FELIPE YOSHIMATSU ABE

**CONTROLE DE CONVERSORES PARA APROVEITAMENTO DE ENERGIA DAS
ONDAS OCEÂNICAS**

São Paulo
2019

FELIPE YOSHIMATSU ABE

**CONTROLE DE CONVERSORES PARA APROVEITAMENTO DE ENERGIA DAS
ONDAS OCEÂNICAS**

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São Paulo
para obtenção do título de Mestre em
Ciências.

Orientador:
Prof. Dr. Lourenço Matakas Jr.

Co-Orientador:
Prof. Dr. Ivan Eduardo Chabu

São Paulo

2019

Autorizo a reprodução e divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio convencional ou eletrônico, para fins de estudo e pesquisa, desde que citada a fonte.

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, _____ de _____ de _____

Assinatura do autor: _____

Assinatura do orientador: _____

Catálogo-na-publicação

Abe, Felipe Yoshimatsu

Controle de Conversores para Aproveitamento de Energia das Ondas Oceânicas / F. Y. Abe -- versão corr. -- São Paulo, 2019.

183 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1.Eletrônica de Potência 2.Conversores Estáticos I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t.

*A meus pais Pedro e Zuleica.
A minha esposa Barbara pelo
apoio e incentivo às atividades
acadêmicas.*

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Lourenço Matakas Jr. pela orientação e iniciativa de tratar os mais diversos temas ligados à área de eletrônica de potência como a geração por meio das ondas do mar.

Ao Prof. Dr. Ivan Eduardo Chabu pela co-orientação principalmente nos assuntos tratados sobre as máquinas elétricas e possibilitar a utilização do gerador linear nas partes experimentais.

A Lais Machado Ferraz e João Flesch Fortes pela construção e projeto do gerador linear.

Ao Prof. Dr. Wilson Komatsu pelo apoio e presença constantes nas atividades do Laboratório de Eletrônica de Potência.

Ao Prof. Dr. Walter Kaiser pela colaboração na montagem do acionamento mecânico da parte experimental e permitir a utilização do laboratório no período noturno.

Aos colegas de laboratório, Kelly Enomoto, Bruno Enomoto, Pedro Hayashi e Lucas Koleff.

RESUMO

ABE, Felipe Yoshimatsu. **Controle de Conversores para Aproveitamento de Energia das Ondas Oceânicas**. 2019. 183 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2019.

Este trabalho tem como objetivo explorar as técnicas de controle dos conversores MSC – Machine Side Converter e GSC – Grid Side Converter para geração de energia a partir das ondas do mar por meio de geradores lineares diretamente acoplados. O tipo de gerador utilizado nas análises é linear, com ímãs permanentes e com núcleo de ar no translador. Realiza-se a modelagem das diversas partes que constituem o sistema de geração. Essas partes são divididas em: comportamento hidrodinâmico, máquina elétrica, otimização da potência gerada, controle do conversor MSC e controle do conversor GSC. A partir da modelagem os sistemas de geração são simulados no programa PSIM. Constatou-se que o gerador utilizado nas análises é pouco explorado na literatura e tem como principal característica uma resistência série elevada e consequentemente perdas elevadas. Para que os conversores pudessem ser aplicados a esse gerador, desenvolveram-se equacionamentos novos para maximizar a potência gerada. Inclui-se nesta análise o funcionamento do MSC com base em ponte retificadora a diodos. Abordam-se os problemas relacionados com o controle do GSC devido à oscilação de potência natural das ondas do mar. Para sanar esses problemas propõem-se novos métodos de controle. A fim de validar um dos métodos de controle propostos constrói-se uma plataforma de testes composta por um acionamento e mecânico e circuito conversor de potência associados ao gerador linear cuja construção resultou de trabalho desenvolvido anteriormente no Laboratório de Máquinas Elétricas da USP.

Palavras-Chave: geração de energia por ondas do mar, machine side converter, grid side converter, gerador linear, geração diretamente acoplada, potência instantânea.

ABSTRACT

ABE, Felipe Yoshimatsu. **Wave Energy Generation Converter's Control**. 2019. 183 f. Dissertation (Master Degree in Electrical Engineering) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2019.

This work aims to study the techniques used to control the MSC – Machine Side Converter and GSC – Grid Side Converter for wave energy generation by direct drive linear generators. The generator used in this analysis is linear, with permanent magnets and with an air cored translator. The modeling of the many parts that constitutes the generation system is performed. These parts are divided into: hydrodynamic behavior, electrical machine, power generation optimization, MSC converter control and GSC converter control. The complete modeling allows building simulation models in the software PSIM. It was found that the generator used on the analysis is little explored on the literature and its main characteristic are the high series resistance and hence high ohmic losses. A new theoretical development was necessary to maximize the generated power. A three-phase bridge rectifier was applied to this case. Problems related with the GSC converter due to the oscillation in the generated power are addressed. To solve these problems a new control method is proposed. In order to validate the control a testing platform is build. This platform is composed by a mechanical drive system and a power conversion circuit connected with a linear generator. The linear generator was built in a previous work developed by the Laboratório de Máquinas Elétricas da USP.

Palavras-Chave: wave energy generation, machine side converter, grid side converter, linear generator, direct drive generator, instantaneous power.

LISTA DE ABREVIATURAS

WEC – Wave Energy Converter

OWC – Oscillating Water Column

LIMPET – Land Installed Marine Power Energy Transmitter

AWS – Arquimedes Wave Swing

MSC – Machine Side Converter

GSC – Grid Side Converter

VSC – Voltage Source Converter

PWM – Pulse Width Modulation

DTC – Direct Torque Control

FOC – Field Oriented Control

VHM – Vernier Hybrid Machine

CPWM – Carrier Pulse Width Modulation

SVPWM – Space Vector Pulse Width Modulation

PI – Proporcional Integral

LISTA DE SÍMBOLOS

V_{dc}	Tensão do Barramento DC
θ	Ângulo Elétrico na Máquina Linear
$L_{p\acute{o}lo}$	Largura do par de pólos da Máquina Linear
e_a, e_b, e_c	Tensões nos terminais do Gerador Linear
v_a, v_b, v_c	Tensão induzida pelo Gerador Linear
K_1, K_2, K_3, K_4, K_5	Constantes utilizadas no modelo dq da Máquina Linear
r	Resistência elétrica do modelo dq da Máquina Linear
λ_{PM}	Fluxo produzido pelos ímãs permanentes
λ_d	Fluxo do eixo em direto
λ_q	Fluxo do eixo em quadratura
i_a, i_b, i_c	Correntes de fase do gerador linear
i_d	Correntes de eixo direto
i_q	Correntes de eixo em quadratura
l_p	Indutância própria dos enrolamentos de fase
l_m	Indutância mútua entre os enrolamentos de fase
L_{kd}	Indutância mútua do enrolamento de fase com o enrolamento amortecedor de eixo direto
L_{kkq}	Indutância própria de eixo em quadratura do enrolamento amortecedor
r_{kq}	Resistência elétrica de eixo em quadratura do enrolamento amortecedor
L_{kkd}	Indutância própria de eixo direto do enrolamento amortecedor

L_{kq}	Indutância mútua do enrolamento de fase com o enrolamento amortecedor de eixo em quadratura
r_{kd}	Resistência elétrica de eixo direto do enrolamento amortecedor
F_g	Força do Gerador Linear
R_g	Resistência série do gerador linear
L_g	Indutância série do gerador linear
Z_g	Impedância do gerador linear
$K_{força}$	Constante utilizada no modelo do gerador
K_{teta}	Constante utilizada no modelo do gerador
η	Posição
m	Massa
m_r	Massa adicional
R_r	Amortecimento radiado
S	Rigidez hidrostática
F_{onda}	Tensão induzida pelo Gerador Linear
R_{mec}	Resistência elétrica equivalente do modelo hidrostático
L_{mec}	Indutância elétrica equivalente do modelo hidrostático
C_{mec}	Capacitância elétrica equivalente do modelo hidrostático
Z_{mec}	Impedância elétrica equivalente do modelo hidrostático
Z_{eq}	Impedância mecânica modulada pelo gerador linear
P_{hidro}	Potência ativa absorvida do sistema hidrodinâmico
P_{perdas}	Potência ativa das perdas no gerador linear

P_g	Potência ativa útil gerada
v_{mec}	Velocidade mecânica do translador
e_{apico}	Valor de pico da tensão na Fase A do Gerador
K_{diodo}	Constante utilizada na modelagem do retificador a diodos
$K_{ótimo}$	Constante utilizada na modelagem da geração ótima
$M_{ótimo}$	Constante utilizada na modelagem da geração ótima
$H_{ótimo}$	Constante utilizada na modelagem da geração ótima
ω	Velocidade de Translação da Máquina Linear
T	Período de translação dividido por 2
T_s	Tempo de amostragem
R_{MSC}	Resistência modulada pelo conversor MSC
e_{af}	Tensão fundamental de pico da tensão e_a
V_{zero}	Tensão de sequência zero ótima para modulação CPWM
p_{msc}	Potência instantânea do conversor MSC
p_{gsc}	Potência instantânea do conversor GSC
p_{cap}	Potência instantânea do capacitor do barramento DC
C	Capacitância do barramento DC
P_0	Componente contínua da potência p_{msc}
P_1	Componente pulsante da potência p_{msc}
X	Variável auxiliar correspondente à V_{dc}^2
K_p	Ganho proporcional do controlador PI
K_i	Ganho do integrador do controlador PI

R_{carga}	Resistência da carga RL conectada ao GSC
L_{carga}	Indutância da carga RL conectada ao GSC
V_{pi}	Sinal de saída do controlador PI
K_{db}	Ganho do controlador Dead-Beat

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Sistema de Geração por Coluna Oscilante	23
Figura 2 - Sistema de Geração por Galgamento	24
Figura 3 – Projeto Pelamis	24
Figura 4 - Acionamento do Projeto Pelamis	24
Figura 5 –Detalhes Construtivos do Projeto Pelamis.....	25
Figura 6 –Concepção do Projeto Aquamarine Power Oyster	25
Figura 7 – Concepção da Usina do Porto do Pecém.....	26
Figura 8 –Concepção do Projeto Seabased.....	27
Figura 9 –Concepção do Projeto Arquimedes Wave Swing	27
Figura 10 - Quadro resumo do sistema de geração de energia a partir das ondas do mar	28
Figura 11 – Esquema de Conversão de Energia com MSC constituído por diodos ..	29
Figura 12 – Esquema de Conversão de Energia com MSC totalmente controlado ..	30
Figura 13 - Diagrama da Estrutura e Organização da Dissertação.....	32
Figura 14 – Máquina Linear Planar de Indução com Primário Simples	36
Figura 15 –Máquina Linear Planar de Indução com Primário Duplo.....	36
Figura 16 – Máquina Linear Planar de Indução com Secundário em Escada (Ladder)	36
Figura 17 – Máquina Linear Tubular	37
Figura 18 – Máquina Linear Síncrona Planar de Primário Simples.....	37
Figura 19 – Arranjo Halbach	38
Figura 20 – Exemplo de Fluxos para Arranjo Halbach [11]	38
Figura 21 – Máquina Linear Planar com Secundário Duplo	39
Figura 22 – Máquina Linear Planar com $q=6$ ranhuras/ 8 pólos	39
Figura 23 – Máquina de Relutância Variável.....	40
Figura 24 – Vernier Hybrid Machine (VHM).....	41
Figura 25 - Vista Isométrica da Máquina de Fluxo Transversal	42
Figura 26 - Vista Frontal da LTFM.....	42
Figura 27 - Vista Lateral da LTFM.....	43
Figura 28 - Modelo Equivalente para Eixo Direto (d) da Máquina Síncrona	44
Figura 29 - Modelo Equivalente para Eixo em Quadratura (q) da Máquina Síncrona	45

Figura 30 - Modelo Equivalente para Cálculo da Força da Máquina Síncrona	46
Figura 31 – Vista Superior do Transladador	48
Figura 32 – Vista Inferior do Transladador	48
Figura 33 – Transladador do Gerador Linear	49
Figura 34 - Vista Inferior da Estrutura com os Ímãs Permanentes	49
Figura 35 – Vista Superior da Estrutura com os Ímãs Permanentes	50
Figura 36 – Estator do Gerador Linear	50
Figura 37 – Vista Lateral do Gerador Linear	51
Figura 38 - Circuito Utilizado para Encoder Reflexivo	53
Figura 39 – Padrão Impresso para sensor de velocidade do Gerador Linear	53
Figura 40 - Resultados de Medição de Tensão na Fase A e dos Sensores de Posição Incrementais	54
Figura 41 - Arranjo para Teste de Resposta em Frequência	57
Figura 42 – Magnitude da Impedância medida e estimada para o eixo direto	61
Figura 43 – Fase da Impedância medida e estimada para o eixo direto	62
Figura 44 – Magnitude da Impedância medida e estimada para o eixo em quadratura	62
Figura 45 – Fase da Impedância medida e estimada para o eixo em quadratura	63
Figura 46 - Modelo Equivalente nas Coordenadas a,b,c	65
Figura 47 - Modelo de Simulação para Cálculo das Tensões e Correntes no Gerador	69
Figura 48 - Modelo de Simulação para Cálculo da Força do Gerador	70
Figura 49 – Diagrama Esquemático de Interação do Sistema Eletromecânico e Hidrodinâmico	71
Figura 50 - Modelo Elétrico Equivalente do Sistema Hidrodinâmico	75
Figura 51 - Equivalente Elétrico para Simulação do Sistema Hidrodinâmico	76
Figura 52 – Modelo Equivalente Eletromecânico	77
Figura 53 - Circuito retificador a diodos e notações utilizadas	85
Figura 54 - Simulação do retificador a diodos para $X_g \gg R_g$, $V_{DC} = 12V$, $R_g = 5,118\Omega$, $L_g = 100mH$, $v_{mec} = 0,5m/s$	86
Figura 55- Simulação do retificador a diodos para $R_g \gg X_g$, $V_{DC} = 12V$, $R_g = 5,118\Omega$, $L_g = 7,905mH$, $v_{mec} = 0,5m/s$	86
Figura 56- Simulação do retificador a diodos para $V_{DC} = 12V$, $R_g = 5,118\Omega$, $L_g = 0mH$, $v_{mec} = 0,5m/s$	87

Figura 57 – Formas de onda para o retificador operando com gerador de impedância resistiva.....	88
Figura 58 – Circuitos equivalentes para cada modo de condução dos diodos retificadores	89
Figura 59 – Diagrama de Blocos do Controle Proposto para o Retificador a Diodos	95
Figura 60 – Resultado de Simulação no PSIM para o Retificador a Diodos de Força, Velocidade e Vdc	96
Figura 61 - Resultado de Simulação no PSIM para o Retificador a Diodos de e_a e i_a	96
Figura 62 - MSC com Ponte Retificadora a Diodos e conversor DC-DC intermediário	97
Figura 63 - MSC Totalmente Controlado.....	98
Figura 64 - Direct Torque Control (DTC)	99
Figura 65 – Controlador Vetorial com Sensor de Posição	100
Figura 66 - Controlador Vetorial sem Sensor de Posição.....	100
Figura 67 - Modulação em Largura de Pulso com Portadora Triangular	101
Figura 68 - Modulação em Largura de Pulso por Vetores Espaciais	102
Figura 69 – Simulação para $R_{eq}=152,14 \Omega$, caso Sub-Ótimo	103
Figura 70 – Simulação para $R_{eq}=147,71 \Omega$ e $X_{eq}=-47,313 \Omega$, Caso Ótimo.....	104
Figura 71 – Emulação de resistência de carga do gerador RMSC.....	105
Figura 72 - Modelo de simulação do conversor com emulação de resistência de carga.....	106
Figura 73 – Resultados de simulação v_a e i_a para MSC com emulação de resistência	107
Figura 74 - Resultados de simulação F_g e v_{mec} para MSC com emulação de resistência.....	107
Figura 75 - Fluxo de Potência no Barramento DC.....	109
Figura 76 - Exemplo de Malha de Tensão com Controlador PI Lento	111
Figura 77 - Exemplo de Malha de Tensão com Controlador PI Rápido	112
Figura 78 - Diagrama de Blocos da Malha de Controle de Tensão Proposta	113
Figura 79 –Exemplo de Resposta do Filtro de Média Móvel Resetável para janela de 1s.....	114
Figura 80 - Diagrama de Modulação da Potência pelo GSC	117
Figura 81 - Controle implementado no PSIM de Potência GSC	118

Figura 82 - Malha de Controle Convencional de V_{dc2}	118
Figura 83 - Malha de Controle Proposta no PSIM	119
Figura 84 - Cálculo da Potência do Gerador e do Sinal de Reset do Filtro	119
Figura 85 - Código Fonte do Bloco de Filtro Resetável	120
Figura 86 - Resultados de Simulação para o Cenário A – Tensões V_{dc2} Simulada e Teórica e p_{msc}	122
Figura 87 - Resultados de Simulação para o Cenário A – p_{gsc}	122
Figura 88 - Resultados de Simulação para o Cenário B – Tensões V_{dc2} Simulada e Teórica e p_{msc}	123
Figura 89 - Resultados de Simulação para o Cenário B – p_{gsc}	123
Figura 90 - Resultados de Simulação para o Cenário C - Tensões V_{dc2} Simulada e Teórica e p_{msc}	124
Figura 91 - Resultados de Simulação para o Cenário C – Sinal de Saída do Controlador PI V_{pi} e p_{gsc}	125
Figura 92 - Diagrama de Blocos do Controlador Dead-Beat de Tensão do Barramento DC	128
Figura 93 - Modelo de Simulação no PSIM para Controlador Dead-Beat	129
Figura 94 - Resultados de Simulação no PSIM do controlador Dead-Beat – Tensão V_{dc2} e p_{msc}	129
Figura 95 - Resultados de Simulação no PSIM do controlador Dead-Beat – p_{gsc} ..	130
Figura 96 - Diagrama Esquemático do Arranjo Experimental	131
Figura 97 - Mecanismo Scotch Yoke	132
Figura 98 - Foto do Arranjo Mecânico	133
Figura 99 - Tensão no Gerador Linear sem Mecanismo Scotch Yoke	134
Figura 100 - Visão Geral do Sistema de Conversão	135
Figura 101 – Foto da Montagem Experimental	136
Figura 102 - Diagrama de Blocos do Circuito de Potência	137
Figura 103 - Diagrama Funcional Interno do CI IR2130	138
Figura 104 - Circuito do Driver IR2130	139
Figura 105 - Diagrama do Circuito do MSC e Link DC	140
Figura 106 - Transiente Negativo em Drivers de Potência	141
Figura 107 - Diagrama do Circuito de Proteção de Sobretensão	142
Figura 108 - Bloqueio de Disparo por Proteção de Sobretensão	142

Figura 109 - Circuito de Pré-Carga e Isolação	143
Figura 110 - Isolação Óptica dos Sinais de Disparo	143
Figura 111 - Referência de Tensão para Condicionamento de Sinais	144
Figura 112 - Circuito de Condicionamento de Sinais.....	144
Figura 113 - Foto da Placa Discovery da STMicroelectronics Cortex M4	145
Figura 114 - Diagrama do Circuito Isolador de Porta Serial	146
Figura 115 - Potência Instantânea do Conversor MSC – Cenário A.....	149
Figura 116 - Corrente na Fase A do Gerador Linear	149
Figura 117 - Tensão Experimental e Teórica no Barramento DC Vdc para o Cenário A	150
Figura 118 – Potência Modulada pelo Conversor GSC p_{gsc} para o Cenário A.....	151
Figura 119 - Tensão Experimental e Teórica no Barramento DC Vdc para o Cenário B	152
Figura 120 - Potência Modulada pelo Conversor GSC p_{gsc} para o Cenário B	153
Figura 121 – Tensão Experimental e Teórica no Barramento DC Vdc para o Cenário C	154
Figura 122 – Sinal de Saída do Controlador PI V_{pi} para o Cenário C	154
Figura 123 – Potência Modulada pelo Conversor GSC p_{gsc} para o Cenário C	155
Figura 124 - Posições Relativas entre o Estator e o Rotor	167
Figura 125 – Ângulos e segmentos utilizados nas equações da Tensão do Retificador.....	179

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Principais características do Gerador Linear	48
Tabela 2 - Resultados da otimização do modelo em vazio do gerador linear	55
Tabela 3 - Resultados das Medições de Resposta em Frequência para o Eixo D e resultados de otimização do Solver.....	64
Tabela 4 - Resultados das Medições de Resposta em Frequência para o Eixo Q e resultados de otimização do Solver.....	64
Tabela 5 – Parâmetros do Equivalente Elétrico do Sistema Mecânico.....	75
Tabela 6 - Dados Calculados, Simulados e Erro	91
Tabela 7 - Dados Calculados, Simulados e Erro	92
Tabela 8 – Parâmetros de Controle Utilizados GSC-PI	121
Tabela 9 – Resultados de Sobressinal e Tempo de Acomodação	121
Tabela 10 – Dados do Acionamento Mecânico	133

SUMÁRIO

1	Introdução	22
1.1	Formas de Geração de Energia a Partir das Ondas do Mar	22
1.1.1	Coluna de Água Oscilante	22
1.1.2	Galgamento	23
1.1.3	Estruturas Conectadas	24
1.1.4	Gerador Linear Diretamente Acoplado	26
1.2	Estrutura do trabalho e objetivos	28
2	Máquinas Lineares	35
2.1	Tipos de Máquinas Lineares	35
2.1.1	Máquinas Lineares de Indução	35
2.1.2	Máquinas Lineares Síncronas	37
2.1.3	Máquinas de Relutância Variável Síncronas	39
2.1.4	Máquinas de Relutância Variável com Ímãs Permanentes - Vernier Hybrid Machine	40
2.1.5	Máquinas de Fluxo Transverso	41
2.2	Modelagem no Sistema dq de Coordenadas para Máquinas Síncronas	43
2.3	Obtenção dos parâmetros Elétricos da Máquina Linear Utilizada para Realização de Testes Experimentais	47
2.3.1	Medição do Fluxo dos Ímãs Permanentes.	52
2.3.2	Método de Medição Desenvolvido a partir da Resposta em Frequência.	56
2.3.3	Modelo Elétrico Equivalente do Gerador Linear em Coordenadas abc	65
3	Estratégias de Controle do MSC – Machine Side Converter	71
3.1	Sistema Hidrodinâmico	73
3.2	Métodos de Controle do Sistema para Maximização da Potência Gerada	77
3.2.1	Maximização Ótima da Potência	78
3.2.2	Maximização Sub-Ótima da Potência	82

3.3	Conversor com ponte retificadora de diodos	84
3.3.1	Aplicação da Ponte Retificadora a Diodos para o Gerador Linear	93
3.4	Conversor Totalmente Controlado	98
3.4.1	Controle DTC.....	98
3.4.2	Controle Vetorial.....	100
3.4.3	Aplicação do conversor totalmente controlado para o gerador linear..	103
4	Estratégias de Controle do GSC – Grid Side Converter	109
4.1	Controlador Baseado em Potência Instantânea para Controle de Tensão do barramento DC	113
4.1.1	Filtro de Média Móvel Resetável.....	113
4.1.2	Controle Feed-Forward da Potência do Gerador	114
4.1.3	Equacionamento da Planta.....	115
4.1.4	Controlador PI	115
4.1.5	Funções de Transferência do Sistema	115
4.1.6	Modelo de Simulação dos Métodos de Controle.....	116
4.1.7	Simulação das Estratégias de Controle	121
4.2	Controlador Dead-Beat para regulação de tensão do barramento DC	126
4.2.1	Simulação do Controle Dead-Beat.....	129
5	Arranjo e Resultados Experimentais	131
5.1	Acionamento Mecânico	132
5.2	Conversor MSC e GSC	134
5.2.1	IR2130, MSC, GSC e Link DC.....	138
5.2.2	Proteção de Sobretensão e Portas OU.....	141
5.2.3	Pré-Carga e Isolação.....	143
5.2.4	Acopladores Ópticos.....	143
5.2.5	Medição de Corrente e Tensão Isolados	144
5.2.6	Processador ARM Cortex M4	145

5.2.7 Isolador de Porta Serial	146
5.3 Resultados Experimentais.....	147
5.3.1 Resultados para o Controle Típico com PI Rápido – Cenário A.....	148
5.3.2 Resultados para o Controle Típico – Cenário B.....	151
5.3.3 Resultados para o Controle Típico – Cenário C.....	153
Conclusão e Sugestões para Trabalhos Futuros.....	156
Referências.....	160
Apêndice A.....	163
Apêndice B.....	179

1 INTRODUÇÃO

O aproveitamento de energias classificadas como renováveis já é uma realidade na matriz energética de diversos países. Os principais tipos de energias renováveis explorados são os da energia solar, eólica e hidráulica. Porém, existem diversos tipos de fontes de energia que podem ser explorados, mas que ainda requerem um grau de desenvolvimento tecnológico que permitam a sua viabilidade.

Um tipo de fonte de energia que ainda é pouco utilizado e que apresenta um grau de maturidade baixo é a energia das ondas oceânicas. Ao contrário do que já ocorreu com as fontes eólica e solar ainda não ocorreu uma convergência de tecnologias que permitissem a sua exploração ampla. As ondas do mar são uma consequência da ação dos ventos sobre a superfície do oceano. Por isso, as ondas podem ser consideradas com uma forma concentrada da energia dos ventos¹.

Esse trabalho tem como finalidade contribuir com vários pontos desse tipo de conversão de energia, sempre enxergando o sistema na sua totalidade. Isso torna o trabalho útil, de forma prática e direta.

Nesta introdução expõem-se as formas de geração utilizadas na conversão da energia das ondas do mar, a motivação deste trabalho e sua estrutura.

1.1 FORMAS DE GERAÇÃO DE ENERGIA A PARTIR DAS ONDAS DO MAR

O aproveitamento da energia das ondas do mar pode ser realizado de diversas formas. Os movimentos das ondas do mar podem ser transformados em movimentos lineares ou rotativos e entre o gerador elétrico e o acionamento mecânico podem existir diversos acoplamentos sendo eles mecânicos, hidráulicos ou diretos. Esses sistemas também são denominados WECs (Wave Energy Converters).

1.1.1 Coluna de Água Oscilante

O sistema de geração por Coluna de Água Oscilante (OWC - Oscillating Water Column) é composto por uma turbina e uma câmara onde ocorre o deslocamento de ar e de água das ondas como é possível observar na Figura 1.

¹ Calcula-se que o fator de acumulação da energia nas ondas mar relacionada com a energia eólica é de cerca de 5 vezes [1]

Com a aproximação da onda a pressão de ar na câmara aumenta decorrente do aumento do nível de água. Esse efeito causa a rotação da turbina pela passagem do ar da câmara para o ambiente externo. Quando a onda se afasta da câmara ocorre o contrário e a pressão de ar diminui fazendo com que o ar escoe para dentro da câmara. A turbina da câmara é conectada a um gerador elétrico que pode ser conectado na rede elétrica através de um inversor de frequência.

Figura 1 - Sistema de Geração por Coluna Oscilante

Fonte: Adaptado de [1]

O projeto LIMPET – Land Installed Marine Power Energy Transmitter [2] utiliza esse tipo de tecnologia em sua construção.

1.1.2 Galgamento

O sistema de geração por galgamento ou *overtopping* tem como elementos um reservatório e uma turbina. Nesse tipo de sistema ocorre o galgamento da água das ondas do mar que incidem em sua estrutura. Esse efeito faz com que a água entre em um reservatório e é devolvida ao mar através de uma turbina como é possível observar na Figura 2.

Figura 2 - Sistema de Geração por Galgamento

Fonte: Adaptado de [1]

O projeto Wave Dragon [3] utiliza o sistema de galgamento para geração de energia.

1.1.3 Estruturas Conectadas

Uma das categorias de geração de energia a partir das ondas do mar é constituída por estruturas que apresentam partes que são conectadas ou “hinged structures”. Três exemplos de projetos com esse tipo de concepção são o projeto Pelamis mostrado na Figura 3, o projeto Aquamarine Power Oyster mostrado na Figura 6 e a usina do Porto de Pecém mostrada na Figura 7.

Figura 3 – Projeto Pelamis

Fonte: Próprio Autor

Na Figura 4 mostra-se que através do movimento das boias por um pivô central permite que cilindros hidráulicos sejam acionados pelo movimento mostrado na Figura 3.

Figura 4 - Acionamento do Projeto Pelamis

Fonte: Próprio Autor

O projeto Pelamis é dimensionado para funcionamento no oceano longe das costas marítimas. Com isso, todos os equipamentos de geração e conversão de energia encontram-se dentro de suas estruturas. Na Figura 5 mostra-se um circuito hidráulico de um dos cilindros. Esse tipo de geração não utiliza turbinas como nos casos de geração por galgamento ou coluna oscilante de água. Para a conversão de energia são utilizados sistemas hidráulicos. No caso do sistema Pelamis utilizam-se geradores hidráulicos para a conversão da pressão hidráulica armazenada em movimento rotativo que impulsiona um gerador elétrico.

Figura 5 –Detalhes Construtivos do Projeto Pelamis

Fonte: Adaptado de [4]

No caso do projeto Aquamarine Power Oyster sua construção é próxima da costa marítima. Com isso, todos os equipamentos de conversão de energia são localizados em solo. Na Figura 6 esse sistema é mostrado e também se utiliza um sistema hidráulico. No entanto, o sistema hidráulico pressuriza um fluido que é utilizado para o acionamento de uma turbina Pelton que impulsiona um gerador elétrico.

Figura 6 –Concepção do Projeto Aquamarine Power Oyster

Fonte: Adaptado de [3]

O projeto da Usina do Porto do Pecém localiza-se no porto do Pecém no estado do Ceará e foi a primeira usina da América Latina para aproveitamento das ondas do mar [5]. A concepção do projeto é mostrada na Figura 7 onde é possível observar a estrutura de boias fixadas na costa responsáveis pela absorção da energia das ondas do mar.

Figura 7 – Concepção da Usina do Porto do Pecém

Fonte: Próprio Autor

1.1.4 Gerador Linear Diretamente Acoplado

Dentre todos os tipos de geração de energia através de ondas do mar encontra-se o de menor complexidade mecânica que são os classificados como Geradores Lineares Diretamente Acoplados. Nesse caso o acoplamento mecânico entre o elemento que absorve a energia do mar é direto e não existem turbinas ou sistemas hidráulicos intermediários. São utilizados para isso geradores lineares que são conectados diretamente a um sistema de flutuação.

Os sistemas de flutuação podem ser divididos em sistemas que ficam na superfície do mar e submersos. É possível identificar nos projetos OPT Powerbuoy e Seabased mostrados na Figura 8 sistemas que operam com boias na superfície do mar.

Figura 8 –Concepção do Projeto Seabased

Fonte: Adaptado de [6]

Os sistemas que operam submersos operam com base na diferença de pressão causada pela passagem das ondas do mar como no projeto Arquimedes Wave Swing mostrado na Figura 9.

Figura 9 –Concepção do Projeto Arquimedes Wave Swing

Fonte: Adaptado de [7]

1.2 ESTRUTURA DO TRABALHO E OBJETIVOS

A principal motivação deste trabalho é a implementação de um sistema de conversão de energia, de forma a dar continuidade ao trabalho de pesquisa de geração de energia a partir de geradores lineares, dentro do Laboratório de Máquinas Elétricas e do Laboratório de Eletrônica de Potência da USP.

Dentro do Laboratório de Máquinas Elétricas são pesquisadas diversas formas construtivas de geradores lineares, sendo que uma dessas pesquisas resultou no projeto e construção de um gerador linear com ímãs permanentes e com núcleo de ar no translador da máquina [8]. Esse tipo de gerador é aplicado no caso dos geradores lineares diretamente acoplados como mostrado no Capítulo 1.1.4.

Os sistemas de conversão de energia para geração de energia a partir das ondas do mar exigem um estudo amplo de todo o sistema hidrodinâmico, eletromecânico e elétrico envolvidos. Isso ocorre, pois no processo de geração de energia todos esses temas são dependentes uns dos outros. Na Figura 10 exibe-se um quadro resumo dos diversos blocos que constituem o sistema de geração e sua descrição resumida.

Figura 10 - Quadro resumo do sistema de geração de energia a partir das ondas do mar

Fonte: Próprio autor

No caso do gerador linear diretamente acoplado o sistema hidrodinâmico representa a interação entre a boia e as ondas do mar. O comportamento hidrodinâmico é complexo, e envolve um estudo aprofundado das ondas do mar e da mecânica dos fluidos envolvida na interação das ondas com a boia. No sentido de tornar o trabalho mais objetivo e focado nos conversores elabora-se um modelo simplificado desse comportamento. Esse modelo apesar de simplificado é amplamente utilizado na literatura existente [9] e será utilizado nas simulações.

O sistema composto pela parte hidrodinâmica, gerador elétrico e MSC apresenta um ponto ótimo de funcionamento onde é possível extrair a máxima energia das ondas do mar. A teoria existente de maximização da potência gerada tem como base, geradores com resistência série equivalente baixa e não leva em conta suas perdas, o que é feito nesta dissertação. Observou-se durante as simulações que pelo fato das perdas do gerador serem significativas (devido à sua elevada resistência série) o ponto de máxima geração é afetado significativamente. Com isso, considerou-se o conjunto gerador + sistema hidrodinâmico no cálculo da máxima extração de potência.

Com a finalidade de introduzir o tema das máquinas lineares (Capítulo 2) são identificados primeiramente os seus tipos e alguns casos aplicados na geração de energia das ondas do mar. A fim de elaborar um modelo de simulação em coordenadas dq para o gerador linear utilizado e obter seus parâmetros, realiza-se o ensaio em vazio da máquina para o levantamento dos fluxos produzidos pelos ímãs permanentes e o ensaio com injeção de corrente com levantamento de resposta em frequência. O método de levantamento da resposta em frequência é um tema consolidado na literatura de máquinas elétricas, no entanto mostra-se uma nova aplicação do método utilizado e seu equacionamento é uma contribuição deste trabalho.

Os conversores que terão suas estratégias de controle exploradas são denominados MSC-Machine Side Converter para o conversor que interage com o gerador e GSC-Grid Side Converter para o conversor que é interligado com a rede elétrica. Os dois tipos existentes de configuração de conversores MSC e GSC são mostrados na Figura 11 e Figura 12.

Figura 11 – Esquema de Conversão de Energia com MSC constituído por diodos

Fonte: Próprio autor

Figura 12 – Esquema de Conversão de Energia com MSC totalmente controlado

Fonte: Próprio autor

Os dois esquemas de conversão diferem pelo tipo de conversor MSC considerado que pode ser a diodos ou totalmente controlado (VSC – Voltage Source Converter) sendo que em ambos os casos o GSC é sempre totalmente controlado.

Verifica-se que para o tipo de gerador linear utilizado (onde sua principal característica é uma resistência equivalente série muito maior do que sua impedância indutiva) existem poucas referências bibliográficas de controle específicas para este caso. A maioria dessas referências trata de máquinas lineares com núcleo ferromagnético. Por isso, fez-se necessário o equacionamento teórico do funcionamento dos controles dos conversores assim como são propostos novos métodos de controle a partir da teoria desenvolvida (Capítulo 3).

No caso do retificador a diodos mostra-se que é possível otimizar a operação do gerador (levando-se em conta o modelo da máquina elétrica e hidrodinâmico) através do controle da tensão do barramento DC entre o MSC e o conversor DC-DC. Também se explica o motivo de ser necessário um conversor DC-DC entre o MSC e o GSC para que essa otimização seja possível. O equacionamento desenvolvido para o controle desse conversor é resultado deste trabalho, pois as referências consultadas consideram que a impedância indutiva é muito maior do que a resistiva do gerador. Essa hipótese influencia diretamente as correntes e tensões obtidas com o MSC a diodos. Dessa forma, um novo equacionamento fez-se necessário.

Para o estudo do MSC totalmente controlado são explorados os tipos de controle existentes para máquinas elétricas como o controle DTC – Direct Torque Control e FOC – Field Oriented Control. Também são explorados os casos de modulação do PWM – Pulse Width Modulation de forma escalar e vetorial.

Um dos casos amplamente utilizado na literatura é o de emulação de uma carga resistiva para o gerador linear através da modulação PWM. Nesse tipo de controle não são utilizadas medições de velocidade ou posição do ângulo elétrico θ do

gerador. Por isso, esse tipo de controle apresenta uma implementação simples e será o tipo de controle estudado. É apresentada sua base de funcionamento sem medições de posição do ângulo elétrico.

Enquanto o conversor MSC atua de forma a extrair a máxima potência do gerador o conversor GSC (Capítulo 4) controla a tensão do barramento DC (V_{dc}). Seu controle atua de forma a manter V_{dc} em valores aceitáveis para manter o funcionamento dos conversores ao mesmo tempo em que exporta a energia para a rede elétrica.

Um dos pontos que torna o controle do conversor GSC difícil é a presença de uma pulsação na tensão V_{dc} resultante da própria ondulação da energia absorvida das ondas do mar. Para os controles normalmente utilizados observou-se que não é possível controlar a pulsação de energia exportada para a rede. Para mitigar esses efeitos são propostas novas formas de controle para que essa oscilação da tensão do barramento DC não gere uma potência oscilante injetada na rede elétrica. Essa potência oscilante poderia causar problemas de qualidade de energia como o fenômeno conhecido como *"flicker"*.

Propõe-se um novo método de controle desenvolvido neste trabalho que inibe os efeitos da ondulação da tensão V_{dc} na potência exportada para a rede. O método é primeiramente elaborado para uma frequência fixa de translação do gerador linear.

O segundo passo no controle do GSC consistiu no desenvolvimento (também resultante deste trabalho) de um controlador dead-beat da tensão V_{dc} . Esse tipo de controle resolve de forma simples um problema que poderia ser considerado complexo que é a compensação de sistema com atraso variável. Esse atraso variável é resultante do método de filtragem proposto que é dependente da frequência de translação.

Na Figura 13 apresenta-se um diagrama de blocos da estrutura da dissertação para que possa ser visualizado como os diversos temas são elaborados e interligados.

Figura 13 - Diagrama da Estrutura e Organização da Dissertação

Fonte: Próprio autor

A sequência escolhida para os assuntos tratados nos capítulos permite que os modelos sejam concebidos de forma a utilizar a teoria e modelos dos capítulos antecedentes e que sirvam de suporte para os capítulos posteriores. Esse é o motivo de serem levantadas as características do gerador linear no capítulo de máquinas elétricas e não no capítulo de resultados experimentais. O seu modelo é utilizado em todas as simulações dos conversores propostos.

De forma resumida segue a descrição dos assuntos tratados em cada Capítulo:

No Capítulo 2 são explorados os tipos de máquinas lineares e alguns casos específicos aplicados na geração de energia com ondas do mar. Para a elaboração do modelo dq da máquina elétrica são realizados dois ensaios sendo um em vazio e outro em resposta em frequência com injeção de corrente. Ao final do capítulo é elaborado um modelo de simulação do gerador no programa PSIM.

No Capítulo 3 são explorados dois temas. Um dos assuntos é o modelo hidrodinâmico e o outro o conversor MSC. Esses dois temas foram posicionados no mesmo capítulo, pois a forma de controle do MSC está diretamente relacionada com a máxima extração de potência. É proposto um modelo de simulação no programa PSIM com base no equivalente elétrico do sistema hidrodinâmico. Com o modelo do sistema hidrodinâmico e do gerador elétrico é possível então a simulação da atuação do conversor MSC.

O ponto de máxima extração de energia das ondas é calculado teoricamente para o gerador utilizado e o sistema hidrodinâmico modelado. Esses parâmetros de otimização são utilizados no controle do conversor MSC.

Para o conversor MSC são explorados seus dois tipos sendo um deles o conversor a diodos e o outro o VSC. Realiza-se o equacionamento do conversor a diodos específico para a máquina elétrica utilizada e propõe-se um método de controle de otimização da potência gerada baseada no controle da tensão V_{dc} . O método é então testado com uma simulação do conjunto Hidrodinâmico+Gerador+MSC.

No caso do conversor VSC são mostrados os principais tipos de controle DTC e FOC com modulação do PWM de forma escalar ou vetorial. Expõe-se também o principal método de controle encontrado na literatura através da emulação de uma resistência de carga do gerador linear. O controle através da emulação da resistência é então simulado.

No Capítulo 4 o conversor GSC é explorado. Mostram-se os tipos de controle utilizados na literatura para esse conversor. Explicam-se as dificuldades encontradas na utilização dos controles típicos. Essas dificuldades resultam da oscilação de tensão presente no barramento DC do conversor. Para exemplificar os dois extremos de sintonia do controle típico são mostrados resultados de simulação para o controle atuando de forma lenta e de forma rápida. No caso do conversor GSC é demonstrado que o controle da potência exportada para a rede tem como base o controle da tensão do barramento DC. Dessa forma, o controle rápido não consegue filtrar a oscilação de tensão do barramento DC e com isso, essa oscilação também surge na potência exportada para a rede.

Para mitigar esse problema é proposto um tipo de controle com filtro resetável que é uma contribuição deste trabalho. Seu comportamento é equacionado e simulado no programa PSIM juntamente com os modelos hidrodinâmico-eletromecânico-MSC(com emulação de resistência) para a verificação de seu funcionamento.

O controle de filtro resetável insere um atraso variável dependente da frequência de translação do gerador na malha de controle. Isso dificulta sua utilização para diversas frequências de translação, pois impossibilita o ajuste do compensador PI para todos os casos de atraso. Como solução, elabora-se um controle Dead-Beat do

barramento DC que torna o controle indiferente para a variação da frequência de translação que também é uma contribuição deste trabalho. Sua teoria de funcionamento é desenvolvida assim como um modelo de simulação com os modelos anteriormente propostos.

No Capítulo 5 apresentam-se os resultados experimentais para uma das formas de controle propostas. A forma de controle testada é do GSC com filtro resetável. Para o arranjo experimental constrói-se um acionamento mecânico denominado “*Scotch Yoke*” que possibilita um acionamento com frequência de translação fixa e com deslocamento linear senoidal.

Também são projetados e montados os circuitos responsáveis pelos conversores GSC e MSC assim como os circuitos de controle e medição de correntes e tensões elétricas.

Realizam-se os testes para os controles típicos do GSC com compensadores atuando de forma rápida e lenta assim como para o método proposto com filtro resetável.

2 MÁQUINAS LINEARES

As máquinas lineares podem assumir diversas configurações construtivas assim como as máquinas rotativas. Dentre essas diversas configurações algumas se destacam como sendo as mais usuais e outras como sendo especiais. Dessa forma, são apresentadas as máquinas lineares mais comuns como as de indução, síncronas e de relutância variável e as especiais como a Vernier Hybrid Machine – VHM e a de fluxo transverso.

Nesse capítulo também é apresentada a modelagem de máquinas síncronas do sistema dq de coordenadas [10]. Também são apresentadas as características construtivas do gerador linear utilizado neste trabalho assim como é proposto um método para o levantamento de seus parâmetros elétricos.

2.1 TIPOS DE MÁQUINAS LINEARES

As máquinas lineares podem ser subdivididas nos seguintes tipos [10]:

- Máquinas Lineares de Indução;
- Máquinas Lineares Síncronas;
- Máquinas Lineares de Relutância Variável Síncronas.

2.1.1 Máquinas Lineares de Indução

As máquinas lineares de indução podem ser caracterizadas pelos diversos tipos de transladores. Na Figura 14 é mostrada uma máquina de indução planar com primário simples. Nesse tipo de translador o enrolamento é composto por uma placa de alumínio sólida e com um núcleo ferromagnético por onde as linhas de campo do estator se fecham.

Núcleo Primário com
Enrolamento Trifásico

Figura 14 – Máquina Linear Planar de Indução com Primário Simples

Fonte: Adaptado de [10]

Na Figura 15, é mostrada uma máquina linear semelhante à da Figura 14, porém ao invés de um núcleo ferromagnético utiliza-se um primário duplo no estator.

Núcleo Primário com
Enrolamento Trifásico

Figura 15 – Máquina Linear Planar de Indução com Primário Duplo

Fonte: Adaptado de [10]

Além do secundário composto por uma placa sólida de alumínio pode-se utilizar uma configuração em escada como mostrado na Figura 16.

Figura 16 – Máquina Linear Planar de Indução com Secundário em Escada (Ladder)

Fonte: Adaptado de [10]

As máquinas lineares de indução também podem apresentar uma configuração cilíndrica como mostrado na Figura 17, denominada “*Máquina Linear Tubular*”.

Figura 17 – Máquina Linear Tubular

Fonte: Adaptado de [10]

2.1.2 Máquinas Lineares Síncronas

As máquinas lineares síncronas são compostas por um campo magnético gerado no secundário através de ímãs. Na Figura 18 é mostrada a máquina linear síncrona planar com primário simples onde as linhas de campo se fecham através de um núcleo ferromagnético no primário e no secundário.

Figura 18 – Máquina Linear Síncrona Planar de Primário Simples

Fonte: Adaptado de [10]

O arranjo Halbach é mostrado na Figura 19 e suas características de fluxo magnético são mostradas na Figura 20. Esse tipo de arranjo tem como principal vantagem o aumento do campo magnético em até duas vezes quando comparado com o arranjo da Figura 18 e a diminuição do campo magnético do lado oposto.

Figura 19 – Arranjo Halbach

Fonte: Próprio autor

Figura 20 – Exemplo de Fluxos para Arranjo Halbach [11]

Fonte: [11]

Essas características do arranjo Halbach otimizam o dimensionamento do núcleo ferromagnético ou até tornam a sua utilização desnecessária uma vez que ele não é necessário para que ocorra o fechamento das linhas de fluxo magnético como na máquina da Figura 18, porém tornam a montagem dos ímãs permanentes mais complexa e aumentam a sua quantidade.

Na Figura 21 encontra-se um arranjo semelhante ao da Figura 18, porém nesse caso é utilizado um secundário duplo.

Figura 21 – Máquina Linear Planar com Secundário Duplo

Fonte: Adaptado de [10]

Além das máquinas com enrolamentos distribuídos existem também máquinas com enrolamentos concentrados. Esse tipo de máquina é mostrado na Figura 22. As máquinas de enrolamentos concentrados também podem apresentar um passo fracionário, sendo que a vantagem desse tipo construtivo é a diminuição das forças de relutância.

Figura 22 – Máquina Linear Planar com $q=6$ ranhuras/ 8 pólos

Fonte: Adaptado de [10]

Uma das desvantagens da máquina com enrolamentos concentrados é a grande quantidade de harmônicas presentes na tensão induzida que consequentemente aumenta as perdas no núcleo ferromagnético. No entanto, sua vantagem é a simplicidade construtiva e a menor quantidade de cobre para o fechamento dos enrolamentos.

2.1.3 Máquinas de Relutância Variável Síncronas

As máquinas lineares de relutância variável são constituídas por um primário curto com os enrolamentos trifásicos capazes de gerar o campo magnético trafegante. O secundário da máquina é composto por um núcleo de material ferromagnético sem

enrolamentos. A força da máquina é produzida pela força de relutância resultante da diferença entre as indutâncias de eixo direto e quadratura da máquina.

Um exemplo de máquina de relutância variável é mostrado na Figura 23.

Figura 23 – Máquina de Relutância Variável

Fonte: Adaptado de [10]

2.1.4 Máquinas de Relutância Variável com Ímãs Permanentes - Vernier Hybrid Machine

A máquina denominada “*Vernier Hybrid Machine*” [12] é mostrada na Figura 24. Esse tipo de máquina é uma associação da máquina de relutância variável com a de ímãs permanentes. Ela é baseada em um efeito denominado de engrenagem magnética [12] onde uma baixa velocidade no transladador produz uma elevada variação do fluxo da máquina. Pode-se observar que essa variação elevada de fluxo é produzida pelas saliências do transladador e também pela aplicação de ímãs.

Figura 24 – Vernier Hybrid Machine (VHM)

Fonte: Adaptado de [12]

Na Figura 24 é mostrada somente uma fase do gerador sendo que para uma máquina trifásica deve haver mais dois conjuntos de enrolamentos com ímãs permanentes deslocados de 120° elétricos.

Observa-se também que a máquina tem características construtivas simples tanto no arranjo de seus enrolamentos quanto na construção do transladador.

2.1.5 Máquinas de Fluxo Transverso

As máquinas de fluxo transversal têm como sua principal característica a direção do seu principal fluxo magnético que é perpendicular ao movimento de translação, sendo que o fluxo apresenta uma distribuição tridimensional [12]. A Figura 25 mostra a configuração tridimensional para uma fase desse tipo de máquina elétrica. Pode-se observar que a máquina tem uma característica construtiva diferente das máquinas já apresentadas e isso gera uma série de dificuldades por causa dos esforços tridimensionais durante seu projeto mecânico.

Figura 25 - Vista Isométrica da Máquina de Fluxo Transversal

Fonte: Adaptado de [12]

Nas Figura 26 e Figura 27 pode-se observar como ocorrem os fluxos tridimensionais na máquina pelos seus cortes frontal e lateral. Nas figuras são mostrados os caminhos do fluxo magnético nesses cortes. Os fluxos tridimensionais das máquinas de fluxo transversal não permitem a utilização das laminações do núcleo que são usuais das máquinas de fluxo longitudinal, dessa forma, materiais novos são estudados para a utilização eficiente desses tipos de máquinas como materiais magnéticos moles sinterizados [13].

Figura 26 - Vista Frontal da LTFM

Fonte: Adaptado de [12]

Figura 27 - Vista Lateral da LTFM

Fonte: Adaptado de [12]

As vantagens da máquina de fluxo transverso estão na sua alta densidade de força específica que está entre três à cinco vezes às de outras máquinas [14]. Isso ocorre porque o projeto dos enrolamentos da máquina é independente do formato do núcleo.

2.2 MODELAGEM NO SISTEMA DQ DE COORDENADAS PARA MÁQUINAS SÍNCRONAS

O equacionamento elétrico das máquinas síncronas é um tema consolidado nas disciplinas de estabilidade de sistemas de potência e controle de máquinas elétricas [15] [16] [17].

O modelo assumido a seguir é específico para máquinas com pólos lisos, não são considerados os efeitos da saturação do núcleo e são considerados os efeitos dos enrolamentos amortecedores. A seguir segue um descritivo justificando as hipóteses assumidas:

- Pólos Lisos: O núcleo ferromagnético do gerador não apresenta uma relutância variável;
- Efeitos de Saturação: A máquina apresenta núcleo de ar no translador;
- Enrolamentos Amortecedores: A máquina apresenta uma matriz em alumínio onde foram posicionados os ímãs permanentes.

As características construtivas do gerador são apresentadas no Capítulo 2.3.

O modelo utilizado tem como base o sistema de coordenadas dq. Nesse sistema de coordenadas é possível controlar diretamente a força do gerador pelas correntes i_d

e i_q . No Apêndice A mostra-se passo a passo a obtenção do modelo no sistema dq de coordenadas. Essa demonstração é realizada com uma abordagem diferente do comumente utilizado. Utilizam-se identidades trigonométricas no equacionamento ao invés de vetores espaciais. O modelo equivalente da máquina elétrica no sistema dq, no domínio da frequência obtido no Apêndice A é mostrado na Figura 28, Figura 29 e Figura 30.

Figura 28 - Modelo Equivalente para Eixo Direto (d) da Máquina Síncrona

Fonte: Apêndice A, Adaptado de [15] [16] [17]

Figura 29 - Modelo Equivalente para Eixo em Quadratura (q) da Máquina Síncrona

Fonte: Apêndice A, Adaptado de [15] [16] [17]

Conforme apresentado no Apêndice A definem-se as seguintes variáveis:

$$K_1 = \frac{3}{2} \frac{L_{kd}^2}{L_{kkd}} \quad (2.1)$$

$$K_2 = \frac{r_{kd}}{L_{kkd}} \quad (2.2)$$

$$K_3 = l_p - l_m \quad (2.3)$$

$$K_4 = \frac{3}{2} \frac{L_{kq}^2}{L_{kkq}} \quad (2.4)$$

$$K_5 = \frac{r_{kq}}{L_{kkq}} \quad (2.5)$$

Onde,

l_p : indutância própria dos enrolamentos de fase

l_m : indutância mútua entre os enrolamentos de fase

r_{kd} : resistência elétrica de eixo direto do enrolamento amortecedor

r_{kq} : resistência elétrica de eixo em quadratura do enrolamento amortecedor

L_{kkq} : indutância própria de eixo em quadratura do enrolamento amortecedor

L_{kkd} : indutância própria de eixo direto do enrolamento amortecedor

L_{kd} : indutância mútua do enrolamento de fase com o enrolamento amortecedor de eixo direto

L_{kq} : indutância mútua do enrolamento de fase com o enrolamento amortecedor de eixo em quadratura

Na Figura 30 é mostrado o cálculo da força produzida pelo gerador F_g relacionada com as grandezas de correntes e fluxos em eixos diretos e em quadraturas.

Figura 30 - Modelo Equivalente para Cálculo da Força da Máquina Síncrona

Fonte: Apêndice A, Adaptado de [15] [16] [17]

Na Figura 30 a variável $L_{pólos}$ corresponde à largura entre os pares de pólos do gerador linear.

2.3 OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS DA MÁQUINA LINEAR UTILIZADA PARA REALIZAÇÃO DE TESTES EXPERIMENTAIS

Para o desenvolvimento da parte experimental deste trabalho utiliza-se o gerador linear descrito em [8]. O levantamento dos parâmetros do modelo dq mostrado na seção 2.2 (detalhado no Apêndice A), e a validação do modelo são fundamentais para seu uso nas simulações da sua operação junto aos conversores usando estratégias de controle propostas.

Essa seção tem a finalidade de expor as principais características construtivas do gerador, levantar o fluxo λ_{PM} dos ímãs permanentes e as constantes características do modelo elétrico dq (K_1, K_2, K_3, K_4 e K_5).

Para a medição do fluxo λ_{PM} realiza-se um ensaio em vazio do gerador no capítulo 2.3.1. Para o cálculo do fluxo dos ímãs permanentes demonstra-se que são necessárias as medições da tensão terminal do gerador e de sua velocidade. Para a medição de velocidade é elaborado um circuito baseado em um sensor óptico. No ajuste dos valores estimados para λ_{PM} para os pontos de tensão terminal do gerador medida é utilizado o programa Excel com seu módulo Solver de otimização.

Nas medições das constantes características da máquina elétrica no modelo dq é realizada a injeção de corrente entre as fases A e B da máquina na seção 2.3.2. Esse método foi desenvolvido durante este trabalho e apresenta algumas vantagens como a detecção da posição da máquina nos eixos d e q através da medição da tensão terminal da fase C e utilização de uma fonte monofásica para a injeção das correntes. Mostra-se o equacionamento e a comprovação teórica do método assim como ele é aplicado para as medições. Para os ajustes dos valores estimados na medição em resposta em frequência da máquina também é utilizado o Excel e seu módulo Solver.

As simulações dos conversores desenvolvidas neste trabalho necessitam do modelo da máquina elétrica. Dessa forma, para que seja possível a implementação das simulações com o gerador, a parte experimental da máquina é apresentada neste capítulo a fim de levantar seus parâmetros elétricos.

O modelo desenvolvido ao final deste capítulo na seção 2.3.3 no programa PSIM será utilizado nas demais simulações dos conversores propostos.

A seguir mostram-se as características construtivas do gerador linear utilizado. Na Tabela 1 são identificadas as características dos materiais construtivos do gerador.

Tabela 1 – Principais características do Gerador Linear

Ímãs Permanentes	
Dimensões [mm]	25,4 x 25,4 x 6,35
Fabricante	Magtek
Material	NdFeB
Enrolamentos	
Bitola	AWG 18
Espiras	89
Material	Cobre
Passo Polar [mm]	76,2
Estrutura em Aço	
Espessura [mm]	3,96
Material	Aço 1020

Na Figura 31 e Figura 32 podem ser visualizadas as dimensões da vista superior e inferior do transladador do gerador, cuja foto correspondente é mostrada na Figura 33.

Figura 31 – Vista Superior do Transladador
Fonte: Próprio autor

Figura 32 – Vista Inferior do Transladador

Fonte: Próprio autor

Figura 33 – Transladador do Gerador Linear

Fonte: Próprio autor

Na Figura 34 e na Figura 35 são mostradas as dimensões da vista superior e inferior do núcleo ferromagnético onde são fixados os ímãs permanentes do gerador linear. A foto corresponde do estator encontra-se na Figura 36.

Figura 34 - Vista Inferior da Estrutura com os Ímãs Permanentes

Fonte: Próprio autor

Figura 35 – Vista Superior da Estrutura com os Ímãs Permanentes

Fonte: Próprio autor

Figura 36 – Estator do Gerador Linear

Fonte: Próprio autor

Na Figura 37 encontra-se uma vista lateral da máquina onde se pode observar a montagem do gerador com seu estator e seu transladador. Nessa figura observam-se alguns detalhes como a distância do entreferro e a disposição dos enrolamentos de fase.

Figura 37 – Vista Lateral do Gerador Linear

Fonte: Próprio autor

2.3.1 Medição do Fluxo dos Ímãs Permanentes.

Para a medição do fluxo resultante dos ímãs permanentes na máquina (λ_{PM}) é realizado um ensaio com a máquina em movimento e sem correntes de fase. Nessa condição de operação as tensões de eixo direto e em quadratura são:

$$\lambda_d = \lambda_{PM} \quad (2.6)$$

$$\lambda_q = 0 \quad (2.7)$$

$$e_d = \lambda_q \omega = 0 \quad (2.8)$$

$$e_q = \lambda_d \omega = \lambda_{PM} \omega \quad (2.9)$$

Através da Equação (2.9) e da transformação dq inversa pode-se obter a tensão na fase A (tendo como referência o neutro do gerador) durante o ensaio indicada na Equação (2.10):

$$e_a = -\sin(\theta) \lambda_{PM} \frac{d\theta}{dt} \Leftrightarrow \lambda_{PM} = \frac{e_a}{-\sin(\theta) \frac{d\theta}{dt}} \quad (2.10)$$

Através da Equação (2.10) verifica-se para a medição do fluxo dos ímãs permanentes λ_{PM} devemos também saber o ângulo elétrico θ e a velocidade $\frac{d\theta}{dt}$ para determinada tensão de fase induzida pelo gerador.

Como será demonstrado a seguir são realizadas as medições da tensão de fase do gerador e sua velocidade através de um sensor óptico. A posição θ inicial será estimada em conjunto com a variável λ_{PM} para a minimização dos erros das tensões calculadas e medidas através do programa Excel e seu módulo de otimização Solver.

O sensor óptico utilizado para a determinação da velocidade da máquina é o OPB608V juntamente com comparadores analógicos LM339 a fim de transformar os sinais analógicos do sensor óptico para sinais digitais. O diagrama do circuito utilizado é mostrado na Figura 38.

Figura 38 - Circuito Utilizado para Encoder Reflexivo

Fonte: Próprio autor

No translador da máquina fixou-se um padrão impresso para que o sensor pudesse gerar uma forma de onda com período proporcional a velocidade de translação conforme mostrado na Figura 39.

Figura 39 – Padrão Impresso para sensor de velocidade do Gerador Linear

Fonte: Próprio autor

A distância entre cada par de pólos da máquina é de 76,2mm e para que cada passo do sensor incremental fosse um múltiplo inteiro dessa distância foi utilizada uma distância de passo d de 4,01mm.

Na Figura 40 são mostrados os sinais da tensão induzida na fase A e os sinais do sensor óptico de velocidade que foram obtidos através de medições com osciloscópio e transferidos para o programa Excel.

Figura 40 - Resultados de Medição de Tensão na Fase A e dos Sensores de Posição Incrementais

Fonte: Próprio autor

O sensor de posição permite a estimação da velocidade da máquina. No final de cada período da forma de onda do sensor pode-se calcular a velocidade da máquina (em tempo discreto) através do tempo desse período e da distância física do passo do padrão impresso de 4,01mm. Com o padrão também é possível calcular o avanço do passo do ângulo elétrico da máquina que corresponde a $\Delta\theta = \frac{d}{L_{pólos}} 360^\circ = 18,9474^\circ$.

Na determinação do fluxo λ_{PM} utiliza-se um método de otimização que minimiza os erros das tensões e_a medidas e calculadas ao final de cada período de medição da velocidade. Na Equação (2.11) mostra-se o cálculo do primeiro valor da tensão e_a .

$$e_{a_1} = -\text{sen}(\theta_1) \lambda_{PM} \frac{d\theta_1}{dt} \quad (2.11)$$

Para e_{a_1} o valor de $d\theta_1/dt$ é obtido pelo sensor de velocidade, no entanto não é possível saber de imediato os valores de λ_{PM} e do ângulo inicial θ_1 . Dessa forma, esses valores são estimados inicialmente pelo programa Solver.

$$e_{a_2} = -\text{sen}(\theta_1 + \Delta\theta) \lambda_{PM} \frac{d\theta_2}{dt} \quad (2.12)$$

Para o segundo valor de e_a , o ângulo θ é obtido somando o valor $\Delta\theta$ do passo do sensor óptico ao ângulo anterior θ_1 e, novamente o valor de $d\theta_2/dt$ é obtido pelo sensor de velocidade. Os demais valores de e_a são calculados de forma semelhante ao método aplicado para o segundo ponto.

Os valores calculados com base na estimação de λ_{PM} e do ângulo inicial θ_1 resultam em uma série de valores $e_{a_{calculado}}$ que quando subtraídos dos valores medidos $e_{a_{medido}}$ geram um valor de erro. O programa Solver atua de forma a minimizar esses erros. Ao fazer isso, o programa estima os valores de λ_{PM} e do ângulo inicial θ_1 que melhor se adequam aos valores experimentais.

Na Tabela 2 mostram-se os resultados das medições e da otimização para $\lambda_{PM} = 0,5155 \text{ Wb}$ e ângulo inicial $\theta_1 = 0,175694 \text{ rad}$. Na Figura 40 também foram exibidas as tensões $e_{a_{calculado}}$, $e_{a_{medido}}$ a velocidade do sensor, o ângulo θ e o erro resultante da diferença de $e_{a_{calculado}}$ com $e_{a_{medido}}$ elevado ao quadrado.

Tabela 2 - Resultados da otimização do modelo em vazio do gerador linear

Tempo [s]	$e_{a_{medido}}$ [V]	θ [rad]	Velocidade [rad/s]	$e_{a_{calculado}}$ [V]	Erro ²
0,03008	5,6	0,175694	47,78812		
0,03668	14,4	0,506388	50,10515	12,5277226	3,505423
0,04308	22	0,837082	51,67093	19,78262138	4,916768
0,04912	27,6	1,167776	54,75063	25,96266193	2,680876
0,05508	30	1,49847	55,48562	28,52805853	2,166612
0,06076	29,6	1,829164	58,22077	29,01663254	0,340318
0,0662	25,2	2,159858	60,78933	26,05545766	0,731808
0,0716	18,4	2,490552	61,23962	19,13129539	0,534793
0,0768	8,8	2,821246	63,59492	10,3232891	2,32041
0,08196	-1,2	3,15194	64,08798	-0,341830783	0,736454
0,08708	-11,6	3,482634	64,58874	-11,1362873	0,215029
0,09204	-21,2	3,813328	66,672	-21,3896318	0,03596
0,09692	-28,8	4,144022	67,76524	-29,44084821	0,410686
0,10188	-33,2	4,474715	66,67225	-33,40336275	0,041356
0,10668	-34,8	4,805409	68,89458	-35,36161165	0,315408
0,1164	-26	5,466797	67,21422	-25,24787295	0,565695
0,1212	-16,4	5,797491	68,89458	-16,57926149	0,032135
0,13088	6,4	6,458879	67,76494	6,105959703	0,08646
0,13572	17,6	6,789573	68,32542	17,08331326	0,266965
0,14056	26,8	7,120267	68,3252	26,15883819	0,411088
0,14556	32,8	7,450961	66,13859	31,36281377	2,065504
0,15044	34,8	7,781655	67,76537	34,84172031	0,001741

0,15548	33,2	8,112349	65,61368	32,70118288	0,248819
0,16036	28	8,443043	67,76516	29,04542821	1,09292
0,16528	20,8	8,773737	67,21443	20,99782994	0,039137
0,17044	10,4	9,104431	64,08798	10,40332711	1,11E-05
0,17552	1,2	9,435125	65,09724	-0,347213945	2,393871
0,18076	-9,2	9,765819	63,10935	-10,88121208	2,826474
0,1862	-18,4	10,09651	60,78951	-19,50241653	1,215322
0,19168	-24,8	10,42721	60,34544	-26,21728932	2,008709
0,19724	-28,8	10,7579	59,47733	-29,79864577	0,997293
0,20308	-28,8	11,08859	56,62568	-29,06433834	0,069875
0,209	-26,4	11,41929	55,86061	-26,24964711	0,022606
0,21512	-21,2	11,74998	54,03482	-20,29725779	0,814943
0,22164	-13,2	12,08068	50,71993	-12,20559128	0,988849
0,22824	-4,8	12,41137	50,10515	-3,987514886	0,660132
0,23512	3,2	12,74206	48,06598	4,330985289	1,279128
0,24236	10,4	13,07276	45,67596	11,42029961	1,041011
0,2498	16	13,40345	44,44811	17,01730872	1,034917
0,25796	19,2	13,73415	40,52622	19,21747047	0,000305
0,26632	20	14,06484	39,55677	20,33820196	0,114381
0,2752	18,4	14,39553	37,24031	18,56018838	0,02566
0,28472	15,2	14,72623	34,73676	14,88883295	0,096825

2.3.2 Método de Medição Desenvolvido a partir da Resposta em Frequência.

Existem vários métodos para a obtenção das características de geradores síncronos com excitação independente, já consolidados na prática e na literatura [17], [18]. Dois desses métodos consistem na obtenção dos parâmetros da máquina através de ensaios de curto-circuito/vazio e de ensaios de resposta em frequência.

Para o gerador síncrono de ímas permanentes ainda não existe um método normatizado para o levantamento de seus parâmetros [19].

Em [19] o levantamento dos parâmetros são realizados através de uma resposta ao degrau de tensão e verifica-se a resposta de primeira ordem característica de um circuito RL. Para esse caso considerou-se que o gerador não apresenta os efeitos de enrolamentos amortecedores.

O método utilizado para a determinação dos parâmetros do gerador linear foi realizado com base no levantamento da resposta em frequência de suas impedâncias de eixo direto e em quadratura a fim de verificar se existe alguma influência dos enrolamentos amortecedores.

A resposta em frequência foi obtida através de um gerador de sinais e de um amplificador operacional de potência LM675. Este componente é capaz de fornecer tensões de até $\pm 30V$ com corrente de até 3A. Durante o ensaio o gerador é mantido estático e com isso a posição θ é mantida constante.

A Figura 41 mostra o arranjo utilizado para as medições. A injeção de corrente do amplificador é realizada entre as fases A e B. A tensão e_a é medida para o levantamento das curvas de resposta em frequência e a tensão e_c é medida para auxiliar na identificação da posição do translador como será demonstrado no equacionamento a seguir.

Figura 41 - Arranjo para Teste de Resposta em Frequência

Fonte: Próprio autor

Para o ensaio, as correntes i_d e i_q são determinadas através da Equação (2.13):

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ -i \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Desenvolvendo a corrente i_q , tem-se:

$$i_q = \frac{2}{3} (-\sin(\theta) \times i + \sin(\theta - 120^\circ) \times i) \quad (2.14)$$

$$i_q = \frac{2}{3} (-\sin(\theta) \times i + (\sin(\theta) \cos(120^\circ) - \cos(\theta) \sin(120^\circ)) \times i) \quad (2.15)$$

$$i_q = \frac{2}{3} \left(-\sin(\theta) \times i + \left(-\frac{1}{2} \sin(\theta) - \cos(\theta) \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \times i \right) \quad (2.16)$$

$$i_q = -\frac{2\sqrt{3}}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \text{sen}(\theta) \times i + \frac{1}{2} \cos(\theta) \times i \right) \quad (2.17)$$

$$i_q = -\frac{2\sqrt{3}}{3} i \times \text{sen}(\theta + 30^\circ) \quad (2.18)$$

Desenvolvendo a corrente i_d , tem-se:

$$i_d = \frac{2}{3} (\cos(\theta) \times i - \cos(\theta - 120^\circ) \times i) \quad (2.19)$$

$$i_d = \frac{2}{3} (\cos(\theta) \times i - (\cos(\theta) \cos(120^\circ) + \text{sen}(\theta) \text{sen}(120^\circ)) \times i) \quad (2.20)$$

$$i_d = \frac{2}{3} \left(\cos(\theta) \times i - \left(-\frac{1}{2} \cos(\theta) - \text{sen}(\theta) \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \times i \right) \quad (2.21)$$

$$i_d = \frac{2}{3} \left(\frac{3}{2} \cos(\theta) \times i - \frac{\sqrt{3}}{2} \text{sen}(\theta) \times i \right) \quad (2.22)$$

$$i_d = \frac{2\sqrt{3}}{3} i \times \cos(\theta + 30^\circ) \quad (2.23)$$

Para o levantamento das respostas em frequência de forma independente para os eixos d e q a corrente i_q deve ser nula para o levantamento das impedâncias de eixo direto e i_d deve ser nulo para a medição das impedâncias do eixo em quadratura.

Através das Equações (2.18) e (2.23) podemos observar que:

- Para $i_q = 0$, temos $\theta = -30^\circ$ e $\theta = 150^\circ$
- Para $i_d = 0$, temos $\theta = 60^\circ$ e $\theta = -120^\circ$

A seguir é realizado o equacionamento da tensão induzida na fase C (e_c) durante os testes. A finalidade desse equacionamento é demonstrar que as posições para $i_q = 0$ e $i_d = 0$ podem ser encontradas de forma prática com a medição da tensão da fase C.

As tensões de fase são mostradas na Equação (2.24):

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta + 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Considerando a posição em que é injetada somente corrente i_d ($\theta = -30^\circ$) teremos somente tensão e_d sendo induzida na máquina. Lembrando que quando a máquina está parada não existe acoplamento entre as tensões induzidas entre os eixos d e q pois elas são dependentes da velocidade de translação da máquina ($\omega\lambda$).

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(-30^\circ) & -\sin(-30^\circ) \\ \cos(-150^\circ) & -\sin(-150^\circ) \\ \cos(90^\circ) & -\sin(90^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Com isso, as tensões de fase correspondem à:

$$\begin{aligned} e_a &= \frac{\sqrt{3}}{2} e_d \\ e_b &= -\frac{\sqrt{3}}{2} e_d \\ e_c &= 0 \end{aligned} \quad (2.26)$$

O mesmo equacionamento pode ser realizado considerando a posição em que é injetada somente corrente i_q ($\theta = 60^\circ$) onde teremos somente tensão e_q sendo induzida na máquina.

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(60^\circ) & -\sin(60^\circ) \\ \cos(-60^\circ) & -\sin(-60^\circ) \\ \cos(180^\circ) & -\sin(180^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ e_q \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Com isso, as tensões de fase correspondem à:

$$\begin{aligned} e_a &= -\frac{\sqrt{3}}{2} e_q \\ e_b &= \frac{\sqrt{3}}{2} e_q \\ e_c &= 0 \end{aligned} \quad (2.28)$$

A seguir é realizado o equacionamento para as demais posições da máquina em que são injetadas correntes i_d e i_q , lembrando que a velocidade é nula.

$$\begin{aligned} e_d(s) &= i_d(s) \times G_d(s) \\ e_q(s) &= i_q(s) \times G_q(s) \end{aligned} \quad (2.29)$$

Onde,

$G_d(s)$: Função de transferência equivalente de eixo direto

$G_q(s)$: Função de transferência equivalente do eixo em quadratura.

As funções de transferência $G_d(s)$ e $G_q(s)$ são:

$$G_d(s) = -i_d s \left(\frac{K_1 s}{K_2 + s} + K_3 \right) \quad (2.30)$$

$$G_q(s) = -i_q s \left(\frac{K_4 s}{K_5 + s} + K_3 \right) \quad (2.31)$$

Realizando o equacionamento das tensões de fase, tem-se:

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta + 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \frac{2\sqrt{3}}{3} \cos(\theta + 30^\circ) \times G_d(s) \\ -i \frac{2\sqrt{3}}{3} \sin(\theta + 30^\circ) \times G_q(s) \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

$$\begin{aligned} e_c(s) &= \cos(\theta + 120^\circ) \times i \frac{2\sqrt{3}}{3} \cos(\theta + 30^\circ) \times G_d(s) + \sin(\theta + 120^\circ) \\ &\quad \times i \frac{2\sqrt{3}}{3} \sin(\theta + 30^\circ) \times G_q(s) \end{aligned} \quad (2.33)$$

$$\begin{aligned} &\cos(\theta + 120^\circ) \cos(\theta + 30^\circ) \\ &= (\cos(\theta) \cos(120^\circ) - \sin(\theta) \sin(120^\circ)) (\cos(\theta) \cos(30^\circ) \\ &\quad - \sin(\theta) \sin(30^\circ)) \end{aligned} \quad (2.34)$$

$$\cos(\theta + 120^\circ) \cos(\theta + 30^\circ) = -\frac{1}{2} \cos(2\theta - 30^\circ) \quad (2.35)$$

$$\begin{aligned} &\sin(\theta + 120^\circ) \sin(\theta + 30^\circ) \\ &= (\sin(\theta) \cos(120^\circ) + \cos(\theta) \sin(120^\circ)) (\sin(\theta) \cos(30^\circ) \\ &\quad + \cos(\theta) \sin(30^\circ)) \end{aligned} \quad (2.36)$$

$$\sin(\theta + 120^\circ) \sin(\theta + 30^\circ) = \frac{1}{2} \cos(2\theta - 30^\circ) \quad (2.37)$$

$$e_c(s) = i\sqrt{3} \cos(2\theta - 30^\circ) \times (G_d(s) - G_q(s)) \quad (2.38)$$

Pode-se observar através da Equação (2.38) que caso exista uma diferença entre as funções de transferência de eixo direto e em quadratura será induzida uma tensão na fase C a não ser que $\theta = -30^\circ, 150^\circ, 60^\circ, -120^\circ$.

Mesmo que a máquina elétrica seja de pólos lisos, as características anisotrópicas dos ímãs utilizados permite que exista uma pequena diferença entre as funções de transferência dos eixos direto e em quadratura [20]. Dessa forma, a tensão e_c poderá ser observada nos ângulos diferentes dos já indicados para $e_c = 0$.

Durante o posicionamento do transladador para o ensaio também é necessário diferenciar o eixo d e q uma vez que a medição da tensão e_c não permite essa diferenciação. No eixo d a corrente não gera força alguma na máquina enquanto que para o eixo q a corrente senoidal gera uma vibração na máquina, pois ela é que produz força magnética conforme pode ser identificado na Figura 30.

Para ambas as posições d e q foram realizadas medições com a variação da frequência da corrente entre as fases A e B. Os resultados das medições são mostrados na Figura 42, Figura 43, Figura 44 e Figura 45.

Figura 42 – Magnitude da Impedância medida e estimada para o eixo direto

Fonte: Próprio autor

Figura 43 – Fase da Impedância medida e estimada para o eixo direto

Fonte: Próprio autor

Figura 44 – Magnitude da Impedância medida e estimada para o eixo em quadratura

Fonte: Próprio autor

Figura 45 – Fase da Impedância medida e estimada para o eixo em quadratura

Fonte: Próprio autor

Pelos dados medidos é possível afirmar que a resposta em frequência apresenta somente um zero, que é característico de um circuito RL. Isso indica que não existe a presença do efeito dos enrolamentos amortecedores. Caso o efeito dos enrolamentos amortecedores fosse significativo seria possível observar a presença de outros pólos e zeros. Portanto, a modelagem do gerador utilizado é possível utilizando-se somente as variáveis K_3 e r do modelo mostrado na Figura 28 e na Figura 29.

Observou-se uma alteração da resposta da fase quanto ao comportamento do circuito RL que pode ter sido causado por erros de medições nas frequências mais altas assim como efeitos não previstos como a capacitância dos enrolamentos e do efeito pelicular.

Para a determinação das melhores variáveis K_3 e r que minimizam os erros do modelo estimado com os dados medidos utilizou-se novamente o programa Excel com seu módulo Solver de otimização.

A função objetivo do programa Solver foi a minimização dos erros entre as impedâncias calculadas através das variáveis variáveis estimadas pelo Solver K_3 e r ($Z_{estimado}$) e as impedâncias medidas através do método de injeção de corrente entre as Fases A e B (Z_{medido}). Os valores obtidos experimentalmente são a corrente i , a tensão entre os terminais A e B e_{ab} , a frequência f e o atraso entre i e

e_{ab} . Com isso, é possível calcular a impedância medida Z_{medido} . Os erros a serem minimizados correspondem à diferença ao quadrado dos valores $Z_{estimado}$ e Z_{medido} .

Os resultados dessa otimização são mostrados na Tabela 3 e Tabela 4. Os dados resultantes do modelo estimado também são plotados na Figura 42, Figura 43, Figura 44 e Figura 45 de resposta em frequência. As variáveis estimadas pelo programa Solver são $K_3 = 7,9 \text{ mH}$ e $r = 5,118 \Omega$.

Tabela 3 - Resultados das Medições de Resposta em Frequência para o Eixo D e resultados de otimização do Solver

f [Hz]	e_{ab} [V]	Atraso[us]	i [A]	Fase [°]	Z_{medido} [Ω]	$Z_{estimado}$ [Ω]	Erro
1	0,88	-0,5	0,078	0	5,64	5,12	0,27
5	0,88	-0,098	0,078	-3,6	5,64	5,12	0,27
10	0,88	-0,049	0,076	-3,6	5,79	5,14	0,42
30	0,9	-0,0152	0,076	-15,84	5,92	5,33	0,35
50	0,94	-0,0086	0,074	-25,2	6,35	5,69	0,44
80	1,02	-0,0051	0,07	-33,12	7,29	6,48	0,65
100	1,06	-0,0039	0,068	-39,6	7,79	7,13	0,44
200	1,28	-0,00176	0,054	-53,28	11,85	11,17	0,46
500	3,36	-0,0006	0,064	-72	26,25	25,35	0,80
1000	9,36	-0,0003	0,104	-72	45,00	49,93	24,28
2000	9,36	-0,000132	0,054	-84,96	86,67	99,46	163,68
3000	9,28	-0,000088	0,038	-84,96	122,11	149,08	727,68
5000	9,12	-0,000054	0,024	-82,8	190,00	248,37	3407,55
7000	9,2	-0,000039	0,0176	-81,72	261,36	347,69	7451,85
10000	9,12	-0,000026	0,0128	-86,4	356,25	496,67	19717,58
50000	9,2	-0,000006	0,00184	-72	2500,00	2483,22	281,57
Erro TotalEixo D->							31778,28

Tabela 4 - Resultados das Medições de Resposta em Frequência para o Eixo Q e resultados de otimização do Solver

f [Hz]	e_{ab} [V]	Atraso[us]	i [A]	Fase [°]	Z_{medido} [Ω]	$Z_{estimado}$ [Ω]	Erro
1	1,18	-0,5000	0,11	0,00	5,46	5,12	0,12
5	2,50	-0,1000	0,22	0,00	5,79	5,12	0,44
10	3,08	-0,0500	0,27	0,00	5,66	5,14	0,27
20	3,08	-0,0236	0,27	-10,08	5,75	5,21	0,28
30	3,12	-0,0150	0,26	-18,00	5,91	5,33	0,33
40	3,20	-0,0110	0,26	-21,60	6,25	5,49	0,58
50	3,40	-0,0087	0,25	-23,40	6,85	5,69	1,36
60	3,40	-0,0071	0,25	-26,64	6,85	5,92	0,87
70	3,40	-0,0059	0,25	-31,32	6,85	6,19	0,45

80	3,48	-0,0049	0,25	-38,88	6,96	6,48	0,23
90	3,60	-0,0044	0,24	-37,44	7,38	6,80	0,34
100	3,72	-0,0038	0,24	-43,20	7,75	7,13	0,38
200	6,08	-0,0017	0,27	-59,04	11,34	11,17	0,03
500	7,20	-0,0006	0,15	-75,60	24,32	25,35	1,06
1000	7,52	-0,0003	0,08	-75,60	46,08	49,93	14,81
2000	7,40	-0,0001	0,04	-79,20	85,65	99,46	190,78
3000	7,32	-0,0001	0,03	-78,48	122,82	149,08	689,69
5000	7,24	-0,0001	0,02	-81,00	194,62	248,37	2889,12
7000	7,24	0,0000	0,01	-79,20	262,32	347,69	7287,85
10000	7,36	0,0000	0,01	-82,80	389,83	496,67	11414,53
50000	7,36	0,0000	0,00	-68,40	2555,56	2483,22	5232,44
Erro Total Eixo D->							27725,96

2.3.3 Modelo Elétrico Equivalente do Gerador Linear em Coordenadas abc

Para a representação do modelo elétrico equivalente do gerador linear de ímãs permanentes é comum a utilização do circuito mostrado na Figura 46 em coordenadas abc. Esse modelo apresenta uma representação simples da máquina no programa de simulação PSIM para o cálculo de suas tensões e correntes. Por isso, os parâmetros do modelo em coordenadas abc serão calculados a partir dos parâmetros dq levantados para o gerador linear. No entanto, a modelagem dq ainda será utilizada para o cálculo da força da máquina conforme Figura 30.

Figura 46 - Modelo Equivalente nas Coordenadas a,b,c

Fonte: Próprio autor

No modelo elétrico estão representadas as tensões induzidas pelo gerador v_a , v_b e v_c , sua resistência série R_g , sua indutância série L_g e suas tensões terminais e_a , e_b e e_c . A seguir demonstra-se a equivalência entre modelos dq e abc para o caso específico do gerador linear com ímãs permanentes.

Com o equacionamento comprova-se que para o caso do gerador com pólos lisos e com neutro isolado o circuito da Figura 46 representa o comportamento do gerador.

Para o circuito da Figura 46 as tensões v_{RL} nas coordenadas dq são dadas pelas Equações (2.39) e (2.40).

$$v_{RL_d} = -\frac{2}{3} \left(\left(R_g i_a + L_g \frac{di_a}{dt} \right) \cos(\theta) + \left(R_g i_b + L_g \frac{di_b}{dt} \right) \cos(\theta - 120^\circ) + \left(R_g i_c + L_g \frac{di_c}{dt} \right) \cos(\theta + 120^\circ) \right) \quad (2.39)$$

$$v_{RL_q} = -\frac{2}{3} \left(-\left(R_g i_a + L_g \frac{di_a}{dt} \right) \sin(\theta) - \left(R_g i_b + L_g \frac{di_b}{dt} \right) \sin(\theta - 120^\circ) - \left(R_g i_c + L_g \frac{di_c}{dt} \right) \sin(\theta + 120^\circ) \right) \quad (2.40)$$

Para a demonstração será determinada a função das tensões v_{RL_d} e v_{RL_q} do circuito com relação às suas correntes i_d e i_q . Com isso, será possível comparar o modelo do circuito elétrico equivalente com o modelo da máquina em coordenadas dq já desenvolvido como mostrado na Figura 28 e Figura 29.

Com a derivada das correntes i_d e i_q é possível através de algumas substituições converter as Equações (2.39) e (2.40) para coordenadas dq como é mostrado a seguir.

A definição da corrente i_d é mostrada na Equação (2.41).

$$i_d = \frac{2}{3} (i_a \cos(\theta) + i_b \cos(\theta - 120^\circ) + i_c \cos(\theta + 120^\circ)) \quad (2.41)$$

Derivando ambos os termos de (2.41), tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} = \frac{2}{3} & \left(\frac{di_a}{dt} \cos(\theta) + \frac{di_b}{dt} \cos(\theta - 120^\circ) + \frac{di_c}{dt} \cos(\theta + 120^\circ) \right) \\ & + \frac{d\theta}{dt} \frac{2}{3} (-i_a \sin(\theta) - i_b \sin(\theta - 120^\circ) - i_c \sin(\theta + 120^\circ)) \end{aligned} \quad (2.42)$$

Na Equação (2.42) observa-se um termo corresponde à i_q como mostrado na Equação (2.43).

$$\frac{di_d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} i_q = \frac{2}{3} \left(\frac{di_a}{dt} \cos(\theta) + \frac{di_b}{dt} \cos(\theta - 120^\circ) + \frac{di_c}{dt} \cos(\theta + 120^\circ) \right) \quad (2.43)$$

A definição da corrente i_q com relação às corrente i_a , i_b e i_c é mostrada na Equação (2.44).

$$i_q = \frac{2}{3} (-i_a \sin(\theta) - i_b \sin(\theta - 120^\circ) - i_c \sin(\theta + 120^\circ)) \quad (2.44)$$

Derivando ambos os termos da Equação (2.44), tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{di_q}{dt} = \frac{2}{3} & \left(-\frac{di_a}{dt} \sin(\theta) - \frac{di_b}{dt} \sin(\theta - 120^\circ) - \frac{di_c}{dt} \sin(\theta + 120^\circ) \right) \\ & + \frac{d\theta}{dt} \frac{2}{3} (-i_a \cos(\theta) - i_b \cos(\theta - 120^\circ) - i_c \cos(\theta + 120^\circ)) \end{aligned} \quad (2.45)$$

Na Equação (2.45) observa-se um termo corresponde à i_d como mostrado na Equação (2.46).

$$\frac{di_q}{dt} + \frac{d\theta}{dt} i_d = \frac{2}{3} \left(-\frac{di_a}{dt} \sin(\theta) - \frac{di_b}{dt} \sin(\theta - 120^\circ) - \frac{di_c}{dt} \sin(\theta + 120^\circ) \right) \quad (2.46)$$

Substituindo as Equações (2.43) em (2.39) e (2.46) em (2.40) obtém-se finalmente as tensões do circuito elétrico somente em função das correntes i_d e i_q como mostrado nas Equações (2.47) e (2.48).

$$v_{RL-d} = \left(-R_g i_d - L_g \frac{di_d}{dt} + L_g i_q \frac{d\theta}{dt} \right) \quad (2.47)$$

$$v_{RL-q} = \left(-R_g i_q - L_g \frac{di_q}{dt} - L_g i_d \frac{d\theta}{dt} \right) \quad (2.48)$$

Considerando somente os parâmetros K_3 e r da máquina, conforme levantamento de características da máquina elétrica, é possível obter as Equações (2.49) e (2.50).

$$e_d = -K_3 \frac{di_d}{dt} - r i_d - \lambda_q \frac{d\theta}{dt} \quad (2.49)$$

$$e_q = -K_3 \frac{di_q}{dt} - r i_d + \lambda_d \frac{d\theta}{dt} \quad (2.50)$$

Para o tipo de máquina elétrica analisada também é possível determinar os fluxos λ_d e λ_q do modelo da máquina como mostrado nas Equações (2.51) e (2.52).

$$\lambda_q = -i_q K_3 \quad (2.51)$$

$$\lambda_d = -i_d K_3 + \lambda_{PM} \quad (2.52)$$

Substituindo as Equações (2.51) e (2.52) nas Equações (2.49) e (2.50) temos o modelo da máquina elétrica em função somente de suas tensões e correntes nas coordenadas dq como mostrado nas Equações (2.53) e (2.54).

$$e_d = -K_3 \frac{di_d}{dt} - r i_d + K_3 i_q \frac{d\theta}{dt} \quad (2.53)$$

$$e_q = -K_3 \frac{di_q}{dt} - r i_d - i_d K_3 \frac{d\theta}{dt} + \lambda_{PM} \frac{d\theta}{dt} \quad (2.54)$$

Comparando as Equações (2.47) e (2.48) do circuito elétrico com as Equações (2.53) e (2.54) da máquina elétrica pode-se observar que os dois casos são equivalentes se a resistência série R_g e a indutância série L_g forem calculadas conforme mostram as Equações (2.55) e (2.56) respectivamente.

$$R_g = r = 5,118 \, \Omega \quad (2.55)$$

$$L_g = K_3 = 7,905 \, mH \quad (2.56)$$

As tensões induzidas pelo gerador no caso do circuito elétrico equivalente são dadas pela Equação (2.57).

$$\begin{aligned} v_a &= \lambda_{PM} \frac{d\theta}{dt} \text{sen}(\theta) \\ v_b &= \lambda_{PM} \frac{d\theta}{dt} \text{sen}(\theta - 120^\circ) \\ v_c &= \lambda_{PM} \frac{d\theta}{dt} \text{sen}(\theta + 120^\circ) \end{aligned} \quad (2.57)$$

O circuito elétrico equivalente torna a simulação da máquina elétrica mais simples. Por isso, esse modelo foi implementado no programa PSIM para as simulações dos conversores deste trabalho, conforme mostrado na Figura 47. Os parâmetros utilizados nas simulações correspondem aos obtidos através das medições do gerador linear utilizado nos experimentos.

Figura 47 - Modelo de Simulação para Cálculo das Tensões e Correntes no Gerador

Fonte: Próprio autor

Na Figura 48 apresenta-se o modelo implementado no programa para o cálculo da força do gerador F_g em função das correntes i_d e i_q .

Figura 48 - Modelo de Simulação para Cálculo da Força do Gerador

Fonte: Próprio autor

No modelo da Figura 48 identificam-se as variáveis K_3 e λ_{PM} medidas para o gerador utilizado. A variável K_{teta} converte a posição do translador dado em metros para o ângulo elétrico θ da máquina elétrica. Essa constante está relacionada com a largura dos pares de pólos da máquina conforme é mostrado na Equação (2.58).

$$K_{teta} = \frac{2\pi}{L_{pólos}} = \frac{2\pi}{76,2mm} = 82,4565 \frac{rad}{m} \quad (2.58)$$

A constante $K_{força}$ da Figura 30 é dada por:

$$K_{força} = \frac{3\pi}{L_{pólos}} = \frac{3\pi}{76,2mm} = 123,685 \frac{N}{Wb A} \quad (2.59)$$

3 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DO MSC – MACHINE SIDE CONVERTER

O conversor do lado da máquina ou MSC – Machine Side Converter tem como objetivo a conversão da potência proveniente do gerador linear para o barramento DC. Através da Figura 30 observa-se que as correntes i_d e i_q controlam a força do gerador que por sua vez são moduladas através do MSC.

O gerador linear também apresenta uma interação com o sistema hidrodinâmico de absorção de energia das ondas do mar composto basicamente pelas ondas do mar e pela boia como mostrado na Figura 49.

Figura 49 – Diagrama Esquemático de Interação do Sistema Eletromecânico e Hidrodinâmico

Fonte: Próprio autor

A maximização da potência absorvida das ondas do mar pelo MSC é fundamental para o aumento da eficiência do sistema. Dessa forma, os sistemas hidrodinâmico e eletromecânico devem ser modelados em conjunto para que sejam propostos métodos de controle do MSC que maximizem a potência gerada.

No Capítulo 3.1 é mostrada de forma simplificada a teoria hidrodinâmica aplicada à conversão de energia por ondas do mar. Apresenta-se um modelo elétrico

equivalente para o sistema hidrodinâmico com o objetivo de simplificar as análises e equacionamentos.

Com o modelo hidrodinâmico e elétrico do gerador é possível inferir como a força modulada pelo gerador pode maximizar a potência gerada. A análise da melhor carga mecânica modulada pelo gerador é então desenvolvida no Capítulo 3.2 para dois casos sendo eles denominados de sub-ótimo e ótimo. Avalia-se que a teoria utilizada na literatura não se aplica para o gerador estudado onde as perdas no gerador são significativas. Dessa forma, os pontos de máxima geração de energia são equacionados para o caso em questão. Esse equacionamento é uma contribuição deste trabalho.

Os tipos de conversores aplicados ao MSC são a ponte retificadora de diodos trifásica e o conversor totalmente controlado. Em ambos os tipos de conversores são relacionadas as suas formas de funcionamento para a maximização da potência absorvida.

No Capítulo 3.3 é desenvolvida a teoria de controle para a ponte retificadora a diodos. No caso da ponte retificadora não é possível controlar diretamente a força do gerador linear pela modulação de sua corrente. Porém, é possível demonstrar que ao controlar a tensão do barramento DC também se pode controlar indiretamente a força do gerador. Na literatura as pontes retificadoras são aplicadas para geradores que têm características diferentes do utilizado. Com isso, o funcionamento do retificador é analisado e equacionado. Esse desenvolvimento é uma contribuição deste trabalho.

Para os conversores totalmente controlados são mostradas no Capítulo 3.4 as formas típicas de controle de geradores síncronos como o DTC – Direct Torque Control e o FOC – Field Oriented Control e emulação de resistência de carga. Também é equacionada a forma de maximização de potência para o caso da emulação da resistência de carga do gerador que é um método utilizado e consolidado [21].

3.1 SISTEMA HIDRODINÂMICO

A modelagem hidrodinâmica do sistema de conversão de energia é um tema complexo uma vez que existem diversos fatores que influenciam em seu comportamento. Algumas dessas variáveis são as atuações dos amortecedores de fim de curso dos geradores lineares, as oscilações causadas pela ancoragem do gerador, a multidirecionalidade das ondas, o tratamento estatístico das ondas e etc. Porém para uma análise da maximização da potência gerada a Equação Simplificada (3.1) é amplamente utilizada [9].

$$(m + m_r(\omega))\ddot{\eta} + R_r(\omega)\dot{\eta} + S\eta = F_{onda} - F_g \quad (3.1)$$

Onde,

η : Posição [m]

m : Massa [kg]

m_r : Massa Adicional [kg]

R_r : Amortecimento Radiado [Ns/m]

S : Rigidez Hidrostática [N/m]

F_{onda} : Força de Excitação das Ondas [N]

F_g : Força do Gerador Linear [N]

Cada parcela do modelo mostrado na Equação (3.1) tem como objetivo a representação de um fenômeno físico hidrodinâmico.

A massa m representa a soma das massas de todo o conjunto do acionamento representado pela boia e pelo translador.

O coeficiente de massa adicional m_r reflete uma inércia correspondente ao deslocamento de massas de água durante o movimento de translação da boia. Durante o movimento do conjunto boia-gerador também ocorre o deslocamento de uma massa de água, sendo que essa massa de água deslocada influencia o comportamento hidrodinâmico do sistema [22], [23].

O próprio movimento da boia gera ondas no meio hidrodinâmico e essas ondas geradas pela boia influenciam as ondas do mar que chegam ao sistema boia-gerador causando uma interferência. Esse fenômeno é representado pelo amortecimento radiado R_r .

A força hidrostática $S\eta$ é o resultado da diferença entre as forças peso e empuxo sobre a boia.

A força de excitação das ondas F_{onda} é resultado da pressão exercida pela movimentação do fluido através da boia.

Observa-se que o sistema hidrodinâmico é descrito como um sistema de segunda ordem. Por meio desse modelo determina-se um equivalente elétrico para o sistema hidrodinâmico a fim de simplificar as análises e simulações realizadas.

A Equação (3.1) é apresentada em sua forma no domínio da frequência e com relação à velocidade mecânica v_{mec} na Equação (3.2):

$$v_{mec}(s) \left((m + m_r(\omega))s + R_r(\omega) + \frac{S}{s} \right) = F_{onda}(s) - F_g(s) \quad (3.2)$$

Para um circuito RLC, seu comportamento é definido pela Equação (3.3):

$$I(s) \left(R_{mec} + L_{mec}s + \frac{1/C_{mec}}{s} \right) = V(s) \quad (3.3)$$

Isso sugere que seja utilizado um modelo análogo elétrico para modelar o sistema hidrodinâmico. Com isso define-se a equivalência entre os modelos hidrodinâmico e mecânico com o modelo elétrico:

$$\begin{aligned} L_{mec}[H] &= m + m_r(\omega)[kg] \\ R_{mec}[\Omega] &= R_r(\omega)[Ns/m] \\ C_{mec}[F] &= \frac{1}{S}[m/N] \end{aligned} \quad (3.4)$$

Na Figura 50 é mostrado o modelo análogo elétrico do sistema hidrodinâmico. Na figura também é identificada a carga mecânica equivalente $Z_{eq} = R_{eq} + jX_{eq}$ resultante da atuação da força do gerador linear. A variável v_{mec} corresponde à velocidade mecânica de translação do gerador linear.

Figura 50 - Modelo Elétrico Equivalente do Sistema Hidrodinâmico

Fonte: Próprio autor

Para efeitos de simulação dos diversos tipos de controle são utilizados os parâmetros da Tabela 5 para o modelo equivalente do sistema hidrodinâmico.

Tabela 5 – Parâmetros do Equivalente Elétrico do Sistema Mecânico

Parâmetro	Valor
R_{mec}	250 [Ω]
C_{mec}	3 [mF]
L_{mec}	100 [H]
F_{onda}	350 [V]
f_{onda}	0,5 [Hz]

Os valores da Tabela 5 foram escolhidos, pois não existe até o momento o projeto de um acionamento mecânico por boias para o gerador utilizado. O projeto do sistema, assim como o levantamento de suas características constituiria um trabalho de pesquisa por si só devido à sua complexidade. Dessa forma, os parâmetros foram estimados para que durante o trabalho o sistema hidrodinâmico fosse representado e os métodos de controle pudessem ser testados.

Os parâmetros foram escolhidos para que o gerador utilizado funcionasse dentro de sua faixa de operação. Foram avaliadas a força, velocidade de translação e corrente elétrica no ponto ótimo de absorção de energia do sistema hidrodinâmico.

O equacionamento do ponto ótimo de máxima absorção de potência do sistema hidrodinâmico será demonstrado no Capítulo 3.2. Aplicando-se o cálculo de máxima potência gerada para o gerador utilizado e para o sistema hidrodinâmico estimado obtém-se $X_{eq} = -47,313$ e $R_{eq} = 147,71 \Omega$.

A velocidade mecânica de pico $v_{mecpico}$ é dada por:

$$v_{mecpico} = \left| \frac{F_{onda}}{Z_{mec} + Z_{eq}} \right| = 0,816m/s \quad (3.5)$$

Calcula-se também a força do gerador F_g :

$$F_g = |v_{mec} Z_{eq}| = 126,55N \quad (3.6)$$

Considerando-se que o conversor MSC modula somente corrente i_q a corrente do gerador é dada por:

$$i_q = \frac{F_g}{K_{força} \lambda_{PM}} = 1,98A \quad (3.7)$$

A velocidade encontra-se dentro dos valores previstos de operação que estão entre 0,5 e 2 m/s. A corrente e consequentemente a força estão dentro dos valores de projeto sendo que o translador utiliza um fio de cobre de bitola 18AWG [8]. Portanto, o modelo hidrodinâmico é adequado para as simulações com o gerador utilizado.

A Figura 51 apresenta o modelo desenvolvido no PSIM para simulação do sistema hidrodinâmico e que será utilizado ao longo deste trabalho nas simulações dos conversores.

Figura 51 - Equivalente Elétrico para Simulação do Sistema Hidrodinâmico

Fonte: Próprio autor

3.2 MÉTODOS DE CONTROLE DO SISTEMA PARA MAXIMIZAÇÃO DA POTÊNCIA GERADA

O sistema eletromecânico da Figura 52 mostra que através do controle das correntes do gerador linear também é possível controlar diretamente a força F_g do gerador linear. A forma como essa força é controlada tem como objetivo a emulação de uma impedância mecânica Z_{eq} .

Figura 52 – Modelo Equivalente Eletromecânico

Fonte: Próprio autor

A impedância equivalente Z_{eq} pode ser modulada de duas maneiras [24] a fim de maximizar a potência gerada pelo sistema hidrodinâmico+eletromecânico. Uma dessas formas é conhecida como modulação **Ótima** e a outra é denominada **Sub-Ótima**.

No caso de modulação Ótima a impedância Z_{eq} tem uma parte real e imaginária como mostrado na Equação (3.8).

$$Z_{eq} = R_{eq} + jX_{eq} \quad (3.8)$$

No caso da modulação Sub-Ótima a impedância Z_{eq} apresenta somente uma parte real:

$$Z_{eq} = R_{eq} \quad (3.9)$$

O equacionamento consolidado na literatura considera somente a otimização do sistema hidrodinâmico e desconsidera o sistema eletromecânico. Nesse caso as impedâncias Z_{eq} equivalentes de modulação da força do gerador correspondem à

Equação (3.10) para o caso ótimo e à Equação (3.11) para o caso sub-ótimo relacionadas com as impedâncias equivalentes do sistema hidrodinâmico Z_{mec} .

$$Z_{eq} = Z_{mec}^* \quad (3.10)$$

$$R_{eq} = |Z_{mec}| \quad (3.11)$$

No entanto, as perdas no gerador utilizado são significativas, dado o seu valor elevado de resistência série R_g . Essas perdas alteram significativamente a impedância Z_{eq} que deve ser modulada a fim de maximizar a potência gerada. Nos Capítulos 3.2.1 e 3.2.2 são equacionadas as impedâncias que devem ser moduladas levando-se em conta as características do gerador linear. Esse equacionamento é uma contribuição deste trabalho.

3.2.1 Maximização Ótima da Potência

Para o cálculo da potência gerada são determinadas as potências ativas absorvidas do sistema hidrodinâmico P_{hidro} e a potência ativa das perdas no gerador linear P_{perdas} . Devido à atuação das ondas do mar as potências geradas e de perdas são senoidais. Dessa forma, aplica-se a mesma teoria utilizada no cálculo da potência ativa em sistemas monofásicos.

A potência ativa absorvida do sistema hidrodinâmico é dada pela Equação (3.12).

$$P_{hidro} = \frac{R_{eq} v_{mec_{pico}}^2}{2} \quad (3.12)$$

A modulação de corrente i_q é o caso que constitui a menor quantidade de perdas para o gerador, pois a componente i_d atua no sentido de diminuir a força F_g . Dessa forma, considera-se nos cálculos que o conversor MSC modula as correntes de fase a fim de obter-se somente a corrente i_q . Lembrando também que $v_{mec_{pico}}$ corresponde a velocidade mecânica de pico.

Com isso, a perda elétrica ativa no gerador é dada pela Equação (3.13).

$$P_{perdas} = \frac{3}{2} \frac{i_{q_{pico}}^2}{2} R_g \quad (3.13)$$

Com as Equações (3.12) e (3.13) obtém-se a potência útil gerada P_g que é dada pela Equação (3.14)

$$P_g = \frac{R_{eq} v_{mec pico}^2}{2} - \frac{3}{4} i_q^2 R_g \quad (3.14)$$

Para o desenvolvimento da Equação (3.14) é necessário o equacionamento da corrente i_q e da velocidade mecânica v_{mec} que são relacionadas entre si pela força resultante no gerador.

A Equação (3.15) mostra a força do gerador resultante do sistema eletromecânico devido à modulação da corrente i_q .

$$F_g = \frac{3\pi}{L_{pólos}} \lambda_d i_q \quad (3.15)$$

Isolando a corrente i_q na Equação (3.15) a Equação (3.16) é obtida.

$$i_q = F_g \frac{L_{pólos}}{3\pi \lambda_d} \quad (3.16)$$

A força do gerador resultante do sistema hidrodinâmico é dada pela Equação (3.17) quando considerado que a impedância modulada pelo gerador contém uma parte imaginária e uma parte real que é conhecido por modulação **Ótima**.

$$F_g = v_{mec} (R_{eq} + jX_{eq}) \quad (3.17)$$

Substituindo a Equação (3.17) em (3.16), temos:

$$i_q = v_{mec} (R_{eq} + X_{eq}j) \frac{L_{pólos}}{3\pi \lambda_d} \quad (3.18)$$

Agora é possível desenvolver a Equação (3.14) ao substituir a corrente i_q dada pela Equação (3.18).

$$P_g = v_{mec pico} \left(\frac{R_{eq}}{2} - \frac{3}{4} \left(\frac{L_{pólos}}{3\pi \lambda_d} \right)^2 (R_{eq}^2 + X_{eq}^2) R_g \right) \quad (3.19)$$

A velocidade $v_{mec_{pico}}$ é resultante da força da onda assim como das impedâncias equivalentes do sistema hidrodinâmico e é dada pela Equação (3.20).

$$v_{mec_{pico}}^2 = \frac{F_{onda}^2}{(R_{mec} + R_{eq})^2 + (X_{mec} + X_{eq})^2} \quad (3.20)$$

Substituindo a Equação (3.20) na Equação (3.19), obtém-se a Equação (3.21).

$$P_g = \frac{F_{onda}^2}{(R_{mec} + R_{eq})^2 + (X_{mec} + X_{eq})^2} \left(\frac{R_{eq}}{2} - \frac{3}{4} \left(\frac{L_{pólos}}{3\pi\lambda_d} \right)^2 (R_{eq}^2 + X_{eq}^2) R_g \right) \quad (3.21)$$

De forma a simplificar as equações determina-se o fator $K_{ótimo}$ dado pela Equação (3.22).

$$K_{ótimo} = \frac{3}{2} R_g \left(\frac{L_{pólos}}{3\pi\lambda_d} \right)^2 \quad (3.22)$$

O ponto de máxima absorção de potência ocorre para o ponto em que a Equação (3.23) é verdadeira.

$$\begin{cases} \frac{\partial P_g}{\partial X_{eq}} = 0 \\ \frac{\partial P_g}{\partial R_{eq}} = 0 \end{cases} \quad (3.23)$$

As derivadas parciais da Equação (3.21) são:

$$\begin{aligned} \frac{\partial P_g}{\partial X_{eq}} &= \frac{-2K_{ótimo}X_{eq} \left((R_{mec} + R_{eq})^2 + (X_{mec} + X_{eq})^2 \right) - 2 \left(R_{eq} - K_{ótimo}(R_{eq}^2 + X_{eq}^2) \right) (X_{mec} + X_{eq})}{\left((R_{mec} + R_{eq})^2 + (X_{mec} + X_{eq})^2 \right)^2} \end{aligned} \quad (3.24)$$

$$\frac{\partial P_g}{\partial R_{eq}} = \frac{(1 - 2K_{ótimo}R_{eq}) \left((R_{mec} + R_{eq})^2 + (X_{mec} + X_{eq})^2 \right) - 2 \left(R_{eq} - K_{ótimo}(R_{eq}^2 + X_{eq}^2) \right) (R_{mec} + R_{eq})}{\left((R_{mec} + R_{eq})^2 + (X_{mec} + X_{eq})^2 \right)^2} \quad (3.25)$$

Dessa forma, o ponto de máxima transferência de potência ocorre quando os numeradores das Equações (3.24) e (3.25) são iguais a zero como mostrado nas Equações (3.26) e (3.27).

$$-2K_{\acute{o}timo}X_{eq}\left((R_{mec}+R_{eq})^2+(X_{mec}+X_{eq})^2\right)-2\left(R_{eq}-K_{\acute{o}timo}(R_{eq}^2+X_{eq}^2)\right)(X_{mec}+X_{eq})=0 \quad (3.26)$$

$$(1-2K_{\acute{o}timo}R_{eq})\left((R_{mec}+R_{eq})^2+(X_{mec}+X_{eq})^2\right)-2\left(R_{eq}-K(R_{eq}^2+X_{eq}^2)\right)(R_{mec}+R_{eq})=0 \quad (3.27)$$

De forma a simplificar o equacionamento utiliza-se o fator $H_{\acute{o}timo}$ dado pela Equação (3.28).

$$H_{\acute{o}timo}=\left(\frac{X_{mec}}{1+2K_{\acute{o}timo}R_{mec}}\right)^2 \quad (3.28)$$

Com isso, as impedâncias equivalentes a serem moduladas pela força do gerador são obtidas por meio das Equações (3.29) e (3.30).

$$X_{eq}=\frac{-X_{mec}(1-2K_{\acute{o}timo}R_{eq})}{(1+2K_{\acute{o}timo}R_{mec})} \quad (3.29)$$

$$R_{eq}=\frac{1}{2K_{\acute{o}timo}}\left(1-\frac{1}{(1+4K_{\acute{o}timo}^2H_{\acute{o}timo})(1+2K_{\acute{o}timo}R_{mec})}\right) \quad (3.30)$$

Para as variáveis do sistema hidrodinâmico mostradas na Tabela 5 e do sistema eletromecânico mostradas no Capítulo 2.3.3 é possível o cálculo das variáveis X_{eq} e R_{eq} que maximizam a potência útil do gerador. Nesse caso as impedâncias moduladas deverão ser $X_{eq} = -47,313 \, \Omega$ e $R_{eq} = 147,71 \, \Omega$.

No caso em que a solução encontrada na literatura é aplicada a impedância ótima seria $R_{eq} = 250 \, \Omega$ e $X_{eq} = -208,03 \, \Omega$. A fim de verificar a vantagem do cálculo da potência gerada levando-se em consideração as perdas do gerador são calculadas as potências P_g para ambos os casos. Com o equacionamento proposto a potência gerada é de $P_g = 34,05 \, W$ e para a impedância ótima definida na literatura a potência

ativa é de $P_g = 12,28 \text{ W}$. Com isso, o equacionamento proposto permite uma maior geração de energia.

3.2.2 Maximização Sub-Ótima da Potência

Um dos tipos de modulação da impedância hidrodinâmica equivalente é o **sub-ótimo** onde a impedância mecânica modulada pelo gerador Z_{eq} contém somente uma parte resistiva, ou seja, $Z_{eq} = R_{eq}$.

Nesse caso para obter o ponto de máxima potência absorvida basta utilizar a Equação (3.25) considerando $X_{eq} = 0$ como mostrado na Equação (3.31).

$$(1 - 2K_{\acute{o}timo}R_{eq})((R_{mec} + R_{eq})^2 + X_{mec}^2) - 2(R_{eq} - K_{\acute{o}timo}R_{eq}^2)(R_{mec} + R_{eq}) = 0 \quad (3.31)$$

Simplificando a Equação (3.31), tem-se:

$$((R_{mec} + R_{eq})^2 + X_{mec}^2) - 2R_{eq} \frac{(1 - K_{\acute{o}timo}R_{eq})}{(1 - 2K_{\acute{o}timo}R_{eq})}(R_{mec} + R_{eq}) = 0 \quad (3.32)$$

Para simplificar o equacionamento determina-se o fator $M_{\acute{o}timo}$ dado pela Equação (3.33).

$$M_{\acute{o}timo} = \frac{(1 - K_{\acute{o}timo}R_{eq})}{(1 - 2K_{\acute{o}timo}R_{eq})} \quad (3.33)$$

Substituindo a Equação (3.33) na Equação (3.32), temos:

$$R_{eq}^2(1 - 2M_{\acute{o}timo}) + R_{eq}2R_{mec}(1 - M_{\acute{o}timo}) + R_{mec}^2 + X_{mec}^2 = 0 \quad (3.34)$$

Constata-se que a utilização do fator $M_{\acute{o}timo}$ transforma a Equação (3.32) em uma equação de segundo grau. Sua solução é dada pela Equação (3.35).

$$R_{eq} = \frac{-2K_{\acute{o}timo}(R_{mec}^2 + X_{mec}^2) + \sqrt{(2K_{\acute{o}timo}(R_{mec}^2 + X_{mec}^2))^2 + 4(1 + 2K_{\acute{o}timo}R_{mec})(R_{mec}^2 + X_{mec}^2)}}{2(1 + 2K_{\acute{o}timo}R_{mec})} \quad (3.35)$$

Para as variáveis do sistema hidrodinâmico mostradas na Tabela 5 e do sistema eletromecânico mostradas no Capítulo 2.3.3 é possível o cálculo da variável R_{eq} que maximiza a potência útil do gerador. Nesse caso a resistência modulada deverá ser $R_{eq} = 152,14 \Omega$.

No caso em que a solução encontrada na literatura é aplicada a resistência ótima seria $R_{eq} = 325 \Omega$. A fim de verificar a vantagem do cálculo da potência gerada levando-se em consideração as perdas do gerador são calculadas as potências P_g para ambos os casos. Com o equacionamento proposto a potência gerada é de $P_g = 32 W$ e para a impedância ótima definida na literatura a potência ativa é de $P_g = 21 W$. Com isso, o equacionamento proposto permite um melhor aproveitamento do gerador linear utilizado.

3.3 CONVERSOR COM PONTE RETIFICADORA DE DIODOS

A utilização de pontes de diodos na retificação da tensão de geradores lineares é amplamente utilizada na literatura [25] [26] [27]. No entanto, são poucas as referências que descrevem o equacionamento do funcionamento do retificador a diodos aplicados aos geradores lineares. Observa-se em [27] a modelagem do retificador com base na hipótese de que o retificador opera com modo de condução contínua e o equacionamento das tensões do retificador utilizado é descrito em [28]. Porém, conforme observado durante as simulações do gerador linear utilizado nesse trabalho, a operação predominante do retificador a diodos é no modo de condução descontínua. Apresenta-se a seguir a modelagem do retificador a diodos no modo de condução descontínua levando-se em consideração que a impedância resistiva do gerador é muito maior do que sua impedância indutiva. Comprova-se que é possível controlar a tensão nos terminais do gerador através da medição da tensão de pico das tensões induzidas (v_{apico}) de forma indireta através da velocidade do gerador (v_{mec}) e do controle da tensão do barramento DC (V_{dc}), mesmo no caso em que as correntes apresentam a descontinuidade descrita.

A Figura 53 mostra o circuito utilizado na modelagem do retificador a diodos com a notação utilizada no seu equacionamento, sendo que as tensões e_a , e_b e e_c são sempre referenciadas ao neutro do gerador. O neutro do gerador é considerado como referência de terra nas simulações.

No caso dos conversores aplicados para geração de energia a partir das ondas do mar a tensão do barramento DC é controlada pelo conversor GSC. O controle da tensão V_{dc} é realizado pelo controle do fluxo de potência do barramento DC para a rede elétrica e será descrito no Capítulo 4.

Figura 53 - Circuito retificador a diodos e notações utilizadas

Fonte: Próprio autor

A fim de exemplificar o caso encontrado na literatura ($X_g \gg R_g$) e o caso do gerador linear utilizado ($R_g \gg X_g$) são mostrados nas Figura 54 e Figura 55 simulações para ambas as condições. Para as simulações considera-se o modelo de simulação da Figura 48 operando com velocidade de translação constante de $v_{mec} = 0,5m/s$.

No caso de $X_g \gg R_g$ tem-se $L_g = 100mH$, $R_g = 5,118\Omega$ e tensão controlada do barramento DC $V_{dc} = 12V$. Para o caso $R_g \gg X_g$ simula-se o caso para o gerador linear utilizado. Nessa condição de simulação tem-se $L_g = 7,905mH$, $R_g = 5,118\Omega$ e tensão controlada do barramento DC $V_{dc} = 12V$.

As variáveis apresentadas são a tensão terminal da fase A e_a , a tensão induzida pelo gerador da fase A v_a e a corrente da fase A i_a . Lembrando que a referência das tensões e_a e v_a é o neutro do gerador.

Figura 54 - Simulação do retificador a diodos para $X_g \gg R_g$, $V_{DC} = 12V$, $R_g = 5,118\Omega$, $L_g = 100mH$, $v_{mec} = 0,5m/s$.

Fonte: Próprio autor

Figura 55- Simulação do retificador a diodos para $R_g \gg X_g$, $V_{DC} = 12V$, $R_g = 5,118\Omega$, $L_g = 7,905mH$, $v_{mec} = 0,5m/s$.

Fonte: Próprio autor

Constata-se pela Figura 54 que a corrente não apresenta descontinuidades durante os intervalos de condução dos diodos da ponte retificadora. No entanto, as descontinuidades são evidentes no caso do gerador linear utilizado na Figura 55. Por isso, não foi possível utilizar a teoria existente para a modelagem do retificador a diodos na condição em que $R_g \gg X_g$.

Uma das hipóteses que será admitida durante a modelagem proposta é de que o gerador apresenta somente uma impedância resistiva série. Na Figura 56 é mostrada uma simulação para essa condição onde $L_g = 0mH$.

Figura 56- Simulação do retificador a diodos para $V_{DC} = 12V$, $R_g = 5,118\Omega$, $L_g = 0mH$, $v_{mec} = 0,5m/s$.

Fonte: Próprio autor

Comparando-se a Figura 56 e a Figura 55 verifica-se que a hipótese é adequada pela similaridade entre as formas de onda. A modelagem e suas hipóteses também são validadas com a simulação completa do funcionamento do retificador ao final do capítulo.

A modelagem do funcionamento do retificador tem como base o cálculo da tensão fundamental dos terminais do gerador (e_{af}). Para isso, deve-se primeiramente determinar as tensões e_a em cada caso de condução dos diodos da ponte retificadora. Com essas tensões pode-se então calcular a sua componente fundamental através da integração dos intervalos de condução.

Na Figura 57 identificam-se os intervalos de condução da ponte retificadora nomeados com letras de A à L.

Figura 57 – Formas de onda para o retificador operando com gerador de impedância resistiva.

Fonte: Próprio autor

Na Figura 58 são mostrados os circuitos equivalentes para cada intervalo de condução do circuito retificador obtido através verificação das correntes das fases A, B e C.

Figura 58 – Circuitos equivalentes para cada modo de condução dos diodos retificadores

Fonte: Próprio autor

Com os circuitos equivalentes da Figura 58 as tensões terminais do gerador podem ser determinadas para cada intervalo de condução.

Equação do intervalo A:

$$e_a = v_{a_{pico}} \text{sen}(\alpha) \quad (3.36)$$

Onde $v_{a_{pico}}$ é a tensão de pico da tensão induzida v_a .

Equação do intervalo B:

$$e_a = \frac{V_{dc}}{3} \quad (3.37)$$

Equação do intervalo C:

$$e_a = \frac{(v_a + v_b + V_{dc})}{2} \quad (3.38)$$

Equação do intervalo D:

$$e_a = \frac{2V_{dc}}{3} \quad (3.39)$$

Equação do intervalo E:

$$e_a = \frac{(v_a + v_c + V_{dc})}{2} \quad (3.40)$$

Equação do intervalo F:

$$e_a = \frac{V_{dc}}{3} \quad (3.41)$$

A partir do intervalo G, tem-se: $G = A$, $H = -B$, $I = -C$, $J = -D$, $K = -E$ e $L = -F$.

No Apêndice B realiza-se o equacionamento da tensão fundamental de pico e_{af} dos terminais do gerador sendo que o resultado é mostrado na Equação (3.42).

$$e_{af} = v_{a_{pico}} \frac{4}{\pi} \left(-\frac{3}{8} \text{sen}(2\alpha_1) + \frac{3\alpha_1}{4} + \frac{K_{diodo} \cos(\alpha_1)}{2} \right) \quad (3.42)$$

Onde,

$$\alpha_1 = \arcsen\left(\frac{V_{dc}}{3v_{a_{pico}}}\right) \quad (3.43)$$

$$K_{diodo} = \frac{V_{dc}}{v_{a_{pico}}} \quad (3.44)$$

Aplicando-se algumas aproximações conforme mostrado no Apêndice B obtém-se a Equação (3.45):

$$e_{af} = 0,63662 v_{a_{pico}} K_{diodo} \quad (3.45)$$

A fim de validar o equacionamento proposto no Apêndice B realizaram-se simulações no programa PSIM de forma a obter os valores de $e_{af}/v_{a_{pico}}$ com a variação do fator K_{diodo} . Os dados de simulação são confrontados com os da Equação (3.42) e da Equação (3.45) nas versões exata e aproximada da tensão e_{af} .

As simulações são realizadas considerando-se $R_g = 5,118\Omega$, $L_g = 0mH$, $v_{mec} = 0,5m/s$ como no caso da Figura 56.

Na Tabela 6 são mostrados os resultados de $e_{af}/v_{a_{pico}}$ obtidos pelo PSIM (Simulado) e pela Equação (3.42) (Téorico Exato) para diversas condições do fator K_{diodo} .

Tabela 6 - Dados Calculados, Simulados e Erro

K_{diodo}	Teórico Exato	Simulado	Erro [%]
0,1	0,06365	0,06367	0,03113
0,2	0,1272	0,1272	0,02077
0,3	0,1907	0,1907	0,03139
0,4	0,2539	0,2539	0,01797
0,5	0,3168	0,3169	0,01767
0,6	0,3794	0,3795	0,01769
0,7	0,4415	0,4416	0,01790
0,8	0,5032	0,5033	0,01834
0,9	0,5642	0,5643	0,01875

Pela Tabela 6 constata-se que a Equação (3.42) está correta e representa o comportamento do retificador a diodos devido aos baixos erros entre os dados simulados e calculados teoricamente.

Na Tabela 7 são mostrados os resultados de $e_{af}/v_{a_{pico}}$ obtidos pelo PSIM (Simulado) e pela Equação (3.45) (Téorico Aproximado) para diversas condições do fator K_{diodo} .

Tabela 7 - Dados Calculados, Simulados e Erro

K_{diodo}	Teórico Aproximado	Simulado	Erro [%]
0,1	0,06366	0,06367	0,01257
0,2	0,1273	0,1272	0,05341
0,3	0,1910	0,1907	0,1356
0,4	0,2546	0,2539	0,2792
0,5	0,3183	0,3169	0,4474
0,6	0,3820	0,3795	0,6532
0,7	0,4456	0,4416	0,8973
0,8	0,50930	0,5033	1,1801
0,9	0,5729	0,5643	1,5025

Na Tabela 7 observa-se que a Equação (3.45) é uma aproximação razoável da Equação (3.42) dado que os erros entre os dados simulados e calculados são menores do 1,51%. Dessa forma, a Equação (3.45) será utilizada no controle do conversor a diodos dada a sua simplicidade de implementação. A Equação (3.45) também pode ser obtida somente com relação à tensão V_{dc} :

$$e_{af} = V_{dc} 0,63662 \quad (3.46)$$

3.3.1 Aplicação da Ponte Retificadora a Diodos para o Gerador Linear

A Equação (3.46) mostra que é possível controlar a componente fundamental da tensão dos terminais do gerador somente por meio do controle da tensão V_{dc} . Dessa forma, para que o retificador a diodos seja aplicado na otimização da potência gerada basta que a tensão e_{af} seja controlada no sentido de emular uma carga mecânica R_{eq} ótima. No caso do retificador a diodos é possível emular somente uma carga mecânica resistiva ($X_{eq} = 0$), pois ele permite o fluxo de potência em somente um sentido, do gerador para o barramento DC. No caso em que X_{eq} é diferente de zero, o conversor deve permitir fluxo em ambos os sentidos.

A seguir demonstra-se como é realizado o controle da tensão V_{dc} a fim de emular uma resistência mecânica R_{eq} . Por meio da Equação (2.57) observa-se que a amplitude da tensão do gerador corresponde à parcela mostrada na Equação (3.47).

$$v_{a_{pico}} = \lambda_{PM} \frac{d\theta}{dt} \quad (3.47)$$

Através da tensão máxima e da tensão do retificador pode-se calcular a corrente i_q do gerador assumindo que a parcela i_d de corrente é desprezível para o tipo de máquina linear analisado. Nesse tipo de máquina a corrente i_d é produzida pelo fluxo na reatância série da máquina e como $X_g \ll R_g$ ela pode ser desprezada nesse caso. No Apêndice B é demonstrado que a componente fundamental da corrente i_q pode ser calculada a partir da tensão v_a e de e_{af} conforme mostra a Equação (3.48).

$$i_q = \frac{v_{a_{pico}} - e_{af}}{R_g} \quad (3.48)$$

Substituindo a Equação (3.47) e (3.46) na Equação (3.48), tem-se:

$$i_q = \frac{\lambda_{PM} v_{mec} \frac{2\pi}{L_{pólos}} - V_{dc} 0,63662}{R_g} \quad (3.49)$$

Do equivalente elétrico para o modelo hidrodinâmico temos que a Equação da força do gerador corresponde à:

$$F_g = R_{eq} v_{mec} \quad (3.50)$$

A partir do modelo da máquina elétrica a força do gerador é dada por:

$$F_g = \frac{3\pi}{L_{pólos}} \lambda_{PM} i_q \quad (3.51)$$

Igualando as Equações (3.50) e (3.51):

$$R_{eq} v_{mec} = \frac{3\pi}{L_{pólos}} \lambda_{PM} i_q \quad (3.52)$$

Substituindo a Equação (3.49) na Equação (3.52), tem-se:

$$R_{eq} v_{mec} = \frac{3\pi}{L_{pólos}} \lambda_{PM} \frac{\lambda_{PM} v_{mec} \frac{2\pi}{L_{pólos}} - V_{dc} 0,63662}{R_g} \quad (3.53)$$

Simplificando a Equação (3.53), tem-se:

$$V_{dc} = v_{mec} \frac{\left(\frac{2\pi \lambda_{PM}}{L_{pólos}} - \frac{L_{pólos} R_{eq} R_g}{3\pi \lambda_{PM}} \right)}{0,63662} \quad (3.54)$$

Constata-se pela Equação (3.54) que existe uma solução analítica para a maximização de potência do gerador linear, e que essa maximização pode ser obtida através do controle instantâneo da tensão V_{dc} a partir da velocidade instantânea de translação v_{mec} .

Aplicando a Equação (3.54) para o gerador utilizado, tem-se:

$$V_{dc} = v_{mec} \frac{\left(\frac{2\pi 0,5155}{76,2mm} - \frac{76,2mm 152,14\Omega 5,118\Omega}{3\pi 0,5155} \right)}{0,6303} \quad (3.55)$$

$$V_{dc} = 47,583 v_{mec} \quad (3.56)$$

Na Figura 59 encontra-se o modelo de controle proposto para o retificador a diodos. Observa-se a simplicidade do método de controle que é resultado do equacionamento analítico completo do comportamento do retificador. Na simulação o controle da tensão V_{dc} é realizado por uma fonte de tensão controlada que simula o comportamento do conversor GSC.

Figura 59 – Diagrama de Blocos do Controle Proposto para o Retificador a Diodos

Fonte: Próprio autor

Na Figura 60 encontram-se os resultados de simulação de força do gerador F_g da velocidade mecânica v_{mec} e da tensão do barramento DC V_{dc} . Na Figura 61 observam-se os resultados para a tensão terminal do gerador da fase A e_a e sua corrente de fase i_a .

Figura 60 – Resultado de Simulação no PSIM para o Retificador a Diodos de Força, Velocidade e Vdc

Fonte: Próprio autor

Figura 61 - Resultado de Simulação no PSIM para o Retificador a Diodos de e_a e i_a .

Fonte: Próprio autor

As formas de onda obtidas apresentam uma ondulação causada pelo chaveamento dos diodos da ponte retificadora. Dessa forma, para validar o método de controle extraíram-se as componentes fundamentais da força do gerador e de sua

velocidade. Para a simulação esses resultados foram $F_{g_{pico}} = 119,12 \text{ N}$ e $v_{mec_{pico}} = 0,76572 \text{ m/s}$ sendo que esses valores correspondem a uma resistência mecânica equivalente $R_{eq} = 155,56 \Omega$. O erro de modulação da resistência foi de 2,25% (para uma resistência modulada desejada de $R_{eq} = 152,14 \Omega$) que é um erro aceitável dado as simplificações utilizadas.

O princípio de funcionamento do conversor GSC não permite a sua operação com tensões baixas no barramento DC e como pode ser observado na Figura 60 a tensão V_{dc} pode assumir até valores nulos para a condição de maximização de potência absorvida do gerador.

Para garantir o funcionamento correto do GSC o MSC composto por diodos pode ser associado a um conversor DC-DC intermediário ou com um controle da tensão do barramento DC que não permite que a tensão fique abaixo de valores que impeçam o funcionamento do GSC [27]. Na Figura 62 é mostrado um diagrama de controle com um conversor boost intermediário que isola os barramentos DC do MSC e do GSC.

Figura 62 - MSC com Ponte Retificadora a Diodos e conversor DC-DC intermediário

Fonte: Adaptado de [27]

3.4 CONVERSOR TOTALMENTE CONTROLADO

Na Figura 63 ilustra-se o conversor totalmente controlado. Com esse tipo de conversor é possível controlar a amplitude e fase da corrente injetada no gerador linear. A forma como é determinada a condução das chaves do MSC totalmente controlado determina as formas de controle do conversor.

Figura 63 - MSC Totalmente Controlado

Fonte: Próprio Autor

Os tipos de controle de máquinas síncronas podem ser classificados como [21], [29], [30]:

- DTC – Direct Torque Control
- Vetorial ou FOC – Field Oriented Control

3.4.1 Controle DTC

O controle do tipo DTC consiste na evolução de controles escalares para máquinas de indução de forma a melhorar o desempenho dinâmico desse tipo de controlador [31]. No controle DTC duas variáveis são controladas de forma direta que são o fluxo e o torque da máquina. O diagrama de blocos do controle DTC é mostrado na Figura 64.

Figura 64 - Direct Torque Control (DTC)

Fonte: Adaptado de [32]

No controle DTC o acionamento das chaves de potência é determinado através de uma tabela de chaveamento pré-determinada. Essa tabela garante a máxima velocidade de rastreamento dos sinais de referência de fluxo e torque da máquina.

Uma das vantagens do controle DTC é a sua simplicidade de implementação e ausência da necessidade de se determinar o ângulo elétrico da máquina como no caso do controle vetorial, porém ele apresenta um ruído em regime permanente característico do controle histerético.

3.4.2 Controle Vetorial

O controle vetorial é implementado de forma a controlar diretamente as correntes de eixo direto e quadratura da máquina elétrica como mostrado na Figura 65.

Figura 65 – Controlador Vetorial com Sensor de Posição

Fonte: Adaptado de [33]

Para o controle Vetorial o valor do ângulo elétrico da máquina deve ser medido através de um sensor de posição ou determinado através de um observador de estados conforme mostrado na Figura 66.

Figura 66 - Controlador Vetorial sem Sensor de Posição

Fonte: Adaptado de [34]

O controle Vetorial é um controlador mais intuitivo, pois controla variáveis que tem significado físico do ponto de vista da máquina elétrica que são as variáveis de corrente i_d e i_q . No caso da máquina operando com máxima eficiência basta que a corrente i_d seja mantida em zero. Dessa forma, pode-se obter uma maximização da força da máquina pela amplitude de corrente injetada. A minimização da corrente

injetada resulta em menores perdas na máquina e por isso a máxima eficiência ocorre nessa condição.

O bloco de modulação das chaves pode ser realizado através da modulação por largura de pulso (PWM – Pulse Width Modulation) sendo que ela pode ser realizada de duas formas, através de uma portadora triangular (Carrier PWM – CPWM) ou com vetores espaciais (Space Vector PWM – SVPWM) [35].

A modulação PWM com portadora triangular é mostrada na Figura 67. A principal vantagem da modulação CPWM é a sua simplicidade de implementação em microprocessadores de sinais convencionais uma vez que é comum a implementação em hardware desse tipo de PWM.

Figura 67 - Modulação em Largura de Pulso com Portadora Triangular

Fonte: Próprio Autor

No caso da modulação SVPWM a sua implementação é resultado de uma análise dos possíveis estados de condução que o conversor pode assumir sendo eles 8 estados S1,S2,S3,S4,S5,S6,S7 e S8 como mostrado na Figura 68.

Figura 68 - Modulação em Largura de Pulso por Vetores Espaciais

Fonte: Próprio Autor

Para cada período determina-se uma combinação dos vetores próximos ao vetor $\vec{V}$ e os vetores S7 e S8. Para o caso da Figura 68 a combinação de vetores seriam S1, S2, S7 e S8.

A modulação em vetores espaciais garante uma otimização dos chaveamentos dentro de um período o que diminui as perdas por comutação e também possibilita a obtenção de tensões no lado CA com amplitudes 15% maiores do que no caso sem a sua aplicação.

Para o caso do CPWM esse mesmo desempenho pode ser obtido com uma injeção de sequência zero ótima [35] nos sinais de referência de modulação PWM dados pela Equação (3.57).

$$V_{zero} = \frac{-(\max(v_a, v_b, v_c) + \min(v_a, v_b, v_c))}{2} \quad (3.57)$$

3.4.3 Aplicação do conversor totalmente controlado para o gerador linear

Conforme já exposto anteriormente existem dois casos de maximização da potência gerada sendo eles o Ótimo e o Sub-Ótimo. No caso da maximização sub-ótima não existe a necessidade de modulação da força do gerador quando a velocidade é baixa enquanto que no caso ótimo ocorre o inverso. Para exemplificar essa situação são mostrados os resultados de força e velocidade para os casos sub-ótimo com uma impedância mecânica modulada pelo gerador de $Z_{eq} = 152,14 \, \Omega$ (Figura 69) e ótimo com impedância $Z_{eq} = 147,71 - j47,313 \, \Omega$ (Figura 70). Para a simulação a força modulada pelo gerador mostrada na Figura 51 foi substituída por cargas passivas RC que representassem as impedâncias moduladas Z_{eq} .

Figura 69 – Simulação para $R_{eq}=152,14 \, \Omega$, caso Sub-Ótimo

Fonte: Próprio Autor

Figura 70 – Simulação para $R_{eq}=147,71 \, \Omega$ e $X_{eq}=-47,313 \, \Omega$, Caso Ótimo

Fonte: Próprio Autor

No caso ótimo de maximização de potência é necessária a modulação da força do gerador quando a velocidade é nula. Portanto, para que essa modulação seja possível é necessário aplicar o controle dq do gerador linear com sensor de posição como mostrado na Figura 65, pois com velocidade nula não é possível estimar o ângulo elétrico do gerador através de outros meios, como um observador de estados.

Para o caso sub-ótimo a potência gerada sempre assume valores positivos, ou seja, do gerador para o MSC. Uma forma de controlar o gerador linear nesse caso é emular uma carga resistiva em seus terminais R_{MSC} que somente absorve potência ativa do gerador. Esse método de controle é mostrado na Figura 71.

Figura 71 – Emulação de resistência de carga do gerador R_{MSC}

Fonte: Adaptado de [36]

No método de emulação de resistência não existe a necessidade de observadores de estado ou de sensores de posição, pois a própria tensão do gerador modula a corrente absorvida pelo MSC. No entanto, esse tipo de controle funciona de forma adequada para os geradores lineares com baixa indutância K_3 . Nos casos em que essa indutância tem valores altos seria absorvida uma corrente i_d considerável do gerador e que diminuiria o seu rendimento. Nesses casos também seria necessário o controle vetorial dq do gerador.

Pode-se realizar uma análise para o conversor totalmente controlado semelhante ao retificador com ponte de diodos para maximização da potência absorvida. No caso do conversor totalmente controlado a corrente i_q é dada pela Equação (3.58).

$$i_q = \frac{v_{a_{pico}}}{R_g + R_{MSC}} \quad (3.58)$$

Substituindo a Equação (3.58) na Equação (3.52), temos:

$$R_{eq} \frac{v_{mec}(R_g + R_{MSC})}{3\pi \lambda_{PM}/L_{pólos}} = \left(\frac{2\pi}{L_{pólos}} \right) \lambda_{PM} v_{mec} \quad (3.59)$$

Simplificando a Equação (3.59), temos:

$$R_{MSC} = \frac{\lambda_{PM}^2 6\pi^2}{R_{eq} L_{pólos}^2} - R_g \quad (3.60)$$

Para o sistema hidrodinâmico e o gerador linear utilizado como exemplos de simulação temos:

$$R_{MSC} = \frac{0,5155^2 6\pi^2}{152,14(76,2mm)^2} - 5,118 = 12,696 \, \Omega \quad (3.61)$$

Para a verificação do funcionamento do método de emulação de resistência de carga é realizada uma simulação no PSIM através do circuito mostrado na Figura 72.

Figura 72 - Modelo de simulação do conversor com emulação de resistência de carga

Fonte: Próprio autor

Os resultados da simulação são mostrados na Figura 73 e Figura 74. Na Figura 73 apresentam-se as formas de onda da corrente de fase i_a e da tensão induzida pelo gerador v_a . Na Figura 74 mostram-se os resultados para a força modulada pelo gerador F_g e da velocidade mecânica v_{mec} .

Figura 73 – Resultados de simulação v_a e i_a para MSC com emulação de resistência

Fonte: Próprio autor

Figura 74 - Resultados de simulação F_g e v_{mec} para MSC com emulação de resistência

Fonte: Próprio autor

A fim de verificar a modulação da resistência mecânica R_{eq} foram obtidos os valores de pico fundamentais de F_g e v_{mec} resultando em $F_g = 117,34N$ e $v_{mec} = 0,772 m/s$. Esses valores resultam em uma resistência $R_{eq} = 152 \Omega$ que condiz com o valor desejado para maximização da potência.

Para a verificação da modulação da resistência R_{MSC} foram tomadas as componentes fundamentais do período central das formas de onda de i_a e v_a . Para o período central os valores obtidos são: $i_a = 1,811 A$ e $v_a = 32,277V$. Esses valores resultam em uma resistência de carga do gerador $R_{MSC} = 12,71 \Omega$ que também condiz com o valor desejado.

O método de controle com emulação de carga com o conversor totalmente controlado apresenta algumas vantagens com relação ao retificador a diodos que são:

- A ausência de harmônica de baixa frequência nas correntes e força do gerador linear;
- O desacoplamento entre a tensão V_{dc} e a corrente modulada no gerador. Com isso, não é necessário aplicar um conversor DC-DC intermediário entre o MSC e o GSC.

A desvantagem do conversor totalmente controlado quando comparado com o retificador a diodos é a sua complexidade, pois exige um esforço computacional maior nas suas malhas de controle e também de hardware onde são necessários vários circuitos de potência, controle de disparo e medições de corrente e tensão isolados. No caso do controle Ótimo também é necessária uma forma de estabelecer o ângulo θ da máquina através de sensores de posição ou injeção de frequência.

4 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DO GSC – GRID SIDE CONVERTER

O conversor GSC (Grid Side Converter) é responsável pelo acoplamento e controle do fluxo de potência do barramento DC com a rede CA como é mostrado na Figura 75. Nessa figura também são identificadas as potências instantâneas do conversor MSC, p_{msc} , do conversor GSC, p_{gsc} e do capacitor do barramento DC - p_{cap} .

A potência p_{msc} é controlada de forma a maximizar a potência absorvida das ondas do mar pelo gerador linear como apresentado no Capítulo 3. Com isso, a modulação da potência p_{gsc} tem como finalidade o controle da tensão no barramento DC, pois ao controlar p_{gsc} é possível controlar de forma indireta a potência p_{cap} .

Figura 75 - Fluxo de Potência no Barramento DC

Fonte: Próprio autor

O comportamento da tensão do barramento DC V_{dc} com relação à potência p_{msc} é fundamental para o entendimento do controle do conversor GSC. Apresenta-se a seguir o equacionamento em regime permanente da potência instantânea p_{msc} .

O equacionamento de p_{msc} realizado assume que o controle do MSC modula somente a corrente i_q , sendo que a corrente i_d é mantida em zero. Dessa forma, a potência p_{msc} é dada pela Equação (4.1):

$$p_{msc} = F_g v_{mec} - \frac{3}{2} R_g i_q^2 \quad (4.1)$$

A Equação (4.1) de p_{msc} é desenvolvida de forma a assumir que em regime permanente a força do gerador e sua velocidade são senoidais (com amplitude e frequência variáveis). A corrente i_q também é substituída pela sua relação direta com a força do gerador dada pela Equação (3.51). Pelo fato de não existir corrente i_d a componente do fluxo direto da máquina λ_d é igual a constante λ_{PM} .

$$p_{msc} = F_{g_{pico}} \sin(\omega t) v_{mec_{pico}} \sin(\omega t + \varphi) - \frac{3}{2} R_g \left(\frac{L_{pólos}}{3\pi\lambda_{PM}} F_{g_{pico}} \sin(\omega t) \right)^2 \quad (4.2)$$

Desenvolvendo a Equação (4.2), tem-se:

$$\begin{aligned} p_{msc} = & \frac{1}{2} F_{g_{pico}} \left(v_{mec_{pico}} \cos \varphi - \frac{L_{pólos} R_g}{2\pi\lambda_{PM}} \right) \\ & + \frac{1}{2} F_{g_{pico}} \left(\frac{L_{pólos} R_g}{2\pi\lambda_{PM}} \cos(2\omega t) - v_{mec_{pico}} \cos(\varphi + 2\omega t) \right) \end{aligned} \quad (4.3)$$

A Equação (4.3) pode ser separada em uma componente contínua e outra pulsante como mostrado na Equação (4.4).

$$p_{msc} = P_0 + P_1 \cos(2\omega t + \varphi_2) \quad (4.4)$$

Assumindo que a potência absorvida pelo GSC é constante para regime permanente e igual a P_0 , a potência no capacitor p_{cap} é dada pela componente pulsante de p_{msc} . Com p_{cap} determinado, é possível calcular a tensão no capacitor que é dada pela Equação (4.5).

$$C \frac{dV_{dc}(t)}{dt} V_{dc}(t) = P_1 \cos(2\omega t + \varphi_2) \quad (4.5)$$

Na Equação (4.6) é realizada a integração dos dois termos da Equação (4.5). O instante inicial de integração corresponde ao instante em que a tensão no capacitor assume o seu valor médio.

$$\int_{\overline{V_{dc}}}^{V_{dc}(t)} V_{dc}(t) dV_{dc}(t) = \int_0^T \frac{P_1}{C} \cos(2\omega t + \varphi_2) dt \quad (4.6)$$

A tensão no capacitor é então calculada em função de sua tensão média $\overline{V_{dc}}$, da potência P_1 , da capacitância C e do período de translação ω .

$$V_{dc}^2(t) - \overline{V_{dc}}^2 = \frac{P_1}{\omega C} \sin(2\omega t + \varphi_2) \quad (4.7)$$

$$V_{dc}(t) = \sqrt{\overline{V_{dc}}^2 + \frac{P_1}{\omega C} \sin(2\omega t + \varphi_2)} \quad (4.8)$$

O controle comumente utilizado para a tensão V_{dc} utiliza a própria tensão V_{dc} como sinal para a malha de controle e um compensador PI. Porém, as análises realizadas serão para a variável de controle V_{dc}^2 , pois como será mostrado a seguir no Capítulo 4.1 a utilização dessa variável de controle torna a variável controlada linear.

Assumindo que a variável de controle corresponde à V_{dc}^2 apresenta-se uma análise qualitativa das potências no sistema de conversão encontrado na literatura. Na Figura 76 mostra-se o caso correspondente à Equação (4.7) onde se assume que a potência p_{gsc} é constante.

Figura 76 - Exemplo de Malha de Tensão com Controlador PI Lento

Fonte: Próprio autor

No caso da potência p_{gsc} constante a ondulação de tensão em V_{dc}^2 é a máxima possível e apresenta valor de pico $P_1/\omega C$. Nesse caso o controlador PI deve ser ajustado com uma resposta lenta para que a ondulação presente no sinal de controle V_{dc}^2 não seja passada para o sinal controlado p_{gsc} . Esse comportamento do controlador, necessário para a geração de uma potência p_{gsc} constante, dificulta o controle de V_{dc} devido à sua resposta lenta.

Na Figura 77 apresenta-se o controlador PI atuando de forma rápida no controle da tensão V_{dc}^2 .

Figura 77 - Exemplo de Malha de Tensão com Controlador PI Rápido

Fonte: Próprio autor

Com o PI rápido não é possível filtrar a ondulação de tensão do sinal controlado p_{gsc} e consequentemente essa ondulação também está presente em p_{gsc} . Observa-se também que a ondulação de tensão é menor uma vez que uma parcela da potência P_1 é absorvida por p_{gsc} . A vantagem desse caso é justamente o controle rápido da tensão V_{dc}^2 porém, com a presença de ondulações em p_{gsc} gera-se um problema de qualidade de energia na rede conhecido como “flicker” (flutuações de baixa frequência, no caso na frequência da onda).

Quando os dois casos mostrados na Figura 76 e na Figura 77 são comparados ficam evidentes os dois objetivos de controle conflitantes. Esses objetivos são o controle da tensão do barramento DC e de uma geração que não apresente problemas de qualidade de energia, ou seja, no caso ideal deve-se ter um controle de V_{dc}^2 rápido com potência p_{gsc} constante.

Para solucionar esse problema é proposta uma nova estratégia de controle com base nas potências instantâneas p_{gsc} e p_{msc} , na aplicação de um filtro resetável e um controlador PI conforme mostrado no Capítulo 4.1.

O filtro resetável desenvolvido inclui na malha de controle um atraso variável dependente do período de translação do gerador. Para que a nova estratégia de

controle funcione para diversas frequências, o compensador PI é substituído por um controlador Dead-Beat no Capítulo 4.2. A aplicação do controlador Dead-Beat no controle na tensão V_{dc}^2 também é uma contribuição deste trabalho.

4.1 CONTROLADOR BASEADO EM POTÊNCIA INSTANTÂNEA PARA CONTROLE DE TENSÃO DO BARRAMENTO DC

Para a solução da ambiguidade dos objetivos de controle da malha de tensão V_{dc}^2 é proposta a estratégia mostrada na Figura 78 resultado da publicação [37] do autor.

Figura 78 - Diagrama de Blocos da Malha de Controle de Tensão Proposta

Fonte: Próprio autor

A principal característica da nova malha de controle proposta é o controle baseado nas potências instantâneas p_{msc} , p_{cap} e p_{gsc} . Nas malhas também ocorre a filtragem da oscilação da potência p_{gsc} através de um filtro resetável, onde também é implementado um controlador feed-forward para a rejeição de perturbações (variação súbita na potência gerada p_{msc}).

4.1.1 Filtro de Média Móvel Resetável

O filtro de média móvel resetável tem como objetivo filtrar o sinal de realimentação de forma a rejeitar as oscilações de frequência dupla da potência do gerador linear e do controlador de tensão (devido à ondulação na tensão V_{dc}^2). O funcionamento desse bloco é mostrado na Figura 79 para uma janela móvel de 1s.

Figura 79 –Exemplo de Resposta do Filtro de Média Móvel Resetável para janela de 1s

Fonte: Próprio autor

Constata-se que o sinal de saída corresponde à média do sinal com atraso de um período. Por exemplo, o sinal de saída entre 1s e 2s corresponde à média do sinal de entrada entre 0s e 1s. O filtro é denominado resetável porque ele não guarda memória entre um período e outro. Os períodos de reset do filtro são determinados pela mudança de direção de translação do gerador linear. As mudanças de direção são detectadas pela passagem da potência p_{msc} por zero.

Para a modelagem do filtro é utilizada uma aproximação de Padé de 1ª Ordem como é mostrado na Equação (4.9) onde T corresponde ao período da potência P_1 , ou seja, metade da frequência de translação do gerador.

$$G_{filtro}(s) = \frac{1 - \frac{T}{2}s}{1 + \frac{T}{2}s} \quad (4.9)$$

4.1.2 Controle Feed-Forward da Potência do Gerador

A realimentação Feed-Forward implementada tem como objetivo rejeitar a perturbação causada por variações na potência p_{msc} proveniente do gerador antes que ela cause uma alteração na tensão do barramento DC.

É interessante observar que sem o filtro resetável não seria possível rejeitar as oscilações de potência do GSC e ao mesmo tempo implementar o controle Feed-Forward, pois este sempre injetaria uma oscilação de potência em p_{gsc} .

4.1.3 Equacionamento da Planta

A planta a ser controlada pode ser modelada em termos da potência instantânea absorvida pelo capacitor do barramento DC.

$$V_{dc}^2 = V_{dc0}^2 + \frac{2}{C} \int p_{cap} \quad (4.10)$$

Considerando a variável controlada $X = V_{dc}^2$ e condições iniciais nulas a Equação (4.11) representa a planta a ser controlada.

$$G_{cap}(s) = \frac{X(s)}{p_{cap}(s)} = \frac{2}{sC} \quad (4.11)$$

A equação de controle da tensão V_{dc} é obtida em termos de V_{dc}^2 por manter uma relação linear com o sinal de entrada de potência do capacitor p_{cap} . Dessa forma, os métodos de controles lineares podem ser utilizados sem a necessidade de linearizações a pequenos sinais.

4.1.4 Controlador PI

Para o controle da malha de tensão é utilizado um controlador PI discreto. Para o cálculo dos parâmetros do controlador é utilizado o método de aproximação de amostrador de ordem zero (ZOH) dado pela Equação (4.12).

$$ZOH \approx \frac{\frac{2}{T_s}}{s + \frac{2}{T_s}} \quad (4.12)$$

Dessa forma, o controlador PI discreto pode ser aproximado por uma função de transferência contínua dada pela Equação (4.13).

$$G_{PI}(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \frac{\frac{2}{T_s}}{s + \frac{2}{T_s}} \quad (4.13)$$

4.1.5 Funções de Transferência do Sistema

Com as funções de transferência para cada bloco do sistema de controle obtidas, é possível realizar a análise das funções de transferência em malha aberta dos casos

convencional e proposto. Para o caso convencional consideram-se somente as funções de $G_{cap}(s)$ e $G_{PI}(s)$ e para o caso proposto consideram-se $G_{cap}(s)$, $G_{PI}(s)$ e $G_{filtro}(s)$. Na Equação (4.14) mostra-se a função de transferência para o controle convencional onde o filtro resetável não é aplicado.

$$G(s) = \frac{2}{sC} \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \frac{\frac{2}{T_s}}{s + \frac{2}{T_s}} \quad (4.14)$$

Aplicando-se os valores utilizados nas simulações onde $C = 2460\mu F$ e $T_s = 2,5ms$ obtém-se a Equação (4.15).

$$G(s) = \left(\frac{813,01}{s} \right) \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \left(\frac{800}{s + 800} \right) \quad (4.15)$$

No caso da estratégia de controle proposta a função de transferência correspondente é mostrada na Equação (4.16).

$$G(s) = \left(\frac{1 - \frac{T}{2}s}{1 + \frac{T}{2}s} \right) \frac{2}{sC} \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \left(\frac{\frac{2}{T_s}}{s + \frac{2}{T_s}} \right) \quad (4.16)$$

Para a simulação a frequência de translação utilizada é de 0,333 Hz e corresponde a um período $T = 1,5s$ para a frequência da potência P_1 . Dessa forma, a função de transferência da estratégia proposta corresponde à Equação (4.17).

$$G(s) = \left(\frac{1 - 0,75s}{1 + 0,75s} \right) \left(\frac{813,01}{s} \right) \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \left(\frac{800}{s + 800} \right) \quad (4.17)$$

4.1.6 Modelo de Simulação dos Métodos de Controle

O sistema do conversor GSC é modelado no programa PSIM para a simulação das estratégias de controle convencional e a proposta. Essas simulações servem para verificar a eficácia do método proposto assim como validar as funções de transferência mostradas nas Equações (4.15) e (4.17).

Para que o foco das análises seja o da malha de controle da tensão V_{dc}^2 a rede elétrica é substituída por uma carga RL conforme mostra a Figura 80. Como a

variável de saída da malha de controle de tensão é a potência p_{gsc} basta que a potência dissipada na carga RL seja igual à potência p_{gsc} desejada.

Figura 80 - Diagrama de Modulação da Potência pelo GSC

Fonte: Próprio autor

Para que a potência do GSC seja modulada a partir da potência dissipada na carga RL deve-se modular a tensão de pico trifásica da carga RL v_{gsc_pico} . As tensões v_{ref} mostradas na Figura 80 têm valor unitário e frequência de 60Hz, dessa forma ao se multiplicar o valor de entrada por essas tensões é possível modular a tensão de pico trifásica na carga. A potência na carga RL é dada pela Equação (4.19).

$$p_{gsc} = \frac{3}{2} v_{gsc_pico} i_{carga_pico} \quad (4.18)$$

$$p_{gsc} = \frac{3}{2} \frac{v_{gsc_pico}^2}{R_{carga}} \quad (4.19)$$

Isolando a tensão na equação (4.19), tem-se:

$$v_{gsc_pico} = \sqrt{\frac{p_{gsc} \times 2R_{carga}}{3}} \quad (4.20)$$

Ao controlar a tensão modulada conforme a Equação (4.20) é possível também controlar a potência na carga RL.

O diagrama de controle da potência GSC no PSIM é mostrado na Figura 81.

Figura 81 - Controle implementado no PSIM de Potência GSC

Fonte: Próprio autor

Os controles do conversor MSC utilizados são os mostrados na Figura 72 para modulação de resistência R_{MSC} nos terminais do gerador.

A malha considerada para os controlador convencional é mostrada na Figura 82.

Figura 82 - Malha de Controle Convencional de V_{dc}^2

As malhas de controle para o modo de controle proposto com base em valores de potência instantânea e filtro resetável é mostrada na Figura 83.

Figura 83 - Malha de Controle Proposta no PSIM

Fonte: Próprio autor

Na Figura 84 observa-se o cálculo das variáveis p_{msc} e $Reset$ utilizadas na malha de controle proposta.

Figura 84 - Cálculo da Potência do Gerador e do Sinal de Reset do Filtro

Fonte: Próprio autor

O sinal de $Reset$ é responsável pela detecção da mudança no sentido de translação do gerador. Esse sinal é gerado a partir da detecção da passagem da potência p_{msc} por zero. Utiliza-se nessa detecção um comparador com histerese que é acionado quando $p_{msc} > 1W$ e desligado quando $p_{msc} > 10W$.

Na figura abaixo é mostrado o código fonte utilizado para o bloco filtro resetável implementado em linguagem C no programa PSIM identificado na Figura 85.

```
static double integral=0,  
reset=0,saida=0,periodo=1000,periodo_mem=1000;  
  
integral=integral+x1*delt;  
periodo=periodo+delt;  
if(x2==1 && reset==0){  
    saida=integral/periodo;  
    reset=1;  
    periodo_mem=periodo;  
    periodo=0;  
    integral=0;  
}  
if(x2==0){  
    reset=0;  
}  
y1=saida;  
y2=periodo_mem;
```

Figura 85 - Código Fonte do Bloco de Filtro Resetável

Fonte: Próprio autor

4.1.7 Simulação das Estratégias de Controle

Para a simulação dos controladores são propostos 3 cenários:

- Cenário A – Controle Típico com PI Rápido (Figura 76)
- Cenário B – Controle Típico com PI Lento (Figura 77)
- Cenário C – Controle Proposto com Filtro Resetável (Figura 78)

Os parâmetros de controle utilizados para cada cenário são mostrados na Tabela 8.

Tabela 8 – Parâmetros de Controle Utilizados GSC-PI

	Cenário A	Cenário B	Cenário C
Kp [W/V]	6e-4	20e-5	33e-5
Ki [W/V]	3e-4	1e-5	1e-6

Na Tabela 9 são mostrados os valores de sobressinal e tempo de acomodação [5%] para cada cenário.

Tabela 9 – Resultados de Sobressinal e Tempo de Acomodação

	Cenário A	Cenário B	Cenário C
Mp [%]	109,03	102,09	102,7
ts [s]	7,4	15,0	8,0

Para todos os cenários são mostrados os resultados da simulação para o circuito modelado no PSIM e dos sinais obtidos das funções de transferência modeladas nas Equações (4.15) e (4.17) para um degrau na tensão de referência de 100V para 120V.

Na Figura 86 apresentam-se os resultados da tensão V_{dc}^2 obtida pelo PSIM $V_{dc}^2(Simulado)$ e obtida através da resposta ao degrau da Equação (4.15) $V_{dc}^2(Teórico)$ para o Cenário A. Também se mostra a potência do conversor MSC p_{msc} . No Cenário A a resposta da malha de controle é rápida como pode ser observado pelo tempo de resposta da tensão V_{dc}^2 .

Figura 86 - Resultados de Simulação para o Cenário A – Tensões V_{dc}^2 Simulada e Teórica e p_{msc}

Fonte: Próprio autor

Na Figura 87 apresenta-se a potência do conversor GSC p_{gsc} para o Cenário A. Observa-se que a potência tem uma oscilação grande de 10W que é uma consequência da utilização do controlador PI Rápido convencional.

Figura 87 - Resultados de Simulação para o Cenário A – p_{gsc}

Fonte: Próprio autor

Na Figura 88 apresentam-se os resultados da tensão V_{dc}^2 obtida pelo PSIM $V_{dc}^2(\text{Simulado})$ e obtida através da resposta ao degrau da Equação (4.15) $V_{dc}^2(\text{Teórico})$ para o Cenário B. Também se mostra a potência do conversor MSC

p_{msc} . No Cenário B a resposta da malha de controle é lenta como pode ser observado pelo tempo de resposta da tensão V_{dc}^2 .

Figura 88 - Resultados de Simulação para o Cenário B – Tensões V_{dc}^2 Simulada e Teórica e p_{msc}

Fonte: Próprio autor

Na Figura 89 apresenta-se a potência do conversor GSC p_{gsc} para o Cenário B. Observa-se que a potência tem uma oscilação pequena de 3W que é uma consequência da utilização do controlador PI Lento convencional.

Figura 89 - Resultados de Simulação para o Cenário B – p_{gsc}

Fonte: Próprio autor

Na Figura 90 apresentam-se os resultados da tensão V_{dc}^2 obtida pelo PSIM $V_{dc}^2(\text{Simulado})$ e obtida através da resposta ao degrau da Equação (4.17) $V_{dc}^2(\text{Teórico})$ para o Cenário C. Também se mostra a potência do conversor MSC p_{msc} . No Cenário C a resposta da malha de controle é rápida como pode ser observado pelo tempo de resposta da tensão V_{dc}^2 .

Figura 90 - Resultados de Simulação para o Cenário C - Tensões V_{dc}^2 Simulada e Teórica e p_{msc}

Fonte: Próprio autor

Na Figura 91 apresenta-se a potência do conversor GSC p_{gsc} e o sinal de saída do controlador PI v_{pi} para o Cenário C. Observa-se que a oscilação de potência do sinal de saída do controlador PI é totalmente filtrada pelo filtro resetável que resulta em um sinal p_{gsc} praticamente sem oscilações.

Figura 91 - Resultados de Simulação para o Cenário C – Sinal de Saída do Controlador PI V_{pi} e p_{gsc} .

Fonte: Próprio autor

Pelos resultados constata-se que:

- As funções de transferência modeladas nas Equações (4.15) e (4.17) são coerentes com as simulações no PSIM.
- Com o PI Típico Rápido tem-se um tempo de acomodação menor, porém com uma oscilação de potência maior na rede representada pela variável p_{gsc} .
- Com o PI Típico Lento o tempo de acomodação é maior, porém com uma oscilação de potência menor na rede.
- Com o controle novo proposto praticamente não existe oscilação de potência na rede e o tempo de acomodação é compatível com os mostrados para o controle típico rápido.

4.2 CONTROLADOR DEAD-BEAT PARA REGULAÇÃO DE TENSÃO DO BARRAMENTO DC

As ondas oceânicas apresentam uma frequência variável com o tempo. Essa variação implica uma dificuldade de ajuste do controlador da malha de tensão baseada em potência instantânea e filtro resetável proposto. Isso ocorre porque o atraso do filtro resetável é diretamente dependente da frequência de translação.

A planta a ser controlada é constituída então por uma parcela que apresenta um atraso variável. Na literatura existem alguns métodos para o controle desses tipos de plantas como o preditor de Smith [38]. No entanto, propõe-se aqui um novo método de controle dead-beat da tensão V_{dc}^2 com a malha de controle baseada nas potências instantâneas.

O controlador dead-beat para a malha de tensão consiste no cálculo da potência média que deve ser injetada no capacitor do barramento DC durante um período de translação para que a tensão no final do período corresponda à tensão de referência.

O equacionamento da atuação do controlador inicia-se com o cálculo da energia potencial acumulada no capacitor do barramento DC dada pela Equação (4.21).

$$E_{cap} = \frac{V_{dc}^2 \times C}{2} \quad (4.21)$$

A definição de energia elétrica é dada pela Equação (4.22).

$$E = \int_{t_0}^{t_0+T} P \, dt \quad (4.22)$$

Com as equações (4.21) e (4.22) determina-se a variação da tensão no capacitor de acordo com a potência injetada durante um período T.

$$\frac{V_{dcT}^2 \times C}{2} - \frac{V_{dc0}^2 \times C}{2} = \int_{t_0}^{t_0+T} P \, dt \quad (4.23)$$

A potência proveniente do gerador linear é dada por:

$$p_{msc} = P_o + P_1 \cos(2\omega t + \varphi_2) \quad (4.24)$$

Para cada período de cálculo do filtro resetável, tem-se:

$$\Delta E = \int_0^T P_o + P_1 \cos(2\omega t + \varphi_2) = \left[P_o t + P_1 \frac{\text{sen}(2\omega t)}{2\omega} \right]_0^T \quad (4.25)$$

$$\Delta E = P_o T + P_1 \frac{\text{sen}(2\omega T) - 1}{2\omega} \quad (4.26)$$

O período de reset do filtro é dado por:

$$T = \frac{2\pi}{\omega} \quad (4.27)$$

Aplicando o período de reset na equação (4.26) temos,

$$\Delta E = P_o \frac{2\pi}{\omega} + P_1 \frac{\text{sen}(4\pi) - 1}{2\omega} = P_o \times \frac{2\pi}{\omega} \quad (4.28)$$

Pode-se observar através da equação (4.28) que a oscilação de potência não resulta em uma alteração da tensão no capacitor do barramento DC nos instantes 0 e T, uma vez que ela não causa uma variação de sua energia sendo que somente a parcela contínua causa a variação da tensão.

Dessa forma, podemos calcular a potência contínua durante um período T que deve ser injetada no capacitor durante esse tempo para que a tensão do capacitor passe da tensão inicial V_{dc0} para a tensão de referência $V_{dc_{ref}}$.

$$p_{cap} = \frac{C}{2T} \times (V_{dc_{ref}}^2 - V_{dc0}^2) \quad (4.29)$$

O diagrama de blocos mostrado na Figura 92 implementa o controle dead-beat através dos blocos S/H, Medição de Período e ganho K_{db} .

Figura 92 - Diagrama de Blocos do Controlador Dead-Beat de Tensão do Barramento DC

Fonte: Próprio autor

Na saída do bloco de amostragem do sinal de tensão (S/H) temos o sinal de tensão inicial v_{dc0} amostrado a cada mudança do sentido de translação, ou seja, no início do período T . O bloco S/H também permite que o sinal de tensão v_{dc0} permaneça constante durante o período de forma a manter a potência p_{cap} constante durante o período. O ganho K_{db} corresponde ao fator:

$$K_{db} = \frac{C}{2} \quad (4.30)$$

O período de translação anterior é calculado e utilizado como fator para o cálculo da potência contínua a ser injetada no capacitor para a correção da tensão.

Figura 93 - Modelo de Simulação no PSIM para Controlador Dead-Beat

Fonte: Próprio autor

4.2.1 Simulação do Controle Dead-Beat

Na Figura 94 são mostrados os resultados de simulação V_{dc}^2 e p_{msc} para um degrau na tensão de referência V_{dc} de 100V para 120V. Observa-se que a tensão é controlada em dois ciclos de translação.

Figura 94 - Resultados de Simulação no PSIM do controlador Dead-Beat – Tensão V_{dc}^2 e p_{msc}

Fonte: Próprio autor

Na Figura 95 mostra-se a potência do conversor GSC p_{gsc} onde se constata que a oscilação de potência de p_{msc} foi rejeitada.

Figura 95 - Resultados de Simulação no PSIM do controlador Dead-Beat – p_{gsc}

Fonte: Próprio autor

5 ARRANJO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para a comprovação das estratégias de controle apresentadas construiu-se uma plataforma de testes associada ao gerador desenvolvido em [8]. Na Figura 96 são apresentados os componentes da plataforma composta por um acionamento mecânico, o gerador linear e o conversor de potência.

Figura 96 - Diagrama Esquemático do Arranjo Experimental

Fonte: Próprio autor

O acionamento mecânico adotado é denominado “*Scotch Yoke*” e seu funcionamento assim como suas características são detalhadas no Capítulo 5.1. A principal característica desse acionamento é que ele permite um deslocamento senoidal do translador do gerador linear.

O conversor de potência é constituído por um circuito de potência, circuitos de medição de tensão e corrente isolados, uma placa de controle e um circuito isolador de porta serial. O funcionamento do conversor assim como seus componentes são detalhados no Capítulo 5.2.

O circuito de potência contém os MOSFETS para comutação dos conversores VSC do GSC e MSC. Também são elaborados circuitos para proteção de sobretensão do barramento DC, proteção de sobrecorrente, disparo do MOSFETS, pré-carga e isolamento dos sinais de disparo do conversor. Para a emulação da rede utiliza-se uma carga RL conforme descrito no Capítulo 4.1.6.

A seguir os blocos são detalhados quanto às suas funcionalidades e aspectos construtivos necessários para o equacionamento do sistema de controle.

5.1 ACIONAMENTO MECÂNICO

O acionamento mecânico construído para o deslocamento linear senoidal do gerador é mostrado na Figura 97. Esse tipo de mecanismo é denominado “*Scotch Yoke*”.

Figura 97 - Mecanismo Scotch Yoke

Fonte: Próprio autor

O disco vermelho possui um pino fixo em sua estrutura, e tem um sentido de rotação, como mostrado na figura. Esse pino pode deslocar-se no sentido vertical através de uma guia no disco azul. Nesse arranjo mecânico o deslocamento linear d é dado por:

$$d = \cos(\beta) r \quad (5.1)$$

A velocidade de rotação é mantida constante através de um motor de indução controlado por inversor de frequência. Dessa forma, o ângulo α é dado por:

$$\beta = \omega t \quad (5.2)$$

Substituindo a Equação (5.2) em (5.1), temos:

$$d = \cos(\omega t) r \quad (5.3)$$

A Figura 98 mostra o mecanismo “*Scotch Yoke*” montado e conectado ao gerador linear que é instalado em um suporte de fixação.

Figura 98 - Foto do Arranjo Mecânico

Fonte: Próprio autor

As características elétricas e mecânicas do acionamento são mostradas na Tabela 10.

Tabela 10 – Dados do Acionamento Mecânico

Parâmetro	Valor
Potência do Motor	¼ cv
Rotação Nominal	1800 rpm
Redução por Polias	30:1
Diâmetro do Disco	50cm

Na literatura não são encontradas aplicações do mecanismo scotch yoke no acionamento de geradores lineares para testes práticos. Esse tipo de acionamento tem um deslocamento senoidal e é ideal para a simulação de ondas do mar monocromáticas. A utilização de outros métodos de acionamento gera uma distorção nas formas de onda de tensão que dificultam a verificação do funcionamento correto dos arranjos mecânico e elétrico. A Figura 99 mostra um resultado de um experimento onde não é utilizado o mecanismo scotch yoke [36].

Figura 99 - Tensão no Gerador Linear sem Mecanismo Scoth Yoke

Fonte: [36]

5.2 CONVERSOR MSC E GSC

Na Figura 100 apresenta-se o sistema de conversão concebido que é constituído por:

- Circuito de Potência: responsável por realizar o chaveamento das tensões e correntes dos conversores GSC e MSC.
- Placa de Controle – ARM Cortex M4: Contém um processador STM32F407 para programação das malhas de controle.
- Medição de Corrente: constituído por sensores LEM LA-25 de corrente e circuito de condicionamento de tensão.
- Medição de Tensão: constituído por sensores LEM LV-25 de tensão e circuito de condicionamento de tensão.
- Isolação Serial: circuito com isoladores ópticos para comunicação com PC através de porta serial. A comunicação da porta serial tem como finalidade aquistar os sinais analógicos para o programa Matlab.

Figura 100 - Visão Geral do Sistema de Conversão

Fonte: Próprio autor

Na Figura 101 apresenta-se uma foto da montagem experimental do sistema de conversão de potência com todos os seus componentes.

Figura 101 – Foto da Montagem Experimental

Fonte: Próprio autor

O circuito de potência é mostrado com mais detalhes na Figura 102.

Figura 102 - Diagrama de Blocos do Circuito de Potência

Fonte: Próprio autor

A seguir segue um descritivo breve de cada bloco:

- MSC e GSC: Conversores ligados ao gerador e à rede com MOSFETS.
- Link DC: Capacitor de potência e resistores de descarga.
- Pré-Carga e Isolação: Relés em paralelo com resistores de pré-carga dos Capacitores do Link DC. Os relés também podem isolar os conversores MSC e GSC de conexões externas.
- IR2130: O circuito integrado IR2130 é responsável por gerar os sinais de disparo para os Mosfets dos blocos MSC e GSC. Esse componente também provê uma proteção de sobrecorrente para os conversores. Caso ocorra uma sobrecorrente os Mosfets são mantidos desligados.
- Detecção de Sobretensão: O detector de sobretensão do barramento DC é uma proteção que compara a tensão do Link DC com uma referência interna e atua nas portas OU de forma a manter em zero os sinais de disparo dos Mosfets.
- Portas OU: Os sinais de entrada do componente IR2130 são invertidos, ou seja, para que os Mosfets sejam mantidos desligados deverão ser fornecidos sinais “1” em sua entrada. Com isso, caso a proteção de sobretensão atue ela fornecerá um sinal 1 que terá uma operação lógica OU com os sinais de

entrada. Dessa forma, a proteção de sobretensão desligará os Mosfets independente dos sinais de controle de entrada.

- Acopladores Ópticos: Os acopladores ópticos são responsáveis por isolar os sinais digitais de disparo provenientes da placa de controle ARM.

A seguir são fornecidas as descrições detalhadas dos componentes utilizados assim como o seu funcionamento e cálculo dos componentes.

5.2.1 IR2130, MSC, GSC e Link DC

O CI IR2130 é um driver trifásico de disparo para IGBTs e MOSFETs de potência. O princípio de funcionamento desse CI é o chaveamento através da utilização de um circuito denominado de Bootstrap. Na Figura 103 é mostrado o diagrama esquemático interno do IR2130.

Figura 103 - Diagrama Funcional Interno do CI IR2130

Fonte: [39]

O IR2130 conta com proteções internas de sobrecorrente no conversor de potência através da tensão detectada no pino ITRIP. Também existem proteções de

subtensão na tensão de alimentação do CI porque tensões baixas de alimentação podem resultar em comportamentos inesperados do CI assim como uma tensão baixa de disparo das chaves levando à sua dessaturação. Além das proteções também é disponibilizado um pino externo FAULT, onde é possível desabilitar as funções do CI, e um amplificador operacional interno que pode ser utilizado para amplificar os sinais de sensores de corrente shunt.

O circuito de funcionamento do IR2130 é mostrado na Figura 104.

Figura 104 - Circuito do Driver IR2130

Fonte: Próprio autor

Na Figura 105 exibe-se o diagrama do MSC e Link DC sendo que o GSC é um espelho do MSC.

Figura 105 - Diagrama do Circuito do MSC e Link DC

Fonte: Próprio autor

Um dos pontos importantes durante a montagem e testes do circuito da Figura 105 foi a instalação de capacitores de $10\mu F$ em paralelo com o barramento DC e próximos fisicamente dos Mosfets para que não ocorresse o mau funcionamento do IR2130. Em consulta a literatura do fabricante do IR2130 constatou-se que o problema ocorre devido à um transiente presente durante o chaveamento que é mostrado na Figura 106.

Nessa figura pode-se observar que podem aparecer tensões negativas nos terminais Vs dos drivers como o IR2130 [40]. Caso essa tensão negativa seja menor do que -5V pode ocorrer o fenômeno latch das chaves internas do driver e com isso, não é possível desligar as chaves do lado positivo da fonte.

Figura 106 - Transiente Negativo em Drivers de Potência

Fonte: [40]

Para evitar que essa tensão negativa seja elevada são instalados diodos entre os terminais V_S e terra assim como capacitores de 10uF próximos dos pares de chaves para diminuir os efeitos da indutância série do barramento DC.

5.2.2 Proteção de Sobretensão e Portas OU

A implementação de uma proteção de sobretensão do barramento DC é importante durante a elaboração e testes do conversor de potência, pois dada a sua natureza experimental, os controles programados em software são sujeitos à falhas. Essas falhas de controle podem resultar em sobretensões no conversor e consequentemente na sua falha física.

Na Figura 107 observa-se o diagrama do circuito de detecção de sobretensão que é composto por um comparador analógico LM393. O comparador é configurado de forma a ter um comportamento “latch”, ou seja, uma vez atuada a proteção só pode ser desabilitada com a desenergização do circuito. O efeito “latch” é obtido através da utilização do diodo 1N4148.

O sinal de medição da tensão do barramento DC é reduzida e filtrada através de um divisor resistivo e um capacitor de filtro. A tensão de referência utilizada para a comparação é utilizada da própria fonte de alimentação do comparador de 12V e também é reduzida e ajustada através de um divisor resistivo. No caso da referência de tensão é necessário que seja definida uma tensão inicial no comparador que não resulte em sua atuação durante a energização do circuito. A função da inicialização correta do comparador é realizada através do capacitor C_{start} . O capacitor C_{start}

permite que a tensão de referência seja iniciada em 12V e decaia para a tensão de referência desejada e com isso, o comparador não atua incorretamente durante a energização do circuito.

Figura 107 - Diagrama do Circuito de Proteção de Sobretensão

Fonte: Próprio autor

O sinal de sobretensão OVP atua de forma a bloquear os sinais de chaveamento destinados ao CI IR2130. Este bloqueio é realizado através de portas OU mostradas na Figura 108. Além do bloqueio dos sinais de disparo também foi montado um LED de sinalização onde é possível identificar a atuação da proteção de sobretensão.

Figura 108 - Bloqueio de Disparo por Proteção de Sobretensão

Fonte: Próprio autor

5.2.3 Pré-Carga e Isolação

O circuito de pré-carga e isolação tem como finalidade isolar os conversor MSC do gerador linear e o conversor GSC da carga RL. Quando o circuito está isolado ele também permite que os capacitores do barramento DC sejam pré-carregados através de uma resistência em paralelo com os relés eletromecânicos. O circuito é apresentado na Figura 109. Os sinais de atuação do circuito são isolados através de um acoplador óptico ligado à placa de controle ARM.

Figura 109 - Circuito de Pré-Carga e Isolação

Fonte: Próprio autor

5.2.4 Acopladores Ópticos

Os sinais digitais PWM provenientes do controlador digital ARM são isolados da placa de potência através de acopladores ópticos mostrados na Figura 110.

Figura 110 - Isolação Óptica dos Sinais de Disparo

Fonte: Próprio autor

5.2.5 Medição de Corrente e Tensão Isolados

Para as medições de tensão e corrente são utilizados sensores de corrente modelo LA-25 e de tensão LV-25np ambos do fabricante LEM. Os sinais de saída desses sensores não são compatíveis com as entradas analógicas do processador de controle digital e por isso são necessários circuitos de condicionamento mostrados na Figura 111 e Figura 112.

Na Figura 111 apresenta-se um circuito de referência de tensão a ser somada ao sinal proveniente dos sensores que apresentam sinal de saída bipolar.

Figura 111 - Referência de Tensão para Condicionamento de Sinais

Fonte: Próprio autor

A soma da tensão de referência e também da alteração do ganho do sinal proveniente dos sensores LEM é realizada pelo circuito da Figura 112. Também é implementado um circuito para limitar a saída do amplificador operacional entre 0 e 3,3v de forma a não danificar as entradas analógicas do processador ARM.

Figura 112 - Circuito de Condicionamento de Sinais

Fonte: Próprio autor

5.2.6 Processador ARM Cortex M4

A placa de controle utilizada nos experimentos é a placa Discovery da STMicroelectronics com processador STM32F407. Esse modelo de processador pertence à família ARM Cortex M4. Na Figura 113 apresenta-se uma foto da placa Discovery.

Figura 113 - Foto da Placa Discovery da STMicroelectronics Cortex M4

Fonte: Próprio autor

Esse modelo de processador apresenta diversos recursos que são interessantes para a sua aplicação no controle de eletrônica de potência, tais como:

- Processador de ponto flutuante com precisão simples;
- 3x12bit, 2,4Msps ADC;
- 2x12bit DAC;
- Debugger na própria placa;
- Velocidade – 152Mhz;
- Custo baixo;
- Ampla aceitação e códigos de exemplos;
- Memória Flash de 1MB;
- Memorial SRAM de 192kB;
- Diversas Interfaces, rs-232
- Vários canais de PWM interno configurável;

5.2.7 Isolador de Porta Serial

Para o levantamento dos dados experimentais é utilizada a porta serial do processador com um computador onde está instalado o programa Matlab.

O circuito de controle composto pela placa Discovery é isolado da parte de chaveamento de potência através dos sensores isolados de corrente e tensão assim como dos acopladores ópticos de disparo das chaves. No entanto, como precaução adicional é utilizado um circuito isolador da porta serial do processador com o computador. O circuito desenvolvido e utilizado para a isolação dos sinais é mostrado na Figura 114.

Figura 114 - Diagrama do Circuito Isolador de Porta Serial

Fonte: Próprio autor

5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais têm como objetivo validar os modelos teóricos elaborados para o sistema de geração de energia. Verifica-se também se a estratégia de controle para o MSC apresentada no Capítulo 3.4.3 (emulação de resistência R_{MSC}) e de controle do GSC proposta no Capítulo 4.1.6 (filtro resetável e controlador PI) são funcionais.

Com a utilização do mecanismo “*Scotch Yoke*” não é possível simular o comportamento hidrodinâmico entre as ondas do mar e a boia, pois a velocidade do mecanismo é controlada diretamente pelo motor de indução alimentado por inversor de frequência. Dessa forma, para o MSC a resistência modulada por fase é de $R_{MSC} = 6\Omega$. Essa resistência corresponde à aproximadamente à máxima transferência de potência para o gerador.

Realizam-se três testes que são os mesmos apresentados no Capítulo 4.1.7, sendo eles:

- Cenário A – Controle Típico com PI Rápido
- Cenário B – Controle Típico com PI Lento
- Cenário C – Controle Novo Proposto com Filtro Resetável

Para o controle do GSC utilizam-se os mesmo ajustes dos controladores PI apresentados no Capítulo 4.1.7. A frequência de translação do acionamento mecânico é de 0,333Hz. Sendo que para essa frequência as funções de transferência obtidas para o caso típico e com filtro resetável são as mesmas apresentadas nas Equações (4.15) e (4.17). Para cada cenário são obtidos resultados experimentais para um degrau na tensão de referência V_{dc} de 70V para 100V. Assim como no Capítulo 4.1.7 as respostas ao degrau na referência da tensão V_{dc} experimental é plotada juntamente com as respostas das funções de transferência para a verificação do modelo teórico de controle.

No Cenário A é verificado o funcionamento do conversor MSC. No caso experimental essa verificação é realizada de forma indireta, pois ao contrário da simulação no PSIM não é possível medir a tensão induzida v_a e com isso calcular a resistência R_{MSC} modulada. A forma elaborada para a medição de R_{MSC} tem como

base o cálculo da potência p_{msc} de duas formas. A primeira forma é mostrada na Equação (5.4) e utiliza a medição de tensão V_{dc} e da potência p_{gsc} controlada.

$$p_{msc} = \frac{C}{2} \frac{dV_{dc}}{dt} + p_{gsc} \quad (5.4)$$

A segunda forma é apresentada na Equação (5.5) e utiliza as medições das correntes de fase do gerador.

$$\frac{p_{msc}}{R_{MSC}} = (i_a^2 + i_b^2 + i_c^2) \quad (5.5)$$

Com isso, dividindo-se a Equação (5.4) pela Equação (5.5) é possível obter a resistência modulada R_{MSC} de forma indireta através das medições de tensão V_{dc} , das correntes de fase e do sinal da potência modulada p_{gsc} .

5.3.1 Resultados para o Controle Típico com PI Rápido – Cenário A

A potência do conversor MSC p_{msc} é mostrada na Figura 115 e é obtida aplicando-se a Equação (5.4) aos dados de V_{dc} medido e do sinal interno de controle p_{gsc} . Constata-se que a potência obtida é praticamente senoidal que é consequência da utilização do dispositivo scotch yoke de acionamento mecânico. No entanto, verifica-se a presença de uma deformação da forma de onda que é causada pelos acoplamentos das polias de redução do mecanismo que podem apresentar um escorregamento durante os picos de potência da máquina.

Figura 115 - Potência Instantânea do Conversor MSC – Cenário A

Fonte: Próprio autor

Na Figura 116 mostra-se a corrente na Fase A do gerador i_a modulada pelo conversor MSC.

Figura 116 - Corrente na Fase A do Gerador Linear

Fonte: Próprio autor

Com a potência p_{msc} calculada através da Equação (5.4) e os dados de medição das correntes das fases A, B e C é possível determinar a resistência R_{MSC} conforme explicado anteriormente ao se dividir os dados calculados pela Equação (5.4) com os dados calculados pela Equação (5.5). Ao realizar esse cálculo para o Cenário A a resistência média modulada pela conversor MSC é de $R_{MSC} = 5,87\Omega$ que representa um erro de modulação aceitável de 2,17%. Esse resultado comprova o funcionamento do método de emulação de resistência para o conversor MSC.

Na Figura 117 apresentam-se os resultados da tensão V_{dc} obtida pelos resultados experimentais em Vermelho e obtida através da resposta ao degrau da Equação (4.15) em Azul para o Cenário A.

Figura 117 - Tensão Experimental e Teórica no Barramento DC V_{dc} para o Cenário A

Fonte: Próprio autor

Pela Figura 117 conclui-se que o comportamento da planta controlada corresponde ao modelado uma vez que os dados experimentais e simulados são coerentes.

Na Figura 118 apresenta-se a potência do conversor GSC p_{gsc} para o Cenário A. Observa-se a elevada oscilação de potência de p_{gsc} devido à resposta rápida do controlador PI conforme foi observado no Capítulo 4.1.7.

Figura 118 – Potência Modulada pelo Conversor GSC p_{gsc} para o Cenário A

Fonte: Próprio autor

5.3.2 Resultados para o Controle Típico – Cenário B

Na Figura 119 apresentam-se os resultados da tensão V_{dc} obtida pelos resultados experimentais em Vermelho e obtida através da resposta ao degrau da Equação (4.15) em Azul para o Cenário B.

Figura 119 - Tensão Experimental e Teórica no Barramento DC V_{dc} para o Cenário B

Fonte: Próprio autor

Pela Figura 119 conclui-se que o comportamento da planta controlada corresponde ao modelado uma vez que os dados experimentais e simulados são coerentes.

Na Figura 120 apresenta-se a potência do conversor GSC p_{gsc} para o Cenário B. Observa-se a baixa oscilação de potência de p_{gsc} devido à resposta lenta do controlador PI conforme foi observado no Capítulo 4.1.7.

Figura 120 - Potência Modulada pelo Conversor GSC p_{gsc} para o Cenário B

Fonte: Próprio autor

5.3.3 Resultados para o Controle Típico – Cenário C

Na Figura 121 apresentam-se os resultados da tensão V_{dc} obtida pelos resultados experimentais em Vermelho e obtida através da resposta ao degrau da Equação (4.17) em Azul para o Cenário C.

Figura 121 – Tensão Experimental e Teórica no Barramento DC V_{dc} para o Cenário C

Fonte: Próprio autor

Pela Figura 121 conclui-se que o comportamento da planta controlada corresponde ao modelado uma vez que os dados experimentais e simulados são coerentes.

Na Figura 123 apresenta-se o sinal de saída do controlador PI V_{pi} para o Cenário C.

Figura 122 – Sinal de Saída do Controlador PI V_{pi} para o Cenário C

Fonte: Próprio autor

Na Figura 123 mostra-se o sinal de saída do filtro resetável que corresponde à potência modulada pelo conversor GSC p_{gsc} .

Figura 123 – Potência Modulada pelo Conversor GSC p_{gsc} para o Cenário C

Fonte: Próprio autor

Observa-se através dos resultados a eficácia da estratégia de controle proposta. A tensão V_{dc} apresenta uma resposta rápida ao degrau na referência de tensão assim como a potência p_{gsc} é mantida sem as oscilações provenientes de p_{msc} . É possível notar a atuação do filtro comparando-se a Figura 122 com a Figura 123.

CONCLUSÃO E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Durante a realização deste trabalho verificou-se que, para o entendimento dos controles dos conversores associados à geração de energia por ondas do mar, é necessário um estudo de diversos temas. Esses temas são: as características da máquina elétrica utilizada, o sistema hidrodinâmico envolvido, a interação entre os conversores MSC com o gerador utilizado e com o sistema hidrodinâmico, e o comportamento do conversor GSC, dadas as oscilações de potência causadas pelas ondas do mar.

Com isso, para um estudo completo dos fenômenos envolvidos, as diversas partes que constituem o sistema de geração tiveram sua teoria de funcionamento explorada. Com a teoria elaborada, foi possível desenvolver modelos de simulação no programa PSIM que representam o sistema de geração e que validam suas características de funcionamento.

A primeira etapa na modelagem do sistema foi o levantamento das características do gerador linear em coordenadas dq. Esse levantamento foi realizado através do método de injeção de frequência entre as fases A e B do gerador, e com medição de tensão na fase C. Essa forma de medição é resultado deste trabalho e sua comprovação teórica foi detalhada. Para a medição dos fluxos dos ímãs permanentes utilizou-se uma medição de velocidade baseada em sensor óptico e uma medição da tensão de fase.

O modelo hidrodinâmico de interação entre as ondas do mar e a boia da geração diretamente acoplada é desenvolvido de forma simplificada para possibilitar as simulações dos conversores. Seus parâmetros são escolhidos de forma que o gerador possa operar dentro de suas condições nominais.

Para a maximização da potência do sistema composto pelo gerador e pelo sistema hidrodinâmico, definem-se dois tipos de otimização, sendo elas a ótima e a sub-ótima. Durante consulta à literatura sobre o tema, verificou-se que existem poucos casos de otimização onde se aplica o gerador utilizado, cujas principais características são o fator de potência elevado, mas com perdas também elevadas. As perdas afetam diretamente o ponto de maximização de potência e, por isso, foi realizado um novo equacionamento, levando-se em conta essas características. Esse equacionamento é resultado deste trabalho.

Em consulta à literatura, constatou-se também que a teoria já desenvolvida para os conversores com retificadores a diodos não se aplica para o caso estudado, pois em sua maioria a reatância série do gerador é elevada com relação à sua resistência série. Isso não ocorre no gerador utilizado, cuja característica é justamente oposta, onde a resistência é muito maior do que a reatância série. Com isso, foi necessário um novo equacionamento do comportamento da ponte retificadora a diodos. Com esse equacionamento foi possível obter uma forma de controle que maximizasse a potência gerada.

Para os conversores MSC totalmente controlados foram mostrados os principais tipos de controle, que são o DTC e FOC. Um dos controles também utilizados foi o de emulação de resistência nos terminais do gerador. Esse tipo de controle é simulado e o seu princípio de funcionamento é explicado assim como as suas vantagens e desvantagens.

Durante os testes dos conversores GSC com malhas de controle típicas, constatou-se existir uma dificuldade de sintonia da malha de controle, de forma a atender dois objetivos conflitantes. Esses objetivos de controle são o controle da tensão do barramento DC V_{dc} e a diminuição da oscilação da potência do conversor GSC p_{msc} . Para que os dois objetivos pudessem ser atendidos, elaborou-se uma nova malha de controle com base nas potências instantâneas dos conversores e com a utilização de um filtro resetável. Esse método mostrou-se eficaz para a rejeição da oscilação de potência da potência p_{msc} e do controle rápido da tensão V_{dc} .

A estratégia de controle proposta insere um atraso na malha de controle que depende da frequência de translação do gerador. Esse comportamento torna o sistema a ser controlado complexo. Para resolver esse problema de forma simples, assim como possibilitar que o controle proposto funcionasse para frequência de translação variável, foi desenvolvido o controlador dead-beat da tensão do barramento DC.

Para os testes experimentais foi construída uma plataforma de testes associada ao gerador já elaborado em um projeto anterior. A plataforma é constituída de um acionamento mecânico e um conversor de potência. O acionamento mecânico é do tipo “*Scotch Yoke*” e permite um deslocamento senoidal do transladador. Esse tipo de comportamento do acionamento permite que as malhas de controle sejam testadas

e comparadas com resultados de simulação, de forma simples e imediata. O conversor de potência é composto de circuito de chaveamento de potência, controle, medição e comunicação com o programa Matlab através de porta serial. Essa comunicação permitiu que fosse obtida uma quantidade grande de sinais de medição e sinais internos de controle, que facilitaram a análise das formas de onda.

Os testes experimentais foram realizados para o método de controle do GSC com base nas potências instantâneas, filtro resetável e controlador PI. Para o MSC o método de controle programado foi o de emulação de resistência. Os testes mostraram que a teoria desenvolvida para as estratégias de controle são válidas tanto para o MSC como o GSC. A plataforma desenvolvida permitirá diversos experimentos no futuro, que envolvam o gerador linear.

De forma resumida as conclusões são:

- A máquina utilizada é pouco explorada na literatura;
- O levantamento de características pelo método da resposta em frequência é o único método aplicável para a máquina linear;
- O método desenvolvido para essas medições facilitou sua aplicação;
- É possível utilizar o retificador a diodos para maximização da potência gerada com a teoria desenvolvida neste trabalho. O retificador constitui uma solução muito simples da conversão de energia do gerador;
- A dissertação explica o funcionamento do MSC com emulação de resistência em que não são necessários sensores de posição;
- Para a maximização Ótima o controle com sensor de posição é necessário;
- Os aspectos do GSC quanto à regulação de tensão do barramento DC são abordados. Novas técnicas são propostas para a solução das dificuldades de regulação da tensão com oscilações de baixa frequência provenientes d energia das ondas.

As sugestões para trabalhos futuros são justamente a aplicação dos diversos assuntos desenvolvidos neste trabalho, tais como:

- Testes experimentais do conversor MSC com ponte retificadora de diodos com estratégia de controle proposta;

- Elaboração de um sensor de posição para o gerador linear com a finalidade de realizar o controle dq da máquina e possibilitar a otimização ótima, e não somente a sub-ótima por meio da emulação de resistência R_{MSC} ;
- Construção de um acionamento mecânico que permita a simulação do comportamento hidrodinâmico do sistema;
- Mitigar os problemas encontrados no acionamento mecânico para o escorregamento das correias, como a utilização de um redutor com engrenagens.
- Testes experimentais do controlador dead-beat de tensão do barramento DC.
- Projeto real de um sistema com boias para validar o comportamento hidrodinâmico modelado.

REFERÊNCIAS

- [1] M. T. Tolmasquim, *Energia Renovável: Hidráulica, Biomassa, Eólica, Solar, Oceânica*. Rio de Janeiro, RJ, Brasil: Empresa de Pesquisa Energética, 2016.
- [2] T. HEATH, “The construction, commissioning and operation of the LIMPET wave energy collector”, *Wavegen Reino Unido*, 2001.
- [3] B. Drew, A. R. Plummer, e M. N. Sahinkaya, *A review of wave energy converter technology*. Sage Publications Sage UK: London, England, 2009.
- [4] Y. Hong, R. Waters, C. Boström, M. Eriksson, J. Engström, e M. Leijon, “Review on electrical control strategies for wave energy converting systems”, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 31, p. 329–342, 2014.
- [5] Coppe, “Coppe”, 2018. [Online]. Disponível em: <http://www.coppe.ufrj.br/pt-br/a-coppe/coppe-produtos/usina-de-ondas>. [Acessado: 20-mar-2019].
- [6] Seabased, “Point Absorber”, 2018. [Online]. Disponível em: <http://www.seabased.com/en/>. [Acessado: 02-ago-2018].
- [7] M. G. de Sousa Prado, F. Gardner, M. Damen, e H. Polinder, “Modelling and test results of the Archimedes wave swing”, *Proc. Inst. Mech. Eng. Part J. Power Energy*, vol. 220, n° 8, p. 855–868, 2006.
- [8] L. M. Ferraz e J. F. Fortes, *Projeto de gerador elétrico para utilização na extração de energia de ondas e estudo de sua viabilidade*. São Paulo, SP, Brasil: Universidade de São Paulo, 2014.
- [9] A. Pecker e J. P. Kofoed, *Handbook of Ocean Wave Energy*, 1° ed. Dinamarca: Springer, 2017.
- [10] I. Boldea, *Linear electric machines, drives, and MAGLEVs handbook*. CRC press, 2013.
- [11] Wikipedia, “Hallbach”, 2018. [Online]. Disponível em: https://en.wikipedia.org/wiki/Halbach_array. [Acessado: 27-dez-2018].
- [12] N. J. Baker, “Linear generators for direct drive marine renewable energy converters”, PhD Thesis, Durham University, 2003.
- [13] Y. Guo e J. Zhu, “Study of permanent magnet transverse flux motors with soft magnetic composite core”, in *Australasian Universities Power Engineering Conference*, 2004.
- [14] J. Chang, D. Kang, J. Lee, e J. Hong, “Development of transverse flux linear motor with permanent-magnet excitation for direct drive applications”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, n° 5, p. 1936–1939, 2005.
- [15] I. Boldea e S. A. Nasar, *Electric drives*. CRC press, 2016.
- [16] R. H. Park, “Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I”, *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. 48, n° 3, p. 716–727, jul. 1929.
- [17] P. Kundur, N. J. Balu, e M. G. Lauby, *Power system stability and control*, vol. 7. McGraw-hill New York, 1994.
- [18] “IEEE Guide for Test Procedures for Synchronous Machines Part I Acceptance and Performance Testing Part II Test Procedures and Parameter Determination for Dynamic Analysis”, *IEEE Std 115-2009 Revis. IEEE Std 115-1995*, p. 1–219, maio 2010.
- [19] W. Kuchenbecker, “Proposta de métodos para ensaios em máquinas síncronas a ímãs permanentes destinadas à geração eólica”.
- [20] J. Persson, M. Markovic, e Y. Perriard, “A new standstill position detection technique for nonsalient permanent-magnet synchronous motors using the magnetic anisotropy method”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, n° 2, p. 554–560, 2007.

- [21] B. K. Bose, *Power electronics and motor drives: advances and trends*. Elsevier, 2010.
- [22] M.-P. A. H. Techet, "Hydrodynamics-Added Mass", 2005. [Online]. Disponível em: http://web.mit.edu/2.016/www/labs/L01_Added_Mass_050915.pdf. [Acessado: 30-mar-2018].
- [23] Wikipedia, "Added Mass", 2018. [Online]. Disponível em: https://en.wikipedia.org/wiki/Added_massf. [Acessado: 30-mar-2018].
- [24] T. Brekken, "Fundamentals of ocean wave energy conversion, modeling, and control", in *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2010, p. 3921–3966.
- [25] C. Boström, B. Ekergård, R. Waters, M. Eriksson, e M. Leijon, "Linear Generator Connected to a Resonance-Rectifier Circuit", *IEEE J. Ocean. Eng.*, vol. 38, n° 2, p. 255–262, abr. 2013.
- [26] V. Kurupath, R. Ekström, e M. Leijon, "Optimal Constant DC Link Voltage Operation of a Wave Energy Converter", *Energies*, vol. 6, n° 4, p. 1993–2006, 2013.
- [27] M. Jama e A. Wahyudie, "Online damping strategy for controlling heaving wave energy converters using three-phase bridge boost rectifier", *IEEE Access*, vol. 5, p. 7682–7691, 2017.
- [28] V. Caliskan, D. J. Perreault, T. M. Jahns, e J. G. Kassakian, "Analysis of three-phase rectifiers with constant-voltage loads", *IEEE Trans. Circuits Syst. Fundam. Theory Appl.*, vol. 50, n° 9, p. 1220–1225, 2003.
- [29] P. Vas, *Sensorless vector and direct torque control*. Oxford Univ. Press, 1998.
- [30] P. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, e S. Pekarek, *Analysis of electric machinery and drive systems*, vol. 75. John Wiley & Sons, 2013.
- [31] I. Takahashi e T. Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, n° 5, p. 820–827, 1986.
- [32] D. O, "Direct Torque Control of a Permanent Magnet synchronous Motor".
- [33] Renesas, *Renesas-Vector Control for Permanent Magnet Synchronous Motor with Encoder*. 2019.
- [34] Renesas, *Renesas-Sensorless Vector Control for Permanent Magnet Synchronous Motor*. 2019.
- [35] L. Matakas Junior, "Implementação de controladores para conversores trifásicos, sem transformações de coordenadas: análise geométrica através de vetores espaciais.", PhD Thesis, Universidade de São Paulo.
- [36] P. Brooking e M. Mueller, "Power conditioning of the output from a linear vernier hybrid permanent magnet generator for use in direct drive wave energy converters", *IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib.*, vol. 152, n° 5, p. 673–681, 2005.
- [37] F. Y. Abe, I. E. Chabu, e L. Matakas, "DC link voltage control for direct drive linear wave energy converter", in *2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2017, p. 1–8.
- [38] A. Nortcliffe e J. Love, "Varying time delay Smith predictor process controller", *ISA Trans.*, vol. 43, n° 1, p. 61–71, 2004.
- [39] International Rectifier, "IR2130-Datasheet", 2018. [Online]. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/ir2130.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c8757d169a>. [Acessado: 31-mar-2019].
- [40] Infineon, "Infineon - Application Note AN-978 - HV Floating MOS-Gate Driver ICs", 2018. [Online]. Disponível em: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-HV_Floating_MOS_Gate_Drivers_AN978-AN-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a40153559f7cf21200. [Acessado: 30-mar-2018].

APÊNDICE A - Modelo em Coordenadas dq da Máquina Síncrona

As formas de modelagem dq da máquina síncrona rotativa encontradas na literatura normalmente utilizam vetores espaciais. Esse Apêndice mostra uma forma alternativa de obter-se o modelo dq da máquina por meio de identidades trigonométricas. As identidades trigonométricas podem constituir uma primeira abordagem de estudo para as transformações das coordenadas abc para coordenadas dq. Dessa forma, são utilizados somente métodos algébricos nas transformações. A modelagem da máquina rotativa também pode ser utilizada no caso das máquinas planares pois as formas de ondas dos fluxos se mantém.

O equacionamento das máquinas elétricas pode ser resumido em uma sequência lógica. Essa sequência pode ser descrita como:

- 1) Obtenção dos fluxos concatenados da máquina (λ_{abc}) com relação à suas correntes (i_{abc});
- 2) Transformação dos fluxos concatenado da máquina das coordenadas abc (λ_{abc}) para coordenadas dq (λ_{dq});
- 3) Cálculo das tensões induzidas (e_{dq}) a partir dos fluxos e das correntes (λ_{dq}, i_{dq}).

Os fluxos concatenados (λ) correspondem ao fluxo multiplicado pelo número de espiras (φN) e sua unidade é [Wb esp].

O equacionamento dos fluxos do rotor e do estator apresentam uma diferença física relevante, por isso adotou-se a seguinte sequência lógica:

- 1) Obtenção dos fluxos em coordenadas dq do estator ($\lambda_{ds}, \lambda_{qs}$) com relação à correntes do estator (i_d, i_q).
- 2) Obtenção dos fluxos em coordenadas dq do rotor ($\lambda_{dr}, \lambda_{qr}$) com relação às correntes de excitação (i_f), do enrolamento amortecedor de eixo direto (i_{kd}) e do enrolamento amortecedor de eixo em quadratura (i_{kq}).
- 3) O fluxo da máquina é obtido somando-se os fluxos de eixo direto ($\lambda_d = \lambda_{ds} + \lambda_{dr}$) e em quadratura ($\lambda_q = \lambda_{qs} + \lambda_{qr}$) do estator e do rotor.
- 4) As tensões induzidas (e_{dq}) a partir dos fluxos e das correntes (λ_{dq}, i_{dq}).

Essa forma lógica mostrou-se interessante para o equacionamento da máquina de pólos lisos que é o caso aplicável para o gerador utilizado. Mesmo que seja uma abordagem mais simples do que a máquina com pólos salientes ela é interessante para uma abordagem inicial do tema.

Fluxos Concatenados do Estator:

A seguir apresenta-se a obtenção dos fluxos concatenados do estator (λ_{as} , λ_{bs} , λ_{cs}) com relação às suas correntes (i_{abc}).

Utilizando a convenção para o gerador o fluxo concatenado na fase A (λ_{as}) entre os enrolamentos do estator é determinado através da Equação (A.1).

$$\lambda_{as} = -l_{aa} i_a - l_{ab} i_b - l_{ac} i_c \quad (\text{A.1})$$

Onde:

l_{aa} : indutância própria da Fase A

l_{ab} , l_{ac} : indutância mútua da Fase A com as outras Fases

Dadas as simetrias da máquina síncrona, também se pode assumir que:

$$\begin{aligned} l_{aa} &= l_{bb} = l_{cc} = l_p \\ l_{ab} &= l_{ac} = l_{bc} = l_m \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

Para as três fases, tem-se:

$$\begin{aligned} \lambda_{as} &= -l_p i_a - l_m i_b - l_m i_c \\ \lambda_{bs} &= -l_m i_a - l_p i_b - l_m i_c \\ \lambda_{cs} &= -l_m i_a - l_m i_b - l_p i_c \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

A transformação das coordenadas abc para o sistema dq0 é definida através de uma matriz de transformação [16] dependente da posição entre o rotor e o estator definido pelo ângulo elétrico θ mostrada na equação (A.4).

$$T_{dq0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

Com a matriz de transformação é possível converter as variáveis de fluxo da equação (A.3) para o sistema dq como é mostrado nas equações (A.5) e (A.6).

$$\lambda_{ds} = \frac{2}{3} (\cos(\theta) \lambda_{as} + \cos(\theta - 120^\circ) \lambda_{bs} + \cos(\theta + 120^\circ) \lambda_{cs}) \quad (A.5)$$

$$\lambda_{qs} = \frac{2}{3} (-\sin(\theta) \lambda_{as} - \sin(\theta - 120^\circ) \lambda_{bs} - \sin(\theta + 120^\circ) \lambda_{cs}) \quad (A.6)$$

Substituindo a equação (A.3) na equação (A.5), tem-se:

$$\begin{aligned} \lambda_{ds} = -\frac{2}{3} & \left(\cos(\theta) (l_p i_a + l_m i_b + l_m i_c) + \cos(\theta - 120^\circ) (l_m i_a + l_p i_b + l_m i_c) \right. \\ & \left. + \cos(\theta + 120^\circ) (l_m i_a + l_m i_b + l_p i_c) \right) \end{aligned} \quad (A.7)$$

A Equação (A.8) é obtida ao rearranjar-se a Equação (A.7).

$$\begin{aligned} \lambda_{ds} = -\frac{2}{3} l_p & ((\cos(\theta) i_a + \cos(\theta - 120^\circ) i_b + \cos(\theta + 120^\circ) i_c) \\ & - \frac{2}{3} l_m (i_a (\cos(\theta - 120^\circ) + \cos(\theta + 120^\circ) \\ & + i_b (\cos(\theta) + \cos(\theta + 120^\circ)) + i_c (\cos(\theta) + \cos(\theta - 120^\circ))) \end{aligned} \quad (A.8)$$

Substituindo a equação (A.3) na equação (A.6), tem-se:

$$\begin{aligned} \lambda_{qs} = \frac{2}{3} & (\sin(\theta) (l_p i_a + l_m i_b + l_m i_c) + \sin(\theta - 120^\circ) (l_m i_a + l_p i_b + l_m i_c) \\ & + \sin(\theta + 120^\circ) (l_m i_a + l_m i_b + l_p i_c)) \end{aligned} \quad (A.9)$$

A Equação (A.10) é obtida ao rearranjar-se a Equação (A.9).

$$\begin{aligned} \lambda_{qs} = \frac{2}{3} l_p & (\sin(\theta) i_a + \sin(\theta - 120^\circ) i_b + \sin(\theta + 120^\circ) i_c) \\ & + \frac{2}{3} l_m (i_a (\sin(\theta - 120^\circ) + \sin(\theta + 120^\circ)) \\ & + i_b (\sin(\theta) + \sin(\theta + 120^\circ)) + i_c (\sin(\theta) + \sin(\theta - 120^\circ))) \end{aligned} \quad (A.10)$$

As variáveis de corrente das equações (A.7) e (A.10) estão no sistema abc e para transformá-las para o sistema dq, tem-se:

$$i_d = \frac{2}{3} (\cos(\theta) i_a + \cos(\theta - 120^\circ) i_b + \cos(\theta + 120^\circ) i_c) \quad (\text{A.11})$$

$$i_q = \frac{2}{3} (-\sin(\theta) i_a - \sin(\theta - 120^\circ) i_b + \sin(\theta + 120^\circ) i_c) \quad (\text{A.12})$$

As Equações (A.13) e (A.14) são auxiliares no desenvolvimento dos fluxos λ_{ds} , λ_{qs} .

$$i_d \cos(120^\circ) = \frac{2}{3} \frac{1}{2} (i_a (\cos(\theta - 120^\circ) + \cos(\theta + 120^\circ)) + i_b (\cos(\theta + 120^\circ) + \cos(\theta)) + i_c (\cos(\theta) + \cos(\theta - 120^\circ))) \quad (\text{A.13})$$

$$i_q \cos(120^\circ) = -\frac{2}{3} \frac{1}{2} (i_a (\sin(\theta - 120^\circ) + \sin(\theta + 120^\circ)) + i_b (\sin(\theta + 120^\circ) + \sin(\theta)) + i_c (\sin(\theta) + \sin(\theta - 120^\circ))) \quad (\text{A.14})$$

Substituindo a equação (A.13) em (A.8) e (A.14) em (A.10) determinam-se os fluxos concatenados λ_{ds} , λ_{qs} em função das correntes i_d e i_q :

$$\lambda_{ds} = -l_p i_d - l_m 2i_d \cos(120^\circ) = -i_d (l_p - l_m) \quad (\text{A.15})$$

$$\lambda_{qs} = -l_p i_q - l_m 2i_q \cos(120^\circ) = -i_q (l_p - l_m) \quad (\text{A.16})$$

Fluxos Concatenados do Estator com o Rotor

Os fluxos concatenados do estator com o rotor dependem da posição do rotor. Como pode ser observado na Figura 124 o campo magnético resultante das correntes no enrolamento de campo do rotor é senoidal. O campo senoidal é resultante das características construtivas da máquina elétrica.

São identificados na Figura 124 dois ângulos sendo o ângulo α referenciado ao rotor. O ângulo θ representa a defasagem entre os campos do estator e do rotor. Esse ângulo é variável com o tempo de acordo com o deslocamento entre o estator e o rotor.

Figura 124 - Posições Relativas entre o Estator e o Rotor

Com o avanço do ângulo θ o fluxo concatenado entre os enrolamentos de campo da fase A e o fluxo do rotor é identificado através da Equação (A.17).

$$\lambda_{af} = \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \lambda_{fpico} \cos(\alpha + \theta) d\alpha = \lambda_{fpico} \left[\text{sen} \left(\theta + \frac{\pi}{2} \right) - \text{sen} \left(\theta - \frac{\pi}{2} \right) \right] \quad (\text{A.17})$$

Onde:

λ_{af} : Fluxo concatenado da fase A do estator com o enrolamento de campo do rotor;

λ_{fpico} : Fluxo concatenado de pico do fluxo senoidal do rotor;

Utilizando-se identidades trigonométricas desenvolve-se a Equação (A.17):

$$\cos(\theta) \text{sen} \left(\frac{\pi}{2} \right) = \frac{1}{2} \left(\text{sen} \left(\theta + \frac{\pi}{2} \right) - \text{sen} \left(\theta - \frac{\pi}{2} \right) \right) \quad (\text{A.18})$$

$$2\cos(\theta) = \left(\text{sen}\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) - \text{sen}\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) \right) \quad (\text{A.19})$$

Substituindo-se a Equação (A.19) em (A.17), tem-se:

$$\lambda_{af} = 2\lambda_{f_{pico}} \cos(\theta) \quad (\text{A.20})$$

Define-se a indutância mútua (L_{fd}) entre os enrolamentos do estator com os enrolamentos de campo com relação ao valor de pico do fluxo concatenado pela Equação (A.21):

$$L_{fd} = \frac{2\lambda_{f_{pico}}}{i_f} \quad (\text{A.21})$$

Substituindo-se a Equação (A.21) em (A.20), tem-se:

$$\lambda_{af} = L_{fd} i_f \cos(\theta) \quad (\text{A.22})$$

A indutância mútua entre o estator e o enrolamento de campo do rotor (l_{fd}) é definida através da Equação (A.23):

$$l_{fd} = L_{fd} \cos(\theta) \quad (\text{A.23})$$

Os enrolamentos amortecedores são posicionados nos eixos direto e em quadratura. No caso do enrolamento amortecedor em eixo direto basta realizar o mesmo equacionamento para o enrolamento de campo. Dessa forma, a indutância mútua entre o estator e o enrolamento amortecedor de eixo direto (l_{kd}) é dada pela Equação (A.24) com relação à indutância (L_{kd}) relacionada com os valores de pico dos fluxos concatenados.

$$l_{kd} = L_{kd} \cos(\theta) \quad (\text{A.24})$$

O enrolamento amortecedor em quadratura está posicionado defasado de 90° do enrolamento de campo. Dessa forma, a indutância mútua entre o estator o enrolamento amortecedor em quadratura (l_{kq}) é definido pela Equação (A.25) com relação à indutância (L_{kq}) relacionada com os valores de pico dos fluxos concatenados.

$$l_{kq} = L_{kq} \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) = -L_{kq} \text{sen}(\theta) \quad (\text{A.25})$$

Como os enrolamentos das Fases B e C estão defasados em 120° e -120° com relação à posição do enrolamento da Fase A pode-se determinar de forma imediata os fluxos concatenados entre as fases e os enrolamentos de campo e amortecedor:

$$\begin{aligned} \lambda_{ar} &= i_{fd}L_{fd} \cos(\theta) + i_{kd}L_{kd} \cos(\theta) - i_{kq}L_{kq} \text{sen}(\theta) \\ \lambda_{br} &= i_{fd}L_{fd} \cos(\theta - 120^\circ) + i_{kd}L_{kd} \cos(\theta - 120^\circ) - i_{kq}L_{kq} \text{sen}(\theta - 120^\circ) \\ \lambda_{cr} &= i_{fd}L_{fd} \cos(\theta + 120^\circ) + i_{kd}L_{kd} \cos(\theta + 120^\circ) - i_{kq}L_{kq} \text{sen}(\theta + 120^\circ) \end{aligned} \quad (\text{A.26})$$

Utilizando a matriz de transformação (A.4) na Equação (A.26), tem-se:

$$\begin{aligned} \lambda_{dr} &= \frac{2}{3} \left(\cos(\theta) \left(i_{fd}L_{fd} \cos(\theta) + i_{kd}L_{kd} \cos(\theta) - i_{kq}L_{kq} \text{sen}(\theta) \right) \right. \\ &\quad + \cos(\theta + 120^\circ) \left(i_{fd}L_{fd} \cos(\theta - 120^\circ) + i_{kd}L_{kd} \cos(\theta - 120^\circ) \right. \\ &\quad \left. \left. - i_{kq}L_{kq} \text{sen}(\theta - 120^\circ) \right) \right. \\ &\quad \left. + \cos(\theta - 120^\circ) \left(i_{fd}L_{fd} \cos(\theta + 120^\circ) + i_{kd}L_{kd} \cos(\theta + 120^\circ) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - i_{kq}L_{kq} \text{sen}(\theta + 120^\circ) \right) \right) \end{aligned} \quad (\text{A.27})$$

Desenvolvendo e rearrajando a Equação (A.27), tem-se:

$$\begin{aligned} \lambda_{dr} &= \frac{2}{3} (i_{fd}L_{fd} + i_{kd}L_{kd}) \left(\cos^2(\theta) + \cos^2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos^2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ &\quad - i_{kq}L_{kq} \left(\cos(\theta) \text{sen}(\theta) + \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right. \\ &\quad \left. + \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \end{aligned} \quad (\text{A.28})$$

A Equação (A.28) pode ser simplificada através do desenvolvimento de algumas identidades trigonométricas. As Equações (A.29), (A.30) e (A.31) mostram as identidades utilizadas.

$$\cos^2(\theta) = \frac{1}{2} (1 + \cos(2\theta)) \quad (\text{A.29})$$

$$\cos^2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{1}{2} \left(1 + \cos\left(2\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right) \quad (\text{A.30})$$

$$\cos^2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{1}{2}\left(1 + \cos\left(2\theta + \frac{4\pi}{3}\right)\right) \quad (\text{A.31})$$

Somando as Equações (A.29), (A.30) e (A.31) obtém-se a Equação (A.32).

$$\begin{aligned} \cos^2(\theta) + \cos^2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos^2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ = \frac{3}{2} + \frac{3}{2}(\cos(2\theta) + \cos\left(2\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + \cos\left(2\theta + \frac{4\pi}{3}\right)) \end{aligned} \quad (\text{A.32})$$

Simplificando a Equação (A.32), tem-se:

$$\cos^2(\theta) + \cos^2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos^2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{3}{2} \quad (\text{A.33})$$

Também são utilizadas as identidades mostradas nas Equações (A.34), (A.35) e (A.36).

$$\sin(\theta) \cos(\theta) = \frac{1}{2}(\sin(0) + \sin(2\theta)) \quad (\text{A.34})$$

$$\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{1}{2}\left(\sin(0) + \sin\left(2\theta - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \quad (\text{A.35})$$

$$\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{1}{2}\left(\sin(0) + \sin\left(2\theta + \frac{4\pi}{3}\right)\right) \quad (\text{A.36})$$

Somando as Equações (A.34), (A.35) e (A.36) obtém-se a Equação (A.37):

$$\begin{aligned} \sin(\theta) \cos(\theta) + \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ = \frac{3}{2}\sin(0) + \frac{3}{2}\left(\sin(2\theta) + \sin\left(2\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + \sin\left(2\theta + \frac{4\pi}{3}\right)\right) \end{aligned} \quad (\text{A.37})$$

Simplificando a Equação (A.37), tem-se:

$$\sin(\theta) \cos(\theta) + \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) = 0 \quad (\text{A.38})$$

Substituindo as Equações (A.33) e (A.38) em (A.28), tem-se:

$$\lambda_{dr} = i_{fd}L_{fd} + i_{kd}L_{kd} \quad (\text{A.39})$$

O fluxo concatenado do estator com o rotor no eixo de quadratura é mostrado na Equação (A.40).

$$\begin{aligned} \lambda_{qr} = -\frac{2}{3} & (i_{fd}L_{fd} + i_{kd}L_{kd})(\text{sen}(\theta)\cos(\theta) + \text{sen}(\theta - 120^\circ)\cos(\theta - 120^\circ) \\ & + \text{sen}(\theta + 120^\circ)\cos(\theta + 120^\circ)) \\ & - i_{kq}L_{kq}(\text{sen}(\theta)^2 + \text{sen}(\theta - 120^\circ)^2 + \text{sen}(\theta + 120^\circ)^2) \end{aligned} \quad (\text{A.40})$$

Simplificando a Equação (A.40) de forma análoga ao eixo direto, tem-se:

$$\lambda_{qr} = i_{kq}L_{kq} \quad (\text{A.41})$$

Com isso, os fluxos do rotor em coordenadas dq são obtidos em função das correntes dos enrolamentos de campo e amortecedor.

Equacionamento dos fluxos dos enrolamentos amortecedores

Uma vez calculados os fluxos λ_{dr} e λ_{qr} é necessário determinar o comportamento das correntes dos enrolamentos amortecedor. Como os enrolamentos amortecedores são curto-circuitados, seu comportamento é dado pelas Equações (A.42) e (A.43).

$$0 = \frac{d\lambda_{kkd}}{dt} + r_{kd}i_{kd} \Leftrightarrow i_{kd} = -\frac{d\lambda_{kkd}}{dt}/r_{kd} \quad (\text{A.42})$$

$$0 = \frac{d\lambda_{kkq}}{dt} + r_{kq}i_{kq} \Leftrightarrow i_{kq} = -\frac{d\lambda_{kkq}}{dt}/r_{kq} \quad (\text{A.43})$$

Onde,

λ_{kkd} : Fluxo concatenado em eixo direto do enrolamento amortecedor;

λ_{kkq} : Fluxo concatenado do eixo em quadratura do enrolamento amortecedor;

r_{kd} : Resistência ôhmica elétrica de eixo direto do enrolamento amortecedor

r_{kq} : Resistência ôhmica elétrica do eixo em quadratura do enrolamento amortecedor

O comportamento dos fluxos concatenados dos enrolamentos amortecedores deve ser determinado com relação às correntes da máquina para o desenvolvimento das Equações (A.42) e (A.43).

Na Equação (A.44) mostra-se o equacionamento do fluxo do enrolamento amortecedor em eixo direto (λ_{kkd}):

$$\lambda_{kkd} = L_{fkd}i_{fd} + L_{kkd}i_{kd} - L_{kd}(i_a \cos(\theta) + i_b \cos(\theta - 120^\circ) + i_c \cos(\theta + 120^\circ)) \quad (\text{A.44})$$

Onde,

L_{fkd} : Indutância mútua do enrolamento de campo com o enrolamento amortecedor em eixo direto.

L_{kkd} : Indutância mútua do enrolamento amortecedor em quadratura com o enrolamento amortecedor no eixo direto.

L_{kd} : Indutância mútua do enrolamento de fase com o enrolamento amortecedor de eixo direto.

Observa-se na Equação (A.44) que o fluxo concatenado com o enrolamento amortecedor em quadratura é nulo uma vez que mesmo que seu fluxo varie sua influência no enrolamento em quadratura continua sendo nula, pois as posições dos enrolamentos são defasadas em 90°.

Na Equação (A.44) a corrente i_d dada pela Equação (A.11) é substituída conforme mostrado na Equação (A.45).

$$\lambda_{kkd} = L_{fkd}i_{fd} + L_{kkd}i_{kd} - L_{kd}i_d \frac{3}{2} \quad (\text{A.45})$$

Derivando a Equação (A.45), tem-se:

$$\frac{d\lambda_{kkd}}{dt} = L_{fkd} \frac{di_{fd}}{dt} + L_{kkd} \frac{di_{kd}}{dt} - L_{kd} \frac{di_d}{dt} \frac{3}{2} \quad (\text{A.46})$$

Substituindo a Equação (A.46) em (A.42), tem-se:

$$i_{kd} = \left(-L_{fkd} \frac{di_{fd}}{dt} - L_{kkd} \frac{di_{kd}}{dt} + L_{kd} \frac{di_d}{dt} \frac{3}{2} \right) / r_{kd} \quad (\text{A.47})$$

Para o caso analisado a máquina elétrica apresenta ímãs permanentes e, portanto seu o fluxo resultante do enrolamento de campo é constante e sua derivada é nula conforme mostrado na Equação (A.48).

$$i_{kd} = \left(-L_{kkd} \frac{di_{kd}}{dt} + L_{kd} \frac{di_d}{dt} \frac{3}{2} \right) / r_{kd} \quad (\text{A.48})$$

Realizando a análise no domínio da frequência obtém-se a função de transferência no domínio da frequência da Equação (A.48):

$$i_{kd}(r_{kd} + L_{kkd}s) = \frac{3}{2} L_{kd} s i_d \quad (\text{A.49})$$

$$i_{kd}(s) = \frac{3}{2} \frac{L_{kd} s}{(r_{kd} + L_{kkd}s)} i_d(s) \quad (\text{A.50})$$

De forma análoga são desenvolvidos os fluxos de eixo em quadratura para o enrolamento amortecedor.

$$\lambda_{kkq} = L_{kkq}i_{kq} + L_{kq}(i_a \cos(\theta) + i_b \cos(\theta - 120^\circ) + i_c \cos(\theta + 120^\circ)) \quad (\text{A.51})$$

Observa-se na Equação (A.51) que o fluxo concatenado com o enrolamento amortecedor em eixo direto e com o enrolamento de campo são nulos, uma vez que mesmo que seu fluxo varie sua influência no enrolamento em quadratura continua sendo nula, pois as posições dos enrolamentos são defasadas em 90° .

Na Equação (A.51) substitui-se a corrente i_q dada pela Equação (A.12) como mostrado na Equação (A.52).

$$\lambda_{kq} = L_{kkq}i_{kq} - L_{kq}i_q \frac{3}{2} \quad (\text{A.52})$$

Derivando a Equação (A.52), tem-se:

$$\frac{d\lambda_{kkq}}{dt} = L_{kkq} \frac{di_{kq}}{dt} - L_{kq} \frac{di_q}{dt} \frac{3}{2} \quad (\text{A.53})$$

Substituindo a Equação (A.53) em (A.43), tem-se:

$$i_{kq} = \left(-L_{kkq} \frac{di_{kq}}{dt} + L_{kq} \frac{di_q}{dt} \frac{3}{2} \right) / r_{kq} \quad (\text{A.54})$$

Realizando a análise no domínio da frequência obtém-se a função de transferência da Equação (A.54):

$$i_{kq}(r_{kd} + L_{kkq}s) = \frac{3}{2} L_{kq}s i_q \quad (\text{A.55})$$

$$i_{kq}(s) = \frac{3}{2} \frac{L_{kq}s}{(r_{kq} + L_{kkq}s)} i_q(s) \quad (\text{A.56})$$

Fluxo total da máquina (Estator+Rotor)

Nessa seção calcula-se o fluxo total do visto pelo estator da máquina (λ_d, λ_q).

O fluxo em eixo direto da máquina é determinado pela soma:

$$\lambda_d = \lambda_{ds} + \lambda_{dr} \Leftrightarrow \lambda_d = -i_d(l_p - l_m) + i_{fd}L_{fd} + i_{kd}L_{kd} \quad (\text{A.57})$$

Substituindo as correntes do enrolamento amortecedor da Equação (A.50) na Equação (A.57), tem-se:

$$\begin{aligned} \lambda_d = \lambda_{ds} + \lambda_{dr} \Leftrightarrow \lambda_d = -i_d(l_p - l_m) + \lambda_{PM} \\ + L_{kd} \frac{3}{2} \frac{L_{kd} i_d s}{(r_{kd} + L_{kkd} s)} \end{aligned} \quad (\text{A.58})$$

Na Equação (A.58) define-se o fluxo resultante da atuação dos ímãs permanentes (λ_{PM}) correspondente ao enrolamento de campo.

Para o eixo em quadratura, tem-se:

$$\lambda_q = \lambda_{qs} + \lambda_{qr} \Leftrightarrow \lambda_q = -i_q(l_p - l_m) + i_{kq}L_{kq} \quad (\text{A.59})$$

Substituindo as correntes do enrolamento amortecedor da Equação (A.56) na Equação (A.59), tem-se:

$$\begin{aligned} \lambda_q = \lambda_{qs} + \lambda_{qr} \Leftrightarrow \lambda_q = -i_q(l_p - l_m) \\ + L_{kq} \frac{3}{2} \frac{L_{kq} i_q s}{(r_{kq} + L_{kkq} s)} \end{aligned} \quad (\text{A.60})$$

Equacionamento das Forças Eletromotrizes da Máquina

Nessa seção determinam-se as tensões induzidas (e_d, e_q) a partir dos fluxos e das correntes da máquina.

Com os fluxos da máquina elétrica (λ_d, λ_q) determinados, calculam-se suas forças eletromotrizes através da Equação (A.61):

$$\begin{aligned} e_a &= \frac{d\lambda_a}{dt} - ri_a \\ e_b &= \frac{d\lambda_b}{dt} - ri_b \\ e_c &= \frac{d\lambda_c}{dt} - ri_c \end{aligned} \quad (\text{A.61})$$

As tensões da máquina no sistema DQ são:

$$e_d = \frac{2}{3} (e_a \cos(\theta) + e_b \cos(\theta - 120^\circ) + e_c \cos(\theta + 120^\circ)) \quad (\text{A.62})$$

$$e_q = -\frac{2}{3} (e_a \sin(\theta) + e_b \sin(\theta - 120^\circ) + e_c \sin(\theta + 120^\circ)) \quad (\text{A.63})$$

Substituindo a Equação (A.61) em (A.62), tem-se:

$$\begin{aligned} e_d &= \frac{2}{3} \left(\left(\frac{d\lambda_a}{dt} - ri_a \right) \cos(\theta) + \left(\frac{d\lambda_b}{dt} - ri_b \right) \cos(\theta - 120^\circ) \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{d\lambda_c}{dt} - ri_c \right) \cos(\theta + 120^\circ) \right) \end{aligned} \quad (\text{A.64})$$

O fluxo no eixo direto pode ser obtido dos fluxos a, b e c ao se aplicar a transformação DQ como mostrado na Equação (A.65).

$$\lambda_d = \frac{2}{3} (\lambda_a \cos(\theta) + \lambda_b \cos(\theta - 120^\circ) + \lambda_c \cos(\theta + 120^\circ)) \quad (\text{A.65})$$

Derivando a Equação (A.65), tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{d\lambda_d}{dt} = \frac{2}{3} \left(\frac{d\lambda_a}{dt} \cos(\theta) + \frac{d\lambda_b}{dt} \cos(\theta - 120^\circ) + \frac{d\lambda_c}{dt} \cos(\theta + 120^\circ) \right) \\ + \frac{2}{3} \left(-\lambda_a \sin(\theta) - \lambda_b \sin(\theta - 120^\circ) - \lambda_c \sin(\theta + 120^\circ) \right) \frac{d\theta}{dt} \end{aligned} \quad (\text{A.66})$$

Substituindo a Equação (A.66) em (A.64), tem-se:

$$e_d = \frac{d\lambda_d}{dt} - r i_d - \lambda_q \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{A.67})$$

De forma similar também determina-se a tensão do eixo em quadratura. Substituindo a Equação (A.61) em (A.63), tem-se:

$$\begin{aligned} e_q = -\frac{2}{3} \left(\left(\frac{d\lambda_a}{dt} - r i_a \right) \sin(\theta) + \left(\frac{d\lambda_b}{dt} - r i_b \right) \sin(\theta - 120^\circ) \right. \\ \left. + \left(\frac{d\lambda_c}{dt} - r i_c \right) \sin(\theta + 120^\circ) \right) \end{aligned} \quad (\text{A.68})$$

O fluxo no eixo em quadratura pode ser obtido dos fluxos a, b e c ao se aplicar a transformação DQ como mostrado na Equação (A.69).

$$\lambda_q = -\frac{2}{3} (\lambda_a \sin(\theta) + \lambda_b \sin(\theta - 120^\circ) + \lambda_c \sin(\theta + 120^\circ)) \quad (\text{A.69})$$

Derivando a Equação (A.69), temos:

$$\begin{aligned} \frac{d\lambda_q}{dt} = -\frac{2}{3} \left(\frac{d\lambda_a}{dt} \sin(\theta) + \frac{d\lambda_b}{dt} \sin(\theta - 120^\circ) + \frac{d\lambda_c}{dt} \sin(\theta + 120^\circ) \right) \\ - \frac{2}{3} (\lambda_a \cos(\theta) + \lambda_b \cos(\theta - 120^\circ) + \lambda_c \cos(\theta + 120^\circ)) \frac{d\theta}{dt} \end{aligned} \quad (\text{A.70})$$

Substituindo a Equação (A.70) em (A.68), temos:

$$e_q = \frac{d\lambda_q}{dt} - r i_q + \lambda_d \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{A.71})$$

Equacionamento da Força Mecânica

Além dos modelos elétricos da máquina elétrica é necessário determinar o seu comportamento eletromecânico. Esse equacionamento é realizado através do equacionamento da potência instantânea da máquina (P_g) dada a força do gerador (F_g) e da velocidade mecânica (v_{mec}) subtraída de suas perdas ôhmicas:

$$P_g = F_g v_{mec} - \frac{3}{2} r (i_d^2 + i_q^2) \quad (A.72)$$

A potência P_g pode ser obtida por meio das correntes e tensões do gerador nas coordenadas dq como apresentado na Equação (A.73).

$$\frac{3}{2} (e_d i_d + e_q i_q) = F_g v_{mec} - r (i_d^2 + i_q^2) \quad (A.73)$$

Isolando a força do gerador, tem-se:

$$F_g = \frac{3}{2} \frac{\frac{d\lambda_d}{dt} i_d + \frac{d\lambda_q}{dt} i_q + \lambda_d i_q \frac{d\theta}{dt} - \lambda_q i_d \frac{d\theta}{dt}}{v_{mec}} \quad (A.74)$$

O termo $\frac{d\lambda_d}{dt} i_d + \frac{d\lambda_q}{dt} i_q$ da Equação (A.74) está relacionado com a força resultante da variação da energia armazenada nos enrolamentos da armadura e pode ser desprezado [16], [17]:

$$F_g = \frac{3}{2} \frac{\frac{d\theta}{dt} (i_q \lambda_d - i_d \lambda_q)}{v_{mec}} \quad (A.75)$$

Para o gerador linear a variação do ângulo elétrico θ é dada por:

$$\frac{d\theta}{dt} = v_{mec} \frac{2\pi}{L_{pólos}} \quad (A.76)$$

Onde $L_{pólos}$ corresponde à largura em metros do par de pólos da máquina linear.

$$F_g = \frac{3\pi}{L_{pólos}} (i_q \lambda_d - i_d \lambda_q) \quad (A.77)$$

APÊNDICE B - Equacionamento do Funcionamento do Conversor a Diodos

No Capítulo 3.3 é mostrada a equação da tensão fundamental dos terminais do gerador e_{af} com relação aos valores da tensão V_{dc} e a tensão de pico induzida pelo gerador v_{apico} . Neste apêndice é demonstrado como essa equação é obtida através da forma de onda da tensão e_a . As tensões entre os intervalos de condução são determinadas no Capítulo 3.3 e utilizadas de forma direta nos equacionamentos.

Na Figura 125 são mostradas as notações dos ângulos utilizados no equacionamento da tensão e_{af} a partir da tensão e_a .

Figura 125 – Ângulos e segmentos utilizados nas equações da Tensão do Retificador
As tensões nos intervalos A, B, C e D são determinadas no Capítulo 3.3 a partir dos circuitos equivalentes de condução dos diodos da ponte retificadora.

Determinam-se os ângulos α igualando-se as equações de tensões dos intervalos no ângulo α a ser calculado.

Igualando-se as tensões nos intervalos A e B calcula-se o ângulo α_1 :

$$v_{apico} \sin(\alpha_1) = \frac{V_{dc}}{3} \quad (B.78)$$

O ângulo α_2 é encontrado ao se igualar as tensões dos intervalos B e C:

$$\frac{v_a + v_b + V_{dc}}{2} = \frac{V_{dc}}{3} \quad (\text{B.79})$$

$$v_a + v_b = -\frac{V_{dc}}{3} \quad (\text{B.80})$$

$$v_{a_{pico}} \text{sen} \left(\alpha_2 - \frac{\pi}{3} \right) = -\frac{V_{dc}}{3} \quad (\text{B.81})$$

Para o ângulo α_3 igualam-se as tensões dos intervalos C e D:

$$\frac{v_a + v_b + V_{dc}}{2} = \frac{2V_{dc}}{3} \quad (\text{B.82})$$

$$v_a + v_b = \frac{V_{dc}}{3} \quad (\text{B.83})$$

$$v_{a_{pico}} \text{sen} \left(\alpha_3 - \frac{\pi}{3} \right) = \frac{V_{dc}}{3} \quad (\text{B.84})$$

Através das Equações (B.78) e (B.81) determina-se a relação entre os ângulos α_1 e α_2 :

$$v_{a_{pico}} \text{sen}(-\alpha_1) = -\frac{V_{dc}}{3} \quad (\text{B.85})$$

$$\alpha_2 - \frac{\pi}{3} = -\alpha_1 \quad (\text{B.86})$$

$$\alpha_2 = \frac{\pi}{3} - \alpha_1 \quad (\text{B.87})$$

Através das Equações (B.78) e (B.84) determina-se a relação entre α_1 e α_3 :

$$\alpha_3 - \frac{\pi}{3} = \alpha_1 \quad (\text{B.88})$$

$$\alpha_3 = \frac{\pi}{3} + \alpha_1 \quad (\text{B.89})$$

A componente fundamental da série de Fourier de uma onda é dada por:

$$T(t) = a_n \cos(\alpha) + b_n \text{sen}(\alpha) \quad (\text{B.90})$$

No caso do gerador linear em que $R_g \gg X_g$ as formas de onda de e_{af} e v_a estão praticamente em fase. Dessa forma, assume-se que $a_n = 0$.

A tensão de pico da componente fundamental equivalente ao fator b_n é dada por:

$$e_{af} = b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \text{sen}(\alpha) e_a d\alpha \quad (\text{B.91})$$

Pela simetria da forma de onda é possível calcular e_{af} integrando a tensão e_a até o ângulo $\alpha = \frac{\pi}{2}$. Com isso e_{af} é calculada conforme a equação:

$$e_{af} = \frac{4}{\pi} \left(\int_0^{\alpha_1} \text{sen}(\alpha) e_a d\alpha + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \text{sen}(\alpha) e_a d\alpha + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} \text{sen}(\alpha) e_a d\alpha + \int_{\alpha_3}^{\frac{\pi}{2}} \text{sen}(\alpha) e_a d\alpha \right) \quad (\text{B.92})$$

Para o intervalo $0 < \alpha < \alpha_1$, tem-se:

$$\begin{aligned} \int_0^{\alpha_1} \text{sen}(\alpha) e_a d\alpha &= \int_0^{\alpha_1} \text{sen}(\alpha) v_{apico} \text{sen}(\alpha) d\alpha \\ &= \frac{v_{apico} (\alpha_1 - \text{sen}(\alpha_1) \cos(\alpha_1))}{2} \end{aligned} \quad (\text{B.93})$$

Para o intervalo $\alpha_1 < \alpha < \alpha_2$, tem-se:

$$\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \text{sen}(\alpha) e_a d\alpha = \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \text{sen}(\alpha) \left(-\frac{V_{dc}}{3} \right) = -\frac{V_{dc}}{3} \cos(\alpha_2) + \frac{V_{dc}}{3} \cos(\alpha_1) \quad (\text{B.94})$$

Para o intervalo $\alpha_2 < \alpha < \alpha_3$, tem-se:

$$\begin{aligned} \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} \text{sen}(\alpha) e_a d\alpha &= \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} \text{sen}(\alpha) \frac{(v_{apico} \text{sen}(\alpha - \frac{\pi}{3}) + V_{dc})}{2} \\ &= \frac{v_{apico} \alpha_3}{8} + \frac{v_{apico}}{8} \cos\left(2\alpha_3 + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{V_{dc}}{2} \cos(\alpha_3) - \frac{v_{apico} \alpha_2}{8} \\ &\quad - v_{apico} \cos\left(2\alpha_2 + \frac{\pi}{6}\right) + \frac{V_{dc}}{2} \cos(\alpha_2) \end{aligned} \quad (\text{B.95})$$

Para o intervalo $\alpha_3 < \alpha < \frac{\pi}{2}$, tem-se:

$$\int_{\alpha_3}^{\frac{\pi}{2}} \text{sen}(\alpha) e_a d\alpha = \int_{\alpha_3}^{\frac{\pi}{2}} \text{sen}(\alpha) \frac{2V_{dc}}{3} = -\frac{2V_{dc}}{3} \cos(\alpha_3) \quad (\text{B.96})$$

Substituindo-se os ângulos α_2 e α_3 com relação ao ângulo α_1 das Equações (B.87) e (B.89) nas equações da tensão fundamental e_{af} e realizando algumas simplificações, obtém-se:

$$e_{af} = v_{a\text{pico}} \frac{4}{\pi} \left(-\frac{3}{8} \text{sen}(2\alpha_1) + \frac{3\alpha_1}{4} + \frac{K_{\text{diodo}} \cos(\alpha_1)}{2} \right) \quad (\text{B.97})$$

Onde, K_{diodo} é dado por:

$$K_{\text{diodo}} = \frac{V_{dc}}{v_{a\text{pico}}} \quad (\text{B.98})$$

Assume-se que α_1 apresenta valores baixos e por isso são realizadas as seguintes aproximações:

$$\cos \alpha_1 \approx 1 \quad (\text{B.99})$$

$$\text{sen} \alpha_1 \approx \alpha_1 \quad (\text{B.100})$$

$$\text{sen} 2\alpha_1 \approx 2\alpha_1 \quad (\text{B.101})$$

Aplicando-se as aproximações na Equação (B.78):

$$\alpha_1 = \frac{K_{\text{diodo}}}{3} \quad (\text{B.102})$$

Aplicando-se as aproximações na Equação (B.97):

$$e_{af} = v_{a\text{pico}} \frac{4}{\pi} \left(-\frac{3}{8} 2\alpha_1 + \frac{3\alpha_1}{4} + \frac{K_{\text{diodo}}}{2} \right) \quad (\text{B.103})$$

Substituindo-se a Equação (B.102) em (B.103), tem-se:

$$e_{af} = v_{a\text{pico}} \frac{4}{\pi} \left(\frac{K_{\text{diodo}}}{2} \right) \quad (\text{B.104})$$

Finalmente encontra-se a equação aproximada da componente fundamental da tensão e_a :

$$e_{af} = 0,63662 v_{apico} K_{diodo} \quad (B.105)$$

A componente fundamental da corrente no gerador está diretamente relacionada com as componentes fundamentais da tensão induzida v_a e e_a . Como será demonstrado, isso ocorre justamente pela hipótese de que a impedância série do gerador é resistiva. A corrente no gerador corresponde à:

$$i_a = \frac{(v_a - e_a)}{R_g} \quad (B.106)$$

Integrando-se a corrente para um dado intervalo de condução dos diodos, tem-se:

$$\int_{\alpha_i}^{\alpha_{i+1}} i_a dt = \frac{1}{R_g} \int_{\alpha_i}^{\alpha_{i+1}} v_a dt - \frac{1}{R_g} \int_{\alpha_i}^{\alpha_{i+1}} e_a dt \quad (B.107)$$

A componente fundamental de i_a é encontrada ao somarem-se as integrais de todos os intervalos de comutação, dessa forma:

$$i_{af} = \frac{(v_a - e_{af})}{R_g} \quad (B.108)$$