



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Eliabe Duarte Queiroz

**Sistema de Acionamento para Máquina
Síncrona de Magnetos Permanentes com
Barramento CC de Tensão Variável para
Frenagem Regenerativa em Veículos Elétricos**

Campinas

2017

Eliabe Duarte Queiroz

**Sistema de Acionamento para Máquina Síncrona de
Magnetos Permanentes com Barramento CC de Tensão
Variável para Frenagem Regenerativa em Veículos
Elétricos**

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na Área de energia elétrica.

Orientador: Prof. Dr. José Antenor Pomilio

Este exemplar corresponde à versão final da dissertação defendida pelo aluno Eliabe Duarte Queiroz, e orientada pelo Prof. Dr. José Antenor Pomilio

Campinas

2017

Agência(s) de fomento e nº(s) de processo(s): CAPES, 1490992

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Luciana Pietrosanto Milla - CRB 8/8129

Q32s
Queiroz, Eliabe Duarte, 1988-

Sistema de acionamento para máquina síncrona de magnetos permanentes com barramento CC de tensão variável para frenagem regenerativa em veículos elétricos

/ Eliabe Duarte Queiroz. – Campinas, SP : [s.n.], 2017.

Orientador: José Antenor Pomilio.

Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Eletrônica de potência. 2. Veículos elétricos. 3. Máquinas elétricas síncronas. 4. Máquinas elétricas - Controle automático. 5. Observadores (Teoria do controle). I. Pomilio, José Antenor, 1960-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Permanent magnet synchronous machine drive system with variable DC bus for EV regenerative braking

Palavras-chave em inglês:

Power electronics

Electric vehicles

Synchronous electric machines

Electric machines - Automatic control

Observers (Theory of control)

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

José Antenor Pomilio [Orientador]

André Augusto Ferreira

Edson Bim

Data de defesa: 14-02-2017

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Candidato: Eliabe Duarte Queiroz RA: 091000

Data da Defesa: 14 de fevereiro de 2017

Título da Dissertação: Sistema de Acionamento para Máquina Síncrona de Magnetos Permanentes com Barramento CC de Tensão Variável para Frenagem Regenerativa em Veículos Elétricos.

Prof. Dr. José Antenor Pomilio (Presidente, FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. André Augusto Ferreira (UFJF)

Prof. Dr. Edson Bim (FEEC/UNICAMP)

A ata de defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no processo de vida acadêmica do aluno.

Dedicatória

Dedico esse trabalho às pessoas que trabalham por uma sociedade mais justa, avançada e menos preconceituosa.

“A mente é a raiz da qual todas as coisas crescem. Se você pode entender a mente, tudo o mais está incluído. É como a raiz de uma árvore. Todas as frutas e flores de uma árvore, galhos e folhas dependem desta raiz. Se você alimenta a raiz da árvore, a árvore multiplica-se. Se você corta a raiz da árvore, ela morre. Aqueles que entendem a mente alcançam a iluminação com esforço mínimo. Aqueles que não entendem a mente praticam em vão. Todas as coisas boas e más vêm de sua própria mente. Achar algo além da mente é impossível.”

(Sermão da grande descoberta, atribuído a Bodhidharma)

Agradecimentos

Minha imensa gratidão aos meus pais pelo incentivo e esforço para fornecer estudos e condições que não puderam ter acesso.

Meus agradecimentos aos professores da FEEC pela orientação e ensino proporcionados e principalmente ao professor José Antenor Pomilio, que direciona os meus estudos e trabalhos na pós-graduação.

Aos meus amigos e colegas de estudos, trabalho, forró, karatê, escalada, e outras atividades, agradeço pelo companheirismo, ajuda e bom humor. Com certeza essas pessoas tornam a minha vida mais fácil e prazerosa de ser vivida.

Agradeço também aos funcionários da FEEC, concursados e terceirizados, cujo esforço possibilita o desenvolvimento dos nossos trabalhos acadêmicos.

Este trabalho foi conduzido sob o auxílio financeiro da CAPES através do Programa de Excelência (Proex). À CAPES, o meu muito obrigado.

Resumo

Este trabalho aborda o acionamento da máquina síncrona de magnetos permanentes em um sistema com frenagem regenerativa. O controle da máquina é realizado por orientação de fluxo e possui observadores para estimar a posição e a velocidade angular do rotor. O sistema de armazenamento de energia é uma topologia híbrida bateria/capacitor. A alimentação do inversor é fornecida por um barramento CC de tensão controlada por um conversor CC/CC elevador de tensão. Esse conversor é controlado por malhas aninhadas de corrente no indutor e tensão no capacitor, que determinam o fluxo de energia entre os sistemas de armazenamento. A referência da tensão CC é uma função da velocidade do rotor e possibilita que o capacitor forneça e absorva energia da máquina. O dimensionamento do capacitor do barramento CC e a administração de energia faz com que picos de potência na bateria sejam atenuados durante as acelerações e as desacelerações.

Palavras-chaves: Eletrônica de potência; veículos elétricos; frenagem regenerativa; máquina síncrona de magnetos permanentes.

Abstract

This work addresses the driving of a permanent magnet synchronous machine in a system with regenerative braking. The machine control is done by flux orientation and has observers for estimation of the rotor position and speed, needed in this control. The energy storage system is a hybrid topology battery/capacitor. The feeding of the inverter is supplied by the DC link that is controlled by a DC/DC boost converter. The converter control is executed by nested loops of inductor current and capacitor voltage that manages the energy flow between the storage systems. The DC voltage reference proposed is a function of the machine speed and it allows the DC link capacitor to supply and absorb kinetic energy from the machine. The sizing of the DC link capacitor and the energy managing makes the power peaks, in the battery, lower during the accelerations and the brakings.

Keywords: Power electronics; electric vehicles; regenerative braking; permanent magnet synchronous machine.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Estrutura de bateria/capacitor para acionamento de um veículo elétrico	21
Figura 2 – Curva e linearização da tensão gerada no terminal da máquina	30
Figura 3 – Montagens para teste de rotor travado	31
Figura 4 – Teste para verificação das indutâncias de eixo direto e quadratura . . .	32
Figura 5 – Verificação dos dados adquiridos com o modelo da MSMP	34
Figura 6 – Ilustração dos valores de corrente e velocidade utilizadas no cálculo das constantes mecânicas	35
Figura 7 – Projeto das malhas de corrente	41
Figura 8 – Velocidade e estimativa para diferentes valores de h_2 e k_w	48
Figura 9 – Referência e velocidades mecânicas	48
Figura 10 – Erros de posição e velocidade para variação da resistência do observador	49
Figura 11 – Erros de posição e velocidade para variação da indutância do observador.	50
Figura 12 – Projeto da malha de velocidade	52
Figura 13 – Manutenção da energia constante total no sistema mecânico e capacitor	54
Figura 14 – Conversor elevador de tensão bidirecional	56
Figura 15 – Projeto do controlador de corrente no conversor elevador de tensão . .	58
Figura 16 – Projeto do controlador de tensão do conversor elevador de tensão . . .	60
Figura 17 – Simulação do conversor CC para um degrau na referência	61
Figura 18 – Esquemático do estágio de potência	62
Figura 19 – Modelo da placa de condicionamento e aquisição de sinais do micro- controlador	64
Figura 20 – Controle de fluxo da máquina síncrona	65
Figura 21 – Esquemático dos observadores	66
Figura 22 – Esquemático do controle do conversor elevador de tensão	67
Figura 23 – Entradas da máquina síncrona de magnetos permanentes	68
Figura 24 – Dados de simulação: Parte A	69
Figura 25 – Dados de simulação: Parte B	70
Figura 26 – Erros dos observadores na simulação	71
Figura 27 – Componentes do sistema montado	73
Figura 28 – Dados experimentais adquiridos do F28335: Parte A	74
Figura 29 – Dados experimentais adquiridos do F28335: Parte B	75
Figura 30 – Dados de osciloscópio	76
Figura 31 – Dados experimentais adquiridos do F28335 - Montagem com volante de inércia e MCC	78
Figura 32 – Dados de osciloscópio - Montagem com volante de inércia e MCC . . .	79

Lista de tabelas

Tabela 1 – Valores de resistências na ponte de Weatstone	32
Tabela 2 – Dados obtidos experimentalmente para o sistema formado pela máquina síncrona e uma máquina de carga	36
Tabela 3 – Parâmetros da MSMP	37
Tabela 4 – Parâmetros de simulação	63
Tabela 5 – Constante dos controladores e observadores	64

Lista de abreviaturas e siglas

BLDCM	Máquina de Corrente contínua sem escovas (Brushless DC Motor).
CC	Corrente contínua.
ESS	Sistemas de armazenamento de energia.
FCEM	força contraeletromotriz.
IWM	Motores nas rodas.
HESS	Sistemas híbridos de armazenamento de energia.
MCC	Máquina de corrente contínua.
MI	Máquina de indução.
MSMP	Máquina síncrona de magnetos permanentes.
MSR	Máquina Síncrona de Relutância.
OCMD	Observador de corrente por modos deslizantes.
O AFC	Observador Adaptativo de força contraeletromotriz.
RPM	Rotações por minuto.
VE	Veículos elétricos.

Lista de símbolos

B	Coeficiente de amortecimento do conjunto da máquina proporcional a velocidade.
C	Capacitância do barramento CC.
$C_x(s)$	Controlador PI de corrente na coordenada x ($x \in \{d, q\}$).
$C_L(s)$	Controlador PI da corrente no indutor do conversor CC/CC.
$C_v(s)$	Controlador PI de velocidade.
$D(s)$	Ciclo de trabalho para controle do conversor CC/CC com compensação da variação da tensão CC.
$D_{int}(s)$	Ciclo de trabalho anterior a compensação da variação a tensão CC.
E	Tensão na fonte de alimentação do conversor CC/CC.
$F_{cem}(s)$	Transformada de Laplace da força contraeletromotriz.
I_0	Corrente média de eixo em quadratura na velocidade inicial.
I_{ac}	Corrente média em quadratura durante um trecho da aceleração.
I_f	Corrente média em quadratura na velocidade final em regime.
$I_{s,d}(s)$	Transformada de Laplace da corrente de eixo direto.
$I_{s,q}(s)$	Transformada de Laplace da corrente de eixo em quadratura.
$I_{s,x}(s)$	Transformada de Laplace da corrente na coordenada x ($x \in \{d, q\}$).
$I_{s,\alpha\beta}$	Vetor espacial de corrente do estator em coordenadas estacionárias.
J	Momento de inércia do conjunto da montagem.
L	Indutância do indutor do conversor CC/CC.
P	Número de polos da máquina.
P_{em}	Potência eletromagnética na máquina síncrona de magnetos permanentes.
P_t	Potência no terminal da máquina síncrona de magnetos permanentes.

$V(\tilde{i}_{s,\alpha}, \tilde{i}_{s,\beta})$	Função candidata a Lyapunov.
$V_{dc,min}$	Mínima tensão no barramento CC.
$V_{dc,max}$	Máxima tensão CC no barramento.
V_{max}	Linearização da tensão CC, em torno da máxima referência de tensão, no domínio de Laplace.
$V_{s,max}$	Tensão máxima esperada no funcionamento da máquina.
$V_{t,dq}$	Vetor espacial de tensão no terminal da PMSM em coordenadas $\alpha\beta$.
$W(s)$	Velocidade da máquina no domínio de Laplace.
$Y_d(s)$	Ciclo de trabalho de eixo direto no domínio de Laplace.
$Y_q(s)$	ciclo de trabalho de eixo em quadratura no domínio de Laplace.
$Y_x(s)$	Transformada de Laplace do ciclo de trabalho na coordenada x ($x \in \{d, q\}$).
e_α	Componente da força contraeletromotriz na coordenada estacionária α .
e_β	Componente da força contraeletromotriz na coordenada estacionária β .
$\hat{e}_{\alpha:ao}$	FCEM estimada pelo observador na coordenada estacionária α ;
$\hat{e}_{\beta:ao}$	FCEM estimada pelo observador na coordenada estacionária β ;
$\tilde{e}_{\alpha:ao}$	Erro de estimativa de $\hat{e}_{\alpha:ao}$.
$\tilde{e}_{\beta:ao}$	Erro de estimativa de $\hat{e}_{\beta:ao}$.
e_α	Sinal correspondente a força contraeletromotriz na coordenada estacionária α .
e_β	Sinal correspondente a força contraeletromotriz na coordenada estacionária β .
\hat{f}_{cem}	Estimativa do valor de fase da força contraeletromotriz.
i_L	Corrente no indutor do conversor CC/CC.
i_m	Corrente fornecida ao capacitor do barramento CC.
\hat{i}_s	Módulo da corrente do estator (valor de pico).
$i_{s,a}$	Corrente da MSMP na fase a.

$i_{s,b}$	Corrente da MSMP na fase b.
$i_{s,c}$	Corrente da MSMP na fase c.
$i_{s,0}$	Sequência de ordem zero da corrente nas coordenadas estacionárias.
$i_{s,d}$	Componente da corrente na coordenada síncrona d .
$i_{s,q}$	Componente da corrente na coordenada síncrona q .
$i_{s,\alpha}$	Componente da corrente na coordenada α (estacionária).
$\tilde{i}_{s,\alpha}$	Erro da estimativa de corrente na coordenada estacionária α .
$\hat{i}_{s,\alpha}$	Corrente estimada na coordenada estacionária α .
$i_{s,\beta}$	Componente da corrente na coordenada β (estacionária).
$\tilde{i}_{s,\beta}$	Erro da estimativa de corrente na coordenada estacionária β .
$\hat{i}_{s,\beta}$	Corrente estimada na coordenada estacionária β .
k_{atr}	Atrito do eixo da máquina.
k_C	Constante proporcional do controlador de tensão do conversor CC/CC.
k_e	Constante de relação entre corrente de eixo em quadratura e torque mecânico.
k_L	Constante proporcional do controlador de corrente no conversor CC/CC.
k_l	Constante para a variação de l_1 .
k_v	Constante proporcional do controlador PI de velocidade.
l_1	Constante do observador de modos deslizantes.
l_{min}	Limite mínimo para os valores de l_1 .
l_s	Indutância do estator.
r_l	Resistência da carga.
r_s	Resistência do estator.
$sign(x)$	Operador sinal, 1 se x positivo, -1 se x negativo, 0 se x igual a zero.
v_{dc}	Sinal de medida da tensão CC.
$v_{t,d}$	Componente de tensão de eixo direto.

$v_{t,q}$	Componente de tensão de eixo em quadratura.
$v_{t,\alpha}$	Componente de tensão de na coordenada α .
$v_{t,\beta}$	Componente de tensão de na coordenada β .
u_d	Sinal na coordenada de eixo direto para o ciclo de trabalho para o PWM com compensação da variação da tensão CC.
u_q	Sinal na coordenada de eixo direto para gerar o ciclo de trabalho para o PWM com compensação da variação da tensão CC.
u_q^1	Sinal na coordenada de eixo direto para gerar o ciclo de trabalho para o PWM com compensação da variação da tensão CC e da força contraeletromotriz.
x'	Derivada da variável x .
y_d	Sinal proporcional ao ciclo de trabalho fornecido pelo controlador para regulação da corrente de eixo direto.
y_q	Sinal proporcional ao ciclo de trabalho fornecido pelo controlador para regulação da corrente de eixo em quadratura.
z_α	Sinal com componentes em alta frequência correspondente a estimativa de força contraeletromotriz na coordenada α .
z_β	Sinal com componentes em alta frequência correspondente a estimativa de força contraeletromotriz na coordenada β .
Δt	Espaço de tempo em que foi tirado o valor da corrente média na aceleração.
$\Psi_{ss,\alpha\beta}$	Vetor espacial de fluxo do estator devido as correntes do estator em coordenadas estacionárias.
$\Psi_{m,\alpha\beta}$	Vetor espacial de fluxo de magnetização do rotor concatenador com o estator em coordenadas estacionárias.
$\Psi_{s,\alpha\beta}$	Vetor espacial do fluxo total do estator em coordenadas estacionárias.
ϵ_C	Erro da tensão CC de saída no conversor CC.
ϵ_L	Erro da corrente no indutor no conversor CC.
$\hat{\theta}$	Posição angular estimada do rotor.

θ_e	Posição do vetor espacial de corrente em relação a coordenada estacionária.
θ_r	Posição do rotor em relação a coordenada estacionária.
$\tilde{\theta}(\omega_r)$	Função de correção de erros da estimativa.
τ_x	Constante de tempo do controlador PI de corrente na coordenada x.
τ_L	Constante de tempo do controlador de tensão no conversor CC/CC.
τ_c	Constante de tempo do controlador de tensão no conversor CC/CC.
τ_{vs}	Constante de tempo do controlador PI de velocidade.
$\phi_{0,e}$	Posição elétrica inicial do vetor espacial de corrente.
$\phi_{0,r}$	Posição elétrica inicial do rotor.
$\hat{\psi}$	Valor do fluxo magnético no eixo direto.
ω_0	Velocidade inicial da máquina.
ω_f	Velocidade final da máquina.
$\omega_{f:r}$	Velocidade do final em regime da máquina.
ω_e	Velocidade angular do vetor de corrente.
ω_r	Velocidade do rotor.
ω_m	Velocidade mecânica do rotor.
$\omega_{m,max}$	Máxima velocidade mecânica da máquina.
$\hat{\omega}_r$	Valor de velocidade angular estimado.
$\tilde{\omega}_r$	Erro da velocidade angular elétrica.

Sumário

1	Introdução	19
1.1	Contribuições	21
1.2	Objetivos	22
1.3	Estruturação	22
2	A máquina síncrona de magnetos permanentes	23
2.1	Introdução	23
2.2	Modelo elétrico da MSMP em coordenadas estáticas	24
2.3	Modelo elétrico da MSMP em coordenadas síncronas	27
2.4	Ensaio para obtenção de parâmetros	29
2.4.1	Teste sem carga	30
2.4.2	Teste de rotor travado	31
2.4.3	Ensaio com carga (Gerador)	33
2.5	Cálculo do momento de inércia, amortecimento e atrito da máquina	34
2.6	Conclusão	36
3	O controle da MSMP	38
3.1	Introdução	38
3.2	Malhas das correntes de eixo direto e em quadratura	39
3.2.1	Compensações antecipativas	41
3.3	Observadores	42
3.3.1	O observador de corrente por modos deslizantes	42
3.3.2	O observador adaptativo de força contraeletromotriz	45
3.3.3	Análise de erros nos parâmetros do observador	47
3.4	Controle de velocidade da MSMP	50
3.5	Conclusão	52
4	O barramento de corrente contínua	53
4.1	Introdução	53
4.2	Dimensionamento do barramento CC	53
4.3	Controle do conversor elevador de tensão	55
4.3.1	Malha de corrente	56
4.3.2	Malha de tensão	58
4.4	Simulação do conversor elevador de tensão	59
4.5	Conclusão	61
5	Resultados computacionais	62
5.1	Introdução	62
5.2	Esquemático da simulação	62

5.2.1	Estágio de potência	62
5.2.2	Aquisição de sinais	63
5.2.3	Controle de fluxo	64
5.2.4	Observadores	66
5.2.5	Controle do conversor elevador de tensão	67
5.3	Resultados	67
5.3.1	Erros de estimação	70
5.4	Conclusão	71
6	Resultados experimentais	72
6.1	Introdução	72
6.2	Montagem experimental	72
6.3	Resultados da montagem com a MI acoplada à MSMP	74
6.4	Resultados com a MCC e volante de inércia acoplados à MSMP	77
6.5	Conclusão	80
	Conclusão	81
	Referências	83

1 Introdução

Muitos avanços apresentam impactos que são percebidos muito tempo depois da sua concepção e implementação. O uso de combustíveis fósseis como fonte energética é um exemplo de avanços cujos impactos, principalmente os negativos, só foram completamente percebidos muito tempo após a popularização.

Essa tecnologia trouxe a possibilidade de acesso à força motriz em locais distante de fontes energéticas, e alta densidade de armazenamento energético, possibilitando uma revolução na indústria, na vida cotidiana e nos meios de transporte. Devido aos impactos positivos difundiu-se em escala global. No entanto, também foram notados efeitos nefastos como a perspectiva de escassez e o efeito estufa.

Devido aos impactos do uso dessa tecnologia, alternativas se tornaram atraentes, e a utilização de outras fontes de energia para aplicações dominadas pelos combustíveis fósseis. No Brasil uma importante alternativa energética, utilizada para transportes é o etanol. No entanto investigações sobre a utilização de outras fontes de energia para transportes são necessárias. Outra alternativa é a energia elétrica, que tem o domínio tecnológico dos componentes restritos a poucas empresas veiculares. Assim mais pesquisas e difusão dessa tecnologia se fazem necessários, além de novos avanços para garantir maior eficiência, aumentando a autonomia desses veículos para compensar a densidade de armazenamento de energia inferior aos veículos de combustão interna.

Os veículos elétricos (VE) utilizam sistemas de armazenamento de energia elétrica (Energy Storage Systems - ESS) para fornecer a potência necessária para o seu acionamento. Os VE podem possuir apenas um ESS ou mais de um numa topologia híbrida. Sistemas de armazenamento de energia híbridos (Hybrid Energy Storage Systems - HESS) apresentam a vantagem de menor massa para determinadas especificações de autonomia e potência para um veículo (LOPES *et al.*, 2011).

Em um sistema de armazenamento híbrido um dos ESS é dimensionado para ser a fonte de energia principal e outra para fornecer potência durante os picos de demanda. Assim durante a aceleração além da potência fornecida pela ESS principal, a ESS de potência pode fornecer a energia necessária para suprir essa demanda. Durante a frenagem, se o sistema é dimensionado para realizá-la utilizando um freio eletromagnético, o fluxo de potência no sistema se inverte e as ESS devem lidar com o fluxo contrário da energia. Nesse caso uma das ESS pode receber toda a energia regenerada ou pode-se administrar a energia entre os componentes do sistema híbrido.

A topologia híbrida também pode ser utilizada para operar junto a sistemas

nos quais uma das fontes apresenta constantes de tempo mais lenta que as demandas de potência (LOPES *et al.*, 2011; BECHERIF; AYAD, 2010; GAO *et al.*, 2005), ou que possuam tensão de saída inferior a necessária para o acionamento da máquina (SUE *et al.*, 2010). As células de combustíveis apresentam ambos problemas, porém podem ser uma tecnologia chave para a obtenção de veículos elétricos de autonomia comparável aos veículos de combustão interna (SMITH *et al.*, 2002).

Os veículos elétricos são acionados por máquinas elétricas com uma eficiência muito maior em comparação com as máquinas de combustão interna. O acionamento dos veículos pode ser realizado através de uma ou mais máquinas realizando tração em duas ou quatro rodas (In Wheel Motos - IWM) (GUTIERREZ *et al.*, 2011).

Veículos com IWM permitem que a roda seja acionada diretamente pela máquina reduzindo componentes mecânicos como transmissão e diferenciais no veículo, além de adicionar redundâncias no acionamento veículo que podem contribuir para a sua confiabilidade (ZHANG *et al.*, 2016). Também são possíveis aumentos na segurança ao dirigir o veículo, isso é possível devido a rapidez e precisão do acionamento dos motores, podendo fornecer torque e velocidade com precisões necessárias para implementar funcionalidades de segurança.

Como o torque associado à frenagem pode resultar em picos de potência muito maiores que na aceleração, um sistema mecânico deve atuar em auxílio ao sistema elétrico ou como backup para diminuir a possibilidade de acidentes e para evitar que seja excedida a potência sobre os conversores que acionam a máquina (PAREDES *et al.*, 2013).

O acionamento dos motores no VE é dependente da estrutura de seu ESS. No trabalho desenvolvido a estrutura utiliza bateria e capacitor. A bateria age como a ESS principal e o supercapacitor como a ESS de potência. A bateria alimenta um conversor CC/CC que controla a tensão no barramento CC, e este alimenta o inversor que aciona a máquina.

Normalmente a tensão sobre o capacitor do barramento de tensão contínua é controlada buscando-se diferentes objetivos, entre eles: o aumento da eficiência do conversor (YU *et al.*, 2012), acionamento de máquinas em tensões superiores à fonte CC disponível (BATTISTON *et al.*, 2016; SUE *et al.*, 2010), ou ainda busca-se a regeneração da energia. Na topologia utilizada, figura 1, os dois últimos exemplos citados são os mais importantes. Procura-se o aumento da tensão CC no inversor em relação ao banco de baterias para o acionamento da máquina, e a tensão é controlada para que os capacitores do barramento CC possam armazenar a energia regenerada, enquanto atua para fornecer potência durante os picos de demanda durante acelerações e desacelerações da máquina (AVELINO *et al.*, 2013; AVELINO *et al.*, 2014; BECHERIF; AYAD, 2010).

Na topologia bateria/capacitor, figura 1, utilizada nesse trabalho a máquina é

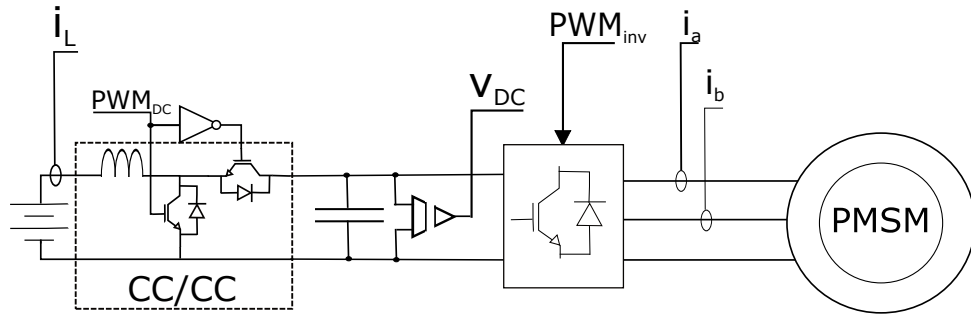


Figura 1 – Estrutura de bateria/capacitor para acionamento de um veículo elétrico

acionada pelo inversor, alimentado pelo barramento CC. A tensão sobre o capacitor do barramento CC, o ESS de potência, é controlada pelo conversor elevador de tensão. Esse conversor, é alimentado pela fonte CC, o ESS principal, e deve administrar o fluxo de energia entre os ESSs, e permitir o aproveitamento da energia cinética do sistema durante a frenagem.

1.1 Contribuições

O desenvolvimento desse trabalho contribuiu com os seguintes tópicos:

- Verificação da invariância da resposta no acionamento da máquina sob variações da tensão do barramento CC.
- Compensação do efeito antecipativo da força contraeletromotriz da MSMP utilizando estimativas dos observadores.
- Verificação dos limites de tensão CC para o acionamento de uma máquina síncrona de ímãs permanentes.
- Equacionamento para o dimensionamento do capacitor do barramento CC com capacidade de atuar com injeções de potência durante a aceleração e absorção da energia cinética durante a frenagem.
- Controle da tensão CC, como função de velocidade, unificando a administração do fluxo de energia entre a fonte CC principal, o capacitor e a MSMP, sendo o conversor CC/CC o responsável controle desse fluxo.
- Realização de ciclos de velocidade para verificação da capacidade do capacitor regenerar e injetar de energia no sistema.

1.2 Objetivos

Este trabalho procura investigar o uso de uma topologia híbrida de acionamento bateria/capacitor com tensão do barramento CC variável.

O uso da tensão variável no barramento CC deve ser condicionada a limites máximos e mínimos para a tensão CC. O acionamento da máquina deve ser investigado para garantir os valores mínimos de tensão CC para operação em condições nominais.

O acionamento também deve ser confiável, assim uma estratégia de controle vetorial deve ser investigada. Assim como os componentes, reguladores e transformações, necessários para a execução do controle.

A investigação deve ser realizada através de simulações e experimentos em bancadas. Também deve-se obter um método para avaliar vantagens da estrutura de potência, e dos controles propostos.

1.3 Estruturação

O capítulo 2 aborda o estudo da máquina síncrona, ensaios e resultados utilizados para levantar os parâmetros da máquina.

O desenvolvimento do controle vetorial da máquina e dos observadores utilizados para obter a posição e velocidade angular necessárias são tratados no capítulo 3.

O equacionamento do dimensionamento e referência de tensão para o barramento CC são desenvolvidos no capítulo 4. Assim como o controle necessário para operar o conversor elevador de tensão.

No capítulo 5 são apresentados os resultados de simulação obtidos para a operação desse sistema num ciclo de velocidades. Os resultados comparam a utilização de referência variável e fixa no acionamento do sistema.

Os resultados experimentais são mostrados no capítulo 6. O experimento repete o ciclo de velocidades para o sistema simulado em situações com referência fixa e variável. Também são mostrados resultados para um sistema com inércia aumentada.

2 A máquina síncrona de magnetos permanentes

2.1 Introdução

Os VEs podem ser acionados por máquinas elétricas de diferentes tipos entre elas estão: As máquinas de corrente contínua (MCC), máquinas de indução (MI), máquinas síncronas de magnetos permanentes (MSMP), máquinas de corrente contínua sem escovas (BLDCM - brushless DC Motor), máquinas síncronas de relutância (MSR) (ZERAOULIA *et al.*, 2006).

A MCC foi bastante utilizada devido a facilidade no seu controle. No entanto, a presença do comutador e das escovas conduz a limitações de confiabilidade e aumento de custo de manutenção. Começou a perder espaço no mercado com o advento da eletrônica de potência, assim como o aumento do poder computacional que possibilitou o controle de máquinas de indução e síncronas.

A MI é robusta, tem baixo custo e uma tecnologia bastante amadurecida. No entanto, os controles são mais complexos, e essa máquina apresenta perdas Joule no rotor devido ao fenômeno de indução (BIM, 2012). Com o advento de microcontroladores com alto poder computacional, e de baixo custo, essa máquina assumiu a liderança em aplicações industriais sendo responsável por grande parte do consumo energético industrial. É ainda uma boa opção para aplicações veiculares, mas vem perdendo espaço para máquinas mais recentes como a MSMP e a MSR.

A MSMP apresenta densidade de potência e eficiência superior as MI devido a ausência de perdas Joule no rotor. Atualmente há uma tendência de maior utilização dessa máquina pelas indústrias devido a maior eficiência que, a longo prazo, representa redução de custos. O custo dessa máquina é bastante alto, devido à utilização de magnetos (WIDMER *et al.*, 2015), sendo que atualmente há um esforço para obter materiais mais baratos para a sua manufatura (EL-REFAIE *et al.*, 2016). Os controles são tão complexos quanto os da máquina de indução, exigindo igual esforço computacional (AGUIRRE *et al.*, 2011). Essas máquinas apresentam diferenciações principalmente devido a posição dos magnetos no rotor. As MSMPs com ímãs internos ao rotor apresentam conjugado de relutância, capacidade para operar com sobrecargas de curtos períodos, e controle sobre o campo da máquina, características desejáveis para acionamento de VEs. As MSMPs com magnetos sobre a superfície do rotor, não apresentam conjugado de relutância, o campo não pode ser controlado e nenhuma vantagem na operação com sobrecarga (PELLEGRINO *et al.*, 2012).

MSMPs com força contraeletromotriz trapezoidal, são também referidas como BLDCM. Uma máquina desse tipo não é realmente de corrente contínua, a comutação da tensão CC na máquina é realizada por um inversor controlado por um hardware dedicado, podendo variar a complexidade do algoritmo para o acionamento (WANG, 2009; BUJA *et al.*, 2015). Essa máquina é bastante utilizada para aplicações veiculares de baixa potência, no entanto a forma de onda trapezoidal apresenta o inconveniente de oscilações de conjugado que podem ser indesejados para o acionamento do veículo.

Uma máquina promissora para aplicações veiculares é a MSR. Essa máquina apresenta boa capacidade de conjugado, possibilidade de operar com altas sobrecargas, materiais de baixo custo e ausência de perdas no rotor. A disponibilidade de modelos dessa máquina é limitada (BIANCHI *et al.*, 2016).

Devido a disponibilidade de uma MSMP no Laboratório de Condicionamento de Energia Elétrica (LCEE) esse trabalho utilizou uma MSMP.

Esse capítulo tem como objetivo desenvolver o equacionamento do comportamento da MSMP com magnetos na superfície do rotor. Os modelos serão discutidos em coordenadas estáticas e síncronas e formam a base necessária para o controle da mesma.

Os modelos dinâmicos elétrico da máquina nas coordenadas $\alpha\beta$ e dq são desenvolvidos nas seções 2.2 e 2.3. As seções 2.4 e 2.5 tratam dos ensaios para obtenção de parâmetros elétricos e mecânicos respectivamente.

2.2 Modelo elétrico da MSMP em coordenadas estáticas

Nessa seção é explorado o modelo da MSMP no sistema de coordenadas estáticas. Os observadores utilizados abordados na seção 3.3 operam nesse referencial.

A MSMP pode ter diversas configurações que diferem na sua estrutura principalmente pelo número de polos (P) e pela posição dos magnetos no rotor. Estes podem ser posicionados na superfície ou no interior do rotor.

A transformação das grandezas de fase para o referencial síncrono $\alpha\beta$, chega-se a uma estrutura da máquina com dois enrolamentos capaz de fornecer o vetor girante gerado pelas correntes trifásicas. A transformação de Clarke, transforma os sinais trifásicos para um sistema de coordenadas $\alpha\beta$ (BIM, 2012):

$$\begin{bmatrix} i_{s,\alpha} \\ i_{s,\beta} \\ i_{s,0} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s,a} \\ i_{s,b} \\ i_{s,c} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Não será considerada a presença de uma componente de sequência zero, $i_{s,0}$,

no decorrer desse trabalho.

As ligas metálicas utilizadas na manufatura das máquinas têm em sua organização grãos magnéticos que se orientam conforme o campo aplicado, fazendo com que a força magnetomotriz necessária para a aplicação de uma determinada densidade de campo seja bem menor que no vácuo.

Nos magnetos permanentes, os grãos magnéticos mantêm rigidamente sua posição, preservando a orientação do seu campo. Portanto, tais magnetos possuem a permeabilidade magnética menor que o ferro e a sua presença é vista pelo circuito magnético como um aumento no entreferro. Essa característica faz que sua posição influencie as indutâncias. Assim, em uma máquina com magnetos posicionados na superfície do rotor, o entreferro aparece quase constante para o circuito magnético. Em uma máquina com magnetos posicionados no interior do rotor o entreferro parece maior causando uma diferença entre as indutâncias de eixo direto e em quadratura.

Para máquinas com magnetos posicionados na superfície do rotor a indutância de eixo direto é igual à do eixo em quadratura, sendo portanto representável por uma indutância de estator (l_s). O posicionamento dos magnetos faz com que os circuitos magnéticos vejam um entreferro aproximadamente uniforme.

A circulação de correntes através dos enrolamentos do estator provoca um fluxo magnético que apresenta uma determinada posição relativa ao estator. Pode-se definir um vetor espacial de correntes no estator dado por:

$$I_{s,\alpha\beta} = i_{s,\alpha} + j i_{s,\beta} = \hat{i}_s e^{j\theta_e} \quad (2.2)$$

$$i_{s,\alpha} = \hat{i}_s \cos(\theta_e) \quad (2.3)$$

$$i_{s,\beta} = \hat{i}_s \sin(\theta_e) \quad (2.4)$$

onde:

\hat{i}_s - Módulo do vetor espacial de corrente

$\theta_e = \omega_e t + \phi_{0,e}$ - Posição elétrica do vetor espacial de corrente

ω_e - Velocidade angular da corrente

$\phi_{0,e}$ - Ângulo inicial da corrente

A circulação de corrente nas indutâncias, vista pelo estator, provoca o surgimento de um fluxo magnético ($\Psi_{ss,\alpha\beta}$) dado por:

$$\Psi_{ss,\alpha\beta} = l_s I_{s,\alpha\beta} = L_s \hat{i}_s e^{j\theta_e} \quad (2.5)$$

Os ímãs no rotor provocam um fluxo que magnetiza permanente o rotor e o estator, que se concatena com o estator ($\hat{\psi}_m$). Considerando que esse fluxo se distribui senoidalmente, o estator enxerga um vetor espacial de fluxo concatenado ($\Psi_{m,\alpha\beta}$), definido como:

$$\Psi_{m,\alpha\beta} = \hat{\psi}_m e^{j\theta_r} \quad (2.6)$$

Onde:

$\theta_r = \omega_r t + \phi_{0,r}$ - Posição elétrica do rotor em relação a coordenada estacionária.

ω_r - Velocidade elétrica do rotor.

$\phi_{0,r}$ - Posição elétrica inicial do rotor.

Assim, o fluxo total do estator ($\Psi_{s,\alpha\beta}$) é a soma do fluxo concatenado do rotor com o estator mais o fluxo devido às correntes passando pelos enrolamentos:

$$\Psi_{s,\alpha\beta} = \Psi_{ss,\alpha\beta} + \Psi_{m,\alpha\beta} \quad (2.7)$$

Conhecendo-se o fluxo total no estator, e considerando que as resistências nos enrolamentos são igualmente distribuídas entre as fases, pode-se descrever a tensão no terminal da máquina como:

$$\begin{aligned} V_{t,\alpha\beta} &= r_s I_{s,\alpha\beta} + \frac{d\Psi_{s,\alpha\beta}}{dt} \\ &= r_s \hat{i}_s e^{j\theta_e} + l_s \frac{d(\hat{i}_s)}{dt} e^{j\theta_e} + j\omega_r (\hat{\psi}_m e^{j\theta_r}) \end{aligned} \quad (2.8)$$

Para calcular a potência terminal, deve-se considerar que a transformação de coordenadas trifásicas utilizada não é conservativa em potência. Portanto, é necessário um fator de correção de 3/2. Assim a potência pode ser descrita por:

$$P_t = \text{Re}\left\{\frac{3}{2} V_{t,\alpha\beta} I_{s,\alpha\beta}^*\right\} = \frac{3}{2} [r_s \hat{i}_s^2 - \omega_r \hat{\psi}_m \sin(\theta_r - \theta_e) \hat{i}_s] \quad (2.9)$$

A potência eletromagnética enviada ao entreferro é a potência de terminal menos as perdas por efeito Joule nos enrolamentos:

$$P_{em} = -\frac{3}{2} [\omega_r \hat{\psi}_m \sin(\theta_r - \theta_e) \hat{i}_s] \quad (2.10)$$

Analisando (2.10), percebe-se que, a potência eletromagnética em regime permanente apresenta um valor médio diferente de zero, quando as velocidades elétrica e mecânica da máquina são iguais:

$$\omega_e = \omega_r \quad (2.11)$$

e a potência eletromagnética é descrita em termos relativos a γ , a diferença entre as posições angulares do fluxo do rotor e do estator:

$$\gamma = \theta_e - \theta_r \quad (2.12)$$

Até o momento, os cálculos foram realizados em relação a vetores espaciais elétricos. No entanto grandezas mecânicas como o conjugado são referenciados em relação ao estator. Portanto, considerando que a velocidade mecânica (ω_m) é dada por:

$$\omega_m = \frac{2}{P}\omega_r \quad (2.13)$$

Onde P - Número de polos da máquina.

O conjugado eletromagnético realizado pela máquina é dado por:

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_m} = \frac{3P}{4}[\hat{\psi}_m \sin(\gamma)\hat{i}_s] \quad (2.14)$$

Em (2.14) podemos perceber que o conjugado mecânico é proporcional a $\sin(\gamma)$, e é causado pela interação do fluxo gerado no estator com o fluxo do rotor da máquina.

2.3 Modelo elétrico da MSMP em coordenadas síncronas

Para simplificar as equações e o acionamento da máquina, normalmente o controle de fluxo é executado em coordenadas dq. Nesse referencial, o eixo d é orientado sobre o eixo direto rotor. O rotor enxerga um campo gerado pelas correntes do estator adiantado no valor do ângulo de carga. As correntes que originam esse campo podem ser transformadas do referencial $\alpha\beta$ para dq:

$$I_{s,dq} = I_{s,\alpha\beta}e^{-j\theta_r} = \hat{i}_s e^{j(\theta_e - \theta_r)} = i_{s,d} + j i_{s,q} \quad (2.15)$$

onde:

$$i_{s,d} = \hat{i}_s \cos(\gamma) \quad (2.16)$$

$$i_{s,d} = \hat{i}_s \sin(\gamma) \quad (2.17)$$

Se a condição dada por (2.11) for satisfeita, i_d e i_q apresentarão valores constantes em regime. Essas correntes irão provocar o surgimento de fluxos e tensões igualmente constantes em regime. O vetor espacial de tensões da máquina é dado por:

$$\begin{aligned} V_{t,dq} &= r_s I_{s,dq} + \frac{d\Psi_{s,dq}}{dt} \\ &= r_s \hat{i}_s e^{j\gamma} + l_s \frac{d\hat{i}_s}{dt} e^{j\gamma} + j\omega_r (\hat{\psi}_m + l_s \hat{i}_s e^{j\gamma}) \end{aligned} \quad (2.18)$$

O vetor espacial de fluxo no estator pode ser descrito em componentes síncronas:

$$\Psi_{s,dq} = \psi_{s,d} + j\psi_{s,q} = (l_s i_d + \hat{\psi}_m) + j l_s i_q \quad (2.19)$$

A tensão no terminal será dada por:

$$v_{t,d} = r_s i_d + l_s \frac{di_d}{dt} - \omega_r l_s i_q \quad (2.20)$$

$$v_{t,q} = r_s i_q + l_s \frac{di_q}{dt} + \omega_r (l_s i_d + \hat{\psi}_m) \quad (2.21)$$

Realizando o produto da tensão pelo conjugado da corrente calcula-se a potência no terminal da máquina, em regime permanente. A potência e o conjugado, devem ser independentes da transformação. Em coordenadas dq tem-se:

$$\begin{aligned} P_{t,dq} &= \frac{3P}{2} (r_s \hat{i}_s^2 - \omega_r \hat{\psi}_m \sin(-\gamma) \hat{i}_s) \\ &= \frac{3P}{2} (r_s \hat{i}_s^2 + \omega_r \hat{\psi}_m i_{s,q}) \end{aligned} \quad (2.22)$$

Que apresenta o mesmo formato de (2.10), excetuando-se a consideração (2.11).

Excluindo as perdas na resistência do estator, a potência eletromagnética entregue ao entreferro é dada por:

$$\begin{aligned} P_{em,dq} &= \frac{3}{2} (\psi_{s,d} i_{s,q} - \psi_{s,q} i_{s,d}) \\ &= \frac{3}{2} \omega_r (\hat{\psi}_m i_{s,q}) \end{aligned} \quad (2.23)$$

Pode-se calcular o conjugado eletromagnético dividindo a potência pela velocidade mecânica, assim:

$$T_{em,dq} = \frac{3P}{4}(\hat{\psi}_m i_{s,q}) \quad (2.24)$$

Assim aqui são apresentados os modelos teóricos que relacionam o conjugado mecânico, potência, tensões e correntes na máquina. Esse modelo será utilizado para gerar os controladores necessários para implementar o controle de fluxo na máquina.

A partir da equação (2.23) pode-se observar que quando a corrente $i_{s,q}$ apresenta valores negativos, a potência na MSMP se torna negativa. Portanto, a máquina passa a funcionar como um gerador e o fluxo de potência se inverte. Nos resultados computacionais e nos resultados experimentais, respectivamente capítulos 6 e 5, pode-se observar a relação entre a corrente em quadratura negativa e a frenagem regenerativa. Além disso pode-se observar os impactos da regeneração sobre a tensão CC e sobre a corrente na fonte CC que alimenta o sistema de potência.

2.4 Ensaios para obtenção de parâmetros

Os modelos obtidos até o momento utilizam valores de resistência, indutâncias de eixo direto e quadratura, fluxo concatenado do rotor com o estator para modelar o comportamento da máquina. Como esses valores não são catalogados pelo fabricante, foi necessária a realização de ensaios para estimativa desses valores, os quais são necessários para o projeto dos controladores e simulações do do sistema.

Nos testes foram utilizados os seguintes materiais:

- Máquina síncrona de magnetos permanentes;
- Máquina de indução 220V, 1760 RPM, em Δ ;
- Fonte de tensão CC;
- Tacômetro;
- Ponte de impedâncias (Pelo menos um dos resistores deve ser variável);
- Osciloscópio;
- Cabos;

2.4.1 Teste sem carga

Nesse teste a máquina é acionada sem carga. São medidos o módulo e a frequência da tensão de saída. Como a máquina não possui carga, e portanto não há queda de tensão nos enrolamentos, o módulo da tensão de estator é dado por:

$$|v_{s,\alpha\beta}| = \omega_r \hat{\psi}_m$$

Assim é possível obter o fluxo concatenado com o estator, baseando-se na sua velocidade de rotação e no módulo da tensão de saída:

$$\hat{\psi}_m = \frac{|v_{s,\alpha\beta}|}{\omega_e}$$

O ensaio sem carga apresenta o resultado presente na figura 2, em que são mostrados os valores obtidos e a linearização da tensão de pico em relação à frequência.

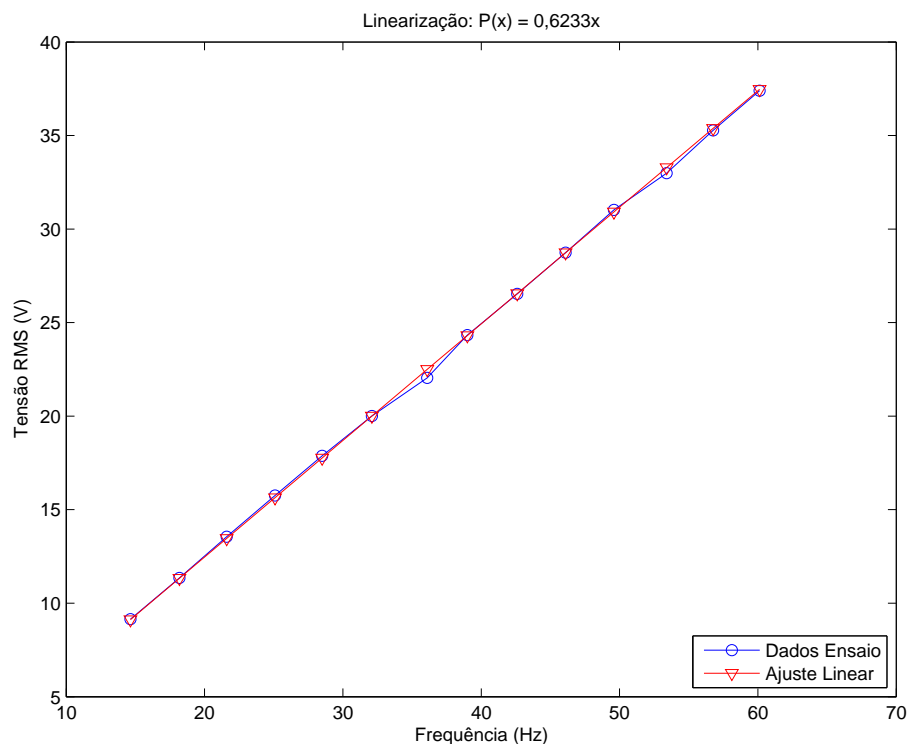


Figura 2 – Curva e linearização da tensão gerada no terminal da máquina

Nesse gráfico é obtido uma constante igual a 0,6233 que relaciona a frequência com a tensão. No entanto, o valor deve ser relativo à velocidade angular. Assim dividindo-se por $2\pi\psi$, obtém-se o valor do campo magnético do rotor concatenado com o estator ($\hat{\psi}_m$) é 0,0992 Wb-espira.

2.4.2 Teste de rotor travado

O teste de rotor travado deve ser executado com o rotor fixo na posição do eixo direto ou em quadratura. O rotor não deve ter sua posição variada para evitar que o deslocamento do rotor provoque indução de tensões nos enrolamentos do estator (MELLOR *et al.*, 1991) e perda da posição de eixo direto e quadratura.

Esse teste, mostrado na figura 3, utiliza uma ponte de impedâncias para determinar as indutâncias do rotor. Para sua realização é necessário obter a resistência dos enrolamentos da máquina. As medidas foram realizadas através da aplicação de uma tensão CC de aproximadamente 5 V e medindo a corrente. A relação entre a tensão e corrente que forneceu o valor médio de r_s 0,793 Ω por fase.

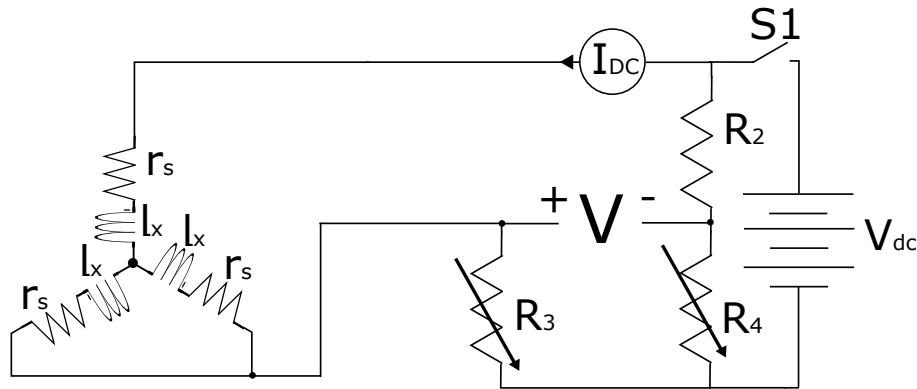


Figura 3 – Montagens para teste de rotor travado

O teste se inicia com o interruptor S fechado (figura 3). Ajustam-se os potenciômetros para equilibrar a ponte. Mede-se a corrente em regime I_{DC} . Em seguida, o interruptor é aberto e a forma de onda do transitório da tensão é capturada. A integral da tensão ($\int V dt$) durante o transitório de descarga do indutor é utilizada para obter uma estimativa de fluxo. Assim, a indutância $l_{s,x}$ por fase é determinada por:

$$l_{s,x} = 0,75 \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \frac{\Psi}{I_{DC}} = 0,75 \left(1 + \frac{R}{R_2}\right) \frac{\Psi}{I_{DC}} \quad (2.25)$$

- Onde R é dado pela associação de resistências da máquina. $3/2r_s$ no caso da figura 3.

A posição do eixo direto pode ser obtida fazendo-se passar uma corrente através da máquina, deixando o rotor se alinhar. Após isso, deve-se realizar o procedimento para medir a indutância mantendo o rotor fixo.

A posição em quadratura pode ser conseguida obtendo-se a média entre duas posições de eixo direto consecutivas obtidas com a corrente passando no sentido, inicial e em seguida invertendo o sentido da corrente e deixando o eixo se alinhar novamente. O deslocamento entre duas posições consecutivas devem equivaler a 180 graus elétricos, assim o eixo em quadratura deve estar na metade da distância entre os dois eixos diretos.

Através dos dados da página da ENERSUD, fabricante da máquina, e inspeção foi possível levantar alguns parâmetros básicos. A MSMP possui 14 polos com tensão nominal de 48 V e potência de 1 kW. A rotação nominal da máquina é 600 RPM. Considerando o número de polos, a frequência elétrica nominal seria de 70 Hz.

As medidas de corrente em eixo direto e em quadratura, obtidas com um amperímetro, foram respectivamente 3,94 e 3,95 A. As resistências medidas são mostradas na tabela 1.

Resistor	Resistência (Ω)
R_1	1,34
R_2	2,36
R_3	3,26k
R_4	5,76k

Tabela 1 – Valores de resistências na ponte de Wheatstone

As medidas das tensões sobre as resistências são mostradas nas figuras abaixo.

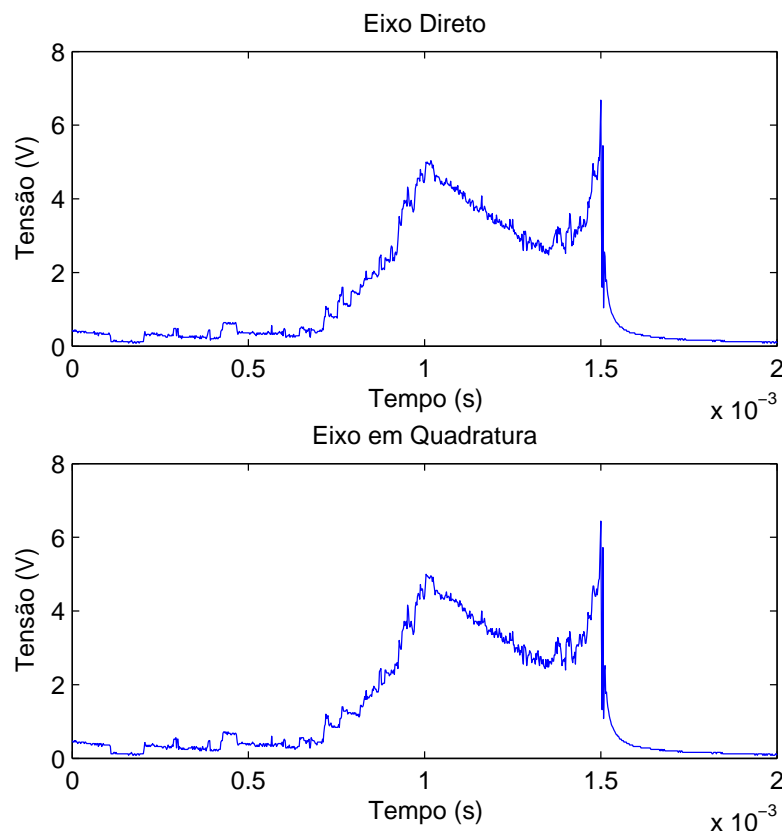


Figura 4 – Teste para verificação das indutâncias de eixo direto e quadratura

Obtendo-se as medidas de tensão de eixo direto e quadratura e efetuando-se a integral das medidas de tensão, na figura 4, durante o transiente de descarga da indutância dos enrolamentos, através da equação 2.25, chega-se aos valores de indutância.

Assim as indutâncias do eixo direto é $l_{s,d} = 0,753mH$, e em quadratura é $l_{s,q} = 0,739mH$.

Conclui-se que máquina tem sua construção com magnetos fixos na superfície do rotor. Máquinas com esse tipo de construção apresentam as indutâncias de eixo direto e quadratura de valor semelhante. Nas medidas obtidas a diferença entre as indutâncias não chega a 2%. Assim foi utilizada a média entre as indutâncias dos eixos:

$$l_s = 0,746mH$$

2.4.3 Ensaio com carga (Gerador)

Os ensaios com carga foram realizados acionando a MSMP utilizando-se uma máquina de indução (MI).

Os materiais utilizados se seguem:

- MSMP.
- MI.
- Inversor para acionamento da MI.
- Osciloscópio.

A MI é acionada através de um inversor utilizando comando Vxf. A velocidade de acionamento da máquina de indução foi variada e a velocidade mecânica do eixo foi obtida através das medidas de frequência nas leituras do osciloscópio.

Nesse teste foram realizadas medições da tensão RMS de fase e da frequência da saída da máquina síncrona. Foram repetidas as variações de velocidades para cargas trifásicas de 34,5 Ohms, 10,4 Ohms, e 5,1 Ohms. Os resultados podem ser vistos na figura 5. Para os gráficos gerados foi considerado que o módulo da tensão de terminal da máquina:

$$|V_t| = \frac{\omega \hat{\psi}_m}{\sqrt{2}} \left| \frac{r_l}{r_l + r_s + j\omega l_s} \right| \quad (2.26)$$

onde r_l é a resistência da carga.

Comparando as tensões de saída do modelo e as obtidas durante o ensaio, observa-se que o modelo se aproxima bastante do resultado experimental.

Dessa forma pode-se concluir que os parâmetros obtidos atendem as necessidades do trabalho a ser desenvolvido. No entanto, podem ser necessárias avaliações da constância de alguns parâmetros como a resistência de estator.

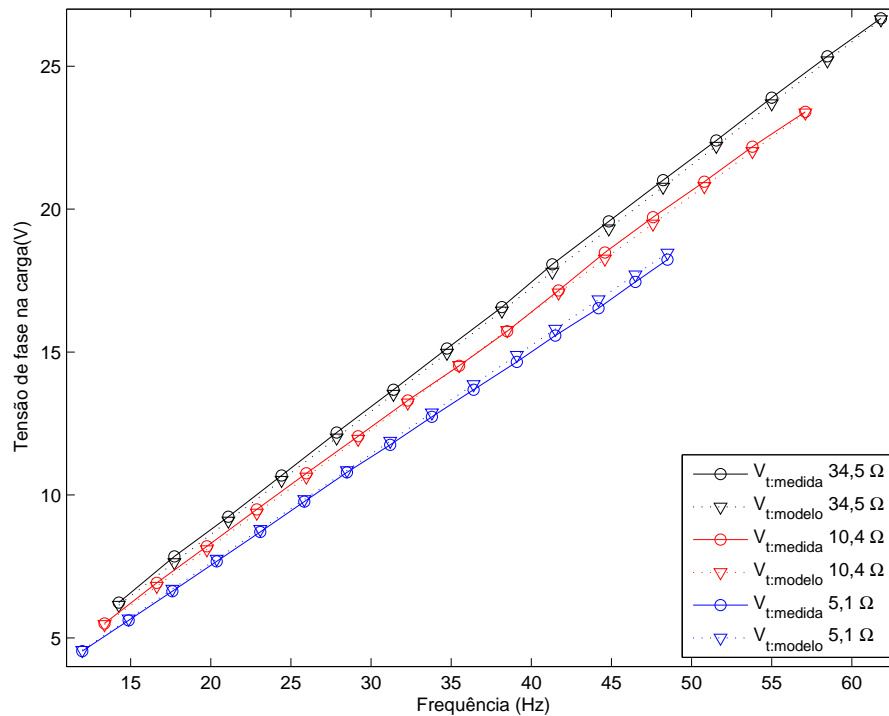


Figura 5 – Verificação dos dados adquiridos com o modelo da MSMP

2.5 Cálculo do momento de inércia, amortecimento e atrito da máquina

O dimensionamento do capacitor do barramento CC, a ser discutido no capítulo 4, requer o conhecimento do momento de inércia da montagem utilizada. Ademais, para que as simulações apresentem resultados mais próximos da realidade, é necessário adicionar informações a respeito do atrito e constante de amortecimento do sistema.

O sistema mecânico foi montado de duas maneiras. Em uma das montagens a MSMP é acoplada a uma MI, e o momento de inércia é a soma dos momentos das duas máquinas. Na outra montagem, a MSMP foi acoplada a uma MCC e a um volante para aumento do momento de inércia. O ensaio poderia ser feito apenas para a obter o momento da MSMP. No entanto como os valores de J e B que interessam para o estudo se referem a toda a massa movimentada os ensaios foram feitos usando os acoplamentos citados.

Os valores obtidos para os cálculos podem ser vistos na tabela 2. Nessa tabela são mostradas as velocidades de regime inicial (ω_0) e final (ω_f, r), assim como as correntes

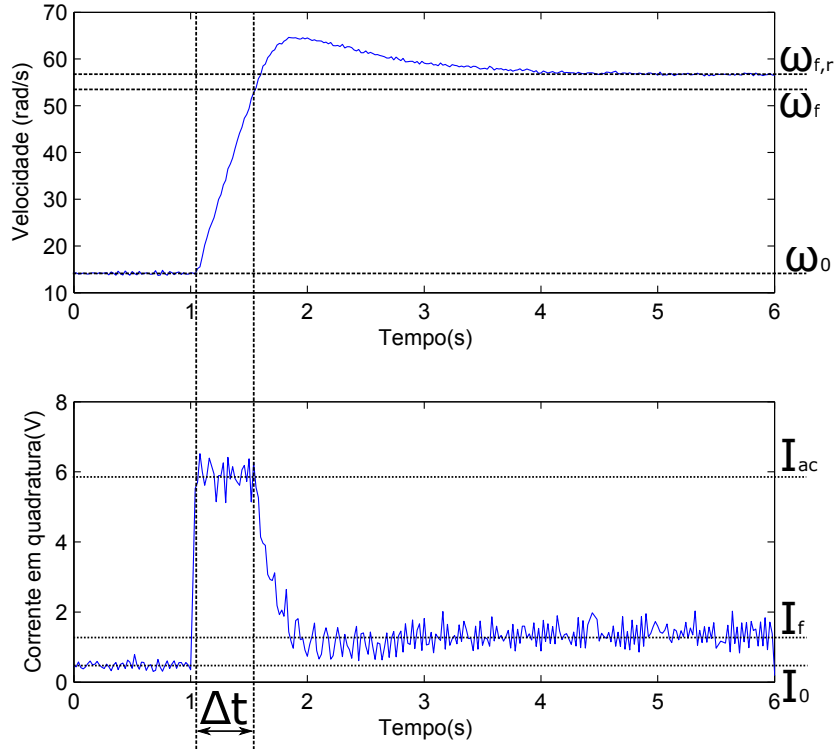


Figura 6 – Ilustração dos valores de corrente e velocidade utilizadas no cálculo das constantes mecânicas

médias em regime, nessas velocidades, respectivamente I_0 e I_f . Também são mostradas a corrente média durante a aceleração (I_{ac}), a velocidade em que a corrente começa a decrescer (ω_f) e o período de tempo que o processo de aceleração com a corrente constante demora (Δt).

O perfil de corrente utilizado para a estimativa das grandezas mecânicas das montagens envolvendo a MSMP pode ser visto na figura 6.

A tabela 2 discrimina os dados obtidos para as montagens com MI e MCC que permitem a estimativa dos parâmetros. Para a obtenção das formas de onda utilizadas para os cálculos foi necessária a montagem em bancada. Assim, após a obtenção dos resultados experimentais, foi possível refinar as simulações e o controle utilizado.

A equação do conjugado da máquina é dada por 2.24. O comportamento mecânico do sistema considera um amortecimento e atrito nos eixos da máquina. O modelo é descrito por:

$$T_{em} = J\dot{\omega}_r' + B\omega_r + k_{atr} \quad (2.27)$$

Para as situações em que a máquina opera em regime, $\dot{\omega} = \ddot{\Theta} = 0$. Assim, obtendo informações de dois pontos de operação em regime constante, pode-se calcular a

constante de amortecimento do sistema como:

$$B = \frac{T_f - T_0}{\omega_f - \omega_0} = \frac{3P}{4} \hat{\psi}_m \frac{I_f - I_0}{\omega_{f:r} - \omega_0}$$

Da mesma forma, pode-se determinar o atrito no eixo da máquina:

$$k_{atr} = T_0 - B\omega_0$$

Para calcular o momento de inércia pode-se realizar um ciclo de aceleração da máquina como na figura 6. Partindo da equação 2.27 pode-se integrar o conjugado durante:

$$J = \frac{3P\hat{\psi}_m I_{ac} - 2[B(\omega_0 + \omega_f) + 2k_{atr}]\Delta t}{4(\omega_f - \omega_0)} \quad (2.28)$$

Os parâmetros da máquina - construtivos, mecânicos e elétricos - são mostrados na tabela 3.

2.6 Conclusão

Esse capítulo abordou o equacionamento da MSMP em coordenadas estáticas e síncronas além dos ensaios realizados para o levantamento de parâmetros.

A observação da máquina e da proximidade dos valores da indutância de eixo direto e quadratura indicam uma MSMP com magnetos fixos na superfície do rotor.

Dados	Máquina indução	Máquina CC	Unidades
I_0	0,305	0,541	A
I_f	0,769	1,16	A
I_{ac}	3,28	5,88	A
ω_0	15,6	14,1	rad/s
ω_f	62,8	5,78	rad/s
$\omega_{f:r}$	67,8	5,68	rad/s
Δt	0,63	0,56	s

Tabela 2 – Dados obtidos experimentalmente para o sistema formado pela máquina síncrona e uma máquina de carga

Tabela 3 – Parâmetros da MSMP

Parâmetro	Valor
Potência nominal (P_n)	1 kW
Tensão nominal (V_n)	48 V
Fluxo permanente (ψ_m)	0,0992 Wb
Resistência estator (R_s)	0,79 Ω
Indutância estator (L_s)	0,74 mH
Rotação nominal	600 RPM
Polos	14
Momento de inércia (J) ^a	0,03444 N.m.s ²
Fator de amortecimento (B) ^a	0,01024 N.m.s
Atrito no eixo (k_{atr}) ^a	0,1573 N.m
Momento de inércia (J) ^b	0,0687 N.m.s ²
Fator de amortecimento (B) ^b	0,015 N.m.s
Atrito no eixo (k_{atr}) ^b	0,3534 N.m

^a Montagem com a MI^b Montagem com a MCC

3 O controle da MSMP

3.1 Introdução

O controle de fluxo da MSMP utiliza os modelos nas coordenadas dq. São consideradas as componentes da corrente de estator que atuam na geração de torque e fluxo. Portanto, as correntes na máquina devem ser controladas para garantir o torque necessário.

Em máquinas com ímãs sobre a superfície do rotor, o torque por relutância é nulo ou desprezível. Nesse caso a estratégia para controlar a corrente de eixo direto consiste em um valor nulo fixo para tal componente. A corrente em quadratura é controlada para provocar um fluxo magnético perpendicular ao estator gerando o torque desejado. Esse controle da corrente em quadratura também controla o fluxo de energia da máquina. Dessa forma, se a corrente é positiva, ela funciona como motor; se negativa, o fluxo de potência se inverte e a mesma funciona como gerador, absorvendo a energia mecânica que deveria ser absorvida pelo sistema elétrico.

A referência da corrente em quadratura é gerada por um controlador que procura fazer com que a máquina acompanhe uma determinada referência de velocidade. Emulando o comportamento de um condutor ao requisitar aceleração e desaceleração de um veículo.

O controle das correntes de eixo direto e quadratura é realizado gerando-se um vetor espacial de referência de tensão para o modulador PWM. Esse vetor determina os sinais que serão transformados em ciclos de trabalho para cada uma das chaves do inversor.

O objetivo desse capítulo é explorar o equacionamento e projeto das malhas de controle das correntes de eixo direto, em quadratura, e da velocidade. Além do equacionamento dos observadores utilizados para obter as estimativas de velocidade e posição da máquina.

O projeto e equacionamento das malhas de corrente de eixo direto e quadratura podem ser vistos na seção 3.2. Os observadores são investigados na seção 3.3. Na seção 3.4 é abordado o controle de velocidade da máquina.

3.2 Malhas das correntes de eixo direto e em quadratura

Nessa seção considera-se uma tensão CC fixa em seu valor máximo. Na seção 3.2.1 será analisado o caso com a variação da tensão CC.

O modelo da corrente de eixo direto pode ser descrito por (2.20). A função de transferência do ciclo de trabalho para a corrente de eixo direto é dada por:

$$\frac{I_{s,d}(s)}{Y_d(s)} = \frac{V_{s,max}}{(r_s + sl_{s,d})} \quad (3.1)$$

Onde:

$Y_d = V_{t,d}(s)/V_{s,max}$ - Ciclo de trabalho fornecido pelo controlador PI;

$V_{s,max} = V_{dc,max}/\sqrt{3}$ - Máxima tensão de pico por fase da máquina,

$V_{dc,max}$ - Tensão máxima do barramento CC,

A transformada de Laplace de (2.20) mostra um distúrbio vindo da corrente em quadratura:

$$\frac{I_{s,d}(s)}{I_{s,q}(s)} = \frac{W(s)l_s}{(r_s + sl_{s,d})} \quad (3.2)$$

Onde $W(s)$ é a velocidade da máquina no espaço de Laplace.

Fazendo uma análise similar para a corrente em quadratura, (2.21), a função de transferência do ciclo de trabalho em quadratura para a corrente nesse eixo:

$$\frac{I_{s,q}(s)}{Y_{s,q}(s)} = \frac{V_{s,max}}{(r_s + sl_s)} \quad (3.3)$$

Onde, $Y_q(s) = V_{t,q}(s)/V_{s,max}$ - é o ciclo de trabalho na saída do controlador PI para o eixo q;

A corrente em quadratura tem dois distúrbios, o primeiro devido a corrente de eixo direto:

$$\frac{I_{s,q}(s)}{I_{s,d}(s)} = -\frac{W(s)L_d}{(r_s + sl_s)} \quad (3.4)$$

O segundo distúrbio devido à força contraeletromotriz:

$$\frac{I_q(s)}{F_{cem}(s)} = -\frac{1}{(r_s + sl_s)} \quad (3.5)$$

Onde, $F_{cem}(s) = W(s)\psi_m$ - Transformada de Laplace da força contraeletromotriz (FCEM);

O distúrbio devido à FCEM pode ser compensado antecipadamente de forma a evitar variações de corrente e erros devido a sua influência. Para a realização dessa compensação serão utilizados as estimativas de força contraeletromotriz gerados pelos observadores.

Os distúrbios entre $I_{s,d}$ e $I_{s,q}$ representam um impacto menor no controle e são compensados pela parte integral dos reguladores de corrente. Como as equações 3.1 e 3.3 são bastante semelhantes, define-se genericamente uma equação com um subscrito x para as coordenadas d e q:

$$\frac{I_{s,x}(s)}{Y_x(s)} = P_x(s) = \frac{V_{s,max}}{(r_s + sl_s)} \quad (3.6)$$

Com um PI da forma:

$$C_x(s) = k_x \frac{(\tau_x s + 1)}{\tau_x s} \quad (3.7)$$

A função de transferência em malha aberta, do erro para a velocidade, é dada por:

$$C_d(s)P_d(s) = \frac{k_x V_{s,max}(\tau_x s + 1)}{\tau_x l_s s^2 + \tau_x r_s s} \quad (3.8)$$

Há dois polos $p_{x1} = r_s/l_s$ e $p_{x2} = 0$, e um zero, $z_{x1} = 1/\tau_x$. Considerando-se a tabela de parâmetros da MSMP (tabela 3), e partindo-se da equação 3.8, pode-se escolher a posição do polo z_{x1} . Uma das limitações para o controle de corrente da máquina é a frequência de chaveamento do inversor. Fazendo a constante de tempo igual a dez vezes o período de chaveamento, assim, $\tau_x = 0,001$ s, pode-se escolher o ganho do PI através do lugar das raízes na figura 7. O ganho foi escolhido é $k_x = 0,004$.

Em malha fechada, de uma referência de corrente ($I_{s,x}^*(s)$) para uma saída de corrente, a resposta do sistema é:

$$T_d(s) = \frac{I_{s,x}(s)}{I_{s,x}^*(s)} = \frac{k_x V_{s,max} \tau_x s + k_x}{\tau_x l_s s^2 + (\tau_x r_s + k_x V_{s,max} \tau_x) s + k_x V_{s,max}} \quad (3.9)$$

De (3.9) temos dois polos, p_{x3} e p_{x4} , para as malhas de corrente em d e q:

$$p_{x3} = \frac{-(k_x V_{s,max} + r_s) \tau_x + \sqrt{\Delta_x}}{2l_s \tau_x} = 543,7 \quad (3.10)$$

$$p_{x4} = \frac{-(k_x V_{s,max} + r_s) \tau_x - \sqrt{\Delta_x}}{2l_s \tau_x} = 1140 \quad (3.11)$$

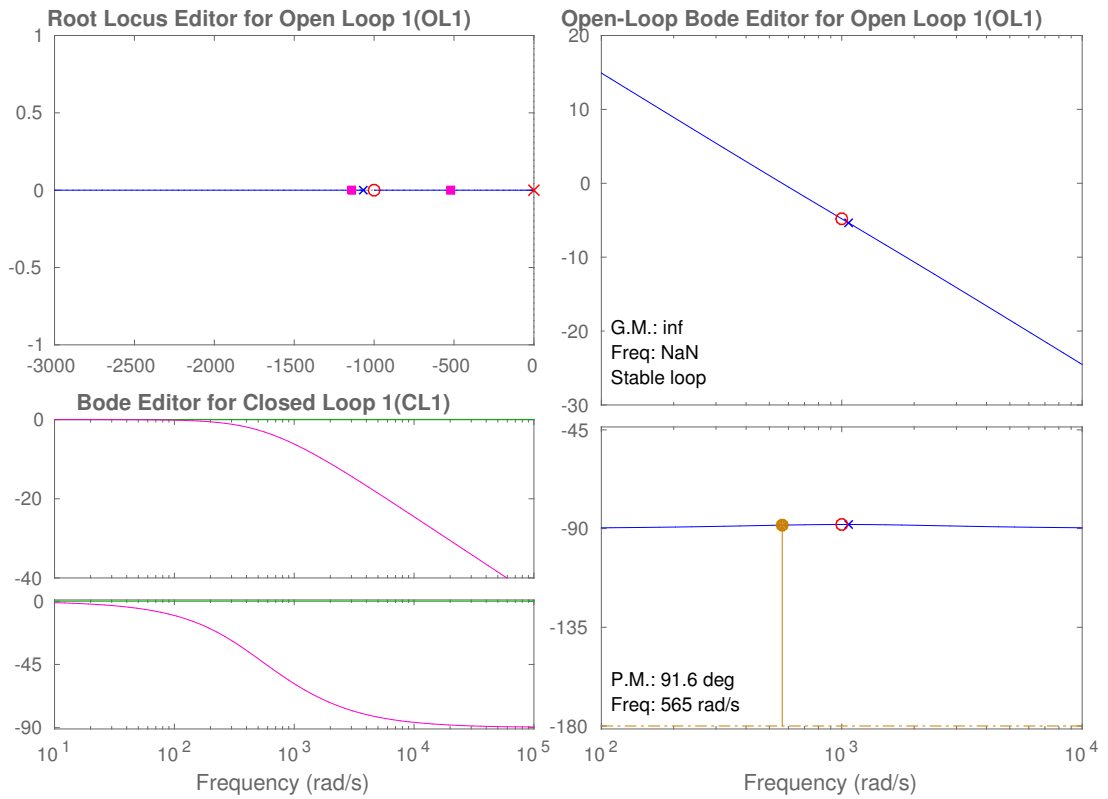


Figura 7 – Projeto das malhas de corrente

Onde:

$$\Delta_x = (k_x V_{s,max} + r_s)^2 \tau_x^2 - 4\tau_x l_x V_{s,max} \quad (3.12)$$

3.2.1 Compensações antecipativas

Conforme o barramento CC varia, o ciclo de trabalho deve ser ajustado (SAKLY *et al.*, 1993), para que o inversor tenha o valor de tensão desejado na saída.

Então, dos ciclos de trabalho fornecidos pelos reguladores PI, y_d e y_q :

$$y_d = \frac{vt, d}{V_{dc,max}} \quad (3.13)$$

$$y_q = \frac{vt, q}{V_{dc,max}} \quad (3.14)$$

Pode-se ajustar y_d para adquirir um novo sinal(u_d) que regula i_d compensando as variações da tensão como se segue:

$$u_d = y_d \frac{V_{dc,max}}{v_{dc}} = \frac{vt, d}{v_{dc}} \quad (3.15)$$

O mesmo para i_q :

$$u_q^1 = y_q \frac{V_{dc,max}}{v_{dc}} = \frac{vt, q}{v_{dc}} \quad (3.16)$$

Em que u_q^1 é o sinal que compensa a variação de tensão CC.

Para fazer o projeto do PI mais flexível, pode-se fazer uma compensação antecipativa da FCEM adicionando um sinal, \hat{f}_{cem} , igual a esse distúrbio, anulando o seu efeito.

Entretanto, o ciclo de trabalho z_q , gerado por \hat{f}_{cem} , também deve ser compensado para contemplar as variações no barramento CC:

$$z_q = \frac{\hat{e}}{v_{dc}} \quad (3.17)$$

A seguir obtêm-se o sinal para controlar o ciclo de trabalho do eixo em quadratura:

$$u_q = z_q + u_q^1 = \frac{\hat{f}_{cem} + y_q V_{s,max}}{v_{dc}} \quad (3.18)$$

Então, com distúrbios compensados através dos sinais de saída, u_d e u_q , os reguladores PI podem ser projetados com maior liberdade.

3.3 Observadores

Os controles vetoriais mostram melhor desempenho dinâmico que os escalares, porém é necessário o conhecimento da posição angular do rotor. Para evitar o uso de um sensor de posição foram utilizados um observador de corrente por modos deslizantes (OCMD)(JIAXI *et al.*, 2007), e um observador adaptativo de FCEM, para adquirir a posição angular o rotor (BERNARDES, 2013; BERNARDES *et al.*, 2014).

3.3.1 O observador de corrente por modos deslizantes

O observador de corrente por modos deslizantes utiliza sinais de corrente nas coordenadas estacionárias e dos parâmetros da máquina para gerar uma estimativa dos valores de força contraeletromotriz.

Assim, as equações dinâmicas da MSMP nas coordenadas $\alpha\beta$ são:

$$i'_{s,\alpha} = -\frac{v_{t,\alpha}}{l_s} + \frac{i_{s,\alpha} r_s}{l_s} - \frac{e_\alpha}{l_s} \quad (3.19)$$

$$i'_{s,\beta} = -\frac{v_{t,\beta}}{l_s} + \frac{i_{s,\beta}r_s}{l_s} - \frac{e_\beta}{l_s} \quad (3.20)$$

$$e_\alpha = -\psi_f \omega_e \cos(\theta_e) \quad (3.21)$$

$$e_\beta = -\psi_f \omega_e \sin(\theta_e) \quad (3.22)$$

Onde $x' = dx/dt$, essa notação é utilizada desse ponto em diante para que as equações fiquem mais sintéticas.

As correntes estimadas através do OCMD são dadas por:

$$\hat{i}'_{s,\alpha} = -\frac{v_{t,\alpha}}{l_s} + \frac{\hat{i}_{s,\alpha}r_s}{l_s} - \frac{l_1}{l_s} \text{sign}(\tilde{i}_{s,\alpha}) \quad (3.23)$$

$$\hat{i}'_{s,\beta} = -\frac{v_{t,\beta}}{l_s} + \frac{\hat{i}_{s,\beta}r_s}{l_s} - \frac{l_1}{l_s} \text{sign}(\tilde{i}_{s,\beta}) \quad (3.24)$$

Onde:

l_1 - Ganho do observador;

$\hat{i}_{s,\alpha}, \hat{i}_{s,\beta}$ - Correntes estimadas nas coordenadas α e β .

$\text{sign}(\hat{i}_x - i_x)$ - Sinal de erro da corrente estimada;

$\tilde{i}_{s,\alpha} = \hat{i}_{s,\alpha} - i_{s,\alpha}$ - Erro da estimativa de $i_{s,\alpha}$;

$\tilde{i}_{s,\beta} = \hat{i}_{s,\beta} - i_{s,\beta}$ - Erro da estimativa de $i_{s,\beta}$.

Para a análise da dinâmica envolvendo as estimativas do observador é necessário analisar o comportamento dos erros. Assim, (3.19) e (3.20) são subtraídas, respectivamente de (3.23) e (3.24).

$$\tilde{i}'_{s,\alpha} = -\frac{\tilde{i}_{s,\alpha}r_s}{l_s} + \frac{e_\alpha}{l_s} - \frac{l_1}{l_s} \text{sign}(\tilde{i}_{s,\alpha}) \quad (3.25)$$

$$\tilde{i}'_{s,\beta} = -\frac{\tilde{i}_{s,\beta}r_s}{l_s} + \frac{e_\beta}{l_s} - \frac{l_1}{l_s} \text{sign}(\tilde{i}_{s,\beta}) \quad (3.26)$$

Para verificar a convergência utiliza-se as equações que descrevem o comportamento dos erros dos observadores para definir uma equação que seja candidata a Lyapunov. Os erros das estimativas, $\tilde{i}'_{s,\alpha}, \tilde{i}'_{s,\beta}$, são utilizados como coordenadas para descrever um plano cartesiano. A equação candidata a Lyapunov, função dos erros, cria um terceiro eixo no espaço onde descreve uma superfície sobre o plano. Esta superfície de potencial

deve apresentar um valor mínimo igual a zero na origem e maior que zero para todo o resto do plano.

Nesse espaço, a derivada temporal da função de Lyapunov descreverá a atração dos erros das estimativas em relação à origem, isto é, para uma situação em que as estimativas possuam erro nulo.

Se os valores da superfície descrita pela função candidata são maiores que zero e a sua derivada temporal é negativa para qualquer ponto fora da origem, qualquer estimativa inicial converge para um erro nulo. Se uma função candidata satisfaz essas condições pode-se dizer que ela é uma Lyapunov.

Define-se a função candidata a Lyapunov como:

$$V(\tilde{i}_{s,\alpha}, \tilde{i}_{s,\beta}) = \frac{\tilde{i}_{s,\alpha}^2 + \tilde{i}_{s,\beta}^2}{2} \quad (3.27)$$

que atende as condições de valor nulo na origem, e crescente com os módulos dos erros. A terceira condição para que (3.27) seja Lyapunov estabelece que a derivada temporal da função candidata deve ser menor que zero para quaisquer $\tilde{i}_{s,\alpha}$ e $\tilde{i}_{s,\beta}$.

$$\begin{aligned} V(\tilde{i}_{s,\alpha}, \tilde{i}_{s,\beta})' &= -\frac{\tilde{i}_{s,\alpha}^2 r_s}{l_s} + \frac{e_a \tilde{i}_{s,\alpha}}{l_s} - \frac{l_1 \tilde{i}_{s,\alpha}}{l_s} \text{sign}(\tilde{i}_{s,\alpha}) \\ &\quad - \frac{\tilde{i}_{s,\beta}^2 r_s}{l_s} + \frac{e_b \tilde{i}_{s,\beta}}{l_s} - \frac{l_1 \tilde{i}_{s,\beta}}{l_s} \text{sign}(\tilde{i}_{s,\beta}) < 0 \end{aligned} \quad (3.28)$$

A equação (3.27) atende a terceira condição se:

$$l_1 > \max(|e_\alpha|, |e_\beta|) \quad (3.29)$$

Portanto o observador converge para os valores reais de $i_{s,\alpha}$ e $i_{s,\beta}$.

Observando (3.19) e (3.20) e comparando com (3.23) e (3.24), respectivamente, considerando que $\hat{i}_{s,\alpha} \approx i_{s,\alpha}$ e $\hat{i}_{s,\beta} \approx i_{s,\beta}$, os últimos termos dessas equações irão se aproximar. No entanto os termos:

$$z_\alpha = l_1 \text{sign}(\tilde{i}_{s,\alpha}) \quad (3.30)$$

e

$$z_\beta = l_1 \text{sign}(\tilde{i}_{s,\beta}) \quad (3.31)$$

são sinais chaveados. Então o comportamento em baixa frequência desse sinal será igual à estimativa da FCEM e será dado como:

$$\hat{e}_\alpha = LF(z_\alpha) \quad (3.32)$$

$$\hat{e}_\beta = LF(z_\beta) \quad (3.33)$$

O operador $LF(y)$ representa um filtro passa baixa cuja saída são as baixas frequências do sinal y .

O módulo da FCEM estimada (\hat{f}_{cem}):

$$\hat{f}_{cem} = LF(\sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}) \quad (3.34)$$

deve variar bem mais lentamente que as outras variáveis elétricas, pois a FCEM (f_{cem}):

$$e_{cem} = \frac{P\omega_m}{2}\psi_m \quad (3.35)$$

é dependente de uma variável mecânica, que é geralmente mais lenta. Dessa forma pode-se alterar o valor de l_1 para diminuir o seu módulo em velocidades mais baixas para que e_α e e_β menores não sejam afetados significativamente por sub-harmônicas do chaveamento de z_α e z_β . Assim podemos definir uma função:

$$l_1 = \begin{cases} k_l \hat{e}; & k_l \hat{e} > l_{min} \\ l_{min}; & k_l \hat{e} \leq l_{min} \end{cases} \quad (3.36)$$

Onde:

k_l - É uma constante de variação de l_1 . Deve ser feita maior que um para atender (3.29).

l_{min} - Limite mínimo para l_1 pois ao inicializar, e em velocidades muito baixas, a força contraeletromotriz será nula ou desprezível, tornando impossível a convergência do observador.

A adição de l_1 variável torna desnecessário o conhecimento do valor máximo de $\hat{\psi}_m$ para dimensionar l_1 de maneira a atender(3.29).

3.3.2 O observador adaptativo de força contraeletromotriz

O observador adaptativo de força contraeletromotriz (O AFC) utiliza as estimativas de \hat{e}_α e \hat{e}_β geradas pelo OCMD para produzir uma estimativa de velocidade que independe do conhecimento do fluxo magnético do rotor.

Assim, assumindo que (BERNARDES, 2013):

- Os valores das estimativas de força contraeletromotriz \hat{e}_α e \hat{e}_β são aproximadamente iguais aos valores reais.
- A velocidade angular (ω_r), uma variável mecânica, varia muito mais lentamente que as variáveis elétricas, de forma que podemos considerar:

$$\omega'_r \approx 0$$

Considerando as relações entre as componentes em $\alpha\beta$ e suas derivadas pode-se determinar um observador de FCEM dado por:

$$\hat{e}'_{\alpha:ao} = -\hat{\omega}_r \hat{e}_\beta - h_2 \tilde{e}_{\alpha:ao} \quad (3.37)$$

$$\hat{e}'_{\beta:ao} = \hat{\omega}_r \hat{e}_\alpha - h_2 \tilde{e}_{\beta:ao} \quad (3.38)$$

Onde:

$\hat{e}_{\alpha:ao}$, $\hat{e}_{\beta:ao}$ - FCEM estimada pelo observador nos eixos $\alpha\beta$;

$\tilde{e}_{\alpha:ao} = \hat{e}_{\alpha:ao} - e_\alpha$ - Erro de estimativa de $\hat{e}_{\alpha:ao}$;

$\tilde{e}_{\beta:ao} = \hat{e}_{\beta:ao} - e_\beta$ - Erro de estimativa de $\hat{e}_{\beta:ao}$;

$\hat{\omega}_r$ - Valor de velocidade angular a ser determinado adaptativamente.

A dinâmica dos erros é dada por:

$$\tilde{e}'_{\alpha:ao} = -\tilde{\omega}_r \hat{e}_\beta - h_2 \tilde{e}_{\alpha:ao} \quad (3.39)$$

$$\tilde{e}'_{\beta:ao} = \tilde{\omega}_r \hat{e}_\alpha - h_2 \tilde{e}_{\beta:ao} \quad (3.40)$$

Onde:

$\tilde{\omega}_r = \hat{\omega}_r - \omega_r$ - Erro da velocidade angular elétrica;

Modificando, levemente, a função candidata a Lyapunov proposta (BERNARDES, 2013):

$$V(\tilde{e}_{\beta:ao}, \tilde{e}_{\alpha:ao}, \tilde{\omega}_r) = \frac{k_{\omega_r}(\tilde{e}_{\beta:ao}^2 + \tilde{e}_{\alpha:ao}^2) + \tilde{\omega}_r^2}{2} \quad (3.41)$$

e

$$\begin{aligned} V(\tilde{e}_{\beta:ao}, \tilde{e}_{\alpha:ao}, \tilde{\omega}_r)' &= \tilde{\omega}_r k_{\omega_r} (\hat{e}_{\alpha} \tilde{e}_{\beta:ao} - \hat{e}_{\beta} \tilde{e}_{\alpha:ao}) + \tilde{\omega}_r \tilde{\omega}_r' \\ &- h_2 k_{\omega_r} (\tilde{e}_{\alpha:ao}^2 + \tilde{e}_{\beta:ao}^2) \end{aligned} \quad (3.42)$$

se os dois primeiros termos se anularem, a função candidata é Lyapunov e a velocidade estimada é dada por:

$$\hat{\omega}_r = \int_0^t k_{\omega} (\hat{e}_{\beta} \tilde{e}_{\alpha:ao} - \hat{e}_{\alpha} \tilde{e}_{\beta:ao}) d\tau \quad (3.43)$$

Então, com o passar do tempo o valor de $\hat{\omega}_r$, $\hat{e}_{\alpha:oa}$, e $\hat{e}_{\beta:oa}$ se aproximam, respectivamente, de ω_r , e_{α} e e_{β} .

O observador adaptativo irá convergir para quaisquer h_2 e k_{ω} maiores que zero. A resposta dinâmica da velocidade estimada pode ser modificada variando os valores de k_{ω} .

Devido à presença de filtros que adicionam fase nas estimativas, pode ser desejável a adição de uma correção de erros. Assim a posição estimada ($\hat{\theta}$) pode ser dada por:

$$\hat{\theta} = tg^{-1}\left(\frac{-\hat{e}_{\alpha:oa}}{\hat{e}_{\beta:oa}}\right) - \tilde{\theta}(\omega)_r \quad (3.44)$$

Onde, $\tilde{\theta}(\omega)_r = \theta - tg^{-1}\left(\frac{-\hat{e}_{\alpha:oa}}{\hat{e}_{\beta:oa}}\right)$, Função de correção de erros da estimativa.

Assim são obtidas estimativas de posição e velocidade do rotor da máquina. Os valores de $\hat{\theta}$ são utilizados para a passagem de coordenadas estáticas para coordenadas síncronas. Os valores de $\hat{\omega}$ são utilizados no cálculo da referência para tensão CC, e também para fechar a malha de velocidade.

3.3.3 Análise de erros nos parâmetros do observador

O observador é utilizado em situações em que os parâmetros da máquina são imprecisos. Como exemplo, a resistência de estator pode aumentar com a temperatura, assim como podem acontecer variações devido ao tempo de uso da máquina e imprecisões na aquisição dos parâmetros. Considerando essas possibilidades, foram executadas simulações do observador com diferenças entre o valor de resistência e indutância da máquina e do observador.

Foi observado que a robustez das estimativas dos observadores dependem dos parâmetros do observador adaptativo. Em situações com ganhos menores, a estimativa da

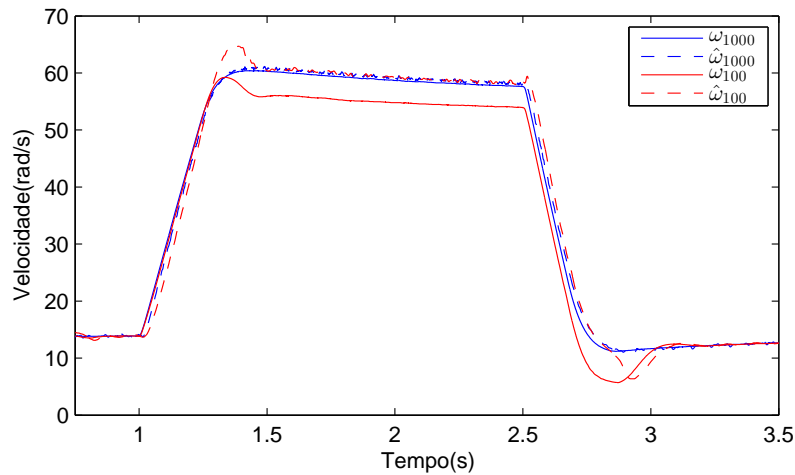


Figura 8 – Velocidade e estimativa para diferentes valores de h_2 e k_w

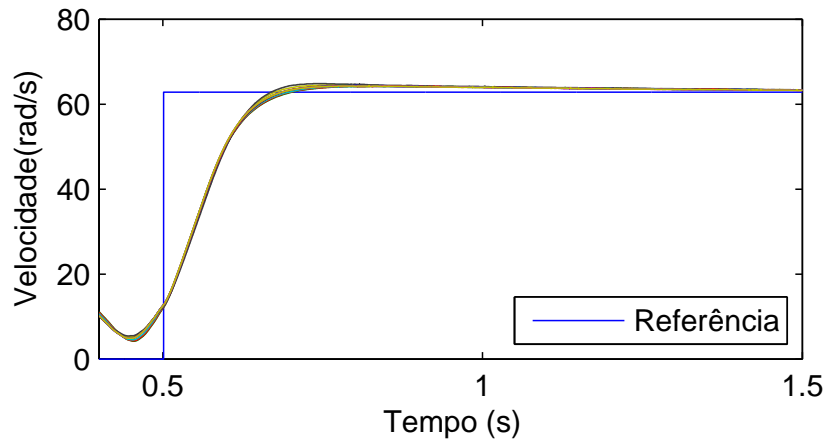


Figura 9 – Referência e velocidades mecânicas

velocidade demora um intervalo maior para convergir e apresenta erros não desprezíveis que podem se tornar um problema para o controle de velocidade e eventualmente podem encaminhar o sistema para a instabilidade. Essa situação pode ser vista na figura 8.

Nessa figura pode-se observar que para parâmetros $h_2 = 100$ e $k_w = 100$ a curva de estimativa ($\hat{\omega}_{100}$) se afasta do valor de velocidade (ω_{100}) indicando a probabilidade de incorreções significativas durante os experimentos.

Assim, para as análises de estabilidade dos observadores relativos à variação de parâmetros, utilizou-se $h_2 = 1000$ e $k_w = 1000$ que apresenta valores de estimativas ($\hat{\omega}_{1000}$) mais próximos da velocidade da máquina (ω_{1000}). Esses valores foram utilizados para as simulações presentes no capítulo 5 e nos resultados experimentais do capítulo 6.

A simulação de erros seguiu a referência de velocidade mostrada na figura 9. As velocidades desenvolvidas pelo sistema, realimentado pelos estimadores com erro, podem ser vistas na mesma figura.

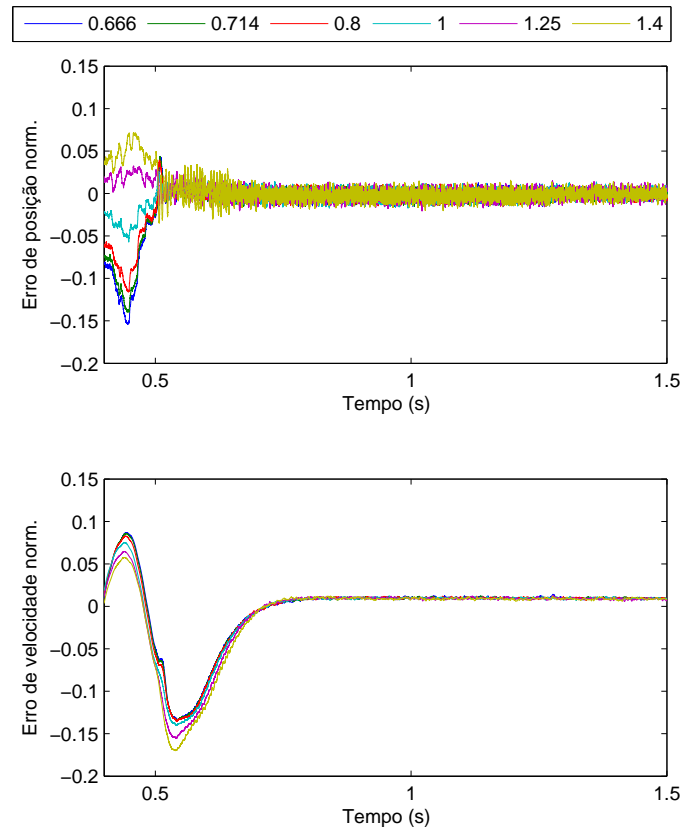


Figura 10 – Erros de posição e velocidade para variação da resistência do observador

As razões utilizadas para esse experimento foram as seguintes: 0,666, 0,714, 0,8, 1, 1,25, 1,4 e 1,5. Os valores das relações entre resistência e indutância de cada curva podem ser visto nas legendas das figuras 10 e 11

Para a análise desses dados foram normalizados os erros de velocidade e posição. Os erros de posição foram normalizados em relação à circunferência, ou 2π . Os de velocidade foram normalizados em relação à máxima esperada (62,8 rad/s).

Nessa simulação, após um período de inicialização de 0,5 segundos, o ângulo necessário para as transformadas síncronas é recebido dos observadores.

Na figura 10 são mostrados os erros normalizados de posição e velocidade para diferentes valores de resistência utilizados no observador. As legendas dessa figura mostram a razão entre os valores utilizados no observador e no indutor. As variações de resistência provocam alterações nos erros de posição antes do início da realimentação. Após a realimentação, os valores de posição e velocidade convergem para valores próximos dos reais.

Os dados para a razão de resistências de 1,5 não foram plotados devido ao início de oscilações no observador. Logo deve-se evitar que os valores de resistência da máquina diminuam mais que 30% do valor utilizado no observador. Antes desse período pode-se

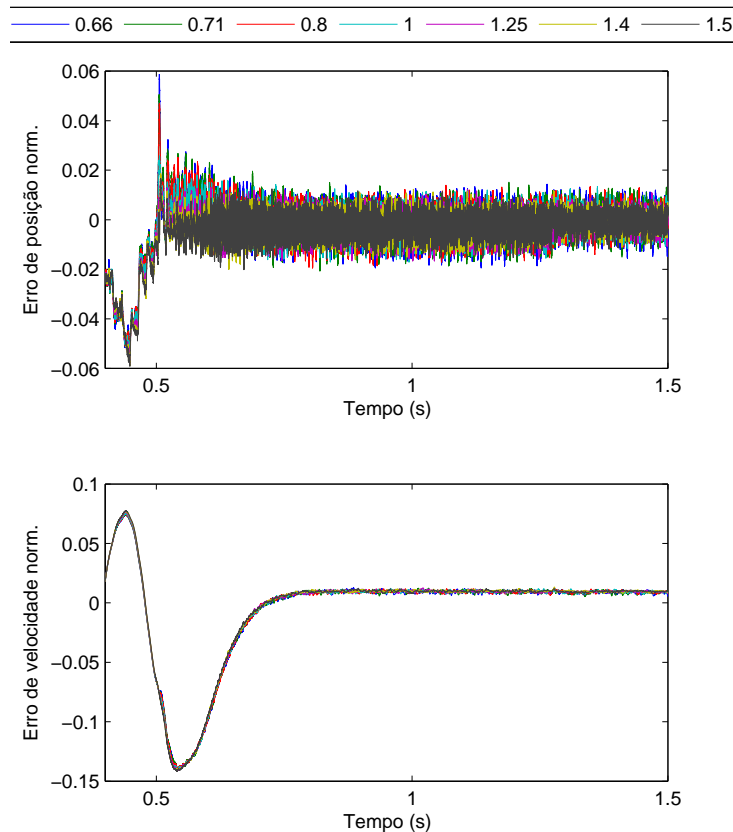


Figura 11 – Erros de posição e velocidade para variação da indutância do observador.

observar que os erros de posição atingem cerca de 15%. Após o início da realimentação esses erros decrescem, apresentando valores inferiores a 2,5%. No entanto, a linha com a razão de 1,4 apresenta os maiores picos de erro de posição após a realimentação, indicando a sua proximidade com a divergência do observador.

Antes da realimentação, os erros de velocidade e posição não apresentam grandes variações com relação à variação da indutância. Portanto, o observador mostra ser bastante robusto a variações desse parâmetro. Após o início da realimentação, as estimativas de posição também convergem para valores próximos dos reais.

3.4 Controle de velocidade da MSMP

O sistema a ser implementado procura representar em bancada uma situação que se aproxime da direção de um veículo. Normalmente um veículo recebe uma referência de torque e o fornece. A velocidade é uma variável externa a esse sistema e é ajustada pelo condutor. Para obtenção dos resultados, e buscando maior reprodutibilidade nos ciclos, é implementado um controlador de velocidade para a máquina síncrona que irá controlar os ciclos nos quais a máquina irá operar.

O sistema mecânico que representa a movimentação da MSMP é modelado por (2.27).

Considerando que a dinâmica de i_q é muito mais rápida que as variações de velocidade, e assumindo a ação de k_{atr} como um distúrbio, pode-se descrever a transformada de Laplace do sistema mecânico como:

$$W(s) \cdot \left(s + \frac{B}{J}\right) = k_e \cdot I_q(s) \quad (3.45)$$

Onde: $k_e = \frac{3P}{4} \psi_m$

$$\frac{W(s)}{I_q(s)} = P_v(s) = \frac{k_e}{(Js + B)} \quad (3.46)$$

Considerando um controlador PI para o controle de velocidade:

$$C_v(s) = \frac{k_v(\tau_v s + 1)}{\tau_v s} \quad (3.47)$$

Pode-se descrever o comportamento de malha aberta de um sinal de erro para uma saída de velocidade como:

$$P_v(s)C_v(s) = \frac{k_v k_e (\tau_v s + 1)}{\tau_v s (Js + B)} \quad (3.48)$$

Além do polo mecânico ($p_{v1} = B/J$), o controlador PI adiciona um polo ($p_{v2} = 0$), na origem, e um zero ($z_{v1} = 1/\tau_v$).

O ajuste do lugar das raízes e da resposta em frequência da malha de velocidade é mostrado na figura 12. Os valores escolhidos para o regulador PI foram $\tau_v = 1$ and $k_v = 0,4$.

Com k_v e τ_v escolhidos é possível descrever o comportamento em malha fechada, de uma referência de velocidade ($W^*(s)$) para a saída de velocidade como:

$$T_v(s) = \frac{W(s)}{W^*(s)} = \frac{k_e k_v (\tau_v s + 1)}{J\tau_v s^2 + (k_e k_v + B)\tau_v s + k_v k_e} \quad (3.49)$$

De (3.49) temos dois polos que podem ser obtidos dos parâmetros nominais como:

$$p_{v3} = \frac{-(k_e k_v + B)\tau_v + \sqrt{\Delta_v}}{2J\tau_v} = -1,0710 \quad (3.50)$$

$$p_{v4} = \frac{-(k_e k_v + B)\tau_v - \sqrt{\Delta_v}}{2J\tau_v} = -11,2954 \quad (3.51)$$

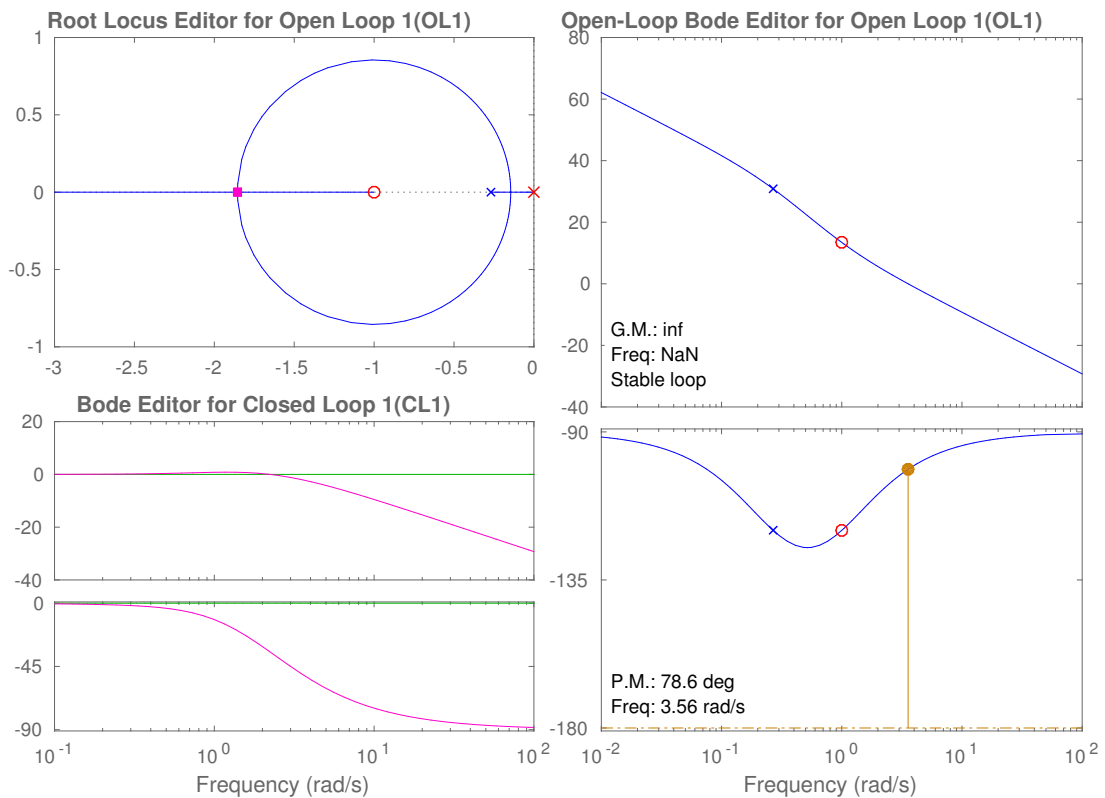


Figura 12 – Projeto da malha de velocidade

Onde $\Delta_v = (k_e k_v + B)^2 \tau_v^2 - 4J\tau_v k_v k_e$.

3.5 Conclusão

Nesse capítulo foram abordados o controle de fluxo, os observadores e controle de velocidade da máquina.

O controle de fluxo é realizado por um controlador proporcional integral para as componentes da corrente em eixo direto e quadratura.

Foram desenvolvidos o equacionamento do observador de corrente por modos deslizantes e do observador adaptativo de força contraeletromotriz e os critérios para convergência dos mesmos. Também foi desenvolvido o equacionamento para controle da velocidade da máquina através de um controlador proporcional integral.

4 O barramento de corrente contínua

4.1 Introdução

O acionamento da MSMP é realizado através do inversor que é alimentado por um barramento CC de tensão controlada. Esse controle é realizado através de um conversor elevador de tensão não isolado e procura utilizar a energia do capacitor para suavizar os picos de demanda de potência sobre a fonte CC, que alimenta o conversor.

Para que o capacitor tenha capacidade de absorver a energia regenerada durante as frenagens é necessário que seja dimensionado para os valores adequados à energia cinética presentes no sistema.

A execução dessa variação exige a aquisição da velocidade da máquina para o ajuste da tensão de modo a permitir o fornecimento e regeneração da energia cinética.

O objetivo desse capítulo é desenvolver o controle da tensão CC, segundo os limites nominais para o acionamento da máquina, e projetar os controladores necessários para que o conversor elevador de tensão controle o fluxo de potência entre os sistemas de armazenamento de energia.

O valor de capacitância é calculado na seção 4.2. O controle do conversor elevador de tensão é dimensionado na seção 4.3.

4.2 Dimensionamento do barramento CC

Na topologia utilizada, figura 1, a energia para acionar o VE, predominantemente, vem das baterias, enquanto o supercapacitor responde aos picos de demanda. A tensão no barramento CC pode ser ajustado por um conversor CC/CC bidirecional em corrente (LOPES *et al.*, 2011; CAO; EMADI, 2012; LOPES, 2012).

O capacitor do barramento CC deve ter capacidade de absorver toda a energia cinética do sistema. Durante a frenagem, devido a perdas, parte da energia cinética é dissipada principalmente em atritos. Quanto mais intensa a frenagem, menores as perdas desse tipo e mais energia é armazenada no capacitor. Essa variação de energia requer a alteração da tensão CC.

Assim, limitado por uma máxima ($V_{dc,max}$) e mínima tensão ($V_{dc,min}$), desprezando perdas, a capacidade de energia disponível no capacitor deve ser igual à energia cinética a ser regenerada. Considerando a máxima velocidade ($\omega_{m,max}$) do motor e que a massa do veículo representa um momento de inércia (J) no eixo do motor, e desprezando-

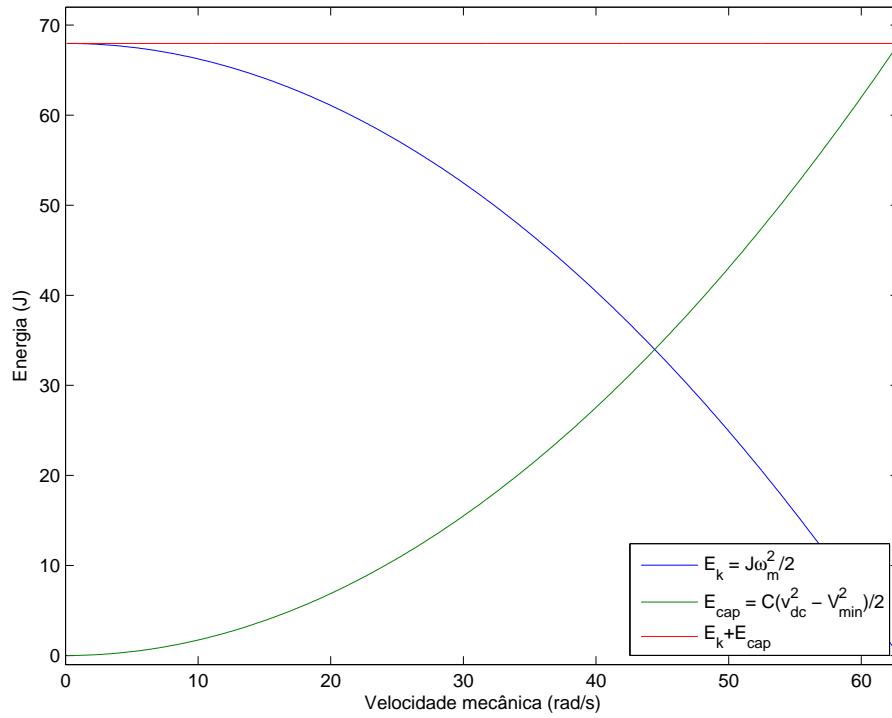


Figura 13 – Manutenção da energia constante total no sistema mecânico e capacitor

se perdas mecânicas e elétricas, determina-se a capacitância:

$$C = \frac{J\omega_{m,max}^2}{V_{dc,max}^2 - V_{dc,min}^2} \quad (4.1)$$

Para que, a cada instante as variações de energia cinética sejam acompanhadas de equivalentes variações de energia elétrica ¹, a tensão CC (v_{dc}) deve ser variada como uma função da velocidade angular (ω_m). Assim pode-se calcular a referência para a tensão CC é:

$$v_{dc} = \sqrt{V_{max}^2 - J\frac{\omega_m^2}{C}} \quad (4.2)$$

Como não são utilizados sensores a medida de velocidade utilizada para a variação de tensão CC é calculada através dos observadores.

A variação da tensão CC leva a uma característica da manutenção de uma quantidade fixa de energia no capacitor e no sistema mecânico, como na figura 13. Assim, como se observa na figura, qualquer variação de velocidade leva o sistema a uma nova

¹ Considerando um veículo elétrico com a massa de um Tuckson SUV carregado, 2050 Kg, com uma velocidade máxima de 120 Km/h e uma tensão no barramento CC variando de 300 a 500 V, seria necessário uma capacitância de 15.6597 F para o capacitor do barramento CC tenha a mesma capacidade de energia que o veículo na máxima velocidade. Esse valor é compatível com a atual tecnologia de capacitores.

posição em que a energia cinética adquirida ou perdida é, respectivamente, cedida ou absorvida pelo capacitor.

Assim, a fonte CC (baterias) deve fornecer a energia relacionada às perdas por atrito, de rolagem e no eixo, amortecimento e, no caso de aplicação em veículos, arrasto aerodinâmico. No caso de um desbalanço entre as capacidades de energia elétrica e cinética as baterias devem lidar com esses desbalanços. Assim, provavelmente a fonte CC deve estar sujeita a maiores picos de corrente durante os transientes.

Apesar das vantagens da variação da tensão CC, a mesma introduz um problema no acionamento da máquina. A força contra eletromotriz (FCEM) aumenta de maneira proporcional à velocidade da máquina, necessitando de uma maior tensão para seu acionamento. Portanto é necessário garantir um mínimo para a tensão CC para o acionamento nas condições nominais.

Partindo das equações (2.20) e (2.21), pode-se escrever o módulo da tensão máxima no terminal da máquina, em regime permanente, ($V_{s,max}$) como:

$$V_{s,max} = [(\omega_{max}^2 l_s^2 + r_s^2) i_{q,max}^2 + 2r_s \omega_{m,max} \hat{\psi}_m i_{q,max} + \omega_{m,max}^2 \hat{\psi}_m^2]^{1/2} \quad (4.3)$$

Utilizando modulação vetorial (NEACSU, 2001) para gerar as tensões de acionamento, é necessária uma tensão CC mínima ($V_{dc,min}$) igual ao valor de pico da tensão de linha na máquina (BROECK *et al.*, 1988) quando esta está na máxima tensão de terminal:

$$V_{dc,min} = \sqrt{3} V_{s,max} \quad (4.4)$$

Fazendo a tensão máxima igual a duas vezes a tensão mínima, permite-se a utilização de até 75% da energia disponível no capacitor (CAO; EMADI, 2012) sem o prejuízo ao acionamento da máquina. Os componentes dos conversores devem ter capacidade de suportar, com a devida margem de segurança, tal tensão máxima.

4.3 Controle do conversor elevador de tensão

A tensão no barramento CC é controlado por um conversor elevador de tensão não isolado (figura 14). O controle desse conversor é realizado através de malhas aninhadas de tensão e corrente. A malha de corrente é feita mais rápida que a malha de tensão, tornando possível o desacoplamento do controle da corrente e da tensão, simplificando o projeto do controlador.

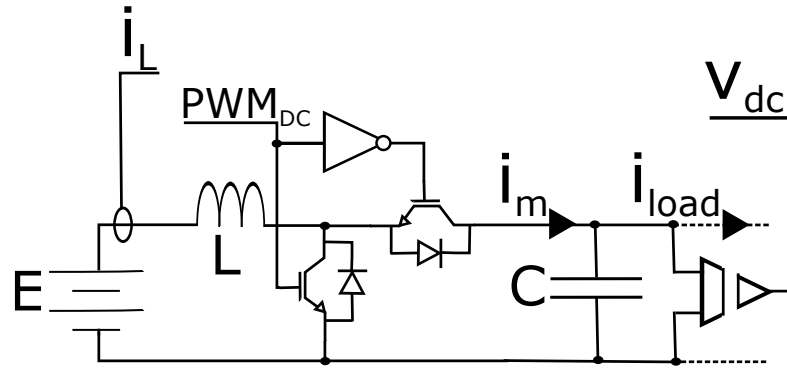


Figura 14 – Conversor elevador de tensão bidirecional

4.3.1 Malha de corrente

Considerando que o comportamento da tensão seja bem mais lento que o comportamento da corrente, teremos a equação da corrente no indutor quando o transistor está conduzindo dado por:

$$i'_L = \frac{E - r_L i_L}{L} \quad (4.5)$$

onde:

i_L - Corrente no indutor

L - Indutância

E - Tensão na fonte (Baterias)

Durante a condução do diodo:

$$i'_L = \frac{E - v_{dc} - r_L i_L}{L} \quad (4.6)$$

Onde v_{dc} é a tensão do barramento CC, que é a saída do conversor.

Se o circuito comuta em uma frequência alta, a transformada de Laplace do seu comportamento para frequências baixas, ou seja o comportamento médio das correntes dentro dos períodos de comutação, pode ser dado por:

$$I_L(s)s = \frac{E(s) - V_{dc}(s) - r_L I_L(s)}{L} + \frac{V_{dc}(s)}{L} D(s) \quad (4.7)$$

$I_L(s)$ - Corrente média no indutor no domínio de Laplace;

$V_{dc}(s)$ - Tensão média na saída do conversor no domínio de Laplace;

$D(s)$ - Ciclo de trabalho para controle do conversor CC/CC no domínio de Laplace.

A função de transferência do ciclo de trabalho $D(s)$ para $I_L(s)$:

$$\frac{I_L(s)}{D(s)} = \frac{V_{dc}(s)}{Ls + r_L} \quad (4.8)$$

Pode-se linearizar a função de transferência em torno do ponto de operação de máxima tensão, e obter a equação do ciclo de trabalho. Em seguida pode-se compensar o ciclo de trabalho obtido para eliminar a influência da mudança do ponto de operação. Obtêm-se a função de transferência linearizada em um ponto:

$$\frac{I_L(s)}{D(s)} = \frac{V_{dc,max}}{Ls + r_L} \frac{V_{dc}(s)}{V_{dc,max}} \quad (4.9)$$

Onde: $V_{dc,max}$ - Máxima referência de tensão CC.

As equações 4.8 e 4.9 são iguais. No entanto a segunda pode ser relacionada com uma linearização em torno de um ponto de operação do conversor:

$$\frac{I_L(s)}{D_{int}(s)} = \frac{V_{dc,max}}{Ls + r_L} \quad (4.10)$$

Onde $D_{int}(s)$ é um ciclo de trabalho intermediário, no domínio de Laplace, para o ponto de operação de máxima tensão do conversor elevador de tensão.

Considerando que a dinâmica de v_{dc} seja bastante lenta, podendo ser considerada constante dentro do intervalo das dinâmicas de i_L , pode-se obter um valor de ciclo de trabalho no domínio do tempo, d , que compense as variações de tensão evitando que os polos e zeros derivem de sua posição inicial.

$$d = d_{int} \frac{V_{dc,max}}{v_{dc}} \quad (4.11)$$

Onde:

$d_{int} = L^{-1}\{D_{int}(s)\}$ - Ciclo de trabalho intermediário no domínio do tempo.

$d = L^{-1}\{D(s)\}$ - Ciclo de trabalho para o PWM no domínio do tempo.

Dessa forma um regulador deve controlar a corrente no indutor, compensando os distúrbios da tensão v_{dc} .

Um controlador PI para gerar o ciclo de trabalho em torno do ponto de operação faz com que a equação de malha aberta da planta, do erro para a corrente, seja:

$$\frac{I_L(s)}{\epsilon_L(s)} = k_L V_{dc,max} \frac{\tau_I s + 1}{\tau_I s (Ls + r_L)} \quad (4.12)$$

Onde:

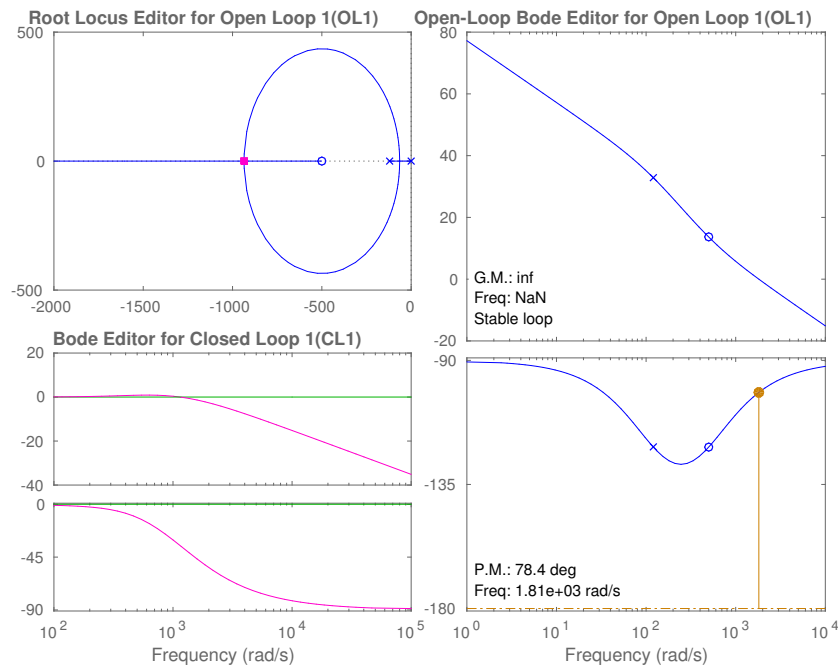


Figura 15 – Projeto do controlador de corrente no conversor elevador de tensão

$\epsilon_L(s)$ - Erro de corrente no indutor do conversor CC/CC;

k_L - Constante proporcional do PI do controlador de corrente;

τ_L - Constante de tempo do PI do controlador de corrente.

O projeto do controlador de corrente, para $E = 200V$ e $L = 8,3mH$, pelo lugar das raízes é mostrado na figura 15. Onde $\tau_l = 0,002$ e $k_L = 0,072664$.

Com as medidas da tensão de saída do conversor é possível realizar a compensação antecipativa das variações de tensão no sinal de $D_{int}(s)$, através da equação 4.11.

4.3.2 Malha de tensão

Como a malha de corrente responde bem mais rápido, pode-se considerar que a mesma funciona como uma fonte de corrente que fornece a corrente i_m no capacitor. Desprezando as perdas no conversor, a potência direcionada à saída é igual a potência injetada na entrada do conversor. Assim:

$$i_m = i_L E / v_{dc} \quad (4.13)$$

A equação (4.13) só é válida para uma situação de regime permanente. No entanto como o transitório da corrente é muito mais rápido, isso não deve afetar o funci-

onamento do controle da tensão no barramento CC. Assim, partindo de (4.13) a tensão no capacitor é:

$$v'_{dc} = \frac{i_m}{C} - \frac{i_{load}}{C} \quad (4.14)$$

Onde:

i_{load} - Corrente direcionada para a carga do conversor CC.

Cuja função de transferência da corrente de entrada do capacitor para a tensão no mesmo apresenta a forma:

$$\frac{V_{dc}(s)}{I_m(s)} = \frac{1}{sC} \quad (4.15)$$

A função de transferência em malha aberta do erro para a tensão saída, considerando um controlador PI, é:

$$\frac{V_{dc}(s)}{\epsilon_C(s)} = k_C \frac{\tau_c s + 1}{\tau_c C s^2} \quad (4.16)$$

Onde:

ϵ_C - Transformada de Laplace do erro de tensão;

k_C - Constante proporcional do PI do controlador da tensão CC.

τ_c - Constante de tempo do PI do controlador da tensão CC.

E observando o lugar das raízes do sistema, na figura 16, para uma capacitância igual a $3,8mF$ e $\tau_C = 0,1$ podemos obter um ganho proporcional $k_C = 0,152$.

Esse ganho foi utilizado para um sistema mais lento a ser utilizado no barramento CC com tensão variável.

Um controle mais rápido para uma situação experimental na qual a referência de tensão CC é mantido num valor constante também foi obtido. A rapidez do controle para essa situação é para que o acionamento da máquina seja afetado devido à diminuição da tensão CC em situações de, por exemplo, acelerações da máquina. Esse controle com lugar das raízes semelhante ao da figura 16, mas com uma banda de passagem dez vezes maior, foi efetuado com $\tau_C = 0,01$ e $k_C = 0,152$.

4.4 Simulação do conversor elevador de tensão

Para verificar o operação do conversor CC foram efetuadas simulações. Diferentemente da abordagem utilizada para o equacionamento precedente, esse circuito opera

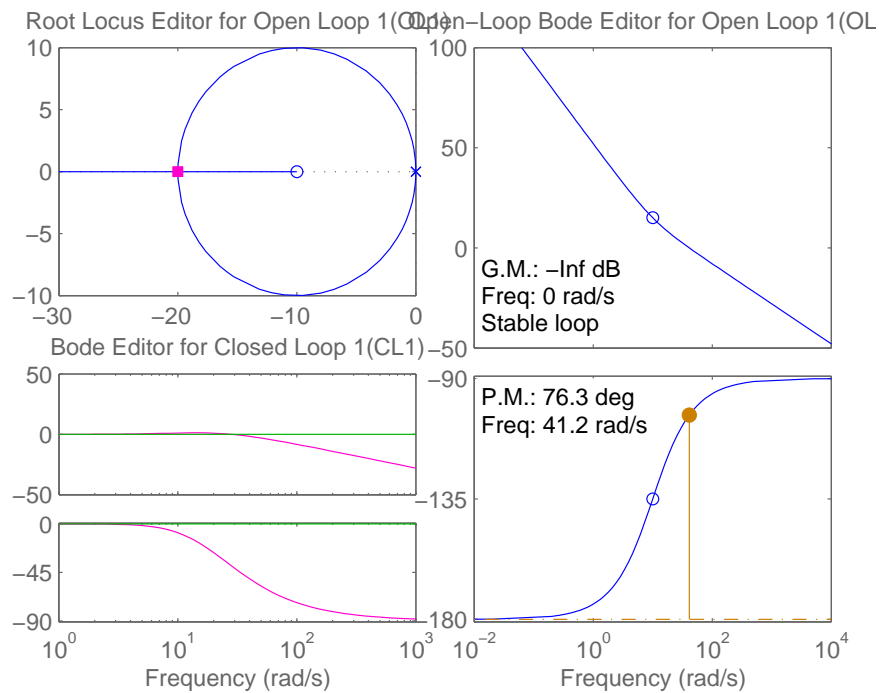


Figura 16 – Projeto do controlador de tensão do conversor elevador de tensão

com uma resistência de 50Ω como carga para verificar a capacidade de fornecer potência para o barramento de tensão CC. A figura 17 mostra o conversor operando com degraus positivos e negativos na referência com os controles lento e rápido.

O controle do conversor por malhas aninhadas é mais lento se comparado com outros métodos. Essa lentidão se deve à necessidade da malha externa operar com uma frequência de corte aproximadamente uma década abaixo da malha interna, possibilitando tratar as duas malhas independentemente.

O controle mais rápido apresenta tempo de acomodação mais curto como pode ser visto na figura 17. Nessa figura também é possível perceber uma vantagem da implementação das malhas de controle aninhadas que é a possibilidade de saturar o valor comandado de corrente, evitando danos aos componentes do conversor. Nessa simulação o controle foi limitado no mínimo em 0 A, e no máximo em 6 A. Assim, exceto pelas sobrelevações do controle, as correntes mínima e máxima se mantêm próximas aos limites.

Durante o dimensionamento das malhas de controle nas seções anteriores pode-se observar que o problema de fase não-mínima do conversor elevador de tensão não foi abordado. Apesar desse problema não aparecer na abordagem utilizada pode-se observar a sua presença na figura 17. Na ampliação que mostra a tensão CC, pode-se observar que, no momento em que é comandado um degrau negativo no barramento CC, a tensão aumenta, explicitando esse comportamento de fase não-mínima, ainda que atenuado devido ao alto valor da capacitância do barramento CC.

Na figura 17, pode-se observar também que, apesar da não modelagem da fase

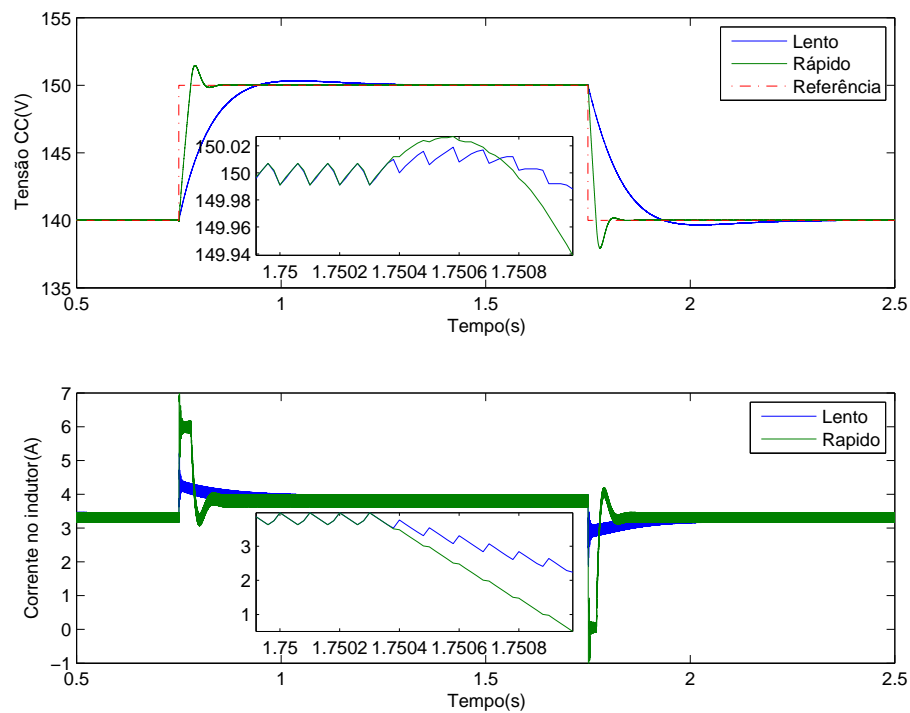


Figura 17 – Simulação do conversor CC para um degrau na referência

não-mínima, o controle do barramento de tensão CC atende as necessidades do sistema a ser implementado.

4.5 Conclusão

Nesse capítulo foi desenvolvido o equacionamento necessário para o dimensionamento capacitor do barramento CC, os limites para a tensão CC.

Foi desenvolvida a modelagem das malhas de controle do conversor elevador de tensão e o projeto dos controladores utilizados. Também são mostrados resultados de simulação do controle do conversor CC proposto.

5 Resultados computacionais

5.1 Introdução

A implementação do experimento passa por uma etapa de simulação para verificação do funcionamento das leis de controle a serem implementadas no microcontrolador e diagnóstico de problemas envolvendo o funcionamento do sistema.

A simulação foi uma etapa importante do desenvolvimento, permitindo diagnosticar algumas problemas de implementação e acionamento antes da montagem experimental. Esse capítulo tem como objetivo mostrar dados de simulação complementares para comparação com os dados experimentais mostrados no próximo capítulo.

A simulação do circuito e geração de código para o microcontrolador foi implementada no software PSIM. Na seção 5.2 são apresentados o circuito de potência simulado, depois implementado, e as estruturas dos blocos de controle da máquina e da tensão no barramento CC. Os resultados obtidos nas simulações são mostrados na seção 5.3.

5.2 Esquemático da simulação

Inicialmente são mostrados a parte de potência e os blocos componentes do controle utilizado para regular o sistema. A geração de código para o microcontrolador F28335 foi feita através do simulador.

5.2.1 Estágio de potência

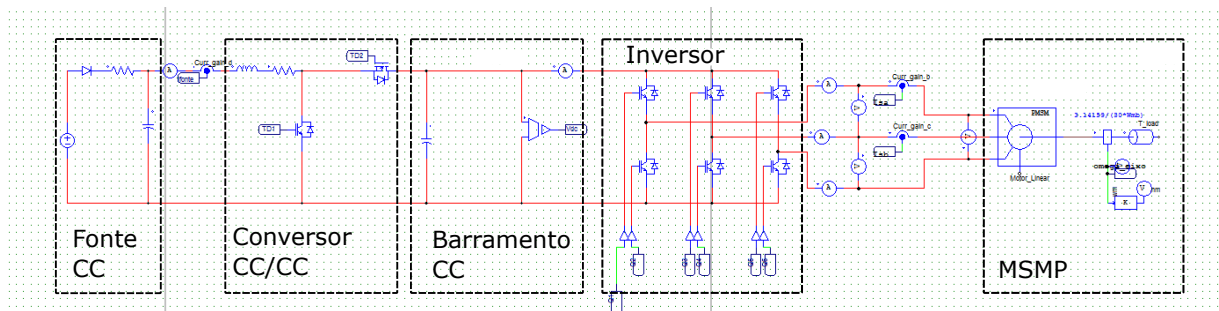


Figura 18 – Esquemático do estágio de potência

O estágio de potência, visto na figura 18, é composto por:

- Fonte CC unidirecional - A fonte disponível para o experimento em bancada é unidirecional. Assim, para que a tensão de entrada não tivesse grandes elevações de

Parâmetros	Valor	Unidade
Capacitância Barramento CC (C)	4	mF
Indutor Conversor CC/CC (L)	8,5	mH
Corrente estator máx. ($I_{s,max}$)	6	A
Corrente Conv. CC/CC Max (I_{max})	6	A
Corrente Conv. CC/CC Min (I_{min})	0	A
Frequência controle corr. ($f_{s,c}$)	10	kHz
Frequência controle vel. ($f_{s,w}$)	1	kHz
Frequência observadores ($f_{s,o}$)	20	kHz
Referência Corr. direta ($I_{d,ref}$)	0	A
Tensão Máxima (V_{max})	193,7	V
Tensão Mínima (V_{min})	96,8	V

Tabela 4 – Parâmetros de simulação

tensão foi adicionado um capacitor para absorver eventuais picos reversos oriundos do conversor CC.

- Conversor CC - Um “boost” bidirecional, no entanto opera de maneira unidirecional de forma a evitar sobrecargas na fonte.
- Capacitor do barramento CC - Apresenta valor de capacitância próximo do valor dado pela equação 4.1.
- Inversor - Montado com IGBTs modelado com alguns parâmetros do circuito integrado IRAMS10UP60B.
- Máquina Síncrona de Magnetos Permanentes

Os parâmetros utilizados para a simulação da MSMP estão na tabela 3, página 37. Os parâmetros do conversor CC e limites das referências, assim como as frequências de operação das malhas de controle podem vistas nas tabelas 4.

As constante proporcionais e de tempo dos controladores podem ser vistos na tabela 5. Essas grandezas foram projetadas nos capítulos 3 e 4.

5.2.2 Aquisição de sinais

O estágio de condicionamento e aquisição de sinais, maior parte mostrada na figura 19, é composto por:

- Sensores - Os sinais de tensão e corrente são levadas para a placa de condicionamento de sinais.(presentes na figura 18)

Parâmetros	Valor
k_C	0,16
τ_C	0,1
k_L	0,08546
τ_L	0,002
k_ω	0,4
τ_ω	1
k_d e k_q	0,001
τ_d e τ_q	0,004
l_{min}	1
k_l	1,73 (h_2) 10

Tabela 5 – Constante dos controladores e observadores

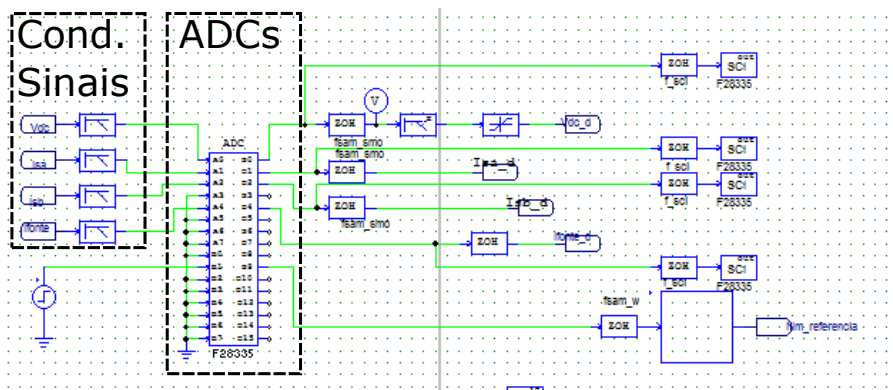


Figura 19 – Modelo da placa de condicionamento e aquisição de sinais do microcontrolador

- Placa de condicionamento de sinais - Modelada por filtros passa baixa de primeira ordem com frequência de corte em 1kHz. A saída do filtro é ligada aos conversores analógico - digital.
- Conversores analógico - digital - Foram incluídos elementos do microcontrolador para simulação de seu comportamento.

5.2.3 Controle de fluxo

O controle de fluxo é visto na figura 20. Os blocos principais enumerados nessa imagem são:

1. Transformada $abc \rightarrow \alpha\beta$ - Transforma os sinais de corrente das fase a, b e c para componentes ortogonais em referência estacionárias.
2. Transformada $\alpha\beta \rightarrow dq$ - Esse bloco é responsável por transformar as informações de corrente de um referencial estático para um síncrono com o rotor. Para realizar essa transformação é necessária a aquisição da posição do rotor pelos observadores.

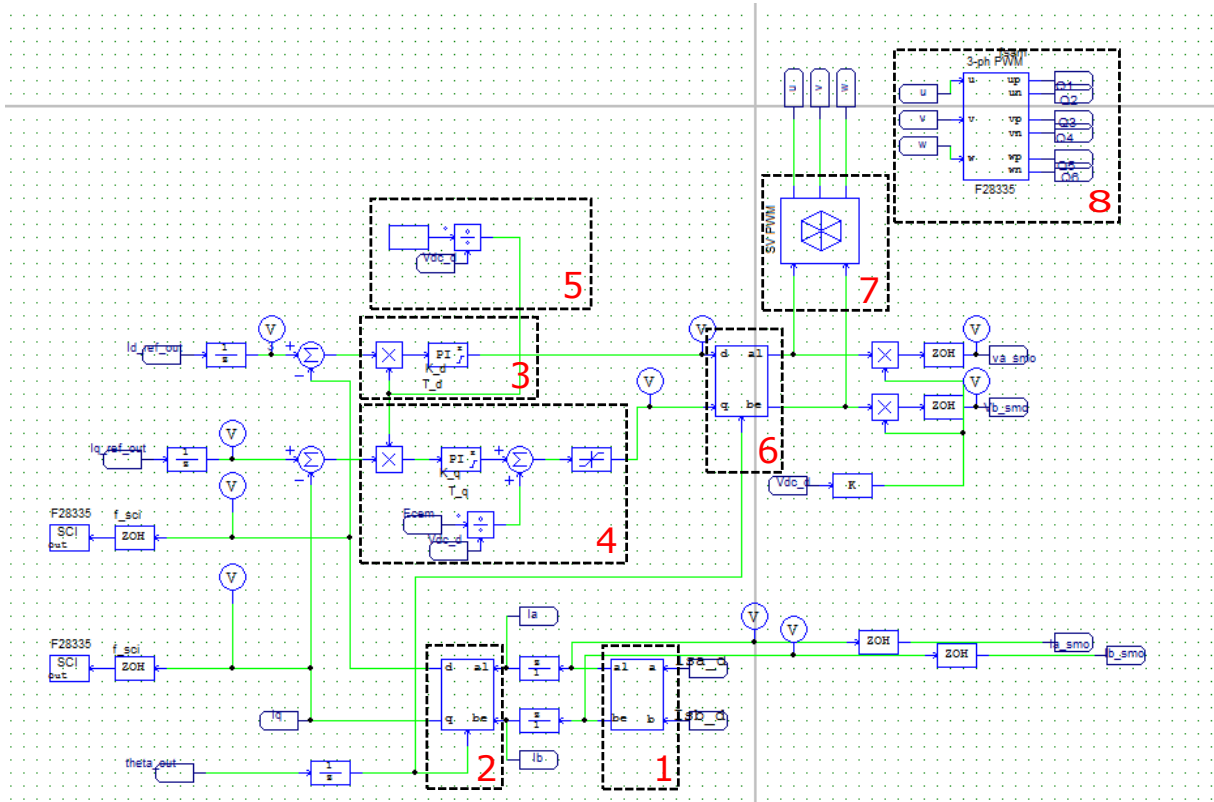


Figura 20 – Controle de fluxo da máquina síncrona

3. Controlador da corrente de eixo direto - Controlador PI utilizando uma compensação antecipativa das variações da tensão CC. Recebe uma informação de erro da corrente de eixo direto e entrega uma informação de ciclo de trabalho em referencial síncrono.
4. Controlador da corrente de eixo direto - Controlador PI com compensação das variações do barramento CC e compensação da força contraeletromotriz da máquina síncrona de magnetos permanentes. Recebe uma informação de erro de corrente em quadratura e entrega uma informação de ciclo de trabalho em referencial síncrono.
5. Fator de correção do controle para a tensão CC.
6. Transformada $dq \rightarrow \alpha\beta$ - Transformada da informação de ciclo de trabalho do referencial síncrono para o estático.
7. Modulação por vetores espaciais - geração dos ciclos de trabalho para acionamento das chaves no inversor. Recebe as informações de ciclo para um referencial estático e entrega os ciclos de trabalho a serem empregados em cada braço do inversor.
8. PWM - Hardware do TMS320F28335 para conversão das grandezas em do ciclo de trabalho em pulsos a serem utilizados no acionamento das chaves.

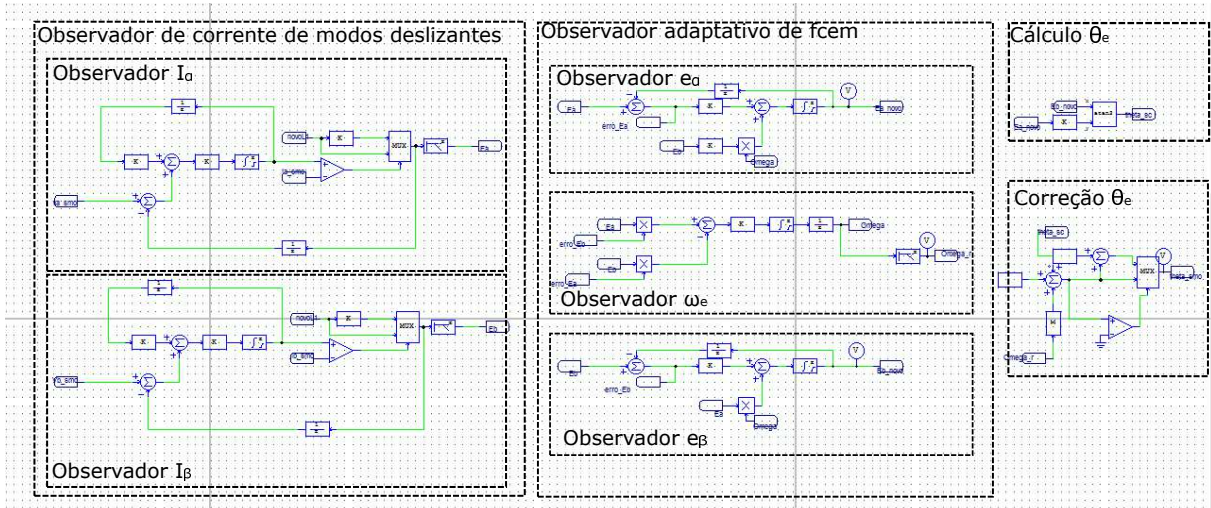


Figura 21 – Esquemático dos observadores

5.2.4 Observadores

O controle de fluxo necessita do conhecimento da posição angular do rotor para a transformação ao referencial síncrono. A aquisição da posição angular é realizada através de observadores cujos diagramas de blocos são mostrados na figura 21.

Esses blocos são compostos de:

- Observadores de correntes por modos deslizantes - O observador estima as correntes nas coordenadas estáticas. Os modos deslizantes atuam para compensar o efeito da força contraeletromotriz. Dessa forma, geram uma estimativa da força contraeletromotriz, como em (3.32) e (3.33). Esse observador é dividido em:
 - Observador de i_α
 - Observador de i_β
- Observadores adaptativos de força contraeletromotriz - O observador de modos deslizantes utiliza os erros nas estimativas da força contraeletromotriz para gerar uma estimativa de velocidade.
 - Observador de e_α
 - Observador de e_β
- Cálculo de θ_e - Utilizando as informações da força contraeletromotriz pode-se calcular a posição do rotor através da equação 3.44. No entanto, se a rotação da máquina tende a zero, a observabilidade do sistema é degradada.
- Correção de θ_e - Devido aos filtros presentes no circuito, espera-se que ocorram atrasos nas estimativas da grandeza. Isso pode ser refletir em um erro na estimativa

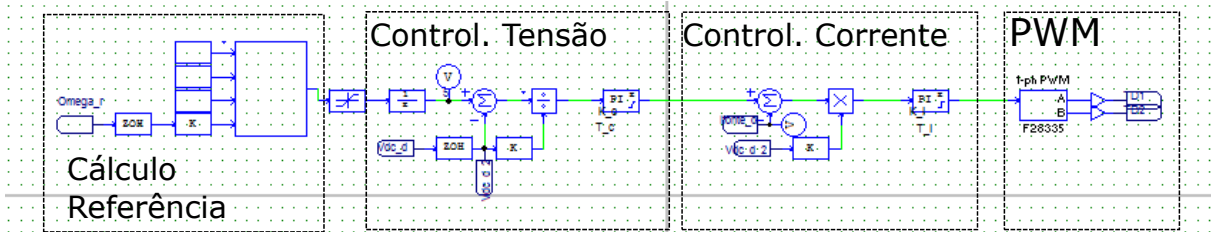


Figura 22 – Esquemático do controle do conversor elevador de tensão

de posição, dependente da velocidade de rotação. Por isso é adicionada uma correção de erros.

5.2.5 Controle do conversor elevador de tensão

O controle do conversor elevador de tensão é dividido nos seguintes blocos:

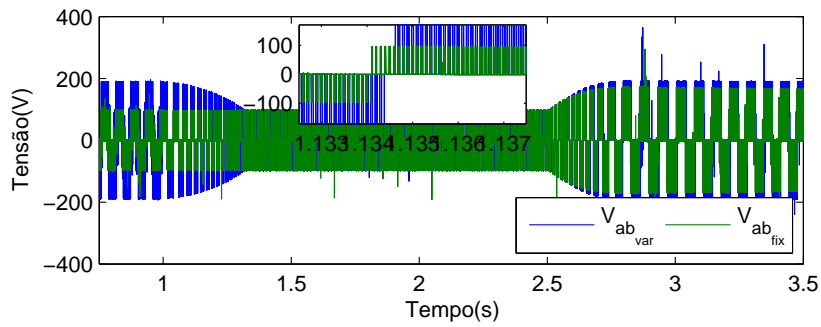
- Controlador de corrente - Recebe a referência de corrente proveniente do controlador de tensão e gera o ciclo de trabalho para as chaves do conversor.
- Controlador de Tensão - Recebe a referência de tensão calculada através da estimativa de velocidade e gera a referência de corrente para o controlador de corrente.
- Cálculo da referência - Calcula a referência de tensão utilizando a velocidade estimada conforme (4.2).

5.3 Resultados

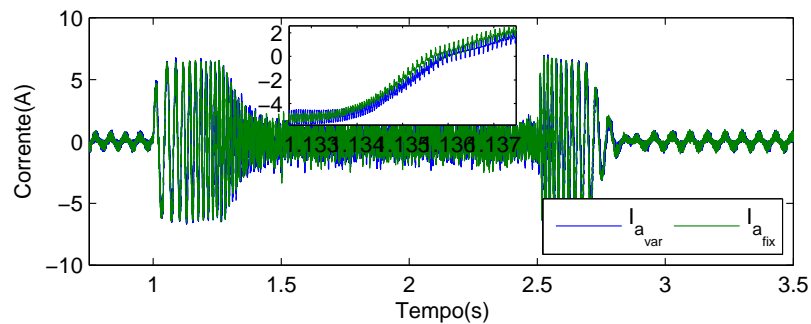
As simulações que se seguem apresentam resultados sob duas condições. Na primeira condição a modulação de tensão dada por (4.2), cujos resultados apresentam o subscrito “var”. Na segunda condição, com o subscrito “fix”, são mostrados os dados para a referência de tensão do barramento CC fixa na mínima tensão necessária para o acionamento da máquina em condições nominais.

Nas condições simuladas, o barramento CC foi dimensionado para absorver a energia da frenagem regenerativa. Como descrito em (4.4), os valores do barramento de tensão CC são $V_{min} = 96,861$, $V_{max} = 193,72V$ e $C_{cap} = 4,83mF$. A fonte CC foi ajustada para uma tensão fixa de 80 V. As correntes de pico são limitadas em software para um valor em torno de 6A para evitar exceder a capacidade do inversor.

A simulação, assim como os resultados práticos, foram realizadas através de um ciclo de velocidades. Esse ciclo parte de uma velocidade inicial (135 RPM) para um valor máximo (540 RPM) e depois retorna para a velocidade inicial. A referência de velocidade inicial é um quarto da máxima velocidade. A escolha desses valores de velocidades é tal



(a) Tensões de linha na máquina



(b) Correntes de fase na máquina

Figura 23 – Entradas da máquina síncrona de magnetos permanentes

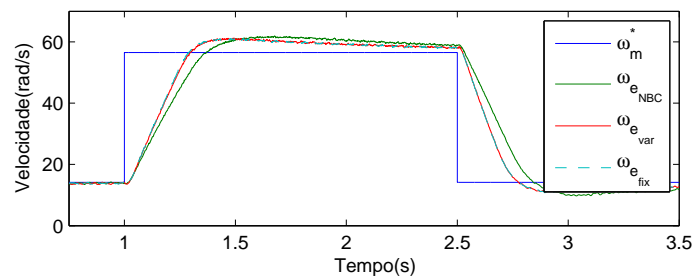
que provoca uma transferência de aproximadamente 93,75% da energia cinética para o barramento de tensão contínua. A referência de velocidade pode ser vista na figura 24a.

Na figura 23a são mostradas as tensões de linha da máquina ($V_{ab_{var}}$ e $V_{ab_{fix}}$). Pode-se observar que, no caso com referência variável, há a modulação da tensão do barramento CC durante a aceleração. No caso fixo, a tensão é mantida até o momento da frenagem. Devido a fonte CC utilizada ser unidirecional, ela não é capaz de absorver a corrente reversa. Dessa forma a energia regenerada na frenagem é absorvida exclusivamente pelo capacitor do barramento CC, provocando um aumento na tensão. As correntes na figura 23b não são significativamente afetadas por essa variação.

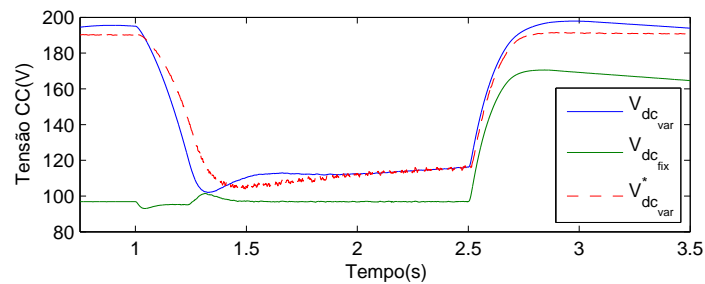
Na figura 24a a evolução das velocidades estimadas no tempo também mostram praticamente a mesma trajetória. Pode-se afirmar que o acionamento da máquina não é afetado pela variação da tensão CC.

As velocidades estimadas são utilizadas para fechar a malha de velocidade e também para calcular a referência de tensão no barramento CC no caso com a tensão CC variável. As tensões do barramento CC são mostradas na figura 24b. Pode-se observar que $v_{dc_{var}}$ acompanha a referência, mas apresenta transitórios bastante pronunciados. O valor de $v_{dc_{fix}}$ se mantém fixo, mas como observado nas tensões de linha, a tensão aumenta durante a desaceleração.

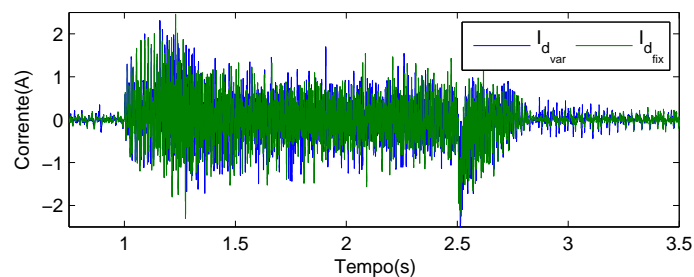
O acionamento da máquina utiliza uma referência fixa nula para a corrente de



(a) Velocidades simuladas e de referência



(b) Tensões no barramento CC



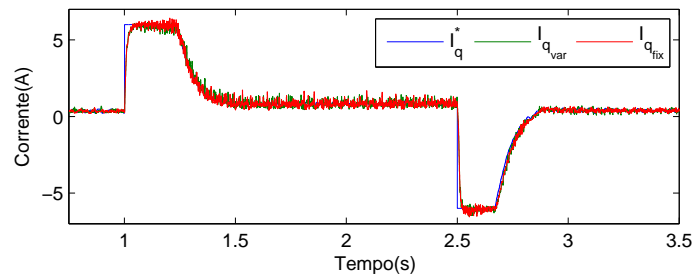
(c) Correntes de eixo direto

Figura 24 – Dados de simulação: Parte A

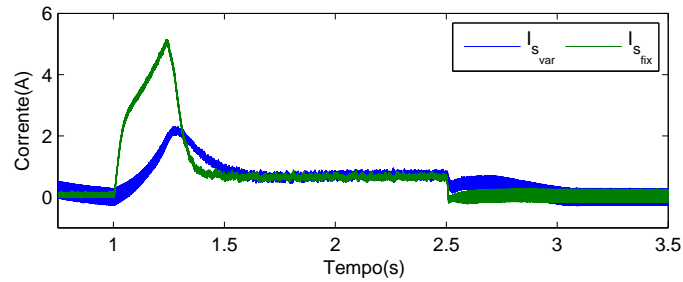
eixo direto. Nessa situação, a magnetização da máquina é provida apenas pelos magnetos no corpo do rotor. Essa corrente é mostrada na figura 24c, em que a corrente de eixo direto é controlada em torno da referência. A corrente de eixo em quadratura, figura 25a, é a responsável pela geração do torque da máquina. Portanto o seu módulo é maior durante as acelerações e desacelerações.

A modulação da tensão CC busca também reduzir os picos de potência na fonte CC. Analisando as figuras 25a e 25b pode-se concluir que as correntes em quadratura, proporcionais ao torque da máquina (equação 2.24), são bastante similares nos casos com tensão variável e fixa. Entretanto as correntes na fonte são menores no caso com a tensão variável, pois as variações de energia cinética são fornecidas pelo capacitor do barramento de tensão contínua.

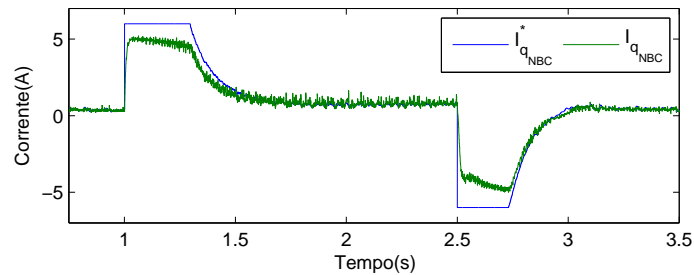
O subscrito “NBC” nas figuras 24a e 25c mostra os efeitos de um sistema similar no qual não foi implementada a compensação da força contraeletromotriz. Durante as simulações, foram observados que, para grandes variações de velocidades, a corrente



(a) Correntes em quadratura com compensação de força contraeletromotriz



(b) Correntes na fonte CC



(c) Correntes em quadratura sem compensação de força contraeletromotriz

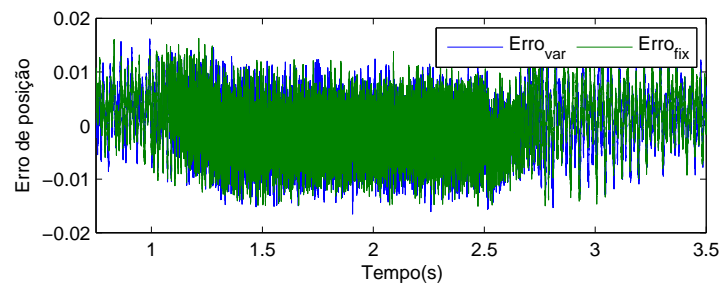
Figura 25 – Dados de simulação: Parte B

em quadratura não seguia a referência.

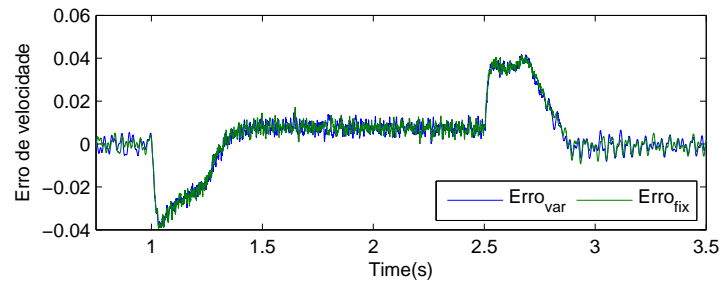
Essa situação é mostrada na figura 25c. O efeito do aumento da força contraeletromotriz provoca um erro nas correntes em quadratura levando à diminuição de torque. Assim o transitório de velocidade se torna mais lento na ausência de compensação desse distúrbio. A curva $\omega_{e_{NBC}}$ na figura 24a mostra essa situação. Para evitar o problema do erro, foram adicionadas as compensações já citadas na seção 3.2.1 fazendo com que as curvas nomeadas ($\omega_{e_{fix}}$) e ($\omega_{e_{var}}$) apresentem transitórios mais rápidos.

5.3.1 Erros de estimação

O controle de fluxo precisa da informação posição do rotor. A simulação foi utilizada para verificar os erros de posição e velocidade. Esses erros foram normalizados em relação ao fundo de escala desses observadores e podem ser vistos, respectivamente, nas figuras 26a e 26b. Os erros de posição foram normalizados em relação à circunferência ($2\pi \text{ rad}$), e os erros de velocidade, em relação à velocidade máxima ($62,83 \text{ rad/s}$). Pode-se



(a) Erro de posição normalizado em relação a circunferência



(b) Erro de velocidade normalizado em relação a velocidade máxima

Figura 26 – Erros dos observadores na simulação

observar que tanto os erros de posição quanto os erros de velocidade se mantêm bastante baixos nas faixas de velocidade do experimento. Os erros em regime de velocidade apresentaram valores maiores durante as acelerações e desacelerações.

5.4 Conclusão

As simulações mostram que o dimensionamento do capacitor conforme (4.1) faz possível a absorção da energia cinética do veículo pelo barramento CC. Adicionalmente o controle da tensão CC através de (4.2) possibilita que o capacitor forneça a variação de energia cinética durante as acelerações diminuindo os picos de potência exigido da fonte CC no experimento.

Durante o experimento foi verificado o impacto da variação do módulo da força contraeletromotriz sobre o controle. A adição de uma compensação antecipativa na regulação da corrente em quadratura diminuíram os erros durante as acelerações e desacelerações. Assim o transitório da máquina se tornou um pouco mais rápido.

Os observadores apresentaram boas estimativas de posição e velocidade para as faixas de velocidades determinadas para o experimento. A estimativa de velocidade apresentou erros maiores durante os transitórios.

6 Resultados experimentais

6.1 Introdução

Utilizando-se equipamentos e hardware disponível no Laboratório de Condicionamento de Energia Elétrica foi implementado o sistema cujo desenvolvimento teórico e simulações foram apresentados.

Os testes realizados com a implementação em bancada valida os resultados obtidos na simulação. Assim como identifica problemas, adicionais componentes necessários, além de permitir a obtenção de novos resultados.

A estrutura da montagem pode ser vista na seção 6.2. São mostrados resultados experimentais de ciclos semelhantes aos propostos em simulação.

6.2 Montagem experimental

Os principais componentes nesse circuito, que são mostrados na figura 27 são os estágios de:

1. Potência:

- a) Fonte CC - Fonte para a alimentação dos componentes do sistema - Essa fonte emula as baterias a serem utilizadas em um veículo, porém não tem a capacidade de absorver a energia reversa. Fonte variável de 100 V, e 40 A. Configurada para operar com a tensão de 80 V.
- b) Conversor Elevador de tensão - Conversor responsável pelo controle da tensão no barramento CC. Implementado com um indutor de 8,5 mH para corrente nominal de 6 A.
- c) Capacitor do barramento CC - Dimensionado para absorver a energia durante a frenagem da máquina síncrona. Bancos de capacitores de 1000 V e 4 mF.
- d) Inversor - Responsável pela geração das correntes para o acionamento da máquina. Inversores construídos com o circuito integrado IRAMS10UP60B para 450 V e 10 A (@25°).
- e) Máquina síncrona de magnetos permanentes.

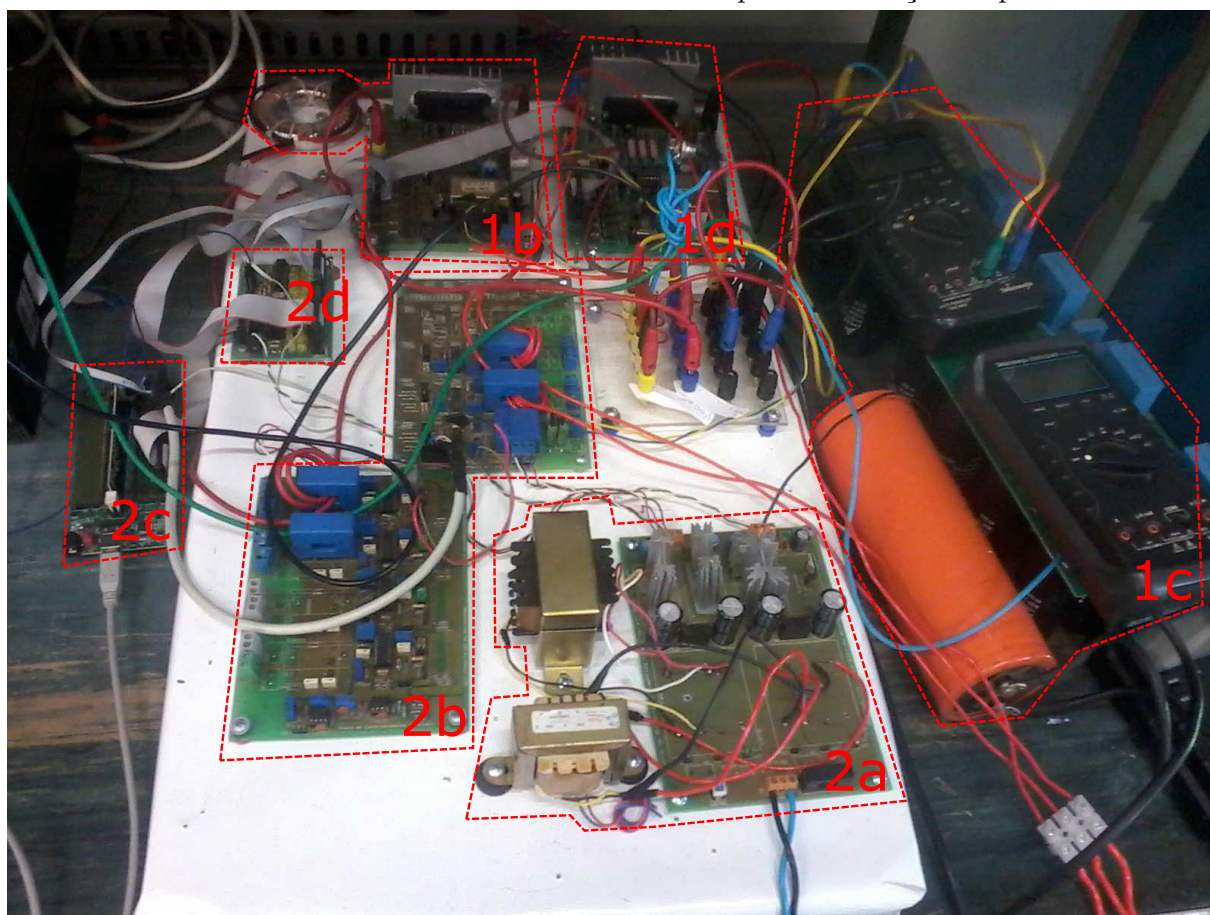
2. Controle:



(a) Fonte CC



(b) Máquina síncrona de magnetos permanentes e máquina de indução acopladas



(c) Placas da montagem experimental

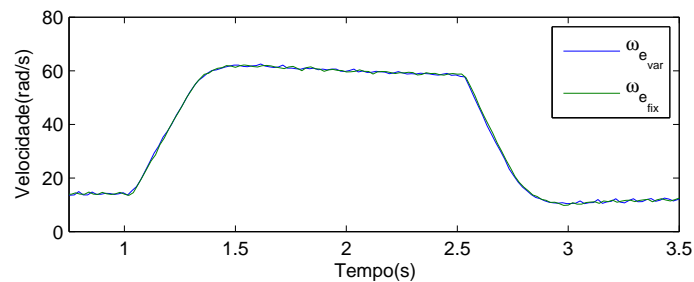
Figura 27 – Componentes do sistema montado

- a) Fonte de alimentação - Energiza as placas de aquisição e condicionamento de sinais.
- b) Placa de aquisição e condicionamento de sinais - Essa placa contém os sensores responsáveis pelas medidas de corrente e tensão necessárias para as rotinas de controle. Os sinais são condicionados, para se adequar aos níveis de tensão compatíveis com as entradas da placa de controle.
- c) Placa de controle - Placa de desenvolvimento contendo o microcontrolador TMS320-F28335 responsável por executar as rotinas necessárias ao acionamento da máquina e controle do conversor CC.
- d) Placas de “buffer” - Placa utilizada para mudar os níveis de tensão da saída da placa de controle para a entrada dos inversores.

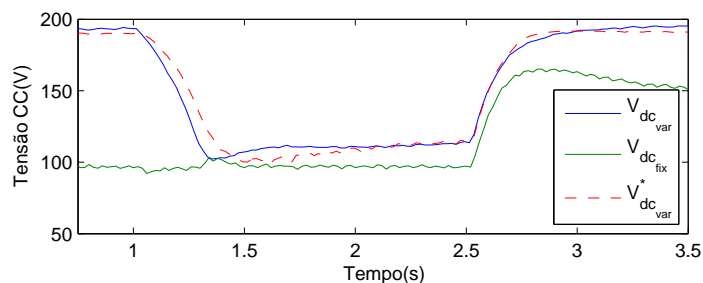
Os parâmetros utilizados para esse experimento podem ser vistos nas tabelas 3, 4 e 5.

6.3 Resultados da montagem com a MI acoplada à MSMP

Para melhor análise dos dados do experimento, informações do controle de fluxo foram obtidas através do microcontrolador por meio de uma conexão RS-232. Esses dados foram obtidos numa taxa de 50 amostras por segundo.



(a) Velocidades estimadas da máquina

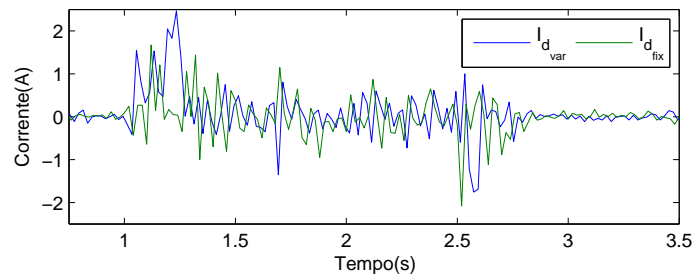


(b) Tensões no barramento CC

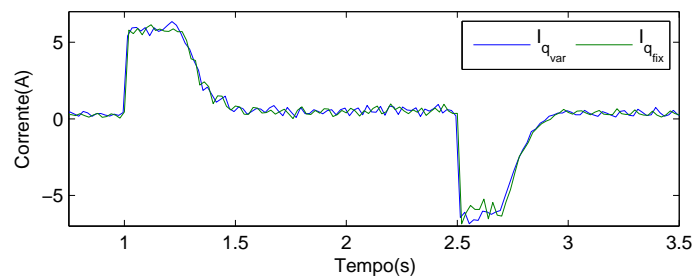
Figura 28 – Dados experimentais adquiridos do F28335: Parte A

A organização do experimento procura observar duas características principais do sistema: a capacidade de absorver a energia devido à frenagem regenerativa, mantendo

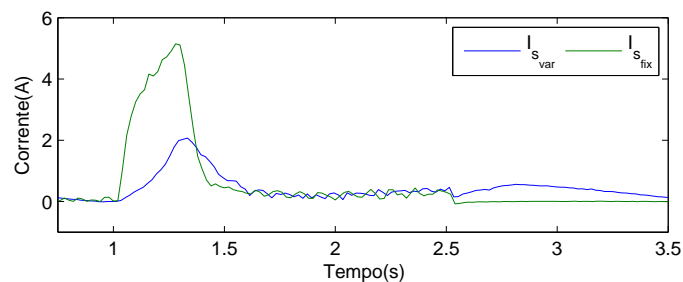
a tensão nos limites especificados; comparar o acionamento da máquina através de tensão fixa e variável no barramento CC. Verifica-se que o sistema de acionamento da máquina apresenta variações significativas devido à variação da tensão CC, assim como verificam-se os efeitos na corrente da fonte CC. Portanto, o experimento consistiu, assim como a simulação, da realização de ciclos de velocidade sob as duas condições distintas. Os ciclos e condições de acionamento foram mantidos inalterados permitindo a comparação entre os resultados experimentais e computacionais.



(a) Correntes de eixo direto



(b) Correntes em quadratura com compensação de força contraeletromotriz



(c) Correntes na fonte CC

Figura 29 – Dados experimentais adquiridos do F28335: Parte B

A figura 28a mostra as velocidades estimadas. Os resultados são bastante semelhantes aos da figura 24a, mostrando que a implementação em microcontrolador das malhas de controle e observação necessárias ao acionamento da máquina apresentam bom desempenho.

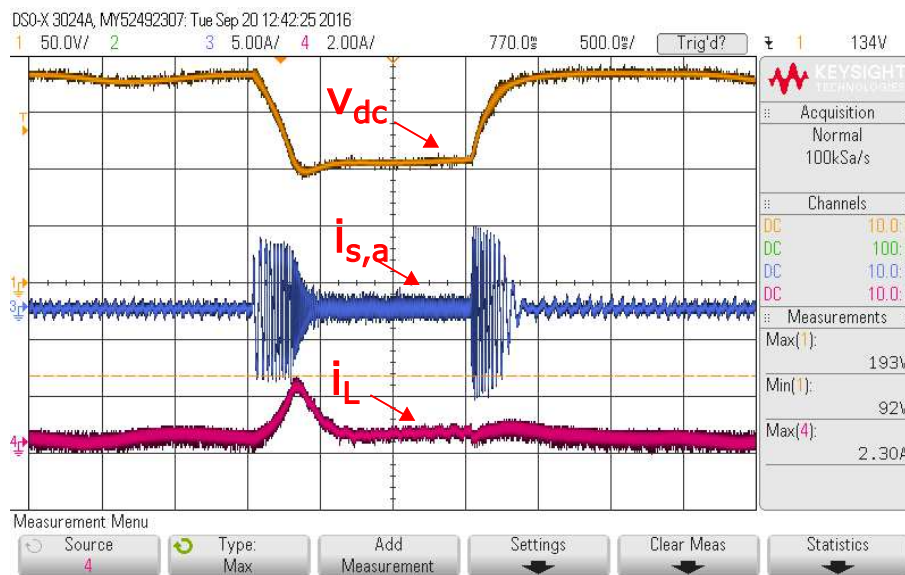
As tensões CC, na figura, 28b, também apresentam desenvolvimento semelhante às simulações.

As correntes de eixo direto, com referência igual a zero, apresenta resultados

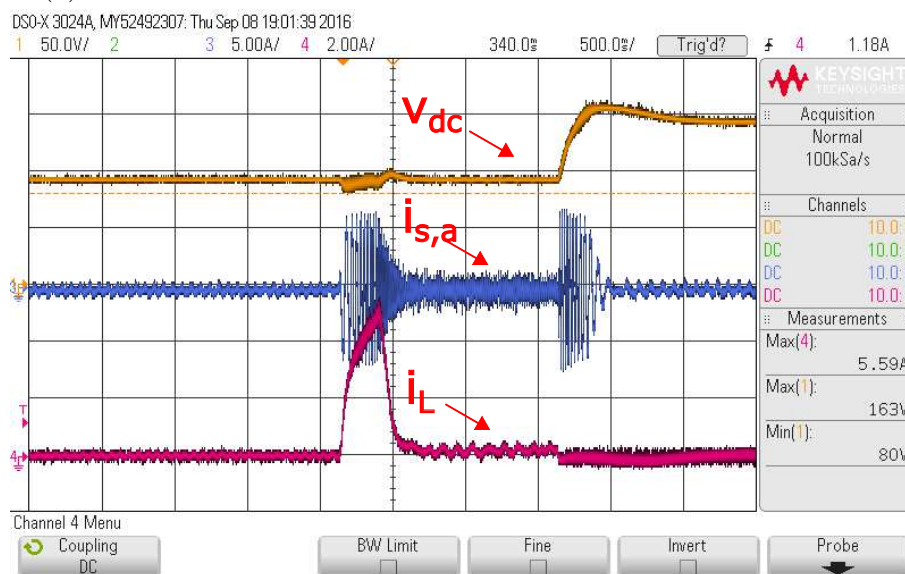
similares à simulação. Como a taxa de amostragem em que foram obtidos os dados não é alta o suficiente, não é possível obter informações espectrais precisas em frequências superiores a 25 Hz do comportamento da corrente de eixo direto. No entanto, é possível observar que há um esforço do controle para regular essa corrente para uma média zero.

As correntes em quadratura, que proporcionam o torque, podem ser vistas na figura 29a. Como na simulação, as variações da tensão CC não afetam a resposta do sistema às variações de referência de velocidade.

No caso variável, a alteração da tensão CC proporciona que a energia extraída do capacitor diminua as demandas de potência da fonte CC que emula as baterias, figura 29c.



(a) Medidas do acionamento com referência de tensão CC variável



(b) Medidas do acionamento com referência de tensão CC fixa

Figura 30 – Dados de osciloscópio

As correntes são mostradas também nas figuras 30a e 30b. Nessas figuras, o canal 1 mede a tensão CC (v_{dc} no gráfico). O canal 3 mede a corrente em uma das fases da máquina ($i_{s,a}$). O canal 4 mede a corrente no indutor (i_L) que é a mesma corrente da fonte. A convenção de cores e nomenclatura é mantida no restante dos gráficos obtidos do osciloscópio.

Na situação em que a tensão do barramento CC possui uma referência fixa, utilizando os valores de J , ω_{max} e ω_{min} é possível calcular a variação da energia cinética durante a frenagem, 51,6 J. O mesmo pode ser feito para a energia elétrica, utilizando os valores de C , e as tensões máxima e mínima, obtendo 36.1 J. Dessa forma pode-se obter um rendimento da frenagem (η_{brk}) de 67,2%.

Esses dados foram obtidos simultaneamente aos dados do microcontrolador. No entanto devido aos sinais oriundos das placas de condicionamento sofrerem filtragem anti-aliasing, e baixa taxa de obtenção de dados do controle, não é possível perceber nos dados do microcontrolador as oscilações em alta frequência. Nos dados de osciloscópio a alta frequência é perceptível. No entanto pode-se perceber que as informações de tensão CC e corrente na fonte mostram informações coerentes. A corrente de fase apresenta valores de pico próximos aos valores de corrente em quadratura mostrados pela figura 29b.

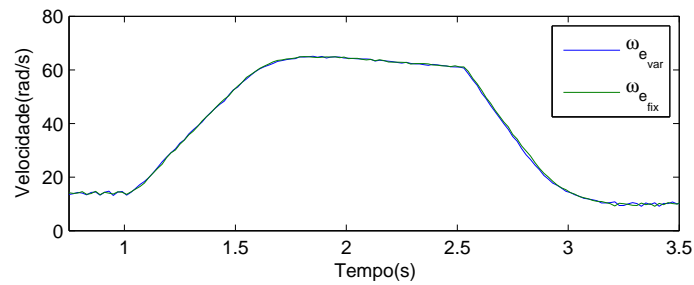
Portanto, observando-se as curvas de velocidade estimada e da corrente em quadratura, proporcional ao torque, verifica-se experimentalmente que o acionamento com tensão variável não afeta o acionamento da máquina enquanto diminui a demanda instantânea de potência da fonte CC.

6.4 Resultados com a MCC e volante de inércia acoplados à MSMP

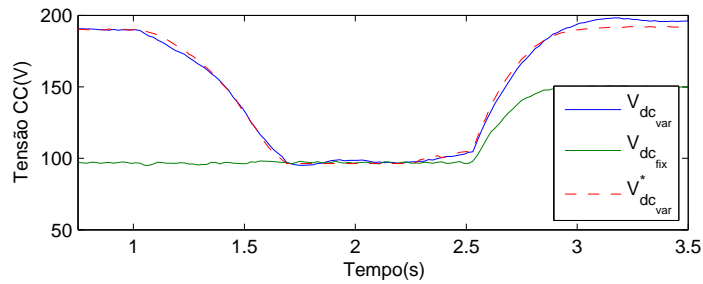
Inicialmente os resultados foram obtidos para uma montagem realizada com a MSMP acoplada a uma MI operando em vazio. Para obter resultados em uma situação diferente foi realizada uma montagem da MSMP acoplada à uma MCC. A MCC teve os seus enrolamentos de campo energizados na tensão nominal e foi aplicada uma carga resistiva nos terminais da máquina. Além da adição da MCC também foi adicionado um pequeno volante de inércia.

A carga resistiva adicionada na saída da MCC apresenta torque e potência proporcionais, respectivamente, à velocidade e ao quadrado da velocidade. Dessa forma, a presença dessa carga representa um aumento no coeficiente de amortecimento da máquina, que implica, para a MSMP, uma potência de perda proporcional ao quadrado da velocidade.

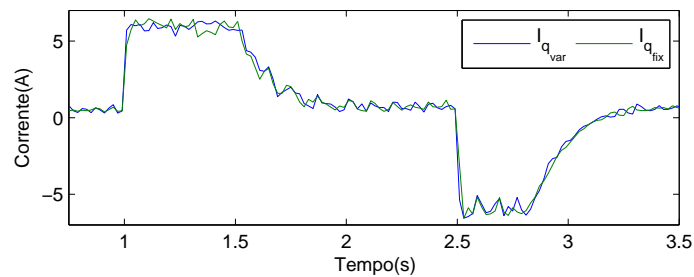
Os parâmetros mecânicos obtidos para essa situação são mostrados na tabela



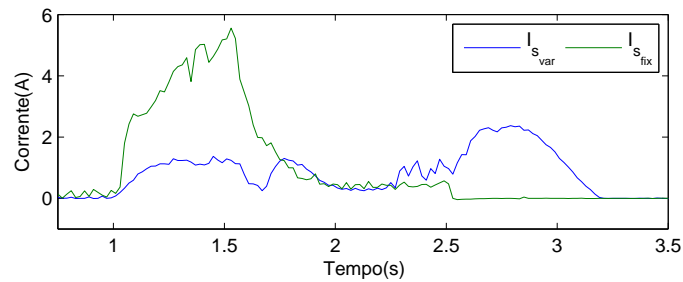
(a) Velocidades estimadas da máquina



(b) Tensões no barramento CC



(c) Correntes em quadratura com compensação de força contraeletromotriz



(d) Correntes na fonte CC

Figura 31 – Dados experimentais adquiridos do F28335 - Montagem com volante de inércia e MCC

3. O momento de inércia foi aumentada de aproximadamente 100%. Assim, também foi aumentada a capacitância do barramento CC.

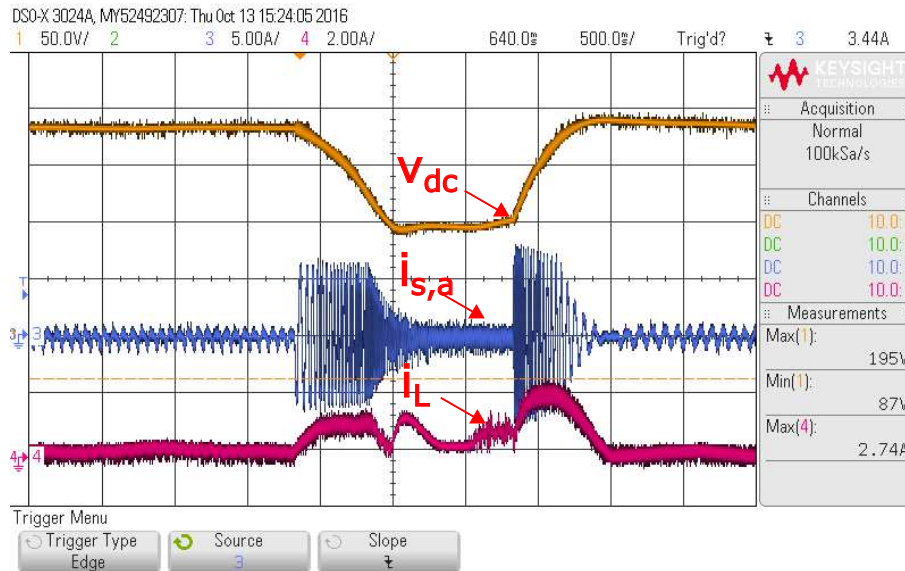
Os gráficos que se seguem mantêm a notação utilizada na seção anterior para as condições de acionamento com referência de tensão CC fixa e variável.

Na figura 31a pode ser observado o aumento do transitório devido às limitações de torque associadas aos limites de corrente do inversor. O período transitório foi 100% maior, refletindo o aumento do momento de inércia da montagem e no consumo de energia

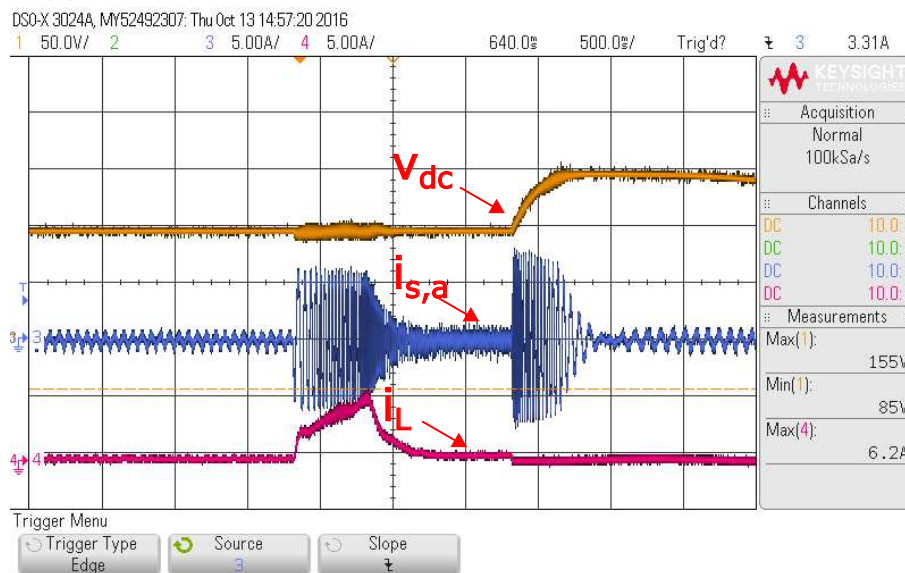
pela carga.

A tensão CC sofreu a modulação dentro dos mesmos limites impostos sobre o sistema anterior. Essas medidas podem ser acompanhadas na figura 31b.

Na figura 31c as correntes em quadratura, devido ao transiente mais longo, se estendem por um período aproximadamente duas vezes maior. O sistema se mantém inalterado em relação às variações de tensão CC.



(a) Medidas do acionamento com referência de tensão CC variável



(b) Medidas do acionamento com referência de tensão CC fixa - Momento de inércia aumentado:

Figura 32 – Dados de osciloscópio - Montagem com volante de inércia e MCC

Esta montagem também apresentou redução na corrente da fonte CC. O perfil de corrente apresenta-se diferente em relação aos dados apresentados na seção anterior, pois houve mudança do controlador da malha de tensão ¹. Percebeu-se durante o experi-

¹ Com uma capacitância do barramento CC igual a 7 mF e $\tau_C = 0.1$, o controlador foi configurado com

mento que o projeto do controlador influi na magnitude dos picos de corrente. No entanto, o desenvolvimento de uma análise mais profunda sobre o impacto do controle do conversor CC sobre a corrente de entrada não será realizada neste momento.

As figuras 32a e 32b mostram os dados obtidos através dos osciloscópios para o experimento com momento de inércia aumentado. Para o sistema com inércia aumentada, os cálculos de variação de energia cinética e elétrica durante a frenagem, na situação de tensão com referência fixa, dão os valores de, respectivamente, 103 J e 51,8 J. Para essa situação η_{brk} é 50,3%.

A diferença entre os rendimentos do sistemas, com a inércia apenas das máquina (montagem com a MI) e com a inércia aumentada (montagem com a MCC) é esperada. No segundo sistema a adição da MCC com carga representou o aumento da constante de amortecimento do sistema. Assim, mais perdas são esperadas e a eficiência da frenagem regenerativa diminui.

6.5 Conclusão

Os resultados experimentais obtidos mostram o funcionamento em bancada do controle da tensão no barramento CC e do acionamento da PMSM. Os resultados são bastante similares às simulações realizadas no capítulo anterior.

Devido a adição de compensação antecipativa no controle da PMSM, a variação da tensão CC, não apresenta impactos no perfil de velocidade. No entanto a variação dessa tensão é sujeita aos limites mínimos para o acionamento da máquina dado pela equação 4.4.

O dimensionamento do capacitor do barramento CC através da equação 4.1 torna o barramento de tensão contínua capaz de absorver a energia regenerada durante a frenagem. A variação, da tensão segundo a equação 4.2, faz com que o capacitor forneça energia durante as acelerações e desacelerações. Dessa forma a demanda de potência na fonte CC, baterias no caso de veículos, diminui.

Conclusão

Este trabalho abordou o sistema de acionamento com inversor de uma MSMP com tensão CC variável. O desenvolvimento desse sistema envolveu a análise da MSMP e seu acionamento.

Uma estratégia de controle vetorial foi escolhida devido sua melhor resposta dinâmica e robustez no acionamento da máquina. As estratégias de controle vetorial utilizam a posição do rotor da máquina para decompor as correntes em componentes síncronas. Para esse trabalho foram utilizados observadores para a obtenção da posição e velocidade angulares da máquina. A teoria utilizada para estimar os estados da máquina e sua convergência também foram desenvolvidos.

O controle de fluxo foi escolhido como estratégia de controle vetorial. Dessa forma foi necessário o desenvolvimento de controladores destinados a regular a corrente de eixo direto e quadratura da máquina.

Os sinais gerados pelo controle de fluxo controlam o inversor da máquina que é alimentado pelo barramento CC com tensão variável. A tensão CC variável afeta os controles de corrente do acionamento da máquina, devido a isso foram adicionados compensações antecipativas desse distúrbio.

Durante os experimentos também foi observado que variações rápidas de velocidade provocavam erros na corrente em quadratura. Portanto também foi adicionado uma compensação antecipativa da força contraeletromotriz, cuja variação durante as acelerações e desacelerações prejudicava o controle.

O capacitor do barramento CC foi dimensionado para absorver a energia durante a frenagem, e a modulação da tensão CC foi realizada buscando fazer com que o mesmo pudesse fornecer as variações de energia cinética.

Para que o controle da tensão CC fosse possível utilizou-se um conversor elevador de tensão não isolado. O controle de sua tensão de saída utilizou malhas de controle de tensão e corrente aninhadas.

Os resultados computacionais e experimentais mostraram que:

- O acionamento da máquina não foi significativamente afetado pela variação da tensão CC.
- A compensação antecipativa da força contraeletromotriz contribuiu para a redução significativa dos erros de corrente em quadratura durante os transientes da máquina.

- O dimensionamento do capacitor do barramento CC, segundo a equação 4.1, tornou possível a utilização de frenagem regenerativa sem corrente reversa sobre a fonte CC.
- O controle da tensão CC, conforme a equação 4.2, faz com que o capacitor forneça as variações de energia cinética diminuindo os picos de demanda sobre a fonte CC.

Portanto, o uso desse sistema de acionamento pode reduzir a massa do banco de baterias, sem prejuízo das potências de pico durante aceleração e desaceleração. Além de permitir a regeneração de energia cinética sem impactos significativos sobre as baterias. No entanto para isso é requerido bancos de capacitores no barramento CC capazes de armazenar energia na ordem de grandeza da energia cinética do veículo.

Esse trabalho originou a publicação do artigo *PMSM drive system with variable DC bus for EV regenerative braking* na 12ª Conferência Internacional de Aplicações Industriais - INDUSCON2016.

Futuramente devem ser realizados trabalhos envolvendo:

- O aperfeiçoamento desse sistema para a aplicação em veículos elétricos. Esse trabalho possui algumas limitações, principalmente em velocidades abaixo de 10 % da velocidade nominal. Devido à diminuição da força contraeletromotriz a observabilidade da posição da máquina diminui e as estimativas de posição se tornam imprecisas.
- A incorporação de um método adicional, como a injeção de alta frequência, permitiria um sistema robusto, operando sem sensores, que trabalhe em todas as velocidades.
- Estudar o dimensionamento do projeto do controlador do conversor CC para obter respostas com menores picos de corrente na fonte e transitórios mais rápidos de tensão no barramento CC. Assim como testar diferentes conversores CC e otimizar sua construção para essa aplicação.
- Implementar esse sistema em um veículo para a obtenção de resultados referentes a energia regenerada sob efeitos de perfis de frenagem variados, operação com arrasto aerodinâmico e atrito de rolagem, entre outros.
- Avaliar quantitativamente as relações de custo e desempenho do veículo com esse sistema.

Referências

- AGUIRRE, M.; CALLEJA, C.; HEREDIA, A. Lopez-de; POZA, J.; ARANBURU, A.; NIEVA, T. Foc and dtc comparison in pmsm for railway traction application. In: *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2011. Citado na página 23.
- AVELINO, W. de O. *et al.* Sistema híbrido de armazenamento de energia para aplicação em veículos elétricos. Campinas, SP, 2014. Citado na página 20.
- AVELINO, W. O.; GARCIA, F. S.; FERREIRA, A. A.; POMILIO, J. A. Electric go-kart with battery-ultracapacitor hybrid energy storage system. In: *2013 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–6. Citado na página 20.
- BATTISTON, A.; MILIANI, E. H.; PIERFEDERICI, S.; MEIBODY-TABAR, F. Efficiency improvement of a quasi-z-source inverter-fed permanent-magnet synchronous machine-based electric vehicle. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, v. 2, n. 1, p. 14–23, March 2016. Citado na página 20.
- BECHERIF, M.; AYAD, M. Y. Advantages of variable dc bus voltage for hybrid electrical vehicle. In: *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6. ISSN 1938-8756. Citado na página 20.
- BERNARDES, T.; MONTAGNER, V. F.; GRÜNDLING, H. A.; PINHEIRO, H. Discrete-time sliding mode observer for sensorless vector control of permanent magnet synchronous machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 4, p. 1679–1691, April 2014. ISSN 0278-0046. Citado na página 42.
- BERNARDES, T. A. *Controle sem sensores mecânicos para gerador síncrono a ímã permanente*. Tese (Tese (doutorado)) — Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 42 e 46.
- BIANCHI, N.; BOLOGNANI, S.; CARRARO, E.; CASTIELLO, M.; FORNASIERO, E. Electric vehicle traction based on synchronous reluctance motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 52, n. 6, p. 4762–4769, 2016. Citado na página 24.
- BIM, E. *Máquinas Elétricas e Acionamentos*. 2nd. ed. [S.l.]: Editora Elsevier, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 24.
- BROECK, H. W. van der; SKUDELNY, H. C.; STANKE, G. V. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 24, n. 1, p. 142–150, Jan 1988. ISSN 0093-9994. Citado na página 55.
- BUJA, G.; BERTOLUZZO, M.; KESHRI, R. K. Torque ripple-free operation of pm bldc drives with petal-wave current supply. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 7, p. 4034–4043, July 2015. ISSN 0278-0046. Citado na página 24.

- CAO, J.; EMADI, A. A new battery/ultracapacitor hybrid energy storage system for electric, hybrid, and plug-in hybrid electric vehicles. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 27, n. 1, p. 122–132, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 53 e 55.
- EL-REFAIE, A.; RAMINOSOA, T.; REDDY, P.; GALIOTO, S.; PAN, D.; GRACE, K.; ALEXANDER, J.; HUH, K.-K. Comparison of traction motors that reduce or eliminate rare-earth materials. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2016 IEEE*. [S.l.], 2016. p. 1–8. Citado na página 23.
- GAO, L.; JIANG, Z.; DOUGAL, R. A. Evaluation of active hybrid fuel cell/battery power sources. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, v. 41, n. 1, p. 346–355, Jan 2005. ISSN 0018-9251. Citado na página 20.
- GUTIERREZ, J.; ROMO, J.; GONZÁLEZ, M. I.; CANIBANO, E.; MERINO, J. C. Control algorithm development for independent wheel torque distribution with 4 in-wheel electric motors. In: *2011 UKSim 5th European Symposium on Computer Modeling and Simulation*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 257–262. Citado na página 20.
- JIAXI, L.; GUIJIE, Y.; PENGFEI, Y. Rotor position estimation for pmsm based on sliding mode observer. In: IEEE. *Mechatronics and Automation, 2007. ICMA 2007. International Conference on*. [S.l.], 2007. p. 3684–3689. Citado na página 42.
- LOPES, J. *Metodologias de dimensionamento e de gestão de fontes de energia para veículos elétricos*. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP, Brasil, Julho 2012. Citado na página 53.
- LOPES, J.; POMILIO, J. A.; FERREIRA, P. A. V. Optimal sizing of batteries and ultracapacitors for fuel cell electric vehicles. In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 4603–4608. ISSN 1553-572X. Citado 3 vezes nas páginas 19, 20 e 53.
- MELLOR, P. H.; CHAABAN, F. B.; BINNS, K. J. Estimation of parameters and performance of rare-earth permanent-magnet motors avoiding measurement of load angle. *IEE Proceedings B - Electric Power Applications*, v. 138, n. 6, p. 322–330, Nov 1991. ISSN 0143-7038. Citado na página 31.
- NEACSU, D. O. Space vector modulation: An introduction. *The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, p. 1583–1592, 2001. Citado na página 55.
- PAREDES, M. G. S. P.; POMILIO, J. A.; SANTOS, A. A. Combined regenerative and mechanical braking in electric vehicle. In: *2013 Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 935–941. ISSN 2165-0454. Citado na página 20.
- PELLEGRINO, G.; VAGATI, A.; GUGLIELMI, P.; BOAZZO, B. Performance comparison between surface-mounted and interior pm motor drives for electric vehicle application. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 59, n. 2, p. 803–811, 2012. Citado na página 23.
- SAKLY, I.; DELARUE, P.; BAUSIERE, R. Rejection of undesirable effects of input dc-voltage ripple in single-phase pwm inverters. In: IET. *Power Electronics and Applications, 1993., Fifth European Conference on*. [S.l.], 1993. p. 65–70. Citado na página 41.

- SMITH, J. A.; NEHRIR, M. H.; GEREZ, V.; SHAW, S. R. A broad look at the workings, types, and applications of fuel cells. In: *Power Engineering Society Summer Meeting, 2002 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 1, p. 70–75 vol.1. Citado na página 20.
- SUE, S. M.; LIAW, J. H.; HUANG, Y. S.; LIAO, Y. H. Design and implementation of a dynamic voltage boosting drive for permanent magnet synchronous motors. In: *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1398–1402. Citado na página 20.
- WANG, S. Bldc ripple torque reduction via modified sinusoidal pwm. In: *Proc. in Fairchild Semiconductor Power Seminar*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–10. Citado na página 24.
- WIDMER, J. D.; MARTIN, R.; KIMIABEIGI, M. Electric vehicle traction motors without rare earth magnets. *Sustainable Materials and Technologies*, v. 3, p. 7 – 13, 2015. ISSN 2214-9937. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2214993715000032>>. Citado na página 23.
- YU, C. Y.; TAMURA, J.; LORENZ, R. D. Control method for calculating optimum dc bus voltage to improve drive system efficiency in variable dc bus drive systems. In: *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 2992–2999. ISSN 2329-3721. Citado na página 20.
- ZERAOULIA, M.; BENBOUZID, M. E. H.; DIALLO, D. Electric motor drive selection issues for hev propulsion systems: A comparative study. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 55, n. 6, p. 1756–1764, Nov 2006. ISSN 0018-9545. Citado na página 23.
- ZHANG, G.; ZHANG, H.; HUANG, X.; WANG, J.; YU, H.; GRAAF, R. Active fault-tolerant control for electric vehicles with independently driven rear in-wheel motors against certain actuator faults. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 24, n. 5, p. 1557–1572, Sept 2016. ISSN 1063-6536. Citado na página 20.