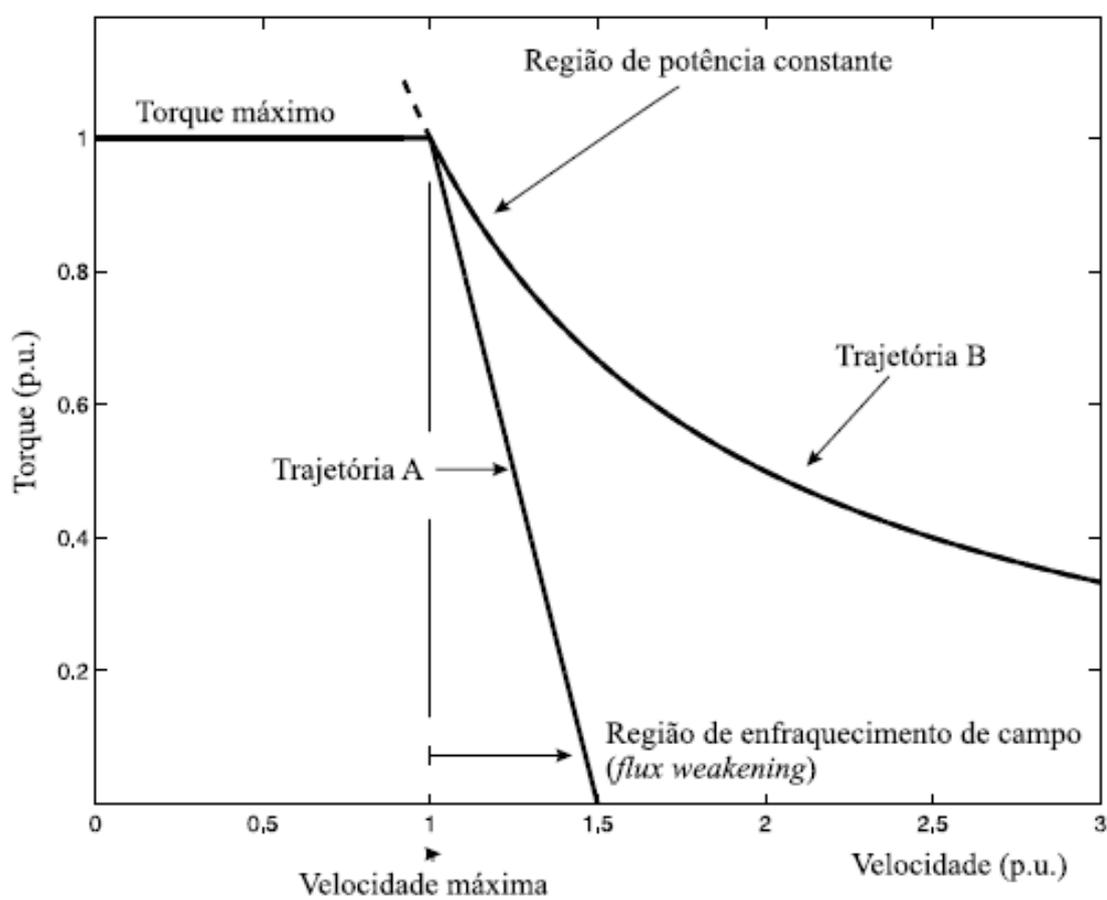
### A.3 Enfraquecimento de campo

Na **figura A.3.1**, exibe a operação da MSIP para velocidades acima da velocidade nominal, o torque desenvolvido pela máquina diminui a zero (trajetória A). Isto pode ser explicado devido a FEM ser diretamente proporcional a velocidade ( $\omega_r \cdot \lambda_{af}$ ).

O aumento da velocidade provoca o aumento da tensão induzida. Para valores próximos da tensão aplicada a máquina (geralmente fornecida por um inversor), a corrente  $i_q$  diminui rapidamente, e por consequência, o torque desenvolvido pela máquina também reduz.

Para operação da MSIP além da velocidade nominal, é necessário enfraquecer o campo do ímã permanente. O enfraquecimento do campo significa aplicar á MSIP uma componente de corrente  $i_d$  negativa, dessa maneira, o fluxo  $L_d \cdot i_d$  é aplicado em oposição ao fluxo do ímã permanente ( $\lambda_{af}$ ). Assim, o aumento da velocidade é limitada pela curva de potência constante da máquina ( $T_e \cdot \omega_r = \text{potência constante}$ ), como mostra na trajetória B, (FERNANDES, 2006).

Figura A.3.1 – Curva torque-velocidade



Fonte: (FERNANDES, 2006)