

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**IGOR PASA WILTUSCHNIG**

**UMA PROPOSTA DE SISTEMA DE FRENAGEM  
REGENERATIVA PARA UMA MÁQUINA SEM ESCOVAS DE  
FLUXO MAGNÉTICO AXIAL**

Porto Alegre

2013

**IGOR PASA WILTUSCHNIG**

**UMA PROPOSTA DE SISTEMA DE FRENAGEM  
REGENERATIVA PARA UMA MÁQUINA SEM ESCOVAS DE  
FLUXO MAGNÉTICO AXIAL**

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para Graduação em Engenharia Elétrica.

**ORIENTADOR: Prof. Dr. Ály Ferreira Flores Filho**

Porto Alegre

2013

**IGOR PASA WILTUSCHNIG**

**UMA PROPOSTA DE SISTEMA DE FRENAGEM  
REGENERATIVA PARA UMA MÁQUINA BRUSHLESS DE  
FLUXO MAGNÉTICO AXIAL**

Este projeto foi julgado adequado para fazer jus aos créditos da Disciplina de “Projeto de Diplomação”, do Departamento de Engenharia Elétrica e aprovado por sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Ály Ferreira Flores Filho, UFRGS  
Doutor pela Universidade de Cardiff, País de Gales

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Ály Ferreira Flores Filho, UFRGS  
Doutor pela Universidade de Cardiff, Cardiff, País de Gales

Prof. Dr. Luiz Tiarajú dos Reis Loureiro, UFRGS  
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, Brasil

Prof. Me. Paulo Roberto Eckert, UFRGS  
Mestre pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, Brasil

Porto Alegre, julho de 2013.

## DEDICATÓRIAS

Dedico este trabalho à minha família, ao meu pai *in memoriam* e à Juliana pelo apoio, compreensão e carinho durante a longa jornada que é um curso de graduação.

## **AGRADECIMENTOS**

Primeiramente, agradeço aos meus familiares que me apoiaram durante este processo de aprendizado. Ao professor Ály Ferreira Flores Filho pela orientação e por apoiar este projeto com a estrutura do Laboratório de Máquinas Elétricas, Acionamentos e Energia da UFRGS.

Agradeço também ao professor Yeddo Braga Blauth pelo apoio e materiais que contribuíram para o levantamento de dados necessários para o desenvolvimento do trabalho.

Ao professor Roberto Petry Homrich pela ajuda nos ensaios para determinação do momento de inércia do experimento e pelas dúvidas esclarecidas com relação ao funcionamento da Tórus.

Aos colegas Evandro Claiton Goltz e Paulo Roberto Eckert por dividirem o conhecimento no que diz respeito a máquinas elétricas.

Ao Maurício Martini Faccin pelo auxílio durante o trabalho prático.

## RESUMO

Este trabalho descreve o desenvolvimento de um sistema de frenagem regenerativa de uma máquina Tórus de ímãs permanentes. Compreende o estudo e implementação de um sistema de potência e acionamento que tem por objetivo utilizar os dois fluxos de potência da máquina, como motor ou gerador, e a possibilidade de converter e armazenar parte da energia da energia cinética em energia elétrica durante a sua frenagem.

Estudos foram realizados sobre os métodos para obtenção de uma inversão do fluxo de potência através da própria ponte inversora nas quais foi utilizado modulação por largura de pulso nos sinais do acionamento.

O cunho deste estudo refere-se a obter eficiência energética do sistema e a sua aplicabilidade em veículos elétricos.

**Palavras-chave: Máquinas elétricas, fluxo axial, ímãs permanentes, acionamento, inversor, veículos elétricos, frenagem regenerativa, eficiência energética.**

## ABSTRACT

This work describes the development of a regenerative braking system of a torus machine of permanent magnets. It involves the study and implementation of a system of power and drive that aims to use both power flows from the machine, as a motor or as a generator, and storage of the electric energy converted from the kinetic energy during braking.

The studies were conducted on methods to obtain a reversal of the power flow through the inverter bridge itself in which pulse width modulation signals were employed in the drive.

The imprint of this study refers to obtain energy efficiency of the system and its applicability in electric vehicles.

**Keywords: Electric motors, axial flow, permanent magnets, drive, drive, electric vehicles, regenerative braking, energy efficiency.**

## SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO .....	13
2. OBJETIVOS .....	14
3.1. MOTORES COM ÍMÃS PERMANENTES .....	15
3.2. MÁQUINAS BLDC .....	16
3.3. MÁQUINAS TÓRUS .....	17
3.4. CONTROLE DA MÁQUINA TÓRUS .....	20
3.4.1. CONTROLE DE CORRENTE .....	27
3.4.2. CONTROLE DE VELOCIDADE .....	29
3.5. FRENAGEM REGENERATIVA .....	30
3.6 BATERIAS E SUPERCAPACITORES .....	32
3.7 ACIONAMENTOS EM QUATRO QUADRANTES .....	36
4. DEFINIÇÃO DE UM SISTEMA DE ACIONAMENTO .....	38
5. CIRCUITO DE ACIONAMENTO PROPOSTO .....	46
6. PROCEDIMENTOS E RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	50
6.1. FRENAGEM .....	50
6.2. OBTENÇÃO DO MOMENTO DE INÉRCIA DO SISTEMA .....	54
6.3. EFICIÊNCIA DE FRENAGEM .....	58
6.4. RAMPA DE FRENAGEM .....	66
6.5. DESEMPENHO COMO MOTOR .....	69
7. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS .....	73
8. REFERÊNCIAS .....	75

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 3.1.- Cortes lateral e frontal da uma máquina Torus. 1 – núcleo toroidal do estator; 2 – enrolamento polifásico do estator; 3 – disco do rotor; 4 – ímãs permanentes (Chikkam, 2005).....	17
Figura 3.10 – Formas de onda de tensão e corrente de um conversor trapezoidal de uma máquina AFPM: (a) modo motor; (b) modo gerador.....	26
Figura 3.11 – Diagrama de blocos de um controle para AFPM trapezoidal com único sensor de corrente. ....	27
Figura 3.12 – Diagrama de blocos de um sistema de controle de corrente.....	28
Figura 3.13 – Diagrama de blocos de um sistema de controle de velocidade. ....	29
Figura 3.14 – Gráfico de Ragone, classificação dos dispositivos de carga.....	34
Figura 3.15 – Supercapacitores de 2,8V e 350F. ....	35
Figura 3.16 – Acionamento de quatro quadrantes. ....	36
Figura 3.3 - Representação planificada de uma máquina Tórus: 1 – fases dos enrolamentos; 2 – ímãs do rotor; 3 – núcleo do estator; 4 – núcleo do motor (Gierras, 2008).....	19
Figura 3.4 - Diagrama de acionamento - máquina Tórus.....	20
Figura 3.5. – Simulação da distribuição espacial da componente axial do vetor densidade de fluxo pelos ímãs permanentes no entreferro da máquina Tórus a 1mm dos ímãs (Goltz,2012).....	21
Figura 3.6. – Forma de onda de tensão e de corrente da FEM de uma fase (Gieras <i>et al.</i> , 2008). ....	22
Figura 3.7 – Máquina AFPM de fluxo trapezoidal conectada a um inversor com duas fases ativas: (a) circuito elétrico; (b) circuito equivalente para análise (Gieras <i>et al.</i> , 2008).....	23
Figura 3.8 – Conversor DC-AC e o equivalente de uma máquina AFPM.....	24
Figura 4.1 – Ponte trifásica. ....	40
Figura 4.2 – Modelo da ponte trifásica. ....	41
Figura 4.3 – Posição das chaves de um braço da ponte trifásica. ....	42
Figura 4.4 – Tensões de Gate dos MOSFETS de potência. ....	43
Figura 4.5 – Tensões na saída da ponte trifásica.....	44
Figura 4.6 – Sinais provenientes dos sensores <i>Hall</i> .....	45
Figura 5.1 – Fluxograma geral simplificado do sistema de acionamento.....	46
Figura 5.2 – Esquema do circuito de controle. ....	47
Figura 5.3– Esquema da alimentação dos sensores hall. ....	48
Figura 5.4 – Esquema do circuito modulador PWM. ....	49
Figura 6.1 – Bancada de Testes.....	50
Figura 6.10 – Formas de tensão no barramento CC em vermelho, corrente no resistor em verde e ciclo de trabalho do PWM em amarelo com ciclo de trabalho de 21%.....	63
Figura 6.10 – Gráfico da energia cinética mecânica em relação à rotação. ....	64
Figura 6.11 – Rampa de frenagem para um ciclo de trabalho de 3% e carga de 11Ω. ....	66
Figura 6.12 – Rampa de frenagem para um ciclo de trabalho de 6% e carga de 11Ω. ....	67
Figura 6.13 – Rampa de frenagem para um ciclo de trabalho de 12% e carga de 11Ω. ....	67
Figura 6.14 – Rampa de frenagem para um ciclo de trabalho de 12% e carga de 484Ω. ....	68
Figura 6.15 – Diagrama de Montagem em bancada para funcionamento da Tórus como motor. ....	69
Figura 6.16 – Modelo de um ciclo de acionamento, acionamento dos transistores.....	72
Figura 6.17 – Modelo equivalente de um ciclo de acionamento, funcionamento real dos transistores.....	72
Figura 6.2 – Esquema do acionamento na frenagem. ....	51
Figura 6.3 – Circuito equivalente durante o ciclo de trabalho do PWM.....	52

Figura 6.3 – Gráficos de velocidade x conjugados para obter o momento de inercia da máquina primária. .....	55
Figura 6.4 – Esquema do acionamento na frenagem. ....	52
Figura 6.4 – Gráficos de velocidade x conjugados para obter o momento de inércia da Tórus. ....	56
Figura 6.5 Diagrama de montagem em bancada da Tórus como gerador.....	58
Figura 6.6 – Gráfico da eficiência de frenagem em relação ao ciclo de trabalho do PWM. ....	60
Figura 6.7 – Gráfico do conjugado em relação ao ciclo de trabalho do PWM.....	61
Figura 6.8 – Gráfico da potência elétrica em relação ao ciclo de trabalho do PWM.....	61
Figura 6.9 – Formas de tensão no barramento CC em vermelho, corrente no resistor em verde e ciclo de trabalho do PWM em amarelo com ciclo de trabalho em 3%.....	63

## LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1: Acionamento de quatro quadrantes .....	37
Tabela 4.1 : Características da máquina Tórus utilizada no trabalho. ....	38
Tabela 4.2: Sequência de acionamento obtido experimentalmente da máquina Tórus. ....	39
Tabela 6.1 – Rotação e conjugado durante a desaceleração para obter o momento de inércia da máquina primária. ....	55
Tabela 6.2 – Rotação e conjugado durante a desaceleração para obter o momento de inércia da máquina Tórus. ....	56
Tabela 6.3 – Eficiência de frenagem x ciclo de trabalho do PWM.....	59
Tabela 6.5 – Tempo de frenagem em função do ciclo de trabalho. ....	68
Tabela 6.6 – Comparativo da eficiência como motor, sem e com chaveamento PWM, alimentação através de fonte variável.....	70
Tabela 6.7 – Comparação da eficiência como motor, sem e com chaveamento PWM, alimentação através de 3 baterias chumbo ácido 12V 7AH: .....	70

## LISTA DE ABREVIATURAS

A	Ampère
Ah	Ampère-hora
B	Indução magnética
Bi	Amortecimento da carga, no sistema de controle de velocidade
<i>Boost</i>	Conversor que utiliza uma indutância para elevar a tensão
<i>Brushless</i>	Sem escovas, termo utilizado para máquinas que utilizam comutação eletrônica nos enrolamentos estatóricos
C	Capacitância
Cb	Capacidade de carga das baterias
C.A.	Corrente alternada
C.C.	Corrente contínua
<i>Dead time</i>	Tempo morto, um atraso utilizando em acionamentos para evitar curtos à fonte de alimentação
Ec	Energia cinética
FEM	Força eletromotriz induzida
<i>FMM</i>	Força magnetomotriz (A)
FREE-WHEELS	Diodos em antiparalelo utilizados em cargas indutivas provem correntes médias constantes e alta tensão média naquelas cargas.
H	Intensidade de campo magnético
$\mu\text{H}$	micro-henry
I	Corrente elétrica
J	Densidade de corrente elétrica
n	Rendimento
kS/s	quilo <i>samples</i> por segundo (amostras por segundo)
K	Constantes
KERS	<i>Kinect Energy Recovery System</i> (Sistema de Recuperação de Energia Cinética)
L	Indutância
Nm	Unidade de conjugado; Newton multiplicado por metro
mm	Milímetro
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i> (Modulação por largura de pulso)

q	Carga acumulada
Rad	Radiano
rpm	Rotações por minuto
SOC	<i>State of charge</i> (Estado de carga de baterias)
T	Tesla
$V_{gs}$	Tensão GATE-SOURCE de um transistor MOSFET

## 1. INTRODUÇÃO

Atualmente, veículos elétricos (VEs) vêm recebendo maior atenção, uma vez que veículos de combustão interna consomem combustíveis fósseis ou não renováveis. Preocupações ambientais e econômicas em relação aos combustíveis fósseis, como óleo diesel e gasolina, vêm gerando buscas por alternativas de tração mecânica para veículos. Com os recentes avanços na tecnologia de baterias e de motores, bem como melhores soluções para dispositivos semicondutores usados na eletrônica de potência e transdutores de corrente e tensão, assim como microprocessadores velozes, os VEs demonstram ser uma alternativa promissora para autonomias cada vez maiores. As características de desempenho dos VEs os tornam comparáveis, ou ainda superiores, quando comparados com veículos de combustão interna (ICEV) (Cody *et al.*, 2009).

Em VEs, a frenagem regenerativa pode ser utilizada com o objetivo de regenerar a energia elétrica durante o processo de frenagem, convertendo parte da energia cinética que o veículo possuía em energia elétrica, implicando produção de um conjugado de frenagem. Ao analisar veículos de tração baseados somente em combustão interna, não se pode fazer a mesma relação, já que uma vez ocorrida a queima do combustível, a energia é convertida em trabalho, e, durante a frenagem ou desaceleração, a energia cinética é convertida em energia térmica nas pastilhas de freio (Cody *et al.*, 2009).

Este presente trabalho consiste em avaliar os resultados obtidos a partir do projeto desenvolvido, como a implementação do circuito de acionamento e de frenagem. Para validar os resultados foram realizados diversos ensaios, a fim de obter a eficiência de frenagem, conjugado de frenagem e eficiência como motor.

## **2. OBJETIVOS**

O presente trabalho tem como objetivos o desenvolvimento de um sistema de frenagem regenerativa de uma máquina síncrona de ímãs permanentes, assim como o estudo da eficiência geral do sistema em armazenar a energia cinética de frenagem em supercapacitores para convertê-la em trabalho na partida da máquina.

### 3. REVISÃO DE LITERATURA

#### 3.1. MOTORES COM ÍMÃS PERMANENTES

Falando sobre motores C.C. convencionais, não se pode deixar de citar sua principal desvantagem, as escovas, as quais apresentam desgaste e produzem centelhamento. Uma alternativa é a máquina sem escovas, *brushless*, com rotor formado por ímãs permanentes. Para tanto, a comutação deve ser feita de forma eletrônica.

Nas máquinas *brushless*, com a energização sequencial de cada enrolamento, é criado um campo magnético que impõe um deslocamento no rotor buscando o alinhamento com o campo do rotor, o que acarreta na rotação do eixo. Estas máquinas elétricas são utilizadas como motor em brinquedos ou ventiladores de computador. De acordo com Fitzgerald (2006), a velocidade de rotação é dada de acordo com a equação 3.1, onde  $n$  é a rotação da máquina,  $f$  é a frequência e  $np$  é o número de polos que a máquina possui.

$$n = \frac{f}{np} 120 \quad (\text{Equação 3.1})$$

Com aumento do número de polos, as máquinas elétricas apresentam uma menor velocidade de rotação e um maior conjugado.

Para motores de dois polos o campo girante percorre uma volta completa no estator a cada ciclo; deste modo, os graus elétricos equivalem aos graus mecânicos. Para motores com mais de dois polos ocorre, de acordo com o número de polos, um giro “geométrico” menor. A equação 3.2 expressa a relação entre graus mecânicos e elétricos em relação ao número de polos e a equação 3.3 demonstra a mesma relação, porém em radianos.

$$\theta_{elet} = \left(\frac{Polos}{2}\right) \theta_{mec} \quad (\text{Equação 3.2})$$

$$\omega_{elet} = \left(\frac{Polos}{2}\right) \omega_{mec} \quad (\text{Equação 3.3})$$

### 3.2. MÁQUINAS BLDC

Os motores BLDC (*brushless direct-current motors*) são assim denominados em menção à linearidade da curva de velocidade versus conjugado, tal qual ocorre nas máquinas C.C. Em suma, a sua principal diferença é a comutação: no motor CC esta é mecânica e os enrolamentos estão no rotor (Yeadon & Yeadon, 2001); no BLDC, o enrolamento e os ímãs são fixos, respectivamente, no estator e no rotor, a comutação é elétrica e a circulação de corrente nos enrolamentos é chaveada por transistores. Este sistema de acionamento necessita ser autopilotado. Para tanto, deve-se possuir um método de controle.

Na autopilotagem, a posição dos ímãs em relação ao estator deve ser determinada através de um sensoriamento por monitoramento das correntes nas fases (*sensorless*), por sensores *Hall*, encoder, resolver, entre outros.

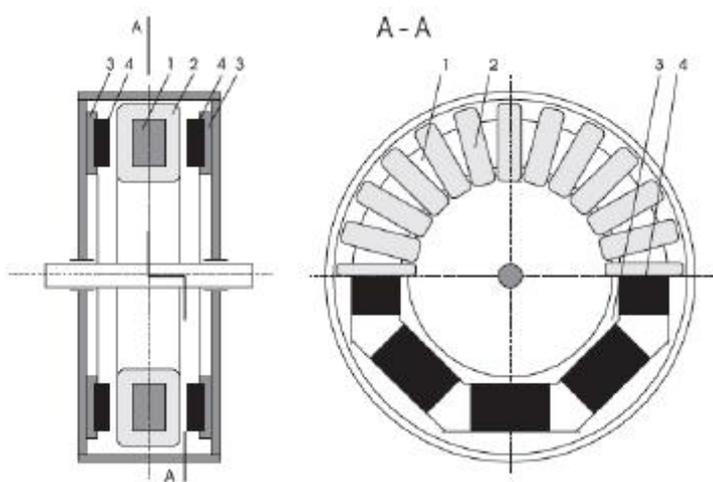
Neste trabalho, utilizaram-se sensores *Hall* para o desenvolvimento do sensoriamento, sendo a sequência de chaveamento determinada por um microprocessador que faz a aquisição do sinal dos sensores e realiza uma tabela de chaveamento.

### 3.3. MÁQUINAS TÓRUS

As máquinas Tórus possuem como características um fluxo magnético axial, podem atuar como gerador ou motor, apresentam ímãs permanentes fixados no disco que atuam como rotor e núcleo toroidal com enrolamentos polifásicos.

Na Figura 3.1., são apresentados os cortes frontais e laterais de uma máquina Tórus.

Figura 3.1.- Cortes lateral e frontal da uma máquina Tórus. 1 – núcleo toroidal do estator; 2 – enrolamento polifásico do estator; 3 – disco do rotor; 4 – ímãs permanentes (Chikkam, 2005).



O núcleo toroidal da Tórus não apresenta ranhuras; é a configuração “*slotless*”. Basicamente, a máquina não apresenta conjugado de relutância. Entretanto, ela apresenta entreferro maior que os núcleos ranhurados, onde os enrolamentos da armadura estão alojados. O núcleo da Tórus é homogêneo e sem cortes, apresentando uma simples e eficiente geometria que acarreta uma distribuição de densidade de fluxo magnético em três direções ortogonais. Este formato de núcleo permite um melhor aproveitamento do enrolamento da armadura.

Entre as principais desvantagens deste tipo de núcleo, estão as perdas no estator em decorrência da incidência de um fluxo magnético variável, o que acarreta em uma densidade de corrente elétrica que ocorre devido à FEM induzida no seu material ferromagnético. Isto obriga o

uso de material laminado ou de compósito isolado, dependendo da configuração do conjunto de ímãs permanentes empregada (Mukerji, 2008).

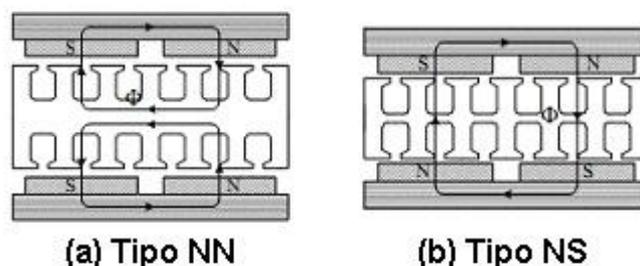
De acordo com Chan (1987), o núcleo toroidal apresenta diversas formas contrutivas no que se refere a máquinas de fluxo axial, caracterizando-se pelas seguintes configurações:

- Estator simples e rotor simples (um entreferro);
- Estator simples entre dois rotores – tipo sanduíche (dois entreferros);
- Rotor simples entre dois estatores – tipo sanduíche (dois entreferros);
- Variações de múltiplos estatores e múltiplos rotores (múltiplos entreferros).

As máquinas Tórus apresentam alta densidade de potência e um curto comprimento axial em relação ao seu diâmetro. Em virtude disso, apresentam um elevado número de polos ideais para desenvolver baixa rotação e alto conjugado. Existem diversas aplicações para estas máquinas tais como: veículos elétricos com acoplamento direto às rodas, geradores eólicos, tração de cadeiras de roda, e micromotores em unidades ópticas e em disco rígido. As primeiras versões deste tipo de máquina foram estudadas no Instituto de Ciência e Tecnologia da Universidade de Manchester (UMIST). As características deste tipo de máquinas são o fluxo axial, pequeno comprimento axial, comprimento radial maior que o axial, estator simples ou duplo, e elevada relação conjugado/massa, em função dos ímãs permanentes, especialmente se de terras raras (Spooner, 2004).

A máquina do LMEAE, utilizada neste trabalho, apresenta seis ímãs em cada rotor, de formato setorial e do tipo NdFeB. Destacam-se duas topologias, de acordo com a figura 3.2.

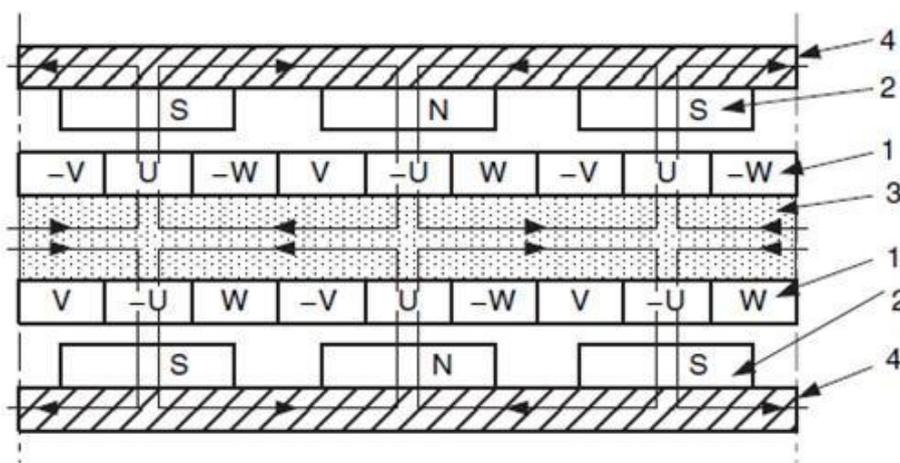
Figura 3.2 - Topologias estudadas por Huang (2001): (a) Tipo norte-norte. (b) Tipo norte-sul.



Em estudo realizado por Huang (2001), duas topologias de máquinas foram estudadas com diferente distribuição dos ímãs no rotor. Na Figura 5.2.a., os ímãs que estão frente a frente possuem a mesma polaridade nos dois rotores, o fluxo é estabelecido no estator e suas linhas são circulares na armadura. Já na Figura 5.2(b), os ímãs frente a frente possuem polaridades opostas nos dois rotores, o fluxo é estabelecido no estator, e suas linhas são axiais na armadura.

A topologia da máquina Tórus utilizada neste trabalho é NN. Na Figura 3.3 é apresentada uma representação planificada desta topologia, onde os enrolamentos são normalmente divididos em três fases, 18 bobinas, 6 polos, correspondendo a  $a = 1$  bobina/pólo/fase.

Figura 3.3 - Representação planificada de uma máquina Tórus: 1 – fases dos enrolamentos; 2 – ímãs do rotor; 3 – núcleo do estator; 4 – núcleo do motor (Gieras *et al.*, 2008).



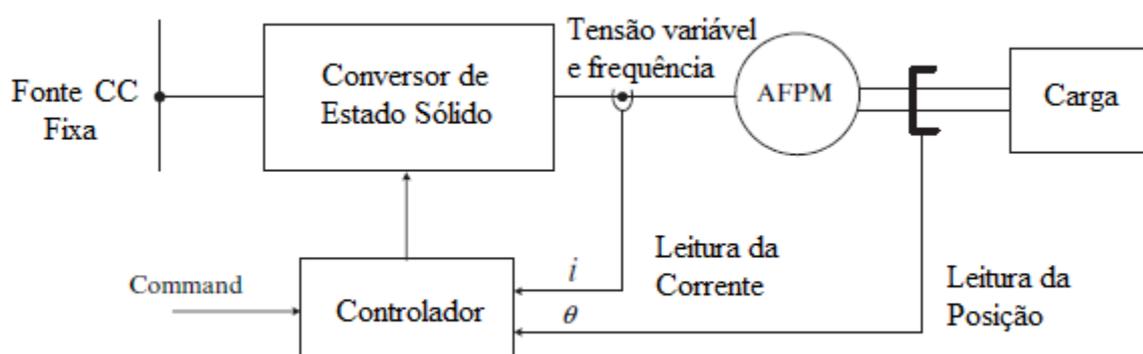
As conexões das bobinas de fase ocorrem de modo que haja uma inversão sucessiva das correntes no enrolamento. A cada instante existem duas fases energizadas (uma em cada sentido)

e uma terceira desenergizada. Esta estratégia de acionamento é a mais usual, com correntes retangulares defasadas a  $120^\circ$ .

### 3.4. CONTROLE DA MÁQUINA TÓRUS

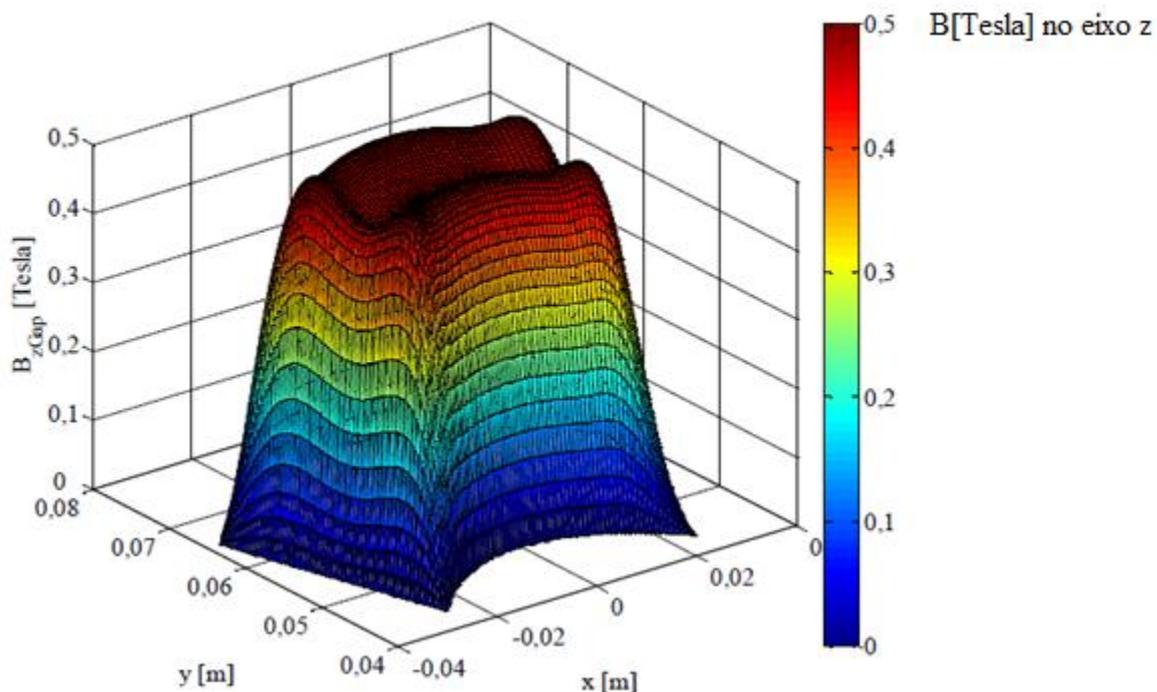
De acordo com o que foi visto no capítulo 3, a velocidade de rotação da máquina ocorre em função da frequência das tensões trifásicas. Como gerador, acontece a mesma relação: a tensão induzida nos terminais da máquina é proporcional a rotação do rotor. Contudo, para variação da velocidade, a frequência e a magnitude das tensões devem ser ajustadas. Com isto, é requerido um conversor de energia AC ou DC nos terminais da máquina. Conforme abordado por Gieras *et al.* (2008), para controle da posição e/ou da velocidade, as correntes do conversor devem ser observadas e controladas. Para o controle de corrente, é necessária aquisição da corrente de fase, bem como a posição do rotor, para que o controle informe a tensão de alimentação e a frequência para a parte de potência. Na figura 3.4 é mostrado o diagrama de um sistema de acionamento para a máquina Tórus (AFPM).

Figura 3.4 - Diagrama de acionamento - máquina Tórus (Gieras *et al.*, 2008).



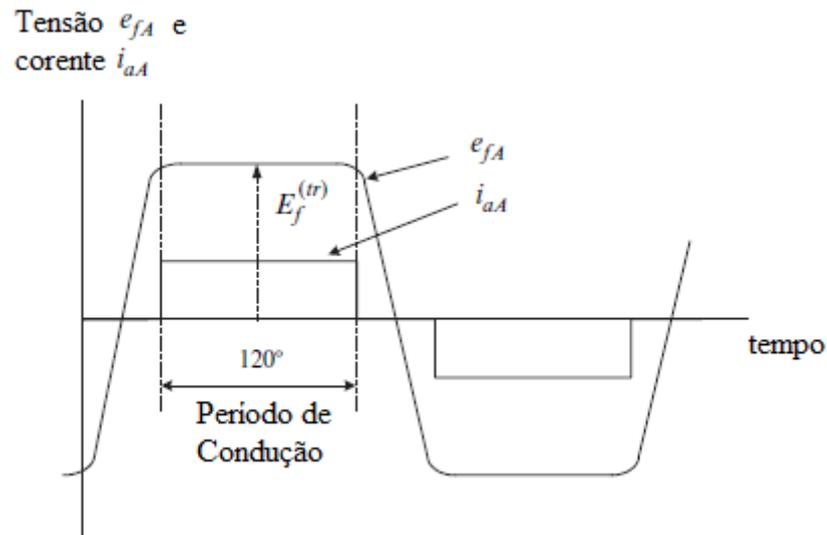
De acordo com Goltz (2012), a distribuição do fluxo magnético no entreferro é trapezoidal, possuindo essa característica em função do formato dos ímãs. Na figura 3.5, pode-se observar a simulação do modelo analítico do fluxo no entreferro da máquina Tórus, onde o fluxo magnético é trapezoidal.

Figura 3.5. – Simulação da distribuição espacial da componente axial do vetor densidade de fluxo pelos ímãs permanentes no entreferro da máquina Tórus a 1mm dos ímãs (Goltz, 2012).



Em máquinas de fluxo trapezoidal, as curvas de FEM são caracterizadas por seu formato de trapézio e normalmente  $120^\circ$  elétricos. Durante este período de  $120^\circ$  elétricos, a fase que está excitada através do inversor está em período de condução, a corrente está fluindo nesta fase, e o tempo de condução é diretamente relacionado com a posição do rotor. Em máquinas com  $120^\circ$  elétricos entre as fases, durante o acionamento há sempre duas fases energizadas e a fase restante desenergizada. Para máquinas com  $180^\circ$  elétricos entre fases, as três fases encontram-se ativas (Gieras *et al.*, 2008). O formato da tensão e da corrente nos terminais da máquina de uma fase é mostrado na Figura 3.6.

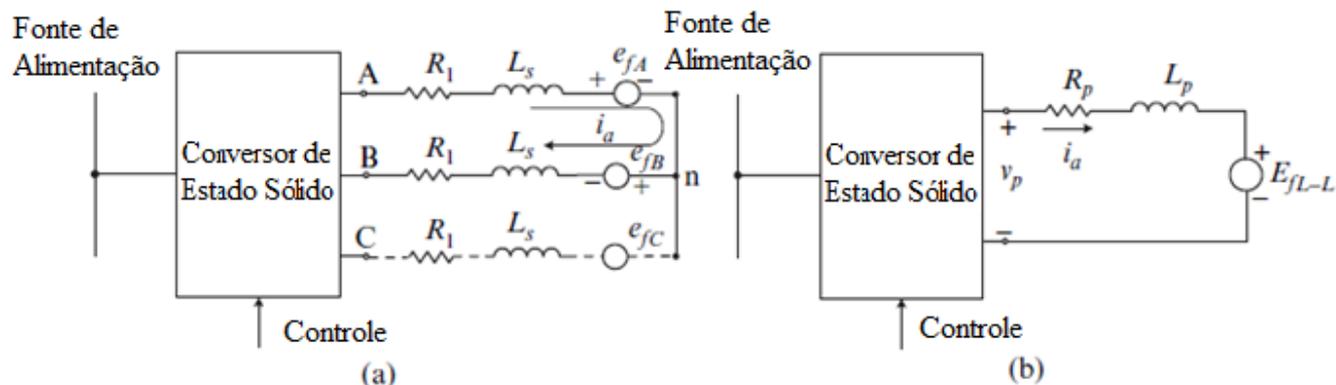
Figura 3.6. – Forma de onda de tensão e de corrente da FEM de uma fase (Gieras *et al.*, 2008).



A combinação de resistências, indutâncias e tensões induzidas resulta no circuito equivalente de uma máquina AFPM de FEM trapezoidal, conforme mostrado na Figura 3.7. A tensão  $E_{fL} - L$  é a tensão de armadura, sempre oposta à tensão de terminal, é contra FEM, e considerada como DC.  $E_{fL} - L = 2E_f^{(tr)}$ ,  $E_f^{(tr)}$  é a tensão de terminal indicada na Figura 5.5,  $R_p = 2R_1$ ,  $L_p = 2L_s$ , são respectivamente as resistências e indutâncias vistas do terminal da máquina com enrolamentos fechados em estrela, ou seja, o modelo equivalente às resistências e indutâncias são duas vezes as de cada enrolamento. As correntes de armadura são  $ia = iaA = -iaB$ , e a tensão de terminal  $v_p = v_{1L} - L$  é a tensão entre duas fases durante a excitação. A tensão de terminal é dada pela equação 3.4 (Gieras *et al.*, 2008).

$$v_p = 2R_1 i_{aA} + 2L_s \frac{di_{aA}}{dt} + 2E_f^{(tr)} = R_p \cdot i_a + L_p \frac{di_a}{dt} + E_{fL} - L \quad (\text{Equação 3.4})$$

Figura 3.7 – Máquina AFPM de fluxo trapezoidal conectada a um inversor com duas fases ativas: (a) circuito elétrico; (b) circuito equivalente para análise (Gieras *et al.*, 2008).



Em análise ao circuito equivalente, aplicando uma tensão CC,  $v_p = V_p$  através dos terminais A e B, implica na aplicação de uma corrente CC pelo condutor e a corrente de armadura da máquina será igual à corrente do eixo de quadratura, resulta na equação 3.5, desenvolvendo o conjugado dado pela equação 3.5 (Gieras *et al.*, 2008).

$$V_p = R_p I_a + E_{fL-L} \quad (\text{Equação 3.5})$$

$$T_d = \frac{P_{elm}}{2\pi n} = \frac{E_{fL-L} I_a}{2\pi n} = \frac{4}{\pi} p N_1 k_w 1 \phi f I_a = K T d c I_a \quad (\text{Equação 3.6})$$

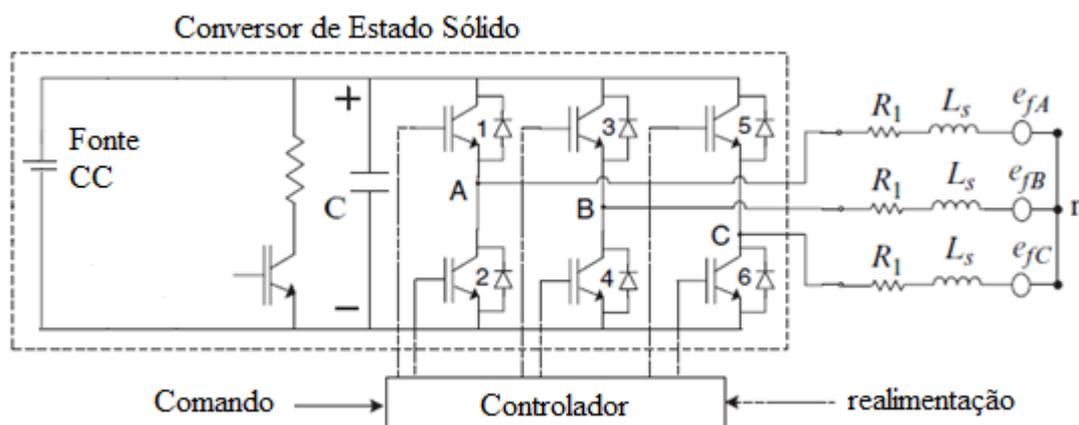
Na equação 3.6,  $K T d c$ , é uma constante construtiva da máquina,  $p$  o número de polos,  $k_w 1$  o fator de enrolamento,  $\phi f$  o fluxo magnético e  $I_a$  a corrente de armadura em quadratura.

A potência eletromagnética da máquina é  $P_{elm} = E_{fL-L} I_a$ , sendo importante ressaltar que  $i_a$  e  $E_{fL-L}$  são instantâneos e podem mudar como o tempo, tal como ocorre nas máquinas CC com escovas (Gieras *et al.*, 2008).

Para acionar a máquina, o conversor de estado sólido ou inversor é composto de seis transistores de potência para a comutação. Normalmente é utilizado transistor bipolar de porta isolada (sigla em inglês - IGBT) ou transistor de efeito de campo (*Mosfets*), que são mais utilizados devido ao custo mais acessível. A frequência de comutação tipicamente usada é de

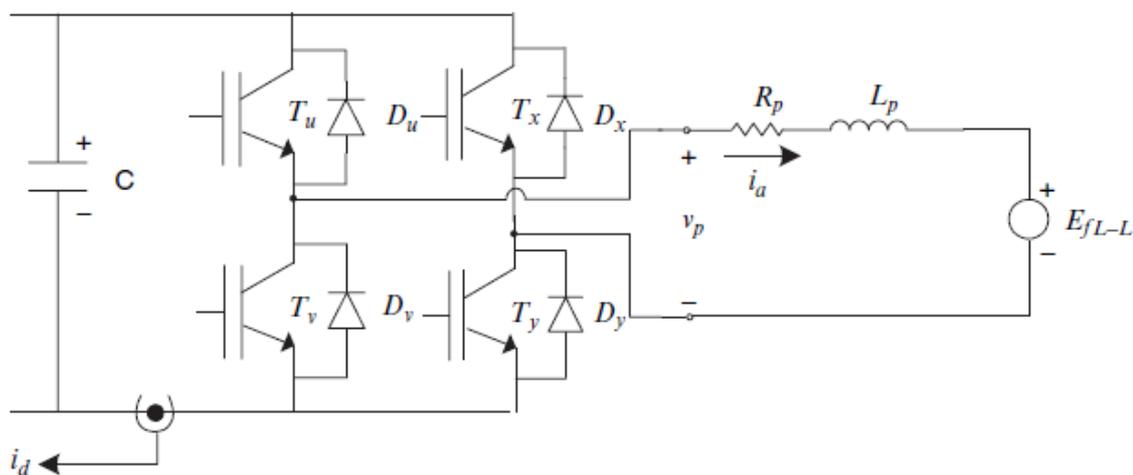
1kHz a 20kHz. É mostrado na Figura 3.8 o conversor CC-CA ligado ao modelo da máquina (Gieras *et al.*, 2008).

Figura 3.8 – Conversor CC-CA e o equivalente de uma máquina AFPM (Gieras *et al.*, 2008).



Cada braço da ponte inversora, os dois transistores podem estar abertos para desligar aquela fase, um transistor ligado e outro desligado vice ou versa, para alimentar com +VCC ou – VCC naquela fase. A ponte inversora da Figura 3.8 cada transistor possui um diodo em antiparalelo que faz a corrente fluir quando o respectivo transistor é desligado, pois libera a energia indutiva armazenada isto faz possível operar como gerador e utiliza-lo para frenagem regenerativa. O circuito da Figura 3.8 pode ser reduzido no circuito da equivalente da Figura 3.9 com duas fases ativas (Gieras *et al.*, 2008).

Figura 3.9 – Circuito equivalente de um conversor CC/CA de uma máquina AFPM de fluxo trapezoidal, com duas fases ativas (Gieras *et al.*, 2008).



Analisando a Figura 3.9, considerando contra FEM  $E_f L - L$  e a corrente média de armadura  $i_a$  positivas, de acordo com a equação 5.3,  $v_p = V_p > E_f L - L$ . A tensão média positiva da fonte pode ser obtida através ligando o transistor  $T_y$  e modulando via PWM os transistores  $T_u$  e  $T_v$  da Figura 5.9 no ciclo de trabalho  $D$  e  $(1-D)$  respectivamente. Seguem as equações 3.7 e 3.8, onde  $T_{ON}$  é o tempo ligado,  $t_s$  é o período e  $f_s$  frequência de chaveamento.

$$D V_d = v_p(\text{avg}) \quad (\text{Equação 3.7})$$

$$D = \frac{T_{ON}}{t_s} = T_{ON} f_s \quad (\text{Equação 3})$$

É importante observar que a corrente média  $i_a$  e a tensão média  $v_p$  alteram-se com o tempo. O sistema somente reage com a tensão média da alimentação e não com a frequência de chaveamento, pois a mesma é alta, e a resposta do sistema mecânico é lenta.

Considerando que a corrente flui para a máquina, a mesma está funcionando como motor quando os transistores  $T_u$  e  $T_y$  da Figura 3.9 estão ligados. A corrente flui da fonte de alimentação DC, circula pela máquina e retorna à fonte de alimentação. Se  $T_v$  e  $T_y$  são ligados, a corrente circula nos diodos *free-wheels* e na máquina. Neste caso, não há corrente fluindo da fonte de alimentação, como é mostrado na Figura 3.10a (Gieras *et al.*, 2008).

No modo gerador, no modo de frenagem com  $E_f L - L$  positivo, o ciclo de trabalho  $D$  da Equação 3.5 é ajustado de modo que  $v_p > E_f L - L$ , permite que a corrente  $i_a$  seja negativa tal como é mostrado na Figura 3.10b.

No caso em que  $E_f L - L$  é negativo, da mesma polaridade que é mostrado na Figura 3.9. Quando o transistor  $T_v$  é ligado durante o ciclo de condução e os transistores  $T_x$  e  $T_y$  são chaveados via PWM, a tensão de alimentação média  $v_p$  é negativa e a corrente pode ser controlada para ser positiva e negativa da mesma maneira que no sentido normal de rotação.

A vantagem deste método é a redução das perdas por chaveamento, visto que somente um braço do inversor é chaveado em alta frequência em qualquer momento (Gieras *et al.*, 2008).

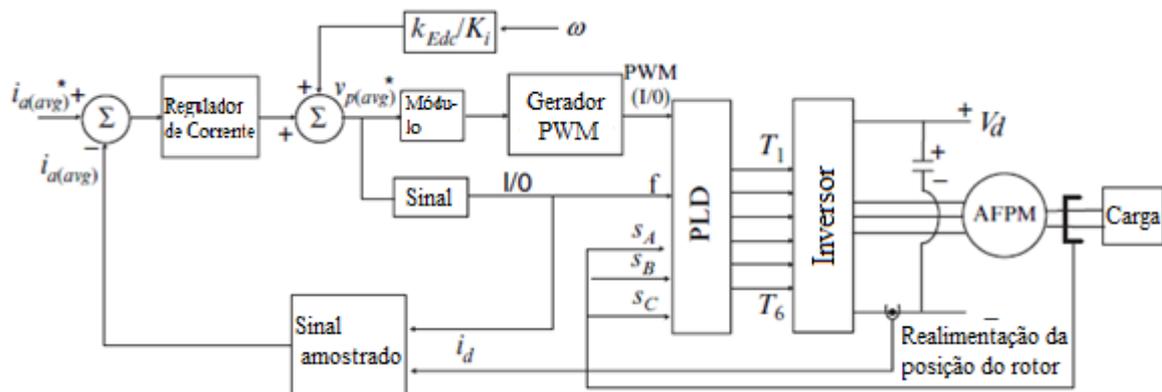
Figura 3.10 – Formas de onda de tensão e corrente de um conversor trapezoidal de uma máquina AFPM: (a) modo motor; (b) modo gerador (Gieras *et al.*, 2008).

### 3.4.1. CONTROLE DE CORRENTE

Para obtenção de controle satisfatório sobre a velocidade, é imprescindível que se tenha um rápido controle de conjugado. De acordo com a equação 3.6, o conjugado de uma AFPM de FEM trapezoidal ocorre através do controle da corrente de armadura, para tanto, um sensor de corrente é utilizado (Gieras *et al.*, 2008).

Na Figura 3.11, pode-se visualizar um diagrama de blocos de um controle de corrente. O controlador atua na comparação entre a corrente de armadura  $i_a$  de referência e a corrente de realimentação  $i_d$  medida, controlando a tensão de alimentação através do sinal  $v_p$ . O PWM é gerado por um PLD (dispositivo de programação lógica). Os sinais  $S_a$ ,  $S_b$  e  $S_c$  demonstram a posição do rotor em razão da leitura dos sensores *Hall*. Assim, o ganho  $k_i$  representa o ganho do inversor, e o ganho  $k_{Edc}$  representa o ganho construtivo da máquina (Gieras *et al.*, 2008).

Figura 3.11 – Diagrama de blocos de um controle para AFPM trapezoidal com único sensor de corrente (Gieras *et al.*, 2008).



Para que os parâmetros do regulador de corrente sejam determinados, deve ser obtida a função transferência do sistema de controle de corrente. A equação da tensão de terminal da máquina em função dos termos médios é dada a seguir na Equação 3.9, onde  $v_p =$

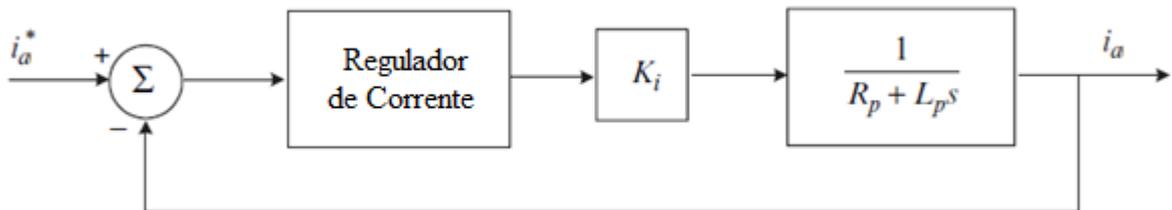
$v_p(\text{médio}) + v_r$ ,  $i_a = i_a(\text{médio}) + i_r$ ,  $v_r$  e  $i_r$  são ondulações de tensão e corrente, resultando na Equação 3.10 na forma de Laplace (Gieras *et al.*, 2008).

$$v_p = R_p \cdot I_a + L_p \frac{di_a}{dt} + E_f L - L \quad (\text{Equação 3.9})$$

$$v_p(s) = (R_p + L_p(s)) \cdot I_a(s) + E_f L - L(s) \quad (\text{Equação 3.10})$$

Com o uso de uma referência de velocidade do rotor, desacoplada do sistema de controle de corrente, o termo  $E_f L - L$  não produz resposta do regulador de corrente. Com isso, este termo não está representado no diagrama de blocos do controle de corrente da Figura 3.12 (Gieras *et al.*, 2008).

Figura 3.12 – Diagrama de blocos de um sistema de controle de corrente (Gieras *et al.*, 2008).



### 3.4.2. CONTROLE DE VELOCIDADE

Considerando a implementação do sistema de controle de corrente, pode-se aplicar um controle de velocidade em torno do laço do controle de corrente. Para tanto, deve-se observar o conjugado elétrico e mecânico, conforme é descrito nas equações de conjugado do sistema (Equações 3.11 e 3.12.) (Gieras *et al.*, 2008).

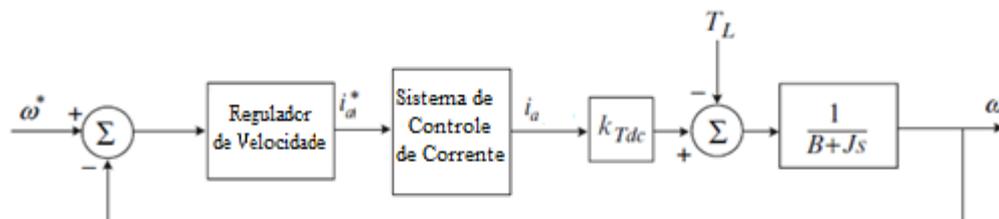
$$Td(s) = kTdcia(s) \quad (\text{Equação 3.11})$$

$$Td(s) - TL(s) = (Bi + Js)\omega(s) \quad (\text{Equação 3.12})$$

Nesse caso,  $TL(s)$  é o conjugado de carga;  $Bi$ , o amortecimento do sistema;  $J$ , o momento de inércia do sistema; e  $w$ , a velocidade angular do rotor em rad/s. Na Equação 3.3, verifica-se a equivalência do conjugado mecânico para o elétrico. Para uma máquina de seis polos, como é o caso da máquina Tórus, utilizada no presente trabalho, a frequência angular das correntes do estator corresponde a três vezes a velocidade angular mecânica (Gieras *et al.*, 2008).

Na Figura 3.13 é mostrado o diagrama de blocos do sistema de controle de velocidade. Nesse caso, pode-se perceber que a leitura de velocidade da máquina é realizada através das leituras dos sinais provenientes dos sensores *Hall* instalados na máquina. Para que a resposta do controle de velocidade seja correta, deve-se obter a função transferência do sistema, assim como os parâmetros do regulador de velocidade (Gieras *et al.*, 2008).

Figura 3.13 – Diagrama de blocos de um sistema de controle de velocidade (Gieras *et al.*, 2008).



### 3.5. FRENAGEM REGENERATIVA

A frenagem regenerativa está sendo bastante evidenciada no que se refere à eficiência energética, já que a energia cinética produzida pode ser convertida em energia elétrica, podendo ser armazenada para reutilização. Esse processo de transformação de energia vem sendo aplicado tanto em veículos puramente elétricos como híbridos, contemplando desde automóveis a motocicletas, ou motonetas. A energia elétrica armazenada pode ser utilizada tanto para alimentar instrumentos ou acessórios de um veículo, quanto para auxiliá-lo durante a partida, aumentando a sua potência, ou minimizando o seu consumo.

Um sistema para conjugação do freio mecânico com o freio eletromecânico da máquina elétrica se faz necessário em virtude da sua capacidade de armazenamento de energia, a qual é limitada pelo banco de baterias e capacitores.

Podemos ressaltar a diferença entre frenagem eletrodinâmica e frenagem regenerativa. Na frenagem eletrodinâmica, a energia é dissipada em resistores de frenagem, como ocorre na maioria dos inversores, sendo perdida. Já na frenagem regenerativa, esta energia é armazenada nas baterias e bancos de capacitores.

Quando uma máquina elétrica atinge uma velocidade acima da velocidade a vazio, nota-se que esta velocidade pode ser alterada mudando o ciclo de trabalho do PWM. A tensão eletromotriz torna-se maior que a tensão terminal, e, em virtude disso, a corrente de armadura se inverte, tornando o conjugado frenante.

Em situações onde os VEs estão em declive, o plano inclinado faz com que a máquina elétrica trabalhe como gerador, convertendo a energia mecânica em energia elétrica, devolvendo-a à fonte de alimentação. De acordo com Blauth (2012), a energia de frenagem é dada pela equação 3.13, onde  $J$  é o momento de inércia total do sistema e  $\omega$  a velocidade angular da máquina.

$$E = \frac{1}{2}J\omega^2[\text{Joules}] \quad (\text{Equação 3.13})$$

No início da frenagem, a tensão  $V_1$  do banco de capacitores é igual à tensão  $V_{bat}$  da bateria, pela conservação da energia, no final da frenagem a energia armazenada está no banco de capacitores. Na equação 3.14, a tensão  $V_1$  é a do início da frenagem, a tensão  $V_2$ , a do final do banco de capacitores.(Blauth, 1988).

$$E_{inicial} = E_{final}$$

$$\frac{1}{2}CV_1^2 + \frac{1}{2}J\omega^2 = \frac{1}{2}CV_2^2 \quad (\text{Equação 3.14})$$

### 3.6 BATERIAS E SUPERCAPACITORES

Nos últimos anos, os veículos elétricos vêm mostrando uma maior autonomia e confiabilidade do sistema de suprimento de energia, pois combinam diversas fontes de energia em relação à densidade de energia e potência. Para amortecer rápidas variações de carga, se fazem necessárias fontes de rápida transferência de energia, as quais suprem uma alta demanda de potência por um curto período de tempo. Essas são exemplificadas por supercapacitores. Já as baterias, são aplicadas para lentas variações de carga, uma fonte de transferência de energia mais lenta por um maior período de tempo.

Com o avanço da tecnologia, as baterias adquiriram elevadas densidades de energia, acarretando em um aumento da autonomia dos VEs. Basicamente, as baterias são resultados de um fenômeno eletroquímico identificado há quase trezentos anos, sendo amplamente difundidas no mundo moderno através da utilização em diversos equipamentos. Uma bateria é formada por um conjunto de células responsáveis por transformar energia química em elétrica através de duas placas de composição diferente chamadas de eletrodo, desempenham a função de catodo e anodo respectivamente. A reação química ocorre através da imersão das placas em uma composição denominada eletrólito, que pode ser sólida, líquida ou gasosa, desde que seja um condutor iônico.

Os cátions por sua vez são atraídos pelos íons negativos do eletrólito e repelem os íons positivos do eletrólito em direção ao eletrodo positivo. Isso acarreta um excesso de carga positiva no eletrodo positivo. O eletrodo negativo acumula carga negativa, pois é dissolvido no eletrólito, liberando os átomos carregados positivamente. De acordo com Gussow (2004), quando uma carga é conectada, as forças de atração e repulsão fazem uma transferência dos elétrons livres do eletrodo negativo para o eletrodo positivo, provocando uma diferença de potencial.

Para definir baterias para VEs no que se relaciona à autonomia, é importante calcular a energia armazenada. De acordo com Larminie & Lowry (2003), a energia armazenada é um parâmetro que depende da carga armazenada e da tensão, definido por  $Whr$ , explícito na Equação 3.15.

$$Energia[Whr] = Tensão[V].Capacidade\ de\ Carga[Ah] \quad (\text{Equação 3.15})$$

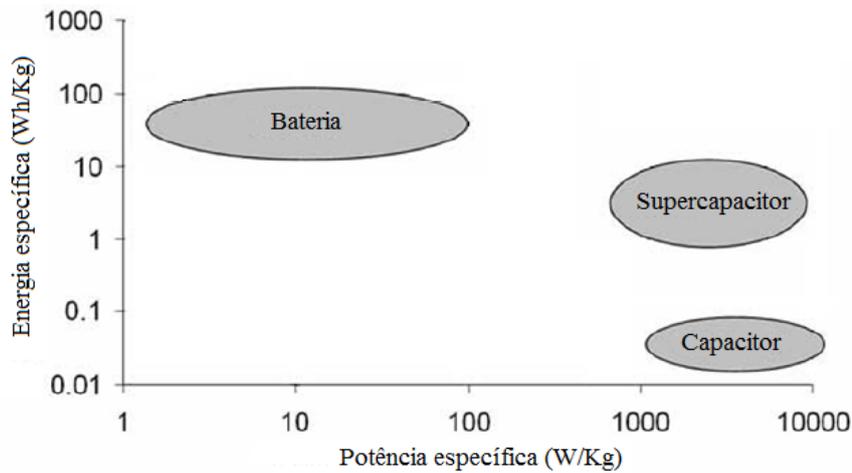
Outro conceito importante para VEs, no que se refere baterias, é a energia específica. Segundo Larminie & Lowry (2003), a energia específica é a quantidade de energia elétrica armazenada por massa de bateria e utiliza a unidade Wh/Kg. A eficiência energética é a relação da energia fornecida pela energia de carga utilizada para aquele estado de carga anterior da bateria. De acordo com a forma de descarga, o valor da eficiência energética pode se alterar.

Quando a bateria não é utilizada ou é recarregada durante um longo período de tempo, ocorre um fenômeno chamado autodescarga. Este fenômeno é causado pelo processo eletroquímico, se assemelha a uma pequena carga conectada a bateria, e pode ser amenizado armazenando-se as baterias sob baixas temperaturas (Larminie & Lowry, 2003).

Os supercapacitores são fontes de energia de rápida transferência, importantes para armazenar energia para utilização quando há uma grande demanda energética, como é o caso da partida de motores elétricos em VEs quando o mesmo está em repouso. O supercapacitor é um componente elétrico formado por duas camadas separadas por um dielétrico, trata-se de uma nova versão dos capacitores, entretanto, com valores muito maiores de capacitância. Podem ser classificados como elétricos e eletroquímicos.

Os capacitores comuns apresentam alta densidade de potência, ou seja, carga e descarga rápidas, assim como baixa densidade de energia, acumulando pouca energia. As baterias, por sua vez, possuem características opostas, com baixa densidade de potência e alta densidade de energia. Contudo, os supercapacitores oferecem alta densidade de energia quando comparados a capacitores comuns, e alta densidade de potência em relação à bateria. No gráfico de Ragone (Figura 3.14), é feita comparação entre potência e energia específicas dos supercapacitores com baterias e capacitores convencionais (Johansson e Andersson, 2008).

Figura 3.14 – Gráfico de Ragone, classificação dos dispositivos de carga. (Johansson e Andersson, 2008).



De acordo com Halliday (1996), a capacitância de um capacitor de placas paralelas dado pela Equação 3.16, onde  $C$  é a capacitância em Faraday, “ $K$ ” a constante dielétrica do material isolante, “ $A$ ” a área e “ $d$ ” é a distância entre as placas.

$$C = k8,85 \times 10^{-12} \frac{A}{d} \quad (\text{Equação 3.16})$$

A figura 3.15 mostra “Ls Ultra Capacitor-High Voltage Series 350f / 2.8V”. É importante visar que devido à baixa isolamento, os supercapacitores devem ser ligados em série. De acordo com Halliday (1996), “a tensão total que pode ser aplicada a um grupo de capacitores em série é igual à soma das tensões de trabalho de cada capacitor isolado”. Para calcular a equivalência de capacitores, “a capacitância equivalente é igual à soma dos inversos das capacitâncias”, onde  $q$  é a carga em Culomb e  $V$  é a tensão em Volts, como é mostrado nas equações 3.17 e 3.18.

$$V = \sum_{j=1}^n V_n = q \sum_{j=1}^n \left(\frac{1}{C_n}\right) \quad (\text{Equação 3.17})$$

$$C_{eq} = \frac{q}{V} = \frac{1}{\sum_{j=1}^n \frac{1}{C_n}} \quad (\text{Equação 3.18})$$

Figura 3.15 – Supercapacitores de 2,8V e 350F (LSMTROM – ULTRA CAPACITOR, 2013).

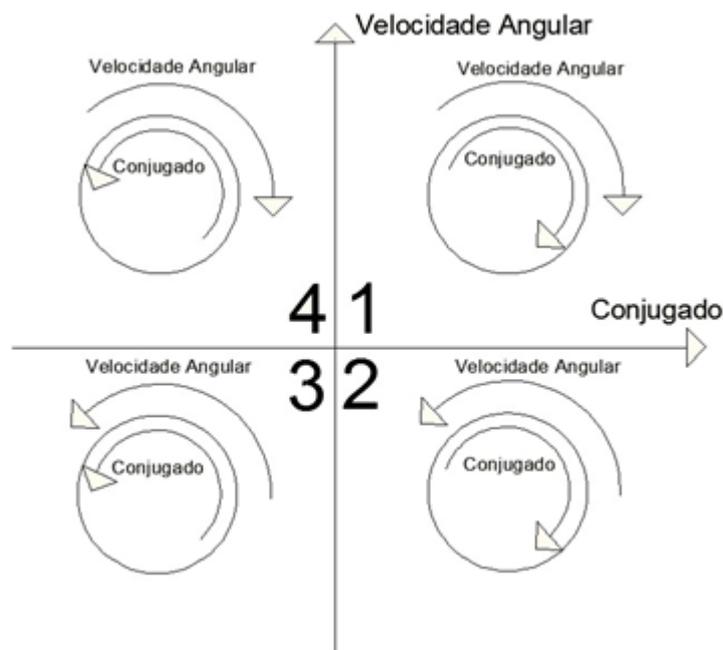


### 3.7 ACIONAMENTOS EM QUATRO QUADRANTES

Uma premissa básica em conversão eletromecânica de energia é que todas as máquinas elétricas rotativas possam operar como motor e gerador. O conceito de frenagem engloba tanto máquinas de corrente contínua como máquinas síncronas de ímãs permanentes. Para compreender este conceito, deve conhecer os quadrantes de funcionamento. Na Figura 3.16, nos quadrantes primeiro e terceiro, o conjugado e a rotação resultante da máquina possuem o mesmo sentido: a máquina opera como motor. Nos quadrantes segundo e quarto, o conjugado e a rotação possuem sentidos opostos, a rotação é definida pelo sistema que traciona a máquina, a qual trabalha como motor.

O regime de frenagem é mostrado no segundo e quarto quadrante visto que o conjugado da máquina esta em sentido inverso ao sentido de giro da máquina (ESTV, 2011).

Figura 3.16 – Acionamentos de quatro quadrantes (ESTV, 2011).



Na Tabela 3.1 são apresentados o sentido de rotação e a variação de velocidade. No primeiro quadrante, a máquina possui conjugado e rotação positivos, sendo que a mesma

encontra-se em sentido direto de rotação, acelerando. No terceiro quadrante, o conjugado e a rotação são negativos e a máquina está acelerando, com o sentido de rotação reverso (ESTV, 2011).

Tabela 3.1: Acionamento de quatro quadrantes (ESTV, 2011).

Quadrante	Conjugado	Rotação	Sentido de rotação	Varição de velocidade
1	>0	>0	Avante	Acelera
2	>0	<0	Ré	Freia
3	<0	<0	Ré	Acelera
4	<0	>0	Avante	Freia

#### 4. DEFINIÇÃO DE UM SISTEMA DE ACIONAMENTO

Foi utilizado neste trabalho a Tórus que consiste em uma máquina *brushless* de ímãs permanentes de terras raras e fluxo axial, são mostradas na tabela 4.1 as características da Tórus.

Tabela 4.1: Características da máquina Tórus utilizada no trabalho.

Características da máquina Tórus:	
Comprimento axial:	90 mm
Conjugado máximo:	3 Nm
Diâmetro externo:	150 mm
Número de bobinas:	18
Número de espiras por bobina:	70
Número de fases:	3
Número de Polos:	6
Rotação Nominal:	450 rpm

A partir de uma máquina já existente, foi necessário definir um método de acionamento e a obtenção de uma tabela de acionamento para que a máquina rodasse. A máquina Tórus já possuía em sua constituição três sensores *Hall* inseridos no interior da máquina, defasados 20° mecânicos entre eles.

Para obter a tabela de acionamento, foi inserida uma tensão baixa de 5VCC para circular uma pequena corrente no enrolamento da máquina. Foram realizadas todas as possíveis combinações entre 5VCC, 0VCC e (não conectado) nos terminais da máquina e foram anotadas as leituras dos três sensores *Hall* e obtida a Tabela 4.2.

Tabela 4.2: Sequência de acionamento obtido experimentalmente da máquina Tórus.

Leituras dos Sensores Hall			Alimentação VCC nas Fases			Sinais de Chaveamento					
hA	hB	hC	FA	FB	FC	A	a	B	b	C	c
0	0	0	0	-	5	0	1	0	0	1	0
1	0	0	0	5	-	0	1	1	0	0	0
1	1	0	-	5	0	0	0	1	0	0	1
1	1	1	5	-	0	1	0	0	0	0	1
0	1	1	5	0	-	1	0	0	1	0	0
0	0	1	-	0	5	0	0	0	1	1	0

Sentido Horário											
Leituras dos Sensores Hall			Sinais de Chaveamento						Alimentação VCC nas Fases		
hA	hB	hC	A	a	B	b	C	c	FA	FB	FC
0	0	0	0	0	0	1	1	0	-	0	5
1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	-	5
1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	5	-
1	1	1	0	0	1	0	0	1	-	5	0
0	1	1	1	0	0	0	0	1	5	-	0
0	0	1	1	0	0	1	0	0	5	0	-

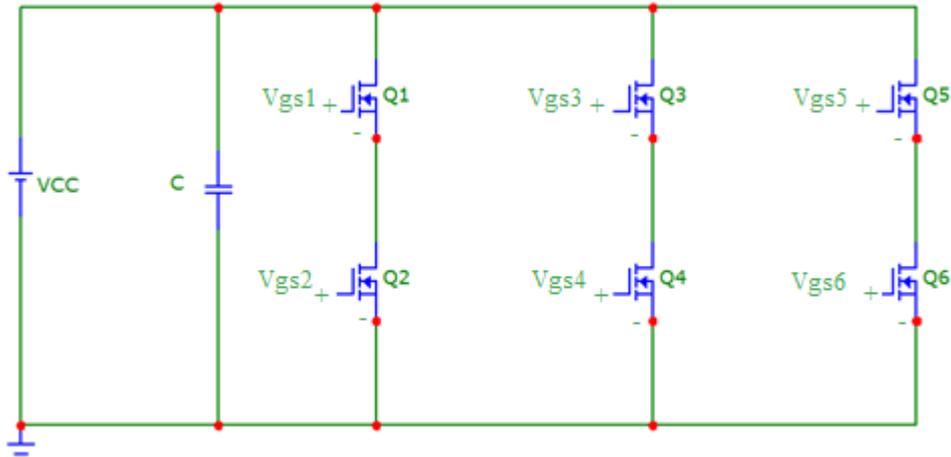
  

Sentido Ante Horário											
Leituras dos Sensores Hall			Sinais de Chaveamento						Alimentação VCC nas Fases		
hA	hB	hC	A	a	B	b	C	c	FA	FB	FC
0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	5	-
1	0	0	0	0	1	0	0	1	-	5	0
1	1	0	1	0	0	0	0	1	5	-	0
1	1	1	1	0	0	1	0	0	5	0	-
0	1	1	0	0	0	1	1	0	-	0	5
0	0	1	0	1	0	0	1	0	0	-	5

Os sinais de chaveamento são aplicados nos acionadores de *Mosfets* de cada braço da ponte para que seja feito o acionamento corretamente. Para que a máquina gire, basta realizar a leitura dos sensores *Hall* e fazer o acionamento utilizando os sinais da próxima linha conforme o sentido de rotação anterior ou posterior à linha da tabela da leitura dos sensores.

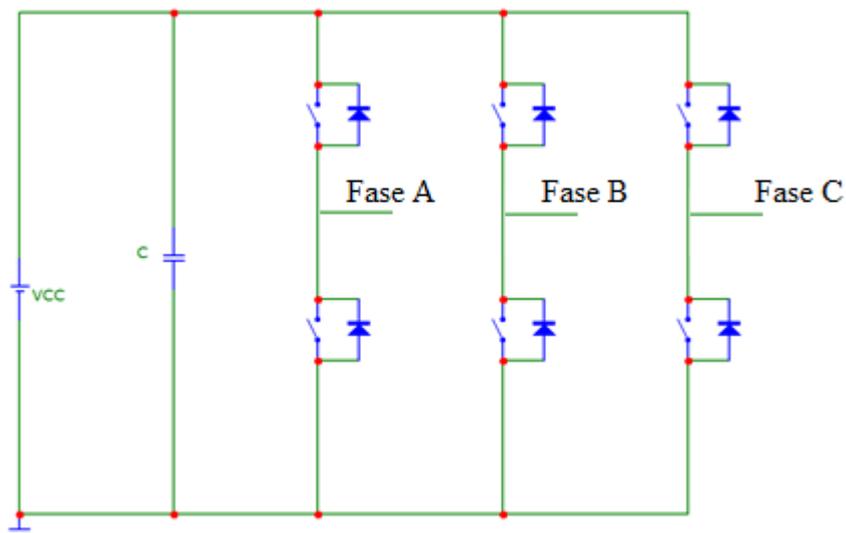
O circuito de potência que realiza o chaveamento é chamado de ponte trifásica composta por seis transistores de efeito de campo (*Mosfet*), esta ponte é composta por três braços correspondentes a cada fase, apresentada na Figura 4.1.

Figura 4.1 – Ponte trifásica.



O modelo da ponte trifásica pode ser concebido como um conjunto de chaves com um diodo em paralelo. Este diodo é característico dos transistores de efeito de campo (*Mosfet*), modelo mostrado na Figura 4.2.

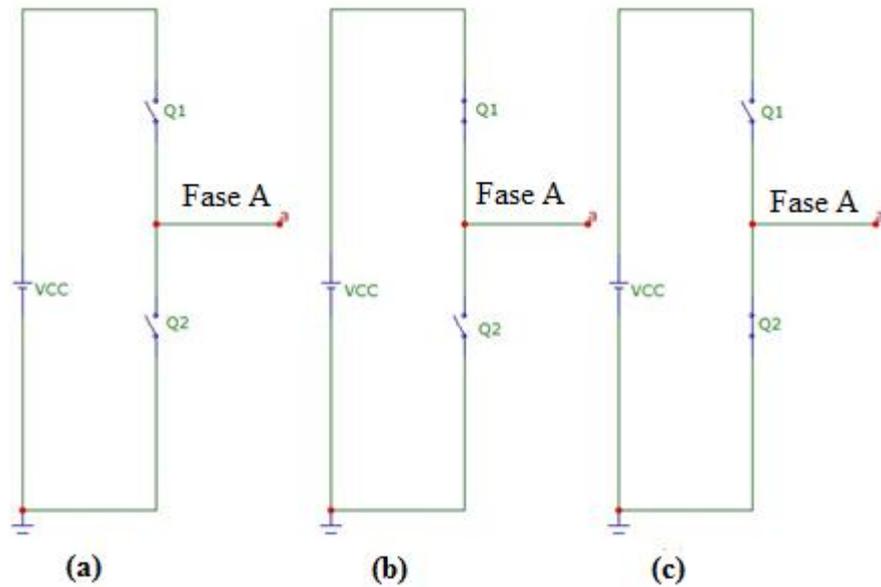
Figura 4.2 – Modelo da ponte trifásica.



O chaveamento dos transistores é importante ser analisado, para tanto foi escolhida um braço da ponte, ou seja, a uma fase (Fase A) nas três situações possíveis de acionamento. De acordo com a Figura 4.13a, ambas as chaves Q1 e Q2 estão abertas à saída da fase dada em “Fase A” está desconectada. Na Figura 4.3b, Q1 está fechada e Q2 está aberta; a saída da fase em “Fase A” se encontra VCC, ou seja, está positiva. Na Figura 4.3c, Q1 está aberta e Q2, fechada, a saída da fase em “Fase A” está conectada a 0V ou GND, ou seja a fase negativa. A situação em que as chaves Q1 e Q2 estão ligadas jamais deve acontecer, uma vez que fecharia um curto circuito na fonte VCC que alimenta a ponte.

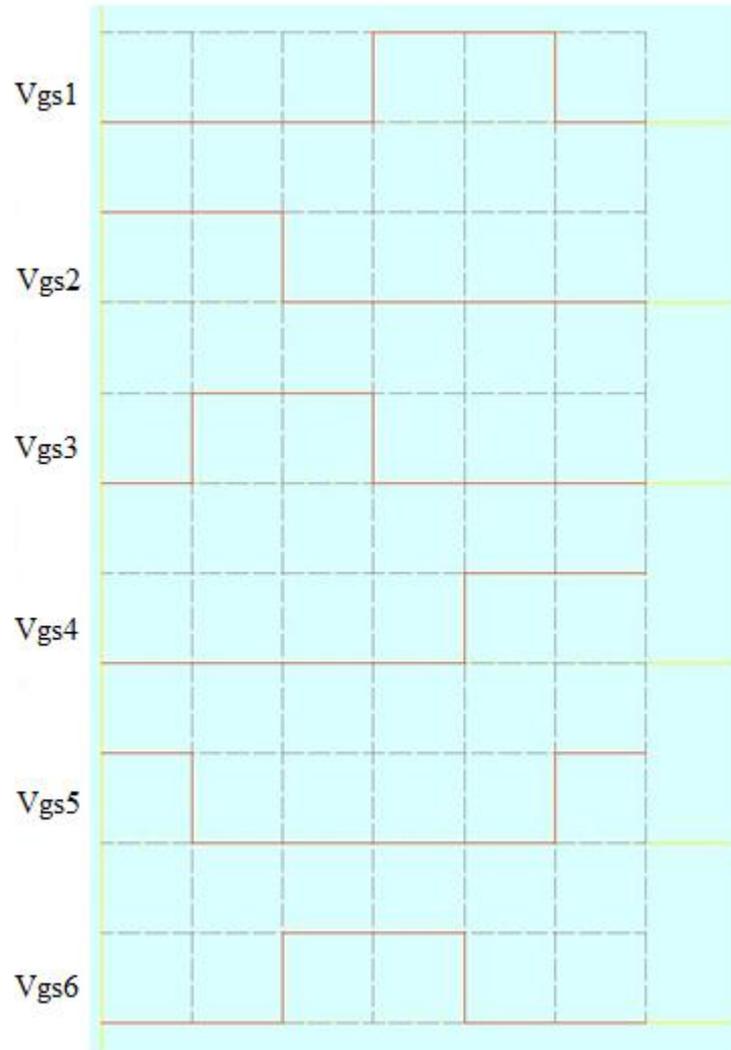
Em alguns casos, dependendo da tabela e do modo de acionamento, necessita utilizar um tempo morto (*dead time*) para que durante a transição da sequência de acionamento não haja uma situação em que as duas chaves de um braço permaneçam acionadas, e conseqüentemente provoque um curto-circuito na alimentação. Neste trabalho, a estratégia de acionamento escolhida manteve duas fases energizadas e uma desligada, não necessita de tempo morto, pois as chaves não são complementares como ocorre no acionamento com três fases energizadas. As estratégias de acionamento serão discutidas mais adiante.

Figura 4.3 – Posição das chaves de um braço da ponte trifásica.



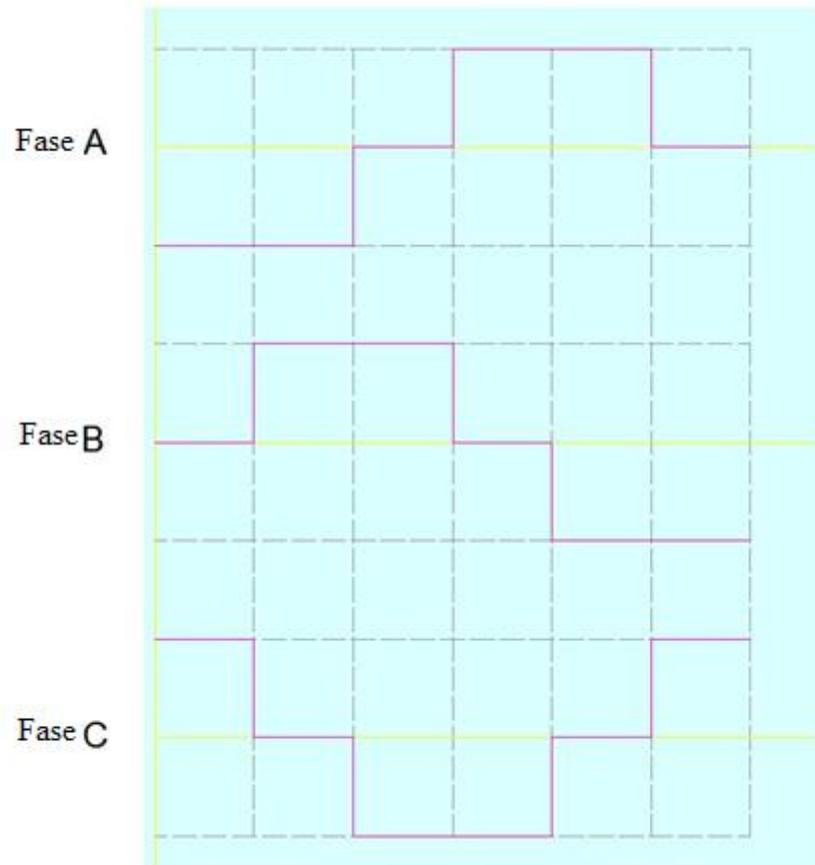
Para entendimento claro da tabela de acionamento, foi construído um desenho no programa Auto Cad. Para a implementação prática, utilizaram-se acionadores para os transistores de efeito de campo (*Mosfet*), chamado IR2110, que tem por objetivo realizar uma rápida transição do transistor aberto para fechado através de um pulso de corrente. Na figura 4.4, são representados as tensões de  $V_{gs}$  dos seis transistores da ponte inversora.

Figura 4.4 – Tensões de Gate dos MOSFETS de potência.

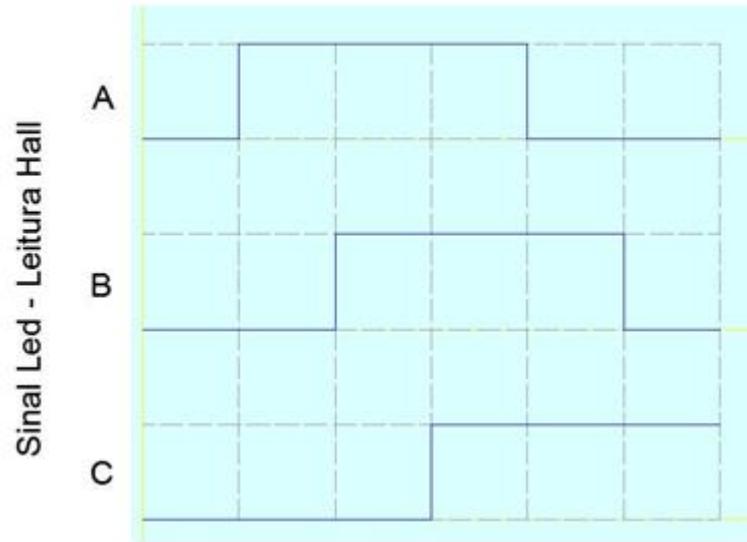


Na Figura 4.5 são mostradas as tensões de saída da ponte trifásica, que quando acionam uma carga indutiva com um motor, tornam as curvas semelhantes a curvas senoidais.

Figura 4.5 – Tensões na saída da ponte trifásica.



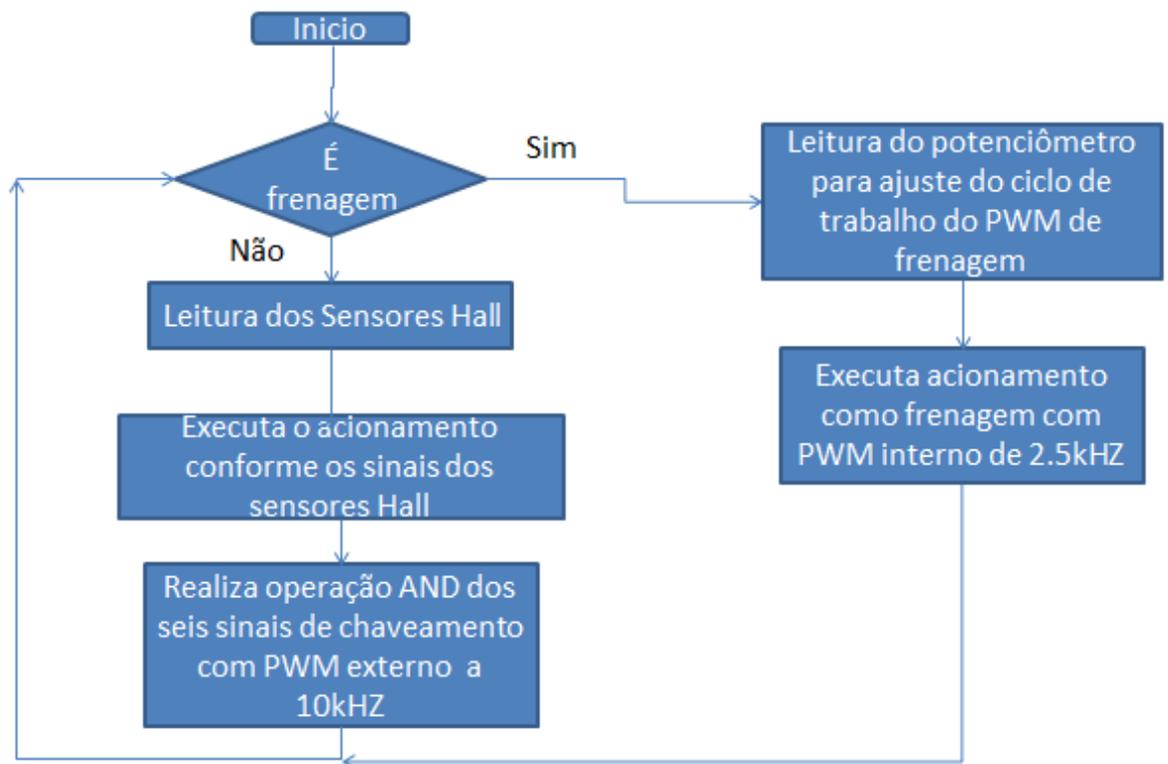
Os sinais provenientes dos sensores *Hall* são mostrados na Figura 4.6, onde os sinais são obtidos através da posição relativa dos ímãs em relação aos sensores. Na construção da máquina que possui 6 polos, os sensores estão distribuídos com  $20^\circ$  mecânicos entre eles. Esta máquina possui 3 pares de polos e os sensores estão defasados a  $60^\circ$  elétricos entre eles.

Figura 4.6 – Sinais provenientes dos sensores *Hall*.

## 5. CIRCUITO DE ACIONAMENTO PROPOSTO

Para a execução da tabela de acionamento, foi implementado um circuito de acionamento composto por um módulo de controle e modulação PWM. O módulo de potência utilizado já se encontrava pronto.

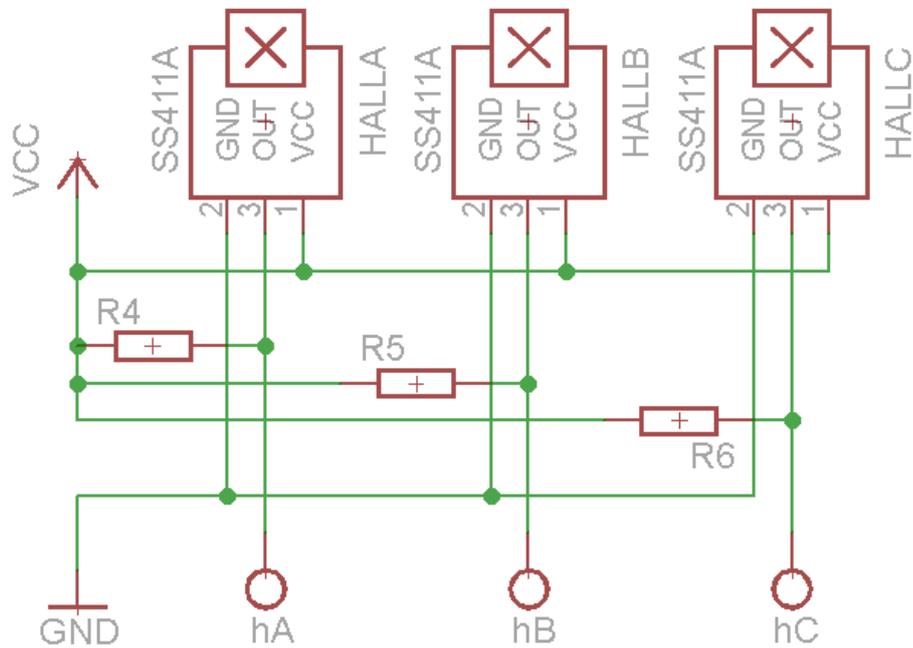
Figura 5.1 – Fluxograma geral simplificado do sistema de acionamento.



Na Figura 5.2 é mostrado o esquema do circuito de controle, responsável por realizar as leituras dos sinais provenientes dos sensores *Hall*, pinos marcados com “hA”, ”hB” e “hC”. A partir dessas leituras, o microprocessador PIC16f877A executa a tabela de acionamento e aciona os *leds* conectados aos pinos 36, 37 e 38 do microprocessador. Conforme a leitura dos sensores *Hall*, esta função foi implementada para obter a Tabela 4.1.

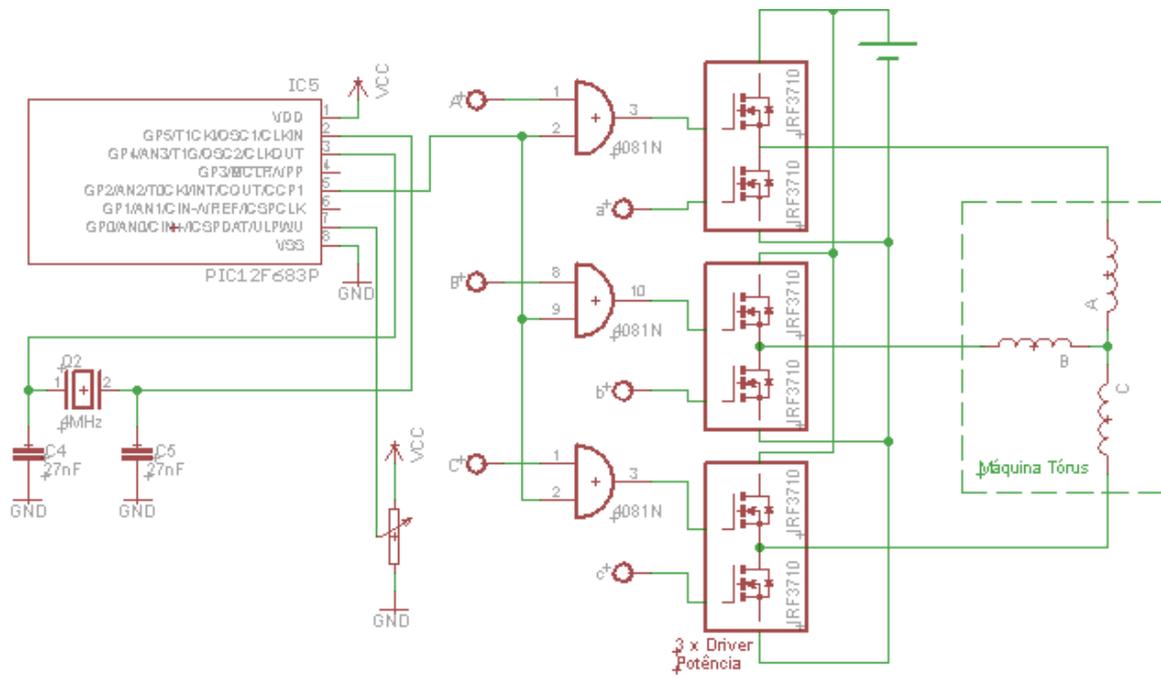


Figura 5.3– Esquema da alimentação dos sensores Hall.



Na Figura 5.4, é mostrado o esquema do circuito modulador utilizado para o funcionamento como motor da máquina Tórus. Este circuito tem por finalidade modular por largura de pulso(PWM) a tensão  $V_{gs}$  do circuito de potência. Este circuito é composto por um pequeno microprocessador PIC16F683, sua função é gerar um sinal PWM de 10kHz de frequência, este PWM comparado com portas AND com o sinal proveniente do circuito de controle, e alimenta os pinos dos acionadores dos MOSFETS da parte de potência.

Figura 5.4 – Esquema do circuito modulador PWM.

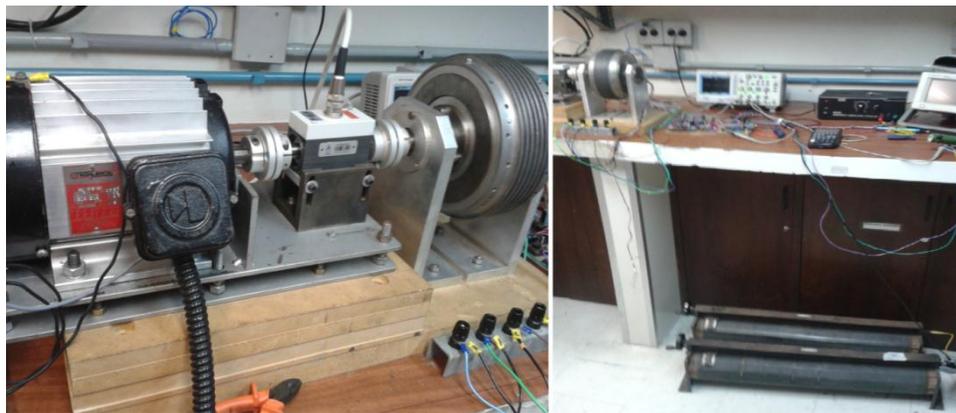


## 6. PROCEDIMENTOS E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

### 6.1. FRENAGEM

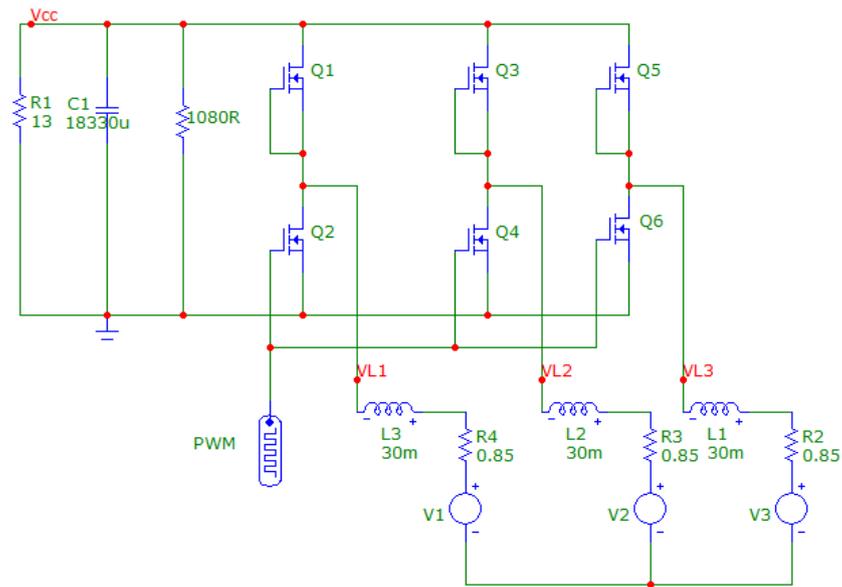
Para realizar o ensaio de frenagem, foi utilizado um motor de indução de 1CV quatro polos da KOHLBACH como máquina primária e a sua velocidade é controlada por um inversor. A bancada de testes que foi montada para os ensaios de frenagem é mostrada na Figura 6.1.

Figura 6.1 – Bancada de Testes.



Para realizar a frenagem, foi realizado o acionamento da ponte inversora como uma ponte retificadora trifásica, ou seja, os transistores superiores ficaram abertos, e os transistores inferiores foram modulados todos com o mesmo sinal PWM (Figura 6.2 - o esquema do acionamento de frenagem).

Figura 6.2 – Esquema do acionamento na frenagem.

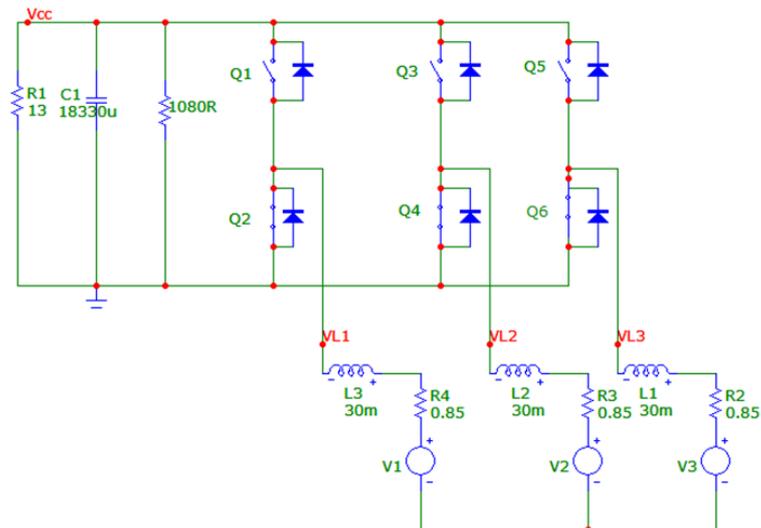


Na Figura 6.3, é mostrado o instante em que os transistores Q2, Q4 e Q6 estão ativos durante o ciclo de trabalho PWM. Neste momento a indutância da máquina armazena energia através da circulação de corrente, nota-se que ocorre um curto circuito trifásico neste período, portanto o ciclo de trabalho nunca deve atingir 100%.

A energia acumulada em um indutor pode ser calculada através da Equação 6.1, onde L é a indutância expressada em Henry e I a corrente circulante expressada em Amperes.

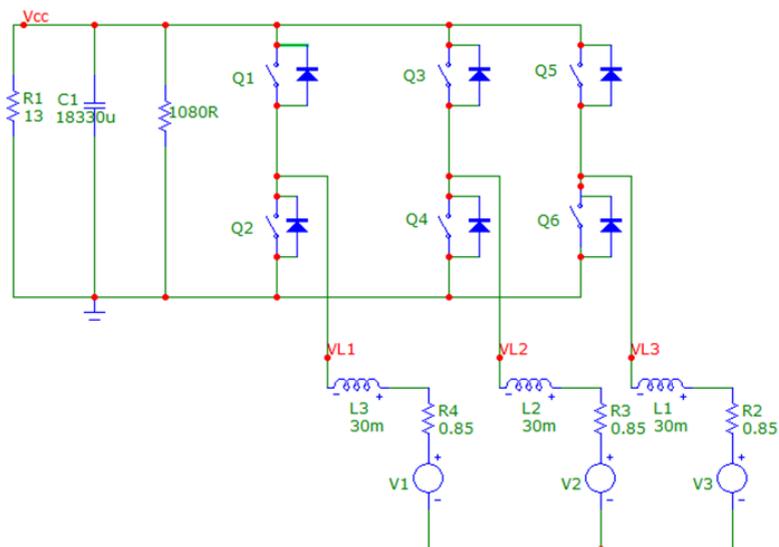
$$E = \frac{LI^2}{2}[\text{J}] \quad (\text{Equação 6.1})$$

Figura 6.3 – Circuito equivalente durante o ciclo de trabalho do PWM.



Na Figura 6.4, é mostrado o instante em que a energia armazenada na indutância é liberada a carga e ao banco de capacitores através da condução dos diodos intrínsecos dos *Mosfets* Q1, Q3 e Q5 que operam como retificador trifásico de onda completa.

Figura 6.4 – Esquema do acionamento na frenagem.



A frenagem regenerativa se dá através do momento que há o curto trifásico por um curto período, a indutância da máquina acumula energia, quando são abertas as chaves inferiores esta energia é liberada. Para que o sistema funcione imprescindível à utilização de um banco de capacitores acoplados ao barramento CC. Este banco de capacitores tem por finalidade, absorver parte da energia quando as chaves superiores estão abertas, e durante o curto trifásico eles alimentam a carga elevando a eficiência do sistema.

A máquina primária utilizada durante os ensaios de frenagem limitou os ensaios devido ao limite de conjugado de 4Nm que ela pode oferecer. Isto resultou em uma baixa faixa de operação, limitaram a 150rpm os ensaios, pois com carga na máquina geradora, a máquina primária não supriu.

## 6.2. OBTENÇÃO DO MOMENTO DE INÉRCIA DO SISTEMA

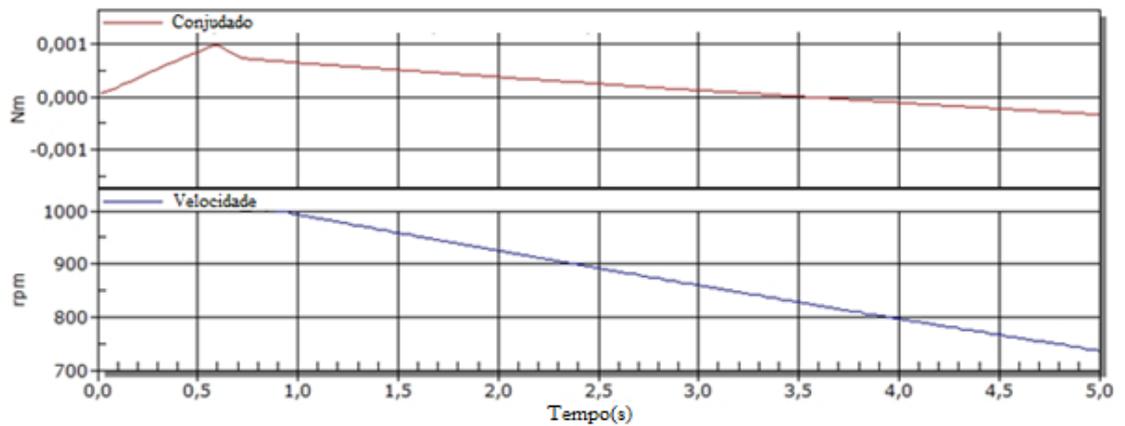
Em virtude desta limitação de operação da máquina primária com relação à velocidade, foi necessário obter o Momento de Inércia do conjunto máquina primária e geradora para seja possível calcular a energia cinética armazenada, possibilitando a obtenção da eficiência de frenagem em uma desaceleração na qual é só utilizada a máquina primária para elevar a 1000rpm, ou seja, acumular energia cinética no sistema e mensurar a energia dissipada na carga.

O momento de inércia é dado pela Equação 6.2, onde  $T$  é o conjugado,  $J$  é o momento de inércia,  $\omega$  a velocidade angular em radianos por segundos e  $t$  o tempo (Blauth, 2012).

$$J = \frac{T}{\frac{d\omega}{dt}} [\text{kg} \cdot \text{m}^2] \quad (\text{Equação 6.2})$$

Para obtenção do momento de inércia do sistema máquina primária e gerador, foi utilizado o torquímetro da HBM, NW20, que possui comunicação Ethernet com o microcomputador e um software de aquisição digital de dados (DAQ) com taxa de amostragem de 2,5kHz. Um ensaio de desaceleração foi realizado, a máquina primária foi elevada a 1000rpm e as curvas de conjugado e velocidade angular foram adquiridas. Bastando-se de dois pontos da curva de velocidade obtendo-se a taxa de variação e multiplicando por  $\frac{2\pi}{60}$  chega-se à unidade  $\text{rad}/\text{s}^2$ . Dividindo-se a taxa de variação da velocidade angular pelo conjugado chegou-se ao momento de inércia. Na Figura 6.3 são apresentados os gráficos de conjugado e velocidade angular em relação ao tempo durante a desaceleração.

Figura 6.3 – Gráficos de velocidade x conjugados para obter o momento de inércia da máquina primária.



Analisando os dados obtidos, chegou-se aos seguintes valores:

Para  $t=2,5s$ , foi utilizado o conjugado médio e a variação de dois pontos com valores descritos na tabela a seguir (Tabela 6.1).

Tabela 6.1 – Rotação e conjugado durante a desaceleração para obter o momento de inércia da máquina primária.

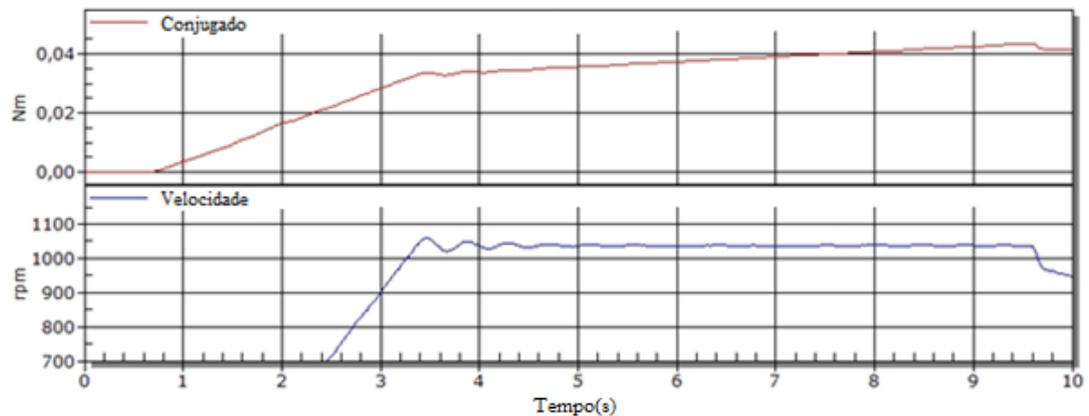
t(s)	n(rpm)	T(N/m)
2	875,861	1,17E-03
2,5	844,643	<b>1,03E-03</b>
3	813,168	8,91E-04

Para a máquina primária, o valor de momento de inércia encontrado foi de  $1,58.10^{-4}kg.m^2$ .

$$J_{primária} = \frac{0,001034}{\frac{(875,8608 - 813,1682) * \frac{2\pi}{60}}{3 - 2}} = 1,58 \times 10^{-4} kg.m^2 \quad (\text{Equação 6.3})$$

Para obter o momento de inércia da máquina geradora, no caso a Tórus, foi realizado o ensaio de aceleração, foi programada uma rampa de 8 segundos no inversor afim de que a máquina primária atinja 1000rpm. Foi obtido o gráfico da figura 6.4 através da aquisição dos dados referente ao conjugado e velocidade da máquina.

Figura 6.4 – Gráficos de velocidade x conjugados para obter o momento de inércia da Tórus.



Para  $t=3s$ , foi utilizado o conjugado médio e a variação de dois pontos com valores descritos na Tabela 6.2.

Tabela 6.2 – Rotação e conjugado durante a desaceleração para obter o momento de inércia da máquina Tórus.

t(s)	n(rpm)	T(N/m)
2,8	827,554	0,02586
3	899,01	<b>0,02825</b>
3,2	975,863	0,03083

Para a máquina geradora a Tórus, o valor de momento de inércia encontrado foi de  $7,27 \times 10^{-4} \text{ kg. m}^2$ .

$$J_{\text{tórus}} = \frac{0,02825}{\frac{(975,863 - 827,554) * \frac{2\pi}{60}}{3,2 - 2,8}} = 7,27 \times 10^{-4} \text{ kg. m}^2 \quad (\text{Equação 6.4})$$

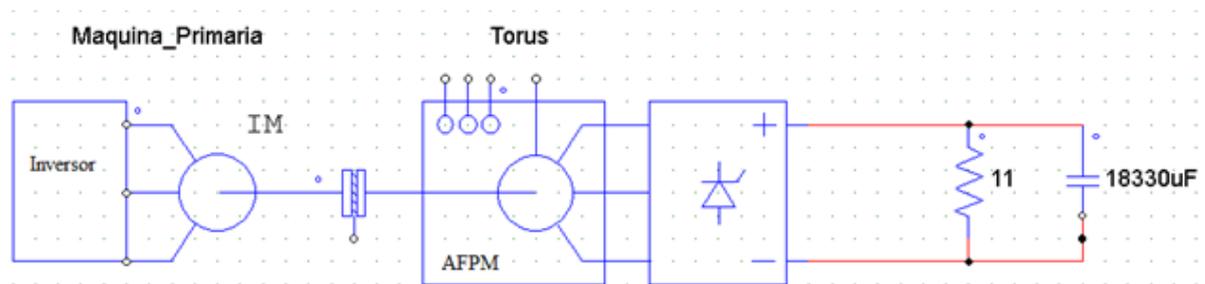
O momento de inércia total do sistema é a soma dos momentos das máquinas primária e geradora.

$$\begin{aligned} J_{total} &= J_{primária} + J_{tórus} = 1,58 \times 10^{-4} + 7,27 \times 10^{-4} \\ &= 8,85 \times 10^{-4} \text{ kg.m}^2 \text{ Equação (6.5)} \end{aligned}$$

### 6.3. EFICIÊNCIA DE FRENAGEM

Um ensaio de frenagem regenerativa foi realizado, sendo utilizado como máquina primária o motor de indução de 1CV 4 polos de fabricação KOHLBACH ligado em um inversor conforme mostrado na Figura 6.5.

Figura 6.5 Diagrama de montagem em bancada da Tórus como gerador.



Para o cálculo da eficiência de frenagem, foi necessário utilizar o torquímetro TW20 da HBM para aquisição da potência mecânica. Para obtenção da potência elétrica, um osciloscópio foi empregado para medir potência elétrica através da tensão de corrente média na carga e no ciclo de trabalho do acionamento. A carga utilizada no ensaio foi um resistor de  $11,3\Omega$ .

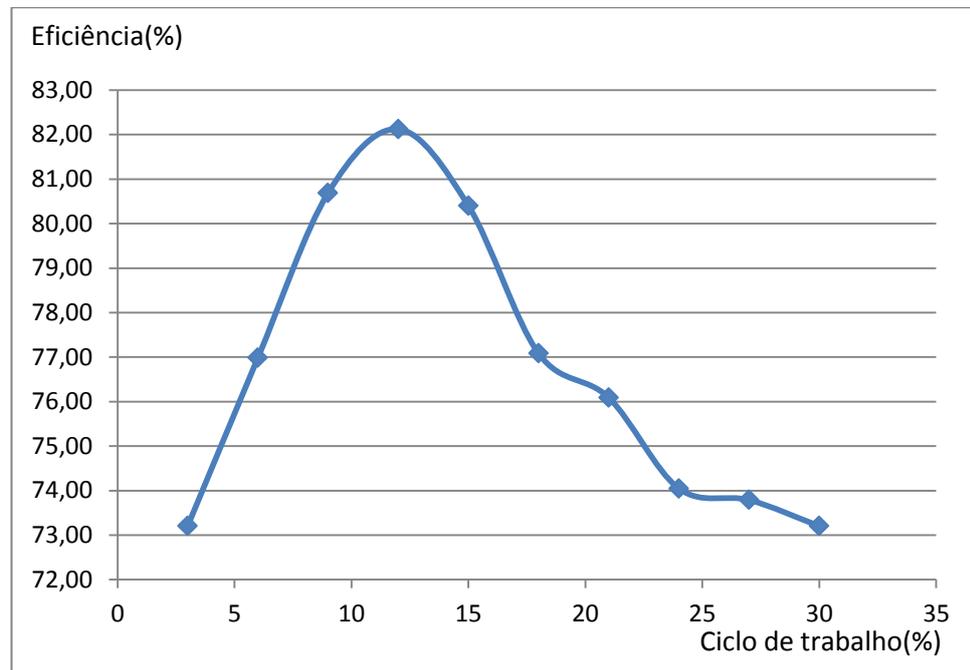
A tabela 6.1 foi construída a partir de ciclos de trabalho (Equação 3.8) de 3% a 30% com frequência de 2,5kHz. Devido à baixa indutância da máquina, observou-se que o ciclo de trabalho deve ser pequeno, pois após a indutância acumular a máxima energia, esta é dissipada no curto trifásico antes que seja entregue ao sistema.

Tabela 6.3 – Eficiência de frenagem x ciclo de trabalho do PWM.

Ciclo de Trabalho	Vavg(V)	Iavg (A)	W(rpm)	T(Nm)	Pe	Pm	n(%)
3%	13,9	1,22	158	1,4	16,96	23,16	73,21
6%	14,3	1,26	149	1,5	18,02	23,4	76,98
9%	14,9	1,31	150	1,54	19,52	24,19	80,69
12%	15,3	1,34	149	1,6	20,5	24,97	82,12
15%	15,9	1,39	150	1,75	22,1	27,49	80,4
18%	16	1,4	150	1,85	22,4	29,06	77,08
21%	16,6	1,44	150	2	23,9	31,42	76,09
24%	16,73	1,46	150	2,1	24,43	32,99	74,05
27%	17	1,5	150	2,2	25,5	34,56	73,79
30%	17,4	1,52	150	2,3	26,45	36,13	73,21
Momento de inércia do sistema(kg.m <sup>2</sup> ):					0,00885		
Perdas fixas(W):					1,318		
Energia mecânica(J):					1,092		

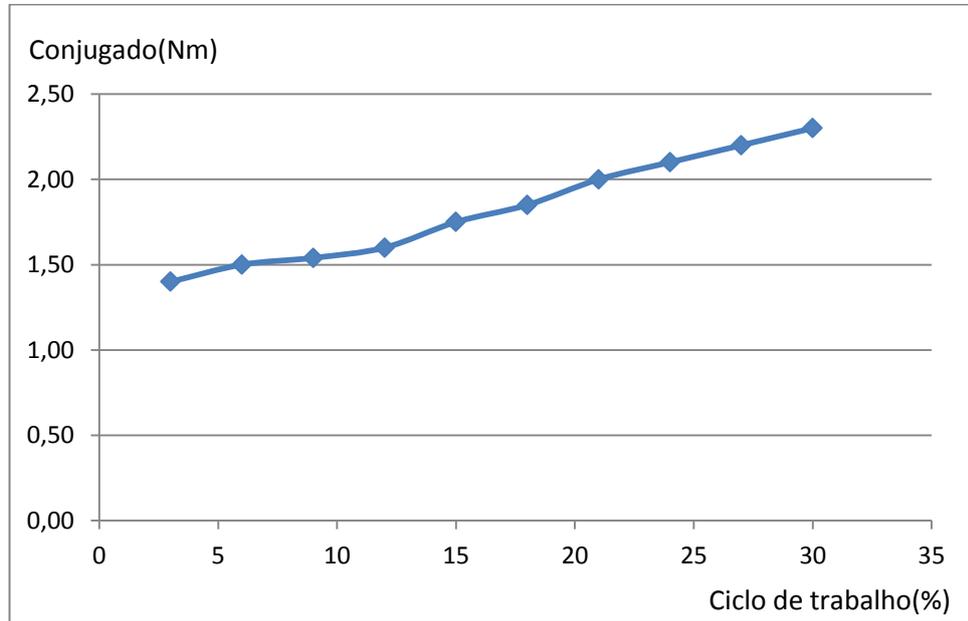
Em razão da limitação da máquina primária devido à sua baixa potência, estas medidas foram realizadas a rotação de 150 rpm. Analisando a tabela, conclui-se que a tensão sobre a carga é elevada quando o ciclo de trabalho aumenta, porém, a partir de 12%, onde ocorre a máxima transferência de energia para a carga, a eficiência da frenagem diminui. Isto ocorre devido à máxima carga de energia na indutância, que a partir deste ponto se descarrega no curto trifásico. Em suma, a melhor eficiência obtida ocorreu com 12% de ciclo de trabalho, alcançando 82% de rendimento mesmo com perdas de chaveamento (Figura 6.6).

Figura 6.6 – Gráfico da eficiência de frenagem em relação ao ciclo de trabalho do PWM.



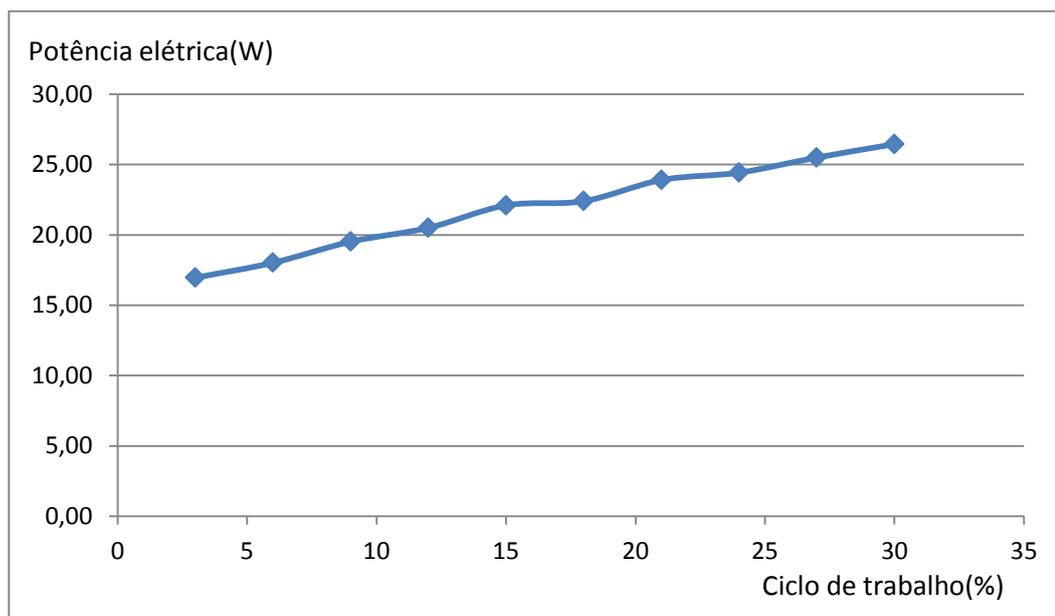
A força de frenagem, como é mostrada na figura 6.7, elevou-se em razão do aumento do ciclo de trabalho. No entanto, acima de 30% de ciclo de trabalho há uma grande dissipação de energia no próprio enrolamento da máquina.

Figura 6.7 – Gráfico do conjugado em relação ao ciclo de trabalho do PWM.



A potência elétrica (Figura 6.8) teve menor elevação que o conjugado em razão do aumento do ciclo de trabalho em virtude da redução da eficiência de frenagem quando o ciclo de trabalho ultrapassa os 12%.

Figura 6.8 – Gráfico da potência elétrica em relação ao ciclo de trabalho do PWM.



Em virtude da limitação do sistema de acionamento com frequências de PWM maiores que 2.5 KHz, o circuito não operou adequadamente, os acionadores IR2101 não atuaram como esperado no acionamento dos transistores *Mosfets* da ponte trifásica.

Com frequências maiores, o tempo em que a indutância da máquina permanece em curto é menor, ou seja, o ciclo de trabalho com máxima transferência de energia se eleva. Por exemplo, para operar com a máxima eficiência de frenagem no ciclo de trabalho de 50%, a frequência deve ser elevada para 10,41kHz, conforme é mostrado na Equação 6.5.

$$f_{nova} = f \frac{D_{pretendido}}{D_{max\_eficiencia}} = 2,5kHz \cdot \frac{50\%}{12\%} = 10,41kHz \quad (\text{Equação 6.5})$$

Com a elevação da frequência, aumenta a energia armazenada na indutância da máquina, bem como a tensão melhorando o poder de frenagem. Em um veículo elétrico, o banco de baterias e supercapacitores possui um limite de tensão e corrente de trabalho. É interessante que se tenha um sistema de controle realimentado, que calcule o ciclo de trabalho em razão da intensidade de frenagem desejada e opere em uma região com boa eficiência.

Nas Figuras 6.9 e 6.10 são mostrados o ciclo de trabalho do PWM em amarelo, a tensão eletromotriz retificada no barramento C.C. em vermelho e a corrente que circula no resistor em verde. Pode-se verificar naquelas figuras que a capacitância fornece energia à carga durante o fechamento do curto trifásico e visivelmente ocorre a frenagem regenerativa. Esta estratégia faz um *Boost* com a indutância da máquina, no fechamento do curto trifásico. A indutância da Tórus acumula energia e a libera durante a abertura das chaves. O banco de capacitores, por sua vez, absorve parte da energia e, durante a liberação, a fornece para a carga durante o curto circuito trifásico.

Figura 6.9 – Formas de tensão(V) no barramento CC em vermelho, corrente(A) no resistor em verde e ciclo de trabalho do PWM em amarelo com frequência de 2.5kHz e ciclo de trabalho em 3%.

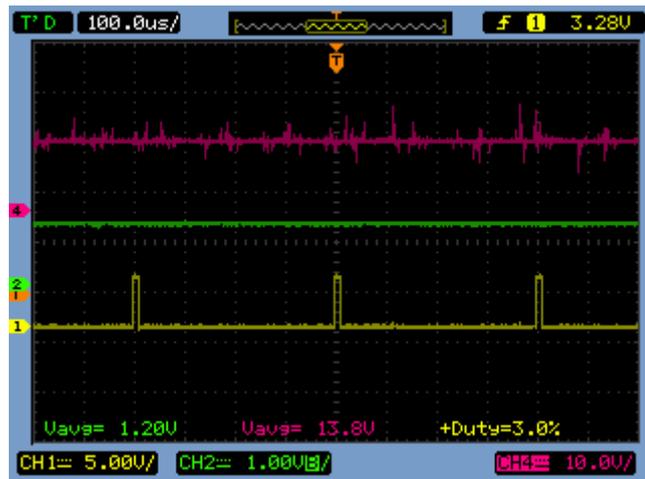
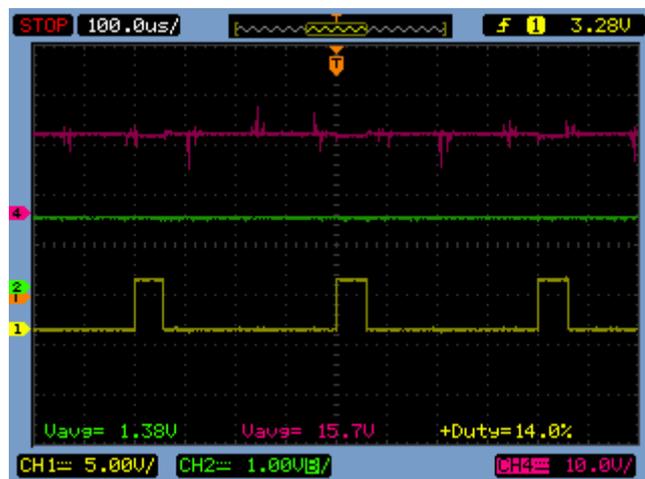
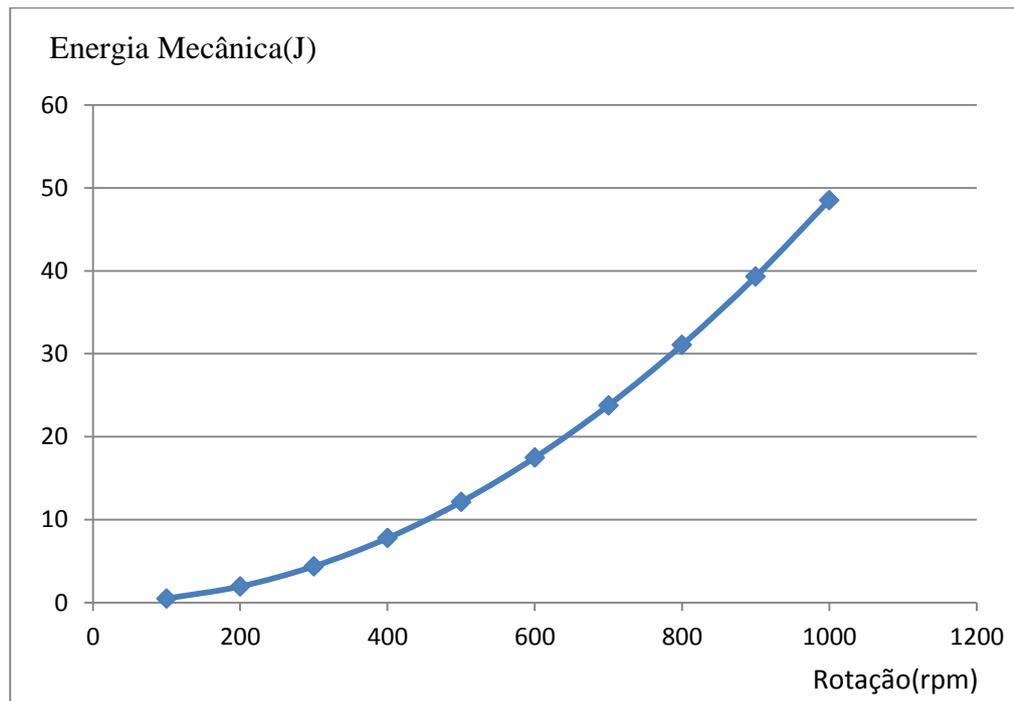


Figura 6.10 – Formas de tensão(V) no barramento CC em vermelho, corrente(A) no resistor em verde e ciclo de trabalho do PWM em amarelo com frequência de 2.5kHz e ciclo de trabalho de 21%.



A energia cinética mecânica foi calculada através do momento de inércia do sistema utilizando-se a Equação 6.1. Em análise à Figura 6.10, conclui-se que a curva é quadrática, pois é proporcional ao quadrado da velocidade angular.

Figura 6.10 – Gráfico da energia cinética mecânica em relação à rotação.



A máquina Tórus possui perdas fixas, que são a soma das perdas magnéticas e mecânicas. As perdas fixas são definidas de acordo com equação 6.6 (Goltz, 2012).

$$P_{fixas}(n_{rpm}) = -7,65 \times 10^{-9} n_{rpm}^3 + 2,6 \times 10^{-5} n_{rpm}^2 + 5,06 \times 10^{-3} n_{rpm} \quad (\text{Equação 6.6})$$

Para os ensaios realizados na Tabela 6.3 à rotação de 150rpm, as perdas fixas totalizaram 1,32W.

Para calcular a energia transferida durante a frenagem, a máquina primária foi elevada a 200 e a 400rpm, o inversor foi desligado e acoplado ao banco de capacitores descarregados ao barramento C.C. A partir da tensão de pico nos capacitores, foi calculada a energia elétrica armazenada neles (Equação 6.2). A energia mecânica foi calculada através do torquímetro (Equação 6.1). Os ensaios foram realizados em triplicata, sendo obtida uma eficiência de 68%. Cabe ressaltar que o experimento pode sofrer variações interoperador.

Tabela 6.4 – Eficiência de frenagem na armazenagem no banco de capacitores de  $18330\mu F$  com ciclo de trabalho do PWM de 12%.

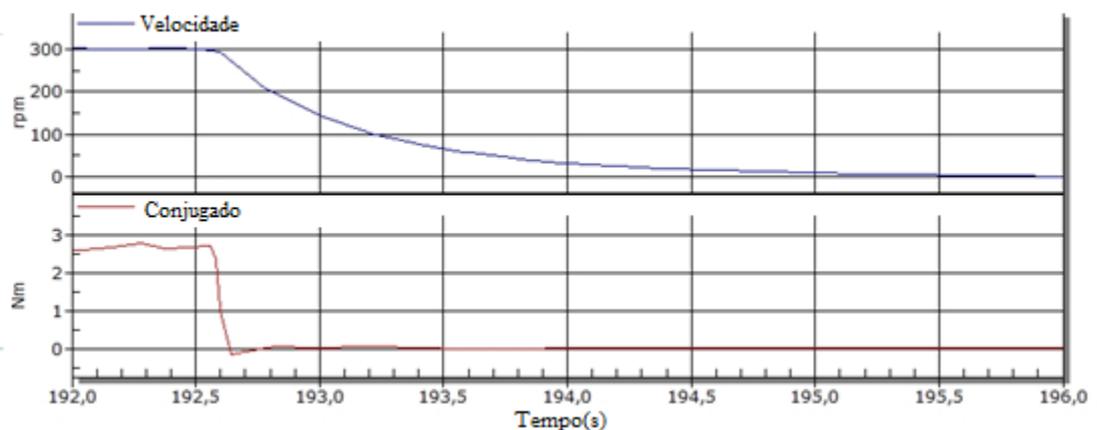
rpm	Vcap(V)	Energia(J)	Energia_Mec(J)	Eficiência energética
200	12	1,32	1,94	67,99%
400	24	5,28	7,76	67,99%

#### 6.4. RAMPA DE FRENAGEM

Para determinar a rampa de frenagem, a máquina geradora foi acelerada pela máquina primária a 300rpm e a máquina primária desligada para girar livremente a partir da energia cinética acumulada. Foram realizadas algumas medidas nos ciclos de trabalho do PWM: 3%, 6% e 12%.

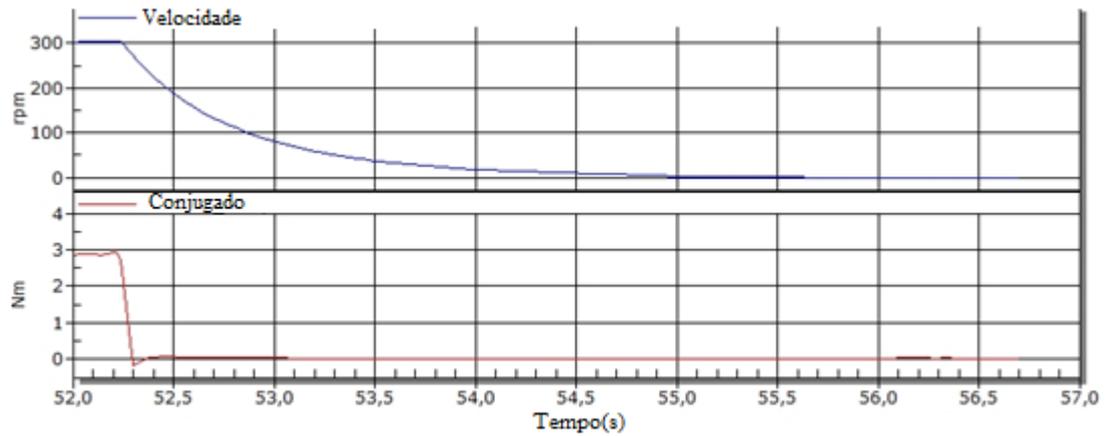
Na Figura 6.11, o tempo de frenagem para uma carga de  $11\Omega$  foi de 3,4 segundos utilizando o ciclo de trabalho do PWM de 3%, o conjugado de frenagem foi de 2,7 Nm.

Figura 6.11 – Rampa de frenagem para um ciclo de trabalho de 3% e carga de  $11\Omega$ .



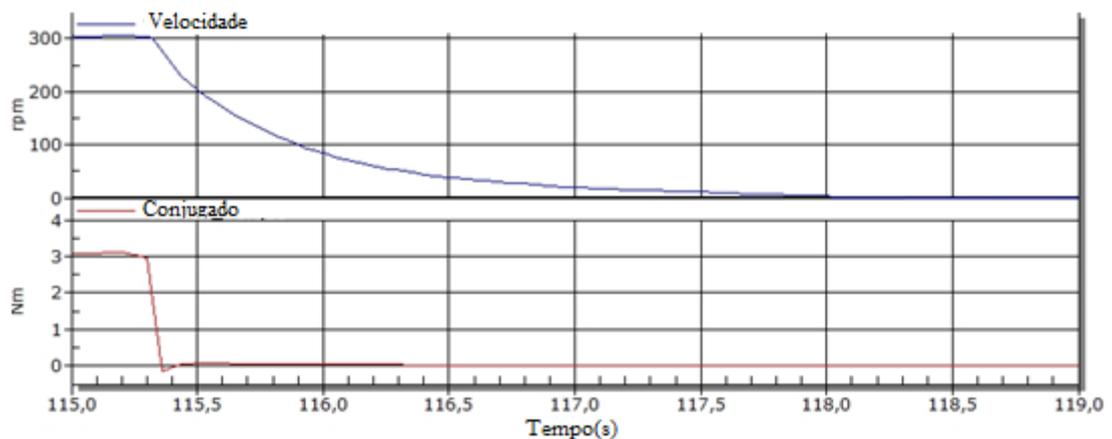
Na Figura 6.12, o tempo de frenagem para uma carga de  $11\Omega$  reduziu-se para 3,3 segundos utilizando o ciclo de trabalho do PWM de 6%, o conjugado de frenagem elevou-se para 2,9 Nm.

Figura 6.12 – Rampa de frenagem para um ciclo de trabalho de 6% e carga de  $11\Omega$ .



Na Figura 6.13, o tempo de frenagem para uma carga de  $11\Omega$  reduziu-se para 2,7 segundos utilizando o ciclo de trabalho do PWM de 12%, o conjugado de frenagem elevou-se para 3,1 Nm.

Figura 6.13 – Rampa de frenagem para um ciclo de trabalho de 12% e carga de  $11\Omega$ .



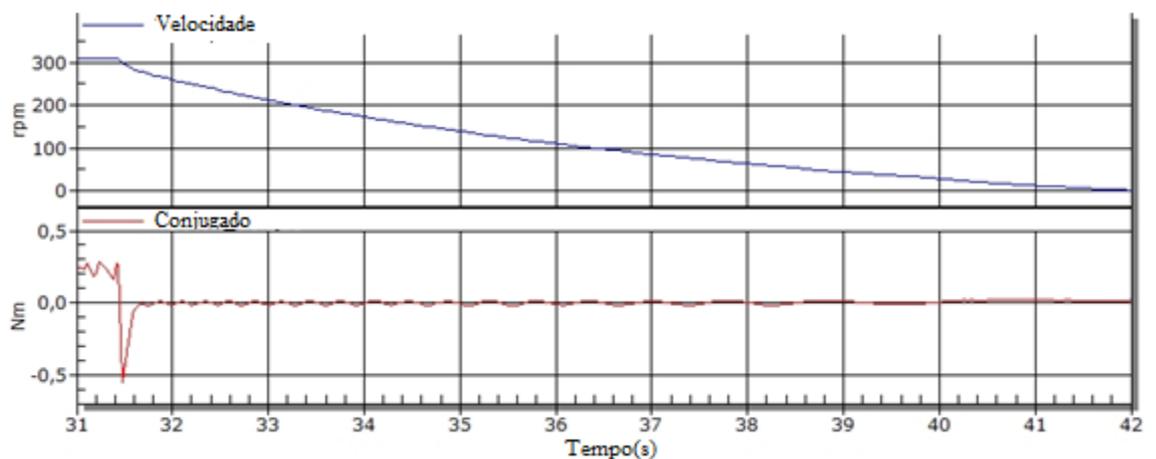
Na tabela 6.5 é mostrado o tempo de frenagem e o conjugado para os ciclos trabalho de 3%, 6% e 12%.

Tabela 6.5 – Tempo de frenagem em função do ciclo de trabalho.

Ciclo de Trabalho	Conjugado	Tempo de parada
3%	2,7Nm	3,4s
6%	2,9Nm	3,3s
12%	3,1Nm	2,7s

A partir da análise dos dados da tabela 6.5, é possível observar que conforme aumenta o ciclo de trabalho do PWM o tempo de frenagem diminui em virtude do aumento de conjugado.

Foi realizado o ensaio de frenagem para uma carga menor, foi utilizado um resistor de  $484\Omega$ . Na figura 6.14, para um ciclo de trabalho de 12%, o tempo de frenagem foi de 10,8s e o conjugado foi de 0,25 Nm.

Figura 6.14 – Rampa de frenagem para um ciclo de trabalho de 12% e carga de  $484\Omega$ .

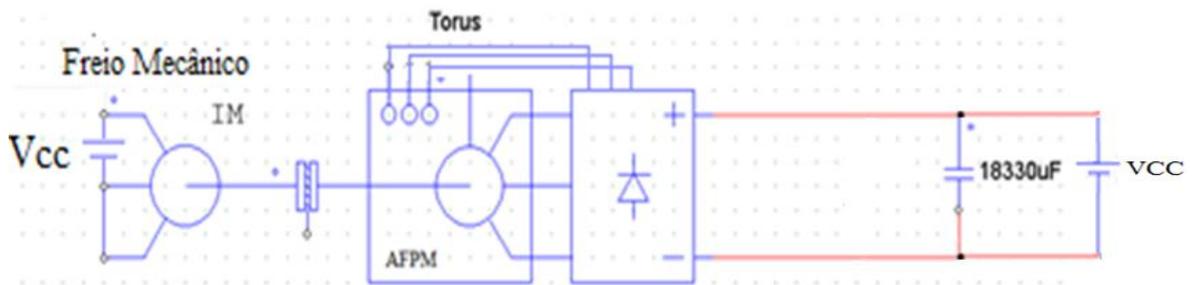
Em suma, com a diminuição da carga, o tempo de frenagem elevou-se e o conjugado reduziu-se. Convém ressaltar no caso de uma frenagem que utiliza como carga um banco de supercapacitores, conforme a carga do banco, a tensão eleva-se e a corrente reduz ao longo do tempo, em virtude disso, o tempo de frenagem irá aumentar exponencialmente conforme a carga do banco eleva-se.

## 6.5. DESEMPENHO COMO MOTOR

Para obter a eficiência da Tórus como motor, foi utilizado o acionamento desenvolvido e a máquina de indução como freio, a potência elétrica foi medida através da tensão, a corrente média no barramento C.C. e a potência elétrica através do torquímetro.

Para utilizar a máquina de indução como freio, ela foi alimentada por tensão C.C., o fechamento dela é em estrela. Ela foi ajustada para um conjugado entre 1 e 2 Nm, e a corrente C.C. circulante na máquina freio não ultrapassou 3A.

Figura 6.15 – Diagrama de Montagem em bancada para funcionamento da Tórus como motor.



A Tabela 6.5 mostra os dados obtidos através dos dois ensaios que foram realizados. Estes ensaios têm por objetivo mensurar a eficiência como motor. O primeiro ensaio consiste em alimentar o motor. No caso a máquina Tórus, sem chaveamento, ou seja, ciclo de trabalho 100% do PWM, e foram coletados os dados de tensão, corrente, conjugado e rotação a partir das tensões de 30V, 25V, 20V, 15V e 10V regulados na fonte de alimentação variável.

O segundo ensaio consiste em utilizar a fonte variável no valor fixo de 35V e operar nos ciclos de trabalho de 83%, 50% e 33% para obter os mesmos valores de tensão média do primeiro ensaio e comparar os dados de tensão corrente, conjugado e rotação.

Tabela 6.6 – Comparação da eficiência como motor, sem e com chaveamento PWM, alimentação através de fonte variável.

Vcc(V)	Vavg(V)	PWM(%)	I (A)	n(rpm)	T(Nm)	Pe(W)	Pm(W)	n(%)
25	<b>25</b>	100	1,13	207	0,9	28,25	19,51	<b>69,06</b>
30	<b>24,9</b>	83	1,06	219	0,9	31,8	20,64	<b>64,91</b>
15	<b>15</b>	100	1,54	110	1,36	23,1	15,67	<b>67,82</b>
30	<b>15</b>	50	0,9	114	1,4	27	16,71	<b>61,9</b>
10	<b>10</b>	100	1,86	60	1,7	18,6	10,68	<b>57,43</b>
30	<b>9,9</b>	33	0,7	57	1,7	21	10,15	<b>48,32</b>

Na Tabela 6.7 são citados os dados obtidos através dos ensaios nos quais foram utilizadas baterias. Novamente, a máquina Tórus foi alimentada sem chaveamento, ou seja, com ciclo de trabalho 100% do PWM, e foram coletados os dados de tensão, corrente, conjugado e rotação, a partir das tensões de 35V, 23V, 10V e 10,7V com a utilização de, respectivamente, três, duas e uma bateria de 12V 7Ah em série.

Em seguida, foram empregadas as três baterias em série, operando nos ciclos de trabalho de 66% e 30,6% a fim de obter os valores de tensão média equivalente. Nessas, uma série de baterias foi empregada para comparar os dados de tensão, corrente, conjugado e rotação.

Tabela 6.7 – Comparativo da eficiência como motor, sem e com chaveamento PWM, alimentação através de 3 baterias chumbo ácido 12V 7AH:

Experimento realizado com baterias de chumbo ácido.								
PWM(%)	Vavg(V)	Vcc(V)	I (A)	n(rpm)	T(Nm)	Pe(W)	Pm(W)	n(%)
100	23,1	23,1	0,8	197	0,7	18,48	14,44	78,14
66	23,1	35	0,63	200	0,79	22,05	16,55	75,04
100	10,7	10,7	2,2	58	2,2	23,54	13,36	56,76
30,6	10,74	35,1	0,42	60	1,3	14,85	8,17	55,01

Em análise aos dados obtidos nas tabelas 6.7 e 6.6, ficou evidenciado que a eficiência com chaveamento PWM, foi menor que a eficiência sem chaveamento. A diferença de eficiência foi significativa e variou entre 3% a 10%.

Esta perda de eficiência ocorreu devido às perdas dos diodos dos transistores MOSFETS. Para explicar como surgem estas perdas, é mostrado na figura 6.16 um dos ciclos de acionamento para exemplo, pois os outros ciclos não análogos no que se relacionam as perdas. Podemos observar que as figuras 6.16 e 6.17 são o mesmo circuito com o chaveamento via PWM.

Quando não é utilizado o chaveamento PWM, os transistores Q1 e Q4 estão sempre fechados e Q3 e Q2 estão abertos, todos neste ciclo correspondente. Em resumo, as perdas em um transistor em condução, no caso o IRF3710, é muito pequena, na ordem de  $23\text{m}\Omega$ , já quando está aberto, existe perda devido à queda de tensão no diodo quando há condução no sentido direto deste diodo. Sem chaveamento PWM, ou seja, com Q1 sempre no modo ON, ocorrem somente perdas por condução nos transistores Q1 e Q4 no ciclo exemplo. Porém, com o chaveamento PWM, o transistor Q1 fecha no ciclo de trabalho e no restante do ciclo do PWM permanece aberto. Quando está aberto, a indutância da máquina força a continuação da corrente e esta circula pelo diodo do transistor Q2, ou seja, a cada abertura de Q1 ocorrem perdas no diodo do transistor Q2. Isto explica o fato de perda de eficiência.

Figura 6.16 – Modelo de um ciclo de acionamento, acionamento dos transistores.

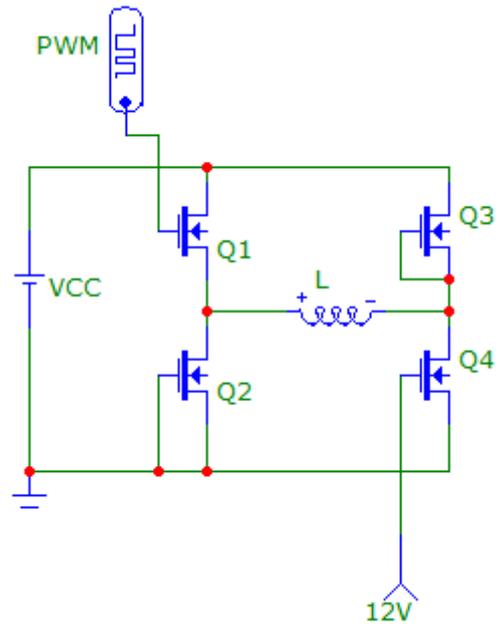
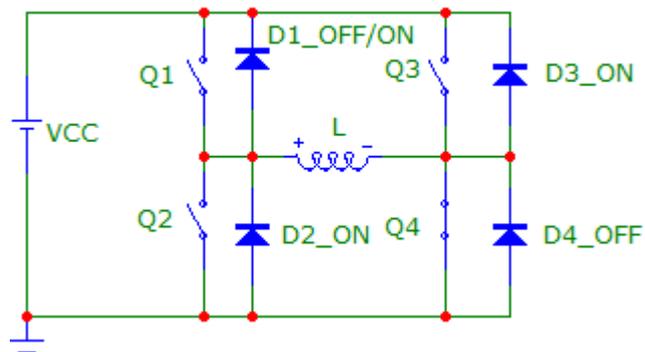


Figura 6.17 – Modelo equivalente de um ciclo de acionamento, funcionamento real dos transistores.



Para a aplicação em veículos elétricos, a melhor opção é utilizar a modulação PWM, sem a qual seria necessário o uso de um conversor C.C./C.C. ao banco de baterias e tornaria o projeto inviável devido ao custo.

## 7. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

A frenagem regenerativa se mostrou viável, apresentando bons resultados. No entanto, um banco de capacitores em paralelo ao barramento C.C. é necessário para obter melhor rendimento e retirar a ondulação de tensão na carga enquanto a indutância da máquina acumula energia. A frenagem operou com uma eficiência máxima de 82%. Mesmo sem supercapacitores, foi possível realizar os ensaios visto que para tanto se necessitou de um laboratório completo, é imprescindível a utilização de um torquímetro e osciloscópio.

Para a utilização em veículos elétricos, é imprescindível a aplicação de um sistema de controle para manter a melhor eficiência de frenagem e para que os sistemas de armazenamento de energia durante os ciclos de carga e descarga operem satisfatoriamente.

Nos ensaios realizados ficou claro que no funcionamento como motor as perdas no acionamento aumentaram entre 3% e 10% nos ensaios em razão do chaveamento, pois, pois com isto aumenta as perdas nos diodos dos transistores da ponte inversora.

Durante a execução deste trabalho, uma série de aprimoramentos foi desenvolvida no que diz respeito ao sistema de acionamento. Para o acionamento como motor, é interessante implementar o acionamento com PWM complementar, conforme foi mencionado na revisão bibliográfica (Gieras *et al.* 2008). Neste caso, os transistores da ponte trifásica, no instante em que a corrente circula pelo seu diodo intrínseco, são fechados e não ocorre a queda de tensão do diodo, diminui as perdas, pois a resistência do transistor *Mosfet* é ínfima, do caso do transistor utilizado na ponte trifásica IRF3710 é  $23\text{m}\Omega$ .

No acionamento complementar, a utilização de um atraso “tempo morto” entre os sinais complementares é obrigatório para que não provoque um curto circuito na fonte de alimentação. Para o acionamento como gerador, a mesma ideia se aplica. Os transistores que ficam abertos e que circularia uma corrente no sentido direto dos seus respectivos diodos, são

fechados. Deste modo não ocorre a queda de tensão e leva a uma diminuição de perdas. Este acionamento no modo gerador é chamado de retificação síncrona.

Para aplicação prática é importante desenvolver um sistema de controle de velocidade para funcionamento como motor e, como gerador, um controle do sistema de armazenagem e cálculo do ciclo de trabalho para a frenagem, para tanto se necessita obter a indutância própria e mútua da máquina.

Para obter a indutância da máquina, deve retirar os dois rotores e inserir no lugar dois núcleos toroidais laminados de mesmo diâmetro interno e externo que o núcleo da Tórus. Os núcleos externos devem ser afastados para que seja mantido o entreferro original da máquina. A partir disto é possível medir a indutância através de instrumento como ocorre em um indutor comum.

## 8. REFERÊNCIAS

BLAUTH, Y.B. **Acionamento elétrico em quatro quadrantes com servomotor síncrono a ímãs e inversor a fets de potência**. Dissertação (Mestrado), Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis: UFSC, 1988, 136p.

BLAUTH, Y.B. **Apostila de Acionamento de Máquinas Elétricas**. Material da Disciplina ENG04462, Faculdade de Engenharia Elétrica, Porto Alegre: UFRGS, 2012, 46p.

CHAN, C.C. Axial-field electrical machines: design e applications. **IEEE Power & Energy Society**, v. EC-2, p. 294-300, 1987.

CHIKKAM, D.R. **Performance of disc brushless DC motor applied as gearless drive for wheelchair**. Dissertação (Mestrado), Programa de Pós Graduação em Engenharia, Louisiana: Louisiana State University, 2005, 85 p.

CODY, J.; GÖL, Ö.; NEDIC, Z.; NAFALSKI, A.; MOHTAR, A. Regenerative braking in an electric vehicle. **Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne**, n. 81 p. 113-118, 2009.

**ESTV – ESCOLA SUPERIOR DE TECNOLOGIA VISEU**. Variação de velocidade de motores elétricos. Disponível em:

<http://www.estv.ipv.pt/PaginasPessoais/lpestanda/maquinas%20el%C3%A9ctricas%202/aulas%20te%C3%B3ricas/variacao%20velocidade.pdf>. Acesso em 30 mai. 2013.

FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, C.; UMANS, A.D. **Máquinas Elétricas**. 6. ed. São Paulo: Bookman, 2006.

GIERAS, J. F.; WANG R.; KAMPER M. J. **Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines**. 2. ed. Dordrecht: Springer, 2008.

GOLTZ, E.C. **Estudo de máquina elétrica de fluxo axial aplicada a sistema de tração automotiva com acoplamento direto e frenagem regenerativa**. Dissertação (Mestrado). Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Porto Alegre: UFRGS, 2012, 218p.

GUSSOW, M. **Eletricidade básica**. 2. ed. São Paulo: McGraw-Hill, 2004.

HALLIDAY, D.; RESNIK, R.; KRANE, K.S. **Fundamentos de Física**. 4. ed. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos, 1996.

HUANG, S.; AYDIN, M.; LIPO, T.A. Torus concept machines: pre-prototyping design assessment for two major topologies. **Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the Industry Applications Conference**, v. 3, p. 1619-1625, 2001.

JOHANSSON, P.; ANDERSSON, B. **Comparison of Simulation Programs for Supercapacitor Modelling**. Master of Science (Thesis). Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Gothenburg: Chalmers University of Technology, 2008, 131p.

LARMINIE, James; LOWRY, John. **Electric Vehicle Technology Explained**. Londres – Inglaterra: John Wiley & Sons Ltd, 2003.

LOUREIRO, L. T. R. **Um estudo sobre a máquina Torus**. 2008. 106 f. Tese (Doutorado em engenharia elétrica) – UFRGS, Porto Alegre, 2008.

LOUREIRO, L. T. R. et al. Model of a Permanent Magnet Axial-Flux Machine Based on Lie's Symmetries. **IEEE Transactions on Magnetics**, [S. l.], v.44, n.11, p.4321-4324, Nov. 2008.

**LSMTROM – ULTRA CAPACITOR**. Catálogo. Disponível em:

[http://www.ultracapacitor.co.kr/php/download.php?src=../upload/spec/&file=Full\\_Specificati on\\_LSUC\\_20130226.pdf](http://www.ultracapacitor.co.kr/php/download.php?src=../upload/spec/&file=Full_Specificati on_LSUC_20130226.pdf). Acesso em 20 jun. 2013.

MUKERJI, S.K.; GEORGE, M.; RAMAMURTHY, M.B.; ASADUZZAMAN, K. Eddy current in solid rectangular cores. **Progress In Electromagnetics Research B**. v.7. p. 117-131, 2008.

SPOONER, E.; CHALMERS, B.J.; EL-MISSIRV, M.M.; WEI, W.; RENFREW, A.C. Motoring performance of the toroidal permanent-magnet machine “Torus”. **Fifth international conference on Electrical Machines and Drives**, p. 36-40, 1991.

OSÓRIO, J. O. M. **Análise da Máquina Torus sob Frenagem Eletrodinâmica**. 2011. 159 f. Dissertação (Mestrado em engenharia elétrica) – UFRGS, Porto Alegre, 2011.

YEADON, W.; YEADON, A. **Handbook of Small Electric Motors**. 1. ed. Nova Iorque: McGraw-Hill, 2001.