

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE A REDAÇÃO FINAL DA
TESE DEFENDIDA POR Adriana Cáceres
Delgado E APROVADA
PELA COMISSÃO JULGADORA EM 02 / AGO / 2010

ORIENTADOR

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA
COMISSÃO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA**

Adriana Cáceres Delgado

Algoritmo para Frenagem Regenerativa de uma Máquina Síncrona de Imã Permanente

Campinas, 2010.

117/2010

Adriana Cáceres Delgado

Algoritmo para Frenagem Regenerativa de uma Máquina Síncrona de Imã Permanente

Dissertação de mestrado acadêmico apresentada
à comissão de Pós Graduação da Faculdade
de Engenharia Mecânica, como requisito para
a obtenção do título de Mestre em Engenharia
Mecânica

Área de Concentração: Mecânica dos sólidos e projeto mecânico

Orientador: Niederauer Mastelari

Campinas
2010

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

C113a	<p>Cáceres Delgado, Adriana</p> <p>Algoritmo para frenagem regenerativa de uma máquina síncrona de imã permanente / Adriana Cáceres Delgado. --Campinas, SP: [s.n.], 2010.</p> <p>Orientador: Niederauer Mastelari. Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Mecânica.</p> <p>1. Veículos elétricos. 2. Máquinas elétricas síncronas. 3. Simulação por computador. 4. Energia - Fontes alternativas. I. Mastelari, Niederauer. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Mecânica. III. Título.</p>
-------	--

Título em Inglês: Algorithm for regenerative braking of a permanent magnet synchronous machine

Palavras-chave em Inglês: Electric vehicles, Synchronous electric machines, Computer simulation, Energy - Alternative sources

Área de concentração: Mecânica dos Sólidos e Projeto Mecânico

Titulação: Mestre em Engenharia Mecânica

Banca examinadora: Auteliano Antunes dos Santos Junior, Edson Bim

Data da defesa: 02/08/2010

Programa de Pós Graduação: Engenharia Mecânica

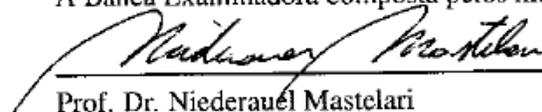
UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA
COMISSÃO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA
DEPARTAMENTO DE PROJETO MECÂNICO

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO ACADÊMICO

Algoritmo para Frenagem Regenerativa de uma Máquina Síncrona de Imã Permanente

Autor: **Adriana Cáceres Delgado**
Orientador: **Niederauer Mastelari**

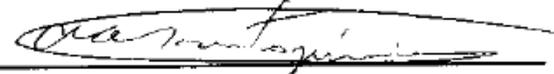
A Banca Examinadora composta pelos membros abaixo aprovou esta Dissertação:



Prof. Dr. Niederauel Mastelari
Universidade Estadual de Campinas



Prof. Dr. Edson Bim
Universidade Estadual de Campinas



Prof. Dr. Auteliano Antunes dos Santos Junior
Universidade Estadual de Campinas

Campinas, 2 de Agosto de 2010

Dedicatória

Dedico este trabalho aos meus amados pais Rita e Esteban.

Agradecimentos

Este trabalho não poderia ser terminado sem a ajuda de diversas pessoas às quais agradeço de coração:

Aos meus pais Rita e Esteban pelo seu amor e apoio incondicional em todos os momentos da minha vida. E a minha familiar que ainda na distancia sempre me apoiaram e confiaram em mim.

Ao meu namorado onde em seu amor sempre achei a força para continuar.

Ao o professor orientador Niederauer Mastelari que me mostrou os caminhos a serem seguidos.

A todos os professores e colegas da faculdade de mecânica e da eléctrica da UNICAMP, que ajudaram de forma direta e indireta na conclusão deste trabalho.

*A coisa mais indispensável a um homem é reconhecer
o uso que deve fazer do seu próprio conhecimento (PLATÃO)*

Resumo

A proteção ambiental e o melhor uso dos recursos energéticos são áreas de pesquisa de grande atividade. Como resultado destas pesquisas o desenvolvimento de veículos elétricos (VE) e híbridos (VEH) têm se acelerado. Estes possuem problemáticas desafiadoras, como baixa autonomia, a conversão de energia, o controle do veículo, o gerenciamento e distribuição da energia dentro dele, assim como o "design" tanto estético quanto mecânico e econômico. Este conjunto de problemáticas inspirou este projeto de mestrado que tem como objetivo o estudo e elaboração de um algoritmo para frenagem regenerativa (FR) de uma máquina síncrona de ímã permanente brushless (BLDC). Motivados nas características que a estratégia de FR proporciona ao VE, entre estas, o aumento na autonomia e a melhora do desempenho mecânico e eletrônico do mesmo já que quando a FR é ativada recupera-se uma parte da energia cinética durante a desaceleração através da máquina elétrica operando como gerador. Com base no anterior este trabalho foi desenvolvido em várias etapas: principalmente ao abranger os conceitos sobre frenagem regenerativa; estudar o motor BLDC desde seu modelo, acionamento e identificação das características mais relevantes com respeito a outros motores elétricos. Seguido do projeto da parte mecânica do sistema, que compreende a transmissão e a inércia, para ser envolvidos no modelo simulado. Assim como o desenvolvimento dos algoritmos para o acionamento do motor, onde serão monitoradas a velocidade e a posição do rotor, com o fim de controlar sua aceleração e desaceleração. Posteriormente um algoritmo para frenagem regenerativa, onde é monitorado o estado do motor e executam-se as decisões lógicas tanto para redirecionamento de energia, quanto para controle da frenagem. O resultado obtido foi que o algoritmo para FR regenera parte da energia cinética envolvida durante a desaceleração, além de que gerencia o funcionamento de todo o processo e subprocessos durante a aceleração, velocidade constante e desaceleração passo a passo e minimiza o consumo de energia em cada desaceleração.

Palavras Chave: Frenagem regenerativa, motor brushless, energia cinética, modelagem híbrida.

Abstract

Environmental protection and optimal energy resources are great activity research areas. As a result of these researches, electric vehicles (EVs) and hybrid (HEV) developments have been accelerated. They have challenging problems such as low autonomy, power conversion, vehicle control, energy management and distribution within it, as well as the esthetic and mechanical design and also the economic issues. This set of problems inspired this master's project which is aimed to study and elaborate an algorithm for regenerative braking (RB) in a synchronous permanent magnet brushless machine (BLDC). Motivated in the RB strategy characteristics that provides to the EV, such as, autonomy increased, mechanical and electronic performance improvement just when the RB is activated and part of the kinetic energy is recovered through the electric machine as a generator. This work was developed in several stages: mainly cover the regenerative braking concepts; study the BLDC motor from its model, driver and outstanding features identification respect others electric motors. Followed by the mechanical design of the system, which includes the transmission and inertia, to be included in the simulated model. Just as the development of the algorithms for the motor drive, where will be monitored speed and rotor position, in order to control its acceleration and deceleration. Subsequently a management regenerative braking algorithm, which monitors the engine state, and execute the logical decisions for redirecting the energy, and for braking control. As a result it was found that when the electrical machine operates as a generator part of the kinetic energy is recovered during deceleration. And also it was able to prove that the algorithm manages the whole process operation since the acceleration, constant velocity and deceleration step by step, while minimizing energy consumption in every downturn.

Key Words: Regenerative braking, motor brushless, kinetic energy, hybrid model.

Lista de Ilustrações

1.1	Diagrama do Processo de Frenagem Regenerativa usando um Motor Brushless. A linha contínua representa o estado motor, enquanto a linha pontilhada representa o momento onde a desaceleração ocorre, implicando também na ocorrência da FR e na conversão da máquina elétrica para operar como gerador.	4
2.1	Diagrama de Fluxo Geral Para Frenagem Regenerativa.	6
2.2	Distância de Parada (m) em várias aplicações de frenagem, (DELAIGUE; ESKANDARIAN, 2004).	8
2.3	Esquema Estrutural do Veículo Elétrico, segundo (CHAN, 2002). A ligação mecânica é representada por uma linha dupla, a ligação elétrica por uma linha grossa e a ligação de controle por uma linha fina. A seta em cada linha indica a direção da energia elétrica e o fluxo de informação ou comunicação de controle.	12
2.4	Classificação Geral dos Motores, com base em (PILLAY; KRISHNAN, 1991), o PMSM faz referência ao motor síncrono de ímã permanente com excitação senoidal.	14
2.5	Representação elétrica da máquina BLDC.	18
2.6	Representação mecânica da máquina BLDC.	19
2.7	Inversor de Ponte Completo, Conexão Estrela, (HENDERSHOT-JR; MILLER, 1994).	22
2.8	Controle por ângulo de condução de 180°	23
2.9	Controle por ângulo de condução de 120°	24
2.10	Características de Torque-Velocidade, sem controle e com controle de 120° e 180° para o BLDC.	25
2.11	Circuito Buck-Boost.	27
2.12	Diagrama motor-redução.	28
2.13	Modelo elétrico da bateria.	31
2.14	Dados da Densidade da Energia vs Densidade de potência do Ultracapacitor e da Bateria, (MAREI et al., 2006).	35
3.1	O protótipo da bancada.	40
3.2	Estrutura detalhada da Bancada de Testes com Frenagem Regenerativa.	41
3.3	Ponte trifásica bidirecional, conexão estrela.	47
3.4	Regiões de ativação do motor. Os globos representam regiões de 60° e as linha descontínuas representam as posições típicas dadas por três sensores de efeito Hall usados no posicionamento do rotor ($1'$, $2'$, $3'$).	48
3.5	Curva de Comportamento do Modelo Híbrido Proposto.	52

3.6	Proposed Hybrid Petri Net, for a RB System Using BLDC.	53
4.1	Modelo do sistema com FR, utilizando motor síncrono de ímã permanente.	60
4.2	Modelo da máquina BLDC, implementado em Simulink.	60
4.3	Diagrama da lógica de comutação da ponte trifásica, baseada la posição de rotor.	61
4.4	Velocidade do motor com o acionamento sim defase de 90°	63
4.5	Comportamento de seguimento de velocidade e posição sem as sinais defasadas 90°	63
4.6	Curvas das correntes de entrada da máquina BLDC operando como motor. Pôde-se apreciar que os sinais (a),(b) e (c) encontram-se defasados.	64
4.7	Curvas da FCEM $e_{S1,2,3}$ da máquina BLDC operando como motor. Pode-se que (a), (b) e (c) são senais trapezoidais desfasados.	65
4.8	Curva de velocidade do motor BLDC.	66
4.9	Curva de torque do motor BLDC.	67
4.10	Curva de posição do rotor do motor BLDC.	68
4.11	Curva de aceleração do motor BLDC.	69
4.12	Curva de potência mecânica da máquina BLDC.	70
4.13	Curva de potência instantânea da máquina BLDC.	70
4.14	Curvas das correntes de entrada da máquina BLDC operando como gerador. Pôde-se apreciar que os sinais (a),(b) e (c) encontram-se defasados.	72
4.15	Curvas da FCEM $e_{S1,2,3}$ da máquina BLDC operando como gerador. Pode-se que (a), (b) e (c) são senais trapezoidais desfasados.	73
4.16	Curva de velocidade da máquina BLDC operando como gerador.	74
4.17	Curva de torque da máquina BLDC operando como gerador.	74
4.18	Curva de posição do rotor da máquina BLDC operando como gerador.	75
4.19	Curva de aceleração da máquina BLDC operando como gerador.	75
4.20	Curva de potência mecânica da máquina BLDC como gerador.	76
4.21	Curva de potência instantânea da máquina BLDC como gerador.	77
4.22	Curva da energia cinética com o $\Delta_V = 500 \text{ RPM}$	78
4.23	Curva da energia instantânea $\Delta_V = 500 \text{ RPM}$	79
4.24	Curva de velocidade do sistema, velocidade do motor (linha descontinua) e de referência (linha continua) para um $\Delta_V = 100 \text{ RPM}$	80
4.25	Curva da energia instantânea com o $\Delta_V = 100 \text{ RPM}$	81
4.26	Curva de velocidade do sistema, velocidade do motor (linha descontinua) e de referência (linha continua) para um $\Delta_V = 1000 \text{ RPM}$	81
4.27	Curva da energia instantânea com o $\Delta_V = 1000 \text{ RPM}$	82

4.28	Sequencia de entrada de velocidade de referência (linha descontínua) e velocidade do motor (linha contínua).	83
4.29	Diagrama de bloques para ajustar el Δ_V dinamicamente.	84
4.30	Valores do parâmetro Δ_V durante o percurso.	84
4.31	Estado da fonte de alimentação do sistema durante o percurso.	85
4.32	Gráfico do torque do motor.	86
4.33	Gráfico da potência instantânea do motor.	86
4.34	Chave S1, para mudar o estado da fonte unidirecional principal.	88
4.35	Resposta da chave S_1 durante o percurso.	88
4.36	Esquema da Chave S2, para redirecionar a corrente que vai carregar a bateria. . . .	89
4.37	Resposta da chave S_2 durante o percurso.	89
4.38	Corrente i_{S1}	90
4.39	Corrente i_{S2}	91
4.40	Corrente i_{S3}	91
4.41	Corrente regenerada durante a desaceleração.	92
4.42	Estado de carga da bateria.	93

Lista de Tabelas

2.1	Comparação quantitativa entre o motor de ímã permanente síncrono e o de indução, (GIERAS; WING, 1997)	16
2.2	Comparação quantitativa entre os motores de indução , MRVC e brushless, (GIERAS; WING, 1997)	16
3.1	Parâmetros estruturais da bancada.	43
3.2	Parâmetros do fabricante da polia sincronizadora.	43
3.3	Parâmetros da polia aplicados na bancada.	45
3.4	Parâmetros do motor brushless Typhoon.	46
3.5	Lógica de comutação das bobinas para cada faixa de posição do rotor.	49
3.6	Parâmetros da bateria de $LiMn_2O_4$ 36V14AH.	50
3.7	Time e event driven no ciclo quando o sistema acelera.	53
3.8	Time e event driven no ciclo quando o sistema desacelera.	54
3.9	Os Lugares do modelo por RHP proposto.	55
3.10	As transições do modelo por RHP proposto.	55
4.1	Resultados da simulação para um Δ_V variável	79
4.2	Resultados da energia recuperada nos intervalos de desaceleração do percurso	85
4.3	Resultados da energia consumida nos intervalos de aceleração e velocidade constante do percurso	87
4.4	Resultados do erro quadrático médio	94
4.5	Resultados do tempo de decaimento	95

Lista de Abreviaturas e Siglas

Abreviações

ABS Sistema de frenagem anti-bloqueio

AC Corrente alternada

BLDC Máquina síncrono de ímã permanente brushless

CDT Controle direto de torque

CV Controle vetorial

CVDS Sistema dinâmico de variável contínua

DC Corrente contínua

DES Sistema dinâmico de eventos discretos

EMI Interferência eletromagnética

FCEM Força contra eletromotriz

FR Frenagem Regenerativa

GTO Tiristor gate turn off

MRVC Motor de relutância variável comutada

PM Ímã Permanente

PMSM Motor síncrono de ímã permanente

PWM Moduladores por largura de pulso

SH Sistema híbrido

SOC Estado de carga da bateria

[%]

VE Veículo Elétrico

VEH Veículo Elétrico Híbrido

Letras Gregas

$\delta\theta$	Ângulo incremental do rotor	
Δ_V	Variação de velocidade, variável de ajuste	
θ_R	Ângulo do Rotor referente ao eixo magnético do estator	

Letras Latinas

$e(k)$	Entrada ao passo (k)	
E_c	Energia cinética	[J]
e_{S1}	Força contra eletromotriz da fase 1	[v]
e_{S2}	Força contra eletromotriz da fase 2	[v]
e_{S3}	Força contra eletromotriz da fase 3	[v]
i_{S1}	Corrente da fase 1 do estator	[A]
i_{S2}	Corrente da fase 2 do estator	[A]
i_{S3}	Corrente da fase 3 do estator	[A]
K_c	Ganho do controlador	
L_M	Indutância mútua	[H]
L_S	Indutância própria do estator	[H]
M_{SR}	Fluxo induzido pelo imã permanente	[Wb]
$NiMH$	Níquel metal híbrido	
np	Número de pares de pólos do motor	
RHP	Redes híbridas de Petri	
T	Tempo de amostragem	
T_e	Torque eletromagnético	[N.m]
T_I	Contante de tempo integral	
$u(k)$	Saída do controlador ao passo (k)	

$u_I(k)$	Saída da variável integral	
$u_I(k - 1)$	Saída da variável integral ao passo (k-1)	
$u_p(k)$	Saída da variável proporcional	
U_d	Tensão da linha de alimentação da ponte trifásica	[v]
U_{S1}	Tensão de linha referente as fases 1-2 do estator	[v]
U_{S2}	Tensão de linha referente as fases 2-3 do estator	[v]
U_{S3}	Tensão de linha referente as fases 3-1 do estator	[v]
W_m	Energia transformada em mecânica	

SUMÁRIO

Lista de Ilustrações	xi
Lista de Tabelas	xii
Lista de Abreviaturas e Siglas	xv
1 INTRODUÇÃO	1
2 REVISÃO DA LITERATURA	5
2.1 Frenagem Regenerativa	5
2.1.1 Características do Funcionamento da Frenagem Regenerativa	7
2.1.2 A Importância Econômica da Frenagem Regenerativa	8
2.1.3 Aplicações de FR em Veículos Elétricos e Híbridos	9
2.1.4 Estrutura do VE	10
2.1.5 Vantagens e Desvantagens da FR em Veículos Elétricos e Híbridos	11
2.2 A Máquina Elétrica em VE	13
2.2.1 Motores Brushless Síncronos de ímãs Permanentes	14
2.2.2 Características do Motor Síncrono de Ímãs Permanentes Brushless	17
2.2.3 Modelo Trapezoidal da Máquina de Ímã Permanente Síncrona Brushless (BLDC)	18
2.2.4 A Máquina Síncrona de ímã Permanente Brushless (BLDC) como Gerador	20
2.3 Estratégias de Controle Para Motores Brushless Síncronos de ímã Permanente	20
2.3.1 Controle Trapezoidal	21
2.3.2 Controle de Velocidade do Motor Brushless por PWM	22
2.3.3 Controle por Enfraquecimento de Fluxo	26
2.4 Eletrônica para redirecionamento da Energia em Frenagem Regenerativa	27
2.5 Transmissão-Redução e Carga Inercial Rotativa	27
2.5.1 Análises sobre a Inércia na Frenagem Regenerativa	28
2.6 Elementos Para Armazenagem da Energia Recuperada	30
2.6.1 As Baterias	30
2.6.2 O volante	32
2.6.3 O Ultracapacitor	33
2.7 Modelagem de Sistemas Híbridos	34

3	SISTEMA COM FRENAGEM REGENERATIVA USANDO BLDC	39
3.1	Proposta da Bancada para Testes com Frenagem Regenerativa	39
3.1.1	Disco de Inércia	42
3.1.2	Polias	43
3.2	Parâmetros do Motor Brushless de Imã Permanente	45
3.2.1	Acionamento do Motor BLDC e seu Controle	47
3.2.2	Estratégia de comutação dos Transístores do Inversor	48
3.3	Identificação dos Ciclos de Consumo de Energia e Recuperação nos Sistemas com FR	49
3.4	Parâmetros da bateria $LiMn_2O_4$	50
3.5	Modelagem do Algoritmo para Ativar e Gerenciar a FR, usando Redes Híbridas de Petri	50
3.6	Método de Comutação das Chaves para o redirecionamento da Energia	56
3.7	Método de Validação do Algoritmo para Ativar a FR	56
3.7.1	Erro Quadrático Médio	56
3.7.2	Tempo de Subida do Sistema	57
3.7.3	Potência Instantânea	57
3.7.4	Potência Mecânica	58
4	RESULTADOS	59
4.1	Simulação do Modelo Trapezoidal da Máquina BLDC Operando como Motor	59
4.1.1	Sequência de acionamento	61
4.1.2	Curvas da Corrente e da Força Contra Eletromotriz da Máquina BLDC como Motor	62
4.1.3	Respostas de Velocidade e Torque da Máquina BLDC como Motor	62
4.1.4	Respostas de Posição de rotor e Aceleração da Máquina BLDC como Motor	66
4.1.5	Respostas de Potência Mecânica e Elétrica Instantânea da Máquina BLDC como Motor	66
4.2	Simulação do Modelo Trapezoidal da Máquina BLDC Operando como Gerador	71
4.2.1	Curvas da Corrente e da Força Contra Eletromotriz da Máquina BLDC como Gerador	71
4.2.2	Respostas de Velocidade e Torque do Motor BLDC	71
4.2.3	Respostas de Posição de rotor e Aceleração do Motor BLDC	71
4.2.4	Respostas de Potência Mecânica e Elétrica Instantânea da Máquina BLDC	76

4.2.5	Análise dos resultados	76
4.3	Ensaio do Modelo com FR	77
4.3.1	Sistema com Diferentes Valores de Δ_V	78
4.3.2	Análises dos resultados	80
4.4	Ensaio do Algoritmo para Ativar a FR e Gerenciar o Sistema Motor-Inércia	83
4.4.1	O Sistema em Desaceleração	83
4.4.2	O Sistema em Aceleração	87
4.4.3	Comportamento das Chaves de Comutação para o Gerenciamento da Energia	87
4.4.4	Comportamento da Correntes de Fase e a Bateria	90
4.4.5	Análises dos resultados	92
4.5	Erro Quadrático Médio, Estacionário e Tempo de Decaimento do Sistema do Sistema	94
4.5.1	Erro Quadrático Médio	94
4.5.2	Tempo de Decaimento do Sistema	95
4.5.3	Análises dos Resultados	95
5	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	96
	REFERÊNCIAS	99

1 INTRODUÇÃO

Frenagem regenerativa (FR) é uma técnica utilizada para recuperar energia e em consequência aumenta a autonomia dos veículos elétricos (VE) e híbridos (VEH) (CLEGG, 1996; CHAN, 2002, 2007). Este é um processo que ocorre durante a desaceleração do veículo, pelo qual a energia cinética é transformada em energia elétrica, devido à capacidade da máquina elétrica de operar como gerador. Neste processo o fluxo de corrente que retorna do gerador é utilizada para alimentar um banco de baterias com o fim de reutilizar a energia regenerada em outro processo (CIKANEK; BAILEY, 2002; CHUANWEI et al., 2004). Os VE e VEH têm as vantagens de serem econômicos, pois reduzem o consumo de recursos não renováveis e de reduzirem o impacto ambiental devido a baixa emissão de gases (SILVA; MENEZES; NA, 2008). Estes veículos são estudados no uso da técnica de FR, pois apresentam as características necessários para avaliar a FR, como alta inércia, unidade elétrica, elemento de armazenamento, além da alta frequência de paradas e partidas, um item previsto pelos autores Wicks e Donnelly (1997), que analisaram o uso da FR no transporte público. Eles calcularam a distribuição de energia entre os elementos de consumo (freio, resistência aerodinâmica e rolamento) durante a frenagem, através da medição de energia elétrica. Desta forma, concluíram que o freio consome a maior parte da energia, o que significaria que pode ser recuperada proporcionalmente.

Além do mais, foi proposto um elemento mecânico “volante” ou “flywheel” para armazenar energia cinética. Entretanto, mesmo sendo um dispositivo promissor para substituir as baterias, ainda é caro (ANDRADE et al., 2007) com relação a estas. O processo analisado por Wicks e Donnelly (1997), não contempla uma visão completa de outros detalhes presentes durante a condução do veículo, uma vez que avaliam apenas paradas e partidas como os únicos eventos possíveis. Partindo do mesmo princípio, alguns autores estudam como melhorar o ganho de energia recuperada, como no caso de Min, Zhifeng e Binggang (2007) e de Mukhitdinov, Ruzimov e Eshkabilov (2006), entre outros. Suas propostas visam economizar combustível e obter a regeneração máxima de energia, mas eles fazem uso de técnicas robustas olhando para o problema em partes e não como um todo, composto de eventos relacionados com os comportamentos dinâmicos do processo. A partir destes aspectos foram encontrados alguns dos problemas da técnica de frenagem regenerativa: não existe um modelo geral dos sistemas com frenagem regenerativa e o processo de condução do veículo possui mais estados intermediários, além dos eventos de partidas e paradas.

Os autores Junzhi et al. (2008) consideram a FR em veículos um processo complexo e difícil de ser controlado, para resolver isto eles propõem estudar o controle da FR resumindo-o em três objetivos principais: **(1)** identificar a demanda de frenagem do motorista, de acordo com a sua ação e o estado do veículo; **(2)** atender a demanda de força de frenagem através de sua distribuição de energia e potência, utilizando estratégias de economia de energia que não prejudiquem nenhum

componente eletrônico; **(3)** conhecer a distribuição de energia de frenagem através do controle coordenado da frenagem dos componentes, com boa dirigibilidade e força adequada de frenagem. Estes autores utilizam como estratégia, embutir o controle da FR dentro de uma estrutura hierárquica baseada em (ZHANG; CHEN, 2001). Neste último trabalho se estabelece o controle dentro dos conceitos de sistema dinâmico híbrido. No entanto os autores afirmam que a informação do sistema é melhor representada por eventos que por variáveis contínuas. Ou seja, a dinâmica dos sistemas é descrita por equações de eventos discretos.

Com base no mencionado anteriormente, o algoritmo desenvolvido neste trabalho leva em conta principalmente identificar as demandas de desaceleração, monitorando as variações de velocidade do sistema dentro da simulação. Por outro lado, este deve atender as demandas de desaceleração para ativar a FR e controlar a quantidade de energia regenerada para evitar danos à bateria, causados por picos de corrente. O algoritmo também é baseado nos conceitos de sistema híbrido, no entanto se distingue do trabalho de Zhang e Chen (2001), pois o sistema não dependerá somente dos eventos discretos, mas também das variáveis contínuas. Desta forma, o algoritmo proposto leva em conta que dentro de um sistema com FR os elementos que o compõem possuem eventos (como acelerar, desacelerar, parar, etc) e variáveis contínuas (como a dinâmica do motor, da energia recuperada, do controle de velocidade, etc).

A razão pela qual existem estes eventos e variáveis contínuas relacionadas é devida aos próprios elementos que compõem o veículo ou o sistema que terá FR dentro os quais se encontram: a máquina elétrica, a eletrônica de potência, a micro eletrônica e o sistema mecânico. Entre os motores mais utilizados em VE e VEH estão os de indução, os de relutância magnética e os síncronos (motor brushless de ímã permanente) (CHAN, 2007). O motor brushless é considerado bastante adequado para aplicações em VE e VEH por possuir características mecânicas de alta eficiência, como a utilização de ímãs permanentes de terras raras, que proporcionam uma alta densidade de potência, por não ter escovas, anéis, entre outros elementos (CHAU; CHAN; LIU, 2008). O acionamento dos brushless de ímã permanente dependem da forma de excitação e da configuração do motor. Por exemplo, quando a corrente contínua muda de polaridade em sincronismo com o passo alternado dos pólos do ímã, o motor foi excitado com uma onda quadrada e a força contraeletromotriz (FCEM), neste caso, tem uma forma trapezoidal. O termo trapezoidal é usado para se referir a este tipo de máquina síncrona de ímã permanente brushless (BLDC) e seu controlador. Por outro lado, no caso onde as correntes de excitação são senoidais, a FCEM é idealmente senoidal. O motor acionado por corrente senoidal é conhecido como síncrono de ímã permanente (PMSM). Apesar da construção física e a forma de controle serem semelhantes a diferença entre ambos motores é o fato do motor senoidal operar com um campo girante (HENDERSHOT-JR; MILLER, 1994), que é igual ao campo magnético rotativo no motor de indução e da máquina AC síncrona. Neste traba-

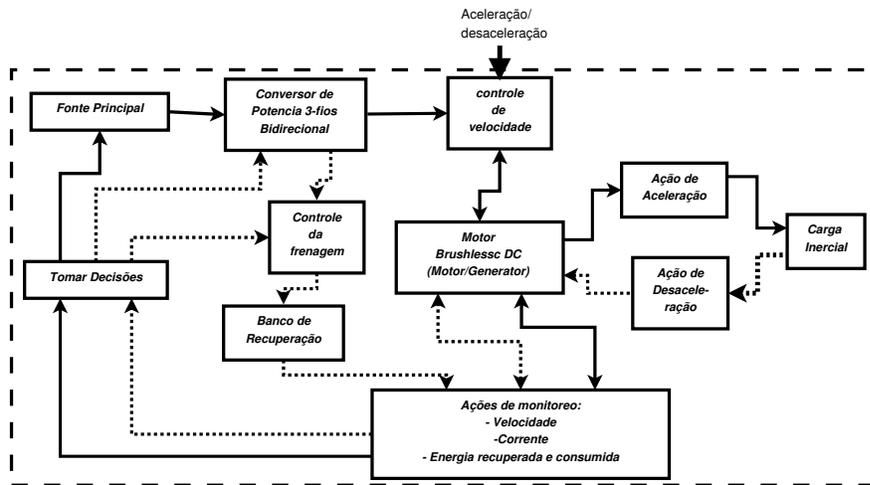


Figura 1.1: Diagrama do Processo de Frenagem Regenerativa usando um Motor Brushless. A linha contínua representa o estado motor, enquanto a linha pontilhada representa o momento onde a desaceleração ocorre, implicando também na ocorrência da FR e na conversão da máquina elétrica para operar como gerador.

lho de mestrado é utilizada o BLDC com excitação quadrada e controle por ângulo de condução, pois com este se obtém um alto torque e potência constante durante as diferentes variações de velocidade (CHAU; CHAN; LIU, 2008).

Para elaborar os teste de frenagem regenerativa o modelo de uma planta é proposto para ser usado em uma simulação. Este modelo contempla a parte mecânica constituída pelo motor BLDC, por uma transmissão que servirá como meio de redução de velocidade e aumento do torque do motor. Além disso, foi projetada a massa inercial rotativa, que tem a propriedade de armazenar a energia cinética durante sua rotação.

Para integrar os componentes do sistema com FR e superar os problemas identificados dos autores acima mencionados, este trabalho complementa os estados de condução do sistema, além dos estados de partida e parada. Além disso, este trabalho expõe o processo de FR e suas partes principais dentro de um modelo holístico, no qual eventos discretos e variáveis contínuas do comportamento dinâmico do sistema encontram-se relacionadas. Portanto, a fim de analisar o sistema com FR ilustrado na Fig.1.1, tanto os estados e eventos contínuos quanto os estados e eventos discretos envolvidos no seu funcionamento são identificados para enfim propor um algoritmo que os integre.

Este trabalho propõe a elaboração de um algoritmo para FR utilizando o motor BLDC, capaz de gerenciar e redirecionar a energia no sistema. Este será exposto através da notação das Redes Híbridas de Petri (RHP) (LING-XUN et al., 2007). Este modelo do processo tem como objetivo

evidenciar cada atividade e as variáveis dinâmicas (como aceleração, desaceleração, energia consumida e recuperada), tornando possível o estudo do motor BLDC, do controle e do acionamento, assim como do comportamento da energia usando FR.

O texto está organizado da seguinte forma: Na *seção.2* a revisão da literatura sobre FR, os motores mais relevantes nas aplicações de VE e o motor BLDC, os tipos de acionamento mais usados para motores síncronos, o sistema de transmissão e a inércia, assim como as fontes mais utilizadas nos VE. Na *seção.3* explica os materiais e os métodos utilizados para o desenvolvimento do trabalho; e posteriormente se apresentarão na *seção.4* os resultados dos ensaios obtidos da simulação. Por último a *seção.5* de conclusões.

2 REVISÃO DA LITERATURA

Durante a aceleração de um veículo componentes ou processos inteiros consomem energia da fonte primária. Nos automóveis alimentados com gasolina, gás natural comprimido (GNC), diesel, agora também com o Etanol e a proposta de veículos híbridos (VEH), é de interesse conseguir a maior eficiência dos recursos energéticos (MONTIEL et al., 2002). Uma forma de fornecer mais rendimento aos veículos ou outros sistemas como pontes rolantes, robôs industriais, metrô, entre outros, provém da análise de uma das atividades habituais, o frear. Técnicas como a frenagem regenerativa (FR) podem ser aplicadas quando os sistemas utilizam máquina elétrica, onde durante a desaceleração o fluxo de corrente é revertido e parte da energia cinética presente é devolvida à fonte de alimentação (SEN, 1997). O meio para fornecer esta energia de volta durante a FR é por meio da máquina elétrica, que é considerada peça fundamental nos VE e VEH, mesmo quando existem sistemas elétricos ou híbridos, neste trabalho será utilizada uma máquina elétrica síncrona de ímã permanente brushless (BLDC), esta possui características de construção e maneira de funcionamento, as quais oferecem um elevado fator de potência, atinge velocidades significativas e revela alta eficiência, com respeito a outras máquinas elétricas (EHSANI; RAHMANN; TOLIYAT, 1996). Portanto tem demonstrado um impacto importante em aplicações em veículos elétricos (VE), assim como em sistemas aeroespaciais, sistemas industriais e em aplicações com automatização (SOLOMON; FAMOURI, 2006), estas aplicações são comumente denominadas de sistemas complexos ou híbridos, já que estão compostos não só por diferentes elementos mas também por eventos discretos e variáveis que mudam no tempo dentro de sua própria dinâmica. Portanto os sistemas híbridos precisam ser modelados por técnicas que consigam integrar as partes discretas e contínuas que os compõem.

Nesta seção se conceituará a frenagem regenerativa, suas características e aplicações em VE; igualmente se falará sobre as máquinas elétricas mais relevantes nas aplicações de VE e principalmente a respeito da máquina BLDC; os tipos de controles mais usados para máquinas síncronas de ímã permanente; o sistema de transmissão e a inércia, assim como as fontes mais utilizadas nos VE; e por último o conceito de modelamento de sistemas híbridos.

2.1 Frenagem Regenerativa

Comumente quando se leva a cabo a desaceleração e.g. como nos veículos convencionais, a energia durante a frenagem é dissipada no freio mecânico em forma de calor, então ocorre o processo de frenagem dinâmica. Pelo contrário quando o fluxo de corrente é invertido e através da capacidade da máquina elétrica de operar como gerador, se proporciona um torque negativo e se converte a

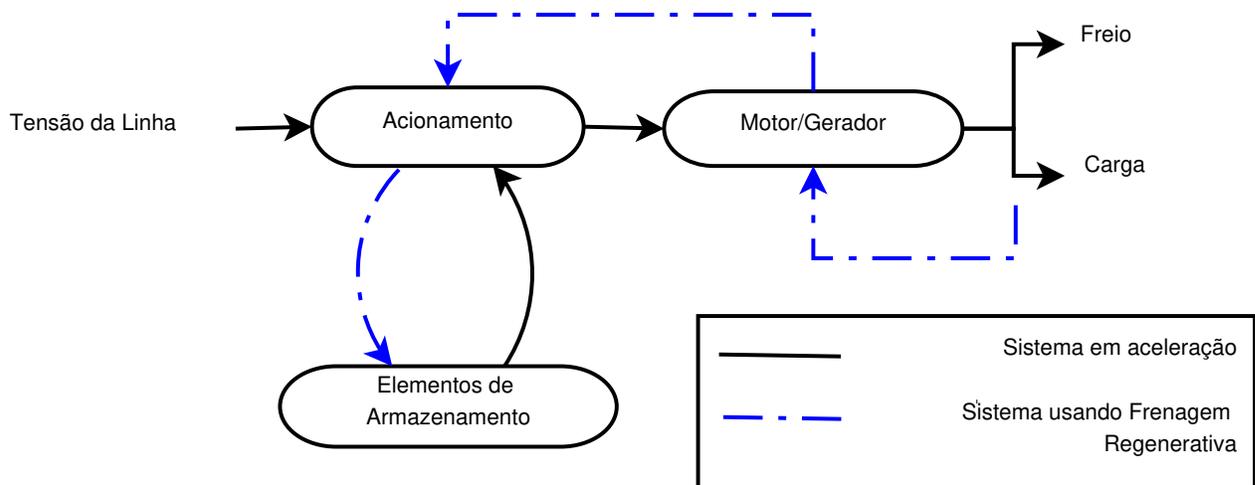


Figura 2.1: Diagrama de Fluxo Geral Para Frenagem Regenerativa.

energia cinética em elétrica (SEN, 1997), este processo é chamado de frenagem regenerativa como se ilustra na Fig. 2.1. Por isso o ideal é adicionar junto ao freio dinâmico o sistema regenerativo (FLINDERS; MATHEW; OGHANNA, 1995). A energia regenerada é acumulada em bancos de capacitores ou baterias, é mantida ali até que necessária em outras aplicações do sistema ou transformada novamente em energia cinética. Outro autor define a FR, como um processo que acontece sempre que o motor alcance velocidades acima da velocidade ideal, a tensão de velocidade torna-se maior que a tensão terminal e conseqüentemente, a corrente de armadura do motor é invertida, tornando frenante o torque desenvolvido. Isso é possível nos VE onde a ação da força peso do próprio veículo e da carga transportada, passa a ser uma fonte primária de energia mecânica e conseqüentemente, a máquina passa a operar como gerador, isto é, devolve energia a uma fonte de alimentação (BIM, 2009).

Na FR a eficiência da máquina elétrica e da bateria são itens relevantes segundo (DATONG; MING; ZHENJUN, 2007), já que quanto maior for a eficiência do máquina elétrica maior será a quantidade de potência na saída, tanto quando se comporta como motor quanto como gerador e por outro lado a bateria deve apresentar um ciclo de vida útil elevado, para fornecer maior autonomia ao veículo. Também são importantes os ciclos onde o processo de frenagem ocorre (WICKS; DONNELLY, 1997) e também na capacidade da eletrônica para redirecionar a energia (CLEGG, 1996). No entanto a inércia rotativa envolvida torna-se o fator mais importante na existência da energia regenerativa, porque estes elementos armazenam a energia cinética que será regenerada (LEE; NELSON, 2005; WICKS; DONNELLY, 1997; CLEGG, 1996).

2.1.1 Características do Funcionamento da Frenagem Regenerativa

A FR é comumente aplicada aos veículos elétricos e híbridos, por causa do impacto que ela tem neste tipo de sistemas, como, a economia de combustível e a eficiência energética que o provê de autonomia. Consequentemente para que os sistemas com FR sejam funcionais e apresentem alta relação na eficiência da energia, dependem de diferentes fatores, entre estes (CLEGG, 1996):

- Alto rendimento na conversão de energia;
- Sistema de armazenamento de energia com alta capacidade por unidade de peso e volume;
- Possuir uma máquina elétrica que trabalhe em uma ampla gama de velocidades e de torque;
- Distribuição suave da potência do sistema regenerativo de tal forma que seja transparente aos usuários do veículo;
- Transmissões mecânicas simples e eficientes dentro dos VE ou VEH;
- Ter um sistema de controle eficiente para comandar o funcionamento do sistema de maneira rápida e estável;
- Deve ter o algoritmo para determinar a carga e a descarga da fonte, com o fim de quantificar os benefícios da FR (WICKS; DONNELLY, 1997).
- Particularmente quando em sistemas de transporte como metrô ou ônibus com percursos fixos, é possível conhecer o momento onde é removida a potência ao motor, segundo o autor Wicks e Donnelly (1997) prever isto possibilita alongar o tempo das paradas e consequentemente poupar combustível.

Para compreender o atributo de frear sobre as paradas, o autor (DELAIGUE; ESKANDARIAN, 2004) estabelece um modelo para previsão de distâncias de frenagem, que além disso proporciona segurança no veículo, em caso de acidentes onde envolve frear rapidamente. O modelo considera várias partes importantes do veículo, como o coeficiente de adesão entre as rodas e o chão, continuando com uma análise do comportamento das rodas ao frear, baseado na teoria de forças de atrito de Coulomb, em função da longitude de deslizamento, da elasticidade, pressão e dimensões das rodas, além da carga normal aplicada. Posteriormente analisa o freio ABS, um dos resultados do análise pode se ver na Fig. 2.2, onde na medida que a media do torque de frenagem se reduz a distância de frenagem aumenta. Este torque se deriva das forças de frenagem que sua vez dependem da dinâmica da carga nas rodas dianteiras e traseiras e do tipo de freio. Da mesma forma estuda a ação

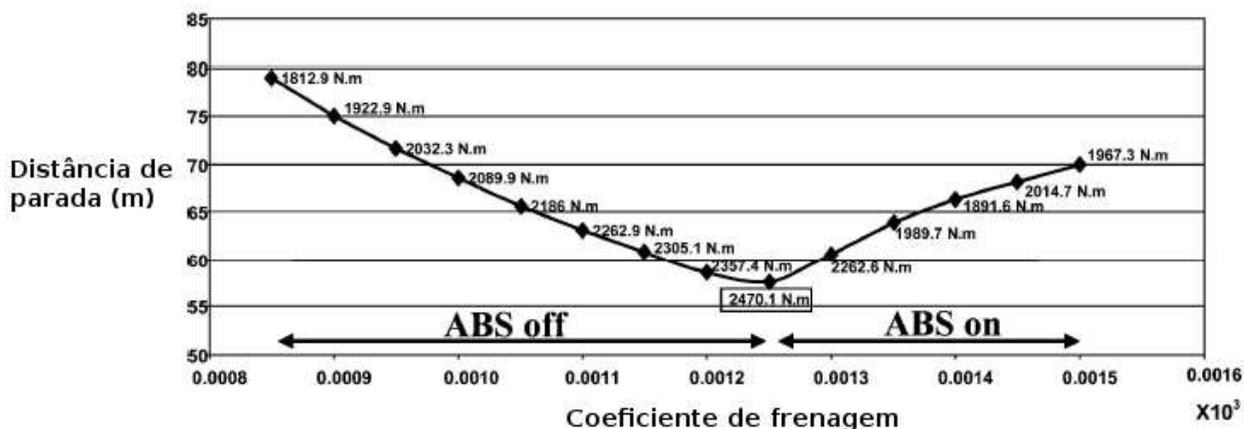


Figura 2.2: Distância de Parada (m) em várias aplicações de frenagem, (DELAIGUE; ESKANDARIAN, 2004).

da suspensão do veículo, a influência resistiva do ar e do entorno como uma estrada com declive. Com um estudo mais detalhado deste tipo de modelo poderia ser aplicada a frenagem regenerativa para determinar tempos mais curtos de frenagem e por consequência de carga de energia.

2.1.2 A Importância Econômica da Frenagem Regenerativa

A frenagem regenerativa, traz mais economia no combustível quando é aplicada em veículos pesados e em trajetos com frequentes paradas e partidas. Este é o caso dos ônibus dos centros urbanos, com a vantagem de terem normalmente trajeto determinado. Para avaliar a eficácia real da frenagem regenerativa um modelo foi aplicado aos ônibus urbanos (WICKS; DONNELLY, 1997). Definido o tipo de veículo, o ciclo de condução, o controle do sistema e o algoritmo de carga e descarga da fonte; calculou-se em que proporção a energia total produzida pelo motor é absorvida pelos freios, tendo em conta que outros fatores como a dissipação de energia devido ao atrito das rodas com a pista e a resistência pelo ar. Durante a desaceleração, na análise proposta e utilizando o freio mecânico, este consome 91% da energia utilizada durante esta etapa, enquanto o 6,3% é absorvido pelos pneus e 2,7% pelo atrito aerodinâmico.

Além desta análise preliminar do veículo o pesquisador propõe um modelo ideal, onde incorpora-se um sistema de armazenamento de energia cinética conhecido como volante, explicado na seção 2.6.2, estabelecem-se parâmetros como a potência consumida pelo motor e os freios. O resultado obtido foi que um 59% do trabalho produzido pelo motor é absorvido pelos freios. A economia que representa este valor para este tipo de veículo é uma economia significativa, estima-se que o automotor gasta US\$12, 279 durante 3000 horas de uso; com o preço da gasolina em US\$4, 09 por

galão, conclui que se a este veículo fosse aplicado frenagem regenerativa o gasto seria de US\$5, 030 pelo mesmo tempo de uso.

Com o fim de esclarecer o como seria possível aplica FR aos VE, será explicado a continuação o esquema do sistema de propulsão do VE e os estudos sobre gerenciamento da energia, ao igual que as desvantagens e vantagens da FR, nestas aplicações.

2.1.3 Aplicações de FR em Veículos Elétricos e Híbridos

A frenagem regenerativa é considerada no projeto de novos sistemas de transporte ou na atualização de antigos sistemas('retrofitting'). Este é o caso dos sistemas de transportes ferroviários que utilizam motores de corrente contínua (DC) a exemplo do sistema de transporte de carvão em Queensland-Austrália (FLINDERS; MATHEW; OGHANNA, 1995). Neste estudo para a renovação dos acionamentos dos motores DC das locomotivas, leva-se em consideração implantação da frenagem regenerativa. Os acionamentos por controle de fase são objeto de renovação, que são atualizados com retificadores que utilizam moduladores por largura de pulso (PWM) junto com tecnologia de tiristores Gate Turn Off (GTO) (SUGAWARA; SUNOHARA, 1990), nos quais a diferença das pontes de quatro diodos, permitem ter uma corrente bidirecional, que conduz a corrente de campo do motor DC durante a FR.

Os resultados da simulação do estudo descrito acima, mostram dados aproximados sobre o rendimento da energia, os quais estão representados por meio do comportamento da corrente gerada durante a etapa de potência e de frenagem; significa que para obter a transição do estado de potência ao de frenagem é necessária inverter a voltagem de armadura do motor, isto só se consegue invertendo a corrente de campo. Posteriormente a corrente é controlada por meio de um controle discreto e seu valor é mantido por um chopper (DIXON; ORTUZAR, 2002; CARICCHI et al., 1994), no caso apresentado é de 50A. A partir de ali observa-se que atingiu-se um valor controlado de corrente durante a frenagem. Mesmo quando no estudo não se contemplaram as fontes de armazenamento e também não foi implementado experimentalmente, a corrente gerada na etapa de frenagem mostra que seria possível ter energia quando se utiliza FR.

Um análise do método de frenagem regenerativa em uma máquina BLDC é descrito em (WU; CHENG; CUI, 2005). Usam um inversor de ponte completo, ver seção 2.3, onde mostra que só três dos transistores são chaveados On ou Off e a outra parte restante permanece no estado oposto. Como a essência da frenagem regenerativa é converter a energia cinética em elétrica e armazená-la, neste modelo se usaram dois indutores para isso. Isto foi analisado quando o veículo desacelera ou os limites de velocidade são baixos. Nesse instante, a velocidade de rotação do motor está sob a classificação de girar sem carga, causando que a tensão da linha de duas fases seja maior que a

tensão fornecida pela fonte de corrente contínua. Com base neste fenômeno se aplica a frenagem regenerativa. Como o motor analisado é um brushless DC síncrono, o controle implementado foi um trapezoidal, além de analisar um pouco o controle por enfraquecimento de fluxo, os dois exposto na seção 2.3, com o fim de aumentar a faixa de velocidade do motor.

Por outro lado as estratégias de controle para frenagem regenerativa tem como objetivo incrementar a efetividade da energia coletada ao frear. Foi proposto um controle feito sobre protótipos de veículos de prova. Implementou-se o controle robusto H_∞ e H_2 numa máquina DC de ímã permanente, o sistema de armazenamento é composto com 10 baterias de ácido de chumbo, além disso propõe um acionamento para o motor com transístores IGBT, controlado por largura de pulso (PWM)(CAO; BAI; ZHANG, 2005). Na implementação do controle, quando ocorre a frenagem a força contra eletromotriz (FCEM) aumenta e é usada como uma variável para ser medida e levada em conta no controle, por enquanto a corrente gerada vai carregando as baterias. No entanto o processo de frenagem regenerativa é complexo, tem diferentes comportamentos em diferentes variações de velocidade além das variações no recorrido, por estas razões o controle H_∞ propõe maior sensibilidade nestos casos a diferença do controle PID tradicional (MIN; ZHIFENG; BINGGANG, 2007).

2.1.4 Estrutura do VE

Devido a que a FR é aplicada em veículos elétricos é importante compreender a configuração destes. A estrutura do VE moderno está constituída por quatro itens básicos: a máquina elétrica, o conversor de potência, a fonte de energia e a gestão inteligente da energia, os quais permitem-lhe competir com os atuais veículos a combustão (CHAN, 2002). Na Fig. 2.3 a seguir apresenta este esquema com os três subsistemas principais do VE: o de propulsão elétrica, da fonte de energia e o auxiliar, compostos da seguinte forma:

- *O subsistema de propulsão elétrica inclui:*
 - o controlador eletrônico;
 - o conversor de energia elétrica;
 - o motor elétrico;
 - e a transmissão mecânica e rodas motrizes.

- *O subsistema fonte de energia envolve:*
 - a fonte de energia;
 - a unidade de gerenciamento;

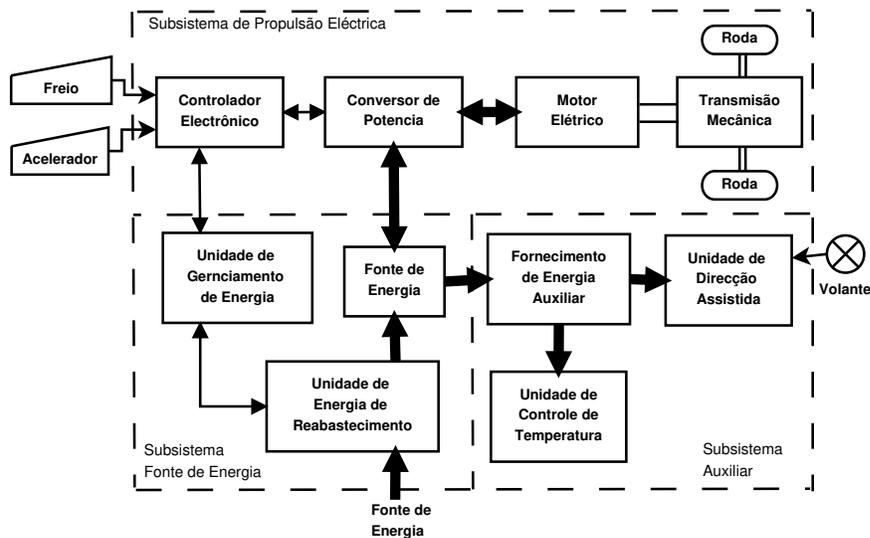


Figura 2.3: Esquema Estrutural do Veículo Elétrico, segundo (CHAN, 2002). A ligação mecânica é representada por uma linha dupla, a ligação elétrica por uma linha grossa e a ligação de controle por uma linha fina. A seta em cada linha indica a direção da energia elétrica e o fluxo de informação ou comunicação de controle.

- e a unidade de reabastecimento.
- *O subsistema auxiliar consiste em:*
 - a unidade de direção hidráulica;
 - a unidade de controle de temperatura;
 - e a alimentação auxiliar.

Portanto com base nas entradas do pedal do freio e do acelerador, o controlador eletrônico fornece sinais de controle apropriadas ao conversor de energia que opera regulando o fluxo de energia elétrica entre o motor e fonte de energia.

Como pode se observar da estrutura do VE e do gráfico descritivo, o sistema como tal precisa de um bom controle e unidades de gerenciamento para os sistemas auxiliares de energia, já que para operar todo o sistema é necessário fornecer muita energia aos diferentes dispositivos que o compõem.

2.1.5 Vantagens e Desvantagens da FR em Veículos Elétricos e Híbridos

Um dos obstáculos para o desenvolvimento dos VE, tem sido a pouca autonomia que apresentam no andamento. Por isso algumas pesquisas para solucionar esta problemática, se encontram ao redor

do gerenciamento da frenagem regenerativa. Por um lado isto foi evidenciado, no estudo feito em (CHUANWEI et al., 2004), onde se procura a forma de controlar a FR e o autor estabelece que existem três formas principais de fazê-lo: controle da potência regenerativa máxima diretamente relacionada com o controle da eficiência regenerativa máxima, onde é melhorada a conversão da energia e controle de corrente regenerativa constante. No controle da potência regenerativa máxima ignoram a problemática dos picos de corrente sobre a bateria, que poderiam danificá-la. Na experiência realizada e dando uma solução efetiva à FR e seu controle, foi utilizado um motor de ímã permanente DC de 20KW, um conversor Buck-Boost usando 2 IGBTs, um banco de baterias e um microcontrolador DSP. O controle depende então do conversor, onde um dos IGBTs é usado como PWM, ou seja ele é comutado com um ciclo de trabalho controlado (de 0 a 1), para transferir a quantidade de energia requerida desde o motor até as baterias. Os resultados obtidos demonstraram um pico de corrente regenerativa de 400A, portanto neste caso usar um controle de corrente constante protegerá a bateria, mesmo quando se obtenha uma menor eficiência energética.

Por outro lado, a FR aplicada para frear o veículo, por si só não é suficiente para deter o motor (BIM, 2009), por isso se utiliza junto com o freio mecânico e esta configuração é chamada de freio paralelo termo desenvolvido pelos autores (JINGMING; BAOYU; XIAOJING, 2008). Eles propuseram uma estratégia de controle para FR paralela e assim, controlar as forças envolvidas na frenagem total, que são três: força de atrito do freio no eixo dianteiro, a força de atrito do freio no eixo traseiro e a força da frenagem regenerativa. A estratégia requer conhecer a força de frenagem no carro elétrico ou híbrido. Assim, quando se precisa uma pequena quantidade dela somente a FR trabalha. Se a aceleração (intensidade) do freio necessário tornar-se maior, o percentual da FR se torna menor e o freio mecânico trabalha em paralelo com a FR. Quando a força total de frenagem é maior que o valor limiar ou valor mínimo de uma magnitude onde se produz um efeito particular, como frear rapidamente, nesse caso vai se requerer um freio de emergência, porém neste momento a força da FR é zero.

Adicionalmente, entre os aportes mais relevantes de aplicar FR aos VE ou VEH, estão em se poder reduzir a emissão de gases e aumentar a eficiência energética o que minimiza o custo de transporte. Esta hipótese está evidenciada em (CLARKE; MUNEER; CULLINANE, 2010), onde se realiza um estudo do consumo energético de auto Skoda Fabia a diesel 1.9 e uma scooter EVT 40000E elétrica. E se demonstra de forma comparativa que as emissões do Skoda Fabia se reduzem de $140g/km$ até $108,9g/km$ de CO_2 , assim como o consumo de combustível se reduz até $4,051/100km$ quando o veículo opera fora da zona urbana, portanto nesta área o auto demonstra uma eficiência do 29,4%. E dentro da zona urbana as emissões se reduzem de $144,8g/km$ até $67g/km$ e demonstra uma eficiência de 51,7%. De igual maneira a Scooter reduz o consumo de energia desde $0,056kWh/km$ até $0,039kWh/km$ e com um impacto ambiental de $23,6g/km$,

assim, este veículo apresenta uma eficiência de 18,1%.

Estes estudos sobre FR aplicados a VE e VEH, mostram a importância deste método tecnológico, tanto no impacto ambiental assim como no gerenciamento da energia como uma ferramenta que ajuda a diminuir o consumo de outras fontes de energia, como são as fosséis. Como consequência será possível economizar energia na movimentação de muitos veículos.

2.2 A Máquina Elétrica em VE

As máquinas elétricas têm causado um importante impacto no desenvolvimento industrial, elas têm a vantagem de ser tão potentes quanto os motores a combustão, além de ter maior potência e menor volume, ou seja, são máquinas com menor tamanho. Além do mais não usam matéria-prima diretamente proveniente do carbono, que podem causar emissões poluidoras ao ambiente, além de ser um produto caro no mercado. Entre as máquinas elétricas mais relevantes nas aplicações de veículos elétricos ou híbridos se encontram os motores de indução, de relutância magnética e os síncronos de ímã permanente (CHAU; CHAN; LIU, 2008). Estas máquinas podem ser classificadas pela construção do comutador de acionamento, com ou sem escovas, como se exibe na Fig. 2.4.

A máquina de indução é amplamente utilizada nos VE porque tem baixo custo, alta confiabilidade e baixa manutenção. No entanto, controles convencionais, como tensão variável e frequência variável não proporcionam o desempenho desejado. A maior razão é devido às não-linearidades do seu modelo dinâmico. Portanto, controles como o vetorial tem resolvido estas não-linearidades.

A máquina de relutância magnética tem muito potencial em aplicações de VE. Ela tem a vantagem de que sua construção é muito simples, portanto tem um custo baixo e apresenta alto torque. Apesar de sua simplicidade, seu projeto e controle é difícil e minucioso. Adicionalmente este sempre apresenta problemas de ruído acústico. Recentemente através de controle difuso tem-se tentado resolver as não-linearidades e as vibrações.

A máquina de ímã permanente, por outro lado, está tornando-se mais atrativa para aplicações de VE. Por suas características de construção e maneira de funcionamento, oferece um elevado fator de potência, atinge velocidades significativas e revela alta eficiência, com respeito aos outras máquinas elétricas (EHSANI; RAHMANN; TOLIYAT, 1996). Entretanto, esta ainda é uma máquina cara, por causa dos materiais dos ímãs permanentes.

2.2.1 Motores Brushless Síncronos de ímãs Permanentes

Existem dois tipos de motores de ímã permanente síncronos AC. Entre estes estão: o motor de ímã permanente síncrono (PMSM), o qual opera com uma distribuição de fluxo senoidal e o motor de

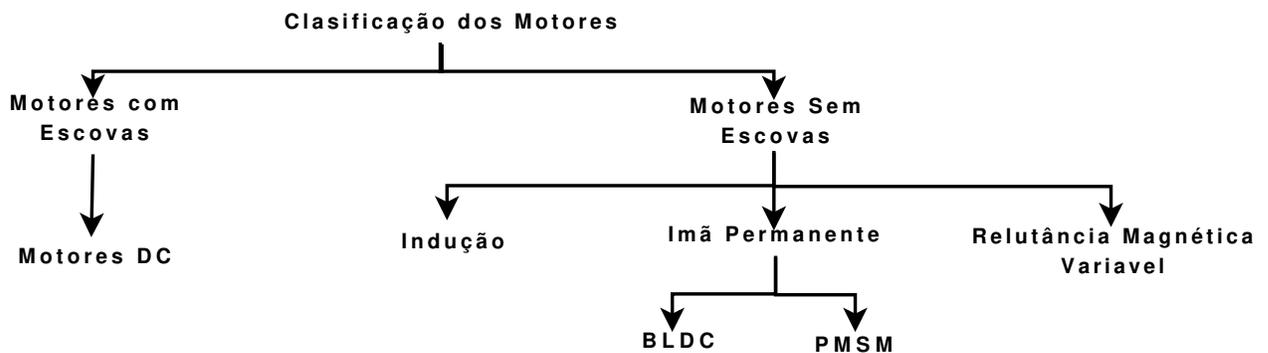


Figura 2.4: Classificação Geral dos Motores, com base em (PILLAY; KRISHNAN, 1991), o PMSM faz referência ao motor síncrono de ímã permanente com excitação senoidal.

ímã permanente brushless (BLDC) que opera com uma distribuição de fluxo trapezoidal (PILLAY; KRISHNAN, 1989). Diferente dos motores DC que utilizam uma comutação mecânica, através de escovas; os motores Brushless usam comutação eletrônica realizada com transistores chaveados em sincronia com a posição do rotor (HENDERSHOT-JR; MILLER, 1994).

O *PMSM* consiste em um motor tradicionalmente alimentado com três ondas defasadas em 120 graus. Estas ondas possuem forma de onda senoidal, portanto a força contra eletromotriz (FCEM) também será senoidal. Este tipo de motor opera com um controle, senoidal ou com um controle vectorial, este último brevemente explicado na seção 2.3.

O *BLDC* é um motor tradicionalmente alimentado com três ondas defasadas em 120 graus, que possuem um formato de onda quadrada. Sua operação consiste em trocar a polaridade da corrente em sincronia com os pólos magnéticos. Neste caso a força contra eletromotriz ¹ e é usada como variável para o controle do motor. Esta tensão tem forma trapezoidal e por esta razão seu controle é chamado de trapezoidal e será explicado na seção 2.3.

A máquina elétrica se caracteriza por ser uma das principais tecnologias nos carros VE e VEH, já que para poder ser integrados a este tipo de aplicações estas máquinas devem atingir alguns parâmetros como alto torque e densidade de potência, alta eficiência dentro de uma faixa variada de velocidades, além de ser capaz de operar com uma potência constante e elevada e ter robustez para enfrentar o ambiente veicular, segundo (CHAU; CHAN; LIU, 2008). Deste modo, alguns estudos têm destacado os motores síncronos brushless de ímã permanente como sendo os mais atrativos para atingir as demandas anteriores conforme avalia (PILLAY; KRISHNAN, 1991).

Conclui-se que os motores de indução e de relutância são máquinas robustas e de baixo custo. No entanto os motores de ímãs permanentes brushless, em comparação com os dois anteriores, são

¹FCEM é a tensão induzida na armadura do motor devido ao fluxo concatenado (Lei de Faraday) (SEN, 1997)

Caraterísticas	Motor Síncrono	Motor de Indução
Velocidade	constante, independente da carga	Quanto a carga aumenta a velocidade diminui
Fator de Potência(FP) $\cos \phi$	Ajustável para motor com excitação eletromagnética, $FP = 1$ é possível	Não é possível variar o FP (exceto para motores de alimentação invertida) $FP \approx 0,8...0,9$ com carga nominal, sem carga $FP = 0,1$
Entreferro não ferromagnético	Longo, desde uma fração de <i>mm</i> até uns poucos <i>cm</i>	Pequeno, desde uma fração de <i>mm</i> até max <i>3mm</i>
Caraterísticas de Torque-Tensão	Torque diretamente proporcional à tensão de entrada. Melhor comportamento no arranque	Torque diretamente proporcional à tensão de entrada ao quadrado
Custo	Caro	Relativamente barato

Tabela 2.1: Comparação quantitativa entre o motor de ímã permanente síncrono e o de indução, (GIERAS; WING, 1997)

menores em volume e oferecem maior eficiência por causa da excitação magnética permanente e pela maior densidade de torque. Portanto, os motores de ímã permanente brushless se mostram competitivos (PILLAY; KRISHNAN, 1991) ante os outros dois para aplicações em veículos.

Cada um dos motores apresenta caraterísticas diferentes como pode-se ver nas tabelas 2.1 e 2.2. A primeira tabela compara de forma quantitativa o motor de ímã permanente síncrono e o de indução, e a segunda, os motores de indução, brushless e de relutância magnética baseados no autor Chang (1994). O autor anteriormente mencionado expõe que o motor brushless apresenta uma velocidade baixa e um custo alto, estes dados tem recentemente mudado e hoje é possível ter um motor de maior velocidade, como por exemplo os motores: (MAXON, ; FAULHABER,).

2.2.2 Características do Motor Síncrono de Ímãs Permanentes Brushless

Os motores com ímãs permanentes (PM) estão se tornando mais atrativos que os motores de indução ou que os de corrente contínua(GIERAS; WING, 1997). O PM melhora o desempenho do motor, oferecendo uma alta densidade de potência e confiabilidade. Como na sua construção os ímãs se encontram no rotor e os enrolamentos no estator, não é necessário o envio de corrente por meio de um comutador mecânico como nos motores DC e de indução. Como consequência estes motores não utilizam anéis ou escovas, os quais são elementos que precisam de manutenção

Parâmetros	Motor de Indução		Motor de Relutância Magnética		Motor Brushless	
	Valor	Desvio	Valor	Desvio	Valor	Desvio
eficiência,%	93,4	1,8	93,0	2,8	95,2	1,6
Densidade de potência, W/kg	0,7	0,5	0,7	0,6	1,2	1,1
Oscilação de Troque ,%	7,3	6,3	24,0	14,5	10,0	4,1
Fator de capacidade de sobrecarga	2,43	0,56	1,86	0,57	2,12	0,54
Volume por potência de saída, $1/KW$	1,8	1,6	2,6	1,8	2,3	1,6
Custo, $US\$/kg$	19,0	6,9	20,0	7,5	32,0	19,2
Velocidade Max, RPM	12.700	6300	12.400	8260	9400	4670

Tabela 2.2: Comparação quantitativa entre os motores de indução , MRVC e brushless, (GIERAS; WING, 1997)

constante.

Os controles atuais para motores Brushless síncrono de PM são mais eficientes além de operarem com longas variações de velocidade. Da mesma forma, o motor oferece alta confiabilidade, baixa interferência eletromagnética (EMI), um elevado torque no arranque, aceleração rápida, tamanho pequeno, entre outras vantagens (HENDERSHOT-JR; MILLER, 1994). Os materiais dos quais são feitos os ímãs do rotor são atualmente de terras raras, o que lhes conferem alta densidade de potência, conseqüentemente melhor desempenho dinâmico que os antigos feitos de Alnico ou materiais ferrosos. Os motores com PM também apresentam várias vantagens em respeito aos motores com excitação eletromagnética, entre elas estão (GIERAS; WING, 1997):

- O campo de excitação não absorve energia, então o sistema não apresenta perdas por excitação, dando como resultado maior eficiência.
- Maior torque ou maior potência por unidade de volume.
- Alta densidade de fluxo no Entreferro².
- Com a ausência de escovas e anéis, sua construção é mais simples, além de requer menor manutenção.
- Redução do custo em algumas máquinas.

O Motor Brushless de ímã permanente são síncronos, o que significa que a máquina gira com velocidade síncrona em contraste com os motores de indução e o campo girante no Entreferro e

²O Entreferro, é o espaço vazio entre o rotor e o estator

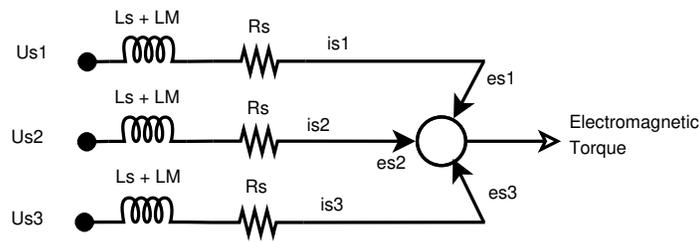


Figura 2.5: Representação elétrica da máquina BLDC.

o rotor giram como igual velocidade, por isso é chamado velocidade síncrona (SEN, 1997). Estão configurados com ímãs permanentes rotativos geram o campo magnético que produz a corrente ao condutor (estator estático), no entanto a corrente no condutor tem que ser revertida de polaridade cada vez que um pólo passe por ele, afim de assegurar um torque unidirecional.

Pela alta precisão, rendimento, pouca manutenção, menor peso e formato simples, os motores brushless síncronos são adequados à indústria de automação. Podem ser aplicados, por exemplo, para movimentar os braços dos manipuladores com maior exatidão. Outras aplicações encontram-se nos sistemas aeroespaciais com altas velocidades, os quais requerem alta confiabilidade, baixa interferência electromagnética, alta eficiência e precisão no controle de velocidade, alto torque no arranque, rápida aceleração e que seja leve, entre outros. O motor Brushless síncronos tem a capacidade de satisfazer todas estas características. Por outro lado, em aplicações com automóveis onde deseja-se a redução de poluição, os motores de ímã permanente síncronos e motores de indução são utilizados, como por exemplo nos ônibus híbridos modernos (GIERAS; WING, 1997).

2.2.3 Modelo Trapezoidal da Máquina de Ímã Permanente Síncrona Brushless (BLDC)

O modelo elétrico é representado como exposto em 2.1, e o modelo mecânico na equação 2.2, em forma de espaço de estados. Estes modelos foram baseado na representação elétrica e mecânica do mesmo como se apresentam nas Fig. 2.5 e Fig. 2.6 e baseados no modelo matemático obtido pelo autor (CHIASSON, 2005).

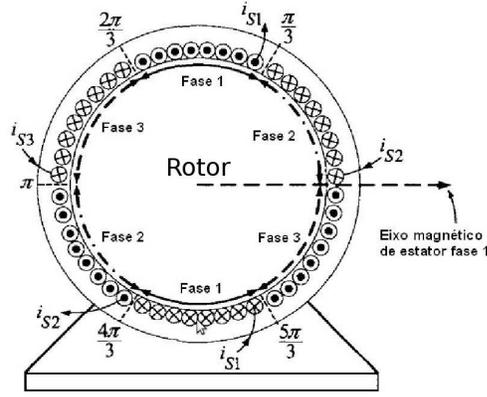


Figura 2.6: Representação mecânica da máquina BLDC.

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{S1}}{dt} &= \frac{M_{SR}}{L_S + L_M} \omega_R e(\theta_R) np - \frac{R_S}{L_S + L_M} i_{S1} + \frac{1}{L_S + L_M} U_{S1} \\
 \frac{di_{S2}}{dt} &= \frac{M_{SR}}{L_S + L_M} \omega_R e(\theta_R - 2\pi/3) np - \frac{R_S}{L_S + L_M} i_{S2} + \frac{1}{L_S + L_M} U_{S2} \\
 \frac{di_{S3}}{dt} &= \frac{M_{SR}}{L_S + L_M} \omega_R e(\theta_R - 4\pi/3) np - \frac{R_S}{L_S + L_M} i_{S3} + \frac{1}{L_S + L_M} U_{S3} \\
 \frac{d\omega}{dt} &= -(M_{SR}/J)[e(\theta_R)i_{S1} + e(\theta_R - \pi/3)i_{S2} + e(\theta_R - 4\pi/3)i_{S3}] np - \tau_l/J - B_c/J \\
 \frac{d\theta}{dt} &= \omega_R
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

Onde ω_R é a velocidade angular do motor, np é o número de pares de pólos, i_{S1} é a corrente da fase 1, i_{S2} a corrente da fase 2 e i_{S3} a corrente da fase 3 do estator. U_{S1} é a tensão de linha referente as fases 1-2, U_{S2} e a tensão de linha referente as fases 2-3 e U_{S3} é a tensão de linha referente as fases 3-1 do estator. θ_R é o ângulo do rotor referido ao eixo magnético do estator, L_S é a indutância própria do estator, L_M e a indutância mútua, M_{SR} é fluxo induzido pelo imã permanente sobre o estator, e_{S1} é a força contra eletromotriz da fase 1, e_{S2} é a força contra eletromotriz da fase 2 e e_{S3} é a força contra eletromotriz da fase 3.

2.2.4 A Máquina Síncrona de imã Permanente Bruhless (BLDC) como Gerador

Quando o BLDC se comporta com gerador, este gera uma forma de onda de polaridade alternada da força eletromotriz, idealmente trapezoidal. Logo a constante da força contra eletromotriz K_e

dada em [Volt/Krpm] se define como segue:

$$K_e = V_s / \omega_R \quad (2.3)$$

onde, V_s é a tensão da fonte de alimentação.

2.3 Estratégias de Controle Para Motores Brushless Síncronos de ímã Permanente

O motor de ímã permanente brushless para ser acionado requer correntes de fase alternadas que podem ter uma forma de onda senoidal ou quadrada, dependendo se o motor é projetado com uma força contra eletromotriz senoidal ou trapezoidal. Para ambos casos, o motor usa o mesmo acionamento eletrônico de potência e pode estar configurado em estrela ou delta e somente a estratégia de controle é diferente. Estas formas de onda alternadas se obtém utilizando comutadores eletrônicos ligados aos inversores DC-AC como se vê na Fig. 2.7.

Esta estratégia de controle é o conjunto de regras ou algoritmos que determinam quando os transistores de potência são ligados. Igualmente está organizada para fornecer um controle suave e preciso de torque e velocidade, limitando a corrente dentro de um valor seguro.

Os controles são ajustados aos diferentes tipos de motores e à forma de comutação que apresentam. Entre eles estão o controle trapezoidal e o controle por enfraquecimento de fluxo, que pode ser usado tanto para os comutadores trapezoidais com força contra eletromotriz (FCEM) quanto para o senoidal. Nesta seção apresenta-se estes controles, além disto serão mencionados brevemente outras estratégias aplicadas por outros pesquisadores, tais como o controle direto de torque e o controle vetorial, como segue:

O controle direto de torque: consiste em calcular o fluxo de estator e o torque desenvolvido, a partir da medição da corrente e da tensão de estator e no controle da defasagem espacial entre os fluxos do estator e do rotor, uma vez que o torque eletromecânico (T_{em}) desenvolvido é dado pela Eq. 2.4:

$$T_{em} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_s L_R} |\psi_R| |\psi_s| \text{Sen} \gamma \quad (2.4)$$

sendo P o número de pólos, ψ_s e ψ_R os valores picos do vetor fluxo do estator e do vetores de fluxo do rotor, respetivamente; L_m , L_s e L_R são as indutâncias mútuas, de estator e de rotor, respetivamente; e γ o ângulo espacial entre os vetores de fluxo do estator e rotor.

Quando se varia o ângulo γ , também se varia a magnitude do torque. Então por meio do CDT,

é possível controlar direta e independentemente o torque e o fluxo ao se escolher adequadamente as tensões do inversor, assim não se requer de transformação de coordenadas com o CV (BIM, 2009). Ou seja, o desacoplamento do motor é feito por meio de um controle on-off, que utiliza uma tabela de seleção que constrói as possíveis tensões no acionamento e de esta forma se realizam as comutações nos semicondutores de potência do inversor (CRUZ; LÓPEZ, 2008).

O controle vetorial: é um controle que requer grande capacidade de processamento. No entanto é mais eficiente, já que permite controlar as variáveis de torque e de fluxo de maneira independente. Ele alcança este resultado controlando o vetor de correntes diretamente no espaço ortogonal e rotacional, onde localiza no eixo X a variável direta D e no eixo Y a variável de quadratura Q . Já que as variáveis que formam o espaço vetorial se encontra referenciadas à posição do rotor, desde ali é controlado de forma independente o fluxo que esta relacionado ao eixo direto e o torque ao eixo de quadratura (HERNÁNDEZ, 1999). O controle vetorial é analisado para o motor brushless DC pelos investigadores em YAMAMURA (1993).

2.3.1 Controle Trapezoidal

O controle trapezoidal está baseado em controle por ângulo de condução. Isto significa que para comutar os transistores do acionamento de um motor brushless DC se encontra: a estratégia de 6-passos (LIN; HUNG; LIU, 2006), onde dois tipos de sinais de controle podem ser aplicados, um de 180° ou 120° de ângulo de condução, estes são explicados nos seguintes itens.

A) Inversor de 6-passos com ângulo de condução de 180° :

Cada transistor da Fig. 2.7 conduz por 180° , nesta técnica três deles permanecem operando em qualquer instante de tempo. Há seis modos de operação em um ciclo e a duração de cada modalidade é de 60° . A fim de obter três tensões de linha equilibradas como se mostra na Fig. 2.8(a), a sequência de comutação tem uma ordem de 5-6-1, 6-1-2, 1-2-3, 2-3-4, 3-4-5, 4-5-6 e de volta ao 5-6-1, na condução dos transistores da Fig. 2.7. Isso resulta nas tensões de linha que se ilustram na Fig. 2.8(b), onde U_d é a tensão DC que alimenta a ponte trifásica.

B) Inversor de 6-passo com ângulo de condução de 120° :

Neste tipo de controle, cada transistor conduz por 120° . Somente dois dos transistores permanecem ligados em qualquer instante de tempo. A sequência de ativação é: 1-2, 2-3, 3-4, 4-5, 5-6, 6-1 e volta ou 1-2, como se apresenta na Fig. 2.9(a). Isso resulta nas tensões de linha que se ilustram na Fig. 2.9(b)

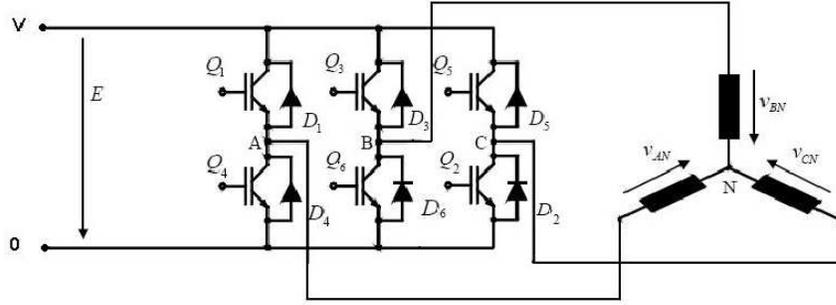


Figura 2.7: Inversor de Ponte Completo, Conexão Estrela, (HENDERSHOT-JR; MILLER, 1994).

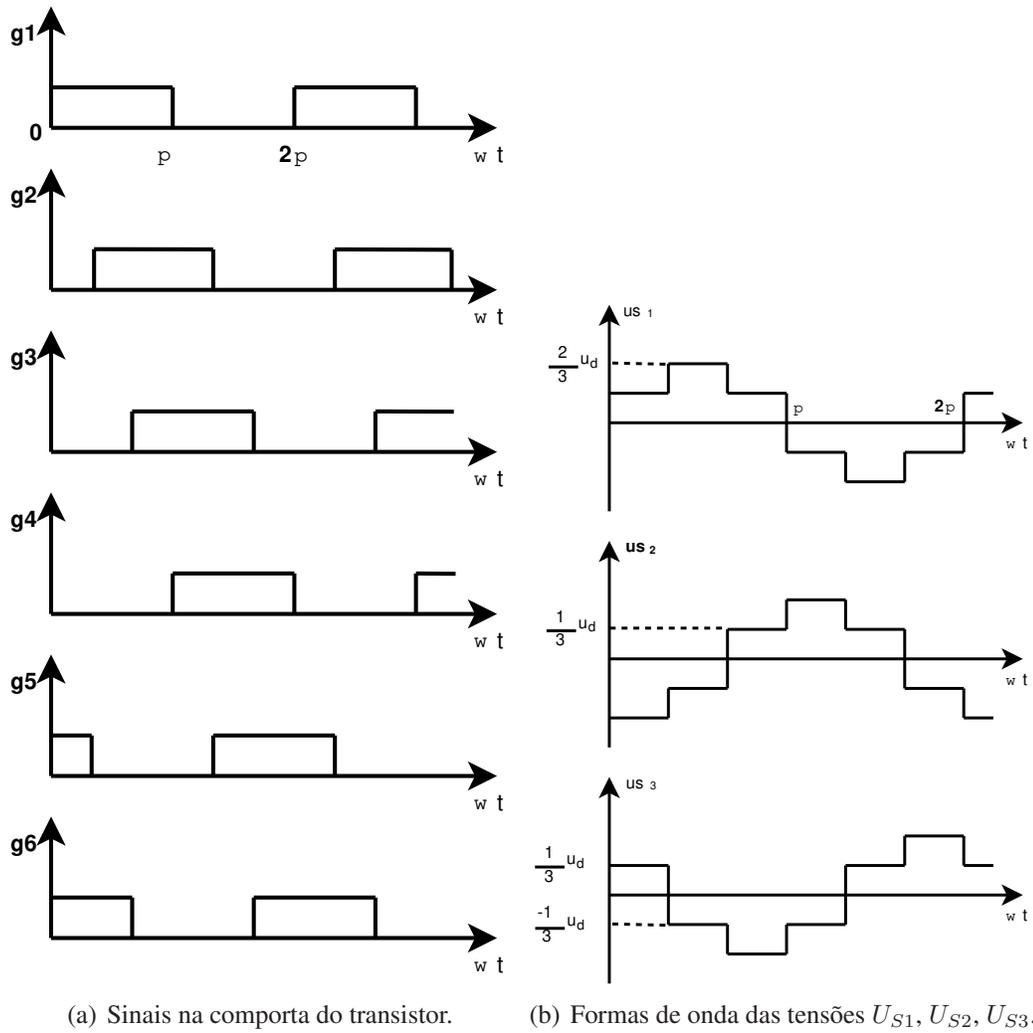


Figura 2.8: Controle por ângulo de condução de 180°.

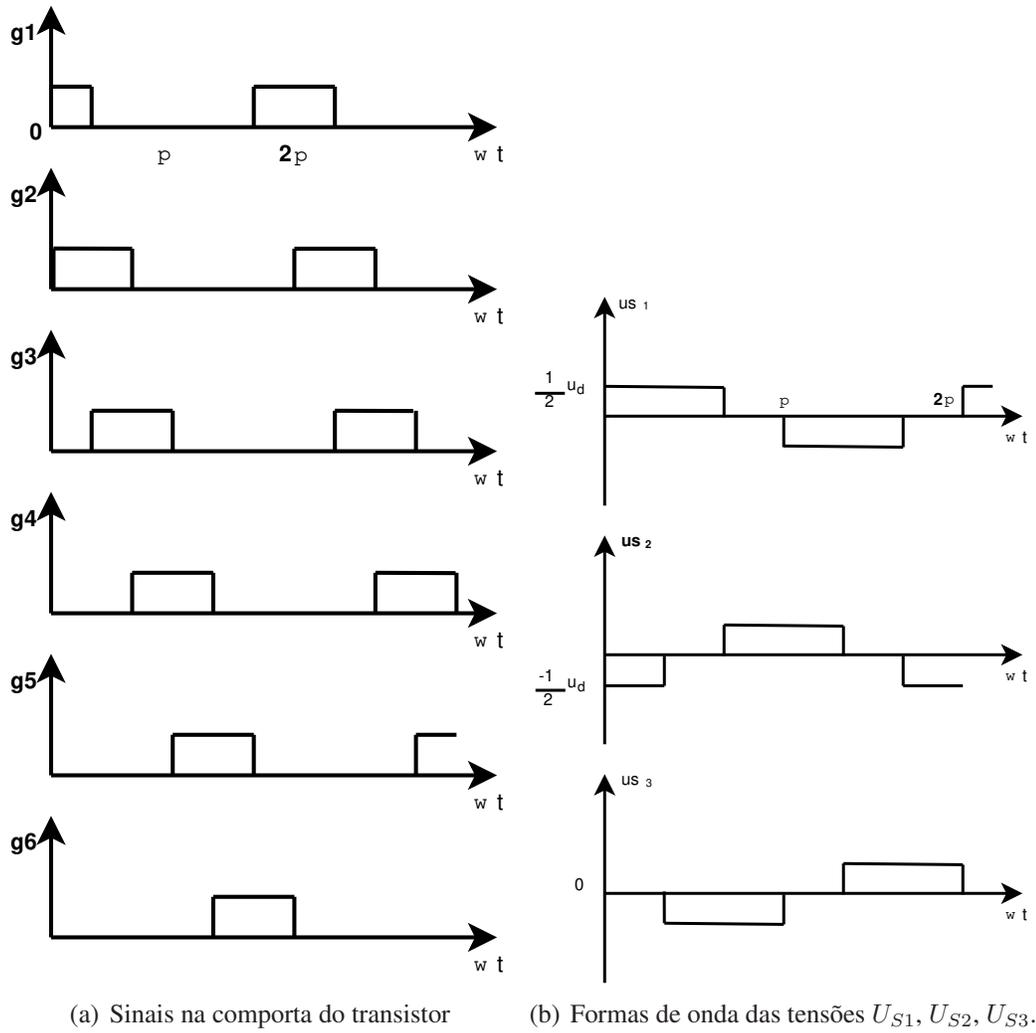


Figura 2.9: Controle por ângulo de condução de 120° .

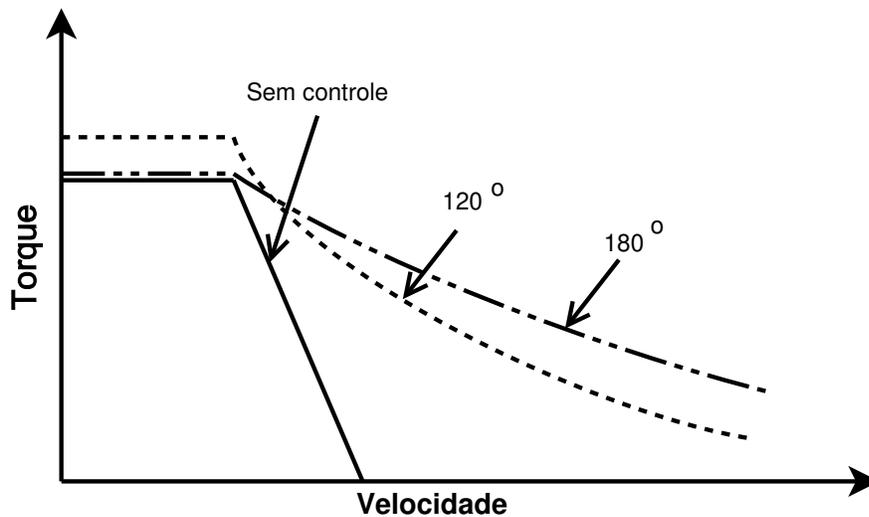


Figura 2.10: Características de Torque-Velocidade, sem controle e com controle de 120° e 180° para o BLDC.

Um das grandes diferenças entre o controle por ângulo de condução de 180° e o ângulo de condução de 120° para motores brushless, é que o primeiro oferece melhor capacidade de alta velocidade, mas com a implicação de reduzir a capacidade de torque em baixas velocidades. Por sua vez, o de 120° apresenta maior torque em baixas velocidades. Estas características são apresentadas na Fig. 2.10, baseada no autor (CHAU; CHAN; LIU, 2008). Considera-se para aplicações em veículos elétricos ter alto torque é uma característica relevante.

Qualquer uma destas duas técnicas pode ser utilizada para fazer a comutação dos transistores de acionamento do BLDC e é normalmente implementada em um microcontrolador.

2.3.2 Controle de Velocidade do Motor Brushless por PWM

Na técnica de controle trapezoidal, o controle de velocidade por PWM pode ser utilizado. Este consiste em comparar a velocidade do motor com o seu valor de referência e o erro de velocidade é processado por um controlador de velocidade proporcional - integral (PI). A saída deste controlador é considerado como um torque de referência. A saída do PI controla o ciclo de trabalho (duty-cycle) do PWM, que corresponde à amplitude da tensão necessária para manter a velocidade requerida (HEMANAND; RAJESH, 2006). Os parâmetros PI do controle de velocidade, são calculados a partir da Eq. 2.5

$$u(t) = K_c \left[e(t) + \frac{1}{T_I} \int_t^0 e(\tau) d\tau \right] \quad (2.5)$$

Usando uma aproximação integral do método de Euler, se transforma a equação do PI para um domínio do tempo discreto, isto produz as seguintes equações para o controlador PI numérico Eq. 2.6:

$$\begin{aligned}
 u(k) &= u_p(k) + u_I(k) \\
 u_p(k) &= K_c \cdot e(k) \\
 u_I(k) &= u_I(k-1) + K_c \frac{T}{T_I} \cdot e(k)
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

onde $e(k)$ é a entrada ao passo (k); $u(k)$ é a saída do controlador ao passo (k); $u_p(k)$ é a saída do proporcional; $u_I(k)$ é a saída do integral; $u_I(k-1)$ é a saída do integral ao passo (k-1); T_I é a constante de tempo integral; T é o tempo de amostragem; K_c é o ganho do controlador.

2.3.3 Controle por Enfraquecimento de Fluxo

Consiste num controle comumente utilizado para maximizar o torque, no entanto este tem uma relação com a velocidade (*Vel*), quando o fluxo ψ aumenta a velocidade diminui, como se vê nas equações 2.7 e 2.8 (SOONG; MILLER, 1994). Contudo este controle pode ser utilizado para aumentar a velocidade. Os autores Wu, Cheng e Cui (2005) apresentam o controle por enfraquecimento de fluxo como segue:

$$T_e = i_{armadura} \cdot \psi \tag{2.7}$$

$$Vel = \omega \cdot \psi \tag{2.8}$$

Quando o valor da FCEM do brushless alcança a tensão limite dada pela potência, o sistema regula a corrente de eixo direto e a corrente de eixo de quadratura com o a finalidade de aumentar a velocidade.

Comutação Trapezoidal:

No motor BLDC, onde a forma de onda da FCEM é trapezoidal, não é possível controlar a posição da fase da corrente do enrolamento no estator de forma direta. Então o método utilizado controla a posição da tensão do enrolamento no estator, através do ângulo da tensão, que é a estratégia por enfraquecimento de fluxo para o BLDC (WU; CHENG; CUI, 2005).

Comutação Senoidal:

Para o motor Brushless onde a onda de comutação é senoidal, o controle por enfraquecimento de fluxo consiste em aumentar a corrente de eixo direto (WU; CHENG; CUI, 2005). Neste caso, apresenta-se um problema ao controlar as correntes diretamente, já que elas são dependentes do tempo. Quando se aumenta a velocidade do motor, a frequência das correntes varia e isso representa um problema de controle.

Os resultados dos experimentos realizados por (ZHU; SHEN; HOWE, 2006) sobre controle por enfraquecimento de fluxo em motores de ímã permanente com excitação senoidal (BLAC) e trapezoidal (BLDC) mostram que no BLAC a saída de potência e de torque são mais elevados do que aqueles no modo de BLDC. Isto é devido à influência da indutância dos enrolamentos e aos harmônicos da FCEM na forma da onda de saída.

2.4 Eletrônica para redirecionamento da Energia em Frenagem Regenerativa

Para redirecionar a energia recuperada e isolar a fonte, podem-se utilizar conversores DC-DC ou Choppers. Eles funcionam de duas maneiras (DIXON; ORTUZAR, 2002; CARICCHI et al., 1994), por um lado, operação Boost, utilizado para a aceleração onde se está consumindo da fonte de abastecimento a equação representativa deste se apresenta em Eq. 2.9.

Por outro lado a operação Buck, usada na desaceleração e portanto durante a frenagem regenerativa e está caracterizada pela Eq. 2.10

$$V_c = \frac{V_s}{1 - \delta} \quad (2.9)$$

$$V_s = \delta V_c \quad (2.10)$$

sendo δ é o ciclo de trabalho do PWM aplicado em (S_u) e (S_d), para o controle de ganho entre sinais de entrada e saída do chopper, cujo circuito é mostrado na Fig. 2.11.

2.5 Transmissão-Redução e Carga Inercial Rotativa

Quando é aplicada uma redução ao sistema, a razão de transmissão η , vai afetar o modelo dinâmico do motor- carga, como se vê no diagrama de blocos da Fig. 2.12. A velocidade é diminuída na mesma proporção Eq. 2.11 que o torque é aumentado Eq. 2.12 (ROSARIO, 2006).

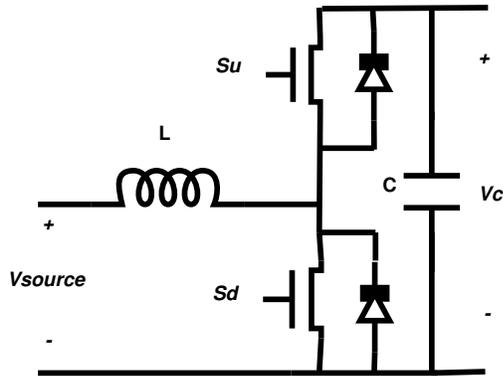


Figura 2.11: Circuito Buck-Boost.

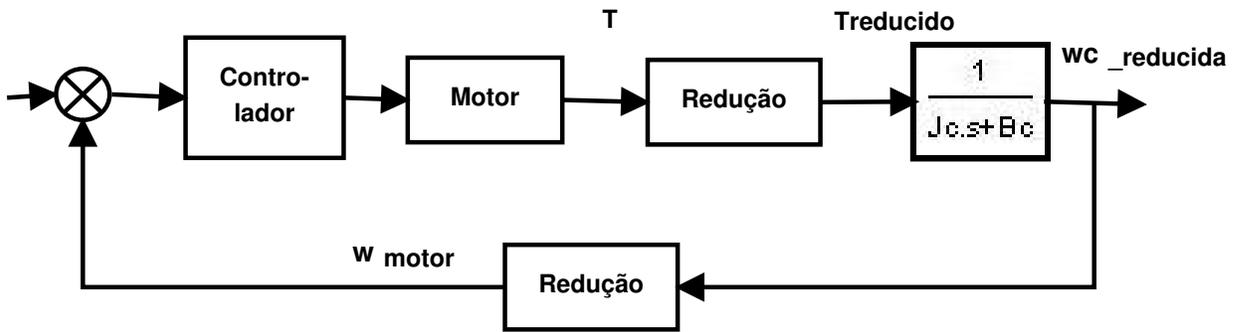


Figura 2.12: Diagrama motor-redução.

$$\omega_{Carga}(s) = \frac{1}{\eta} \omega_{Motor} \quad (2.11)$$

$$T_{Carga} = \eta T_{Motor} \quad (2.12)$$

ω_{Carga} representa a velocidade de carga, ω_{Motor} a velocidade de rotação do motor, ω_{ref} é uma variável que representa a velocidade de referência, T_{Carga} é o torque na carga rotativa devido à redução e T_{Motor} é o torque produzido pelo motor.

2.5.1 Análises sobre a Inércia na Frenagem Regenerativa

A maior parte da energia devolvida à fonte por meio da frenagem regenerativa vem da inércia em todo o veículo. Assim, os componentes rotativos do mesmo, como a tração elétrica, o eixo de Cardam, as rodas e pneus e o Motor/Gerador (M/G), contribuem entre 8% e 13% da energia recuperada durante a desaceleração, segundo (LEE; NELSON, 2005). Para demonstrar esta interpretação, foi proposto um modelo onde se tem um veículo com 2 rodas e um com 4 rodas. Estes são sub-

metidos a dois tipos de experimentos: um sobre a rua e outro num ensaio de força por meio do dinamômetro. As forças produzidas por cada um dos elementos que geram inércia estão expressados com a seguinte equação:

$$F_{trac} = F_{aero} + F_{rr} (F_{trans,I} + F_{w/t,I} + F_{driveline,I} + F_{M/G,I}) \quad (2.13)$$

onde, F_{trac} é a força de tração, F_{rr} é a força exercida pela resistência ao rolamento, F_{aero} a força aerodinâmica, de igual forma as forças geradas pela inércia como $F_{trans,I}$ força de transmissão, $F_{w/t,I}$ das rodas, $F_{driveline,I}$ da linha de Cardan, $F_{M/G,I}$ do motor/gerador.

Portanto para conhecer a potência recuperada, é estimada a potência armazenada na inércia rotativa, como o produto entre a velocidade S e cada uma das forças inerciais F_I , como se ilustra na Eq. 2.14, onde também se consideram as perdas de potência geradas pelo atrito do freio, a linha de Cardan e a eficiência do M/G, (LEE; NELSON, 2005).

$$P_I = F_I \cdot S \quad (2.14)$$

De igual forma se estabelece a energia obtida de cada componente rotativo, baseado em que a energia é a integral da potência, como se apresenta na Eq. 2.15.

$$E(t) = \int P(t) \cdot dt \quad (2.15)$$

Ao aplicar as equações descritas anteriormente para testes de veículo com 2 rodas e 4 rodas tanto em estrada como em simulação que se refere ao experimento que utiliza o dinamômetro e avaliando as provas para diferentes ciclos de condução, deu como resultado para cada um dos componentes rotativos que a energia que gasta a bateria para o arranque E_{bout} enquanto se encontra na estrada, utiliza menos energia do que no teste com o dinamômetro. Por outro lado, tem-se que a energia com frenagem regenerativa que é encaminhada à bateria E_{bin} exibe como resultado para um veículo de um só eixo (2 rodas) em terra 53% menos de aporte energético do que um com 4 rodas em terra, igual quando comparado com o do teste do dinamômetro, que manteve-se baixo, mas muito próximo ao de 4 rodas.

Conclui-se que a energia da rede que é entregue a todo o sistema é formulada como $Net_{Energy} = E_{b,out} - E_{b,in}$, quando se utiliza recuperação por frenagem, a energia que deve proporcionar à rede é quantitativamente menor ao que seria se não se aplicasse, entre um 2 – 8,7% aproximadamente para os casos analisados com o dinamômetro. E o total da energia regenerada foi maior do 70% para o veículo de 4 rodas em simulação comparado com o de estrada, o resto da energia não regenerada foi dissipada pela ineficiência dos componentes, o atrito no freio e nos eixos (LEE; NELSON,

2005).

2.6 Elementos Para Armazenagem da Energia Recuperada

Os sistemas de armazenamento representam um aspeto importante para a frenagem regenerativa, pois oferecem apoio para os veículos elétricos híbridos, assim como para os puramente elétricos, em termos de eficiência no consumo, e facilitam o carregamento da fonte enquanto o usuário freia. Em geral, um automóvel deve oferecer autonomia suficiente para fazer percursos na cidade antes de ser reabastecido, além disso esta recarga deve ser fácil e rápida. As fontes mais comuns são as baterias, mas também são usados outros elementos como os ultracapacitores e os de armazenagem não químico, como os volantes mecânicos.

2.6.1 As Baterias

As características de funcionamento das baterias dependem dos materiais com que são produzidas (RIPLEY; ANSARI; DEHN, 2001). Existe um grupo grande composto de ácido de chumbo (VRLA) que oferece maior recarregabilidade dinâmica e uma densidade de energia de $45Wh/kg$. Uma das derivações dela é a bateria combinada com o componente de absorção de fibra de vidro (AGM), onde o eletrólito é absorvido em uma esteira de fibras de vidro fino. A outra é a composta de gel eletrolítico a qual apresenta estratificação de ácido nela e permite maior descarga pela composição de gel, assim como não deixa que seja sedimentada (MISRA et al., 2003). As baterias de AGM têm maior densidade de potência, alta resistência a vibrações e permite ser carregada e descarregada rapidamente. Também proporcionam três vezes mais ciclos de vida que as baterias de Starting light ignition (KARDEN et al., 2007) as quais são da mesma linha de produção de ácido de chumbo (SLI) e só têm uma vida de aproximadamente 1 até 3 anos. Estas baterias de ácido de chumbo são as mais usadas em carros pelo baixo custo.

Além das baterias de ácido de chumbo, existem outras baterias baseadas em outros compostos químicos e apresentam outras características. Baterias de Níquel Metal Híbrido (NiMH) oferecem maior densidade de energia que as AGM, tendo aproximadamente $80Wh/kg$. No entanto as baterias de Lítio tem maior densidade de energia que as de Níquel, entre $150 - 200Wh/kg$ (OMAN, 1996). Estas duas dominam o mercado aplicado a veículos elétricos híbridos, além disso as baterias de Lítio oferece um 40 – 50% de redução de peso, em comparação com a de Níquel e também com a de ácido de chumbo que, embora tenha menor custo, apresenta desvantagens inerentes como maior massa e limitados ciclos de carga (KARDEN et al., 2007).

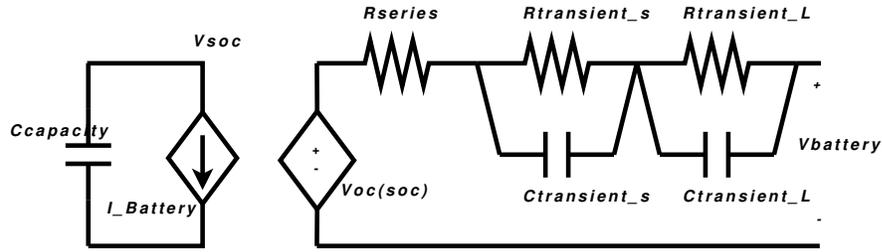


Figura 2.13: Modelo elétrico da bateria.

Diferentes alternativas de baterias baseadas nas já mencionadas estão sendo procuradas. Devido ao alto custo do Níquel e Cobalto, a melhor opção são a base de chumbo, motivo pelo qual é proposta a bateria bipolar de ácido de chumbo com o componente de absorção AGM, que além disso atende as características que precisa o veículo híbrido (SAAKES; WOORTMEIJER; SCHMAL, 2005), como densidade de potência maior que $500W/kg$. A Lâmina bipolar foi desenvolvida para que tenha alta flexibilidade em suas dimensões e também para que fosse resistente à corrosão.

Baterias de NiMH e Li-on são as recomendadas para maior funcionalidade do HEV (KARDEN et al., 2007), pois são capazes de cumprir certas características para a FR, tais como ciclo de vida médio e alta aceitação de carga dinâmica. O modelo elétrico da bateria usada neste trabalho de mestrado está apresentada na Fig. 2.13 e sua formulação está nas Eq. 2.16 e Eq. 2.17, (KNAUFF et al., 2007; CHEN; RINCON-MORA, 2006).

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -(R_{TS} * C_{TS})^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & -(R_{TL} * C_{TL})^{-1} \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} -C_{Cap}^{-1} \\ -C_{TS}^{-1} \\ -C_{TL}^{-1} \end{bmatrix} \mu \quad (2.16)$$

$$Y = g(x) + X_2 + X_3 + R_S * \mu \quad (2.17)$$

Onde X é o vetor de estado, que representa as tensões dos capacitores: $C(Cap)$, $C(TS)$ e $C(TL)$, μ é a corrente da bateria, $g(x)$ a relação não linear entre estado de carga (SOC) e voltagem de circuito aberto (Voc), definida como, $Voc(SOC) = a_0 + a_1SOC + a_2SOC^2 + \dots$

As baterias, apesar de serem as ferramentas mais utilizadas para armazenar energia, apresentam algumas desvantagens, tais como ciclos curtos de vida e baixa capacidade de corrente. Por esta

razão há a necessidade de associá-las com outras tecnologias como os ultracapacitores (CEGNAR; HESS; JOHNSON, 2004) e o volante (SCHAIBLE; SZABADOS, 1994).

2.6.2 O volante

O volante consiste basicamente numa massa rotativa sustentada por rolamentos que pode converter a energia cinética em elétrica e vice-versa devido à inércia que recai sobre ele quando o motor pára (ANDRADE et al., 2007). Por esta razão a energia armazenada está associada à seguinte relação:

$$E_c = \frac{1}{2} \cdot J \cdot \omega^2 \quad (2.18)$$

Onde E_c é a energia cinética, J é o momento de inércia e ω é a velocidade angular do volante (GAO et al., 2003). Em consequência ao aumentar a velocidade aumenta-se a energia armazenada, mas incrementam-se as perdas pelo ar e nos rolamento. As perdas aerodinâmicas são corrigidas selando o volante a vácuo, enquanto as perdas por rolamento são minimizadas trocando-os por rolamentos magnéticos. No entanto, alguns magnetos ou supercondutores são caros no mercado.

Portanto, os materiais com os quais o volante é feito são também importantes, pois quanto maior é a tenacidade específica do material, maior será a acumulação de energia, como se vê na equação 2.19 que expressa a razão de esforço do material sobre a densidade do material, onde K é o fator de forma que relaciona a energia relativa armazenada no disco sólido com a de um disco de esforço constante de raio infinito, o σ é a tensão do material e o ρ é a densidade do material, (ACARNLEY et al., 1997):

$$E_c = K \cdot \frac{\sigma}{\rho} \quad (2.19)$$

Em aplicações com carro elétrico, foi proposto o volante como armazenador de energia junto com uma máquina síncrona de ímã permanente, cujo objetivo era medir a energia de pico que o carro elétrico precisava durante a aceleração e o freio regenerativo, além proporcionou-se uma fonte adicional além da bateria. Também foi usado um tanque de armazenagem feito com capacitores. Durante a aceleração, a velocidade do volante cai desde $5.300RPM$ até $4.500RPM$ então tem uma energia de $3,82KJ$, o 28% da energia armazenada, mas têm perdas de $1,5KJ$, porque o volante não está no vácuo. (SCHAIBLE; SZABADOS, 1994).

Pelo outro lado, o problema concentra-se em reduzir o consumo de combustível, então o volante é projetado e simulado junto com um motor Diesel, para fazer a comutação nele. No primeiro protótipo tem um armazenamento de $0,6KWh$, com uma massa feita em fibra de carbono, pela alta tenacidade específica que este tem. O volante com as características descritas anteriormente,

além de ter uma velocidade de $30.000RPM$, pode fornecer em $1,8min$ uma variação de potência capaz de compensar o consumo das oscilações pelo ar e diminuir o consumo cada vez que o motor é acionado (IGLESIAS et al., 2000).

Para satisfazer os requisitos da frenagem regenerativa, é preciso ter fontes de armazenagem de alta capacidade. Neste caso, as baterias representam maior peso e tamanho assim como ciclos de vida curtos, porém estes problemas são evitados a partir da incorporação de outras fontes. Entretanto os volantes também têm problemas com o tamanho e o material de construção deles, como os rolamentos magnéticos supercondutores ou de imã permanentes, além das perdas que ele gera ao movimentar-se, (ANDRADE et al., 2007).

2.6.3 O Ultracapacitor

O Ultracapacitor é uma tecnologia em progresso desde os anos oitenta, quando os investigadores começaram a pesquisar as suas características. Basicamente estão compostos com duas camadas de eletrodos isolados por uma lâmina separadora. Dentro de cada camada existem eletrólitos que quando são dissolvidos em alguma substância são decompostos em íons que conduzem a corrente elétrica (BULLARD et al., 1989). A energia armazenada está representada pela equação 2.20, onde C é a capacitância do eletrodo, V_c a tensão nos terminais (MORENO; ORTÚZAR; DIXON, 2006).

$$E = \frac{1}{2}CV_c^2 \quad (2.20)$$

A classificação dos ultracapacitores, é dada em função do material do eletrodo ou em função do eletrólito. Dos materiais do **Eletrodo**, o **Carvão** é o mais utilizado pela disponibilidade do material, baixo custo e boa energia específica. Os de **Oxido Metálico** têm um preço elevado e apresentam um comportamento aleatório que traz riscos ambientais. Os eletrodos de **Polímero Condutor** têm problemas de estabilidade e ciclos de vida, que ainda estão em investigação. Os ultracapacitores com **Eletrolitos Aquosos** têm potenciais de trabalho entre os $0 - 1V$ o que faz que a capacidade de armazenamento seja reduzida, no entanto apresentam alta condutividade iônica que proporciona elevada densidade de potência. Nestes ultracapacitores, os materiais mais utilizados são os KOH e H₂SO₄. Os eletrólitos feitos com materiais **Orgânicos** têm um potencial de trabalho entre $0 - 2,3V$ então proporcionam maior capacidade de armazenamento, mas apresenta maior resistência iônica fazendo diminuir a potência entregue.

Levando em conta a funcionalidade que proporciona cada material ao ultracapacitor, se a aplicação requer um ultracapacitor com alta potência o melhor é usar um com eletrólito aquoso. Pelo contrário, se a procura é maior armazenagem, então do material orgânico é o mais apropriado. Pela composição do material eletrolítico, a durabilidade do ultracapacitor é afetada devido às

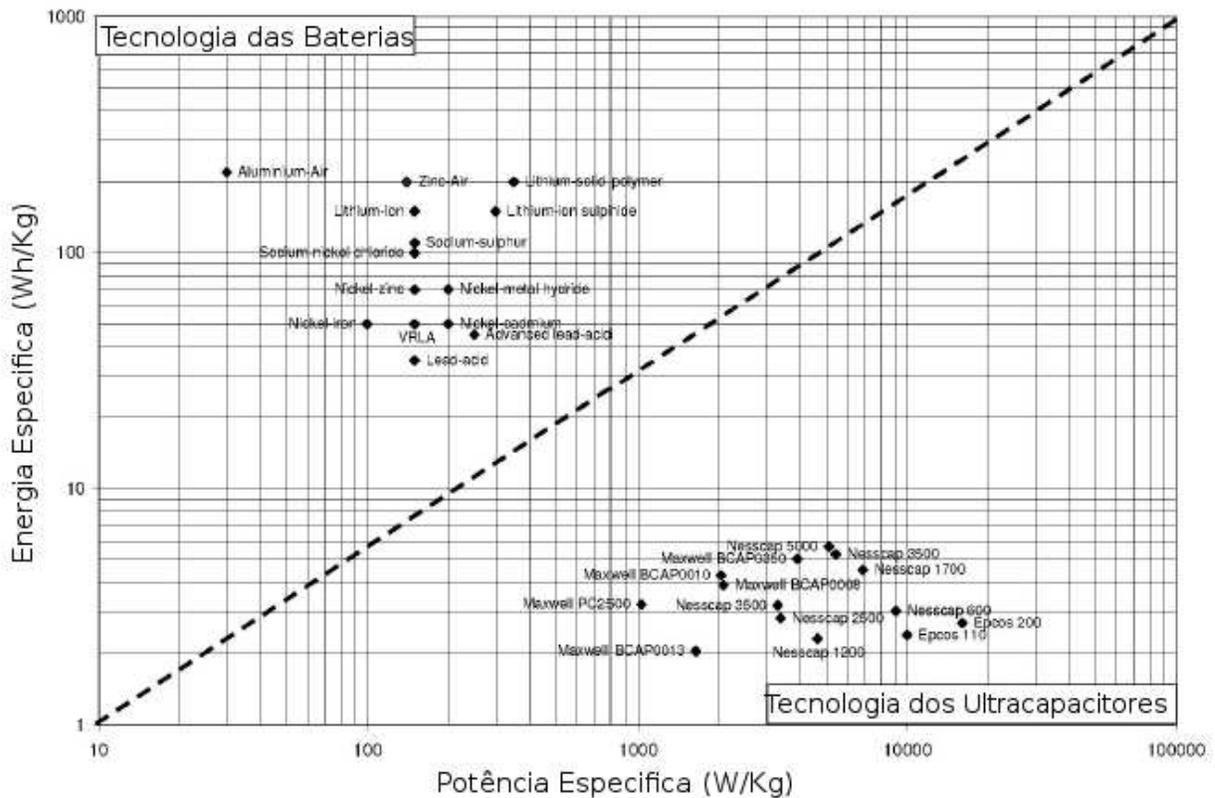


Figura 2.14: Dados da Densidade da Energia vs Densidade de potência do Ultracapacitor e da Bateria, (MAREI et al., 2006).

temperaturas nele quando é carregado e descarregado rapidamente (ALCICEK et al., 2007).

A diferença que o ultracapacitor tem em relação aos capacitores convencionais é maior densidade de energia, aproximadamente entre $1 - 10 Wh/kg$, mas em comparação com as baterias é menor (CHENG; WISMER, 2001). No entanto, tem maior densidade de potência que as baterias, entre $1.000 - 100.000 W/kg$, e conserva o mesmo tamanho a diferença das baterias as quais teriam que aumentar seu volume para ter maior densidade de potência. Além disso, tem a capacidade de carregar e descarregar 100 vezes mais rápido que uma bateria (JUNG ; YOUNG HO KIM; LEE, 2003). O ultracapacitor permite mais ciclos de vida que a bateria e armazena a energia de frenagem em condições de aceleração e frenagem rápida.

Nas aplicações com veículos elétricos, os ultracapacitores classificam-se segundo a densidade de potência e energia como se vê no gráfico 2.14 e são usados em diferentes automóveis no mercado tais como Nissan, Honda, Toyota e Lexus (MAREI et al., 2006).

2.7 Modelagem de Sistemas Híbridos

Sistemas inteligentes, supervisores de controle, sistemas de comunicação, etc., devido à complexidade deles, algumas vezes requerem modelos capazes de fazê-los funcionar e interagir com o mesmo e/ou seu entorno, o que significa que vão ter que responder à sua dinâmica natural, contínua e discreta. Da mesma forma os sistemas com FR podem ser definidos como sistemas híbridos (ZHANG; CHEN, 2001) por ter partes com comportamento tanto contínuo como a dinâmica do motor, como o comportamento da energia quando ele funciona como motor ou gerador, o seu controle, etc.; quanto partes discretas, como os eventos de frear, acelerar, ligar ou desligar a máquina elétrica (acionamentos de chaves), comandos lógicos, etc. Deste modo, o uso dos modelo híbridos é uma das propostas para abranger a necessidade de combinar as características contínuas com as discretas em alguns sistemas (CASSANDRAS, 2007), as quais partem de dois conceitos que se apresentaram abaixo.

Conceitos de Time-driven e Event-driven Existem várias maneiras de representar os sistemas quando estão relacionados com o tempo contínuo e outros a tempo discreto (CASSANDRAS, 2007). O primeiro, está classificado dentro do grupo dos *Sistemas Dinâmicos de variável contínua* (ou Continuous Variable Dynamic Systems (CVDS)), o último encontra-se nos *Sistemas Dinâmicos de Eventos Discretos* (ou Discrete Event Dynamic Systems (DES)). Por um lado, os CVDS usam equações diferenciais para representar seus modelos e adicionalmente devem satisfazer as seguintes duas propriedades:

1. Ser **Sistemas com estados-contínuos**: Usualmente o estado muda quando o tempo muda e eles podem assumir qualquer valor real ou complexo.
2. O mecanismo de transição de estados é **time-driven**: O estado muda, como as variáveis de estado contínuo mudam continuamente ao longo do tempo, portanto, eles são sincronizados com o relógio, responsável por qualquer transição de estado.

Por outro lado, o DES usa autômato, filas (queuing) ou redes de Petri para representar os seus modelos e também deve atender aos seguintes duas propriedades:

1. O espaço de estado deve ser um **Conjunto discreto**: onde as variáveis de estado estão definida dentro de um conjunto discreto (p. ex. {ON, OFF}; {verde, amarelo, azul}).
2. O mecanismo de transição de estados é **event-driven**: onde a transição é o resultado da combinação de processos assíncronos e eventos simultâneos. Isto significa que um estado discreto só pode mudar para outro em pontos discretos no tempo.

Em alguns casos é possível achar sistemas com características dos CVDS, junto com alguns eventos discretos que ocasionalmente causam salto no funcionamento, estes comumente correspondem a chaves de comutação (switches) de uma operação para outra. Esses sistemas são chamados de Sistemas Híbridos (SH), que combinam a dinâmica dos time-driven e event-drives (CASSANDRAS, 2007). E uma forma de integrar os eventos e as variáveis contínuas é o método das redes híbridas de Petri, como se define a continuação.

Definição da Rede Híbrida de Petri (RHP)

As Redes Híbridas de Petri permitem uma representação gráfica e modular das diferentes partes (contínuas e discretas) do sistema onde a estrutura de cada parte é mantida num modelo só a diferença dos modelos puramente discretos ou puramente contínuos. Assim como o estudo qualitativo da estrutura e comportamento das propriedades do modelo, também permite resolver problemas pontuais. Além disso, permite fazer uma avaliação de desempenho quantitativo sem exigir a enumeração exaustiva do espaço de estado (KAAKAI; HAYAT; MOUDNI, 2007). Então, como define (GHOMRI; ALLA, 2007) na RHP, o disparo de uma transição contínua descreve o fluxo de material, enquanto o disparo de uma transição de modelos discretos descreve a ocorrência de um evento que pode, por exemplo, mudar a velocidade de disparo de uma transição contínua. Para ter uma definição mais formal, esta rede parte da combinação da primeira rede contínua chamada de rede de Petri de velocidade contínua constante, junto com a rede em tempo discreto, onde a combinação destes dois modelos confere ao modelo híbrido, um comportamento determinista. Por isso esta técnica pode ser aplicada hoje para modelos de manufatura, de comunicações e de transporte, mas também para aplicações como os sistemas com FR, descrito na seção 2.1.

Baseados em (SESSEGO; GIUA; SEATZU, 2008; LING-XUN et al., 2007; GAO et al., 1999) uma RHP é definida como $RHP = \{P, T, Pre, Post, M, D, C\}$, com a verificação das seguintes condições:

- $P = P_c \cup P_d = \{P_1, P_2, \dots, P_n\}$, é um conjunto finito de Lugares. Onde P_c são os lugares contínuos, representados por o simbolo: \odot e P_d são os lugares discretos, denotados como as: \circ .
- $T = T_c \cup T_d = \{T_1, T_2, \dots, T_n\}$, é um conjunto finito de transições. Onde T_c são as transições contínuas, denotadas como \square e T_d são as transições discretas, simbolizadas como \blacksquare .
- $Pre(P, T)$ e $Post(P, T)$ são as funções incidente que especificam os arcos desde um lugar a uma transição e desde uma transição para um lugar, respetivamente. Para P_c , **Pre** e **Post** são números reais e para P_d , estas são inteiros positivos. Exige-se que $\forall T \in T_c$ e $\forall P \in P_d$, $Pre(P, T) = Post(P, T)$, de modo que o disparo de transições contínuas não mude a

marcação dos lugares discretos.

- A marcação M é uma função que atribui a cada lugar discreto um número não-negativo de tokens (\bullet) e para cada lugar contínuo um fluxo de volume. Então a marca do lugar M : $P_c \rightarrow \mathbb{R}_0^+$, $P_d \rightarrow \mathbb{N}$. A marcação em tempo está denotada como $M(t)$ e a marcação inicial como M_0 .
- D é a função associada à transição discreta que especifica o tempo de atraso de disparo de T_d , $D : T_d \rightarrow \mathbb{N}$.
- C é a função que especifica a velocidade de disparo associado a uma transição contínua. Para qualquer transição contínua $T_i \in T_c$ é deixado como $C(T_i) = [V'_j, V_j]$, com $V'_j \leq V_j$, onde V'_j representa a velocidade de disparo mínimo e V_j a velocidade máxima de disparo.
- A matriz de incidência da rede está definida como $W = [W_{ij}]$, onde $W_{ij} = Post(P_i, T_j) - Pre(P_i, T_j)$. Portanto, a matriz de incidência tem a seguinte estrutura em bloco, como se expressa na Eq. 2.21, para esta condição e baseada em uma hipótese bem formulada, $W_{DC} = 0$. A matriz pode ser usada para análise invariante.

$$\begin{bmatrix} W_{DD} & W_{DC} \\ W_{CD} & W_{CC} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

3 SISTEMA COM FRENAGEM REGENERATIVA USANDO BLDC

Neste capítulo são apresentados os materiais escolhidos, suas propriedades e os métodos e procedimentos utilizados para o desenvolvimento do algoritmo de gerenciamento da FR. Para testar o algoritmo se requer um sistema mecânico que possua principalmente inércia e uma máquina elétrica. Neste caso se utilizará o modelo de uma bancada, que consta dos seguintes elementos: um disco de inércia, polias, encoder, acionamento elétrico para o motor BLDC e seu controle, assim como a eletrônica para redirecionar a energia regenerada. Entre os métodos para estabelecer o algoritmo estão: a identificação dos ciclos de condução de um veículo, identificação dos estados e eventos contínuos e discretos do sistema com FR e a implementação deles dentro de um grafo dirigido através das redes híbridas de Petri. O grafo permitirá estabelecer a lógica sequencial do algoritmo para integrar o sistema e o funcionamento da FR.

3.1 Proposta da Bancada para Testes com Frenagem Regenerativa

Foi representada uma bancada de testes, com o propósito de ter os dados para a simulação. Esta bancada de referência, representa em escala reduzida um veículo elétrico. Alguns dos principais elementos que conformam o protótipo da bancada para teste em FR, são os que se expõem na Fig.3.1. Entre eles se encontram: o motor BLDC, um sensor de posição do rotor (encoder), um de corrente (efeito hall), para interatuar com o acionamento e controle, uma transmissão por polias, assim como a inércia rotativa.

A bancada analisada para FR se baseará na lógica de funcionamento de um VE porém utilizando motor BLDC. Através da Fig.1.1, observa-se a similaridade com o esquema do veículo elétrico apresentado anteriormente na Fig2.3. Estes dados serviram para ser implementados junto com os algoritmos de funcionamento do sistema e ativação da FR, para avaliar o comportamento deste sistema eletromecânico.

Portanto, além de estar constituída por sua parte mecânica, a eletrônica que possui é relevante para incluir FR ao sistema. Esta consiste em:

- i) Ter um acionamento bidirecional, encarregado de levar a potência ao motor, e esta sirva de caminho para a corrente recuperada voltar quando a máquina elétrica operar como gerador como apresentado na seção 2.3.

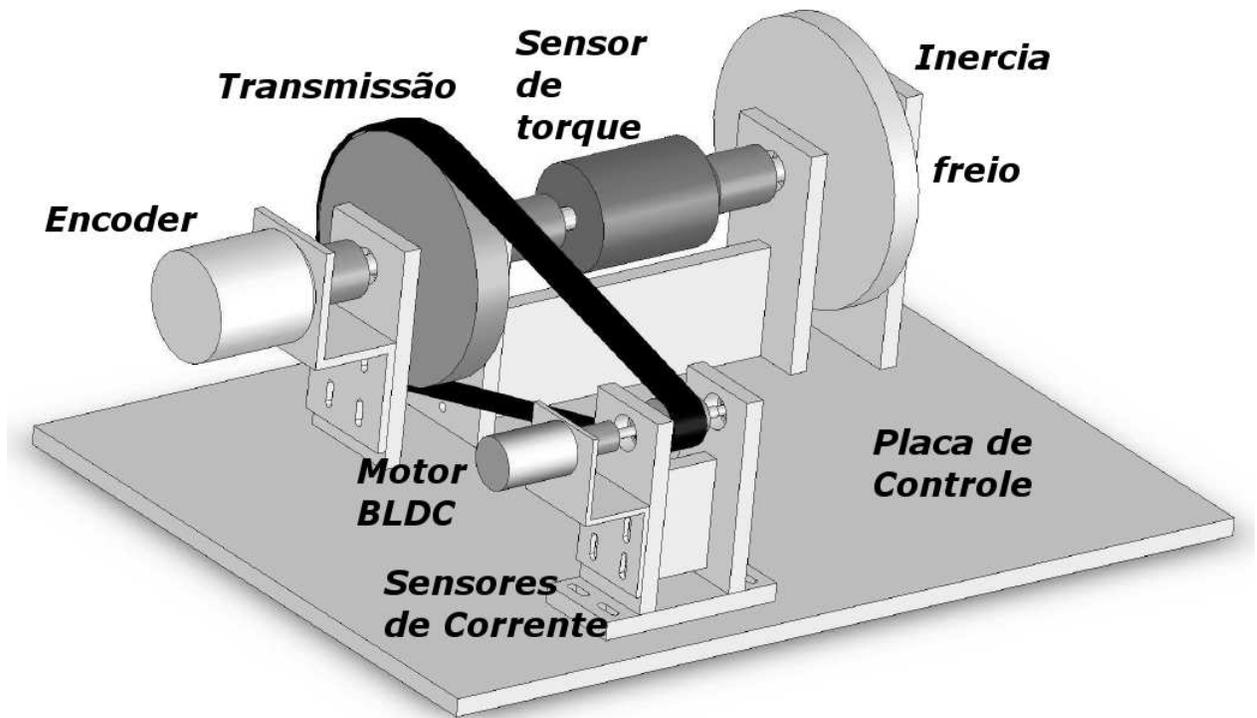


Figura 3.1: O protótipo da bancada.

- ii) Ter um sistema eletrônico de comutação controlado que estabelecerá em que instante deve permitir o fluxo da tensão nos dois diferentes estados, motor ou gerador, como se apresenta na Fig. 3.2. Estas chaves são representadas pelos símbolos S_1 e S_2 . Seu método de comutação esta explicado na seção 3.6

- iii) Para gerenciar o processo de redirecionamento da energia é necessário uma sequência ordenada de operações que comande os processos relacionados com o funcionamento da bancada, resultando em um algoritmo. Estes processos se dividem em três grupos: (1) Durante a aceleração, se monitora e se controla a velocidade baseada na referência que deve ser atingida. (2) Na desaceleração, monitora-se a velocidade de referência, a tensão na ponte trifásica, a força contra eletromotriz e as correntes nas bobinas, quando o sistema se encontra no modo gerador para ativar a estratégia de FR. (3) Durante o controle da frenagem, monitora-se a corrente envolvida durante a desaceleração para regulá-la. Este algoritmo controlará as chaves eletrônicas do sistema; do inversor e da comutação, para o redirecionamento da energia.

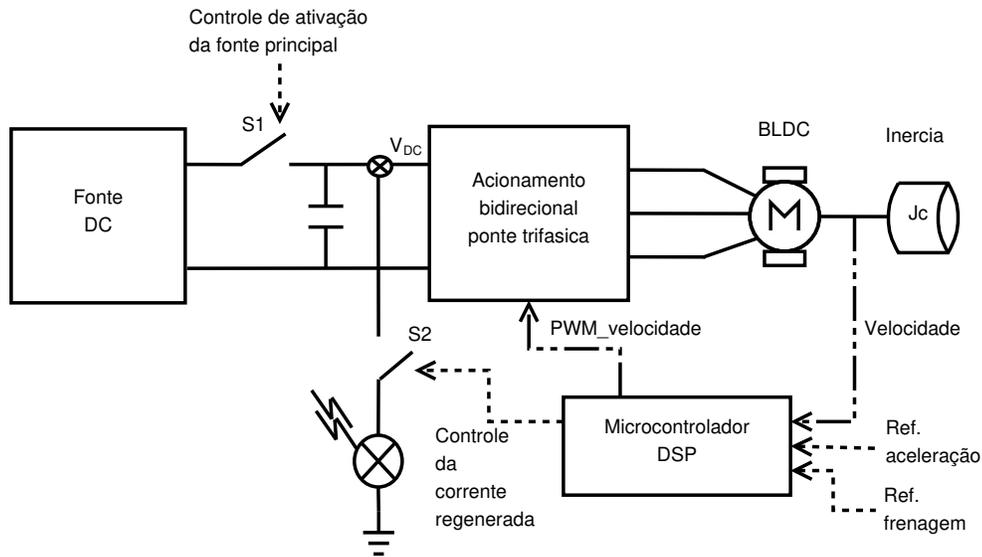


Figura 3.2: Estrutura detalhada da Bancada de Testes com Frenagem Regenerativa.

3.1.1 Disco de Inércia

Como parâmetro para projetar a inércia se usou a velocidade periférica máxima assim: $V_p \leq 33m/s \pm 10\%$, baseada nas recomendações dos fabricantes de discos para os materiais de aço e ferro fundido, (HIDROVECTOR,) e (SOPORFUSO,), com o propósito de manter um fator de segurança que permita que o sistema gire com o mínimo de vibração.

Como se expressa na Eq.3.1, pode-se calcular a velocidade angular máxima que deve suportar o disco para minimizar a vibração nele, dado que o diâmetro do disco é de $\phi = 0.15m$ e a velocidade periférica no ponto crítico é de $V_p \leq 33m/s \pm 10\%$ ou $V_p = 1980m/min$.

$$\omega = \frac{V_p}{\pi \cdot \phi} \quad (3.1)$$

Na Eq.3.1, a velocidade periférica é medida em $[m/min]$, o ϕ representa o diâmetro do disco em $[m]$ e ω a velocidade angular medida em $[rad/s]$.

O momento de inércia da carga rotativa é calculada usando a equação do momento de inércia de um disco sólido conforme a Eq. 3.2, levando em conta que o diâmetro é de $\phi = 0.15m$ e a massa é de $2kg$.

$$J = \frac{1}{2}m \cdot r^2 \quad (3.2)$$

Este momento de inércia, por sua vez irá servir para calcular a energia armazenada no disco, partindo da equação da energia cinética. E como a velocidade linear se relaciona com a velocidade

Parâmetro	Símbolo	Unidade	Valor
Velocidade angular máxima	ω	RPM	4200
Momento de inércia da carga	J_c	Kgm^2	0,005625
Energia cinética na carga a uma velocidade de 4200 RPM	E_{Cdisco}	Joules	544,05
viscosidade da carga	B_c	Pa.s	$17,4 * 10^{-6}$
Coefficiente de atrito do rolamento	μ	—	$1,5 * 10^{-3}$

Tabela 3.1: Parâmetros estruturais da bancada.

angular conforme a equação: $V_L = \omega * r$. Substitui-se esta última junto com a equação da inércia (Eq.3.2) dentro da equação da energia cinética, obtemos a Eq.3.4.

$$E_C = \frac{J\omega^2}{2} \quad (3.3)$$

$$E_C = \frac{1}{4}mr^2\omega^2 \quad (3.4)$$

Os valores calculados, baseados nas equações acima expostas, encontram-se na tabela 3.1. Além disso, foram considerados o atrito viscoso do ar e o atrito do rolamento de esferas, que representarão perdas de potência para o sistema e por conseguinte de energia.

3.1.2 Polias

Foram utilizadas polias de alumínio com dentes arredondados por serem leves e operarem adequadamente em altas rotações. Na tabela 3.2 encontram-se os dados do fabricante, utilizados posteriormente nos cálculos da velocidade angular máxima, do comprimento da correia e da distância entre centros.

Devido às altas rotações que o motor apresenta, para conseguir uma redução na velocidade, se estabeleceu que o diâmetro da polia maior é 5 vezes o da menor e assim, se obtém uma redução de $\eta = 5$ vezes a velocidade de entrada.

Parâmetro	Símbolo	Unidade	Valor
Passo	passo	mm	5
Diâmetro da polia menor	d	mm	27,05
Diâmetro da polia maior	D	mm	133,68
Peso (Aprox.) Polia menor	-	g	11
Peso (Aprox.) Polia maior	-	g	300

Tabela 3.2: Parâmetros do fabricante da polia sincronizadora.

- Cálculo da velocidade angular máxima na polia menor:** Utilizando a Eq.3.1 se calcula a velocidade angular, onde ϕ faz referência ao diâmetro primitivo dado em [m]. Dado exposto na tabela 3.3.
- Cálculo do comprimento da correia:** Utilizando a Eq.3.5 se calcula o comprimento da correia, onde é estabelecido previamente que a distância entre centros desejada é $C=220\text{mm}$. Este dado é utilizado para a escolha do valor comercial mais próximo, conforme a equação a seguir:

$$C_p = 2C + \frac{(D - d)^2}{4C} + \frac{\pi}{2}(D + d), \quad (3.5)$$

onde C_p é o comprimento da correia e C a distância entre centros.

- Cálculo da distância entre centros com uma correia de comprimento de $C_p=700$:** Depois de aproximar o valor do comprimento a um dado comercial $C_p=700\text{mm}$, se calcula a distância entre centros das polias com a qual estarão localizadas na bancada. Usa-se os seguintes passos: primeiro se calcula o valor F usando a Eq.3.6, depois o Fator (para estabelecer dados do fabricante). Após isto, o K e por último a distância entre centros C (dado exposto na tabela 3.3), conforme a seguinte equação:

$$F = \frac{C_p - 1.57(D + d)}{2}, \quad (3.6)$$

onde F resultou $F = 223.8$ e vai se relacionar com a equação 3.7.

$$Fator = \frac{F}{D - d} \quad (3.7)$$

Parâmetro	Símbolo	Unidade	Valor
Velocidade angular máxima da polia	ω	RPM	23299,5
Comprimento da correia	C_p	mm	Aprox. 700
Distância de centros	C	mm	217.3
Redução	η	-	5
Inércia da polia maior	J_{PG}	$1,078 \cdot 10^{-6}$	kgm^2
Inércia da polia menor	J_{PP}	0,001969	kgm^2

Tabela 3.3: Parâmetros da polia aplicados na bancada.

O fator resultou Fator=2.098. Este foi utilizado para calcular K da tabela do fabricante (SCHNEIDER,). No caso K=0,971. Finalmente calculou-se a distância entre centros C a partir da Eq.3.8

$$C = F * K \quad (3.8)$$

Conhecendo a massas das polias e seus raios (tabela 3.2), calcularam-se as inércias respectivas como se expõe na tabela 3.3, utilizando a equação da inércia (Eq.3.2). Estas, assim como a inércia da carga rotativa, também serão levadas em consideração dentro do modelo da bancada.

3.2 Parâmetros do Motor Brushless de Imã Permanente

O motor síncrono de imã permanente utilizado foi o Typhoon EDF 2W-20. Suas especificações técnicas estão apresentadas na tabela 3.4.

Nos motores com imãs permanentes, segundo (BLAUCH; BODSON; CHIASSON, 1993), (SALEM; HASKEW, 1995), existem dois parâmetros intrínsecos importantes. Um é a constante de FCEM K_E . O outro é a constante de torque K_T . No entanto alguns fabricantes fornecem a constante de velocidade K_V , como se vê na tabela de parâmetros do motor 3.4. Estes dois últimos termos, segundo os autores, estão ligados a FCEM, onde se estabelece que a força contra-electromotriz de cada uma das fases, pode se expressar como o produto da constante de FCEM K_E com a velocidade angular do motor, exposto na Eq.3.9. A relação entre estas contantes se encontra exposto na seção.

Parâmetro	Símbolo	Unidade	Valor
Tensão de alimentação	U_d	v	8.4-17
Constante de velocidade	K_V	$RPM/volt$	3350
Corrente máxima	I_{max}	A	50
Potência máxima	P_{max}	W	700
Torque na velocidade máxima	T	N.m	0.13
Eficiência máxima	η	%	90
Número de pólos	np	–	6
Resistência interna	R_s	Ohm	14e-3
Indutância própria do estator	L_s	H	1.014e-6
Indutância mutua	L_M	H	3.04e-8
Constante da FCEM	K_E	$\frac{V.s}{rad}$	0.00284
		$\frac{K}{RPM}$	0.298
Constante de torque	K_T	$\frac{N.m}{A}$	0.00284

Tabela 3.4: Parâmetros do motor brushless Typhoon.

Assim, dependendo do caso pode ser usado o K_V para calcular o valor da constante K_E e K_T . Isto depende das unidades que se utilizem. Para o motor Typhoon, estas constantes foram calculadas e seu valores estão apresentados na tabela 3.4.

$$e_{fase} = K_E \omega_R \quad (3.9)$$

3.2.1 Acionamento do Motor BLDC e seu Controle

Para acionar este motor, é usado uma ponte bidirecional de 3 fases, elaborada com transístores Mosfet de resposta rápida e diodos paralelos a cada, nos quais transita a corrente de volta quando acontece a FR. Para estabelecer a lógica de comutação dos transístores, a ponte foi configurada em cada uma das três linhas como $(Q_{superior}, Q_{inferior})$, da seguinte forma: (Q_1, Q_4) ; (Q_3, Q_6) ; (Q_5, Q_2) , como se vê na Fig.3.3 e a saída de tensão de cada linha é U_{S1} , U_{S2} , U_{S3} respectivamente.

Com o propósito de otimizar a saída de torque, será aplicada a técnica de controle por ângulo de condução de 120° no BLDC (CHAU; CHAN; LIU, 2008). Esta consiste em controlar a corrente (com forma trapezoidal), que viaja através dos terminais do motor, excitando somente duas fases simultaneamente e deixando a terceira livre. Este, acontece durante os 120° de condução do

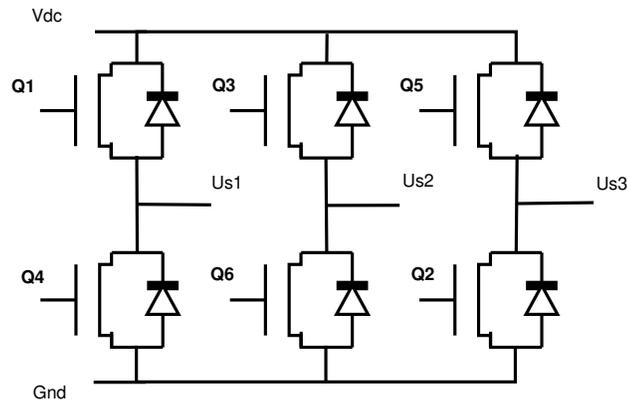


Figura 3.3: Ponte trifásica bidirecional, conexão estrela.

transistor (WATTERSON, 1998; TOLRá, 2006). Esta estratégia exige que seja conhecida a posição do rotor com o propósito de aplicar a comutação correta. E na sequência de comutação vai se alterando o par ligado, até obter as 6 combinações. A gráfica 3.4 ilustra estes 6 estados e a sequência típica de ativação das bobinas em cada região definida na seção 3.2.2.

Para controlar a velocidade do sistema, será adicionado um controle proporcional e integral (PI), (HENDERSHOT-JR; MILLER, 1994), que regula a tensão de entrada ao inversor, que tipicamente se realizaria por meio de um (PWM) (GIERAS; WING, 1997).

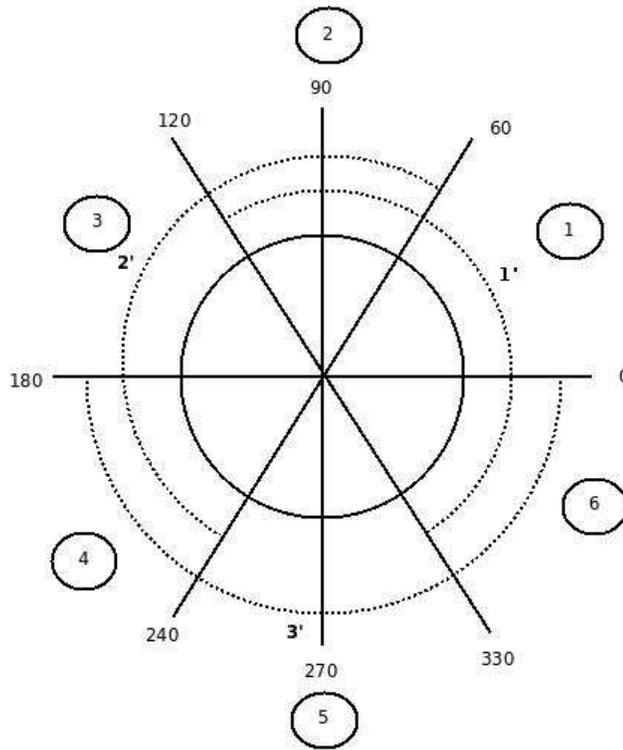


Figura 3.4: Regiões de ativação do motor. Os globos representam regiões de 60° e as linha descontinuas representam as posições típicas dadas por três sensores de efeito Hall usados no posicionamento do rotor (1', 2', 3').

3.2.2 Estratégia de comutação dos Transístores do Inversor

Para estabelecer a comutação dos transístores do inversor, tipicamente se colocam sensores de efeito hall ou um encoder para calcular a faixa do ângulo de posição do rotor (veja figura 3.4). Estes dados são preenchidos em uma tabela de verdade (3.5) para depois calcular a comutação. Na simulação foi monitorado a posição do rotor usando encoder, onde este ângulo é conhecido como θ_R .

Na tabela 3.5, a primeira coluna exhibe a lógica de verdade calculada tipicamente a partir dos dados do sensor de efeito hall ou encoder. A segunda coluna representa as fases que se encontram ativas e o percurso de corrente de acordo com o signo com sentido + até -. A terceira coluna apresenta o estado do transístor, o 0 é estado em corte e 1 em saturação. Cada fila esta caracterizada pela posição do rotor, como se vê na última coluna.

Sensor			Fase			Estado transistor						Faixa [graus]
1'	2'	3'	a	b	c	Q ₁	Q ₂	Q ₃	Q ₄	Q ₅	Q ₆	
1	0	0	+	0	-	1	1	0	0	0	0	$0 < \theta_R \leq 60$
1	1	0	0	+	-	0	1	1	0	0	0	$60 < \theta_R \leq 120$
0	1	0	-	+	0	0	0	1	1	0	0	$120 < \theta_R \leq 180$
0	1	1	-	0	+	0	0	0	1	1	0	$180 < \theta_R \leq 240$
0	0	1	0	-	+	0	0	0	0	1	1	$240 < \theta_R \leq 300$
1	0	1	+	-	0	1	0	0	0	0	1	$300 < \theta_R \leq 360$

Tabela 3.5: Lógica de comutação das bobinas para cada faixa de posição do rotor.

3.3 Identificação dos Ciclos de Consumo de Energia e Recuperação nos Sistemas com FR

Baseados no processo descrito pelo autor (WICKS; DONNELLY, 1997), sobre a FR em ônibus, onde descreve alguns ciclos de aceleração e desaceleração (*A&D*) nestes veículos. Neste trabalho, foram adicionados estados intermédios inerentes ao processo regenerativo que serão levados em conta no algoritmo de ativação e gerenciamento da FR proposto neste trabalho de mestrado. *Ciclos de A&D em um veículo:*

- (1) O veículo acelera até chegar a uma velocidade de referência maior da que tem atualmente. Então ele apresenta um consumo da fonte de abastecimento.
- (2) O veículo se encontra em velocidade constante.
- (3) O veículo poderia acelerar para atingir uma velocidade de referência maior.
- (4) O veículo desacelera até uma velocidade de referência menor.
- (5) O veículo continua desacelerando até parar completamente.

Aqui identificou-se que durante a desaceleração, como consequência da inércia rotativa, a resposta mecânica não é instantânea como é a resposta elétrica. Porque devido à inércia é mantido o sistema em movimento antes de atingir a velocidade de referência. Além disso, o consumo de energia ocorre em cada ciclo do veículo, devido à máquina fica em estado de motor o tempo todo por estar ligado ao seu controlador (HENDERSHOT-JR; MILLER, 1994).

Parâmetro	Unidade	Valor
Capacidade nominal	Ah	14
Tensão nominal	V	36
Resistência interna	Ω	65m
Tensão de corte	V	42
Taxa de corrente de descarga	A	12

Tabela 3.6: Parâmetros da bateria de $LiMn_2O_4$ 36V14AH.

3.4 Parâmetros da bateria $LiMn_2O_4$

Entre as baterias mais utilizadas, como foi explicado na seção 2.6.1, está a base de Lítio. Portanto aqui foi utilizado uma destas. Os parâmetros da bateria $LiMn_2O_4$, utilizada na simulação, são os apresentados na seguinte Tabela. 3.6. Esta é uma bateria de material catódico, comumente usada em aplicações como veículos. O nome comercial desta bateria é $LiMn_2O_4$ 36V14AH. A bateria de cátodo consiste de lítio espínélio óxido de manganês (LMO), que é um material de catodo muito atraente devido ao seu baixo custo; excelente capacidade de potência e estabilidade (LABORATORY,).

3.5 Modelagem do Algoritmo para Ativar e Gerenciar a FR, usando Redes Híbridas de Petri

Para que o processo de FR opere seu elementos, devem interagir uns com outros. Isto consegue-se com ajuda de uma modelagem híbrida do sistema. Tanto os elementos mecânicos, quanto eletrônicos, apresentam mudanças no tempo como: a velocidade do motor, a carga e descarga da bateria, etc. E outros são ativados por eventos entre os quais estão: a ação da frear e acelerar, o estado ON - OFF da fonte, etc. Por isso uma forma de controlar o processo é utilizando uma modelagem capaz de comandar os dois tipos de comportamentos, dos eventos discretos e contínuos.

O modelo do algoritmo proposto começa na identificação dos estados e eventos contínuos ou discretos mais relevantes e, assim, estabelecer a relação o conjunto ordenado y finito de operações dentro de um grafo dirigido. Para isto se utilizará um dos métodos clássicos: as redes híbridas de petri. Desta teoria será utilizada a parte de desenvolvimento lógico sequencial a partir dos grafos, para assim descrever a lógica do algoritmo do sistema com FR.

Com base no diagrama do processo do sistema com FR exposto na figura Fig.1.1 e os ciclos de *A&D* de um veículo, serão descritos os dois níveis principais (aceleração e desaceleração). Este a sua vez contem sub níveis apresentados nas tabelas 3.7 e 3.8.

Descrição dos processos de aceleração e desaceleração, que serão parte do funcionamento da lógica sequencial que gerenciará o sistema:

Quando o sistema acelera: estado apresentado na tabela 3.7. Neste, a máquina elétrica encontra-se em modo de motor. Portanto o motor esta ligado à fonte e ao controle. Assim encontra-se consumindo energia.

Quando a o sistema desacelera: a FR acontece, exibido na tabela 3.8. A máquina elétrica funciona como gerador convertendo a energia cinética e redirecionando-a ao banco de recuperação. Nesta etapa, também se considerará controlar a frenagem, já que devido à quantidade de energia que espera-se recuperar é alta. Esta, a sua vez, apresenta picos de corrente que devem ser regulados para evitar danos no bando de baterias onde será armazenada. Em sequência apresentam-se os itens que acontecem durante esta etapa:

- a) Durante o processo de desaceleração, a fonte principal que neste caso é uma fonte DC, deve ser isolada do motor por ser unidirecional, ou seja, a energia que retorna não pode ser armazenada nesta fonte e deve buscar outro caminho. Como se pode observar na Fig.1.1 e na curva de comportamento do modelo proposto Fig.3.5, onde se descreve o explicado anteriormente. Note ao contrário, se o sistema não é desligado a energia seguirá sendo consumida para que o controlador atue e a corrente não achará um caminho liberado na linha de tensão do acionamento para retornar até o banco de armazenagem.
- b) Nesta etapa de desaceleração, também será feito um controle de frenagem. Desta forma será possível regular a corrente que esta sendo recuperada para evitar falhas por sobrecarga. Isto será feito através da colocação uma variável na simulação que reduzirá a corrente até um valor seguro para carregar a bateria. Depois de controlada, a corrente será levada até a bateria por meio da ativação de uma chave como se apresentada na Fig.3.2.
- c) Para controlar o tempo em que é possível recuperar energia, ao mesmo tempo que o instante em que o controle pode ser ativado novamente, foi envolvida uma variável chamada de Δv . Esta corresponde a diferença entre a velocidade de referência em um tempo anterior e a velocidade atual do motor. O parâmetro desta variável vai mudando de acordo com a diferença de ve-

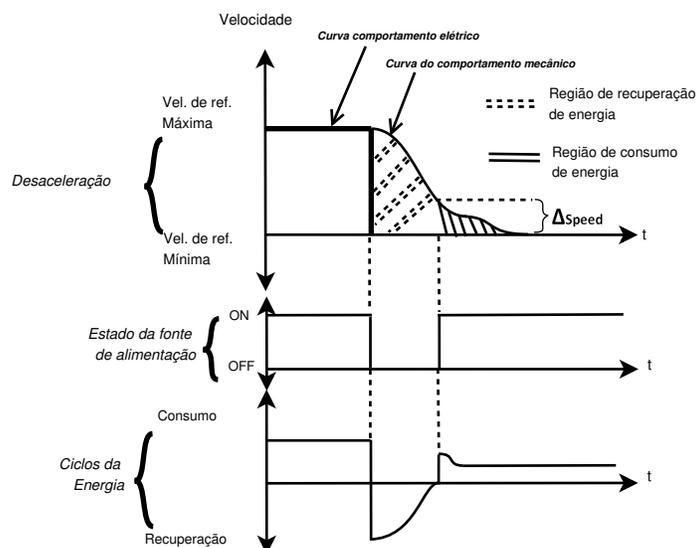


Figura 3.5: Curva de Comportamento do Modelo Híbrido Proposto.

locidades, mas também será avaliada através de diferentes porcentagens desta mesma diferença dentro da simulação, com o propósito de avaliar a quantidade de energia regenerada de acordo com esta variável.

De acordo com os ciclos de *A&D* do veículo descritos na seção 3.3 e as análises feitas sobre o processo de um sistema com FR, exibido na Fig.1.1 e apresentado nas tabelas anteriores (Tab.3.7 Tab.3.8). Mostram que o comportamento desse processo é regido por eventos e estados evolutivos interligados. Alguns acontecem em sincronia no modelo (controle de velocidade, medição da energia), outros por causa de acontecimentos instantâneos, normalmente associados a todas as decisões tomadas por seres humanos (frear, parar, acelerar). Agora é possível reunir estes acontecimentos computacionalmente segundo (ZHANG et al., 2007).

Tendo estas idéias em mente, foi proposto um algoritmo para incluir a FR dentro deste sistema complexo. Ele é representado com os conceitos de RHP, resultando no modelo apresentado na Fig.3.6, onde seus lugares e transições estão relacionados com cada *time-driven* e *event-driven* do sistema, nas tabelas 3.7 e 3.8. E para maior clareza do grafo estas correlações serão descritas também nas tabelas (3.9 e 3.10).

Entre as vantagens que traz este algoritmo se encontram:

- A visão holística, pois permite ver a totalidade do sistema em funcionamento e não somente seus processos isolados;
- A modularidade, por causa da forma como foi modelado com as RHP, já que este método permite olhar as partes relevantes que integram o sistema. Portanto, facilitarão futuras mudanças

Estado discreto (1)	Ligar a fonte principal para acionar o sistema
Evento contínuo (2)	Avalia a aceleração do motor, porque a referência de velocidade é maior que a velocidade do motor. Formalmente ($V_{ref} > V_{motor}$) significa que ela denota a dinâmica contínua do motor quando $Sign(\ddot{\theta}) = 1$, onde $\ddot{\theta}$, é a aceleração do motor
Evento discreto (3)	Ocorre quando o motor está em velocidade constante ($V_{ref} = V_{motor}$)
Estado contínuo (4)	Ativa o controle de velocidade, considerando-se as equações de controle vistas na seção 2.3.2
Estado contínuo (5)	Mede a energia consumida durante este ciclo. Nesta é considerada a equação do modelo da bateria. Consulte a seção 2.6.1

Tabela 3.7: Time e event driven no ciclo quando o sistema acelera.

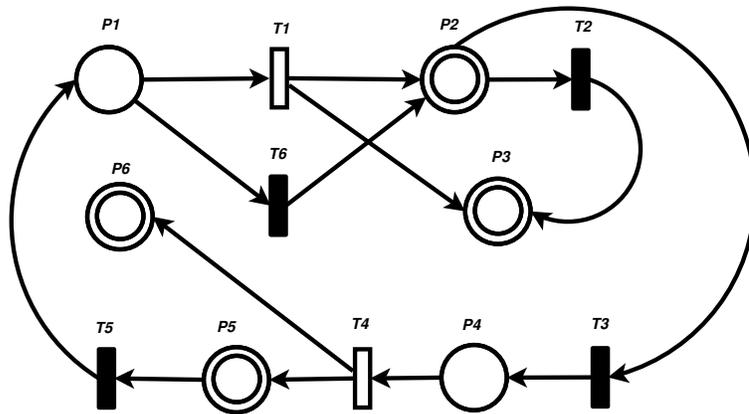


Figura 3.6: Proposed Hybrid Petri Net, for a RB System Using BLDC.

Evento discreto (6)	Avalia a desaceleração do motor quando ($V_{ref} + \Delta_V < V_{motor}$)
Estado discreto(7)	Desliga-se a fonte principal, permitindo o fluxo de energia a ser recuperada, como é mostrado na Fig.3.5
Evento contínuo (8)	Leva em conta o estado de aceleração instantânea do motor como gerador para garantir que ele está em um processo de desaceleração e assim, ativar o estado contínuo '(10)'. Significa que denota a dinâmica contínua do motor como um gerador quando $Sign(\ddot{\theta}) = -1$.
Estado contínuo (9)	Ativará o controle de frenagem que regulará a corrente regenerada. Além de monitorar o motor como gerador (consulte o modelo na seção 2.2.4), irá avaliar a tensão proporcional à velocidade, para estabelecer um índice de velocidade para o evento discreto '(11)'
Estado contínuo (10)	Mede a energia recuperada durante a desaceleração, considerando-se a equação da bateria. Ver seção 2.6.1.
Evento discreto (11)	Uma ação de comutação é ativada quando ($V_{motor} \leq (V_{ref} + \Delta_V)$). Neste caso, uma pequena variação da velocidade Δ_V é considerada, com o objetivo de ligar a fonte de abastecimento principal. (ver Fig.3.5 na parte superior)
Evento discreto (12)	Imediatamente após '(11)' e quando $V_{ref} < V_{motor} < (V_{ref} + \Delta_V)$ acontece, ou seja, quando a velocidade do motor se encontra dentro da faixa do Δ_V , (Fig.3.5). Neste evento, se liga um controle de velocidade novamente. Antes que a inércia faça cair a velocidade muito abaixo do valor da referência, o qual causaria maior consumo de energia no momento em que o motor acelera novamente para chegar até a velocidade de alusão.

Tabela 3.8: Time e event driven no ciclo quando o sistema desacelera.

P_d	P_1	Esta Relacionado ao estado (1)
	P_4	Está Relacionado ao estado (7)
P_c	P_2	Está Relacionado ao estado (4)
	P_3	Está Relacionado ao estado (5)
	P_5	Está Relacionado ao estado (9)
	P_6	Está Relacionado ao estado (10)

Tabela 3.9: Os Lugares do modelo por RHP proposto.

T_d	T_2	Está Relacionado ao evento (3)
	T_3	Está Relacionado ao evento (6)
	T_5	Está Relacionado ao evento (11)
	T_6	Está Relacionado ao evento (12)
T_c	T_1	Está Relacionado ao evento (2)
	T_4	Está Relacionado ao evento (8)

Tabela 3.10: As transições do modelo por RHP proposto.

aproveitando a fortaleza que as RHP permitem interatuar estados e eventos contínuos e discretos;

- A simplicidade, por ter poucos estágios e generalidade. Isto porquê estes são suficientes para representar qualquer tipo de máquina, na qual se pretenda incluir frenagem regenerativa.

3.6 Método de Comutação das Chaves para o redirecionamento da Energia

O método de chaveamento das chaves que irão direcionar a tensão, no instante que sistema acelera e desacelera, consiste em comutar uma chave S_1 encarregada da etapa de aceleração e, uma S_2 que é ativada durante a desaceleração quando a FR acontece.

Para o S_1 o sinal de chaveamento será a comparação entre: a velocidade de referência menos a velocidade do motor ($V_{ref} - V_{mot}$) e a variável de ajuste (Δ_V). Onde: Δ_V é um valor calculado de acordo com a variação de velocidade em cada aceleração ou desaceleração, o qual será utilizado como variável de ajuste para definir o valor referencia até onde será possível recuperar energia.

Quando $(V_{ref} - V_{mot}) > (-\Delta_V)$, então o S_1 fica em ON. Isto significa que a tensão da fonte principal (unidirecional) vai ficar ligada. E no caso em que a chave fique no estado de OFF a fonte não fornecerá tensão à linha DC do inversor.

Para S_2 o sinal de chaveamento também será a diferença entre a velocidade de referência menos a do motor. Este resultado será comparado com a variação de velocidade assim: $(V_{ref} - V_{mot}) \leq (-\Delta_V)$. Ou seja, esta chave funcionará oposta a S_1 e será ativada quando aconteça a desaceleração permitindo quantificar a energia regenerada.

3.7 Método de Validação do Algoritmo para Ativar a FR

Tanto o modelo do sistema quanto o algoritmo de gerenciamento e ativação da FR, serão simulados utilizando o software de Matlab. Vários ensaios, com diferentes percursos e mudando as variáveis como o Δ_V serão programados, no capítulo de resultados (Cap. 4) com o propósito de validar a robustez do algoritmo e o modelo do sistema com FR. Nestes, serão avaliados o erro quadrático médio assim como o tempo de resposta do sistema. De igual forma serão medidas as potências instantâneas e a potência mecânica, tanto na aceleração quanto na desaceleração onde ocorre a FR.

3.7.1 Erro Quadrático Médio

Nas estatísticas, o erro médio quadrado ou MSE, é uma das muitas maneiras de quantificar a diferença entre a referência e o verdadeiro valor da quantidade a ser estimada. MSE é uma função de risco, correspondente ao valor esperado da perda de erro quadrado ou perda quadrática. MSE mede a média do quadrado do erro. O erro é a quantidade pelo qual o estimador é diferente da quantidade a ser estimada. A diferença ocorre devido a aleatoriedade, ou porque a estimativa não leva em conta a informação que poderia produzir uma estimativa mais precisa (LEHMANN; CASELLA, 1998).

$$MSE = \sqrt{\frac{\sum (\omega_{ref} - \omega_{mot})^2}{n}} \quad (3.10)$$

sendo ω_{ref} a velocidade de referência, ω_{mot} a velocidade do motor e n o número de mostras destes vectores de velocidade segundo o tempo de simulação.

3.7.2 Tempo de Subida do Sistema

O tempo de subida t_r se define como o tempo requerido para que a resposta ao passo se eleve de 10% até 90% do seu valor final (KUO, 1996). No entanto, como o interesse desta pesquisa não é a resposta do controlador, mas é a resposta do sistema na frenagem, o tempo será olhado à inversa como o tempo de decaimento. Ou seja, o tempo necessário para que a resposta ao passo decaia entre 90% e 10% do valor final.

3.7.3 Potência Instantânea

Para poder relacionar a corrente e a tensão e obter um dado apropriado para expressar os resultados se utiliza a potência e a energia. A potência é a taxa no tempo de entrega ou de absorção de energia,

medida em watts (W). Se define na Eq.3.11

$$P = \frac{d\xi}{dt} \quad (3.11)$$

onde P é a potência, ξ é a energia em [*Joules*] e o t é o tempo em segundos [*s*]. A partir de equação da potência (Eq.3.12) pode se calcular uma quantidade variável no tempo chamada de potência instantânea.

$$P = \frac{d\xi}{dt} = \frac{d\xi}{dq} \cdot \frac{dq}{dt} = v \cdot i \quad (3.12)$$

Assim, a potência absorvida ou fornecida por um elemento é o produto da tensão entre o elemento e a corrente através dele. Se a potência tem um sinal +, é por que está sendo entregue ou absorvido pelo elemento. Se, por outro lado, tem um sinal -, a potência está sendo fornecida pelo elemento (ALEXANDER; SADIKU, 2001).

A partir da integral da potência instantânea será obtida a energia instantânea, sendo possível quantificar a energia consumida pelo sistema, assim como a recuperada quando acontece a FR durante a desaceleração.

3.7.4 Potência Mecânica

A potência mecânica é calculada a partir da velocidade ω_r e do torque T_c . Ambos depois da transmissão-redução, por meio da Eq.3.13.

$$P = T_c * \omega_r \quad (3.13)$$

A partir da integral da potência mecânica será obtida a energia cinética do sistema, sendo possível saber quanta energia está sendo transformada em movimento, assim como reconhecer quanta energia poderá ser recuperada quando acontece a FR durante a desaceleração.

4 RESULTADOS

Neste capítulo serão mostrados os resultados dos testes feitos com a máquina BLDC operando como motor e como gerador, com o propósito de conhecer seu comportamento e compreender seu funcionamento. Da mesma forma será testado o algoritmo para FR desenvolvido neste trabalho aplicado na máquina BLDC de acionamento trapezoidal, como se apresenta na Fig. 4.1. Neste capítulo os resultados da energia cinética e energia instantânea são calculados baseados nos métodos apresentados no capítulo 3.7. O total da energia consumida e recuperada é calculado por meio da somatória da energia instantânea em cada faixa de interesse, durante a aceleração e velocidade constante assim como na desaceleração.

Os parâmetros de simulação para estes ensaios são os descritos nas tabelas do motor brushless Typhoon Tabela. 3.4 e os parâmetros estruturais da bancada Tabela. 3.1, das polias Tabela. 3.3, assim como, da bateria de $LiMn_2O_4$ Tabela. 3.6.

4.1 Simulação do Modelo Trapezoidal da Máquina BLDC Operando como Motor

O Modelo trapezoidal da máquina BLDC desenvolvido neste trabalho, foi implementado no software Simulink de Matlab, como se revela na Fig 4.2, nos blocos apresentados nesta figura se encontram implementadas as equações da máquina BLDC estudadas anteriormente na seção 2.2.3, em forma de equações em variáveis de estado.

Para testar o modelo da máquina operando como motor, os seguintes ensaios foram estabelecidos:

- Ao alterar a fase pela qual será iniciado o motor será verificada a lógica de acionamento com base na posição de rotor de tal forma que seja estabelecido que é importante acionar o sistema em fase na qual o modelo foi projetado e segundo esta posição o sistema funcionara corretamente.
- São apresentadas as curvas das correntes e das forças contra eletromotrizes.
- São apresentadas a resposta do motor sem controle de velocidade.

Os parâmetros de simulação para estes primeiros ensaios foram os seguintes, levando em conta também os parâmetros do motor brushless Typhoon descritos na tabela 3.4:

- Tensão de alimentação $V_s = 12V$;

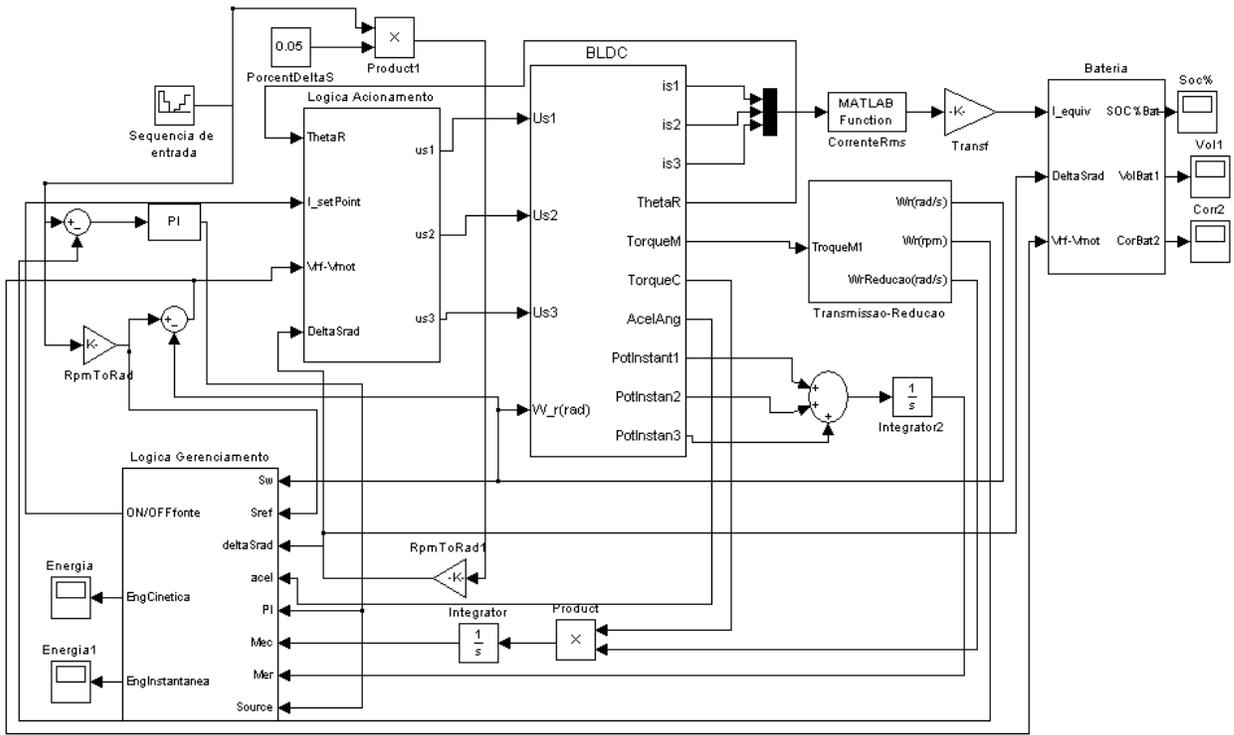


Figura 4.1: Modelo do sistema com FR, utilizando motor síncrono de ímã permanente.

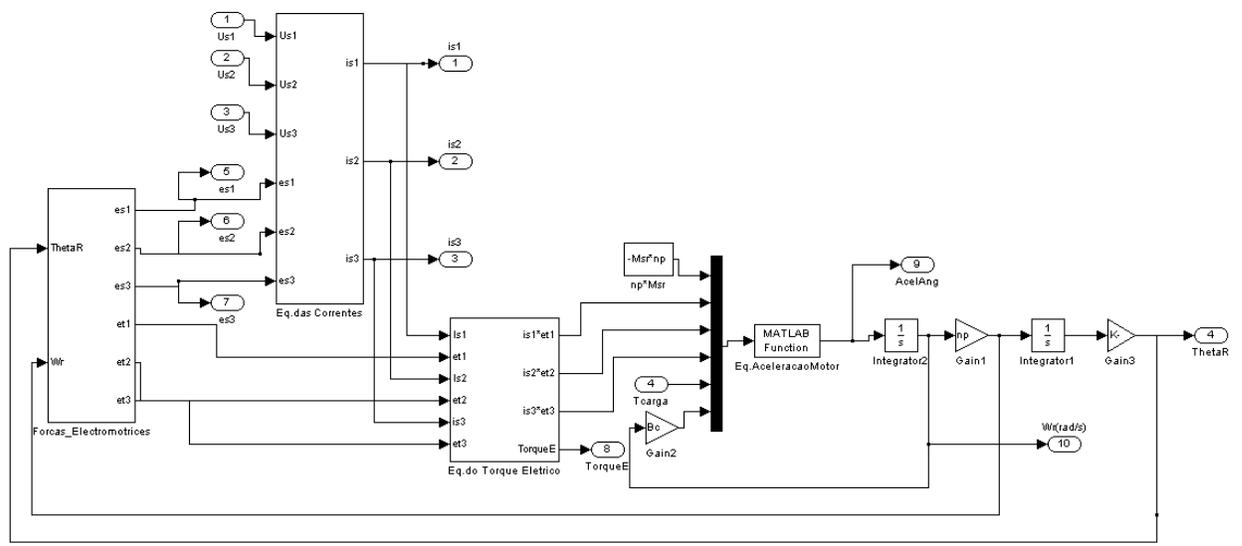


Figura 4.2: Modelo da máquina BLDC, implementado em Simulink.

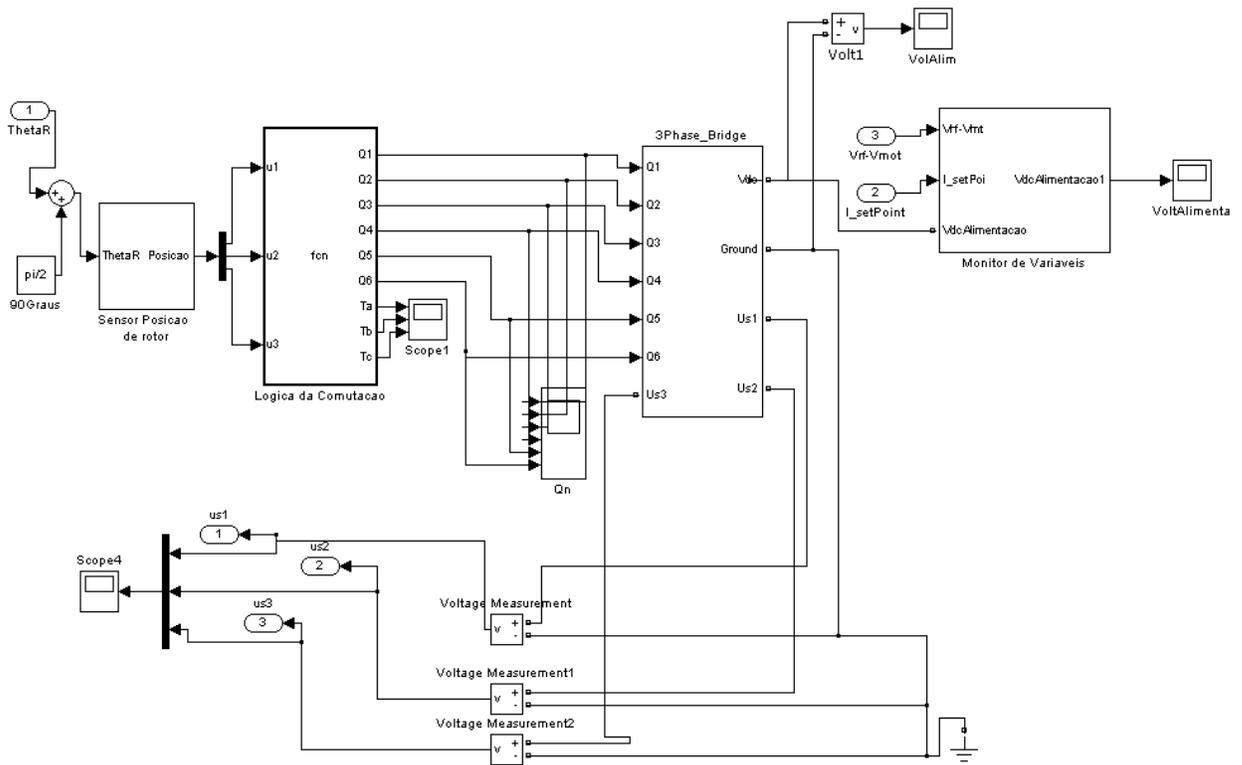


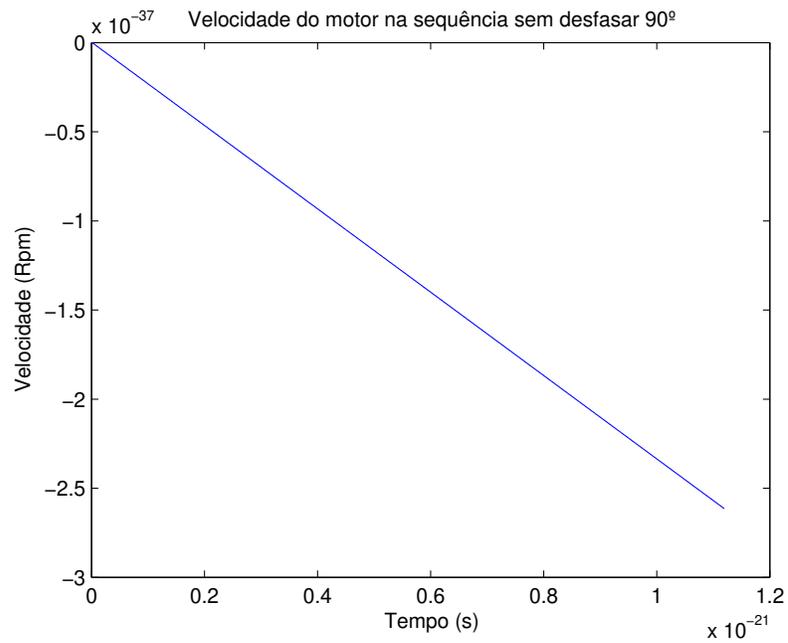
Figura 4.3: Diagrama da lógica de comutação da ponte trifásica, baseada na posição de rotor.

- Inércia de motor de $J_m = 9,34 \times 10^{-7} Kg.m^2$
- Viscosidade da carga $B_c = 17,4 \times 10^{-6} Pa.s$
- torque de carga positivo de $T_c = 0,001 N.m$

4.1.1 Sequência de acionamento

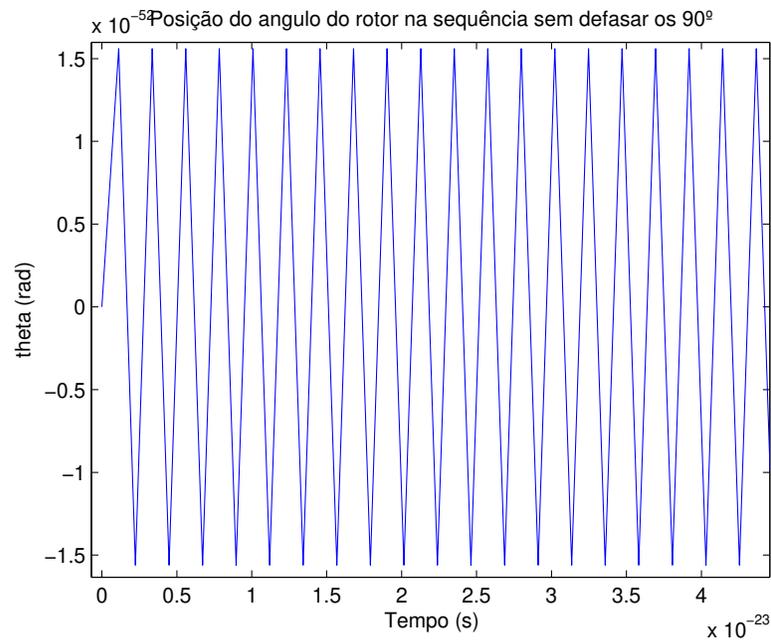
A sequência de acionamento deve iniciar na fase correta para acionar a máquina elétrica, devido a que as fases do modelo estão referenciadas como se apresentou na Fig. 2.6, onde a fase 1 se encontra basicamente sobre o eixo de 90° . Portanto a lógica de acionamento a qual também esta baseada na posição do ângulo do rotor precisa ser sincronizada a partida inicial, a seção da simulação que corresponde a este dado é que se apresenta na Fig. 4.3.

No caso em que a sequência lógica se encontra sem defasar os 90° necessários, traz como consequência que a velocidade não consegue o comportamento desejado, ou seja, que a velocidade do motor não consegue seguir o trajeto da velocidade de referência, como se expõe na Fig. 4.4(a) de velocidade e posição de rotor Fig. 4.5(a) do modelo proposto sem o acionamento defasado.



(a) Velocidade do motor com o acionamento sem defase de 90°.

Figura 4.4: Velocidade do motor com o acionamento sim defase de 90°.



(a) Posição do rotor com o acionamento sem defase de 90°.

Figura 4.5: Comportamento de seguimento de velocidade e posição sem as sinais defasadas 90°.

Quando se estabelece que o defasagem no modelo proposto é de 90° , e é incluído na lógica do acionamento, a sinal de velocidade, assim como as outras, conseguem-se comportar de uma maneira esperada, como se apresenta na Fig. 4.8, onde a velocidade consegue chegar até a velocidade máxima que alcança o motor modelado.

4.1.2 Curvas da Corrente e da Força Contra Eletromotriz da Máquina BLDC como Motor

Para observar as curvas de corrente e da força contra eletromotriz, foi utilizado um degrau como entrada de velocidade, durante um tempo de simulação de $3s$.

As Figuras 4.6(a), 4.6(b), 4.6(c), apresentam o comportamento obtido nas correntes de fase i_{S1} , i_{S2} , i_{S3} , estes mostram que a forma de onda destas é parecida a um trapézio no entanto apresentam um pouco de impulso (ripple) devido a partir da interação dos harmônicas magnetomotrizes do ímã permanente e a permeância do entreferro devido as ranhuras. Já que esta característica oscilatória esta ligada na forma de construção (pólos salientes e lisos), além da constante de força contra electromotriz esta diretamente relaciona com fluxo induzido do rotor ao estator (CHIASSON, 2005), onde vão a aparecer harmônicas. No caso em que os pólos do rotor sejam salientes se apresentarão mais oscilações (GIERAS; WING, 1997).

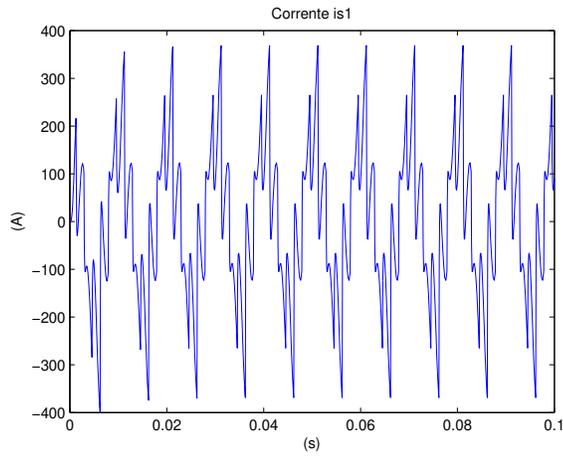
Por outro lado as forças contra eletromotrizes do motor modelado são apresentadas nas Figuras 4.7(a), 4.7(b), 4.7(c) onde apresenta uma forma de onda trapezoidal (pontas achatadas), igualmente permitem ver o desfase de 120° entre as três sinais.

4.1.3 Respostas de Velocidade e Torque da Máquina BLDC como Motor

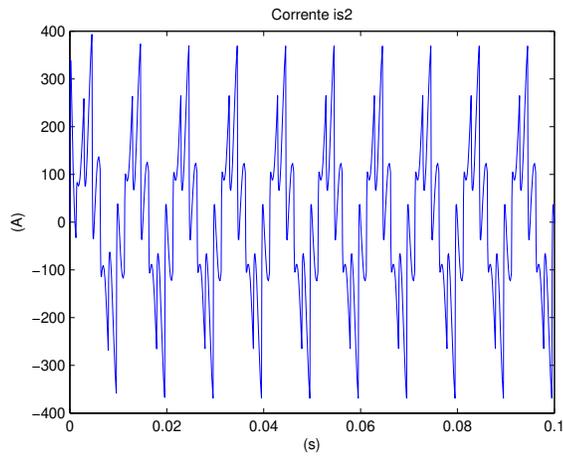
As velocidade e torques dos modelos se apresentam nas Figuras: Fig. 4.8, Fig. 4.9 O torque apresentado é somente o fornecido pelo motor (sem redutor). A forma de onda da velocidade do motor mostra como este tipo de máquina é altamente confiável, estando sem controle mostra um tempo de estabilidade muito rápido onde atinge a velocidade máxima gerada.

4.1.4 Respostas de Posição de rotor e Aceleração da Máquina BLDC como Motor

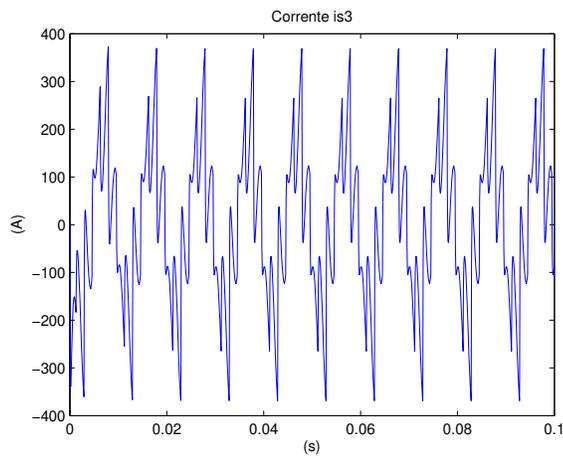
A posição do rotor e a aceleração se apresentam nas Figuras: Fig. 4.10, Fig. 4.11. A aceleração mostra uma partida com valor alto e logo depois como o próprio sistema se estabiliza até chegar na velocidade máxima que apresenta este motor sem controle.



(a) i_{S1}

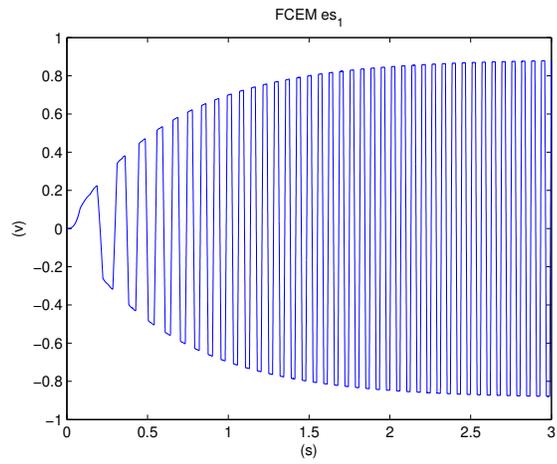


(b) i_{S2}

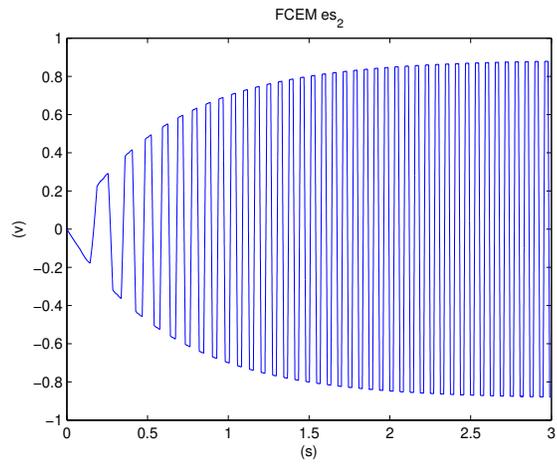


(c) i_{S3}

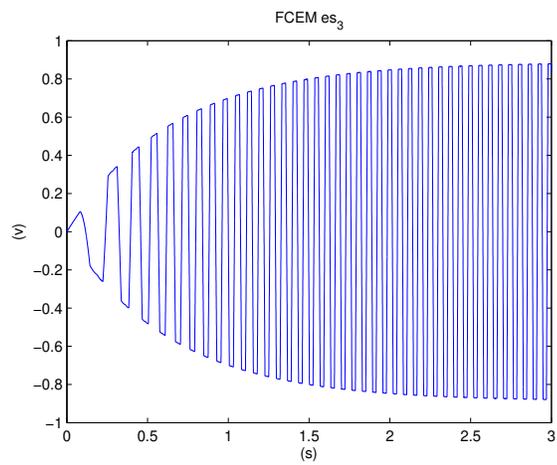
Figura 4.6: Curvas das correntes de entrada da máquina BLDC operando como motor. Pôde-se apreciar que os sinais (a),(b) e (c) encontram-se defasados.



(a) e_{S1}



(b) e_{S1}



(c) e_{S1}

Figura 4.7: Curvas da FCEM $e_{S1,2,3}$ da máquina BLDC operando como motor. Pode-se que (a), (b) e (c) são senais trapezoidais desfasados.

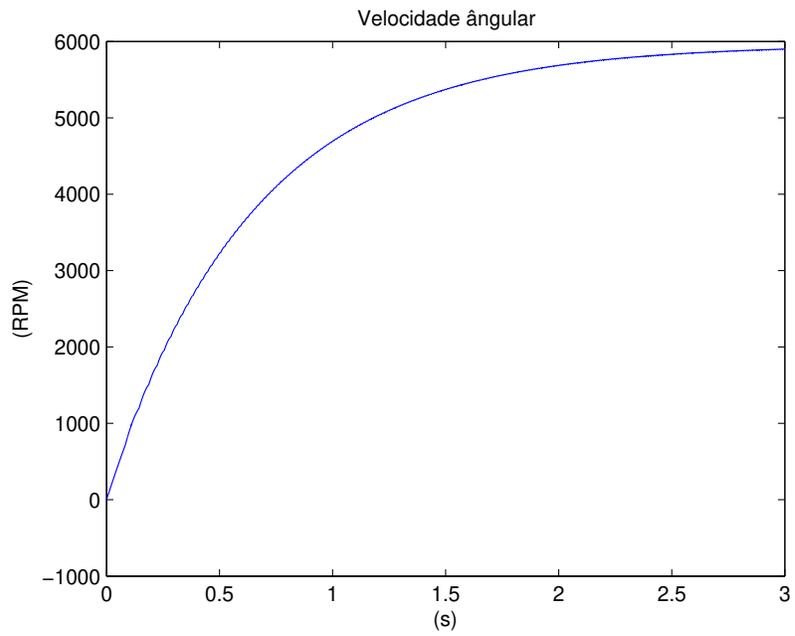


Figura 4.8: Curva de velocidade do motor BLDC.

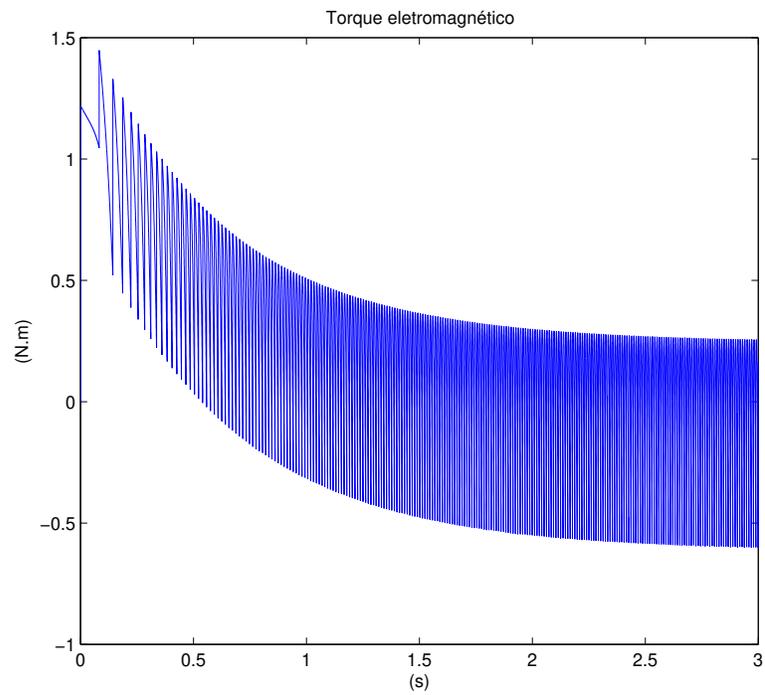


Figura 4.9: Curva de torque do motor BLDC.

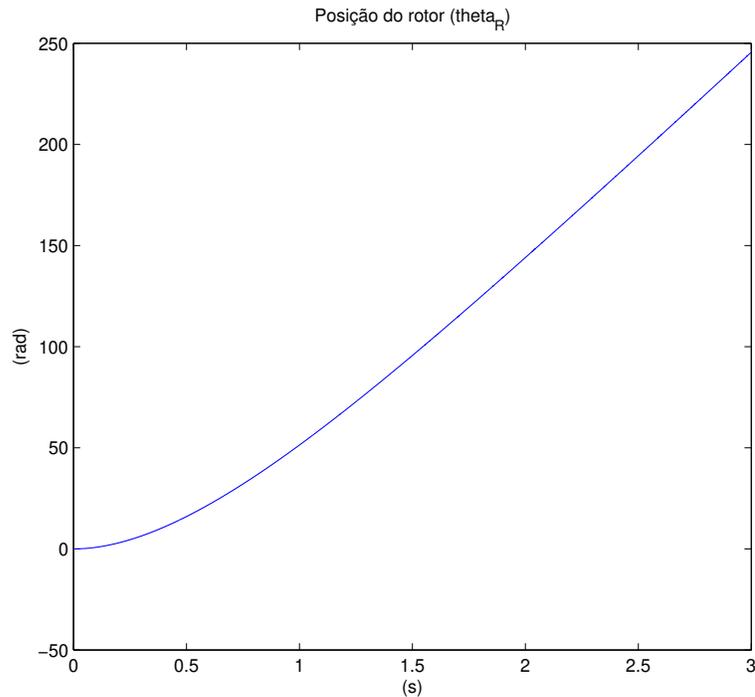


Figura 4.10: Curva de posição do rotor do motor BLDC.

4.1.5 Respostas de Potência Mecânica e Elétrica Instantânea da Máquina BLDC como Motor

A potência mecânica do motor e a instantânea se apresentam nas Figuras 4.12, 4.13.

As potências mostram como o sistema se encontra balanceado, já que a potência instantânea utilizada para movimentar a máquina é proporcional à potência mecânica gerada pelo motor.

4.2 Simulação do Modelo Trapezoidal da Máquina BLDC

Operando como Gerador

Este ensaio teve uma entrada de torque de 0 N.m entre $0\text{ s} - 1\text{ s}$ e de $-0,5\text{ N.m}$ entre $1\text{ s} - 3\text{ s}$, dentro de um tempo de simulação de $t = 3\text{ s}$, este torque com nomenclatura negativa será compreendido pelo modelo como um torque mecânico aplicado no eixo do motor, o qual é maior que o torque nominal do motor. Os parâmetros desta simulação foram:

- Tensão de alimentação $V_s = 12\text{ V}$;

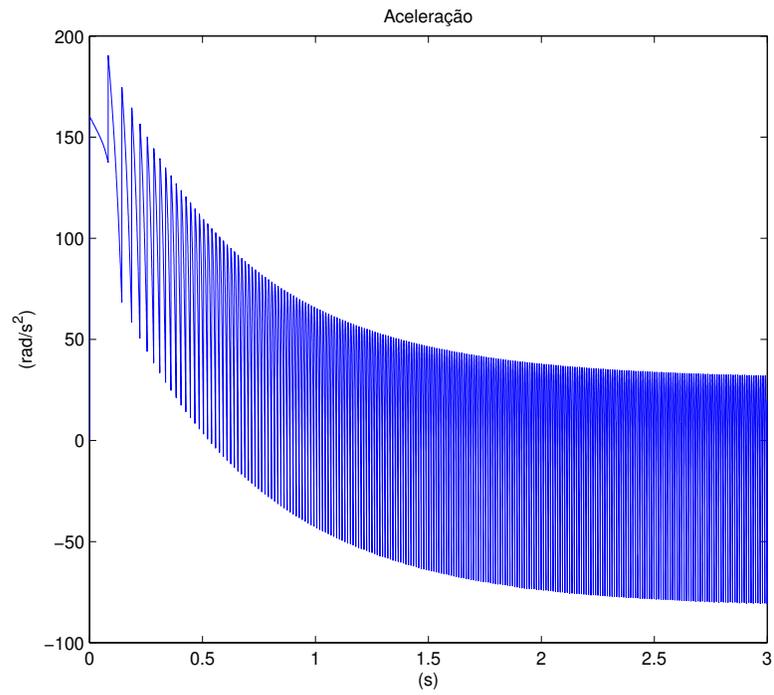


Figura 4.11: Curva de aceleração do motor BLDC.

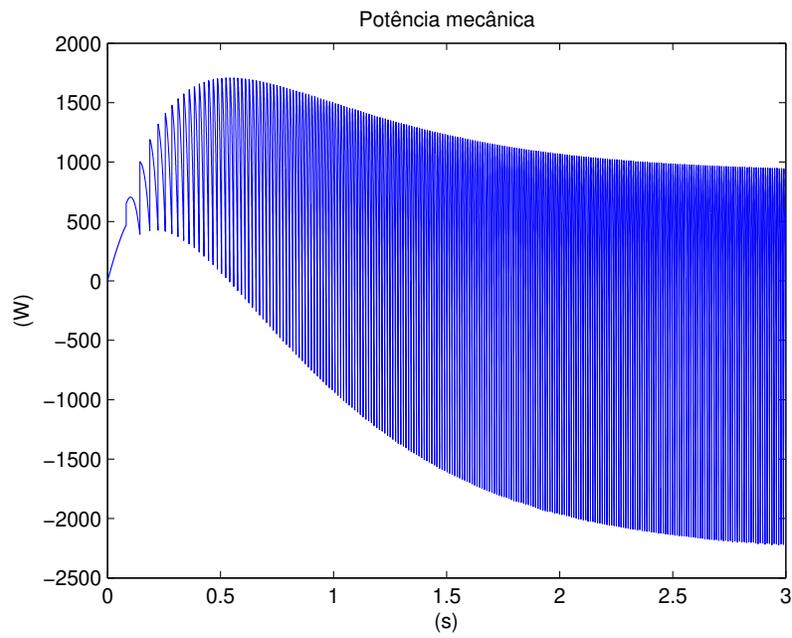


Figura 4.12: Curva de potência mecânica da máquina BLDC.

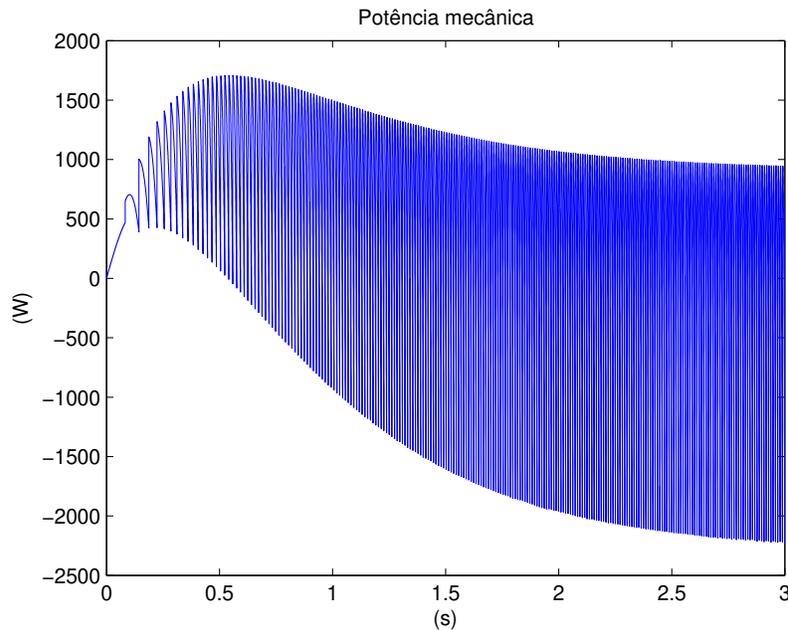


Figura 4.13: Curva de potência instantânea da máquina BLDC.

- Inércia de motor de $J_m = 9,34 \times 10^{-7} Kg.m^2$
- Viscosidade da carga $B_c = 17,4 \times 10^{-6} Pa.s$
- Torque de carga negativo $T_c = -0,5 N.m$

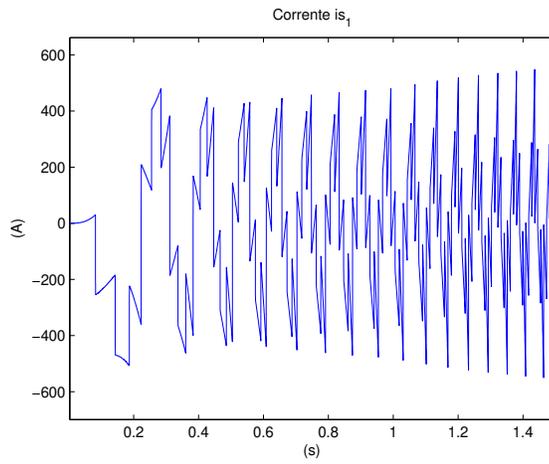
4.2.1 Curvas da Corrente e da Força Contra Eletromotriz da Máquina BLDC como Gerador

As Figuras 4.14(a), 4.14(b), 4.14(c), apresentam o comportamento obtido nas correntes de fase i_{S1} , i_{S2} , i_{S3} , pode-se observar como as correntes aumentam no instante em que o torque negativo é aplicado ao sistema.

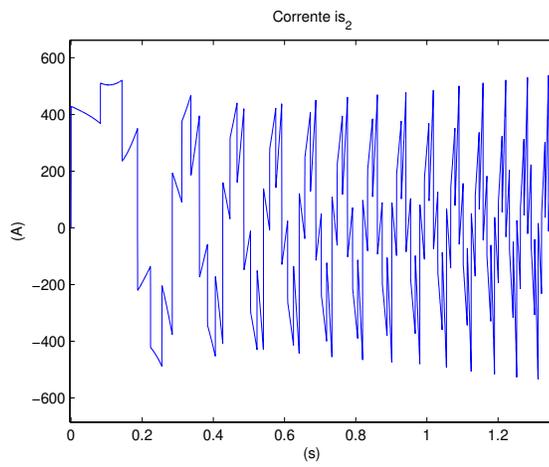
Por outro lado as forças contra eletromotrices do motor modelado são apresentadas nas figuras 4.15(a), 4.15(b), 4.15(c) como era esperado a onda das têm forma trapezoidal, igualmente permitem ver o desfase de 120° entre as três sinais. Pode-se observar como as FCEM aumentam no instante em que o torque negativo é aplicado ao sistema.

4.2.2 Respostas de Velocidade e Torque do Motor BLDC

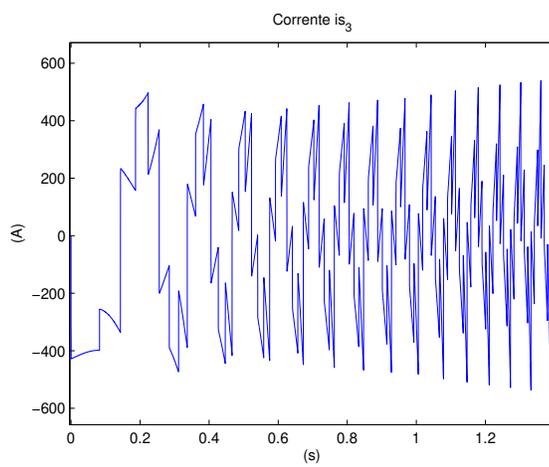
As velocidade e torques da máquina BLDC como gerador se apresentam nas figuras 4.16, 4.17



(a) i_{S1}

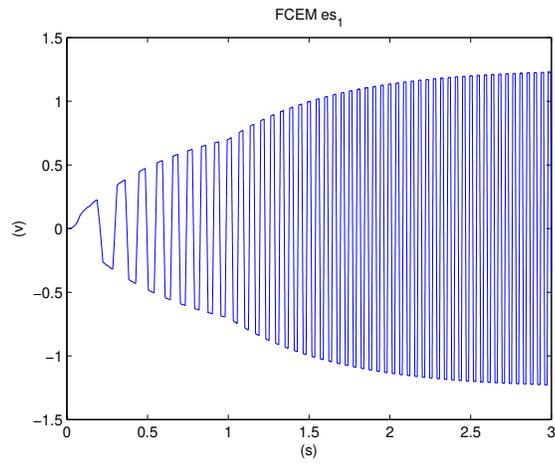


(b) i_{S2}

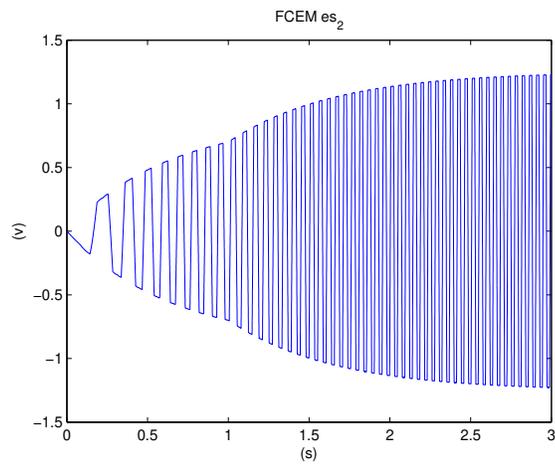


(c) i_{S3}

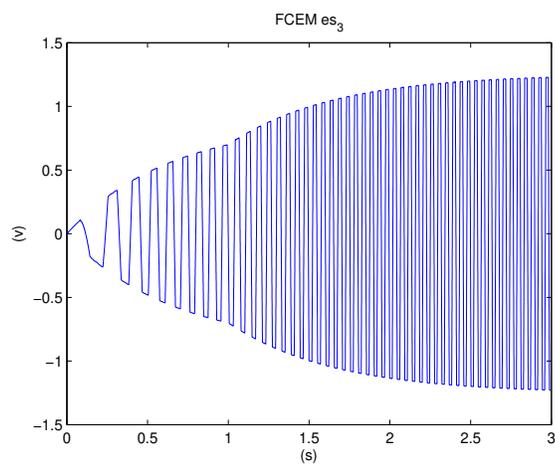
Figura 4.14: Curvas das correntes de entrada da máquina BLDC operando como gerador. Pôde-se apreciar que os sinais (a),(b) e (c) encontram-se defasados.



(a) e_{S1}



(b) e_{S1}



(c) e_{S1}

Figura 4.15: Curvas da FCEM $e_{S1,2,3}$ da máquina BLDC operando como gerador. Pode-se que (a), (b) e (c) são senais trapezoidais desfasados.

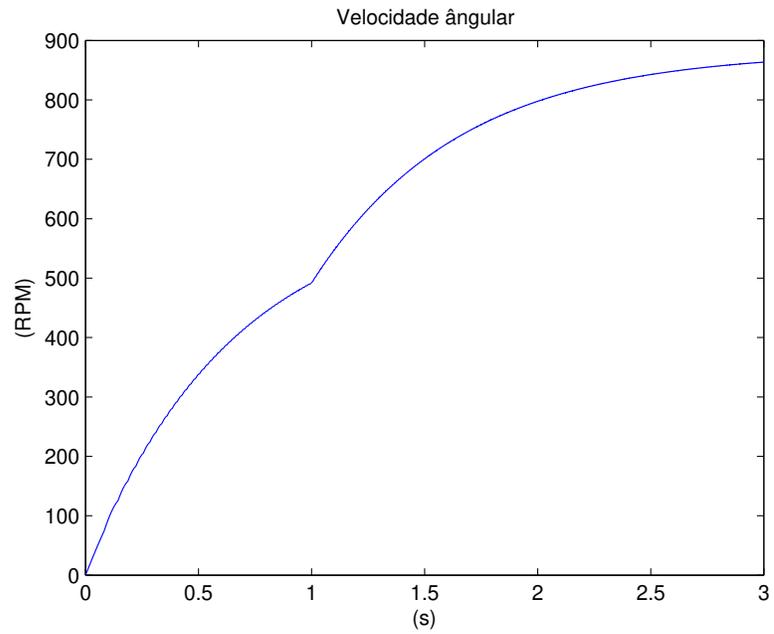


Figura 4.16: Curva de velocidade da máquina BLDC operando como gerador.

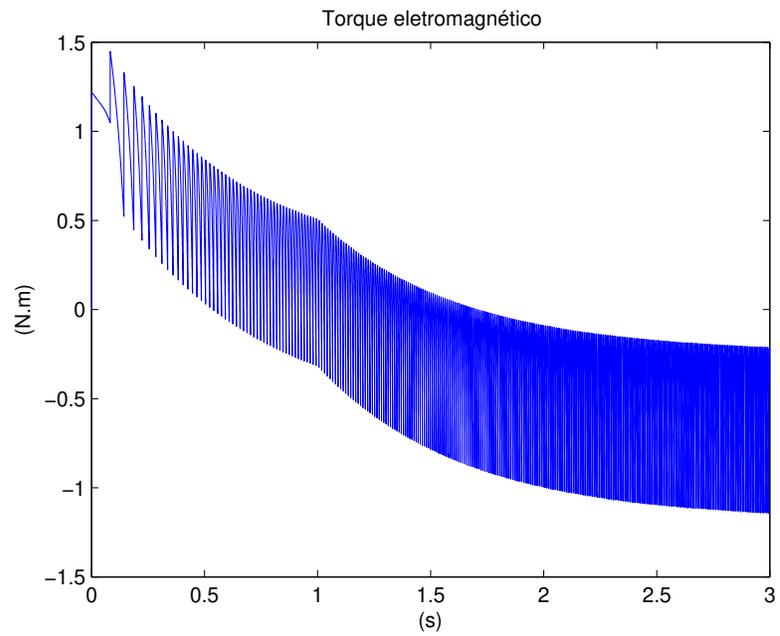


Figura 4.17: Curva de torque da máquina BLDC operando como gerador.

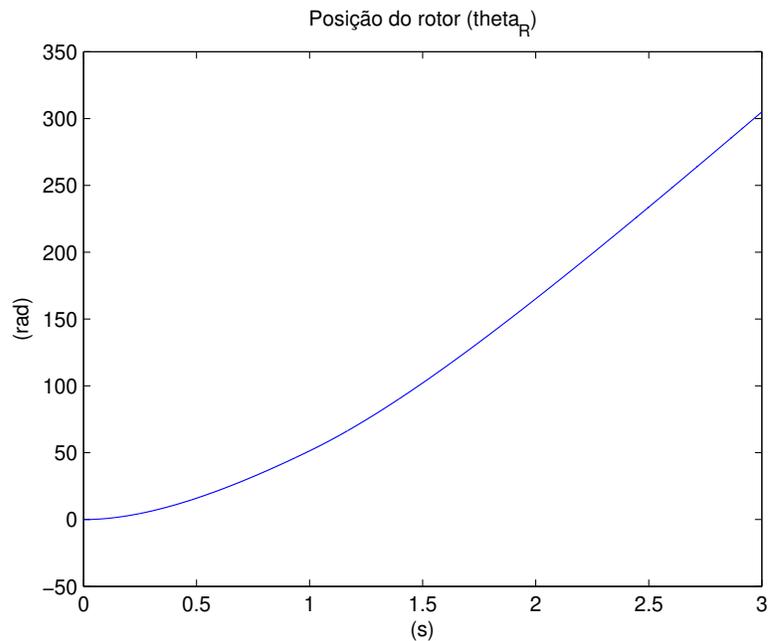


Figura 4.18: Curva de posição do rotor da máquina BLDC operando como gerador.

4.2.3 Respostas de Posição de rotor e Aceleração do Motor BLDC

As posição do rotor e a aceleração se apresentam nas figuras 4.18, 4.19.

4.2.4 Respostas de Potência Mecânica e Elétrica Instantânea da Máquina BLDC

A potência mecânica do motor e a instantânea se apresentam nas figuras 4.20, 4.21. As potências mostram como o sistema se encontra balanceado.

4.2.5 Análise dos resultados

Nos testes anteriores foi apresentado o modelo trapezoidal da máquina síncrona brushless, que foi analisado e implementado como uma biblioteca para fazer parte do Simulink, permitindo um melhor estudo do mesmo ao facilitar o acesso a cada uma das partes que o compõem. Ou seja, se pode ter acesso tanto às características mecânicas através das equações de torque, que relacionam a inércia e a aceleração, assim como às características elétricas, por meio das equações que relacionam a corrente, a tensão e a FCEM. Resultando em um modelo geral de motor / gerador.

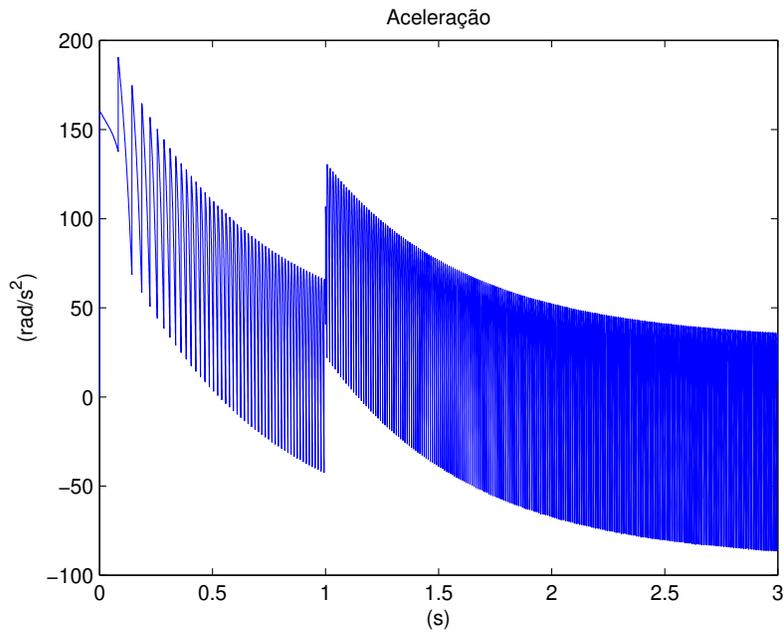


Figura 4.19: Curva de aceleração da máquina BLDC operando como gerador.

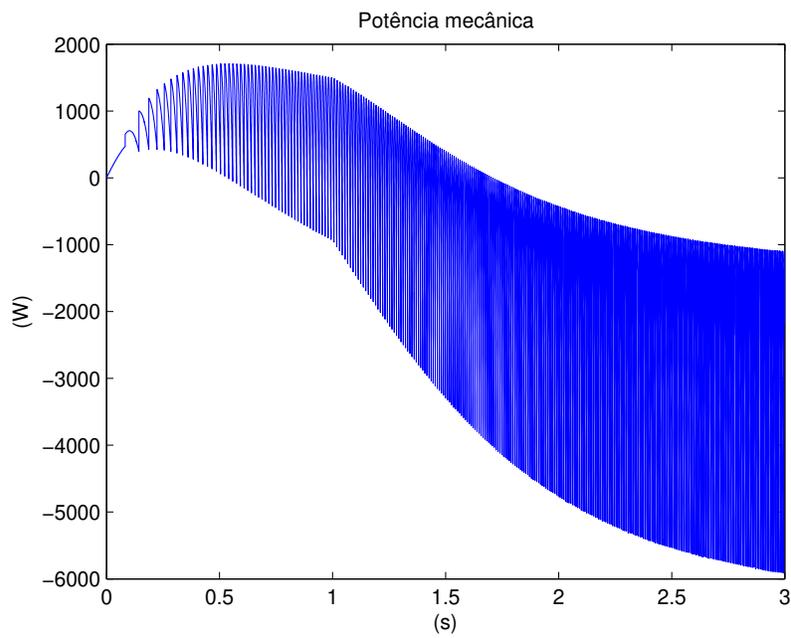


Figura 4.20: Curva de potência mecânica da máquina BLDC como gerador.

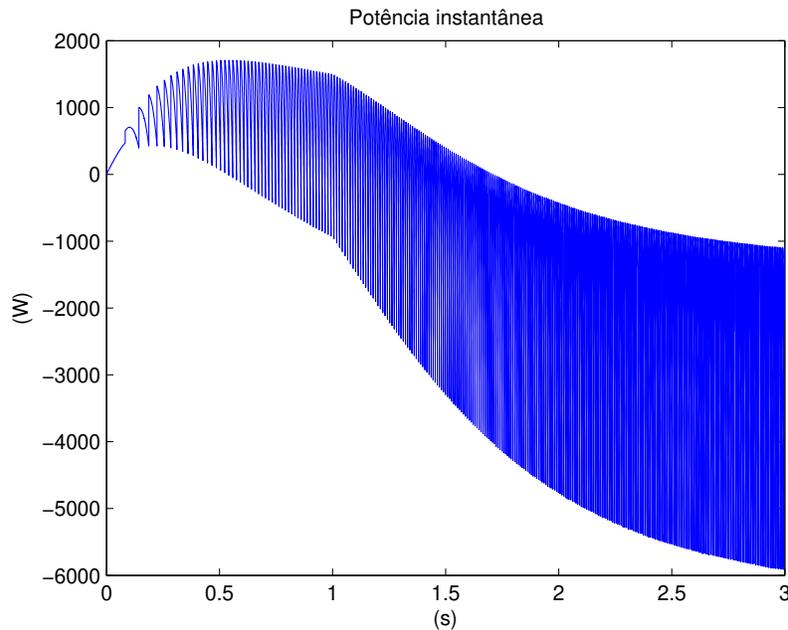


Figura 4.21: Curva de potência instantânea da máquina BLDC como gerador.

4.3 Ensaio do Modelo com FR

Neste experimento se envolverá a FR ao sistema eletromecânico modelado e se colocará o valor de ajuste da variação de velocidade Δ_V de 50% de uma entrada de velocidade de 1000 *RPM* até 0 *RPM*, com um tempo de simulação de 12s. O sistema eletromecânico como foi descrito na seção que decreve a bancada simulada (seção.3), terá uma inercia neste ensaio envolvida de $J_c = 0,0076kg.m^2$, a qual leva em conta a inercia da polia maior e do disco de carga que pesa 2kg. O 50% foi escolhido para explicar como funcionaria o sistema com na metade regenerando e a outra consumindo energia.

Neste teste para $\Delta_V = 500$ *RPM* se apresentam as figuras da energia cinética e regenerada, como se vê no gráfico da energia mecânica Fig. 4.22 a partir do tempo de 6s inicia a desaceleração até 8,754s, onde se encontra o valor da energia cinética que se pode recuperar com estes parâmetros de simulação.

Por um lado, o resultado da energia cinética recuperável durante a desaceleração (durante 6s) foi de 41,72Joules ou 6,95W.

E por outro lado, no gráfico da energia instantânea da Fig. 4.23, na faixa de tempo de recuperação (entre 6s–6,89s) apresenta a energia que foi recuperada com a FR durante a desaceleração, obtendo como resultado 31,047Joules ou 34,72W.

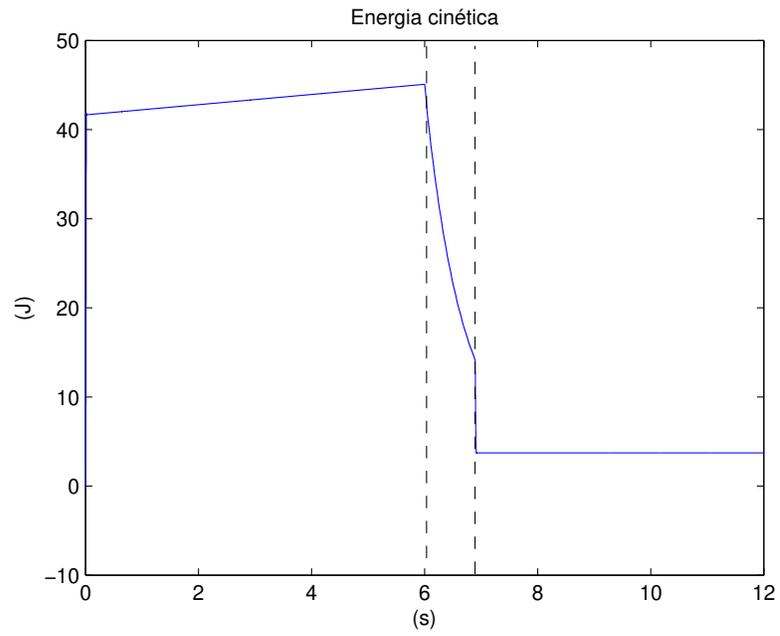


Figura 4.22: Curva da energia cinética com o $\Delta_V = 500 \text{ RPM}$.

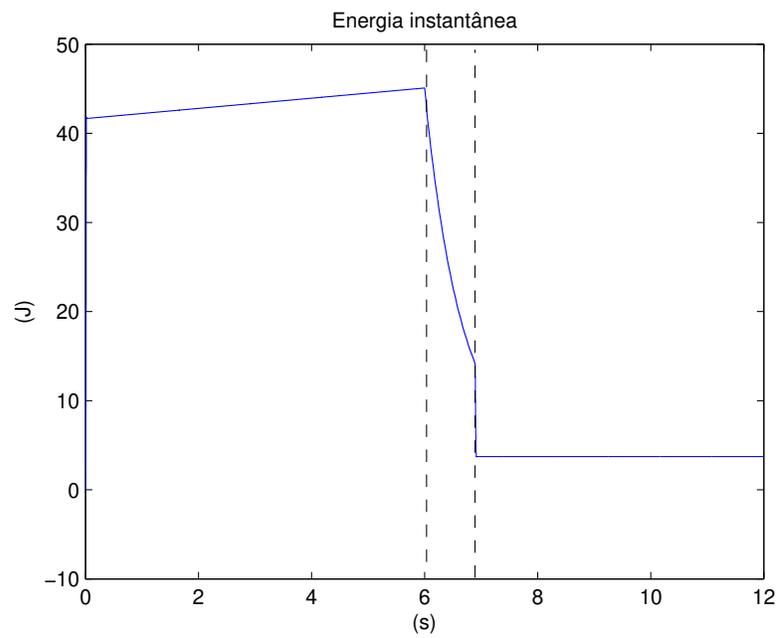


Figura 4.23: Curva da energia instantânea $\Delta_V = 500 \text{ RPM}$.

Tabela 4.1: Resultados da simulação para um Δ_V variável

Δ_V	E_c (J)	Intervalo de tempo de recuperação (s)	Energia recuperada (J)	Porcentagem de energia regenerada (%)
50 RPM	41,72	6-9,903	41,44	99,30
100 RPM	41,85	6-9,001	41,17	98,37
300 RPM	42,31	6-7,561	37,71	89,12
500 RPM	42,57	6-6,894	31,047	72,93
700 RPM	43,66	6-6,46	21,14	48,41

4.3.1 Sistema com Diferentes Valores de Δ_V

Para a mesma entrada desde 1000 *RPM* até 0 *RPM*, com um tempo de simulação de 12s, diferentes valores da variável de ajuste Δ_V . Serão exibidos os resultados da energia na tabela 4.1, nesta pode se ver que o intervalo de tempo de recuperação muda de acordo com o valor de Δ_V , já que é este dado o encarregado de ajustar por quanto tempo e até que momento será possível recuperar energia na desaceleração. A faixa de tempo em que é possível regenerar energia é quando a fonte esta desligada, como se explicará no ensaio da seção 4.4.

Para comparar a diferença entre ter a variável de ajuste quando é o 10% da sinal de entrada e o 100%, o gráfico Fig. 4.24 mostra a velocidade do motor com respeito à velocidade de referência e a Fig. 4.25 mostra a energia instantânea para o primeiro caso. De igual forma a Fig. 4.26 mostra a comparação das velocidade do sistema e o gráfico 4.27 mostra a energia instantânea quando o Δ_V é o 100% da sinal de entrada, o que quer dizer que o controlador e a fonte estão funcionando sempre, tanto no ciclo de aceleração quanto na desaceleração. Isto com o propósito de comparar a quantidade de energia que está sendo consumida pelo sistema com respeito a quanta está sendo recuperada quando o valor de Δ_V é pequeno.

4.3.2 Análises dos resultados

Dos resultados da energia quando Δ_V é do 50% pode se ver que somente o 72,93% da energia cinética consegue ser transformada em elétrica, devido as perdas mecânicas por atrito e a eficiência do motor.

Quando se varia os valores do Δ_V , no caso quando é o 5% de 1000 *RPM*, a quantidade de energia regenerada é maior com respeito a quando é o 50% ou 70% da mesma sinal de entrada (tabela 4.1). Isto é por causa da variação do Δ_V , na medida que é menor é possível ter mais

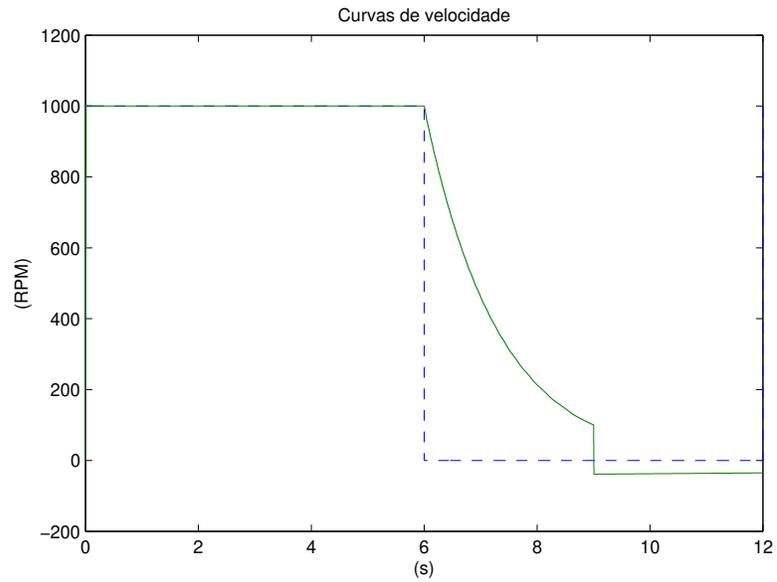


Figura 4.24: Curva de velocidade do sistema, velocidade do motor (linha descontinua) e de referência (linha contínua) para um $\Delta_V = 100 \text{ RPM}$.

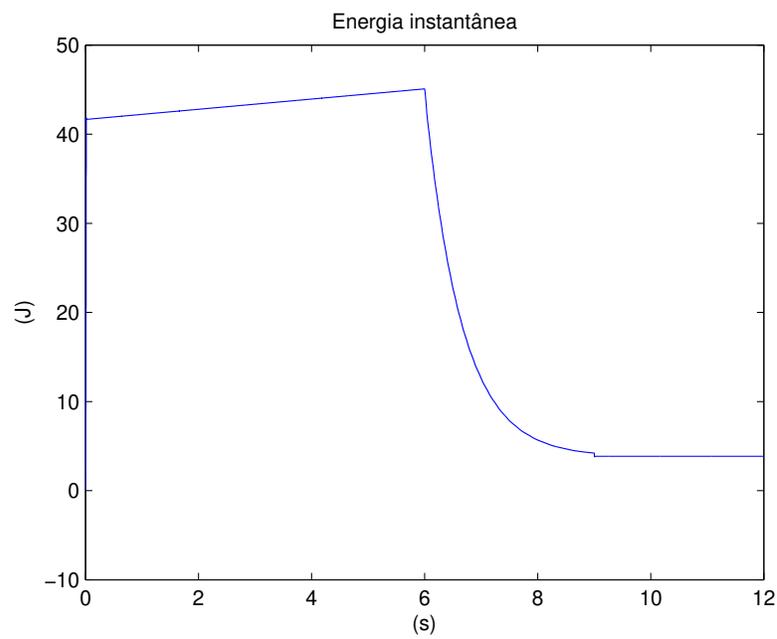


Figura 4.25: Curva da energia instantânea com o $\Delta_V = 100 \text{ RPM}$.

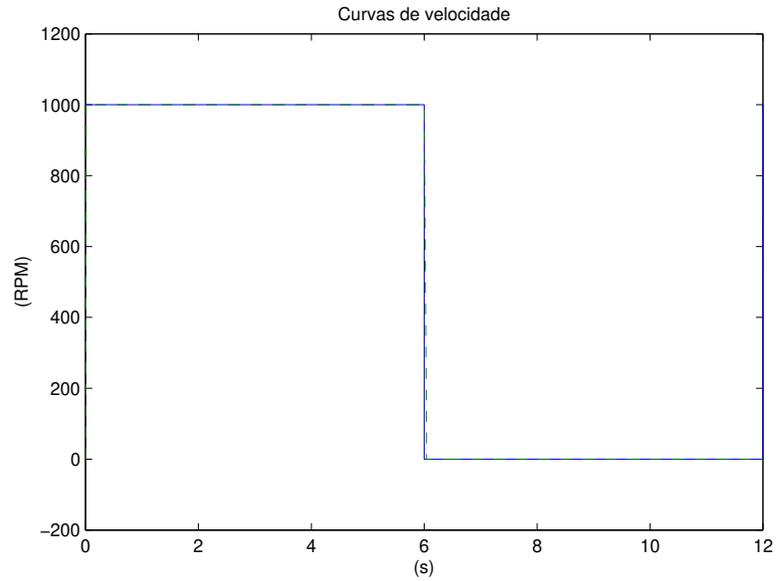


Figura 4.26: Curva de velocidade do sistema, velocidade do motor (linha descontinua) e de referência (linha contínua) para um $\Delta_V = 1000 \text{ RPM}$.

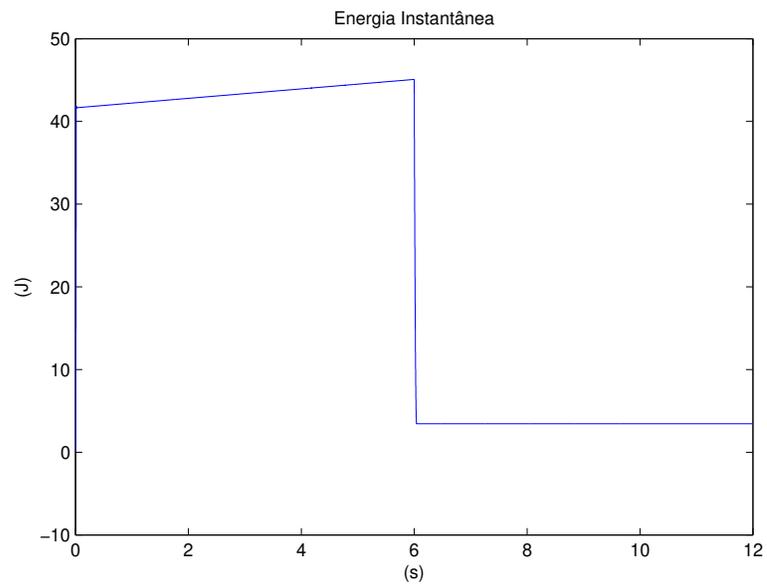


Figura 4.27: Curva da energia instantânea com o $\Delta_V = 1000 \text{ RPM}$.

tempo para recorrer a energia, antes que a fonte e o controle do sistema seja ativado para atingir a velocidade desejada.

Do experimento quando o valor de ajuste é do 100% ou $\Delta_V = 1000 \text{ RPM}$ (ver Fig. 4.27), foi quantificada a energia que consumida é da ordem de $109,97J$, durante todo o ciclo de funcionamento em aceleração, velocidade constante e quando a fonte está ligada, por esta razão se deve achar um valor de ajuste de velocidade ótimo, com o propósito de garantir uma boa quantidade de energia recuperada durante a desaceleração.

Enquanto existe FR usando um Δ_V baixo, do 30%, pode-se recuperar $37,71J$ ou $24,15W$ em somente $1,56s$, e a energia consumida é de $70,61J$, avaliado em todo o tempo de simulação, onde permanece ligado o sistema à fonte principal, o sistema acelera e permanece em velocidade constante. Isto significa que quando se utiliza o algoritmo para FR e o Δ_V do 30% a energia consumida do sistema se reduz em um 35,79%, compara com o valor quando se tem um Δ_V do 100% que não permite regenerar energia. E na medida em que o Δ_V seja reduzido esta porcentagem aumentaria. Assim, para valores menores de Δ_V como 10% e 5%, a energia consumida do sistema ser reduz para $66,89J$ e $66,43J$ respectivamente.

Além do mais pode-se ver das figuras de velocidade e energia instantânea que quanto menor é o Δ_V , existe maior área baixo a curva, o que quer dizer que maior quantidade de energia vai ser recuperada, a diferença das curvas quando o Δ_V é maior ou próximo do 100%.

No entanto também pode-se perceber que o controle não é tão rápido ao atingir as referências de velocidade durante a desaceleração, ou seja que o controlador não está otimizado para este processo, quando o valor de ajuste é pequeno.

4.4 Ensaio do Algoritmo para Ativar a FR e Gerenciar o Sistema Motor-Inércia

O propósito desde ensaio será explicar o funcionamento do algoritmo de gerenciamento e ativação da FR, implementado como se vê na Fig. 4.1. Para isto se colocou uma sequencia de entrada de velocidade da seguinte forma $[2100 \ 300 \ 700 \ 100]RPM$ Fig. (4.28), este percurso é o que devera seguir o sistema, onde a cada $6segundos$ irá mudando de uma velocidade para outra. E o tempo de simulação dado foi de $24segundos$, o valor de Δ_V será o 25% de cada uma destas velocidades conforme estas vão mudando como se expõe na Fig. 4.30, calculadas a partir do bloque que se vê no gráfico Fig. 4.29.

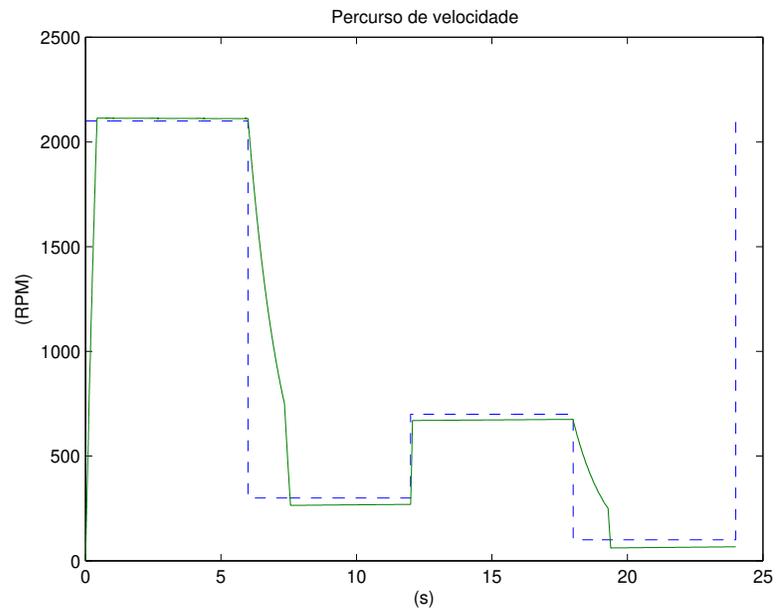


Figura 4.28: Sequencia de entrada de velocidade de referência (linha descontinua) e velocidade do motor (linha contínua).

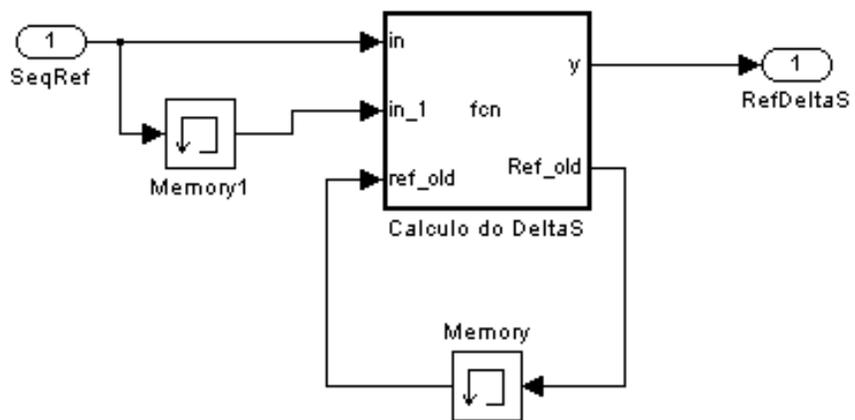


Figura 4.29: Diagrama de blocos para ajustar el ΔV dinamicamente.

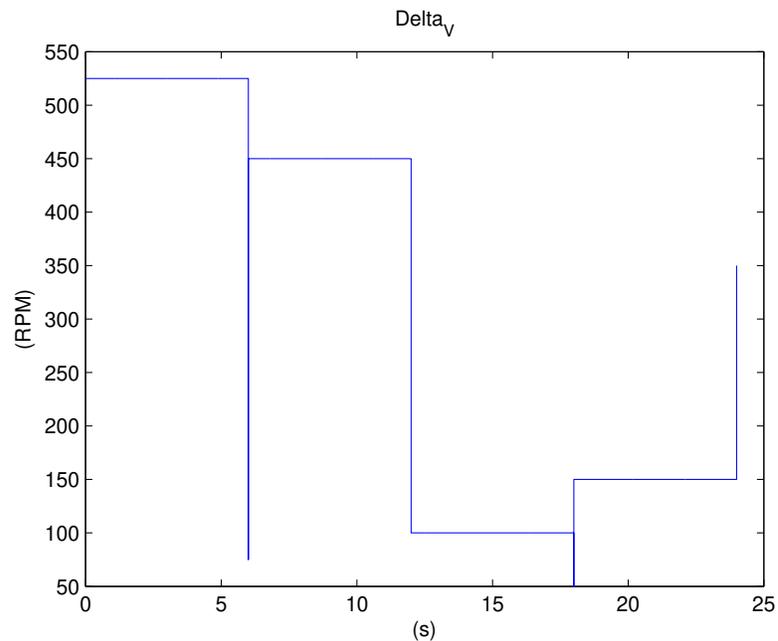


Figura 4.30: Valores do parâmetro Δ_V durante o percurso.

Tabela 4.2: Resultados da energia recuperada nos intervalos de desaceleração do percurso

Intervalo de velocidade de referência (RPM)	Δ_V	E_c (J)	Intervalo de tempo de recuperação (s)	Energia recuperada (J)	Porcentagem de energia regenerada (%)
2100-300	525 RPM	183,836	6-7,344	162,268	88,26
700-100	175 RPM	18,991	18-19,29	16,056	99,99

4.4.1 O Sistema em Desaceleração

O gráfico 4.31 representa o estado da fonte durante todo o percurso, pode se perceber nos eventos onde o sistema desacelera que a fonte fica desligada por alguns instantes de tempo, nos quais se recuperar a energia cinética. Os resultados da energia nos intervalos de desaceleração serão apresentados na tabela 4.2. No instante que inicia a desaceleração a máquina elétrica vira gerador e aparece também um torque e uma potência elétrica instantânea negativas como se vê nas figuras: Fig. 4.32 e Fig. 4.33, onde muda o sentido das correntes.

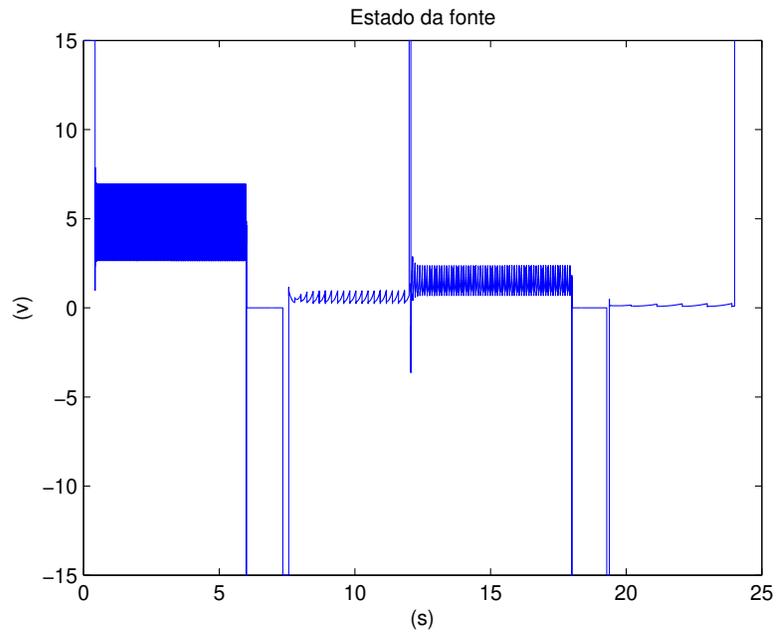


Figura 4.31: Estado da fonte de alimentação do sistema durante o percurso.

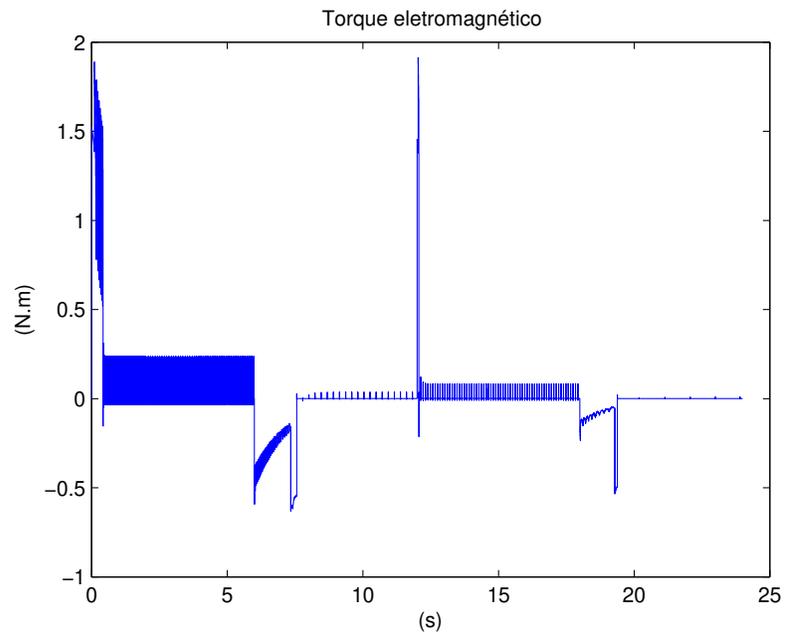


Figura 4.32: Gráfico do torque do motor.

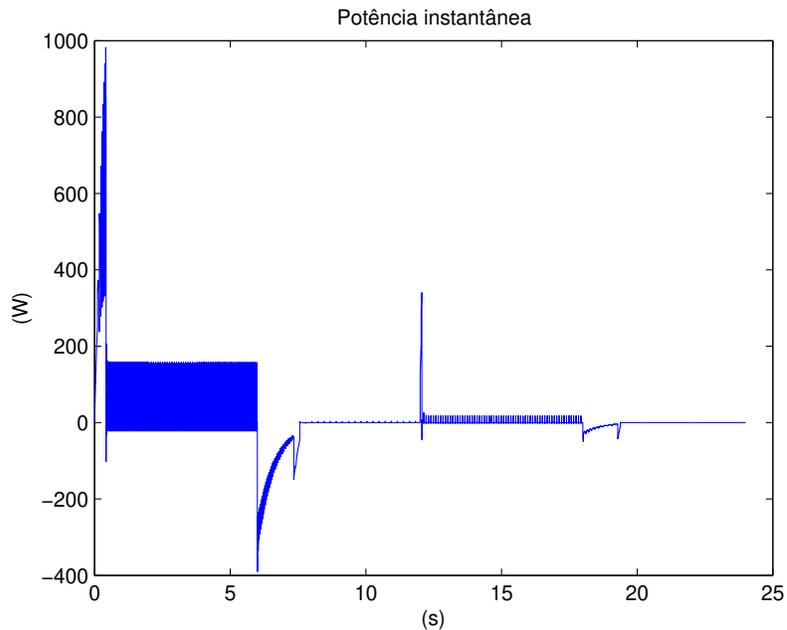


Figura 4.33: Gráfico da potência instantânea do motor.

Tabela 4.3: Resultados da energia consumida nos intervalos de aceleração e velocidade constante do percurso

Intervalo de velocidade de referência (RPM)	Intervalo de tempo de consumo (s)	Energia consumida (J)
0-2100	0-6	217,65
300-700	7,344-12	41,88
100	19,29-24	2,43

4.4.2 O Sistema em Aceleração

De igual forma durante a aceleração, a partir do gráfico do percurso 4.28, pode se observar o comportamento do sistema quando está ligado ao controlador. Será avaliado o erro quadrático médio na seção 4.5.1.

Também foi quantificada a energia consumida pelo sistema durante cada aceleração e velocidade constante, onde tanto a fonte e o controlador se encontram ativos e os resultados serão apresentados na tabela 4.3.

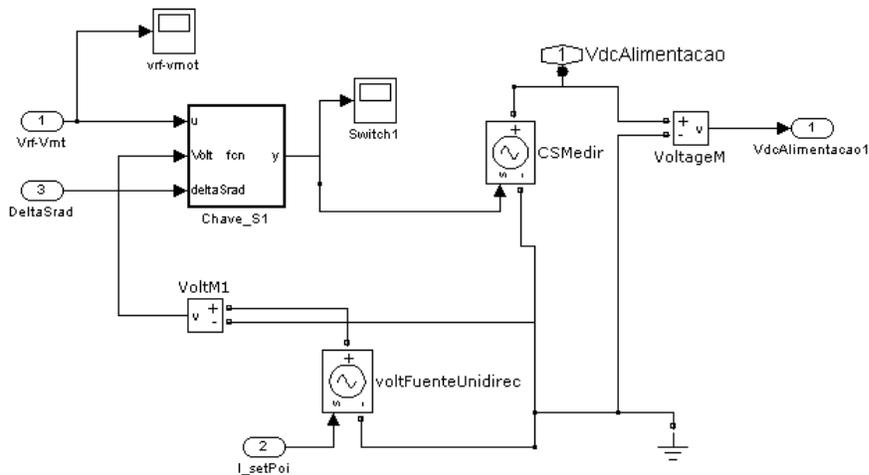


Figura 4.34: Chave S1, para mudar o estado da fonte unidirecional principal.

4.4.3 Comportamento das Chaves de Comutação para o Gerenciamento da Energia

No instante em que o sistema inicia operações, o valor de Δ_V é ajustado, e com este também se determina se o estado do sistema se encontra ou em aceleração ou desaceleração, comparando-o com as velocidades do sistema. Ou seja que a partir do monitoramento de velocidade e do valor de Δ_V , as chaves que habilitam o fluxo de tensão desde a fonte principal ao sistema (S_1 , ver Fig. 4.34) e habilitam o gerenciamento da energia durante a FR (S_2 , ver Fig. 4.36), são chaveadas.

A resposta da chave S_1 , está apresentada na Fig;4.35, os valores que permitem passar correspondem à tensão da fonte que alimenta o sistema entre os intervalos de aceleração, onde se apresentam os picos mais altos de tensão. Assim como alimenta o sistema durante velocidade constante, e por enquanto se ache em desaceleração a chave se encontra aberta por tanto não aparece tensão.

A resposta da chave S_2 , está apresentada na Fig. 4.37, ela funciona durante as desacelerações do sistema. Pode-se ver que a chave permite o fluxo de corrente para carregar a bateria, por esta razão tem unidades de ampéres (A), no entanto esta corrente já vem controlada para evitar danos na bateria por sobre picos.

4.4.4 Comportamento da Correntes de Fase e a Bateria

Os gráficos das correntes i_{S1} i_{S2} i_{S3} que foram quantificados para o percurso deste ensaio, estão apresentados nas Figuras 4.38, 4.39, 4.40. Onde se observa que nos instantes onde inicia a desaceleração aparecem uns picos de corrente com formato diferente da sinal quando se acelera e esta em veloci-

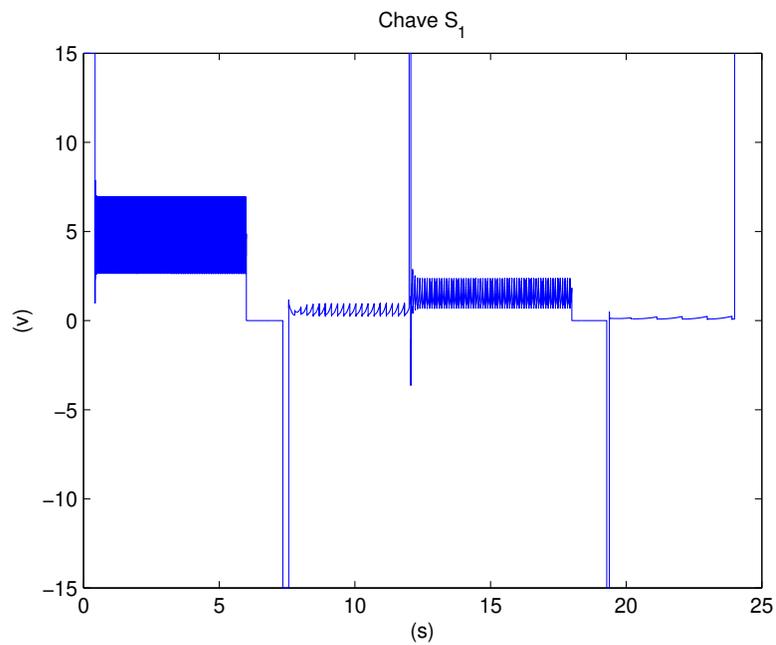


Figura 4.35: Resposta da chave S_1 durante o percurso.

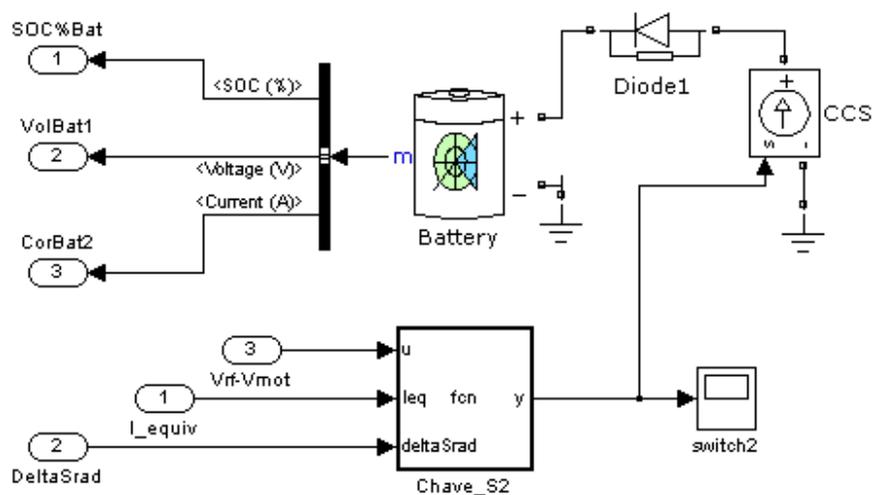


Figura 4.36: Esquema da Chave S2, para redirecionar a corrente que vai carregar a bateria.

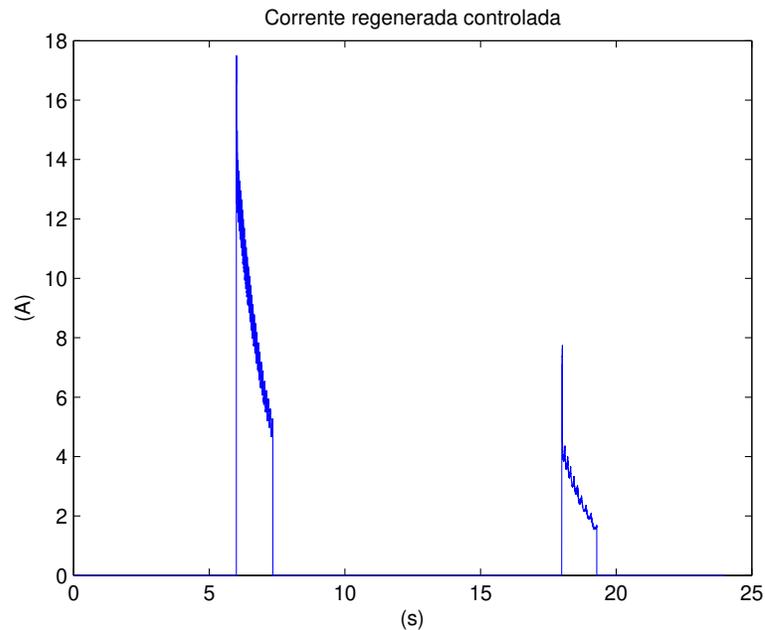


Figura 4.37: Resposta da chave S_2 durante o percurso.

dade constante.

Devido a que se tem um sistema trifásico, a partir das correntes de fase, se pode obter uma corrente equivalente. E a partir desta corrente durante a desaceleração pode se ver que aparece a corrente regenerada nos intervalos de tempo onde acontece a FR, como se observa na Fig. 4.41, esta corrente ainda não esta controlada, por tanto apresenta uns picos de corrente da ordem dos $50A$, esta corrente foi controlada para carregar a bateria com máximo $14Ah$ como se viu na Fig. 4.37 da chave S_2 que expõe esta corrente controlada.

De igual forma cada vez que a chave S_2 é ativa o estado de carga da bateria aumenta, o que indica que o sistema está retornando a energia y está sendo armazenada na bateria de $LiMn_2O_4$, onde seu parâmetros estão descritos na seção 3.4.

Como se observa na Fig. 4.42 o SOC da bateria aumenta no tempo de $6s$ e sua carga dura $1,34s$ e em $18s$ com uma duração de $1,29s$. Depois de cada aumento o valor do estado de carga se mantém constante até acontecer uma nova desaceleração e a corrente retorne para carrega-a.

4.4.5 Análises dos resultados

Com o algoritmo implementado, conseguiu-se comandar desde a partida e estabilização do sistema até a desaceleração e sobre todo a ativação da FR e o gerenciamento da energia. Para isto foram monitoradas as variáveis de tensão e velocidade do sistema, com ajuda destas, as duas chaves que

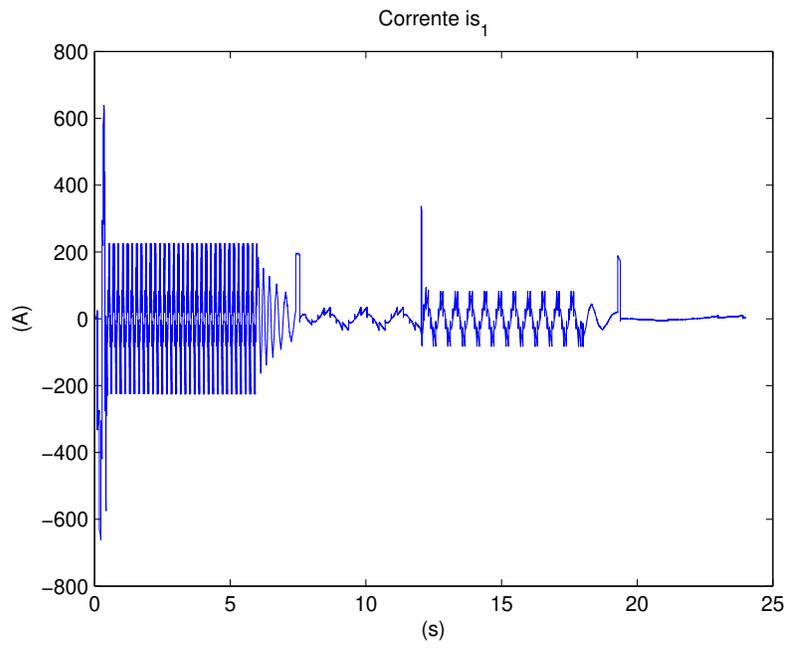


Figura 4.38: Corrente i_{S1} .

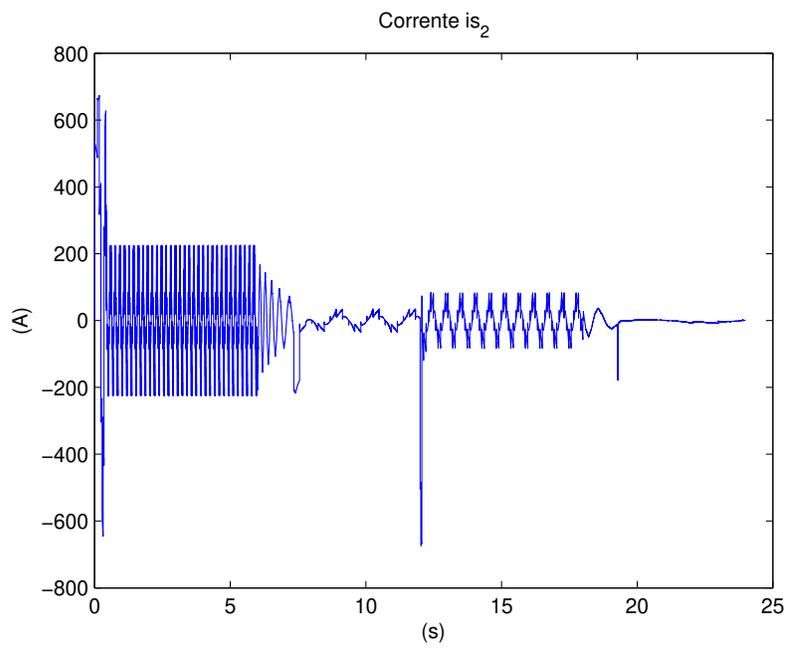


Figura 4.39: Corrente i_{S2} .

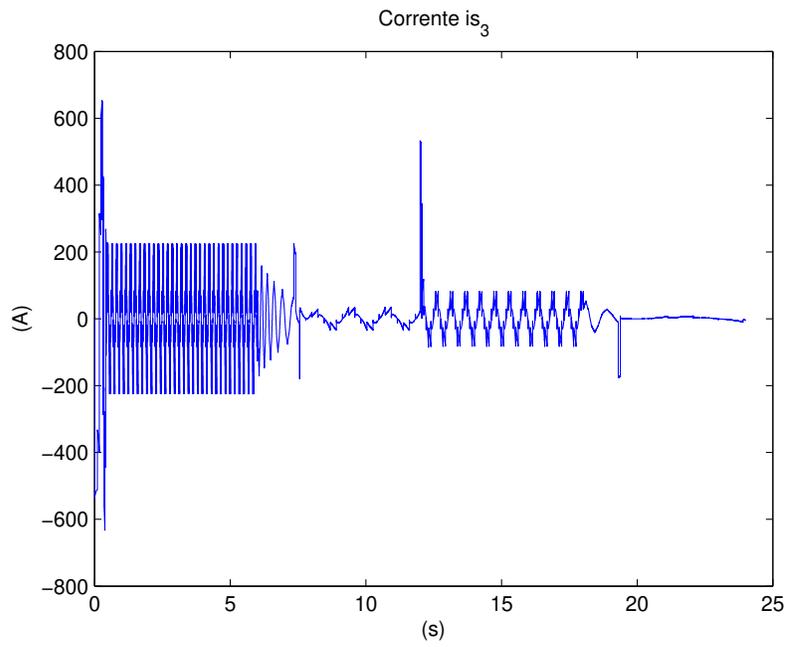


Figura 4.40: Corrente i_{S3} .

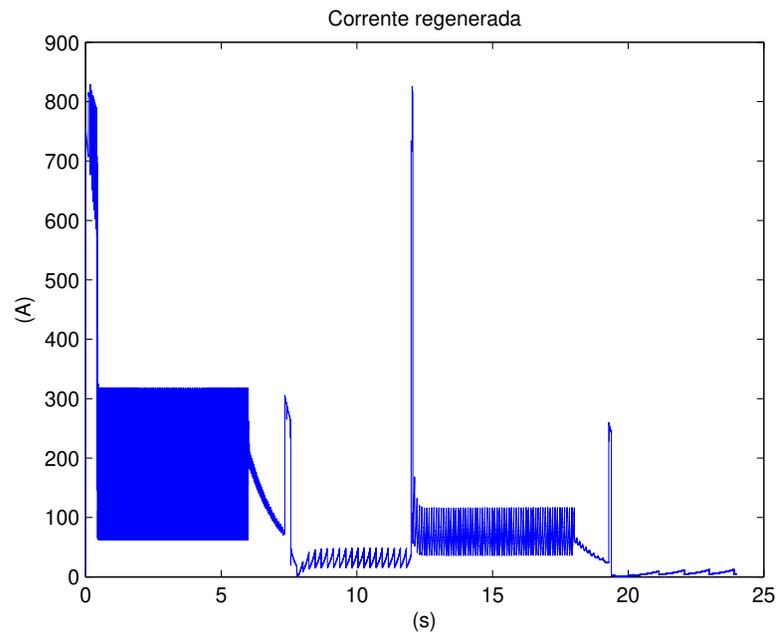


Figura 4.41: Corrente regenerada durante a desaceleração.

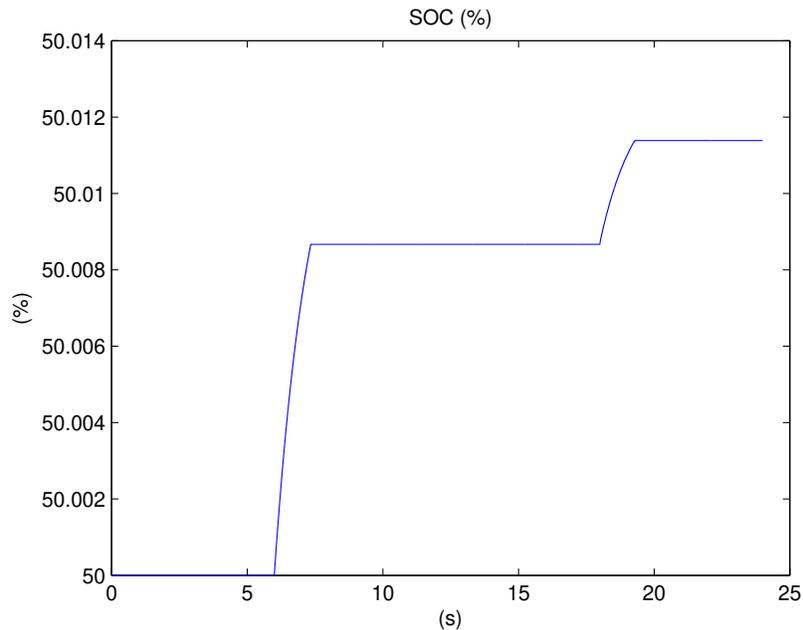


Figura 4.42: Estado de carga da bateria.

permitem o fluxo da energia foram comandadas. Obtendo como resultado que a fonte forneça a tensão e correntes necessárias para movimentar a carga inercial através do inversor durante a aceleração.

De igual maneira se obteve como resultado que durante a desaceleração, as chaves trocavam de estado permitindo que a fonte unidirecional ficará isolada da linha de tensão que alimenta o inversor, ao mudar de estado no instante em que a FR está em funcionamento permitiu que a corrente retorne quando a máquina elétrica operava como gerador e esta energia foi conduzida para carregar a bateria.

Durante cada desaceleração presente no sistema foi avaliada a quantidade de energia recuperada, obtendo-se um total de $178,32 \text{ Joules}$ em um total de tempo de $2,63 \text{ s}$.

Durante cada aceleração presente no sistema foi avaliada a quantidade de energia consumida, obtendo-se um total de $261,96 \text{ Joules}$ em um total de tempo de $21,36 \text{ s}$.

Com o algoritmo desenvolvido, obteve-se que quando se ativa a FR, o sistema consegue regenerar entre 80% e 99% da energia cinética armazenada da inércia total e redirecioná-la para um sistema de armazenamento de energia, no caso em que se utiliza um Δv de 25% da sinal de referência.

O sistema realimentado com o controlador PI, assegura que a velocidade atinge à velocidade de referência. Já que com o PI, é diminuído o erro em estado estacionário, é aumentado o tempo

Tabela 4.4: Resultados do erro quadrático médio

$\Delta_V(\%)$	Erro quadrático médio (%)
5	12,97
10	12,95
25	12,71
35	12,35

de resposta, mas este melhora a estabilidade.

4.5 Erro Quadrático Médio, Estacionário e Tempo de Decaimento do Sistema do Sistema

O propósito de este ensaio é validar o comportamento do sistema avaliando o erro quadrático meio, o estacionário e o tempo de decaimento deste.

4.5.1 Erro Quadrático Médio

Para obter o erro quadrático médio do sistema, será usado o percurso [2100 300 700 100] *RPM* da Fig. 4.28, avaliado para diferentes valores de Δ_V , 10%, 25%, 35%. O calculo do erro está baseado na Eq.3.10. Para uma melhor compreensão dos dados os valores da velocidade de referência e do motor foram normalizados.

O dado do erro quadrático médio está calculado para saber o seguimento que tem o sistema com respeito à referência, onde o valor máximo é de 2100 *RPM*. Significa que o erro resultante será avaliado com respeito a o valor pico da sinal de referência. Os diferentes resultados obtidos se apresentam na tabela 4.4. Estes podem ser melhorados ajustando o valor de Δ_V e usando um tipo de controlador que possua memória do sistema.

Como pode se apreciar no gráfico Fig. 4.28, o sistema durante a desaceleração fica desligado do seu controlador, somente no instante em que o sistema alcança o Δ_V o controlador PI é ligado novamente no gráfico pode ser ver que a referência não é atingida rapidamente, provavelmente porque é necessário utilizar outro controlador capaz de predizer o seguinte estado do sistema ou que seja mais robusto. No entanto para testar o algoritmo proposto este controlador é suficiente, já que o controle não é o foco deste trabalho.

Tabela 4.5: Resultados do tempo de decaimento

Δ_V (%)	Tempo de decaimento (s)
5	2,86
25	1,68
35	1,25
50	0,81

4.5.2 Tempo de Decaimento do Sistema

Para achar o tempo de decaimento do sistema, neste caso como o que se quer avaliar é o tempo do controlador em frenagem, se usará uma entrada de velocidade de 2500 *RPM* até 0 *RPM* mudando a cada 12s, em um tempo de simulação de 24s. Para este ensaio se colocaram 3 valores de Δ_V do 25%, 35% e 50% da sinal de entrada. Os resultados se expõem na tabela 4.5

4.5.3 Análises dos Resultados

O erro quadrático médio apresentou valores de 12,97%, 12,95%, 12,71% e 12,35% de erro sobre a sinal de saída com respeito ao sinal de entrada. Isto mostra que durante a maior parte do percurso, o sistema fica muito perto dos valores de referência em cada instante de tempo. Mas também depende do valor de ajuste, entre menor ele é, maior é o erro quadrático médio.

O tempo de decaimento do sistema tem um comportamento que varia segundo o Δ_V , já que na medida que este é menor o tempo de decaimento aumenta. Apresentando um comportamento inversamente proporcional. O que causa que o controle durante frenagem, quando se tem um Δ_V cada vez menor ao sinal de entrada tenha um tempo maior para atingir a referência de desaceleração desejada. Por isto sempre que se use técnicas como FR, comumente o sistema de frenagem terá que estar acompanhado por um freio mecânico para ajustar mais rapidamente a frenagem do veículo.

5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Por meio da frenagem regenerativa é possível conseguir melhores rendimentos nos recursos energéticos em veículos. Mesmo quando na literatura as problemáticas da FR tem sido estudadas de forma isolada, também é importante ter uma visão completa do funcionamento do sistema que possua FR. Com base nisso, neste trabalho foi apresentado um modelo holístico de um sistema com FR. O qual foi implementado no software Matlab, utilizando as bibliotecas de Simulink para modelar as partes de alimentação e da eletrônicas de potência, assim como através de equações diferenças foi implementado o modelo eletrônico e mecânico de um motor BLDC, além de seu controle. Do mesmo modo foram executados os algoritmos para o acionamento eletro-mecânico e para o gerenciamento do fluxo de energia.

Do modelo do sistema com FR simulado, pode-se concluir tanto do comportamento do conjunto quanto de suas partes:

- A partir do modelo trapezoidal do motor, consegue-se formalizar de forma simples o motor brushless de imã permanente síncrono, sem necessidade de usar transformações fasoriais, levando em conta que o motor será excitado com ondas quadradas desfasadas 120° . Com este modelo se representa o subsistema elétrico e o subsistema mecânico do motor, isto facilitou a acessibilidade das variáveis como correntes de fase, forças contra eletromotrizes, assim como torque e velocidade.
- Ao manter acesso as variáveis eletro-mecânicas do motor, foi estabelecida a lógica de acionamento do motor, onde como se apresentou na descrição detalhada do motor com acionamento trapezoidal, foi observado que o pesquisador deve ter conhecimento da posição inicial do motor para o acionamento inicial, assim como para estabelecer a sequência lógica de ativação dos transistores do inversor. Já que como se apresentou a primeira fase do estator de este modelo se encontra localizada a 90° do eixo magnético, portanto o chaveamento teve que ser iniciado conhecendo este parâmetro. Isto indica que o motor BLDC, precisa de um monitoramento constante da posição do rotor.
- A velocidade do motor foi controlada através do monitoramento da variável de velocidade do rotor. Para diferentes valores de Δ_V tais como: 5%, 10%, 25%, 35%. O sistema apresenta um erro quadrático médio de aproximadamente 12,97%, 12,95%, 12,71% e 12,35%, respectivamente e para uma entrada de $2100RPM$. Estes resultados indicam como o valor de ajuste Δ_V influencia no controle de tal forma que quando este valor é cada vez menor o erro quadrático médio aumenta.

Igualmente foi calculado o tempo de decaimento para o percurso de $[2000 - 0]$ RPM, para avaliar o controle durante a frenagem, obtendo com resultado para caso em que o Δ_V é 5%, 25%, 35% e 50% um tempo de 2,86s, 1,68s, 1,25s e 0,81s, respectivamente. Da mesma forma o sistema de controle é afetado pelo valor de Δ_V , na medida que este diminui, portanto o tempo em que o sistema vai de 90% ao 10% de sinal aumenta. Ou seja, durante a frenagem o controle não é tão rápido para atingir as referências de velocidade durante a desaceleração.

- Para uma aplicação de frenagem regenerativa, é conveniente um motor que apresente alto torque, bom comportamento dinâmico e baixas perdas, utilizar um motor Brushless é adequado, já que por usar ímãs permanentes em lugar de enrolamentos de campo, este apresenta: um campo de excitação que não absorve energia, então o sistema não apresenta perdas por excitação, assim como alto produto energético, dando como resultado maior eficiência na densidade de energia.

O design mecânico, que não possui enrolamentos de campo, permite que o motor tenha um tamanho menor de volume de rotor. Uma vez que não existe enrolamento neste, também não é necessária a corrente para alimentá-los. A característica anterior e que seja de menor tamanho, aumentam a performance da máquina, aumentando o rendimento e fornecendo uma alta taxa de torque/volume assim com torque-inércia o qual disponibiliza o motor para ser utilizado em diversas aplicações que possam requerer alto torque. Este motor também apresenta uma rápida aceleração e desaceleração, e com a ausência de escovas e anéis, sua construção é mais simples, além de ter menor manutenção. Como sua excitação é eletrônica, apresenta melhor desempenho dinâmico que os motores com excitação eletromecânica.

Em conclusão ainda que os motores de indução e de relutância, sejam máquinas robustas, e de baixo custo, os motores de ímãs permanentes brushless em comparação com os dois anteriores, são menores em volume, e oferecem maior eficiência por causa da excitação magnética permanente e pela maior densidade de torque. Portanto, os motores de ímã permanente brushless se mostram competitivos, ante os outros dois, para aplicações em veículos.

- Com o algoritmo implementado, conseguiu-se comandar desde a partida e estabilização do sistema até a desaceleração e sobre todo a ativação da FR e o gerenciamento da energia. Para isto foram monitoradas as variáveis de tensão e velocidade do sistema, com ajuda destas, as duas chaves que permitem o fluxo da energia foram comandadas. Obtendo como resultado que a fonte forneça a tensão e correntes necessárias para movimentar a carga inercial através do inversor durante a aceleração.

De igual maneira se obteve como resultado que durante a desaceleração, as chaves troca-

vam de estado permitindo que a fonte unidirecional ficará isolada da linha de tensão que normalmente alimenta o inversor, ao mudar de estado no instante em que a FR esta em funcionamento permitiu que a corrente retornará quando a máquina elétrica operava como gerador e esta energia foi conduzida para carregar a bateria.

Utilizar uma estratégia formal de modelagem de sistemas híbridos como a estratégia de redes híbridas de Petri, permite vincular conscienciosamente os eventos envolvidos durante a frenagem regenerativa em um algoritmo que abrange completamente o processo de aceleração desaceleração de um VE.

- Com o algoritmo desenvolvido, obteve-se que quando se ativa a FR, o sistema consegue regenerar entre 50% e 99% aproximadamente, da energia cinética armazenada da inércia total e redirecioná-la para um sistema de armazenamento de energia. Isto para diferentes valores de Δ_V , já que este dado estabelece a quantidade de tempo em que é possível regenerar energia.
- Da energia consumida, se obteve que quando se utiliza a técnica implementada no algoritmo para ativar a FR que utiliza um valor de ajuste da diferença de velocidades Δ_V o sistema consegue minimizar o consumo de energia que provem da fonte principal. Durante a desaceleração do ensaio quanto a velocidade de referência é de $[1000 - 0]$, para um Δ_V do 30% das diferenças de velocidade, se demonstrou que foi possível minimizar até um 35,79% comparado com a energia que consome o sistema quando no possui FR e também não possui Δ_V .
- Mudar os valores da variável de ajuste Δ_V , permitiu estabelecer diferentes ganhos de energia regenerada. Do qual se pode concluir que encontrando um valor adequado de este é possível aproveitar maior energia. Ou seja, quando existem maiores diferenças de velocidades durante o percurso, usar um valor de Δ_V grande pode recuperar mais energia, porém quando se tem uma velocidade maior e a próxima é menor o valor de Δ_V não pode ser o mesmo que o anterior tem que mudar respeito a esta diferença, como foi testado neste trabalho, de tal maneira que conseguisse ajustar um valor porcentual entre estas diferenças de velocidade. Já que quando não se tem um valor correto para esta variável de ajuste o controle do sistema se vê afetado e o tempo de resposta será maior.

Em aplicações onde o percurso é conhecido utilizar a FR e um ajuste mais predizível de Δ_V , tornaria esta técnica mais eficaz. Já que com seria mais fácil mudar a variável de ajuste de maneira ótima e dinâmica.

Trabalhos Futuros

O algoritmo implementado por possuir modularidade permitirá que sejam adicionados ou mudados outros tipos de parâmetros, tais como controle do motor, elementos de armazenagem ou inclusive outro motor diferente do BLDC. Já que o funcionamento do algoritmo avalia as partes dinâmicas do motor mas funciona com uma lógica sequencial de eventos e estados bem definidos que podem ser isolados. Ou seja que ao mudar o motor não muda o objetivo do algoritmo que é ativar FR e gerenciar a energia fornecida e recuperada do sistema.

Da mesma forma outros parâmetros dentro da simulação podem ser modificados como a inércia, onde pode ser substituída por outro elemento como um motor que funcione como freio ou gerador com o fim de estudar o comportamento da FR utilizando mais de um motor no sistema.

Este tipo de implementação pode ser utilizada em qualquer aplicação que possua motor, inércia, frequentes paradas e partidas. Como em máquinas CNC, robôs, elevadores, entre outros.

O parâmetro de ajuste Δ_V , poderá ser otimizado em trabalhos posteriores, de acordo com o tipo de aplicação onde se quera utilizar FR. Isto com o fim de melhorar o controle e a estabilidade do sistema, velocidade de resposta ao mesmo tempo que consiga melhorar a recuperação de energia e minimizar o consumo da mesma.

Outros controles como o preditivo, adaptativo ou fracionário podem ser utilizados para melhorar e otimizar o sistema com FR, como substituição do PID, utilizando o mesmo algoritmo e sua lógica.

Referências

- ACARNLEY, P. et al. An integrated flywheel/machine energy store for road vehicles. *New Topologies for Permanent Magnet Machines (Digest No: 1997/090), IEEE Colloquium on*, London, UK, v. 9, p. 1–6, 1997.
- ALCICEK, G. et al. Experimental study of temperature effect on ultracapacitor ageing. *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, p. 1–7, Sept. 2007.
- ALEXANDER, C. K.; SADIKU, M. N. *Fundamentals of Electric Circuits*. [S.l.]: Mc. Graw Hill, 2001.
- ANDRADE, R. de et al. Flywheel energy storage system description and tests. *Applied Superconductivity, IEEE Transactions on*, Virginia Beach, VA, USA, v. 17, p. 2154 – 2157, 2007.
- BIM, E. *Máquinas Elétricas e Acionamento*. [S.l.]: Elsevier, 2009.
- BLAUCH, A.; BODSON, M.; CHIASSON, J. High-speed parameter estimation of stepper motors. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, v. 1, n. 4, p. 270–279, Dec 1993. ISSN 1063-6536.
- BULLARD, G. et al. Operating principles of the ultracapacitor. *Magnetics, IEEE Transactions on*, Austin, TX, USA, v. 25, p. 102–106, 1989.
- CAO, B.; BAI, Z.; ZHANG, W. Research on control for regenerative braking of electric vehicle. *IEEE International Conference on Vehicular Electronics and Safety*, p. 92–97, 2005.
- CARICCHI, F. et al. Experimental study of a bidirectional dc-dc converter for the dc link voltage control and the regenerative braking in pm motor drives devoted to electrical vehicles. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. Conference Proceedings 1994., Ninth Annual*, v. 1, p. 381–386, 1994.
- CASSANDRAS, S. L. C. G. *Introduction to Discret Event Systems*. 2. ed. [S.l.]: Springer-Verlag New York, 2007.
- CEGNAR, E. J.; HESS, H. L.; JOHNSON, B. K. A purely ultracapacitor energy storage system for hybrid electric vehicles utilizing a microcontroller- based dc-dc boost converter. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition No19*, v. 2, p. 1160– 1164, 2004.
- CHAN, C. The state of the art of electric and hybrid vehicles. *Proceedings of the IEEE*, v. 90, n. 2, p. 247 –275, feb 2002. ISSN 0018-9219.

CHAN, C. The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles. *Proceedings of the IEEE*, v. 95, n. 4, p. 704 –718, april 2007. ISSN 0018-9219.

CHANG, L. Comparison of ac drives for electric vehicles-a report on experts' opinion survey. *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, v. 9, n. 8, p. 7 –11, aug 1994. ISSN 0885-8985.

CHAU, K. T.; CHAN, C. C.; LIU, C. Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, p. 2246–2257, 2008.

CHEN, M.; RINCON-MORA, G. Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and i-v performance. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, v. 21, n. 2, p. 504–511, June 2006. ISSN 0885-8969.

CHENG, D. L.; WISMER, M. G. Achieving a high pulse power system through engineering the battery-capacitor combination. *Applications and Advances, 2001. The Sixteenth Annual Battery Conference on*, p. 153–156, 2001.

CHIASSON, J. *Modeling and High Performance Control of Electric Machines*. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 2005.

CHUANWEI, Z. et al. Study on regenerative braking of electric vehicle. *Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International*, v. 2, p. 836– 839, 2004.

CIKANEK, S.; BAILEY, K. Regenerative braking system for a hybrid electric vehicle. *American Control Conference*, v. 4, p. 3129 – 3134, 2002.

CLARKE, P.; MUNEEER, T.; CULLINANE, K. Cutting vehicle emissions with regenerative braking. *Transportation Research Part D: Transport and Environment*, v. 15, n. 3, p. 160 – 167, 2010. ISSN 1361-9209. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/B6VH8-4YFDW6G-1/2/4531417e2ae3694be378ebe4a43f1281>>.

CLEGG, S. J. A review of regenerative braking systems. *institute of transport studies*, v. 471, 1996.

CRUZ, P. P.; LÓPEZ, J. S. *Máquinas Eléctricas y Técnicas Modernas de Control*. [S.l.: s.n.], 2008.

- DATONG, Q.; MING, Y.; ZHENJUN, L. Regenerative braking control strategy in mild hybrid electric vehicles equipped with automatic manual transmission. *Higher Education Press and Springer - Verlag*, v. 2, p. 364 – 369, 2007.
- DELAIGUE, P.; ESKANDARIAN, A. A comprehensive vehicle braking model for predictions of stopping distances. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers. Part D, Journal of automobile engineering*, v. 218, p. 1409–1417, 2004.
- DIXON, J.; ORTUZAR, M. Ultracapacitors + dc-dc converters in regenerative braking system. *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, v. 17, p. 16 – 21, 2002.
- EHSANI, M.; RAHMANN, K.; TOLIYAT, H. Propulsion system design of electric vehicles. v. 1, p. 7–13, Aug 1996.
- FAULHABER, M. B. *Motores Brushless Faulhaber*. Disponível em: <<http://www.faulhaber.com/servlet/com.itmr.waw.servlet.Anzeige?fremdaufruf=ja&kdid=40929&sprachid=1&htdigurl=/n169933/i94189.html>>.
- FLINDERS, F.; MATHEW, R.; OGHANNA, W. Energy savings through regenerative braking using retrofit converters. *Railroad Conference, 1995., Proceedings of the 1995 IEEE/ASME Joint*, Baltimore, MD, p. 55 – 61, 1995.
- GAO, C. et al. Modeling, safety verification and optimization of operating procedures in process systems using hybrid petri nets. *IEEE SMC '99 Conference Proceedings of Systems, Man, and Cybernetics.*, v. 1, p. 854–859, 1999.
- GAO, Y. et al. Flywheel electric motor/generator characterization for hybrid vehicles. *Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Fall. 2003 IEEE 58th*, v. 5, p. 3321 – 3325, 2003.
- GHOMRI, L.; ALLA, H. Modeling and analysis using hybrid petri nets. *Nonlinear Analysis: Hybrid Systems*, v. 1, n. 2, p. 141 – 153, 2007. ISSN 1751-570X. Nonlinear Hybrid Control Systems. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/B8CX8-4MKV2WD-4/2/e77ae5cd76eed4b062a27a80e70c9451>>.
- GIERAS, J. F.; WING, M. *Permanent Magnet Motor Technology*. [S.l.]: Marcel Dekker, Inc, 1997.
- HEMANAND, T.; RAJESH, T. Speed control of brushless dc motor drive employing hard chopping pwm technique using dsp. *India International Conference on Power Electronics, IICPE.*, p. 393 –396, 19-21 2006.

HENDERSHOT-JR, J. R.; MILLER, T. *Design of Brushless Permanent Magnet Motors*. Estados Unidos: Magna Physics and Oxford Science, 1994.

HERNÁNDEZ, J. R. *Implementação Digital Utilizando DSP do Controle por Orientação de Fluxo do Rotor: Métodos Direto e Indireto*. 95 f. Tese (Doutorado) — Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, 1999.

HIDROVECTOR. <http://www.hidrovector.com.br/bombas-itap.asp>. Acesso em: 01 mar. 2010. Disponível em: <<http://www.hidrovector.com.br/bombas-itap.asp>>.

IGLESIAS, I. et al. Design and simulation of a stand-alone wind-diesel generator with a flywheel energy storage system to supply the required active and reactive power. *Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual*, Galway, v. 3, p. 1381–1386, 2000.

JINGMING, Z.; BAOYU, S.; XIAOJING, N. Optimization of parallel regenerative braking control strategy. p. 1–4, Sept. 2008.

JUNG ; YOUNG HO KIM, S. W. K. D. Y.; LEE, S. H. Development of ultracapacitor modules for 42-v automotive electrical system. *Journal of Power Sources*, v. 114, p. 366–373, 2003.

JUNZHI, Z. et al. Coordinated control for regenerative braking system. *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, p. 1–6, Sept. 2008.

KAAKAI, F.; HAYAT, S.; MOUDNI, A. E. A hybrid petri nets-based simulation model for evaluating the design of railway transit stations. *Simulation Modelling Practice and Theory*, v. 15, n. 8, p. 935 – 969, 2007. ISSN 1569-190X. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/B6X3C-4NTRT56-2/2/7d4e5b69553da64f2bfa254496cfac4f>>.

KARDEN, E. et al. Energy storage devices for future hybrid electric vehicles. *Journal of Power Sources*, v. 168, p. 2–11, 2007.

KNAUFF, M. et al. Simulink model of a lithium-ion battery for the hybrid power system testbed. *Proceedings of the ASNE Intelligent Ships Symposium*, May 2007.

KUO, B. C. *Sistemas de Control Automatico*. [S.l.]: Prentice-Hall, 1996.

- LABORATORY, C. for T. R. A. N. <http://www.transportation.anl.gov/pdfs/TA/149.pdf>. Acesso em: 11 Julho 2010. Disponível em: <<http://www.transportation.anl.gov/pdfs/TA/149.pdf>>.
- LEE, J.; NELSON, D. J. Rotating inertia impact on propulsion and regenerative braking for electric motor driven vehicles. *Vehicle Power and Propulsion, 2005 IEEE Conference*, 2005.
- LEHMANN, E. L.; CASELLA, G. Theory of point estimation. *Springer*, 1998.
- LIN, C.-T.; HUNG, C.-W.; LIU, C.-W. Sensorless control for four-switch three-phase brushless dc motor drives. *Proc. of the Forty-First IEEE Industry Applications Conference Meeting*, v. 4, p. 2049–2053, 2006.
- LING-XUN, D. et al. Hybrid modeling of control system based on hybrid petri nets. *IEEE International Conference on Control and Automation*, p. 2158–2162, 30 2007-June 1 2007.
- MAREI, M. et al. On the characterization of ultracapacitor banks used for hevs. *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2006. VPPC '06. IEEE*, p. 1–6, Sept. 2006.
- MAXON, M. *Motores Maxon*. Disponível em: <<http://shop.maxonmotor.com/ishop/motor/category/maxon%20EC%20motor.xml>>.
- MIN, Y.; ZHIFENG, B.; BINGGANG, C. Robust h_2/h_∞ control for regenerative braking of electric vehicles. *IEEE International Conference on Control and Automation Guangzhou, CHINA*, 2007.
- MISRA, S. et al. Vrla battery with agm-gel hybrid for superior performance. *Telecommunications Energy Conference, 2003. INTELEC '03. The 25th International*, 378 - 382, 2003.
- MONTIEL, V. et al. Determination of a vehicle's fuel consumption through the simulation its dynamic behavior. *Revista Técnica de la Facultad de Ingeniería Universidad del Zulia, Maracaibo*, v. 25, n. 3, p. 158–165, 2002. Disponível em: <http://www.scielo.org.ve/scielo.php?pid=S0254-07702002000300004&script=sci_arttext>.
- MORENO, J.; ORTÚZAR, M. E.; DIXON, J. W. Energy-management system for a hybrid electric vehicle, using ultracapacitors and neural networks. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 2, p. 614–623, 2006.
- MUKHITDINOV, A.; RUZIMOV, S.; ESHKABILOV, S. Optimal control strategies for cvt of the hev during a regenerative process. p. 1–12, Dec. 2006.

OMAN, H. Batteries vs. alternatives for storing energy. *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, v. 11, p. 37–43, 1996.

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*, v. 25, n. 2, p. 265 –273, mar/apr 1989. ISSN 0093-9994.

PILLAY, P.; KRISHNAN, R. Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless dc motors for servo drives. *IEEE transactions on Industrial Applications*, v. 27, 1991.

RIPLEY, J.; ANSARI, M.; DEHN, J. Battery chargers and batteries for dc and ac back-up power systems. *Petroleum and Chemical Industry Conference, 2001. IEEE Industry Applications Society 48th Annual*, p. 139 – 144, 2001.

ROSARIO, J. M. *Princípios de Mecatrônica*. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2006.

SAAKES, M.; WOORTMEIJER, R.; SCHMAL, D. Bipolar lead acid battery for hybrid vehicles. *Journal of Power Sources*, Berlin, Alemanha, v. 144, n. 2, p. 536–545, 2005.

SALEM, T.; HASKEW, T. Simulation of the brushless dc machine. *Proceedings of the Twenty-Seventh Southeastern Symposium on System Theory*, p. 18–22, Mar 1995. ISSN 0094-2898.

SCHAIBLE, U.; SZABADOS, B. A torque controlled high speed flywheel energy storage system for peak power transfer in electric vehicles. *Industry Applications Society Annual Meeting, Conference Record of the 1994 IEEE*, v. 1, p. 435–442, 1994.

SCHNEIDER, C. *Correias e Polias Sincronizadoras HTD - STD - RPP*. [S.l.].

SEN, P. *Principles of Electric Machines and Power Electronics*. 2. ed. [S.l.]: Jhon Wiley & Sons, 1997. 615 p.

SESSEGO, F.; GIUA, A.; SEATZU, C. Hypens: A matlab tool for timed discrete, continuous and hybrid petri nets. *Lecture Notes in Computer, Springer-Verlag*, v. 5062, p. 419–428, 2008.

SILVA, R. da; MENEZES, E. W. de; NA, R. C. Rendimento térmico e emissões de contaminantes atmosféricos de gasolinas formuladas com etanol, mbte e tae. v. 31, 2008.

SOLOMON, O.; FAMOURI, P. Dynamic performance of a permanent magnet brushless dc motor for uav electric propulsion system - part i. p. 1400–1405, Nov. 2006. ISSN 1553-572X.

SOONG, W.; MILLER, T. Field-weakening performance of brushless synchronous ac motor drives. *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, v. 141, p. 331 – 340, 1994.

SOPORFUSO. http://www.soporfuso.com/images/categorias/discos_serras.swf. Acesso em: 01 mar. 2010. Disponível em: <http://www.soporfuso.com/images/categorias/discos_serras.swf>.

SUGAWARA, F.; SUNOHARA, Y. The mos-controlled mcg-gto thyristor. *Electron Device Letters, IEEE*, v. 11, p. 379–381, 1990.

TOLRá, R. J. Técnicas de control para motores brushless. *ingenieria Cat Motion control Department*, 2006.

WATTERSON, P. Phasor analysis of six-step 120° conduction permanent magnet motor drives. *International Conference on Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth*, v. 2, p. 558–561, Dec. 1998.

WICKS, F.; DONNELLY, K. Modeling regenerative braking and storage for vehicles. *Energy Conversion Engineering Conference, 1997. IECEC-97., Proceedings of the 32nd Intersociety*, v. 3, p. 2030–2035, 1997.

WU, H. xing; CHENG, S. kang; CUI, S. mei. A controller of brushless dc motor for electric vehicle. *IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS*, v. 41, p. 509–513, 2005.

YAMAMURA, S. Spiral vector theory of brushless dc motor. *Industry Applications Society Annual Meeting, 1993., Conference Record of the 1993 IEEE*, v. 1, p. 177 – 184, 1993.

ZHANG, J. et al. A simulation method of controlled hybrid petri nets based on matlab simulink/stateflow. *Automation and Logistics, 2007 IEEE International Conference on*, p. 2432 – 2436, Aug. 2007.

ZHANG, R.; CHEN, Y. Control of hybrid dynamical systems for electric vehicles. *Proceedings of the American Control Conference, 2001.*, v. 4, p. 2884–2889 vol.4, 2001.

ZHU, Z.; SHEN, J.; HOWE, D. Flux-weakening characteristics of trapezoidal back-emf machines in brushless dc and ac modes. *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC apos;06. CES/IEEE 5th International*, v. 2, p. 1 – 5, 2006.