MATHEUS CAMMAROSANO HIDALGO

**SIMULADOR DE PLANTA GERADORA E
PROPULSORA DE NAVIOS PETROLEIROS EM
TEMPO REAL; DESENVOLVIMENTO E
MELHORIAS DE TÉCNICAS DE AUTOMAÇÃO E
CONTROLE PARA A PRAÇA DE MÁQUINAS**

São Paulo
2021

MATHEUS CAMMAROSANO HIDALGO

**SIMULADOR DE PLANTA GERADORA E
PROPULSORA DE NAVIOS PETROLEIROS EM
TEMPO REAL; DESENVOLVIMENTO E
MELHORIAS DE TÉCNICAS DE AUTOMAÇÃO E
CONTROLE PARA A PRAÇA DE MÁQUINAS**

Tese apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção
do Título de Doutor em Ciências.

São Paulo
2021

MATHEUS CAMMAROSANO HIDALGO

**SIMULADOR DE PLANTA GERADORA E
PROPULSORA DE NAVIOS PETROLEIROS EM
TEMPO REAL; DESENVOLVIMENTO E
MELHORIAS DE TÉCNICAS DE AUTOMAÇÃO E
CONTROLE PARA A PRAÇA DE MÁQUINAS**

Tese apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção
do Título de Doutor em Ciências.

Área de Concentração:
Engenharia de Sistemas

Orientador:
Prof. Dr. Fuad Kassab Junior

São Paulo
2021

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.

Catálogo-na-publicação

Hidalgo, Matheus Cammarosano

Simulador de planta geradora e propulsora de navios petroleiros em tempo real: desenvolvimento e melhorias de técnicas de automação e controle para a praça de máquinas / M. C. Hidalgo -- São Paulo, 2021.
223 p.

Tese (Doutorado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.
Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle.

1.Modelagem 2.Simulação 3.Controle da propulsão 4.Prevenção de blecautes I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle II.t.

Dedico este trabalho ao meu avô
Reinaldo Cammarosano, que me
motivou a chegar até aqui, antes e
depois de partir

AGRADECIMENTOS

Agradeço à minha mãe, Regina Cammarosano, pelo apoio incondicional nesta caminhada, e ao meu pai, Francisco Hidalgo Jimenez, por ajudar a tirar o melhor de mim desde o começo. Agradeço à minha irmã Lívia Cammarosano Hidalgo pelo apoio e por sua sensatez nos momentos de dificuldades.

Agradeço ao professor Fuad Kassab Junior, pela orientação e apoio por todos esses anos, que me ajudou a tornar o profissional e pesquisador que sou hoje. Agradeço também aos professores Claudio Garcia, Ricardo Paulino Marques e aos demais professores do Laboratório de Automação e Controle da Escola Politécnica da USP, pelos conhecimentos e lições passados ao longo desses anos.

Agradeço aos amigos Daniel Uehara e Paolo La Rosa, que muito me ensinaram sobre projetos na área de modelagem e simulação e ao OSM Giuseppe França de Oliveira, por todos os ensinamentos relacionados às praças de máquinas de navios petroleiros.

Agradeço aos amigos e colegas pelo apoio nesta trajetória, incluindo a amiga Valquíria Alexandre Santos, que esteve ao meu lado e da minha família nos momentos de dificuldades.

RESUMO

Simuladores tem sido cada vez mais utilizados para testes de controladores e algoritmos de otimização, pois a realização de experimentos em ambientes simulados ajuda a validar o sistema de controle e com isso se evitam possíveis transtornos e prejuízos de testar controladores e algoritmos de otimização diretamente na planta real.

Este trabalho desenvolve um simulador da planta geradora e propulsora de navios petroleiros, o SimProPMS, com o intuito de criar e testar técnicas de controle e algoritmos aplicados a problemas comumente encontrados neste tipo de planta. O SimProPMS é capaz de rodar simulações integradas em tempo real, permitindo fornecer um ciclo de desenvolvimento ágil para o sistema de controle. Além disso, ele permite simular uma gama de plantas diferentes, com o limite de quatro geradores, quatro propulsores elétricos e um motor de combustão a Diesel com parametrizações distintas.

Ademais, este trabalho utiliza o SimProPMS para analisar um algoritmo de otimização de consumo de combustível já existente e compará-lo com uma abordagem tradicional, além de aprimorar um algoritmo utilizado para prevenção de blecautes.

Este trabalho também realiza uma análise de pontos de equilíbrio das técnicas de controle da propulsão, levando em conta imprecisões nos parâmetros estimados dos controladores.

Palavras-Chave – Modelagem e simulação, Controle da propulsão, Prevenção de blecautes, Pontos de equilíbrio.

ABSTRACT

Simulators have been increasingly used for testing controllers and optimization algorithms because performing experiments in simulated environments help to validate the control system and avoid possible inconvenience and losses of testing controllers and optimization algorithms directly in the real plant.

This work develops a simulator of the power and propulsion plants for oil vessels, SimProPMS, in order to test control techniques and algorithms applied to problems commonly encountered in this type of plant. SimProPMS can run integrated simulations in real-time, allowing an agile development cycle for the control system. Furthermore, the simulator allows using a range of different plants, with the limit of four generators, four electrical propellers, and the main Diesel engine with different parameterizations.

This work also uses SimProPMS to analyze an existing fuel consumption optimization algorithm and compare it with a traditional approach. This work also improves an algorithm used to prevent blackouts.

This work holds an analysis of equilibrium points of propulsion control techniques, taking into account inaccuracies in the controllers' estimated parameters.

Keywords – Modeling and simulation, Propulsion control, Blackout prevention, Equilibrium points.

LISTA DE FIGURAS

1	Sistema de coordenadas de corpo fixo	32
2	Arquitetura modularizada do modelo dos propulsores elétricos	33
3	Representação do mecanismo <i>pin-slot</i>	35
4	Curvas do coeficiente C_T	40
5	Curvas do coeficiente C_{TN}	40
6	Curvas do coeficiente C_Q	41
7	Diagrama com a modularização do modelo do propulsor do MCP	43
8	Curvas do coeficiente C_T para o MCP	46
9	Curvas do coeficiente C_Q para o MCP	46
10	Modularização do modelo da planta geradora	48
11	Diagrama de blocos do MCA	49
12	Diagrama de blocos do gerador	50
13	Exemplo de curva de saturação (eixo direto)	55
14	Modularização do modelo do barramento em blocos	60
15	Diagrama de blocos dos controladores da propulsão	65
16	Curva α para o controlador iQP (SMOGELI, 2006)	71
17	Curva α para o controlador iQ-P	72
18	Fluxograma de entrada e saída de <i>load sharing</i> para 3 geradores	75
19	Fluxograma de retirada do MCA do <i>load sharing</i>	76
20	Curva de consumo específico de combustível para um MCA	77
21	Curva de consumo específico de combustível por potência para as duas estratégias de <i>load sharing</i>	78
22	Fluxograma de inserção do MCA do barramento	79
23	Diagrama de blocos do algoritmo pPLL	80

24	Diagrama de blocos do controlador de rotação do MCA	86
25	Diagrama de blocos do controlador de tensão do gerador	89
26	Rotação do propulsor para simulação com $V_a = 0\text{m/s}$ com o controlador por rotação	95
27	Empuxo do propulsor para simulação com $V_a = 0\text{m/s}$ com o controlador por rotação	96
28	Rotação do propulsor para a simulação com $V_a = 1\text{m/s}$ com o controlador por rotação	96
29	Empuxo do propulsor para caso de validação com controlador por rotação .	97
30	Rotação do propulsor para simulação com $V_a = 0\text{m/s}$ com o controlador por torque com compensação de inércia	98
31	Empuxo do propulsor para simulação com $V_a = 0\text{m/s}$ com o controlador por torque com compensação de inércia	99
32	Rotação do propulsor para a simulação com $V_a = 1\text{m/s}$ com o controlador por torque com compensação de inércia	99
33	Empuxo do propulsor para a simulação com $V_a = 1\text{m/s}$ com o controlador por torque com compensação de inércia	100
34	Rotação do propulsor para simulação com $V_a = 0\text{m/s}$ com o controlador por torque com compensação de atrito	100
35	Empuxo do propulsor para a simulação com $V_a = 0\text{m/s}$ com o controlador por torque com compensação de atrito	101
36	Rotação do propulsor para a simulação com $V_a = 1\text{m/s}$ com o controlador por torque com compensação de atrito	101
37	Empuxo do propulsor para a simulação com $V_a = 1\text{m/s}$ com o controlador por torque com compensação de atrito	102
38	Rotação do propulsor para simulação com $V_a = 0\text{m/s}$ com o controlador por torque com compensação de atrito e inércia	103
39	Empuxo do propulsor para a simulação com $V_a = 0\text{m/s}$ com o controlador por torque com compensação de atrito e inércia	103

40	Rotação do propulsor para a simulação com $V_a = 1\text{m/s}$ com o controlador por torque com compensação de atrito e inércia	104
41	Empuxo do propulsor para a simulação com $V_a = 1\text{m/s}$ com o controlador por torque com compensação de atrito e inércia	104
42	Potências demandadas durante o experimento de validação elétrica 1 . . .	106
43	Rotações do MCA durante o experimento de validação elétrica 1	108
44	Potências mecânicas do MCA durante o experimento de validação elétrica 1	108
45	Magnitudes dos fluxos magnéticos durante o experimento de validação elétrica 1	109
46	Fases dos fluxos magnéticos durante o experimento de validação elétrica 1 .	109
47	Magnitudes das correntes elétricas durante o experimento de validação elétrica 1	110
48	Fases das correntes durante o experimento de validação elétrica 1	110
49	Magnitudes das tensões elétricas durante o experimento de validação elétrica 1	111
50	Fases das tensões elétricas durante o experimento de validação elétrica 1 .	112
51	Potências demandadas durante o experimento de validação elétrica 2 . . .	112
52	Rotações do MCA durante o experimento de validação elétrica 2	113
53	Potências mecânicas do MCA durante o experimento de validação elétrica 2	114
54	Magnitudes dos fluxos magnéticos durante o experimento de validação elétrica 2	115
55	Fases dos fluxos magnéticos durante o experimento de validação elétrica 2 .	115
56	Magnitudes das correntes elétricas durante o experimento de validação elétrica 2	116
57	Fases das correntes durante o experimento de validação elétrica 2	116
58	Magnitudes das tensões elétricas durante o experimento de validação elétrica 2	117
59	Fases das tensões elétricas durante o experimento de validação elétrica 2 .	117
60	Potências demandadas durante o experimento de validação elétrica 3 . . .	118

61	Rotações do MCA 1 durante o experimento de validação elétrica 3	120
62	Rotações do MCA 2 durante o experimento de validação elétrica 3	120
63	Potências mecânicas do MCA 1 durante o experimento de validação elétrica 3	121
64	Potências mecânicas do MCA 2 durante o experimento de validação elétrica 3	121
65	Magnitudes dos fluxos magnéticos do gerador 1 durante o experimento de validação elétrica 3	122
66	Magnitudes dos fluxos magnéticos do gerador 2 durante o experimento de validação elétrica 3	122
67	Fases dos fluxos magnéticos do gerador 1 durante o experimento de va- lidação elétrica 3	123
68	Fases dos fluxos magnéticos do gerador 2 durante o experimento de va- lidação elétrica 3	123
69	Magnitudes das correntes elétricas do gerador 1 durante o experimento de validação elétrica 3	124
70	Magnitudes das correntes elétricas do gerador 2 durante o experimento de validação elétrica 3	124
71	Fases das correntes elétricas do gerador 1 durante o experimento de va- lidação elétrica 3	125
72	Fases das correntes elétricas do gerador 2 durante o experimento de va- lidação elétrica 3	125
73	Magnitudes das tensões elétricas do gerador 1 durante o experimento de validação elétrica 3	126
74	Magnitudes das tensões elétricas do gerador 2 durante o experimento de validação elétrica 3	126
75	Fases das tensões elétricas do gerador 1 durante o experimento de validação elétrica 3	127
76	Fases das tensões elétricas do gerador 2 durante o experimento de validação elétrica 3	127
77	Rotações dos MCAs durante o experimento 1	133
78	<i>Set-points</i> de rotações dos MCAs durante o experimento 1	134

79	Magnitudes dos fluxos magnéticos durante o experimento 1	135
80	Fases dos fluxos magnéticos durante o experimento 1	135
81	Magnitudes das correntes de saída dos geradores durante o experimento 1 .	136
82	Fases das correntes de saída dos geradores durante o experimento 1	136
83	Magnitudes das tensões de saída dos geradores durante o experimento 1 . .	137
84	Fases das tensões de saída dos geradores durante o experimento 1	138
85	Posição das válvulas de injeção de combustível durante o experimento 1 . .	138
86	Consumo de combustível dos MCAs durante o experimento 1	139
87	Tensões de campo durante o experimento 1	139
88	Potências dos MCAs durante o experimento 1	140
89	Ângulos de potência durante o experimento 1	140
90	Rotação dos propulsor túnel durante o experimento 1	141
91	Rotação dos propulsor azimutal de proa durante o experimento 1	142
92	Rotação dos propulsor azimutal de popa durante o experimento 1	142
93	Rotação do MCP durante o experimento 1	143
94	Potências dos propulsores durante o experimento 1	143
95	Rotações dos MCAs durante o experimento 2	144
96	Set-point de rotações dos MCAs durante o experimento 2	144
97	Magnitudes dos fluxos magnéticos durante o experimento 2	145
98	Fases dos fluxos magnéticos durante o experimento 2	146
99	Magnitudes das correntes elétricas durante o experimento 2	146
100	Fases das correntes elétricas durante o experimento 2	147
101	Magnitudes das tensões na saída dos geradores durante o experimento 2 . .	147
102	Fases das tensões na saída dos geradores durante o experimento 2	148
103	Posição das válvulas de injeção de combustível durante o experimento 2 . .	148
104	Consumo de combustível dos MCAs durante o experimento 2	149

105	Tensão de campo dos geradores durante o experimento 2	149
106	Potências dos MCAs durante o experimento 2	150
107	Ângulos de potência durante o experimento 2	150
108	Rotações dos MCAs durante o experimento 3	152
109	Set-points de rotações dos MCAs durante o experimento 3	152
110	Magnitudes dos fluxos magnéticos durante o experimento 3	153
111	Fases dos fluxos magnéticos durante o experimento 3	154
112	Magnitudes das correntes de saída dos geradores durante o experimento 3 .	154
113	Fases das correntes de saída dos geradores durante o experimento 3	155
114	Magnitudes das tensões de saída dos geradores durante o experimento 3 . .	155
115	Fases das tensões de saída dos geradores durante o experimento 3	156
116	Posição das válvulas de injeção de combustível durante o experimento 3 . .	156
117	Consumo de combustível dos MCAs durante o experimento 3	157
118	Tensões de campo durante o experimento 3	157
119	Potências dos MCAs durante o experimento 3	158
120	Ângulos de potência durante o experimento 3	158
121	Sinal de desligamento das cargas não essenciais durante o experimento 3 .	159
122	Rotações dos propulsores durante o experimento 3	159
123	Potências do propulsores durante o experimento 3	160
124	Atuação do FPBS durante o experimento 3	161
125	Rotações dos MCAs durante o experimento 4	163
126	Set-point de rotações dos MCAs durante o experimento 4	163
127	Magnitudes dos fluxos magnéticos durante o experimento 4	164
128	Fases dos fluxos magnéticos durante o experimento 4	165
129	Magnitudes das correntes de saída dos geradores durante o experimento 4 .	165
130	Fases das correntes de saída dos geradores durante o experimento 4	166

131	Magnitudes das tensões de saída dos geradores durante o experimento 4 . .	166
132	Fases das tensões de saída dos geradores durante o experimento 4	167
133	Posição das válvulas de injeção de combustível durante o experimento 4 . .	168
134	Consumo de combustível dos MCAs durante o experimento 4	168
135	Tensões de campo durante o experimento 4	169
136	Potências dos MCAs durante o experimento 4	169
137	Ângulos de potência durante o experimento 4	170
138	Rotação do propulsor túnel 1 durante o experimento 4	171
139	Rotação do propulsor túnel 2 durante o experimento 4	171
140	Rotação do propulsor azimutal de proa durante o experimento 4	172
141	Rotação do propulsor azimutal de popa durante o experimento 4	172
142	Torque do propulsor túnel 1 durante o experimento 4	173
143	Torque do propulsor túnel 2 durante o experimento 4	173
144	Torque do propulsor azimutal de proa durante o experimento 4	174
145	Torque do propulsor azimutal de popa durante o experimento 4	174
146	Potência do propulsor túnel 1 durante o experimento 4	175
147	Potência do propulsor túnel 2 durante o experimento 4	175
148	Potência do propulsor azimutal de proa durante o experimento 4	176
149	Potência do propulsor azimutal de popa durante o experimento 4	176
150	Empuxo do propulsor túnel 1 durante o experimento 4	177
151	Empuxo do propulsor túnel 2 durante o experimento 4	177
152	Empuxo do propulsor azimutal de proa durante o experimento 4	178
153	Empuxo do propulsor azimutal de popa durante o experimento 4	179
154	Sensibilidades de rotação para o terceiro cenário - controlador de rotação .	185
155	Sensibilidades de torque para o terceiro cenário - controlador de rotação . .	185
156	Sensibilidades de potência para o terceiro cenário - controlador de rotação .	186

157	Sensibilidades de empuxo para o terceiro cenário - controlador de rotação .	186
158	Sensibilidades de rotação para o primeiro cenário - controlador de torque .	189
159	Sensibilidades de torque para o primeiro cenário - controlador de torque . .	189
160	Sensibilidades de potência para o primeiro cenário - controlador de torque .	189
161	Sensibilidades de empuxo para o primeiro cenário - controlador de torque .	190
162	Sensibilidades de rotação para o segundo cenário - controlador de torque .	190
163	Sensibilidades de torque para o segundo cenário - controlador de torque . .	190
164	Sensibilidades de potência para o segundo cenário - controlador de torque .	191
165	Sensibilidades de empuxo para o segundo cenário - controlador de torque .	191
166	Sensibilidades de rotação para o terceiro cenário - controlador de torque . .	192
167	Sensibilidades de torque para o terceiro cenário - controlador de torque . .	192
168	Sensibilidades de potência para o terceiro cenário - controlador de torque .	193
169	Sensibilidades de empuxo para o terceiro cenário - controlador de torque .	193
170	Sensibilidades de rotação para o primeiro cenário - Controlador de potência	198
171	Sensibilidades de torque para o primeiro cenário - Controlador de potência	198
172	Sensibilidades de potência para o primeiro cenário - Controlador de potência	198
173	Sensibilidades de empuxo para o primeiro cenário - Controlador de potência	199
174	Sensibilidades de rotação para o segundo cenário - controlador de potência	199
175	Sensibilidades de torque para o segundo cenário - controlador de potência .	199
176	Sensibilidades de potência para o segundo cenário - controlador de potência	200
177	Sensibilidades de empuxo para o segundo cenário - controlador de potência	200
178	Sensibilidades de rotação para o terceiro cenário - controlador de potência .	201
179	Sensibilidades de torque para o terceiro cenário - controlador de potência .	201
180	Sensibilidades de potência para o terceiro cenário - controlador de potência	201
181	Sensibilidades de empuxo para o terceiro cenário - controlador de potência	202
182	Sensibilidades de rotação para o primeiro cenário - Controlador iQP	203

183	Sensibilidades de torque para o primeiro cenário - Controlador iQP	204
184	Sensibilidades de potência para o primeiro cenário - Controlador iQP	204
185	Sensibilidades de empuxo para o primeiro cenário - Controlador iQP	204
186	Sensibilidades de rotação para o segundo cenário - Controlador iQP	205
187	Sensibilidades de torque para o segundo cenário - Controlador iQP	205
188	Sensibilidades de potência para o segundo cenário - Controlador iQP	206
189	Sensibilidades de empuxo para o segundo cenário - Controlador iQP	206
190	Sensibilidades de rotação para o terceiro cenário - Controlador iQP	206
191	Sensibilidades de torque para o terceiro cenário - Controlador iQP	207
192	Sensibilidades de potência para o terceiro cenário - Controlador iQP	207
193	Sensibilidades de empuxo para o terceiro cenário - Controlador iQP	207
194	Sensibilidades de rotação para o primeiro cenário - Controlador iQ-P	208
195	Sensibilidades de torque para o primeiro cenário - Controlador iQ-P	208
196	Sensibilidades de potência para o primeiro cenário - Controlador iQ-P	209
197	Sensibilidades de empuxo para o primeiro cenário - Controlador iQ-P	209
198	Sensibilidades de rotação para o segundo cenário - Controlador iQ-P	210
199	Sensibilidades de torque para o segundo cenário - Controlador iQ-P	210
200	Sensibilidades de potência para o segundo cenário - Controlador iQ-P	210
201	Sensibilidades de empuxo para o segundo cenário - Controlador iQ-P	211
202	Sensibilidades de rotação para o terceiro cenário - Controlador iQ-P	211
203	Sensibilidades de torque para o terceiro cenário - Controlador iQ-P	211
204	Sensibilidades de potência para o terceiro cenário - Controlador iQ-P	212
205	Sensibilidades de empuxo para o terceiro cenário - Controlador iQ-P	212

LISTA DE TABELAS

1	Características dos controladores da propulsão	70
2	Parâmetros do modelo do eixo	93
3	Parâmetros do modelo do eixo	94
4	Parâmetros dos filtros de geração de trajetória	94
5	Parâmetros do controlador	94
6	Parâmetros da simulação do experimento de validação elétrica 1	107
7	Parâmetros do controlador de rotação no experimento de validação elétrica 1	107
8	Parâmetros do controlador de tensão no experimento de validação elétrica 1	107
9	Parâmetros do controlador de rotação no experimento de validação elétrica 2	113
10	Parâmetros do moto-gerador 1 do experimento de validação elétrica 3 . . .	119
11	Parâmetros do moto-gerador 2 do experimento de validação elétrica 3 . . .	119
12	Parâmetros do controlador de rotação no experimento de validação elétrica 3	119
13	Parâmetros do gerador 4	129
14	Parâmetros do controlador de rotação dos MCAs nas simulações	129
15	Parâmetros do controlador de tensão nas simulações	130
16	Parâmetros dos propulsores elétricos	131
17	Parâmetros do controlador de rotação dos propulsores elétricos	131
18	Parâmetros do filtro de geração de trajetória e limitador de derivadas dos controladores da propulsão	131
19	Parâmetros dos propulsores do MCP	132
20	Parâmetros do controlador de rotação dos propulsores do MCP	132
21	Parâmetros da simulação do experimento de validação elétrica 1	162
22	Ponderações dos coeficientes do MAE por faixa de operação	183
23	Indicadores MAE de cada variável para o primeiro cenário	213

24	Indicadores MAE por faixa de operação para o primeiro cenário	213
25	Indicadores MAE de cada variável para o segundo cenário	214
26	Indicadores MAE por faixa de operação para o segundo cenário	214
27	Indicadores MAE de cada variável para o terceiro cenário	215
28	Indicadores MAE por faixa de operação para o terceiro cenário	215

SUMÁRIO

1	Introdução	21
2	Revisão Bibliográfica	24
3	Modelos matemáticos	31
3.1	Planta Propulsora	31
3.1.1	Propulsores Elétricos	32
3.1.1.1	Redução e Dinâmica do Eixo	33
3.1.1.2	Atuador de Passo do Hélice	34
3.1.1.3	Ângulo Azimutal	36
3.1.1.4	Modelo do Hélice e Projeções das Velocidades	37
3.1.1.5	Cálculo das Forças e Torques Vetoriais	41
3.1.2	Propulsor do Motor de Combustão Principal (MCP)	42
3.1.2.1	Consumo de Combustível e Torque de Entrada	43
3.1.2.2	Dinâmica do Eixo	44
3.1.2.3	Atuador de Passo	44
3.1.2.4	Modelo do Hélice e Projeções das Velocidades	44
3.1.2.5	Cálculo das Forças e Torques Vetoriais	47
3.2	Planta Geradora	47
3.2.1	Motor de Combustão Auxiliar (MCA)	48
3.2.1.1	Consumo de Combustível e Cálculo de Torque	49
3.2.1.2	Dinâmica do Eixo	49
3.2.2	Gerador	50
3.2.2.1	Ângulo de Potência	53

3.2.2.2	Fluxo Magnético	53
3.2.2.3	Equações de Saída	56
3.2.2.4	Torque Elétrico	57
3.2.3	Inversor de Frequência (PWM)	58
3.2.4	Impedância Instantânea do Propulsor	59
3.2.5	Barramento	59
3.2.5.1	Transformador	60
3.2.5.2	Associação de Impedâncias	61
3.2.5.3	Representação Matricial dos Ângulos de Potência	61
3.2.5.4	Corrente Total	62
3.2.5.5	Cálculo das Tensões	62
4	Sistema de Controle	64
4.1	Planta Propulsora	64
4.1.1	Propulsores Elétricos	64
4.1.1.1	Conversão de Set-Point e Geração de Trajetória	65
4.1.1.2	Compensação de atrito	67
4.1.1.3	Compensação de inércia	68
4.1.1.4	Controladores	68
	Rotação	68
	Torque	68
	Potência	69
	Integrativo de torque e potência (iQP)	69
	Integrativo de torque - potência (iQ-P)	71
4.1.1.5	Limitação de Torque	73
4.1.1.6	Malha Interna de Torque	73
4.1.2	Propulsor do Motor de Combustão Principal (MCP)	73

4.2	Planta Geradora	74
4.2.1	<i>Load Sharing</i>	74
4.2.2	Barramento e sincronismo	78
4.2.3	Mecanismos de Proteção	81
4.2.3.1	Desligamento de cargas por sobrecorrente	82
4.2.3.2	Redução provisória de carga nos propulsores baseada em tensão e frequência do barramento	82
4.2.3.3	Desligamento de cargas não essenciais em caso de sub- tensão ou subfrequência no barramento	84
4.2.3.4	<i>Shutdown</i> dos propulsores por tensão ou frequência baixa no barramento	85
4.2.3.5	<i>Shutdown</i> dos moto-geradores por tensão ou rotação baixa	85
4.2.4	Controle de Rotação dos MCAs	86
4.2.4.1	<i>Droop</i> e Geração de Referência	86
4.2.4.2	Controlador PI (Rotação)	89
4.2.5	Controle de Tensão dos Geradores	89
4.2.5.1	Compensação de Potência Reativa	90
4.2.5.2	Controle de Tensão (AVR)	91
5	Validação do Modelo	93
5.1	Planta Propulsora	93
5.1.1	Controle de Rotação	95
5.1.2	Controle de torque com compensação de inércia	97
5.1.3	Controle de torque com compensação de atrito	100
5.1.4	Controle de torque com compensação de atrito e inércia	102
5.2	Planta Geradora	105
5.2.1	Experimento 1 - Aumento e redução de demanda no propulsor com um gerador	106

5.2.2	Experimento 2 - Demanda propulsora oscilatória com um gerador .	112
5.2.3	Experimento 3 -Aumento de demanda pelo propulsor com dois geradores	118
6	Simulações Realizadas	129
6.1	Experimento 1	132
6.2	Experimento 2	143
6.3	Experimento 3	151
6.4	Experimento 4	161
6.5	Discussão dos Resultados	179
7	Análise de pontos de equilíbrio do controle da propulsão	181
7.1	Controlador de rotação	184
7.2	Controlador de torque	187
7.3	Controlador de potência	194
7.4	Controlador integrativo de torque e potência (iQP)	202
7.5	Controlador integrativo de torque-potência (iQ-P)	208
7.6	Discussão dos resultados	213
7.7	Considerações	215
8	Conclusões	217
	Referências	219

1 INTRODUÇÃO

Simulação é a representação de um processo ou sistema, em suas definições mais amplas, feita com base na imitação de suas características. A simulação é uma ferramenta que vem sendo utilizada desde a antiguidade, como o uso de modelos em escala para construções de templos, por exemplo.

Com o passar do tempo e com o desenvolvimento tecnológico, os simuladores estão se tornando ferramentas cada vez mais utilizadas, aumentando a sua gama de aplicações e abrangência. Hoje, simuladores podem ser utilizados para treinamento e capacitação de operadores, além de previsões de cenários futuros, desenvolvimento de técnicas de controle e otimização e outras inúmeras aplicações. Um simulador deve ser projetado com uma finalidade clara, pois, para cada situação o nível de detalhamento de determinados segmentos do projeto varia. Por exemplo, um simulador de operação deve possuir uma interface de operação o mais semelhante possível com a situação real, para que o treinamento seja o mais parecido possível com a realidade. Além disso, o modelo matemático deve abranger todas as operações realizadas nas situações especificadas em treinamento.

No que tange à simulação de sistemas navais e oceânicos civis, o trabalho de Tannuri (2009) apresenta um simulador de navegação para manobras de navios petroleiros e alguns cargueiros. O escopo desse simulador abrange a modelagem das condições de mar, bem como as equações de movimento do navio. Com isso, criou-se uma valiosa ferramenta de desenvolvimento e teste de novos controladores de posicionamento dinâmico - *dynamic positioning* (DP), bem como outras utilidades.

Contudo, dentro da Universidade de São Paulo assim como no Brasil, existe uma carência quanto à modelagem e simulação do sistema da propulsão, no que tange tanto a modelagem quanto o controle, que é a última ponta do sistema DP. Tal sistema controla automaticamente a posição horizontal e aproamento de uma embarcação por meio de propulsão ativa (FOSSEN, 1994). Além disso, como os propulsores DP possuem alimentação elétrica, este problema de controle pode ser abordado de forma integrada à questão da geração de energia elétrica no navio, bem como o seu gerenciamento.

Assim, este trabalho consiste no projeto e desenvolvimento de simuladores do processo de geração de energia (SimPMS, cujo nome vem do termo *Power Management System* - PMS) e propulsão Diesel-elétrica (SimProp) de um navio petroleiro com uma planta DP padrão. Tratam-se de simuladores de engenharia, cujo objetivo é o desenvolvimento e a melhoria de técnicas de controle e otimização do processo.

Os simuladores podem ser operados separadamente ou em simulações integradas entre geração e propulsão (SimProPMS) em tempo real e foram desenvolvidos em Matlab/Simulink.

No meio acadêmico, como se pode ver na revisão bibliográfica, há diversos simuladores com enfoque em geração e também vários com ênfase na propulsão. Contudo, os que têm o enfoque em um, geralmente apresentam um modelo estático ou simplificado no outro, o que muitas vezes pode comprometer uma análise do comportamento do sistema dinâmico. Este trabalho procura desenvolver um simulador integrado, com um modelo dinâmico detalhado de ambas as partes.

Nessa situação, o sistema de geração enxerga os propulsores como uma carga dinâmica cujas variações são condizentes com a realidade e não valores estáticos. Assim, um bom modelo de propulsão implica um cenário mais realista no projeto do sistema de controle da planta geradora e um bom modelo do sistema de geração significa que flutuações na rede podem impactar no desempenho dos propulsores. Portanto, com um modelo dinâmico de ambas as partes em tempo real cria-se uma condição mais propícia para o desenvolvimento de técnicas de controle tanto da geração quanto da propulsão.

Logo, o escopo deste trabalho abrange o desenvolvimento da planta geradora e propulsora, assim como a implementação do sistema de controle de ambas as plantas, incluindo algumas técnicas que pressupõem a operação integrada. São implementados diferentes tipos de controladores da propulsão, a fim de se analisar os pontos fortes e fracos de cada um, através de uma análise detalhada de seus pontos de equilíbrio. Com base nisso, é proposta alterações em uma das técnicas para se obter melhores resultados.

Na parte de geração, o sistema de controle é implementado e testado de maneira integrada com a propulsão, de forma a se verificar como a planta geradora e o sistema de controle se comportam diante de variações de cargas nos propulsores DP. Além disso, são analisadas situações nas quais a planta está exposta a sobrecargas, cujo objetivo é verificar se não há ocorrência de blecautes e se o sistema de controle age de maneira adequada em tais situações.

Ademais, um blecaute é um dos problemas mais severos que podem ocorrer em navios,

uma vez que sua ocorrência causa prejuízos e transtornos às companhias de transporte, pois eventos como colisão e vazamentos são passíveis de indenizações e danos vultosos. Dessa forma, este trabalho também engloba a análise e melhorias de uma técnica para a prevenção de blecautes em navios.

No Capítulo 2 a revisão bibliográfica é feita e no Capítulo 3 os modelos matemáticos dos simuladores desenvolvidos são apresentados. Já no Capítulo 4 o projeto do sistema de controle é descrito e no Capítulo 5 são feitos os ensaios de validação da planta propulsora e geradora. No Capítulo 6 uma série de experimentos são realizados para mostrar o comportamento da planta em certos cenários e verificar como o sistema de controle se comporta nessas situações. No Capítulo 7 é apresentada uma análise dos pontos de equilíbrio das técnicas de controle da propulsão, com o propósito de verificar onde se alocam as variáveis de interesse da propulsão em regime permanente considerando cenários com imprecisões na parametrização entre a planta e do controle e, finalmente, as conclusões são feitas no Capítulo 8.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

O trabalho de Sørensen (2012) é a referência mais ampla existente na bibliografia, pois apresenta uma visão geral de todo o problema de controle de posicionamento dinâmico encontrado em navios, abrangendo desde a camada de alto nível (o controle de posição e coordenadas) até as camadas mais baixas (controle da propulsão). Também mostra uma introdução aos algoritmos de alocação de empuxo, bem como uma descrição do PMS (sistema de gerenciamento de potência). O trabalho de Sørensen (2012) foi o ponto de partida dos estudos realizados nesta tese, por conta da sua abrangência e interdisciplinaridade.

No que tange a literatura da propulsão, mais especificamente falando sobre o modelo do hélice, onde são calculados os valores de empuxo e torque efetivos do propulsor, o trabalho de Miniovich (1960) introduz o modelo de 4 quadrantes para o cálculo dos coeficientes de empuxo e torque em propulsores, o que permite calcular essas duas variáveis independentemente dos seus sinais serem negativos ou positivos. Nesta mesma linha, o trabalho de Lammeren, Manen e Oosterveld (1969) apresenta os coeficientes da série de Fourier do modelo de 4 quadrantes para a da família *Wageningen B-Series*, de propulsores abertos, ou seja, onde as pás não estão envolvidas por uma estrutura protetora. Este trabalho serviu como base para a modelagem das curvas de torque e empuxo do eixo do MCP (motor de combustão principal). Já o trabalho de Oosterveld (1970) apresenta os coeficientes da série de Fourier do modelo de 4 quadrantes para algumas famílias de propulsores com dutos, onde as pás estão envolvidas por uma estrutura, promovendo um incremento de velocidade na água, que foram utilizados como base nos propulsores azimutais e túnel nesta tese.

Paralelamente, no trabalho de Barnitsas, Ray e Kinley (1981) são apresentadas as curvas originais de torque e empuxo do modelo $K_T - K_Q$ (válido apenas no 1º quadrante, isto é, com rotação do propulsor e velocidade de avanço positivas) da família *Wageningen B-Series*, que são usadas como referência por uma série de trabalhos na área, sejam eles de modelagem ou controle da propulsão.

Tanto o modelo $K_T - K_Q$ quanto o de 4 quadrantes são bastante usados na literatura,

sendo o primeiro mais simples, portanto mais limitado. Dentro da proposta desta tese de apresentar um simulador de engenharia integrado entre geração e propulsão, optou-se por focar no modelo de 4 quadrantes, onde uma série de trabalhos foram estudados para criar a estrutura do modelo.

O trabalho de Queen (1981) apresenta os coeficientes dos modelos $KT - KQ$ e de 4 quadrantes para uma família de propulsores abertos com passo variável, de maneira a incluir o passo do hélice como uma das variáveis de entrada para o cálculo dos coeficientes de empuxo e torque.

Já o trabalho de Pivano, Fossen e Johansen (2006) apresenta uma metodologia para identificação do modelo de 4 quadrantes a partir de dados experimentais e o trabalho de Pivano et al. (2006) permite estimar o empuxo produzido pelo propulsor tendo como base o modelo de 4 quadrantes.

No trabalho de Häusler et al. (2013) é apresentada uma versão simplificada do modelo de 4 quadrantes, onde são usadas as 4 primeiras harmônicas em vez de 20, número normalmente utilizado na literatura. Os resultados foram bastante satisfatórios e essa aproximação torna-se muito interessante em situações onde a capacidade computacional para simulação é bastante limitada. Além disso, o artigo de Häusler et al. (2015) realiza mais testes com aproximações de harmônicas mais baixas do modelo de 4 quadrantes com sucesso.

Ainda no tocante à modelagem do sistema de propulsão, mas referindo-se a trabalhos que discorrem sobre aspectos gerais dos modelos, Weir (1987) aborda o projeto de propulsores com dutos (túneis e azimutais) e também parte da modelagem da velocidade de avanço neste tipo de propulsores, onde há uma componente aceleradora do fluxo de entrada de água sobre as pás do propulsor.

Já o trabalho de Nienhuis (1992) apresenta uma análise de eficiência de propulsores em manobras a baixas velocidades, incluindo a modelagem do problema e uma análise computacional.

O trabalho de Whitcomb e Yoerger (1999a) foca-se no desenvolvimento e na validação de modelos não lineares da propulsão, incluindo fenômenos físicos como o atrito, o que é especialmente interessante para o modelo da dinâmica do eixo do propulsor. Por sua vez, o trabalho de Altosole e Figari (2011) apresenta uma metodologia de modelagem simplificada para motores de combustão para navios.

No que tange o problema do sistema de passo variável, isto é, quando o ângulo de

ataque da pá é controlável, o trabalho de Keefe (1991) mostra o projeto de um sistema de propulsão com um controlador de passo variável para veículos submersos, com tópicos interessantes sobre o assunto. Já o trabalho de Dullens (2009) apresenta tanto a modelagem quanto o controle deste sistema, assim como o desenvolvimento de observadores de estado para estimação de variáveis e testes experimentais. O trabalho de Martelli et al. (2014), por sua vez, foca-se na modelagem, detalhando o modelo dinâmico dos mecanismos de atuação e uma análise das forças e torques atuantes.

Já o relatório técnico do Maritime Research Institute Netherlands, (20-?) apresenta equações para a obtenção da velocidade de avanço para propulsores azimutais, onde particularidades como o ângulo azimutal, além da taxa de guinada do navio influenciam no cálculo. Outros pontos interessantes neste documento são curvas de cargas e informações sobre as interações dos propulsores com correntes marítimas.

Entrando no mérito do controle da propulsão, o trabalho de Sørensen et al. (1997) apresenta o controlador de potência, cujo objetivo é fazer com que a potência produzida pelo propulsor siga um determinado valor de referência em vez da rotação do mesmo, que é a abordagem tradicional. Além disso, é apresentado o conceito de sensibilidade, que consiste em dividir o valor do ponto de equilíbrio pelo *set-point* do controlador, ou seja, uma medida normalizada de acurácia, que também é utilizada no trabalho de Strand (1999). Em Whitcomb e Yoerger (1999b) são discutidas técnicas de controle da propulsão de veículos aquáticos submersos, abordando tanto algoritmos de *feedback* (no caso, controle por rotação) como de *feedforward* (no caso, controlador de torque, cujo objetivo é fazer com que o valor efetivo desta variável siga os padrões da referência dela), bem como ações de controle combinadas entre ambos.

Já o trabalho de Smogeli et al. (2004) apresenta o controle *anti-spin*, também conhecido como disparo de rotação, que constitui em um modo de operação que é ativado em condições de mar extremas. Tal condição pode ser detectada através de estimativas do coeficiente de torque e, caso estas sejam muito mais baixas que o valor nominal deste parâmetro, isto indica que está se enfrentando uma condição de mar extrema, algo comum no Mar do Norte, e o controlador *anti-spin* passa a operar, reduzindo a rotação para evitar um disparo.

O trabalho de Smogeli, Ruth e Sorensen (2005) entra no mérito especificamente da validação experimental dos controladores de torque e potência, cujos resultados ajudaram a validar os benefícios de ambos dentro de suas propostas.

Já a tese de Smogeli (2006) é um trabalho bastante abrangente com relação ao controle

da propulsão, mas também falando bastante de modelagem. Além disso, Smogeli (2006) apresenta os principais controladores (rotação, torque e potência) utilizados no controle da propulsão tanto em condições normais quanto extremas de mar, além de apresentar os controladores híbridos, que combinam as ações dos controles de rotação, torque e potência, de acordo com a região de operação, e cujo intuito é agregar as melhores características de cada controlador em um único. Outro ponto abrangido por Smogeli (2006) é uma análise de estabilidade do sistema em malha aberta para o caso de controle de torque, e realizando também uma análise qualitativa da estabilidade dos controladores por *feedback*. Também é feito um estudo dos pontos de equilíbrio do controle utilizando o conceito de sensibilidade. Por último, Smogeli (2006) apresenta alguns estimadores de estado e parâmetros de interesse para este sistema, incluindo o torque resistente no hélice e o coeficiente de atrito viscoso.

Ainda nesta seara de estabilidade do sistema de controle, o trabalho de Figari e Altosole (2007) utiliza o método da linearização de Lyapunov para realizar uma análise da estabilidade local do controle da propulsão movida por uma turbina a gás e do navio, bem como um estudo dos pontos de equilíbrio do sistema.

O artigo de Bakkeheim et al. (2008) propõe o uso de um controlador PI para rotação de um propulsor com uma ação de *reset* na integral, tendo como base uma função de Lyapunov para levar o sistema a uma condição de menor energia. O objetivo desta ação é melhorar o desempenho do controlador em condições de mar extremas. O trabalho de Smogeli, Sørensen e Minsaas (2008) também entra nesta discussão de controle em condições de mar extremas, retomando o conceito de controlador *anti-spin*.

Já o trabalho de Sørensen e Smogeli (2009) tem como foco os controladores de propulsão de torque e potência, bem como os híbridos, discutidos inicialmente em Smogeli (2006).

Uma referência auxiliar na parte da propulsão foi o trabalho de Lewis (1988), que possui uma série de informações relevantes no projeto de propulsores, além de diversos tópicos interessantes sobre arquitetura naval.

Da parte da planta geradora, o trabalho de Park (1929) apresenta um modelo matemático para geradores síncronos, amplamente utilizado e discutido na literatura e é usado como base do modelo dos geradores elétricos neste trabalho. O livro de Gourishankar (1965) apresenta importantes tópicos sobre conversão eletromecânica de energia de maneira geral, incluindo modelos e tópicos de máquinas elétricas, mas sem entrar detalhadamente no mérito da modelagem de geradores síncronos ou motores de indução. Já o

livro de Fitzgerald, Kingsley e Kusko (1975) apresenta conceitos sobre máquinas elétricas, desde motores de corrente contínua a máquinas de corrente alternada, sendo o projeto deste tipo de máquinas o foco do livro de Say (1976).

O livro de Mello (1979) analisa a dinâmica das máquinas elétricas, incluindo desde conceitos básicos, tais como a transformação dq0, até a modelagem em regime permanente e transitório, com enfoque nas máquinas síncronas e de indução. Há também um capítulo exclusivamente focado em faltas desequilibradas, tais como curto circuito em duas fases e outras.

Por sua vez, a norma técnica IEEE 421.5 (LEE, 1992) apresenta uma série de padrões para modelagem de diferentes tipos de excitatrizes, além de diretrizes indicando boas práticas de engenharia no desenvolvimento de tais modelos.

O livro de Kundur, Balu e Lauby (1994) apresenta uma sólida base no que tange a modelagem de máquinas elétricas como um todo, inclusive geradores síncronos. Além disso, há um capítulo dedicado à modelagem da excitatriz, bem como o controle de máquinas elétricas, incluindo tanto o controle da rotação (mecânico) quanto da tensão (elétrico). O livro de Krause et al. (2002) também apresenta uma análise detalhada dos modelos de máquinas elétricas, incluindo geradores síncronos e o modelo baseado em parâmetros operacionais.

A dissertação de Pellini (2005) descreve detalhadamente o projeto de um simulador em tempo real de hidrogeradores, definindo conceitos de simulação com o modelo matemático utilizado, incluindo curvas de saturação magnética. O trabalho também aborda modelos de excitatriz e ensaios nos quais é possível realizar simulações *offline*, com o simulador realizando os cálculos sem nenhum outro dispositivo conectado ou *online*, isto é, em *hardware-in-the-loop* com outros equipamentos ou dispositivos.

O trabalho de Filho, Seixas e Cortizo (2006) serviu como referência para a implementação do algoritmo de *Phase-Locked Loop* (PLL) para o sincronismo dos geradores. Já o trabalho de Thompson (2012) discute a respeito de sincronismo de geradores na rede.

Por sua vez, o livro de Lu, Sun e Mei (2013) é uma referência auxiliar na parte de modelagem de máquinas elétricas com tópicos de controle não-linear aplicados a esse assunto.

Além disso, um ponto chave neste trabalho é achar formas de validar a planta simulada. Ter dados de navegação do navio é extremamente difícil, pois não basta ter acesso à embarcação, é necessário poder coletar todos os dados relacionados com as plantas

elétricas e propulsoras, o que não foi possível neste trabalho. Com isso, foi necessário pesquisar outros simuladores ou ferramentas com módulos e blocos já modelados para realizar uma validação.

Neste sentido, o trabalho de Venayagamoorthy (2005) apresenta uma análise comparativa de diferentes ferramentas de plantas elétricas, como RSCAD, PSCAD e o SimPowerSystems, uma *toolbox* do Matlab/Simulink. Como o simulador já é desenvolvido nesta plataforma, optou-se por analisar mais profundamente esta solução. Verificou-se que uma série de trabalhos, tais como Karris (2009), Khan et al. (2010), Le-Huy e Brunelle (2005) utilizam o SimPowerSystems como base para as simulações e análises.

Uma vez que esta tese aborda a modelagem de um sistema elétrico de uma embarcação, onde a unidade geradora e consumidora estão muito mais próximas do que na maioria das plantas elétricas, é necessário estudar os trabalhos cujo foco foram o desenvolvimento de um modelo matemático de uma planta geradora e consumidora para uma embarcação. No artigo de Hansen e Fossen (1999) são apresentados tópicos de controle não-linear aplicados a sistemas de geração de navios.

No trabalho de Hansen (2000) foi desenvolvido um simulador da parte de geração de energia com um modelo estático de propulsão, sem menção à simulação em tempo real. Foi proposto um modelo reduzido para o controle e um completo para a planta, com a modelagem dos estados internos dos motores e geradores, com uma particularidade muito interessante: não é assumida a hipótese de que a tensão nos terminais dos geradores é constante, que é algo bastante importante para uma planta cuja capacidade geradora é limitada, mas aumenta demasiadamente a dificuldade em realizar simulações do ponto de vista numérico. Ademais, também há tópicos de controle preditivo (*Model Predictive Control* - MPC) e não-linear (modos deslizantes) aplicados ao simulador, bem como a elaboração de um algoritmo de otimização do consumo de combustível na planta geradora através de uma estratégia de inserção e retirada de geradores do barramento e também de compartilhamento de carga.

Já os artigos de Hansen, Lauvdal e Ådnanes (2000) e Hansen, Lauvdal e Ådnanes (2001) comentam sobre estratégias de controle de propulsores DP através de seus motores. O artigo de Hansen, Ådnanes e Fossen (2001) apresenta um modelo do sistema de geração que vai desde o motor de combustão auxiliar até o consumo de potência dos propulsores, mas sem entrar no mérito do seu modelo dinâmico.

O trabalho de May (2003) apresenta ideias interessantes para a detecção e prevenção de blecautes em navios, através da redução da potência nos propulsores em função da

frequência no barramento. Já o trabalho de Radan et al. (2005) discute especificamente a relação entre redução de consumo de combustível e riscos de blecaute tendo como base o ponto de inserção de moto-geradores no barramento tendo como base o compartilhamento de cargas.

No trabalho de Radan (2008), foi desenvolvido um outro simulador de geração e também com o desenvolvimento de técnicas de controle integradas entre geração e propulsão, sem menção a tempo real. Contudo, as técnicas visavam a melhoria de desempenho da geração às custas da propulsão e o modelo de propulsão novamente é estático. Ademais, o trabalho de Radan (2008) discorre sobre técnicas de otimização de consumo de combustível no que tange à inserção e retirada de geradores do barramento. Radan (2008) apresenta ideias interessantes quanto à prevenção de blecautes em navios, como o uso de estimadores de torque elétrico nos Motores de Combustão Auxiliares (MCAs), que trabalham acoplados ao geradores, a fim de identificar situações com potencial para blecautes. E o artigo de Hansen e Ådnanes (2009) apresenta uma discussão a respeito de causas de blecaute, prevenção e recuperação dos mesmos.

O trabalho de Pedersen e Pedersen (2012) também apresenta uma modelagem do sistema de geração, utilizando a *AES Library*, uma biblioteca que encapsula conjuntos de equações na forma de componentes, de maneira semelhante ao SimPowerSystems do Simulink.

Por sua vez, os trabalhos de Bø et al. (2015a) e Bø et al. (2015b) apresentam um simulador integrado de geração, propulsão e navegação, com um enfoque novo em um modelo de emissão de gases de combustão e consumo de combustível. Já o modelo dos geradores e das demais grandezas elétricas foram simplificados, de maneira a ser possível uma simulação em tempo real, assumindo que a tensão nos terminais dos geradores é constante. Para a propulsão, foi utilizado um modelo estático e para a dinâmica do navio foi utilizado a *toolbox Marine Systems Simulator* (PEREZ et al., 2006), desenvolvida no Matlab. Já no trabalho de Bø (2016), além de apresentar este simulador integrado, uma série de cenários são propostos, simulados e analisados.

Como referências auxiliares para a elaboração do trabalho, o livro de Ogata (1998) é uma fonte base de conhecimento na área de engenharia de controle e foi utilizado para algumas consultas relacionadas. E por fim, foi utilizado o limitador de derivadas proposto no trabalho de Hidalgo (2015).

3 MODELOS MATEMÁTICOS

Neste capítulo são apresentados os modelos matemáticos utilizados no desenvolvimento dos simuladores das plantas geradora e propulsora. Do ponto de vista daquela, os propulsores DP, que possuem alimentação elétrica, são vistos como uma carga e, do ponto de vista da planta propulsora, a tensão no barramento determina uma condição de alimentação dos propulsores elétricos. Já para o propulsor a Diesel, no caso o Motor de Combustão Principal (MCP), a não ocorrência de um blecaute é uma condição necessária para seu funcionamento, uma vez que seus sistemas auxiliares dependem da alimentação elétrica.

3.1 Planta Propulsora

De maneira geral, esta seção é dividida em dois macro tópicos, o modelo dos propulsores elétricos (azimutais e túnel) e o modelo do propulsor do MCP.

Um detalhe importante na modelagem de todos os propulsores deste simulador é a escolha do sistema de coordenadas de corpo fixo, onde os eixos acompanham a movimentação do navio, como mostrado na Figura 1.

Na Figura 1, o eixo x segue o alinhamento da proa do navio. O eixo y está em quadratura com x , formando um plano que compreende o grau de liberdade de movimento do navio do ponto de vista de navegação, isto é, os propulsores do navio atuam diretamente nesses dois eixos. Já o eixo z é perpendicular ao plano formado pelos eixos x e y e seu sentido é apontado para baixo, ou seja, para o fundo do mar. As movimentações com relação ao eixo z não são levadas em consideração neste trabalho, o que é uma hipótese adotada em diversos trabalhos na área, tais como Sørensen et al. (1997), Smogeli, Ruth e Sørensen (2005), Sørensen e Smogeli (2009) e outros.

Figura 1: Sistema de coordenadas de corpo fixo

Fonte: Sørensen (2012)

3.1.1 Propulsores Elétricos

Os propulsores azimutais e túnel são aqueles possuem alimentação elétrica e cujos modelos são praticamente idênticos do ponto de vista de equacionamento. Dessa forma, eles são agrupados neste item.

Do ponto de vista do equacionamento, os propulsores azimutais podem produzir vetores de força com componentes não-nulas em x e em y, uma vez que o ângulo azimutal pode ser controlado (SØRENSEN, 2012). Já no propulsor em túnel só se produz força em uma única direção (SØRENSEN, 2012), já que este é um duto que atravessa o navio de uma lateral até a outra. Neste trabalho, assume-se que o propulsor tunelado aplica empuxo apenas no eixo y, o que é normalmente utilizado em navios, uma vez que se a força for aplicada na direção do eixo x não há torque de guinada (eixo z) e não é interessante ter um empuxo fixo em uma determinada diagonal entre x e y.

Na Figura 2 é mostrada a modularização do modelo dos propulsores elétricos, sendo que cada bloco constitui um conjunto de equações, que são apresentadas nos próximos itens.

Cada propulsor possui o seguinte conjunto de variáveis de entrada:

- 1) Torque de saída do sistema de controle (Q_c - Nm)
- 2) Ângulo de passo demandado pelo operador/controlador (θ_{ref} - rad)
- 3) Vetor de velocidades do navio nas componentes x e y (V - fixadas ou podem ser oriundas de algum outro simulador - m/s)

Figura 2: Arquitetura modularizada do modelo dos propulsores elétricos

Fonte: Autor

4) Ângulo azimutal demandado, aplicável apenas aos respectivos propulsores (α_{ref} - rad)

5) Módulo da tensão no barramento ($|v_{bar}|$ - p.u.)

Já as variáveis de saída são:

1) Vetor de empuxos em x e y e torque em z aplicado pelo propulsor ($[T_x; T_y; Q_z]$ - N, N e Nm, respectivamente)

2) Rotação do propulsor no eixo (ω - rad/s)

3) Potência mecânica total do propulsor (consumida) (P_{mec} - W)

Além disso, o modelo do propulsor foi dividido nas seguintes partes: a dinâmica do eixo, o atuador de passo, as projeções das velocidades, o modelo do hélice, o modelo do ângulo azimutal (que não se aplica ao propulsor em túnel) e o bloco de cálculo das forças e torques produzidos no navio, que são descritos nos próximos itens.

3.1.1.1 Redução e Dinâmica do Eixo

O modelo dinâmico do eixo possui as seguintes variáveis de entrada:

1) Torque de saída do sistema de controle (Q_c - Nm)

2) Torque resistente do hélice (que é o torque efetivo de rotação) (Q_h - Nm)

E a seguinte variável de saída:

1) Rotação do propulsor no eixo (ω - rad/s)

Primeiramente, os motor dos propulsores consistem em motores de indução. Dessa forma, o torque gerado por eles deve estar associado de alguma forma ao módulo da tensão oferecida pelo barramento. Como esses motores são controlados por inversores de frequência, não se pode utilizar suas curvas nominais de torque e corrente, uma vez que essas se modificam de acordo com a tensão e a frequência imposta pelo inversor. Contudo, de acordo com Fitzgerald, Kingsley e Kusko (1975) e Say (1976), o torque em um motor de indução é proporcional ao quadrado da tensão na qual o motor é alimentado. Dessa forma, descreveu-se a limitação de torque no propulsor pela tensão de alimentação de acordo com a Equação (3.1).

$$Q_t = |v_{bar}|^2 Q_c \quad (3.1)$$

onde Q_t é o torque aplicado no propulsor antes da redução.

Lembrando que a tensão do barramento (v_{bar}) está dada em p.u. Já a redução entre o motor e o eixo do propulsor é dada pela Equação (3.2):

$$Q_m = N Q_t \quad (3.2)$$

onde N é a redução entre rotação do motor do propulsor e o eixo, e Q_m é o torque transmitido do motor para o eixo.

E o modelo do eixo é dado pela Equação (3.3) (SMOGELI, 2006):

$$I_s \dot{\omega} = Q_m - Q_h - Q_s \text{sign}(\omega) - D_f \omega \quad (3.3)$$

onde I_s é o momento de inércia do eixo, Q_s é o atrito de Coulomb do eixo, D_f é o coeficiente de atrito viscoso e sign é a função sinal. A rotação no eixo é obtida integrando $\dot{\omega}$ no tempo.

3.1.1.2 Atuador de Passo do Hélice

O atuador de passo de propulsores geralmente é baseado em um mecanismo hidráulico que consiste em um tanque de óleo no qual seu conteúdo passa por uma válvula direcional, que orienta e direciona o fluxo de óleo de acordo com o passo demandado. Depois disso, o óleo segue por uma tubulação dentro do eixo do propulsor para o seu pistão. Dentro do propulsor, um cilindro hidráulico de duplo efeito é atuado através da pressão de óleo e duas câmaras de atuação são necessárias para mover as lâminas do hélice para passos positivos e negativos (MARTELLI et al., 2014).

O pistão é conectado às lâminas por um pino e existem diversos tipos de mecanismos de conexão que convertem a translação do pistão em deslocamento angular das lâminas (MARTELLI et al., 2014). Neste caso, foi adotado o mecanismo *pin-slot*, que foi o mecanismo mais encontrado nas referências de apoio.

O mecanismo pin-slot é detalhado na Figura 3.

Figura 3: Representação do mecanismo *pin-slot*

Fonte: Martelli et al. (2014)

Dessa forma, a variável de entrada deste bloco é:

- 1) Passo demandado (θ_{ref} - rad)

E a variável de saída:

- 1) Relação entre passo e diâmetro do hélice (P/D - adimensional)

Nessa situação, para um dado ângulo de passo demandado, a posição do pistão de referência é dada pela Equação (3.4) (KEEFE, 1991).

$$x_{p,ref} = b \operatorname{tg}(\theta_{ref}) \quad (3.4)$$

onde b é o braço do atuador e $x_{p,ref}$ é a posição de referência do pistão. Além disso, assume-se, por simplicidade, um modelo com velocidade constante quando o atuador está

em movimento, assim, tem-se a Equação (3.5).

$$\dot{x}_p = \begin{cases} K_{at,p} \text{sign}(x_{p,ref} - x_p), & \text{se } |x_{p,ref} - x_p| > \epsilon_p \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.5)$$

onde x_p é a posição do pistão, $K_{at,p}$ é o módulo da velocidade do atuador em movimento e ϵ_p é uma constante suficientemente pequena. Dessa forma, calculando a inversa da Equação (3.4), o ângulo de passo do propulsor é dado pela Equação (3.6).

$$\theta = \arctg\left(\frac{x_p}{b}\right) \quad (3.6)$$

onde b é o braço do atuador de passo.

E a relação passo do hélice pelo diâmetro é dada pela Equação (3.7).

$$P/D = \frac{0,7\pi}{b} x_p \quad (3.7)$$

3.1.1.3 Ângulo Azimutal

A variável de entrada deste bloco é:

- 1) Ângulo azimutal demandado (α_{ref} - rad)

E a variável de saída é:

- 1) Ângulo azimutal efetivo (α - rad)

Adotou-se que a movimentação do motor do ângulo azimutal é modelada como velocidade constante, o que é uma hipótese plausível, uma vez que não se esperam sobressinais nesta dinâmica e a velocidade é baixa o suficiente para não haver um tempo de desaceleração relevante na prática. No entanto, o atuador pode se mover no sentido horário ou anti-horário dependendo do ângulo demandado e do efetivo atual. A Equação (3.8) descreve o deslocamento angular, de forma que este se dê sempre no sentido no qual o módulo do deslocamento seja mínimo, isto é, se para atingir o ângulo desejado seja necessário se deslocar 30° no sentido horário ou 330° no anti-horário, o primeiro é adotado.

$$\Delta\alpha = \begin{cases} \alpha_{ref} - \alpha, & \text{se } -\pi \leq (\alpha_{ref} - \alpha) \leq \pi \\ \alpha_{ref} - \alpha - 2\pi, & \text{se } (\alpha_{ref} - \alpha) > \pi \\ \alpha_{ref} - \alpha + 2\pi, & \text{se } (\alpha_{ref} - \alpha) < -\pi \end{cases} \quad (3.8)$$

onde $\Delta\alpha$ é o deslocamento angular mínimo. E, uma vez que definiu-se uma dinâmica de primeira ordem para a movimentação, o ângulo azimutal efetivo é dado pela Equação

(3.9).

$$\alpha = \int_{t_0}^t K_{azi} \text{sign}(\Delta\alpha) dt \quad (3.9)$$

onde K_{azi} é o módulo da velocidade angular do atuador azimutal.

3.1.1.4 Modelo do Hélice e Projeções das Velocidades

As variáveis de entrada deste modelo são:

- 1) A razão P/D (passo por diâmetro do hélice)
- 2) Rotação no eixo (ω - rad/s)
- 3) Vetor de velocidades do navio com componentes em x e y (v_x e v_y - m/s)
- 4) Ângulo azimutal, quando aplicável (α - rad)

E as variáveis de saída são:

- 1) Torque no hélice (Q_h - Nm)
- 2) Empuxo produzido pelo propulsor (T_h - N)

Para o cálculo da velocidade de avanço incidente no propulsor, calcula-se primeiramente a projeção da velocidade do navio com relação à direção na qual o propulsor produz o empuxo, pois esta é a velocidade na qual o fluxo de água incide no propulsor.

No propulsor em túnel as pás estão alocadas nas laterais do navio, dessa forma, a velocidade de avanço, que neste caso é a projeção da velocidade do navio sobre o eixo do propulsor é dada pela Equação (3.10) (MARITIME RESEARCH INSTITUTE NETHERLANDS, [20-?]).

$$V_{a,Tun} = v_y + \omega_{nav} x_{Tun} \cos \gamma_{Tun} \quad (3.10)$$

onde v_y é a velocidade do navio no eixo y, ω_{nav} é a taxa de guinada da embarcação (em rad/s), x_{Tun} é a posição do propulsor no eixo x com relação ao centro de gravidade do navio e γ_{Tun} é o ângulo formado entre o eixo x e a linha que liga a posição do propulsor e o centro de gravidade do navio.

Já para os propulsores azimutais, a velocidade a ser considerada é dada pela Equação (3.11) (MARITIME RESEARCH INSTITUTE NETHERLANDS, [20-?]).

$$V_{a,Azi} = (v_x + \omega_{nav} x_{Azi} \sin \gamma_{Azi}) \cos \alpha + (v_y + \omega_{nav} x_{Azi} \cos \gamma_{Azi}) \sin \alpha \quad (3.11)$$

onde α é o ângulo azimutal.

Uma vez calculada V_a , o coeficiente de avanço é calculado de acordo com a Equação (3.12) (SMOGELI, 2006).

$$J_a = \frac{V_a}{nD} = \frac{2\pi V_a}{\omega D} \quad (3.12)$$

onde n é a rotação no eixo em rps e D é o diâmetro do hélice.

O modelo mais usado para modelar as forças e torques produzidos no hélice é utilizando as curvas K_T e K_Q , cujas fórmulas são dadas pela Equação (3.13) (SMOGELI, 2006).

$$\begin{cases} T_h = \rho n^2 D^4 K_T \text{sign}(n) \\ Q_h = \rho n^2 D^5 K_Q \text{sign}(n) \end{cases} \quad (3.13)$$

onde ρ é a densidade da água e sign é a função sinal. Além disso, K_T e K_Q são funções das variáveis mostradas na Equação (3.14) (BARNITSAS; RAY; KINLEY, 1981).

$$\begin{cases} K_T = f_T(J_a, P/D, A_E/A_0, n_{lam}, Re, t/c) \\ K_Q = f_Q(J_a, P/D, A_E/A_0, n_{lam}, Re, t/c) \end{cases} \quad (3.14)$$

onde A_E/A_0 é a taxa da área da lâmina do propulsor, n_{lam} , é o número de lâminas do propulsor, Re é o número de Reynolds de um raio característico e t/c é a taxa máxima de grossura da lâmina pelo comprimento de cordão em um raio característico (BARNITSAS; RAY; KINLEY, 1981).

Não há funções algébricas que representem f_T e f_Q , mas a Equação (3.14) tem como propósito explicitar quais variáveis influenciam K_T e K_Q . Na prática, K_T e K_Q são usadas como uma família de curvas cujos variáveis de entrada são J_a e P/D .

No entanto, esse modelo apresenta algumas limitações, como uma singularidade em $n = 0$, o que ocorre por conta da expressão de J_a , como pode ser visto na Equação (3.12). Além disso, este modelo não é válido em todos os quadrantes de operação (Considerando a rotação no eixo e a velocidade incidente no propulsor). Geralmente as curvas K_T e K_Q não são válidas para valores negativos de J_a .

Dessa forma, uma alternativa interessante é a utilização de um modelo de quatro quadrantes, proposto inicialmente por Miniovich (1960). Este modelo utiliza como base o ângulo de ataque da pá a um raio de $0,7R$, mostrado na Equação (3.15) (SMOGELI, 2006).

$$\beta = \arctg2(0,7\pi nD, V_a) \quad (3.15)$$

Devido ao uso da função arco tangente 2 na Equação (3.15), é possível reparar que este modelo não apresenta singularidade quando $n = 0$. Ademais, os 4 quadrantes são definidos na Equação (3.16) (SMOGELI, 2006).

$$\left\{ \begin{array}{l} 1^{\text{o}} \text{ quadrante: } 0^\circ \leq \beta \leq 90^\circ, V_a \geq 0, n \geq 0 \\ 2^{\text{o}} \text{ quadrante: } 90^\circ < \beta \leq 180^\circ, V_a \geq 0, n < 0 \\ 3^{\text{o}} \text{ quadrante: } -180^\circ < \beta \leq -90^\circ, V_a < 0, n < 0 \\ 4^{\text{o}} \text{ quadrante: } -90^\circ < \beta \leq 0^\circ, V_a < 0, n \geq 0 \end{array} \right. \quad (3.16)$$

As forças e torques produzidos são dados pela Equação (3.17) (LAMMEREN; MANEN; OOSTERVELD, 1969).

$$\left\{ \begin{array}{l} T_h = 0,5\rho[V_a^2 + (0,7\omega R)^2]\frac{\pi}{4}D^2C_T \\ Q_h = 0,5\rho[V_a^2 + (0,7\omega R)^2]\frac{\pi}{4}D^3C_Q \end{array} \right. \quad (3.17)$$

onde C_T e C_Q são os coeficientes de empuxo e torque, respectivamente. Contudo, para *thrusters* DP que apresentam bocal, vale a Equação (3.18) (OOSTERVELD, 1970).

$$T_h = 0,5\rho[V_a^2 + (0,7\omega R)^2]\frac{\pi}{4}D^2(C_T + C_{TN}) \quad (3.18)$$

onde C_{TN} é o coeficiente de empuxo do bocal.

Esses coeficientes são dados pela Equação (3.19) (LEWIS, 1988).

$$\left\{ \begin{array}{l} C_T(\beta) = \sum_{k=0}^{20} A_T(k) \cos(k\beta) + B_T(k) \sin(k\beta) \\ C_{TN}(\beta) = \sum_{k=0}^{20} A_{TN}(k) \cos(k\beta) + B_{TN}(k) \sin(k\beta) \\ C_Q(\beta) = \sum_{k=0}^{20} A_Q(k) \cos(k\beta) + B_Q(k) \sin(k\beta) \end{array} \right. \quad (3.19)$$

onde A_T , B_T , A_{TN} , B_{TN} , A_Q e B_Q , são os coeficientes de uma série de Fourier, cujos valores dependem da família de propulsores. Vale ressaltar que os coeficientes também dependem do passo do hélice.

Sabe-se que os bocais dos propulsores do navio são aceleradores e não desaceleradores, isto é, fluxo de água que passa pelo propulsor recebe um incremento de velocidade ao passar por ele. Além disso, usaram-se os coeficientes para o bocal do tipo 37 (OOSTERVELD, 1970), o que é uma aproximação, dado que as curvas dos propulsores modelados são desconhecidas na prática, sabendo-se apenas de seus valores nominais.

Os coeficientes encontrados em Oosterveld (1970) se traduzem nas curvas mostradas nas Figuras 4, 5 e 6.

Figura 4: Curvas do coeficiente C_T

Fonte: Oosterveld (1970)

Figura 5: Curvas do coeficiente C_{TN}

Fonte: Oosterveld (1970)

No caso, para valores de P/D intermediários aos mostrados nos gráficos, o modelo interpola linearmente o valor do coeficiente, tendo como base os valores de P/D e β mais próximos no gráfico.

Vale ressaltar também que as curvas em Oosterveld (1970) não fornecem um ajuste preciso ao modelo e para isso foi necessário fazer um ajuste neste trabalho, conforme

Figura 6: Curvas do coeficiente C_Q

Fonte: Oosterveld (1970)

mostrado na Equação (3.20).

$$\begin{cases} C_T^* = k_t(C_T + C_{TN}) \\ C_Q^* = k_q C_Q \end{cases} \quad (3.20)$$

onde k_t e k_q são os coeficientes de ajuste de empuxo e torque. A metodologia para acertar a curva de torque foi, dado um P/D de 1,4 (o máximo especificado em Oosterveld (1970) e em Lammeren, Manen e Oosterveld (1969)) e com o propulsor na rotação nominal, o coeficiente de torque é ajustado de forma que a potência do mesmo atinja seu valor nominal. Já para o coeficiente de empuxo, o mesmo foi ajustado para atingir empuxo máximo com rotação nominal e P/D de 1,4.

Finalmente, os empuxos e torques no hélice são dados pela Equação (3.21).

$$\begin{cases} T_h = 0,5\rho[V_a^2 + (0,7\omega R)^2]\frac{\pi}{4}D^2C_T^* \\ Q_h = 0,5\rho[V_a^2 + (0,7\omega R)^2]\frac{\pi}{4}D^3C_Q^* \end{cases} \quad (3.21)$$

3.1.1.5 Cálculo das Forças e Torques Vetoriais

Este bloco do modelo possui as seguintes variáveis de entrada:

- 1) empuxo gerado pelo propulsor ($T_h - N$)
- 2) Ângulo azimutal, quando aplicável ($\alpha - \text{rad}$)

E como variável de saída:

- 1) Vetor de forças e torques ($[T_x; T_y; Q_z] - N, N \text{ e } Nm$, respectivamente)

O torque gerado pela propulsão tem apenas sua componente no eixo z analisada, uma vez que os torques gerados em x e em y são irrelevantes para este trabalho, já que os momentos de inércia nesses eixos são bastante elevados e com isso a aceleração angular produzida pelos propulsores em x e y é desprezível. Já o vetor de forças, para o propulsor azimutal é dado pela Equação (3.22).

$$\begin{bmatrix} T_{x,Azi} \\ T_{y,Azi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_h \cos(\alpha) \\ T_h \sin(\alpha) \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Para o propulsor tunelado, tem-se a Equação (3.23).

$$\begin{bmatrix} T_{x,Tun} \\ T_{y,Tun} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ T_h \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

As Equações (3.23) e (3.22) foram geradas calculando a projeção ortogonal do vetor de forças nos eixos x e y.

Já o momento gerado em z é dado pela Equação (3.24), que é válida para os dois tipos de propulsores.

$$Q_z = -T_x y_{prop} + T_y x_{prop} \quad (3.24)$$

onde y_{prop} é a coordenada em y na qual o centro de massa do propulsor está instalado com relação ao centro de massa do navio. O conceito análogo se aplica a x_{prop} .

3.1.2 Propulsor do Motor de Combustão Principal (MCP)

A modularização do modelo do propulsor do MCP é sintetizado pelo diagrama da Figura 7.

As variáveis de entrada do modelo são:

- 1) Posição da válvula de injeção de combustível (ϕ - p.u.)
- 2) Ângulo de passo demandado (θ_{ref} - rad)
- 3) Vetor de velocidades do navio nas componentes x e y (V - m/s)

Já as variáveis de saída são:

- 1) Vetor de empuxos em x e y e torque em z aplicado pelo propulsor ($[T_x; T_y; Q_z]$ - N, N e Nm, respectivamente)
- 2) Rotação do propulsor no eixo (ω - rad/s)

Figura 7: Diagrama com a modularização do modelo do propulsor do MCP

Fonte: Autor

- 3) Potência mecânica total do propulsor (consumida) (P_{mec} - W)
- 4) Consumo de combustível (FO_{Cons} - kg/h)

O modelo do propulsor do MCP é dividido de acordo com os blocos na Figura 7, sendo que nos próximos itens cada um deles é descrito.

3.1.2.1 Consumo de Combustível e Torque de Entrada

Este bloco do modelo tem como variáveis de entrada:

- 1) Posição da válvula de injeção de combustível (ϕ - p.u.)
- 2) Rotação do MCP (ω - rad/s)

E as seguintes variáveis de saída:

- 1) Consumo de combustível (FO_{Cons} - kg/h)
- 2) Torque do motor (Q_m - Nm)

No trabalho de Bø (2016), foram desenvolvidos dois modelos que relacionam a abertura da válvula de injeção de combustível com o torque de entrada. O primeiro, mais completo, leva em consideração a dinâmica dos gases de entrada e os fluxos de energia nos cilindros. Já o segundo apresenta uma relação simplificada entre as variáveis de entrada e saída, assumindo que a combustão é completa. Para que isso ocorra, é necessário que não haja variações bruscas na injeção de combustível - no máximo 8%/s (BØ et al., 2015b).

De acordo com Bø (2016), a relação entre a posição da válvula e o torque do motor é

dada pela Equação (3.25).

$$Q_m = k_\phi \phi \quad (3.25)$$

onde k_ϕ é o ganho que relaciona posição da válvula de injeção de combustível e torque do motor (BØ, 2016), mas cuja formulação não é dada explicitamente em BØ (2016), mas cuja expressão, após manipulação algébrica, é dada pela Equação (3.26).

$$k_\phi = \frac{m_{f,max}}{SFC n_s \pi} \quad (3.26)$$

onde $m_{f,max}$ é a quantidade máxima de combustível injetada por ciclo, SFC é a curva de consumo específico do motor e n_s é o número de curso do ciclo do motor.

Já o consumo de combustível é dado pela Equação (3.27).

$$FO_{cons} = P_{MCP} SFC \quad (3.27)$$

onde P_{MCP} é a potência desenvolvida pelo MCP.

3.1.2.2 Dinâmica do Eixo

Para a dinâmica do eixo do MCP vale também a Equação (3.3), apresentada na modelagem dos propulsores elétricos. Com relação a eles, o MCP não apresenta relação de redução entre o motor e o eixo do hélice.

3.1.2.3 Atuador de Passo

Em termos de equacionamento, o modelo do atuador de passo do MCP é idêntico ao dos propulsores elétricos, descritos pelas Equações (3.4) a (3.7).

3.1.2.4 Modelo do Hélice e Projeções das Velocidades

As variáveis de entrada deste modelo são:

- 1) A razão P/D (passo por diâmetro do hélice - adimensional)
- 2) Rotação no eixo (ω - rad/s)
- 3) Vetor de velocidades do navio com componentes em x e y (v_x e v_y - m/s)

E as variáveis de saída são:

- 1) Torque no hélice (Q_h - Nm)

2) Empuxo produzido ($T_h - N$)

A projeção da velocidade a ser considerada no caso do MCP é dada pela Equação (3.28).

$$V_{proj} = V_{MCP} = v_x \quad (3.28)$$

e a velocidade de avanço é dada pela Equação (3.29).

$$V_a = (1 - w)V_{proj} \quad (3.29)$$

onde w é o coeficiente de esteira adimensional, que é a perda de velocidade causada pelo fato do MCP ser um propulsor aberto (sem duto) e localizado na popa do navio. No caso, utilizou-se $w = 0,2$ (LEWIS, 1988).

Agora, o modelo do hélice do MCP é o modelo de 4 quadrantes utilizado nos propulsores elétricos. Contudo, existem algumas diferenças pontuais entre os dois casos. Primeiramente, os propulsores DP apresentam bocais de aceleração, cujo efeito são modelados pelo coeficiente C_{TN} , enquanto que o MCP não possui tal bocal. Dessa forma, seu modelo de 4 quadrantes apresenta apenas os coeficientes C_T e C_Q .

Logo, para o MCP, as forças e torques produzidos no hélice são dados pela Equação (3.17). Uma segunda diferença entre os casos comparados é a curva usada como referência para modelagem. Nos propulsores elétricos, usou-se o trabalho de Oosterveld (1970) para projetar as curvas base C_T , C_{TN} e C_Q e para o MCP é usado o trabalho de Lammeren, Manen e Oosterveld (1969). O motivo de se utilizar essa referência como base é que a família de propulsores analisada no trabalho de Lammeren, Manen e Oosterveld (1969) possui mais similiaridades com a do MCP do que a apresentada no trabalho de Oosterveld (1970). Vale ressaltar que não foi possível obter as curvas nominais dos propulsores analisados, pois não constavam nas documentações obtidas. Os valores obtidos em Lammeren, Manen e Oosterveld (1969) são mostrados nas Figuras 8 e 9.

Figura 8: Curvas do coeficiente C_T para o MCP

Fonte: Lammeren, Manen e Oosterveld (1969)

Figura 9: Curvas do coeficiente C_Q para o MCP

Fonte: Lammeren, Manen e Oosterveld (1969)

Dessa forma, assim como no caso dos propulsores elétricos, também é necessário um ajuste dos coeficientes de acordo com os dados nominais de operação. Isso é feito de maneira análoga à Equação (3.20).

3.1.2.5 Cálculo das Forças e Torques Vetoriais

A modelagem deste bloco é semelhante ao caso dos propulsores elétricos, com algumas diferenças pontuais. Ele possui a seguinte variável de entrada:

- 1) Empuxo gerado pelo propulsor ($T_h - N$)

E como variável de saída:

- 1) Vetor de forças e torques ($[T_x; T_y; Q_z]$ - N, N e Nm, respectivamente)

O vetor de forças, para o propulsor do MCP é dado pela Equação (3.30).

$$\begin{bmatrix} T_{x,MCP} \\ T_{y,MCP} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_h \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

O propulsor do MCP produz empuxo apenas em x, sendo que mudanças de direção no navio nesta situação são feitas em ações combinadas com o leme. Entretanto, como o referencial se desloca junto com o navio, a força produzida pelo propulsor é sempre no eixo x.

E o torque gerado pode ser descrito de maneira geral pela Equação (3.24). Mas, considerando que $y_{MCP} = 0$ e $T_{y,MCP} = 0$, então $Q_{z,MCP} = 0$.

3.2 Planta Geradora

O modelo da planta geradora abrange o Motor de Combustão Auxiliar (MCA) e o gerador síncrono acoplados, um modelo que fornece a impedância instantânea de cada propulsor DP dada a sua potência mecânica consumida, uma representação das demais cargas do navio e o modelo do barramento.

Um diagrama apresentando a modularização do modelo do SimPMS é mostrado na Figura 10.

De acordo com Radan et al. (2005), as perdas relacionadas com a transmissão de energia dos geradores para as cargas são desprezíveis em navios, pois, neste caso, as unidades geradoras e consumidoras se encontram muito próximas.

Na Figura 10, o bloco MCA i ($i = 1, 2, \dots, n$) consiste no modelo e controlador dos MCAs da planta, cujas entradas são a posição da cremalheira, fornecida pelo controlador de rotação do MCA e o torque elétrico do gerador (Q_e); e sua saída é a rotação (ω_i).

Figura 10: Modularização do modelo da planta geradora

Fonte: Autor

Por sua vez, o bloco gerador i corresponde ao equivalente para este equipamento, cujas entradas são a rotação do MCA e a tensão nos seus terminais ($v_{dq,i}$) e as saídas são o torque elétrico, as correntes ($i_{dq,i}$), o ângulo de potência (δ_i) e a tensão em vazio ($v_{dq0,i}$).

Já o bloco do inversor de frequência calcula a potência elétrica ativa (P_{prop}) e reativa do propulsor (Q_{prop}), dada a sua potência mecânica (P_{mec}), para em seguida ser calculada a sua impedância instantânea (z_{prop}).

O último bloco do SimPMS é o modelo do barramento, que calcula a tensão nos terminais dos geradores e a tensão nas cargas (v_{bar}), dadas as correntes fornecidas por cada gerador, ângulos de potências e impedâncias das cargas (z_{prop} e z_j).

Nas próximas subseções, são detalhados os modelos de todos os blocos apresentados na Figura 10.

3.2.1 Motor de Combustão Auxiliar (MCA)

O modelo de cada um dos MCAs é o mesmo, mudando apenas os valores de seus parâmetros, se necessário. Assim, a modularização do modelo do MCA em blocos é

mostrada na Figura 11.

Figura 11: Diagrama de blocos do MCA

Fonte: Autor

As variáveis de entrada são:

- 1) Posição da válvula de injeção de combustível (Φ - p.u.)
- 2) Torque elétrico (Q_e - Nm)

E as variáveis de saída são:

- 1) Rotação do MCA (ω - rad/s)
- 2) Consumo de combustível (FO_{cons} - kg/h)

Nos próximos itens são descritos os blocos da Figura 11.

3.2.1.1 Consumo de Combustível e Cálculo de Torque

O modelo de consumo de combustível dos MCAs é descrito pelas Equações (3.25), (3.26) e (3.27), analogamente ao modelo de consumo de combustível e torque de entrada do MCP, com as mesmas variáveis de entrada e saída.

3.2.1.2 Dinâmica do Eixo

O modelo dinâmico do eixo possui as seguintes variáveis de entrada:

- 1) Torque mecânico aplicado pelo MCA no eixo (Q_m - Nm)
- 2) Torque elétrico (relacionado à carga do gerador) (Q_e - Nm)

E a seguinte variável de saída:

- 1) Rotação do propulsor no eixo (ω - rad/s)

A dinâmica do eixo dos MCAs é descrita pela Equação (3.31) e é muito parecida com a Equação (3.3), que apresenta o balanço de força nos eixos dos propulsores. A única

diferença significativa está no fato de que, no MCA, a carga é representada pelo torque elétrico e, na propulsão, tem-se o torque no hélice.

$$I_s \dot{\omega} = Q_m - Q_e - Q_s \text{sign}(\omega) - D_f \omega \quad (3.31)$$

onde os parâmetros como I_s (momento de inércia do eixo), D_f (coeficiente de atrito viscoso) e Q_s (coeficiente de atrito estático) são análogos aos encontrados na equação de movimentos dos eixos dos propulsores (Equação (3.3)).

3.2.2 Gerador

O diagrama com o modelo dos geradores é mostrado na Figura 12.

Figura 12: Diagrama de blocos do gerador

Fonte: Autor

E pode-se ver na Figura 12 que as variáveis de entrada são:

- 1) Tensão instantânea nos terminais do gerador na base dq (v_{dq} - p.u.)
- 2) Rotação mecânica do rotor do gerador, equivalente a do MCA conectado (ω_r - rad/s)
- 3) Frequência angular elétrica do barramento (ω_e - rad/s)
- 4) Tensão de campo (v_f - p.u.)

E as variáveis de saída são:

- 1) Ângulo de potência (δ - rad)
- 2) Corrente instantânea do gerador na base dq (i_{dq} - p.u.)
- 3) Torque elétrico (Q_e - Nm)
- 4) Tensão interna do gerador (v_{dq0} - p.u.)

Antes de descrever detalhadamente os modelos de cada bloco da Figura 12, algumas considerações precisam ser feitas. Primeiramente, todas as variáveis de entrada e internas do modelo do gerador são dadas em p.u. No modelo adotado para os geradores (de Park), a literatura consultada geralmente utilizou as variáveis em p.u., como se pode ver em Kundur, Balu e Lauby (1994) e Krause et al. (2002). Além disso, não se tem informações de faixa de operação de certas variáveis internas do modelo, tais como os fluxos magnéticos. Dessa forma, normalizar as variáveis do modelo torna sua manipulação mais intuitiva.

Ademais, as tensões e correntes são expressas na forma dq0 (eixos direto, quadratura e zero), seguindo o modelo de Park (PARK, 1929) e todas as demais referências encontradas que utilizam ou abordam este modelo, tais como Kundur, Balu e Lauby (1994) e Krause et al. (2002), por exemplo.

Normalizando as tensões e correntes, obtém-se a Equação (3.32).

$$\left\{ \begin{array}{l} v_d = \frac{V_d}{V_N} \\ v_q = \frac{V_q}{V_N} \\ i_d = \frac{I_d}{I_N} \\ i_q = \frac{I_q}{I_N} \end{array} \right. \quad (3.32)$$

onde V_d , V_q , I_d e I_q são as tensões e correntes nos eixos direto e quadratura em unidades de engenharia (SI). Já V_N e I_N são os valores de tensão e corrente de fase de base, respectivamente. Por simplicidade, assume-se que $v_0 = 0$ e $i_0 = 0$ (HANSEN, 2000), ou seja, a rede é simétrica equilibrada. Antes de adotar essa hipótese para pleno uso no simulador, foram feitas simulações calculando os valores de v_0 e i_0 para os geradores e se verificou que a aproximação feita por Hansen (2000) é justa para este propósito.

Outro detalhe importante é que foi feita uma normalização para cada gerador, por exemplo, se o módulo da corrente for 1, significa que o gerador atingiu a sua corrente nominal, ainda que a corrente nominal do gerador 1 seja diferente da do 2. Considerou-se utilizar uma base comum de normalização para todos os geradores, mas essa ideia dificulta

a avaliação dos valores obtidos em p.u. para os geradores que não foram utilizados como base para a normalização, ou seja, dessa maneira um gerador pode ter uma corrente em módulo de 0,6 e este ser equivalente a seu valor nominal em uma base de normalização única. Além disso, os parâmetros de resistência e indutância de cada gerador estão em p.u. no seu manual, com os valores normalizados com relação aos valores nominais de cada gerador. Dessa forma, o uso de uma normalização para cada gerador passa a ser o caminho mais intuitivo e viável para a implementação do modelo.

Em segundo lugar, as tensões e correntes estão na forma da base dq (eixo direto-quadratura), que simplifica o equacionamento das equações dinâmicas do gerador. A transformação de grandezas elétricas (tensões ou correntes) do sistema trifásico (abc) para dq0 é dada pela Equação (3.33) (KUNDUR; BALU; LAUBY, 1994).

$$T_{abc2dq0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t + \delta) & \cos(\omega_e t + \delta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega_e t + \delta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega_e t + \delta) & -\sin(\omega_e t + \delta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega_e t + \delta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

onde t é o tempo e a rotação se dá no sentido anti-horário. Como se assume que as grandezas no eixo zero são nulas - tanto tensão quanto corrente (HANSEN, 2000), a terceira linha desta matriz pode ser retirada, logo, tem-se a Equação (3.34).

$$T'_{abc2dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t + \delta) & \cos(\omega_e t + \delta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega_e t + \delta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega_e t + \delta) & -\sin(\omega_e t + \delta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega_e t + \delta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

Já a transformação de dq0 para abc é dada pela Equação (3.35) (KUNDUR; BALU; LAUBY, 1994).

$$T_{dq02abc} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t + \delta) & -\sin(\omega_e t + \delta) & 1 \\ \cos(\omega_e t + \delta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega_e t + \delta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\omega_e t + \delta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega_e t + \delta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Sendo que, neste caso, a terceira coluna da matriz pode ser desconsiderada neste trabalho, uma vez que $v_0 = 0$ e $i_0 = 0$, logo tem-se a Equação (3.36)

$$T'_{dq2abc} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t + \delta) & -\sin(\omega_e t + \delta) \\ \cos(\omega_e t + \delta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega_e t + \delta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_e t + \delta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega_e t + \delta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

Dessa forma, uma vez discutida a normalização das variáveis e o sistema dq0, pode-se

então analisar os modelos de cada bloco.

3.2.2.1 Ângulo de Potência

As variáveis de entrada deste bloco são:

1) Rotação mecânica do rotor do gerador, equivalente a do MCA conectado (ω_r - rad/s)

2) Frequência angular elétrica do barramento (ω_e - rad/s)

E a variável de saída é o ângulo de potência (δ - rad)

Primeiramente, define-se que a rotação elétrica do gerador é dada pela Equação (3.37).

$$\omega_{el} = p\omega_r \quad (3.37)$$

onde p é a quantidade de pares de polos do gerador.

O ângulo de potência do gerador pode ser descrito como uma diferença entre a velocidade angular mecânica da máquina e a frequência elétrica no barramento. Essa grandeza é dada pela Equação (3.38) (KRAUSE et al., 2002). Neste trabalho, esta grandeza foi implementada como o ângulo relativo com relação a um dos geradores. Dessa forma, um deles é escolhido como base e sua frequência é utilizada como ω_e .

$$\delta = \int_{t_0}^t (\omega_{el} - \omega_e) dt \quad (3.38)$$

onde δ é o ângulo de potência do gerador.

3.2.2.2 Fluxo Magnético

As variáveis de entrada das equações de fluxo magnético são:

1) Corrente elétrica injetada pelo gerador no barramento (i_d e i_q - p.u.)

2) Tensão elétrica no terminal do gerador com carga (v_d e v_q - p.u.)

3) Tensão elétrica interna do gerador (v_{d0} e v_{q0} - p.u.)

4) Rotação mecânica do rotor (ω_r - rad/s)

E a variável de saída é o fluxo magnético (ψ_d e ψ_q - p.u.)

O primeiro passo deste equacionamento é converter a rotação mecânica em elétrica através da Equação (3.37). Dando continuidade ao equacionamento elétrico, o modelo

do gerador apresentado neste trabalho tem como base o modelo de Park (1929), que é descrito pela Equação (3.39).

$$\begin{cases} v_d = -r_s i_d + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_d}{dt} - \frac{\omega_{el}}{\omega_b} \psi_q \\ v_q = -r_s i_q + \frac{\omega_{el}}{\omega_b} \psi_d + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_q}{dt} \end{cases} \quad (3.39)$$

onde ω_b é o valor nominal de rotação elétrica e r_s é a resistência de armadura do estator (p.u.).

No entanto, a Equação (3.39) não está em uma forma adequada para o modelo usado na simulação. Dessa forma, rearranjando os termos, obtém-se a Equação (3.40).

$$\begin{cases} \dot{\psi}_d = \omega_b r_s i_d + \omega_b v_d + \omega_{el} \psi_q \\ \dot{\psi}_q = \omega_b r_s i_q + \omega_b v_q - \omega_{el} \psi_d \end{cases} \quad (3.40)$$

No entanto, ao analisar a Equação (3.40), deve-se levar em conta a relação de causalidade entre as variáveis para as situações em carga e em aberto.

No primeiro caso, a Equação (3.40) pode ser usada diretamente. Entretanto, para o gerador em vazio, deve-se levar em conta que $i_d = i_q = 0$ e $\psi_q = 0$ (ver item do bloco de equações de saída para maiores detalhes). Além disso, no gerador com carga, as tensões nos terminais são determinadas pelo barramento, já que o gerador está sujeito a uma regulação nessa situação. Já em vazio, as tensões em vazio (v_{d0} e v_{q0}) são determinadas pelo próprio modelo do gerador.

Dessa forma, o fluxo no eixo direto é dado pela Equação (3.41).

$$\dot{\psi}_d = \begin{cases} \omega_b r_s i_d + \omega_b v_d + \omega_{el} \psi_q, & \text{com carga} \\ \omega_b v_{d0}, & \text{em vazio} \end{cases} \quad (3.41)$$

No entanto, essa equação do fluxo no eixo direto em vazio não está em uma forma adequada para a simulação, uma vez que se forma um *loop* algébrico em conjunto com o bloco das equações de saída. Dessa forma, tendo em vista que $\Psi_d(s) = -L_d(s)I_d(s) + G(s)V_f(s)$ (KRAUSE et al., 2002) e que em aberto as correntes são nulas, pode-se reescrever o fluxo no eixo direto de acordo com a Equação (3.42).

$$\begin{cases} \dot{\psi}_d = \omega_b r_s i_d + \omega_b v_d + \omega_{el} \psi_q, & \text{com carga} \\ \Psi_d(s) = \mathcal{L}\{\psi_d\} = G(s)V_f(s), & \text{em vazio} \end{cases} \quad (3.42)$$

onde $G(s)$ é uma função de transferência, $V_f(s)$ é a transformada de Laplace da tensão de campo e $\Psi_d(s)$ é a transformada de Laplace do fluxo magnético no eixo direto. Já $L_d(s)$

é a função de transferência da indutância no eixo direto do gerador. Todos esses sinais e funções de transferência são detalhados no item equações de saída.

Já o fluxo no eixo quadratura é dado pela Equação (3.43).

$$\begin{cases} \dot{\psi}_q = \omega_b r_s i_q + \omega_b v_q - \omega_{el} \psi_d, \text{ com carga} \\ \dot{\psi}_q = 0, \text{ em vazio} \end{cases} \quad (3.43)$$

Entretanto, as Equações (3.42) e (3.43) não levam em consideração o efeito da saturação no entreferro. Dessa forma, as Equações (3.44) e (3.45) apresentam os fluxos magnéticos no eixo direto e quadratura levando em conta este efeito.

$$\psi_d = \text{sat}_d \left(\int_{t_0}^t \begin{cases} \dot{\psi}_q = \omega_b r_s i_q + \omega_b v_q - \omega_{el} \psi_d, \text{ com carga} \\ \dot{\psi}_q = 0, \text{ em vazio} \end{cases} d\tau \right) \quad (3.44)$$

$$\psi_q = \begin{cases} \text{sat}_q \left(\int_{t_0}^t \omega_b r_s i_q + \omega_b v_q - \omega_{el} \psi_d d\tau \right), \text{ com carga} \\ 0, \text{ em vazio} \end{cases} \quad (3.45)$$

onde sat_d e sat_q são as funções saturações nos eixos direto e quadratura, respectivamente. A curva a ser modelada depende dos parâmetros e características do gerador. Um exemplo é mostrado na Figura 13.

Figura 13: Exemplo de curva de saturação (eixo direto)

Fonte: Autor

3.2.2.3 Equações de Saída

As variáveis de entrada deste bloco são:

- 1) Tensão de campo (v_f - p.u.)
- 2) Fluxo magnético (ψ_d e ψ_q - p.u.)

E as variáveis de saída são:

- 1) Corrente de saída do gerador (i_d e i_q - p.u.)
- 2) Tensão em vazio (v_{d0} e v_{q0} - p.u.)

De acordo com Park (1929), a relação entre as correntes e os fluxos são dadas pela Equação (3.46).

$$\begin{cases} \Psi_d(s) = -L_d(s)I_d(s) + G(s)V_f(s) \\ \Psi_q(s) = -L_q(s)I_q(s) \end{cases} \quad (3.46)$$

onde $\Psi_d(s) = \mathcal{L}\{\psi_d\}$, $\Psi_q(s) = \mathcal{L}\{\psi_q\}$, $I_d(s) = \mathcal{L}\{i_d\}$, $I_q(s) = \mathcal{L}\{i_q\}$ e $V_f(s) = \mathcal{L}\{v_f\}$.

Além disso, $G(s)$ é dada pela Equação (3.47) (KRAUSE et al., 2002).

$$G(s) = \frac{G_0(\tau_{kd}s + 1)}{(\tau'_{d0}s + 1)(\tau''_{d0}s + 1)} \quad (3.47)$$

onde τ'_{d0} e τ''_{d0} são as constantes de tempo de circuito aberto do eixo direto, τ_{kd} é a razão entre a indutância e a resistência equivalente do circuito do rotor e G_0 é o ganho em regime permanente da função de transferência.

Já $L_d(s)$ é a função de transferências das indutâncias relativas ao eixo direto, que é dada pela Equação (3.48) (KRAUSE et al., 2002).

$$L_d(s) = \frac{L_d(\tau'_d s + 1)(\tau''_d s + 1)}{(\tau'_{d0}s + 1)(\tau''_{d0}s + 1)} \quad (3.48)$$

onde L_d é a indutância em baixas frequências e τ'_d e τ''_d são as constantes de tempo de curto-circuito do eixo direto.

Ademais, $L_q(s)$ é a função de transferência das indutâncias relativas ao eixo quadratura, que é dada pela Equação (3.49) (KRAUSE et al., 2002).

$$L_q(s) = \frac{L_q(\tau'_q s + 1)(\tau''_q s + 1)}{(\tau'_{q0}s + 1)(\tau''_{q0}s + 1)} \quad (3.49)$$

onde L_q é a indutância no eixo quadratura em baixas frequências, τ'_q e τ''_q são as constantes

de tempo de curto circuito e τ'_{q0} e τ''_{q0} são as constantes de tempo de circuito aberto no eixo quadratura.

Contudo, a Equação (3.46) precisa ser rearranjada de forma a se isolar as correntes, que são as variáveis de saída desejadas, logo, tem-se a Equação (3.50).

$$\begin{cases} I_d(s) = \frac{G(s)}{L_d(s)} V_f(s) - \frac{1}{L_d(s)} \Psi_d(s) \\ I_q(s) = -\frac{1}{L_q(s)} \Psi_q(s) \end{cases} \quad (3.50)$$

Vale ressaltar que tanto $L_d(s)$ quanto $L_q(s)$ são funções de transferências bipróprias, logo as suas inversas também o são. Além disso, $G(s)$ é estritamente própria, logo $\frac{G(s)}{L_d(s)}$ também o é. Logo, não há funções de transferências impróprias na Equação (3.50).

Contudo, a Equação (3.50) é utilizada para quando o gerador está com carga. Em vazio, tem-se que $i_d = i_q = 0$ e as variáveis de saída de fato são as tensões em vazio. Dessa forma, manipulando o eixo direto da Equação (3.50), obtém-se a Equação (3.51), que equivale à segunda linha da Equação (3.42), que descreve o fluxo em vazio no eixo direto.

$$\Psi_d(s) = G(s) V_f(s) \quad (3.51)$$

Agora, derivando os dois lados da Equação (3.51) e substituindo a derivada de ψ_d pelo segundo termo da Equação (3.41), obtém-se a Equação (3.52).

$$V_{d0}(s) = \frac{1}{\omega_b} s G(s) V_f(s) \quad (3.52)$$

Vale ressaltar que $\frac{1}{\omega_b} s G(s)$ é uma função de transferência biprópria.

Agora, para o cálculo de v_{q0} deve-se manipular o segundo termo da Equação (3.39) na condição em que $i_q = 0$ e $\psi_q = 0$. Logo, tem-se a Equação (3.53).

$$v_{q0} = \frac{\omega_{el}}{\omega_b} \psi_d \quad (3.53)$$

Portanto, as equações de saída do gerador são: (3.50) com carga, (3.52) e (3.53) para o gerador em vazio.

3.2.2.4 Torque Elétrico

As variáveis de entrada deste bloco são:

- 1) Corrente de saída do gerador (i_{dq} - p.u.)
- 2) Tensão nos terminais do gerador (v_{dq} - p.u.)
- 3) Rotação mecânica do MCA (ω_r - rad/s)

E a variável de saída é:

- 1) Torque elétrico (Q_e - Nm).

Como o torque elétrico é utilizado no modelo do MCA, este já é calculado em unidades de engenharia. De acordo com Park (1929), o torque total é calculado com base na potência útil e nas perdas. Para isso, antes de tudo, é preciso converter a resistência de armadura para unidades de engenharia, como se pode ver na Equação (3.54) (KUNDUR; BALU; LAUBY, 1994).

$$R_s = \frac{V_N}{I_N} r_s \quad (3.54)$$

onde R_s é a resistência da armadura em Ω . As correntes e tensões de base são de fase (KUNDUR; BALU; LAUBY, 1994) e também estão em unidades SI para realizar a conversão da resistência para Ω .

Dessa forma, a potência elétrica total do gerador (considerando as 3 fases) é dada pela Equação (3.55) (PARK, 1929).

$$P_e = \frac{3}{2} [V_d I_d + V_q I_q + R_s (I_d^2 + I_q^2)] \quad (3.55)$$

onde V_d e V_q são as tensões nos terminais nos eixos direto e quadratura, respectivamente, e em unidades SI. Já I_d e I_q são as correntes em unidades SI na forma dq.

E, finalmente, o torque elétrico é dado pela Equação (3.56) (PARK, 1929).

$$Q_e = \frac{P_e}{\omega_r} \quad (3.56)$$

3.2.3 Inversor de Frequência (PWM)

A variável de entrada deste bloco é a potência mecânica do propulsor (P_{mec} - W) e a variável de saída é a potência ativa e reativa demandada pelo propulsor ($P_{Prop} + jQ_{Prop}$ - VA)

Na potência mecânica P_{mec} vinda do propulsor já é computado o valor útil convertido em torque no hélice, somado às perdas mecânicas por atrito, como pode ser visto na Equação (3.3). Considera-se que as perdas mecânicas são consideravelmente maiores que as perdas elétricas e, por simplicidade, estas são desprezadas.

O inversor de frequência, ao modular o sinal de excitação para o propulsor (tanto frequência quanto amplitude), consome uma potência ativa e reativa do barramento, que é dada pela Equação (3.57) (HANSEN, 2000).

$$P_{Prop} + jQ_{Prop} = P_{mec} + jP_{mec}\sqrt{\frac{1}{FP_{inv}^2} - 1} \quad (3.57)$$

onde $FP_{inv} = 0,95$ (HANSEN, 2000) é o fator de potência do inversor.

3.2.4 Impedância Instantânea do Propulsor

A variável de entrada deste bloco é a potência consumida pelo conjunto propulsor mais inversor ($P_{Prop} + jQ_{Prop}$ - W)

E a variável de saída é a impedância instantânea do propulsor ($z_{Prop} - \Omega$)

Uma vez calculada a potência demandada pelo inversor de frequência, é preciso calcular sua impedância equivalente do ponto de vista do barramento.

De acordo com Hansen (2000), a impedância instantânea do propulsor é dada pela Equação (3.58).

$$\bar{z}_{Prop} = \left(\frac{|V_{d,bar} + jV_{q,bar}|^2}{P_{Prop} + jQ_{Prop}} \right)^* \quad (3.58)$$

onde o $V_{d,bar}$ e $V_{q,bar}$ são as tensões no barramento nos eixos direto e quadratura, respectivamente, em Volts e * é o operador conjugado para um número complexo.

No entanto, essa formulação apresentou problemas numéricos nas simulações, o que ocorreu também em Hansen (2000), onde é proposto o uso de um filtro de primeira ordem com constante de tempo de 0,01s no valor de tensão utilizado na Equação (3.58). Tal abordagem de fato eliminou os problemas numéricos que interrompiam as simulações.

3.2.5 Barramento

A modularização do modelo do barramento em blocos é dada pela Figura 14.

Dessa forma, as variáveis de entrada deste bloco são:

- 1) Impedâncias instantâneas dos propulsores (z_{Propi} , $i = 1, 2, 3, 4 - \Omega$)
- 2) Impedâncias das demais cargas (z_j , $j = 1, \dots, 11, - \Omega$)
- 3) Correntes inseridas pelos geradores ($I_{dq,i}$, $i = 1, 2, 3, 4 - A$)

Figura 14: Modularização do modelo do barramento em blocos

Fonte: Autor

4) Ângulos de potência de cada um dos geradores (δ_i , $i = 1, 2, 3, 4$ - rad)

E as variáveis de saída são:

- 1) Tensão no barramento ($V_{dq,bar}$ - V)
- 2) Tensões nos terminais dos geradores ($V_{dq,i}$, $i = 1, 2, 3, 4$ - V)

Nos itens a seguir são detalhados cada um dos blocos mostrados na Figura 14.

3.2.5.1 Transformador

As variáveis de entrada deste bloco são as impedâncias das demais cargas (z_j , $j = 1, \dots, 11$ - Ω)

E as variáveis de saída são as impedâncias das demais cargas refletidas para o lado primário do transformador (z'_j , $j = 1, \dots, 11$ - Ω)

As demais cargas elétricas do simulador estão alimentadas a uma tensão inferior a dos propulsores elétricos. Dessa forma, a tensão que sai do barramento passa por um transformador para assim chegar nessas cargas, onde suas impedâncias são vistas pelo

lado primário do transformador através da Equação (3.59).

$$z'_j = \left(\frac{V_{prim,nom}}{V_{sec,nom}} \right)^2 z_j \quad (3.59)$$

onde z'_j é a impedância da carga vista do ponto de vista do primário, $V_{sec,nom}$ é a tensão de alimentação nominal do secundário do transformador e $V_{prim,nom}$ é a tensão nominal do primário do transformador.

Vale ressaltar que, por simplicidade, considerou-se um transformador ideal, como pode ser visto pela Equação (3.59).

3.2.5.2 Associação de Impedâncias

As variáveis de entrada deste bloco são:

- 1) Impedâncias instantâneas dos propulsores (z_{Propi} , $i = 1, 2, 3, 4 - \Omega$)
- 2) Impedâncias das demais cargas refletidas para o lado primário do transformador (z'_j , $j = 1, \dots, 11 - \Omega$)

E a variável de saída é a impedância equivalente vista pelo barramento ($z_{eq} - \Omega$)

Uma vez que todas as cargas da planta estão ligadas em paralelo, a impedância equivalente vista pelo barramento é dada pela Equação (3.60).

$$z_{eq} = \left(\frac{1}{z_{Prop1}} + \frac{1}{z_{Prop2}} + \frac{1}{z_{Prop3}} + \frac{1}{z'_1} + \dots + \frac{1}{z'_{11}} \right)^{-1} \quad (3.60)$$

3.2.5.3 Representação Matricial dos Ângulos de Potência

As variáveis de entrada deste bloco são:

- 1) Ângulo de potência de um dado gerador (δ_i , $i = 1, \dots, 4 - \text{rad}$)

E as variáveis de saída são:

- 2) Matriz de ângulo de potência ($\Phi(\delta_i)$, $i = 1, \dots, 4 - \text{adimensional}$)

Neste trabalho, a modelagem foi feita usando a base dq e, dessa forma, é necessário representar os ângulos de potência de uma forma em que se permita fazer operações algébricas e matriciais.

A representação matricial do ângulo de potência de um gerador é dada pela Equação

(3.61) (HANSEN, 2000).

$$\Phi(\delta_i) = \begin{bmatrix} \cos(\delta_i) & -\sin(\delta_i) \\ \sin(\delta_i) & \cos(\delta_i) \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

A Equação (3.61) é uma representação dos cálculos fasoriais em forma de matriz da corrente total no circuito e tensões nos terminais dos geradores (HANSEN, 2000).

3.2.5.4 Corrente Total

As variáveis de entrada deste bloco são:

- 1) Correntes inseridas pelos geradores ($I_{dq,i}$, $i = 1, \dots, 4 - A$)
- 2) Matriz de ângulo de potência ($\Phi(\delta_i)$, $i = 1, \dots, 4 - \text{adimensional}$)

E a variável de saída é a corrente total no barramento ($I_{dq,tot} - A$)

O cálculo da corrente total leva em consideração a corrente inserida por cada gerador no barramento e o efeito de defasagem causado pelo ângulo de potência de cada um dos geradores. Logo, a corrente total no barramento é dada pela Equação (3.62) (HANSEN, 2000).

$$I_{dq,tot} = \Phi(\delta_1)I_{dq,1} + \Phi(\delta_2)I_{dq,2} + \Phi(\delta_3)I_{dq,3} + \Phi(\delta_4)I_{dq,4} \quad (3.62)$$

Vale ressaltar que as correntes $I_{dq,j}$ são representadas em forma de vetor coluna de duas dimensões.

3.2.5.5 Cálculo das Tensões

As variáveis de entrada deste bloco são:

- 1) Corrente total no barramento ($I_{dq,tot} - A$)
- 2) Impedância equivalente vista pelo barramento ($z_{eq} - \Omega$)
- 3) Matriz de ângulo de potência ($\Phi(\delta_i)$, $i = 1, \dots, 4 - \text{adimensional}$)

E as variáveis de saída são:

- 1) Tensão no barramento ($V_{dq,bar} - V$)
- 2) Tensões nos terminais dos geradores ($V_{dq,i}$, $i = 1, \dots, 4 - V$)

Primeiramente, a impedância equivalente deve ser convertida para o formato matricial

utilizado para as demais grandezas, como mostra a Equação (3.63) (HANSEN, 2000).

$$Z_{eq} = \begin{bmatrix} Re\{z_{eq}\} & -Im\{z_{eq}\} \\ Im\{z_{eq}\} & Re\{z_{eq}\} \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

onde Z_{eq} é a representação matricial da impedância equivalente, $Re\{z_{eq}\}$ é a parte real da impedância equivalente, ou seja, a resistência e $Im\{z_{eq}\}$ é a parte imaginária, isto é, a reatância.

Já a tensão no barramento é dada pela Equação (3.64).

$$V_{dq,bar} = Z_{eq}I_{dq,tot} \quad (3.64)$$

Por sua vez, as tensões nos terminais dos geradores são dadas pela Equação (3.65) (HANSEN, 2000).

$$V_{dq,i} = \Phi^T(\delta_i)Z_{eq}I_{dq,tot}, \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (3.65)$$

4 SISTEMA DE CONTROLE

Neste capítulo é apresentada a estrutura dos controladores utilizados neste trabalho, abrangendo a planta propulsora, incluindo propulsores DP e o MCP, e a planta geradora, com o controle de rotação dos MCAs e tensão dos geradores, além dos algoritmos de compartilhamento de carga e automação.

4.1 Planta Propulsora

Neste trabalho foram desenvolvidos algoritmos de controle para o sistema de passo fixo. A implementação do sistema de controle de passo variável não faz parte do escopo deste trabalho, mas fica como sugestão para trabalhos futuros com o simulador.

4.1.1 Propulsores Elétricos

Nesta seção é apresentada a arquitetura de controle dos propulsores elétricos, que se aplicam tanto para os propulsores em túnel quanto para os azimutais. No total, são descritos cinco controladores, sendo o primeiro um controle de rotação, que é o mais utilizado na indústria naval, o segundo por torque, que foi utilizado nos trabalhos de Whitcomb e Yoerger (1999b), Smogeli et al. (2004), Smogeli (2006), Sørensen e Smogeli (2009) e outros. O terceiro controlador mostrado é o de potência, apresentado por Sørensen et al. (1997) e utilizado em Smogeli (2006) e Sørensen e Smogeli (2009).

O quarto controlador é o híbrido integrativo de torque e potência (iQP). cujo modo de operação depende do valor de *set-point*, e foi utilizado nos trabalhos de Smogeli (2006) e Sørensen e Smogeli (2009). Já a última técnica é o controlador integrativo de torque - potência (iQ-P), que é uma nova versão do iQP proposta neste trabalho.

O diagrama com a arquitetura de controle dos propulsores é mostrado na Figura 15.

As variáveis de entrada dos controladores são:

Figura 15: Diagrama de blocos dos controladores da propulsão

Fonte: Autor

1) *Set-point* de empuxo vindo do algoritmo de *thrust allocation* (não faz parte do escopo deste trabalho, para informações a respeito consultar Sørensen (2012)) (T_d - N)

2) Tensão no barramento (v_{bar} - V)

3) Rotação do propulsor (n - rps)

E a variável de saída é o torque de saída do controlador (Q_c - Nm).

As demais variáveis são o sinal de referência de rotação n_r e a primeira derivada no tempo $\dot{n}_r$, Q_{ff} é torque de compensação de atrito e Q_{if} é o torque de compensação de inércia. Q_j é o torque de saída do controlador j , Q_{c0} é a soma de Q_j com Q_{ff} e Q_{if} , Q_c é o torque efetivo de saída do controle, já limitado por P_{max} (potência máxima do propulsor), Q_{max} (torque máximo permitido) e v_{bar} .

Nos próximos itens são explicados os blocos mostrados na Figura 15.

4.1.1.1 Conversão de Set-Point e Geração de Trajetória

Os controladores DP geralmente fornecem um *set-point* de empuxo para o controle da propulsão. Contudo, geralmente não é possível medir essa grandeza para realizar um controle por realimentação. Dessa forma, normalmente esse problema é abordado de maneira indireta, controlando a rotação, que pode ser facilmente medida. Assim, a primeira etapa do projeto do controlador é implementar um algoritmo que converta o

set-point de força para rotação, o que é mostrado na Equação (4.1) (SMOGELI, 2006).

$$n_d = \text{sign}(T_d) \sqrt{\frac{|T_d|}{\rho D^4 K_{TC}}} \quad (4.1)$$

onde n_d é a referência estática de rotação (no eixo) e K_{TC} é o coeficiente de empuxo parametrizado no controlador. Tal coeficiente é o mesmo mostrado nas Equações (3.13) e (3.14). Apesar do modelo do hélice adotado na modelagem da planta ter sido o de 4 quadrantes, no projeto do controlador é utilizado o modelo $K_T - K_Q$. Este modelo é mais simples de ser implementado e é o mais utilizado normalmente, apresentando bons resultados, como pode ser visto em Smogeli (2006), Smogeli et al. (2004), Smogeli, Sørensen e Minsaas (2008), Sørensen e Smogeli (2009), Sørensen et al. (1997), entre outros. Ainda que apresente limitações, tais como a singularidade em rotações nulas, estas são contornadas no projeto do controlador, o que torna o uso do modelo $K_T - K_Q$ viável no sistema de controle. Apesar de não apresentar singularidades, o modelo de 4 quadrantes possui muito mais parâmetros a serem ajustados, pois inclui as harmônicas da série de Fourier, o que inviabiliza o seu uso e implementação no controlador.

De acordo com Smogeli (2006), adota-se um valor de K_T e K_Q para o empuxo positivo e outro para o negativo, de acordo com a Equação (4.2) (SMOGELI, 2006).

$$\begin{cases} K_{TC} = K_{T0}\lambda_c + (1 - \lambda_c)K_{T0r} \\ K_{QC} = K_{Q0}\lambda_c + (1 - \lambda_c)K_{Q0r} \end{cases} \quad (4.2)$$

onde K_{T0} e K_{T0r} são os coeficientes de empuxo a vante e a ré, respectivamente. O análogo se aplica a K_{Q0} e K_{Q0r} .

Já λ_c é uma função de chaveamento suavizada dada pela Equação 4.3 (SMOGELI, 2006).

$$\lambda_c = \lambda_c(n_r) = 0,5 + 0,5 \tanh\left(\epsilon_c \frac{n_r}{n_c}\right) \quad (4.3)$$

onde n_c e ϵ_c são parâmetros de projeto constantes. O propósito das Equações (4.2) e (4.3) é evitar descontinuidades e chaveamentos bruscos nos valores de K_{TC} e K_{QC} em caso de inversão no sentido de movimento. O parâmetro n_c está associado com a largura do chaveamento e, de acordo com Smogeli (2006), pode ser escolhido livremente. Já ϵ_c está associado com a inclinação da tangente hiperbólica, que pode ser interpretada como uma função sinal suavizada nesse caso, e o quão rápido a função atinge os extremos dessa saturação.

Agora, percebe-se que n_d é uma referência estática de rotação. Isso quer dizer que

seu valor é calculado com relação à força propulsora desejada, sem levar em conta a sua variação ou se o valor de referência pode ser seguido, de fato, pelo propulsor. Por conseguinte, é projetado um gerador de trajetória, que calcula os valores de *set-point* de rotação ponto a ponto, levando em consideração valores passados.

O primeiro passo da geração de trajetória é a aplicação de um limitador de derivadas, para evitar variações bruscas no *set-point*. O limitador é dado pela Equação (4.4) (HIDALGO, 2015).

$$y(k) = L_{der}(x) = \begin{cases} x(k), & \text{se } \frac{|x(k) - y(k-1)|}{T_a} \leq D_{max} \\ y(k-1) + D_{max}T_a \text{sign}(x(k) - y(k-1)), & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (4.4)$$

onde $x(k)$ é o sinal de entrada no instante k e $y(k)$ é o sinal de saída no mesmo instante. D_{max} é o máximo módulo de derivada permitido e T_a é o período de amostragem. Assim, fica claro inferir que a Equação (4.4) é implementada em tempo discreto. Dessa forma, seja então $n_R = L_{der}(n_d)$, o próximo passo da geração de trajetória é a filtragem de n_R . De acordo com Smogeli (2006), aplica-se um filtro de 2^a ordem, dado pela Equação (4.5).

$$N_r(s) = G_{rot}(s)N_R(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi_n\omega_n s + \omega_n^2}N_R(s) \quad (4.5)$$

onde $N_R(s) = \mathcal{L}\{n_R\}$ e $N_r(s) = \mathcal{L}\{n_r\}$, $G_{rot}(s)$ é o filtro de 2^a ordem no domínio de Laplace ($\mathcal{L}$) e ξ_n e ω_n são os coeficientes desse filtro. A Equação (4.5), conjuntamente com o limitador de derivadas de (4.4), visam garantir que as variações no sinal referência tenham uma dinâmica compatível com a resposta do sistema.

4.1.1.2 Compensação de atrito

A compensação de atrito é utilizada nos controladores de torque, potência, iQP e iQ-P, onde não há um termo integral ativo em toda a faixa de operação. Além disso, Q_{ff} atua como um *feedforward* e sua finalidade é minimizar erros em regime permanente causados pelo atrito. Este termo é dado pela Equação (4.6) (SØRENSEN; SMOGELI, 2009).

$$Q_{ff} = 2\pi D_{fc}n_r + Q_{sc}\text{sign}(n_r) \quad (4.6)$$

onde D_{fc} é o coeficiente de atrito viscoso utilizado pelo controlador e Q_{sc} é o atrito de Coulomb estimado.

4.1.1.3 Compensação de inércia

A compensação de inércia, assim como a de atrito, atua como um *feedforward* e está presente nos controladores de torque, potência, iQP e iQ-P.

Este termo é dado pela Equação (4.7) (SØRENSEN; SMOGELI, 2009).

$$Q_{if} = 2\pi I_{sc} \dot{n}_r \quad (4.7)$$

onde I_{sc} é o momento de inércia rotacional visto a partir do propulsor e $\dot{n}_r$ é a derivada temporal da referência de rotação.

4.1.1.4 Controladores

Neste item, são apresentados os cinco controladores utilizados nos propulsores elétricos.

Rotação

Primeiramente, é descrito o controlador de rotação que, no caso, foi implementado um controlador PI padrão, dado pela Equação (4.8) (OGATA, 1998).

$$Q_n = K_p(n_r - n) + \frac{K_p}{T_i} \int_{t_0}^t n_r - n \, dt \quad (4.8)$$

Torque

Em segundo lugar, é mostrado o controle por torque. Como o próprio motor do propulsor possui uma malha interna de torque, isto garante que o torque aplicado pelo propulsor no eixo seja igual ao de entrada calculado pelo controlador. Assim, este bloco, no caso do controle de torque puro, consiste na Equação (4.9) (SØRENSEN; SMOGELI, 2009).

$$Q_q = K_{QC} \rho D^5 n_r^2 \text{sign}(n_r) \quad (4.9)$$

A Equação (4.9) nada mais consiste em uma ação direta em malha aberta, onde Q_q é o torque desejado tendo como base os parâmetros do modelo do propulsor. Neste esquema, as compensações de atrito e inércia são essenciais para compensar os torques devido a perdas mecânicas.

Potência

Por sua vez, o controlador de potência tem como primeiro passo determinar o sinal de referência P_r , que é mostrado na Equação (4.10) (SØRENSEN; SMOGELI, 2009).

$$P_r = \text{sign}(T_r)|T_r|^{\frac{3}{2}} \frac{2\pi K_{QC}}{\sqrt{\rho} D K_{TC}^{\frac{3}{2}}} = 2\pi K_{QC} \rho D^5 n_r^3 \quad (4.10)$$

onde a função sinal indica o sentido do empuxo. A lei de controle é dada pela Equação (4.11) (SØRENSEN; SMOGELI, 2009).

$$Q_p = \begin{cases} \frac{P_r}{2\pi|n|} & , \text{ se } |n| \geq \epsilon, \\ 0 & , \text{ caso contrário} \end{cases} \quad (4.11)$$

onde ϵ é um número suficientemente pequeno, como, por exemplo, $\epsilon = 0,01$. O sinal de referência é nulo quando o módulo da rotação é menor que ϵ , então, nesta situação, a compensação de atrito e inércia são necessárias para se obter resultados apropriados com este controlador, isto é, tratando especificamente do caso no qual o propulsor está sem rotação e precisa iniciar o movimento.

Integrativo de torque e potência (iQP)

Controladores de rotação, torque e potência têm vantagens e desvantagens dependendo da região de operação. Da Equação (4.11), pode-se inferir que o controle por potência tem uma descontinuidade ao redor da rotação nula e isso é um problema relevante para pequenos sinais de referência de empuxo. Por outro lado, para sinais de empuxos mais elevados, deseja-se pouca flutuação na potência do ponto de vista da planta geradora (SMOGELI, 2006; SØRENSEN; SMOGELI, 2009), o que é uma vantagem do controlador por potência.

Para pequenas referências de empuxo, torques de atrito são mais relevantes, uma vez que o torque motor é menor. Assim, se os parâmetros de estimação de atrito não estão precisos, o termo de compensação de atrito não desempenhará bem e isso afetará fortemente o desempenho do controle de torque e potência para pequenos empuxos. Portanto, neste caso, usar um termo com a integral do erro da rotação é interessante para corrigir essas imprecisões paramétricas do modelo.

O controle de rotação apresenta flutuações elevadas em termos de torque e potência, o que pode ser problemático para situações de empuxos médios e elevados (SMOGELI, 2006).

A Tabela 1 descreve algumas características qualitativas destes controladores.

Tabela 1: Características dos controladores da propulsão

	Rotação	Torque	Potência
Flutuações no empuxo	Grande	Pequena	Média
Flutuações no torque	Grande	Pequena	Média
Flutuações na potência	Grande	Média	Pequena
Outros problemas	Sintonia	Picos de potência Atrito Inércia	Singularidade Atrito Inércia

Fonte: Smogeli (2006)

Uma opção viável é combinar os prós e contras dos controladores básicos de forma a obter as melhores características de cada um para diferentes condições de empuxo. Por exemplo, adicionar um termo com a integral do erro de rotação ao controlador de torque pode ser uma boa opção para pequenos empuxos. Para sinais de referência médios, o controlador de torque pode ser uma boa alternativa, já que apresenta poucas flutuações de torque, e para empuxos mais elevados o controle por potência é uma opção muito interessante, uma vez que apresenta poucas flutuações de potência.

Logo, a lei de controle do iQP é dada pela Equação (4.12) (SMOGELI, 2006).

$$Q_{iQP} = Q_i + \alpha_2 Q_q + (1 - \alpha_2) Q_p \quad (4.12)$$

onde Q_{iQP} é o torque de saída, Q_i é a integral do erro da rotação, que é dada pela Equação (4.13) (SMOGELI, 2006).

$$Q_i = K_i \int_{t_0}^t e_i(\tau) d\tau \quad (4.13)$$

onde K_i é o ganho integral e e_i é dado pela Equação (4.14).

$$e_i = \begin{cases} n_r - n & , \text{ if } |n_r| \leq n_{s1} \\ 0 & , \text{ caso contrário} \end{cases} \quad (4.14)$$

e_i é o erro de rotação dentro da região de pequenos empuxos, definida por $|n_r| \leq n_{s1}$. A Equação (4.14) tem o propósito de congelar o integrador se o sinal de referência de rotação está além da região de pequenos empuxos. Ao desabilitar e_i , a integral passa a assumir um valor constante, e só torna a variar novamente se $|n_r| \leq n_{s1}$.

Além disso, na Equação (4.12), Q_q e Q_p são as leis de controle de torque e potência, respectivamente, dadas pelas Equações (4.9) e (4.11). E a i -ésima curva α do controlador

é dada pela Equação (4.15) (SMOGELI, 2006).

$$\alpha_i = e^{-k_i(p_i \max(0, (|n_r| - n_{si})^r_i)} \quad (4.15)$$

onde k_i , p_i e r_i são coeficientes ajustáveis e n_{si} é onde a transição entre regiões do controlador se inicia. Os valores desses parâmetros determinam de que forma ocorre a transição, se mais suave ou abrupta. Vale ressaltar que uma transição muito rápida pode implicar descontinuidades consideráveis durante a trajetória, ao ocorrer o chaveamento. Já uma transição muito lenta aumenta o tamanho da região onde o comportamento do controlador é híbrido, o que pode causar erros estacionários maiores. Neste trabalho, tanto para o iQP quanto para o iQ-P, foi utilizado $k = 50$ e $p = r = 1$, o que significa que buscou-se uma transição mais rápida possível, mas de maneira a evitar descontinuidades que pudessem afetar a planta.

Da Figura 16, que mostra como a curva α_i afeta este controlador, é possível inferir que o iQP atua como um controlador de torque com a integral do erro de rotação para pequenos empuxos ($n_{s1} = 0,25n_N$, isto é, $|n_r| \leq 0,25n_N$), controle por torque para empuxos médios com a integral do erro congelada ($n_{s2} = 0,7n_N$, ou seja, $0,25n_N < |n_r| < 0,7n_N$) e controlador por potência com a integral do erro de rotação desabilitada para empuxos elevados, onde n_N é a rotação nominal.

Figura 16: Curva α para o controlador iQP (SMOGELI, 2006)

Para evitar descontinuidades excessivas, as compensações de atrito e inércia estão habilitadas em toda a faixa de operação.

Integrativo de torque - potência (iQ-P)

O controlador iQP possui três regiões de operação (torque com integral, torque com integral desabilitada e potência) e duas de transição na sua lei de controle (em n_{s1} e n_{s2}), como pode ser visto na Figura 16. Na verdade, considerando valores positivos e negativos de rotação no eixo, há quatro regiões de transição em toda a faixa de operação. O projeto do iQP tem como base trazer o melhor de cada controlador básico, entretanto, quanto mais transições possui, mais descontinuidades ocorrem, o que é indesejável.

Além disso, durante a transição entre diferentes controladores, há uma mudança de comportamento nos pontos de equilíbrio, o que pode implicar uma dificuldade de rastreamento de certos valores de referência de rotação e empuxo nessas faixas, ou seja, quanto mais chaveamentos no controle mais descontinuidades no mapeamento dos pontos de equilíbrio podem ser encontradas.

Portanto, a principal premissa do controlador iQ-P, proposto neste trabalho, é reduzir o número de transições pela metade. Isso é feito congelando a integral do erro de rotação e iniciando a transição entre controle de torque e potência no mesmo ponto de operação, o que significa que $n_{s1} = n_{s2} = 0.25n_N$. Adota-se também a seguinte hipótese: o controle por potência pode ter um bom desempenho em empuxos médios, o que reforça a premissa de redução no número de chaveamentos. Por outro lado, deve-se atentar à região próxima de $|n_r| = 0.25n_N$, uma vez que há, ao mesmo tempo, o congelamento do integrador e a mudança entre controle de torque e potência, sendo necessário verificar como essa transição se dá em termos de descontinuidades e pontos de equilíbrio.

A Figura 17 mostra o comportamento da curva α em função de n_r para este controlador.

Figura 17: Curva α para o controlador iQ-P

4.1.1.5 Limitação de Torque

A limitação de torque consiste em não permitir que o torque calculado na etapa anterior ultrapasse limites aceitáveis de operação. Dessa forma, o torque limitado é dado pela Equação (4.16).

$$Q'_{lim} = \begin{cases} Q_c, & \text{se } |Q_c| \leq \left| \frac{P_{N\text{sat}}(v_{bar}^2)}{2\pi n} \right| \text{ e } n \neq 0 \\ \frac{P_{N\text{sat}}(v_{bar}^2)}{2\pi n}, & \text{se } |Q_c| > \left| \frac{P_{N\text{sat}}(v_{bar}^2)}{2\pi n} \right| \text{ e } n \neq 0 \\ \frac{P_{N\text{sat}}(v_{bar}^2)}{2\pi n_N}, & \text{se } n = 0 \end{cases} \quad (4.16)$$

onde P_N é a potência nominal e n_N é a rotação nominal do propulsor, v_{bar} é a tensão no barramento em p.u. e Q'_{lim} é o torque limitado com relação ao eixo. E aplicando a razão de redução entre o motor e eixo, tem-se a Equação (4.17).

$$Q_{lim} = \frac{Q'_{lim}}{N} \quad (4.17)$$

4.1.1.6 Malha Interna de Torque

Conforme mencionado anteriormente, os motores dos propulsores possuem uma malha interna de torque. Essa malha garante que o torque enviado para o propulsor seja o mesmo pelo calculado pelo sistema de controle.

A dinâmica desta malha é extremamente rápida (SMOGELI, 2006) e, por isso, ela pode ser desprezada, uma vez que sua constante de tempo é muito menor que as demais do sistema da propulsão.

4.1.2 Propulsor do Motor de Combustão Principal (MCP)

Como o MCP não costuma estar integrado ao sistema de controle DP, seu *set-point* já é diretamente uma rotação. Dessa forma, o controle do propulsor do MCP neste trabalho é descrito como uma geração de trajetória (uma vez que a variação da rotação não deve ser brusca) e um controlador.

A geração da trajetória de rotação pode ser descrita pelas Equações (4.4) e (4.5). Já o controle é feito por um controlador PI, mostrado na Equação (4.8), ressaltando apenas que a variável manipulada pelo controlador do MCP é a posição da válvula de injeção de combustível e não o torque do controlador.

4.2 Planta Geradora

O controle da planta geradora, junto com algoritmos de otimização e mecanismos de proteção são apresentados nesta seção, que é dividida em uma série de tópicos. O primeiro deles é o algoritmo de *load sharing*, que consiste em distribuir a carga no barramento entre os quatro geradores. O segundo versa sobre as operações de inserção e retirada de geradores do barramento mais questões de sincronismo, já o terceiro discorre sobre os mecanismos de proteção da planta em caso de sobrecargas. O quarto tópico é o controle de rotação dos MCAs e o último é o controle da tensão dos terminais dos geradores.

4.2.1 *Load Sharing*

O algoritmo de *load sharing* tem seu funcionamento atrelado ao controle de rotação por *droop* dos MCAs, que é descrito no próximo item. Em resumo, o algoritmo de *load sharing* determina se determinado gerador está participando do compartilhamento de cargas ou não, e qual deve ser a posição da sua cremalheira caso esteja participando do balanceamento.

No que tange à operação dos geradores com relação ao barramento, o sistema de controle pode operar em modo manual ou automático. Considerando que a planta geradora de um navio petroleiro possui uma capacidade limitada e que as flutuações de carga, principalmente quando há operação DP, podem ser bruscas, optou-se por sempre deixar todos os geradores conectados ao barramento quando no modo automático, cabendo ao algoritmo de *load sharing* decidir se os geradores vão estar ou não com carga, a depender da potência demandada.

Dessa forma, dividiu-se o algoritmo de *load sharing* em duas partes: na primeira se decide quais geradores estão no modo de compartilhamento de carga e na segunda se define como as cargas são distribuídas entre os geradores habilitados.

Iniciando pela primeira parte, usou-se o critério proposto em Hansen (2000), que opera da seguinte forma: suponha que um gerador do conjunto esteja constantemente em carga, ou seja, caso a potência demandada seja muito baixa, este é o único assumindo esta carga. Caso a potência demandada esteja acima de 70% da potência nominal deste gerador, um segundo passa a assumir carga da planta, compartilhando a demanda com o primeiro. Agora, caso a demanda caia para abaixo de 60% da capacidade nominal do primeiro gerador, o segundo sai do modo de compartilhamento de carga.

Agora, com dois geradores compartilhando carga, caso a potência demandada ultra-

passar 70% da potência nominal somada dos dois, um terceiro gerador passa a assumir parte da carga também. Já se a potência demandada estiver abaixo de 60% das potências dos dois primeiros geradores combinadas, o terceiro sai do modo de compartilhamento de carga. E assim sucessivamente para mais geradores.

Um exemplo desta lógica em forma de fluxograma para 3 geradores é mostrada na Figura 18. onde P_{dem} é a potência demandada pelo barramento.

Fonte: Autor

Agora, a retirada de um moto-gerador do *load sharing* não se dá de maneira instantânea, pois é necessário que seja feita uma retirada gradativa da carga para que os demais não a recebam abruptamente, o que é explicitado pelo fluxograma da Figura 19.

Resumidamente, quando o operador manda retirar um moto-gerador do compartilhamento de cargas, seu *set-point* de potência começa a ser reduzido, de forma a se retirar gradativamente a sua carga. Quando a posição da sua válvula de injeção de combustível (cremalheira) for menor que um certo valor Φ_{lim} (lembrando que a posição desta válvula está bastante associada à potência desenvolvida pelo MCA), retira-se o moto-gerador do *load sharing* e seus *set-points* de rotação e tensão passam a ser os valores nominais dessas variáveis. Essa diminuição da potência antes da retirada do moto-gerador do barramento é necessária para evitar transitórios mais bruscos nos MCAs que recebem a carga daquele que foi retirado.

Uma vez definido quando os geradores entram e saem do modo de compartilhamento de carga, através dos fluxogramas das Figuras 18 e 19, pode-se detalhar agora como essa

Figura 19: Fluxograma de retirada do MCA do *load sharing*

Fonte: Autor

divisão se dá. A primeira estratégia implementada neste trabalho consiste em dividir a carga igualmente em termos de porcentagem da potência nominal de cada MCA. Dessa forma, a tendência é que cada moto-gerador em *load sharing* esteja na mesma porcentagem de sua potência nominal.

Na implementação desta estratégia, calcula-se o *set-point* de posição das cremalheiras, de maneira a distribuir as cargas proporcionalmente à capacidade nominal de cada gerador. Como essa medida é normalizada em p.u., uma equalização da posição das cremalheiras garante o perfil de compartilhamento de cargas desejado, assumindo que a relação entre a posição da cremalheira e potência normalizada para cada gerador seja a mesma, por simplicidade.

Por exemplo, seja x a posição das cremalheiras desejadas em regime permanente (em p.u.), então x é dada pela Equação (4.18), neste caso exemplificada para 3 geradores.

$$x = \frac{P_{dem}}{P_{nom,1} + P_{nom,2} + P_{nom,3}} \quad (4.18)$$

onde $P_{nom,i}$ é a potência nominal do gerador i . A Equação (4.18) não garante que os geradores estejam todos na mesma porcentagem da sua potência nominal, mas, numa situação real, eles tendem a ter uma proporção de potência semelhante uns aos outros.

A segunda estratégia de compartilhamento de carga foi implementada a partir do algoritmo proposto por Hansen (2000) e consiste em uma distribuição não proporcional de cargas. Em Hansen (2000), foi considerado um conjunto de n geradores iguais e,

utilizando otimização estática, traçou-se um método de *load sharing* que minimiza o consumo específico de combustível do MCA, isto é, a quantidade de massa queimada por energia produzida em kWh.

A intuição por trás do algoritmo é bastante simples. Quando há pouca potência demandada e o *load sharing* determina que há apenas um gerador com carga, este absorverá toda a demanda do barramento. Quando este gerador estiver com 70% de sua potência nominal, o segundo começa a compartilhar carga, mas, nesta situação, o primeiro gerador se mantém com 70% da carga e o segundo passa a absorver a demanda adicional. Dessa forma, o primeiro gerador se mantém a uma potência mais próxima da nominal, o que é interessante, uma vez que o consumo específico de combustível é uma função decrescente da potência nesta faixa de operação. Um exemplo de curva de consumo específico de um MCA é mostrada na Figura 20.

Figura 20: Curva de consumo específico de combustível para um MCA

Fonte: Hansen (2000)

Assim, quando a potência do segundo gerador chegar a 70% da sua capacidade nominal, o terceiro passa a receber a carga adicional, enquanto que os dois primeiros se mantêm a 70% de suas potências nominais, e assim sucessivamente para mais geradores na rede.

A Figura 21 mostra o comportamento do consumo específico de combustível em função da potência demandada para as duas estratégias descritas para um conjunto de quatro geradores.

Nota-se que, em toda a faixa de operação, que a estratégia proposta por Hansen (2000) apresenta consumo específico menor ou igual à distribuição proporcional de carga.

Figura 21: Curva de consumo específico de combustível por potência para as duas estratégias de *load sharing*

Fonte: Autor

4.2.2 Barramento e sincronismo

As operações de inserção e retirada de geradores do barramento só ocorrem no modo manual, pois, dadas as possíveis flutuações de carga, é recomendado deixar todos os geradores no barramento em automático, a fim de atender à demanda rapidamente.

No que tange a retirada de um gerador do barramento, deve-se verificar se este está assumindo alguma carga ou não. Caso esteja, isso significa que ele está no modo de *load sharing* e precisa passar pelo processo do fluxograma da Figura 19 para repassar sua carga gradativamente aos demais e, assim que isso for feito, o moto-gerador pode sair do modo de compartilhamento de cargas para logo em seguida ser retirado do barramento.

Agora, o procedimento de inserção de um gerador no barramento é detalhado pelo fluxograma da Figura 22.

A Figura 22 mostra o algoritmo de inserção de um MCA no barramento, quando o moto-gerador está fora e é dado o comando para inserção. Nesta situação, ele entra no modo de sincronismo, no qual as malhas de controle de rotação do MCA e de tensão do gerador passam a operar de maneira que as condições de sincronismo sejam satisfeitas. O funcionamento das malhas nesse modo será explicado nos itens referentes aos respectivos controladores.

Como pode se ver na Figura 22, há 3 condições de sincronismo que devem ser atendidas simultaneamente e são explicadas a seguir.

Figura 22: Fluxograma de inserção do MCA do barramento

Fonte: Autor

A primeira é a condição de tensão, que consiste na Equação (4.19).

$$|v_i - v_{bar}| < v_{lim} \quad (4.19)$$

onde v_i é a tensão instantânea do gerador i , v_{bar} é a tensão no barramento e v_{lim} é o *threshold* de tensão para entrada no barramento. De acordo com Thompson (2012), a tolerância máxima de tensão para inserção é de mais ou menos 0,05 p.u. Neste trabalho, utilizou-se $v_{lim} = 50V$, que é um valor dentro desta tolerância e que permite transitórios suaves quando da inserção de um gerador no barramento. Caso o módulo da diferença entre a tensão do gerador e do barramento seja menor que essa tensão limite, a condição de tensão é satisfeita.

Já a condição de frequência é descrita pela Equação (4.20).

$$|f_i - f_{bar}| < f_{lim} \quad (4.20)$$

onde f_i é a frequência do gerador i , f_{bar} é a frequência do barramento e f_{lim} é o módulo do erro máximo permitido para que a condição de frequência seja satisfeita. Se esta diferença for menor que f_{lim} , a condição de frequência é atingida. Em Thompson (2012), especifica-se que $f_{lim} < 0,067Hz$ e, assim, adotou-se $f_{lim} = 0,05Hz$, pois este valor apresentou um transiente mais suave quando da inserção de um gerador no barramento com relação a valores mais elevados de frequência.

Já a condição de fase é análoga às demais, sendo descrita pela Equação (4.21).

$$|\angle \hat{v}_i - \angle \hat{v}_{bar}| < \nu_{lim} \quad (4.21)$$

onde ν_{lim} é o valor de fase limite para a condição de fase (cujo funcionamento é análogo às demais) ser atendida. Em Thompson (2012), define-se que $\nu_{lim} < 10^\circ$ e adotou-se neste trabalho $\nu_{lim} = 6^\circ$, pois com tal valor as sequências de inserção no barramento apresentam transientes mais suaves para este ângulo limite do que para valores maiores.

A medida de fase de um conjunto trifásico é obtida através de um algoritmo de *Phase-Locked Loop* (PLL) para trifásicos. Neste trabalho, usou-se o PLL de potência instantânea (pPLL), cuja implementação foi baseada no trabalho de Filho, Seixas e Cortizo (2006), que é sucintamente explicado pela Figura 23.

Figura 23: Diagrama de blocos do algoritmo pPLL

Fonte: Filho, Seixas e Cortizo (2006)

Onde v_a , v_b e v_c são as tensões trifásicas, k_p e k_i são os ganhos proporcionais e integrais do regulador do pPLL, respectivamente, ω_{ff} pode ser considerada como uma condição inicial de frequência angular e $\hat{\theta}$ é a fase estimada do trifásico. Além disso, a frequência angular é a entrada do integrador da direita da Figura 23. Ademais, i_a e i_c são correntes estimadas nas fases a e c, respectivamente, para o cálculo de potência instantânea (uma vez que elas são multiplicadas por tensões). Por conta deste fato, este algoritmo é chamado de PLL de potência instantânea.

Uma vez que as três condições para inserção no barramento são satisfeitas, o motor-generador é inserido no barramento e passa a participar do *load sharing* com os demais.

4.2.3 Mecanismos de Proteção

Esta subseção detalha os mecanismos de proteção da planta projetados para atuar em caso de sobrecarga. Pode-se analisá-los como medidas de proteção para impedir que o navio enfrente um blecaute, que é a última consequência de uma situação de sobrecarga.

De acordo com May (2003), o sistema elétrico pode entrar em sobrecarga por diversas razões, incluindo:

- o disjuntor do gerador defeituoso é aberto devido a curto-circuito ou falha de terra e a carga desta unidade é distribuídas às demais no barramento;
- sobrecarga: quando um gerador passa a suportar uma carga acima da especificada, o moto-gerador aquece e gera uma corrente excessiva e o risco de curto-circuito aumenta. Além disso, com as consequências da sobrecarga, o risco de falhas mecânicas também fica maior;
- falhas no MCA: algumas que podem ser previstas através de alarmes e *warnings* do sistema de controle e outras inesperadas;
- funcionalidade do PMS e operação do sistema de potência: quando a potência gerada se mostra insuficiente para seguir a demanda, o PMS aloca mais geradores no barramento ou limita a carga nos consumidores. Em caso de falhas de operação no PMS, a sobrecarga pode se manter.

Dessa forma, projetou-se neste trabalho, a partir das experiências com modelagem e simulação de praças de máquinas de navios petroleiros, uma estratégia de defesa em níveis da planta em caso de sobrecarga, detalhada a partir do nível menos crítico:

- 1) Desligamento de cargas com sobrecorrente;
- 2) Redução provisória de carga nos propulsores baseada em tensão e frequência do barramento;
- 3) Desligamento de cargas não essenciais em caso de subtensão ou subfrequência no barramento;
- 4) *Shutdown* dos propulsores por tensão ou frequência baixa no barramento;
- 5) *Shutdown* dos moto-geradores por tensão ou frequência baixa.

Nos próximos itens tais mecanismos são detalhados.

4.2.3.1 Desligamento de cargas por sobrecorrente

O propósito deste mecanismo é desligar cargas que provavelmente estão em situação de curto-circuito e logo apresentam uma corrente elétrica acima dos padrões esperados para a carga. Caso a sobrecarga esteja sendo causada por isso, já se evita piores consequências de imediato.

No caso, se a corrente i da carga for maior ou igual a uma determinada i_{cc} , corrente de curto-circuito por $t_{off,i}$ segundos, a carga é desconectada do barramento. A razão deste intervalo de tempo é evitar desligamento de cargas por picos instantâneos.

4.2.3.2 Redução provisória de carga nos propulsores baseada em tensão e frequência do barramento

Antes de iniciar o desligamento das cargas essenciais para a operação do nível, há um algoritmo para redução de carga nos propulsores baseado nas leituras de tensão e frequência do barramento.

Inicialmente, desejava-se utilizar a técnica *Frequency Phased-Back System* (FPBS), apresentada em May (2003), que atuaria apenas baseado em leitura de frequência.

A técnica consiste em um coeficiente, que pode ser multiplicado pelo sinal de *set-point* ou diretamente ao torque a ser aplicado no propulsor. O coeficiente resultante do FPBS é dado pela Equação (4.22) (MAY, 2003).

$$FPBS_{out} = \begin{cases} [1 + k_{FLR}(f_{bar} - f_{FLR})] Q_c, & \text{se } f_{bar} < f_{FLR} \\ 1, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (4.22)$$

onde $FPBS_{out}$ é o sinal de saída do FPBS, k_{FLR} é o ganho da limitação de torque e a sigla FLR significa *Fast Load Reduction*. Já f_{bar} é a frequência do barramento e f_{FLR} é a frequência limite para a atuação do FPBS.

Este algoritmo roda em cada um dos propulsores. Dessa forma, se a frequência do barramento cair para um valor abaixo de um certo *threshold*, o FPBS atua. Essa queda na frequência está associada com o aumento na carga, que pode ocorrer por conta de alguma falha ou imprevisto que possa levar a planta a um blecaute ou por um aumento na demanda em operação normal, que ainda virá a ser compensado pelo sistema de controle. Em suma, o FPBS deve ser projetado de forma a atuar em transitórios que possam levar a planta a um blecaute e não atuar em transitórios que ocorrem por um aumento previsto da carga.

O impacto da atuação deste algoritmo se dá principalmente em função de k_{FLR} . Se o valor for muito baixo, a limitação no torque pode não ser o suficiente para evitar o blecaute e, se o valor for muito elevado, pode haver reduções bruscas e desnecessárias de cargas nos propulsores em caso de uma detecção falso positiva. Essas reduções bruscas de cargas em falsos positivos provocam um desgaste nos atuadores dos propulsores (RADAN, 2008). Dessa forma, o ajuste de k_{FLR} é um ponto chave para o sucesso desta técnica.

Contudo, ao se realizar simulações de sobrecarga com o FPBS, notou-se que a atuação em cima de leituras de frequência não parecia ser a melhor estratégia, uma vez que a redução de carga nos propulsores se dava de maneira tardia para mitigar a sobrecarga. Verificou-se nas simulações que a tensão no barramento caia antes da frequência e, sendo assim, esta poderia ser uma variável interessante para ser utilizada como base na redução de carga.

Muito provavelmente, o FPBS foi concebido através de testes em simuladores cuja planta supunha barramento infinito, ou seja, assumia-se que a tensão fornecida era constante, o que não é uma hipótese válida para plantas geradoras de navios, onde a capacidade de fornecimento de energia é limitada.

Dessa forma, este trabalho propõe uma variação na técnica de redução de carga nos propulsores, de maneira a conseguir reduzir efetivamente tais sobrecargas. A redução de carga é dada pela Equação (4.23).

$$FPBS_{vf} = \begin{cases} \min([1 + k_{FLR,f}(f_{bar} - f_{FLR})], [1 + k_{FLR,v}(v_{bar} - v_{FLR})]), \\ \text{se } f_{bar} < f_{FLR} \text{ ou } v_{bar} < v_{FLR} \\ 1, \text{ caso contrário} \end{cases} \quad (4.23)$$

onde $FPBS_{vf}$ é o fator de redução de carga, $k_{FLR,f}$ e $k_{FLR,v}$ são os fatores de redução de carga baseados em frequência e tensão, respectivamente e v_{FLR} é a tensão na qual se inicia a redução de carga.

Os fatores de redução e valores de início de atuação devem ser calibrados de maneira a evitar reduções de carga em transitórios que são inerentes à operação normal da planta, mas também devem atuar de maneira efetiva em caso de sobrecargas que ameaçam a integridade da operação do navio.

Vale ressaltar também que a Equação (4.23) está sujeita a chaveamento com relação à função mínimo e, por isso, o sinal $FPBS_{vf}$ passa, em seguida, por um filtro de primeira ordem com ganho unitário e constante de tempo τ_{fps} , resultando no sinal de

saída $FPBS_{vf,out}$. Além disso, quando o FPBS atua por tensão, como esta variável é de dinâmica muito rápida, a atuação do FPBS poderia causar oscilações na planta, pois uma redução rápida em $FPBS_{vf,out}$ implicaria aumento na tensão, que teria como consequência uma redução em $FPBS_{vf,out}$, levando a planta a um ciclo limite na sobrecarga. Utilizando um valor de τ_{fpbs} significativamente mais elevado que a dinâmica da tensão, tais oscilações não ocorrem e o FPBS reduz a carga de maneira suave, até que as cargas não essenciais sejam desligadas. Para que tal efeito ocorra, escolheu-se $\tau_{fpbs} = 2s$. Tal escolha da constante de tempo permite uma atuação efetiva em baixas frequências e atenuada em altas, o que garante uma atuação do algoritmo sem ciclos limites associados à dinâmica da tensão.

Outro ponto importante é que o sinal de saída do FPBS pode ser utilizado como coeficiente na redução do *set-point* e/ou do torque de entrada para o propulsor. Neste caso, como a planta propulsora em conjunto com seu sistema de controle tem uma dinâmica rápida, escolheu-se aplicar o FPBS apenas no gerador de referência.

4.2.3.3 Desligamento de cargas não essenciais em caso de subtensão ou sub-frequência no barramento

Caso a situação de sobrecarga se mantenha, a tendência é que as tensões e frequências no barramento comecem a cair. Enquanto isso, caso ainda haja geradores fora do *load sharing*, o PMS deve inserir mais moto-geradores recebendo carga a fim de normalizar a situação.

Este mecanismo descrito neste item visa desligar as cargas que não são essenciais para a operação do navio, como, por exemplo, a câmara frigorífica e as cargas da cozinha do navio.

Neste caso, os critérios para o desligamento das cargas não essenciais são:

- se a tensão no barramento for menor que uma certa $v_{low,ne}$ por $t_{off,v,ne}$ segundos
- se a frequência ser menor que $f_{low,ne}$ por $t_{off,f,ne}$ segundos
- se o FPBS estiver com um coeficiente de redução abaixo de $FPBS_{lim,out}$ por $t_{off,fpbs,ne}$ segundos
- se a potência demandada estiver acima da capacidade geradora máxima das unidades inseridas no barramento por $t_{off,p,ne}$ segundos

Se qualquer uma dessas condições for atendida, as cargas não essenciais são desligadas.

4.2.3.4 *Shutdown* dos propulsores por tensão ou frequência baixa no barramento

Caso a redução temporária de carga dos propulsores e o desligamento das não essenciais não sejam o suficiente para mitigar a sobrecarga na planta, o próximo nível de atuação é desligar os propulsores caso a tensão ou a frequência do barramento se mantenham em patamares muito baixos.

Assim, se a frequência estiver abaixo de f_{prop} após $t_{prop,f}$ segundos ou a tensão estiver abaixo de v_{prop} após $t_{prop,v}$ segundos, os propulsores são desligados, isto é, seu torque de entrada passa a ser nulo e eles param por inércia.

Este já é um nível de atuação do sistema de proteção bastante crítico, pois os propulsores são importantes para a operação do navio, mas são um dos maiores consumidores, então, neste nível, eles são desligados para manter o navio em uma situação minimamente funcional.

4.2.3.5 *Shutdown* dos moto-geradores por tensão ou rotação baixa

Em último caso, os MCAs devem ser retirados do barramento e desligados em caso de sobrecarga para preservá-los de quebras e avarias nessas situações.

Para isso, utilizou-se a rotação do MCA e a tensão nos terminais dos geradores como condições para desligamento e retirada do barramento, como normalmente é utilizado em navios petroleiros. Há algumas outras causas para desligamento dos motores, mas elas estão associadas a variáveis relativas a sistemas auxiliares que não fazem parte do escopo deste trabalho, como pressão de óleo lubrificante ou temperatura de água de resfriamento e outras.

No caso, se a rotação do MCA for menor que n_{shut} por $t_{shut,n}$ segundos ou a tensão no terminal do gerador for menor que v_{shut} após $t_{shut,v}$ segundos, o MCA é retirado do barramento e o torque de entrada do motor vai para zero, assim como a tensão de campo, sendo levado ao repouso através dos torques de atrito.

Deve-se atentar que as escolhas dos valores de tensão e frequência dos mecanismos de proteção devem levar em consideração a hierarquização do sistema de proteção. Por exemplo, os tempos necessários para execução do *shutdown* dos MCAs de forma alguma podem ser menores que o tempo de desligamento das cargas não essenciais. Além disso, os valores limites de tensão e frequência dos algoritmos de proteção devem ser pensados de maneira hierárquica também.

Por último, caso a planta não possua mais moto-geradores disponíveis, ela sofre blecaute.

4.2.4 Controle de Rotação dos MCAs

O controle de rotação dos MCAs pode ser dividido em duas etapas: o *droop* para regulação de carga e o controlador PI, como pode ser visto na Figura 24.

Figura 24: Diagrama de blocos do controlador de rotação do MCA

Fonte: Autor

As variáveis de entrada do controlador são:

- 1) Valor de potência de referência (Pot_{ref} - p.u.)
- 2) *Flag* indicando se o *load sharing* está ativo para o MCA em questão (LS)
- 3) Variável binária que mostra se o MCA está em modo de sincronismo ($Sinc$)
- 4) *Flag* que indica se o moto-gerador sofreu *shutdown* ($Shut$)
- 5) Variável booleana que indica se o MCA está no barramento (Bar)
- 6) Rotação medida do MCA (n - rps)

E a variável de saída é a posição da cremalheira, ou seja, da válvula de admissão de combustível (Φ - p.u.).

Nos próximos itens são descritos os blocos da Figura 24.

4.2.4.1 Droop e Geração de Referência

Como pode ser visto na Figura 24, as variáveis de entrada do *droop* são:

- 1) Valor de potência de referência do *load sharing* (Pot_{ref} - p.u.)
- 2) *Flag* indicando se o *load sharing* está ativo para o MCA em questão (LS)
- 3) Variável binária que mostra se o MCA está em modo de sincronismo ($Sinc$)

- 4) *Flag* que indica se o moto-gerador sofreu *shutdown* (*Shut*)
- 5) Variável booleana que indica se o MCA está no barramento (*Bar*)
- 6) Posição da cremalheira, ou seja, da válvula de injeção de combustível (Φ - p.u.)

E a variável de saída é o *set-point* de rotação (n_{ref} - rps).

A função do *droop* é fazer a regulação da carga no MCA em uma situação na qual há mais de um moto-gerador no barramento. Dessa forma, é possível manipular a potência em cada um dos geradores. A maneira como isso é feito é variando o *set-point* de rotação de acordo com a carga desejada.

Logo, é importante salientar que um MCA pode estar em três tipos de situações quanto ao balanceamento de carga: em *load sharing* com outros MCAs, no modo a ser retirado de *load sharing*, em que a sua carga é diminuída gradativamente antes de retirá-lo e a terceira situação é quando o MCA está fora do compartilhamento de cargas.

Seja γ , dado pela Equação (4.24), o sinal que entra para a curva que determina o *set-point* de rotação do MCA, logo, γ é dado pela Equação (4.24).

$$\gamma = \begin{cases} \text{sat} [K_{dr}(\Phi - Pot_{ref})], & \text{se } LS_c = 1 \text{ e } LS = 1 \\ 1, & \text{se } LS_c = 0 \text{ e } LS = 1 \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (4.24)$$

onde sat é a função saturação, cujos máximo e mínimo são 1 e -1, respectivamente, LS_c é o comando de entrada e saída de *load sharing* e LS é o sinal que determina se o moto-gerador está compartilhando cargas. É importante salientar que Φ sempre assume valores de 0 a 1, mas como é levada em conta a sua diferença com Pot_{ref} , é necessário apreciar valores negativos também. Já Pot_{ref} apresenta valores de 0 a 1 quando em *load sharing*. O ganho K_{dr} foi inserido para acelerar o balanceamento efetivo das cargas nos transitórios.

A primeira linha da Equação (4.24) engloba a primeira situação descrita (com *load sharing*), já a segunda situação se refere à segunda linha de (4.24), onde o gerador ainda está assumindo cargas no compartilhamento, mas já foi dado um comando para saída do modo de *load sharing* ($LS_c = 0$), com sua potência sendo reduzida para retirada do compartilhamento (ver Figura 18 para mais detalhes). Assim, o algoritmo ordena carga mínima, o que corresponde ao valor 1. Já a terceira situação descrita corresponde a última linha da Equação (4.24), onde o MCA está sem carga no barramento, e se deseja que ele atinja sua rotação nominal quando ligado. Assim, $\gamma = 0$ nesta situação.

Agora, normaliza-se γ , como visto na Equação (4.25).

$$\gamma_n = \frac{\gamma + 1}{2} \quad (4.25)$$

Dessa forma, finalmente tem-se a função do *droop*, onde a variável auxiliar do *set-point* de rotação n_{sp} é dada pela Equação (4.26).

$$n_{sp} = \begin{cases} 0, & \text{se } Shut = 1 \\ \frac{(f_{bar} - 0,05)}{p}, & \text{se } Shut = 0 \text{ e } Sinc = 1 \\ a_{Dr} \gamma_n + b_{Dr}, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (4.26)$$

onde $a_{Dr} = -0,04n_N$ e $b_{Dr} = 1,02n_N$, onde n_N é a rotação nominal do MCA. Dessa forma, este é um *droop* de 4% com a rotação nominal em $\gamma_n = 0,5$. Nota-se, em outros trabalhos como em Radan (2008) que costumam ser usados valores de *droop* de até 5%. Já f_{bar} é a frequência do barramento e p é a quantidade de pares de polos do gerador associado ao MCA.

A primeira linha da Equação (4.26) se refere à situação de *shutdown* dos moto-geradores, a segunda é válida quando o MCA está em modo de sincronismo para entrar no barramento, com um *set-point* um pouco menor que a frequência da rede para que as fases se alinhem. A terceira linha engloba o *droop* e todas as demais situações. Percebe-se que quanto maior a entrada γ_n menor é a rotação e consequentemente a carga no gerador, como se deseja.

Dessa forma, a terceira linha de Equação (4.26), na situação em que os geradores estão em *load sharing*, tem como intuito fazer com que o algoritmo de *droop* iguale a posição das cremalheiras de todos os MCAs que estiverem compartilhando carga, de maneira a atingir a distribuição de potência mencionada no item de *load sharing*.

Finalmente, o *set-point* de rotação do MCA é dado pela Equação (4.27).

$$\mathcal{L}\{n_{ref}\} = \frac{1}{\tau_{ref}s + 1} \mathcal{L}\{n_{sp}\} \quad (4.27)$$

A Equação (4.27) consiste na aplicação de um filtro de primeira ordem para garantir a continuidade no valor de referência de rotação. Além disso, n_{ref} é o valor do *set-point* de rotação do MCA e τ_{ref} é a constante de tempo do filtro, onde se usou em todas as simulações do trabalho o valor de 3s.

4.2.4.2 Controlador PI (Rotação)

As variáveis de entrada do controlador PI de rotação do MCA são:

- 1) *Set-point* de rotação (n_{ref} - rps)
- 2) Rotação medida (n - rps)

E a variável de saída é a posição da cremalheira (Φ - p.u.)

Dessa forma, o controlador PI implementado para o MCA segue a Equação (4.8), com a diferença de que a variável de saída é Φ para a malha descrita neste item, em vez do torque de saída do controlador, no caso do controle da propulsão. Em ambos os casos, a variável controlada é a rotação no eixo.

4.2.5 Controle de Tensão dos Geradores

O controle de tensão de geradores normalmente é chamado de *Automatic Voltage Regulator* (AVR) e o dispositivo que o realiza é a excitatriz. Sua modelagem é especificada pela norma IEEE 421.5 (LEE, 1992).

O diagrama de blocos da Figura 25 sintetiza a arquitetura deste modelo.

Figura 25: Diagrama de blocos do controlador de tensão do gerador

Fonte: Autor

Como se pode ver na Figura 25, as variáveis de entrada do controlador são:

- 1) Fasor de tensão no terminal do gerador ($\hat{v}_T$ - módulo em p.u. e fase em rad)
- 2) Fasor de corrente no terminal do gerador ($\hat{i}_T$ - módulo em p.u. e fase em rad)
- 3) *Set-point* de tensão do regulador (v_{ref} - p.u.)

E a variável de saída é a tensão de campo (v_f - p.u.)

4.2.5.1 Compensação de Potência Reativa

As variáveis de entrada deste bloco são:

- 1) Fasor de tensão no terminal do gerador ($\hat{v}_T$ - módulo em p.u. e fase em rad)
- 2) Fasor de corrente no terminal do gerador ($\hat{i}_T$ - módulo em p.u. e fase em rad)

E a variável de saída é a tensão compensada (v_c - p.u.)

De acordo com a norma IEEE 421.5, a compensação empregada neste item tem como finalidade é evitar que um único gerador absorva potência reativa em demasia. A forma fasorial da tensão do terminal de um gerador é dada pela Equação (4.28)

$$\begin{cases} |\hat{v}_{Ti}| = \sqrt{v_{di}^2 + v_{qi}^2} \\ \angle \hat{v}_{Ti} = \angle v_{di} + jv_{qi} + \angle \delta \end{cases} \quad (4.28)$$

onde $\hat{v}_{Ti}$ é a tensão no terminal do gerador em questão na forma fasorial, v_{di} e v_{qi} são as tensões no eixo direto e quadratura no terminal do gerador i e δ é seu ângulo de potência.

De maneira análoga, a corrente é calculada pela Equação (4.29).

$$\begin{cases} |\hat{i}_{Ti}| = \sqrt{i_{di}^2 + i_{qi}^2} \\ \angle \hat{i}_{Ti} = \angle i_{di} + ji_{qi} + \angle \delta \end{cases} \quad (4.29)$$

A impedância de compensação utilizada neste trabalho é uma matriz de dimensões $n \times n$ com $n \leq 4$ sendo o número de geradores na planta, sendo que $z_c(i, l) = r_c(i, l) + jx_c(i, l)$, onde $z_c(i, l)$ é a impedância de compensação referente à linha i e coluna l e r_c e x_c são suas resistências e reatâncias, respectivamente.

Logo, a tensão compensada do gerador i é dada pela Equação (4.30) (LEE, 1992).

$$v_{ci} = \left| \hat{v}_{Ti} + \sum_{l=1}^n z_c(i, l) \hat{i}_{Tl} \right| \quad (4.30)$$

onde n é a quantidade de geradores na rede. De acordo com a norma, geralmente o valor de r_c pode ser desprezado (LEE, 1992), assim $r_c(i, l) = 0$ e $z_c(i, l) = jx_c(i, l)$. A razão de se usar uma impedância de compensação matricial é poder regular a potência reativa de cada um dos geradores. Por exemplo, se houver um aumento da potência reativa mais acentuado em um dos geradores, de maneira a afetar seu fator de potência mais acentuadamente que os demais, a tensão compensada de cada um dos geradores é calculada na Equação (4.30) de forma a reduzir a potência reativa do primeiro gerador e

a repartindo com os demais. Para que isso ocorra, adotou-se $x_c(i, i) > 0$ e $x_c(i, l) < 0$, $l \neq i$.

4.2.5.2 Controle de Tensão (AVR)

As variáveis de entrada deste bloco são:

- 1) *Set-point* de tensão do regulador (v_{ref} - p.u.)
- 2) Tensão compensada (v_c - p.u.)

E a variável de saída é a tensão de campo (v_f - p.u.)

Primeiramente, tem-se que o *set-point* de tensão do gerador é dado pela Equação (4.31).

$$v_{ref} = \begin{cases} 0, & \text{se } Shut = 1 \\ v_{bar}, & \text{se } Sinc = 1 \text{ e } Shut = 0 \\ 1, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (4.31)$$

onde v_{bar} é dada em p.u. Em caso de *shutdown* o valor de referência é levado a zero, uma vez que não há mais energia mecânica sendo fornecida pelo MCA. No modo de sincronismo, o *set-point* é a tensão no barramento e nos demais casos é o valor nominal de operação de tensão elétrica da planta.

Neste trabalho, implementou-se o controlador de acordo com a excitatriz do tipo AC4A, cujo equacionamento é dado em (4.32). Utilizou-se uma do tipo AC, que utiliza um alternador de corrente alternada como fonte de energia e retificadores para produzir uma tensão (e corrente) de campo contínua, pois este é normalmente utilizado em geradores de médio porte, nas quais estão as faixas de potência nominal dos geradores de navios petroleiros. Além disso, a escolha do tipo 4A se deve à maior facilidade de sintonizar os parâmetros, dada a ausência de informações nas documentações disponíveis.

$$V_f(s) = \frac{1 + sT_C}{1 + sT_B} \frac{K_A}{1 + sT_A} (V_{ref}(s) - V_c(s)) \quad (4.32)$$

onde $V_f(s) = \mathcal{L}\{v_f\}$, $V_{ref}(s) = \mathcal{L}\{v_{ref}\}$ e $V_c(s) = \mathcal{L}\{v_c\}$. O controlador da Equação (4.32) é composto por uma rede de atraso-avanco em série com um regulador de primeira ordem, onde T_B e T_C são as constantes de tempo da rede de atraso-avanco, K_A é modelado como o ganho do regulador e T_A sua constante de tempo.

O controlador da Equação (4.32) apresenta erros estacionários devido a sua estrutura. Para se ter outras opções de controle para testes, foi implementado para uso no simulador um controlador PI para o controle de tensão, tendo como variável controlada a tensão

compensada, v_c . Assim podendo-se utilizar ou o PI ou controlador da excitatriz AC4A para controle da tensão do gerador.

5 VALIDAÇÃO DO MODELO

A validação do modelo completo é uma tarefa bastante complicada, uma vez que exige a disponibilidade de um navio para testes, onde se é necessário operar equipamentos como geradores e propulsores, o que é inviável. Durante a fase de elaboração do modelo, acompanhou-se uma viagem dentro de um navio petroleiro, onde foram coletados dados importantes para a parametrização do modelo. No entanto, não havia disponibilidade de operar equipamentos e coletar todos os sinais necessários para a validação do modelo, o que era inviável, pois não havia tempo para operacionalizar a coleta e nem autorização dos responsáveis do navio.

Dessa forma, optou-se por fazer uma validação do modelo por módulos dos mesmos, quando há disponibilidade de dados, o que é outra tarefa hercúlea. Para isso, foi feita uma busca exaustiva na literatura por casos de estudo com todos os dados disponíveis para se replicar o teste e buscou-se por outros simuladores para se poder cruzar os resultados. Assim, as próximas seções versam sobre a metodologia de validação, bem como os resultados dos testes realizados.

5.1 Planta Propulsora

Para a validação da planta propulsora, encontrou-se um caso de estudo de Smogeli (2006), onde foram fornecidos todos os dados para a parametrização do modelo.

Os dados referentes ao modelo do eixo são mostrados na Tabela 2. onde os valores de

Tabela 2: Parâmetros do modelo do eixo

I_s (kg.m ²)	Q_s (N)	D_f (N.s)
25000	6200	720

Fonte: Smogeli (2006)

compensação de inércia (I_{sc}), atrito de Coulomb (Q_{sc}) e viscoso (D_{fc}) são os mesmos de seus respectivos valores no modelo.

Já os parâmetros do controlador referentes à parametrização das curvas de torque e empuxo são mostrados na Tabela 3.

Tabela 3: Parâmetros do modelo do eixo

K_{T0} (adim.)	K_{T0r} (adim.)	K_{Q0} (adim.)	K_{Q0r} (adim.)	ϵ_c (adim.)	n_c (rps)
0,445	0,347	0,066	0,0628	3	0,2

Fonte: Smogeli (2006)

Esses parâmetros estão ajustados para a condição onde a velocidade de avanço (V_a) é nula. Dessa forma, os coeficientes de empuxo e torque do modelo de quatro quadrantes foram ajustados de forma a coincidirem com os resultados do modelo $K_T - K_Q$ nessas condições.

Já os parâmetros relativos aos filtros de geração de trajetória são mostrados na Tabela 4.

Tabela 4: Parâmetros dos filtros de geração de trajetória

$ D_{max} $ (s^{-2})	ξ_n (adim.)	ω_n (rad/s)
0,2	1,0	0,5

Fonte: Smogeli (2006)

E os parâmetros do controlador são apresentados na Tabela 5.

Tabela 5: Parâmetros do controlador

K_p (adim.)	T_i (s)
5,15	0,1

Fonte: Smogeli (2006)

E, em Smogeli (2006) foram avaliados quatro casos de estudo, onde os seguintes controladores são testados:

- 1) Controle de rotação;
- 2) Controle de torque apenas com compensação de inércia;
- 3) Controle de torque apenas com compensação de atrito;
- 4) Controle de torque com compensação de inércia e de atrito.

Para cada caso são realizadas duas simulações: ambas consistem na aplicação de um degrau de empuxo no propulsor com amplitude de 117000N em $t = 1s$ e é avaliada a resposta desta variável e da rotação. Ademais, a primeira simulação é feita com $V_a = 0m/s$ e apresenta apenas os dados deste trabalho, pois esta não foi realizada em Smogeli (2006).

O propósito desta simulação é verificar que a parametrização do sistema de controle converge com os valores nominais de rotação e empuxo desejados, quando cabíveis. O segundo experimento é realizado com $V_a = 1\text{m/s}$, o que significa que, em alguns casos, haverá erros com relação aos valores de *set-point* e, neste caso, são cruzados os resultados obtidos por este trabalho com os de Smogeli (2006).

Nas próximas subseções são mostrados os resultados dos casos de estudo comparando as respostas deste trabalho com as do simulador de Smogeli (2006).

Vale ressaltar que não se tinham disponíveis os resultados numéricos das simulações feitas em Smogeli (2006), apenas os gráficos apresentados em seu trabalho. Para extrair esses dados, utilizou-se o cruzamento dos valores dos eixos com os *pixels* dos gráficos para se obter os valores numéricos. Isso significa que podem existir pequenas imprecisões numéricas nos dados retirados do trabalho de Smogeli (2006).

5.1.1 Controle de Rotação

A rotação do propulsor para a simulação onde $V_a = 0\text{m/s}$ é mostrada na Figura 26.

Figura 26: Rotação do propulsor para simulação com $V_a = 0\text{m/s}$ com o controlador por rotação

Fonte: Autor

Nota-se, neste caso, que a rotação segue de maneira muito próxima o seu *set-point*, inclusive durante o transitório, e obtendo erro nulo em regime permanente, conforme esperado.

Percebe-se, na Figura 27, que o empuxo segue de maneira bem próxima seu *set-point*

Figura 27: Empuxo do propulsor para simulação com $V_a = 0\text{m/s}$ com o controlador por rotação

Fonte: Autor

até no transitório e atinge o regime permanente com erro nulo.

Figura 28: Rotação do propulsor para a simulação com $V_a = 1\text{m/s}$ com o controlador por rotação

Fonte: Autor

Já a rotação para a simulação com $V_a = 1\text{m/s}$ é mostrada na Figura 28, onde a curva em azul é o *set-point* de rotação calculado pelo sistema de controle - mesma curva neste trabalho e em Smogeli (2006). Já a curva em verde é a rotação calculada pelo simulador de propulsão deste trabalho e a em vermelho é a curva gerada por Smogeli (2006). O *Mean Absolute Error* (MAE) entre a rotação obtida pelo SimProPMS e a do trabalho de Smogeli (2006) foi de 0,1987rpm, o que é um resultado muito bom tendo em vista a ordem de grandeza da rotação. Já a correlação cruzada entre os resultados dos dois trabalhos

foi de 1.

Figura 29: Empuxo do propulsor para caso de validação com controlador por rotação

Fonte: Autor

Já os resultados para as curvas de empuxo com $V_a = 1\text{m/s}$ são apresentados na Figura 29. Neste caso, ambos os simuladores apresentam valores diferentes do sinal de referência em regime permanente, o que é esperado, uma vez que o ajuste das curvas de torque e empuxo foram feitos para velocidade de avanço nula e, neste caso, $V_a = 1\text{m/s}$. O MAE entre o empuxo produzido pelo SimProPMS e o do trabalho de Smogeli (2006) foi de 3105,6N, o que é um bom resultado dada a ordem de grandeza das forças. Já a correlação cruzada entre os sinais de empuxo dos dois trabalhos foi de 0,9999.

Além disso, nota-se que os valores finais para os simuladores foram um pouco diferentes, o que também era esperado, uma vez que Smogeli (2006) utiliza o modelo $K_T - K_Q$ e este trabalho adota o modelo de quatro quadrantes. Mas, vale ressaltar que a diferença relativa entre os valores dos dois trabalhos em regime permanente é de 4,97%, o que mostra que, apesar dos modelos serem diferentes, os resultados obtidos não diferem muito.

A opção de utilizar o modelo de quatro quadrantes permite uma maior gama de cenários de simulação, uma vez que este é válido em situações nas quais o modelo $K_T - K_Q$ não é.

5.1.2 Controle de torque com compensação de inércia

A rotação do propulsor para a simulação com velocidade de avanço nula é mostrada na Figura 30.

Percebe-se que neste caso há um erro de regime, o que é esperado, uma vez que a

Figura 30: Rotação do propulsor para simulação com $V_a = 0\text{m/s}$ com o controlador por torque com compensação de inércia

Fonte: Autor

ação por torque se dá em malha aberta e, sem a compensação de atrito, não se atinge o torque necessário para se chegar ao *set-point* em regime permanente. Além disso, vale ressaltar que o sinal de referência de rotação exibido neste caso é a variável n_r , resultado na Equação (4.5). Ainda que ela não seja o sinal de *set-point* de fato do controle por torque, a rotação n_r é utilizada como base para cálculo do torque de entrada, como pode ser visto na Equação (4.9). Outro ponto importante é que a dinâmica da resposta é um pouco mais lenta que a da referência, isso ocorre porque a compensação de atrito atua na forma de um torque, o que aumentaria a aceleração angular do eixo. Como ela não está presente, o eixo acelera de forma mais devagar.

Já o empuxo para a simulação com $V_a = 0\text{m/s}$ é mostrado na Figura 31. Assim como no resultado da rotação, o gráfico da Figura 31 apresenta erro de regime e dinâmica mais lenta devido à ausência da compensação de atrito, apresentando um valor de empuxo um pouco abaixo do *set-point*.

A rotação do propulsor para a simulação com $V_a = 1\text{m/s}$ é mostrada na Figura 32. Assim como no controle de rotação, as rotações neste trabalho e em Smogeli (2006) ficaram bastante próximas, com um MAE de 0,2994rpm. Já a correlação cruzada entre as rotações efetivas foi de 0,9999.

Além disso, como não há uma ação em malha fechada ajustando as respostas da planta, as rotações não seguem o sinal de referência de maneira tão próxima como no controle de rotação, resultando em um erro de regime extremamente pequeno devido ao fato da velocidade de avanço ser não nula. A dinâmica, assim como nos demais gráficos deste

Figura 31: Empuxo do propulsor para simulação com $V_a = 0\text{m/s}$ com o controlador por torque com compensação de inércia

Fonte: Autor

Figura 32: Rotação do propulsor para a simulação com $V_a = 1\text{m/s}$ com o controlador por torque com compensação de inércia

Fonte: Autor

caso de estudo (controle por torque com compensação de inércia), apresentou dinâmica um pouco mais lenta que a referência, devido à ausência dos torques de compensação de atrito, que confeririam uma aceleração angular adicional ao eixo.

Já os resultados do empuxo para $V_a = 1\text{m/s}$ são mostrados na Figura 33. Assim como no controle de rotação, neste caso também há um erro de regime para os dois simuladores, o que é esperado. Além disso, o erro relativo em regime permanente é de 4,94%, o MAE foi de 3044,4N e a correlação cruzada foi de 1.

Figura 33: Empuxo do propulsor para a simulação com $V_a = 1\text{m/s}$ com o controlador por torque com compensação de inércia

Fonte: Autor

5.1.3 Controle de torque com compensação de atrito

A rotação para a simulação com velocidade de avanço nula é mostrada na Figura 34.

Figura 34: Rotação do propulsor para simulação com $V_a = 0\text{m/s}$ com o controlador por torque com compensação de atrito

Fonte: Autor

Nota-se, na Figura 34, que com a inclusão da compensação de atrito, o controlador de torque atinge o valor de *set-point*, mas, em compensação, demora mais tempo para atingir o regime permanente com relação ao caso anterior, devido à ausência da compensação de inércia, que é uma componente importante de aceleração sobre o eixo sobretudo no início do movimento, quando a derivada da referência é mais elevada.

Figura 35: Empuxo do propulsor para a simulação com $V_a = 0\text{m/s}$ com o controlador por torque com compensação de atrito

Fonte: Autor

O empuxo para a simulação com $V_a = 0\text{m/s}$ é apresentado na Figura 35. Assim como no gráfico da rotação, na Figura 35, o empuxo atinge seu valor de referência, mas demora mais tempo para atingir o regime permanente com relação ao caso com compensação de inércia.

Figura 36: Rotação do propulsor para a simulação com $V_a = 1\text{m/s}$ com o controlador por torque com compensação de atrito

Fonte: Autor

Para a simulação com $V_a = 1\text{m/s}$, a rotação do propulsor é apresentada na Figura 36. Pode-se notar, na Figura 36, que os resultados para ambos simuladores estão praticamente superpostos e, neste caso, há um erro estacionário relativo de 7,98% com relação ao *set-point* de rotação. Nota-se também que, devido à ausência da compensação de inércia, o

sistema demora mais tempo para responder à entrada, o que é esperado. Por último, o MAE entre as rotações de ambos os simuladores foi de 0,20rpm, o que é um bom resultado e a correlação cruzada foi unitária.

Figura 37: Empuxo do propulsor para a simulação com $V_a = 1\text{m/s}$ com o controlador por torque com compensação de atrito

Fonte: Autor

Já os resultados do empuxo para $V_a = 1\text{m/s}$ são mostrados na Figura 37. Mais uma vez nota-se que há pequenas diferenças entre o empuxo calculado neste trabalho e em Smogeli (2006), devido às diferentes estruturas de modelo utilizadas. Neste caso, o erro relativo entre os dois simuladores em regime permanente foi de 4,76% e o MAE foi de 3165,5N, o que é um bom resultado frente a ordem de grandeza da variável. Já a correlação cruzada também foi 1 neste caso.

5.1.4 Controle de torque com compensação de atrito e inércia

A rotação do propulsor para a simulação com $V_a = 0\text{m/s}$ é apresentada na Figura 38.

Na Figura 38, a rotação atinge o *set-point* e de maneira mais rápida do que no caso em que há apenas a compensação de atrito, devido à presença da compensação de inércia, o que é esperado.

Já o empuxo na simulação com velocidade de avanço nula é mostrado na Figura 39. Assim como no gráfico da rotação, o empuxo segue de maneira bem próxima o sinal de referência.

As rotações do propulsor para a simulação com $V_a = 1\text{m/s}$ são mostradas na Figura

Figura 38: Rotação do propulsor para simulação com $V_a = 0\text{m/s}$ com o controlador por torque com compensação de atrito e inércia

Fonte: Autor

Figura 39: Empuxo do propulsor para a simulação com $V_a = 0\text{m/s}$ com o controlador por torque com compensação de atrito e inércia

Fonte: Autor

40. Mais uma vez, as rotações calculadas neste trabalho e em Smogeli (2006) ficaram muito próximas, como pode ser visto na Figura 40. Nota-se também um erro estacionário com relação ao *set-point* de 8,01%, o que é esperado devido à velocidade de avanço ser não nula e o MAE foi de 0,33rpm, que é um bom resultado e a correlação cruzada foi novamente unitária.

Já os resultados para o empuxo neste cenário são mostrados na Figura 41. Neste caso, o erro relativo entre o empuxo obtido neste trabalho e em Smogeli (2006) foi de 4,85% e nota-se que o empuxo calculado por este trabalho se aproxima do valor de *set-point*. Já

Figura 40: Rotação do propulsor para a simulação com $V_a = 1\text{m/s}$ com o controlador por torque com compensação de atrito e inércia

Fonte: Autor

Figura 41: Empuxo do propulsor para a simulação com $V_a = 1\text{m/s}$ com o controlador por torque com compensação de atrito e inércia

Fonte: Autor

o MAE foi de 3620,8N e a correlação cruzada entre os sinais foi de 0,9999, o que é, mais uma vez, um bom resultado.

De maneira geral, os valores de rotação obtido em todos os cenários foram extremamente próximos, o que é muito satisfatório. Já os empuxos apresentaram pequenas diferenças, o que é esperado e comprovado pelos resultados do MAE, já que se optou por uma estrutura diferente nas curvas de torque e empuxo em relação ao trabalho de Smogeli (2006). Além disso, a correlação cruzada da rotação e do empuxo entre os dois trabalhos deu sempre resultados unitários ou extremamente próximos de 1, o que é muito

bom, ainda que os experimentos não tenham sido o melhor indicador para verificar outras harmônicas do sistema, o que tornaria a correlação cruzada um indicador mais forte.

Os pequenos MAEs encontrados entra as rotações deste trabalho e as de Smogeli (2006) podem ter sido causados por questões numéricas das simulações ou por imprecisões na extração dos dados da tese de Smogeli (2006), como mencionado no início deste capítulo.

Ainda assim, levando em consideração que o experimento base de Smogeli (2006) é realizado em uma condição na qual a velocidade de avanço ($V_a = 1\text{m/s}$) é diferente da usada na parametrização dos coeficientes do controlador ($V_a = 0\text{m/s}$), tais erros são esperados e pode-se dizer que os resultados obtidos foram bastante satisfatórios.

5.2 Planta Geradora

Não se encontrou casos de estudos em trabalhos de simulações de planta geradoras de navios nos quais os autores disponibilizaram todos os dados e parâmetros dos modelos de forma a se replicar os experimentos nas mesmas condições.

Logo, foi necessário encontrar outras formas de se realizar uma validação do modelo da planta geradora, e buscaram-se alternativas em outros simuladores amplamente utilizados no meio acadêmico, de maneira a se cruzar as informações do SimProPMS com essa referência.

No caso, escolheu-se utilizar a biblioteca SimPowerSystems do Matlab/Simulink, que foi utilizada em uma série de trabalhos, tais como Karris (2009), Khan et al. (2010), Le-Huy e Brunelle (2005), Said et al. (2012) e Venayagamoorthy (2005).

Dessa forma, a intenção dos experimentos de validação em questão é confrontar as simulações feitas no SimProPMS com as realizadas com blocos do SimPowerSystems, ambas com a mesma parametrização e sistema de controle.

Outro ponto importante é que a SimPowerSystems possui um bloco de carga dinâmica. Dessa forma, é possível realizar simulações com as cargas demandadas pelos propulsores, verificando e validando o comportamento da planta geradora em situações condizentes com cargas encontradas nos navios.

Vale ressaltar também que algumas discrepâncias podem ser notadas dadas as diferenças entre os propósitos dos simuladores. O SimProPMS é um simulador em tempo real, o que implica que o passo de integração é delimitado de forma a se manter esta

condição. As simulações usando o SimPowerSystems não foram executadas em tempo real, uma vez que certos blocos exigem períodos de amostragem bem baixos. Ao tentar rodar as simulações no SimPowerSystems utilizando o mesmo passo de integração que o SimProPMS, problemas numéricos surgiam. Logo, as simulações utilizando o SimProPMS tem passo fixo de $100\mu s$ e as do SimPowerSystems usam passo variável com tolerância de 10^{-3} . Nesta configuração, algumas simulações utilizando a biblioteca do Simulink podem apresentar resultados mais consistentes, uma vez que não estão sujeitos às restrições de tempo real.

Foram realizados três experimentos em ordem de complexidade crescente, que são descritos e mostrados nas próximas subseções.

5.2.1 Experimento 1 - Aumento e redução de demanda no propulsor com um gerador

Neste experimento a energia é fornecida por um gerador disponível, que inicia a simulação fornecendo corrente para um conjunto de cargas com demanda constante.

Em $t = 150s$, um dos propulsores passa a demandar potência com um aumento repentino, e em $t = 250s$ há uma redução nesta demanda propulsora, mas sem zerar.

Figura 42: Potências demandadas durante o experimento de validação elétrica 1

Fonte: Autor

As curvas de potências demandadas neste experimento são mostradas na Figura 42, onde nota-se que antes do aumento da demanda pela propulsão, já há um consumo de potência devido a outras cargas.

Os demais parâmetros da simulação são dados na Tabela 6.

Tabela 6: Parâmetros da simulação do experimento de validação elétrica 1

Parâmetro	Valor
Tensão de linha	2400V
Potência nominal do MCA	3125000W
Potência nominal do gerador	3125000VA
Frequência elétrica	60Hz
Pares de polos	2
Coef. de atrito viscoso do motor	26,6N.s/rad
Coef. de atrito de Coulomb do motor	2081N
Momento de inércia do moto-gerador	188,2kg.m ²
Resistência estator	0,0036 (p.u.)
L_d	1,56 (p.u.)
L'_d	0,296 (p.u.)
L''_d	0,177 (p.u.)
L_q	1,06 (p.u.)
L'_q	0,296 (p.u.)
L''_q	0,177 (p.u.)
L_l	0,052 (p.u.)

Fonte: Autor

O gerador utilizado neste experimento é um síncrono de polos salientes.

Utilizou-se um controlador PI para a rotação do MCA, cujos parâmetros são mostrados na Tabela 7.

Tabela 7: Parâmetros do controlador de rotação no experimento de validação elétrica 1

Parâmetro	Valor
K_p	2 (adim)
T_i	16s

Fonte: Autor

Utilizou-se controle de tensão do gerador com excitatriz AC4A, com os parâmetros mostrados na Tabela 8.

Tabela 8: Parâmetros do controlador de tensão no experimento de validação elétrica 1

Parâmetro	Valor
K_A	20 (adim)
T_A	0,04s
T_B	1s
T_C	12s

Fonte: Autor

E neste caso o fator de compensação de potência reativa para a excitatriz foi de 0,005 (em p.u.).

Uma vez definido o cenário da simulação, os resultados obtidos com os blocos do SimPowerSystems e o SimProPMS são mostrados. Em todos os gráficos a simulação utilizando a biblioteca pronta do Matlab/Simulink está em azul e do modelo desenvolvido neste trabalho em vermelho.

Figura 43: Rotações do MCA durante o experimento de validação elétrica 1

Fonte: Autor

Nota-se que os valores e desvios nas rotações na Figura 43 foram muito próximos, sendo que o MAE entre ambos os sinais foi de $4,9 \cdot 10^{-4}$ rps e a correlação cruzada entre ambos foi de 0,9943, indicando que há uma compatibilidade excelente nos resultados.

Figura 44: Potências mecânicas do MCA durante o experimento de validação elétrica 1

Fonte: Autor

Nota-se que as potências mecânicas obtidas na Figura 44 foram bastante próximas, destacando apenas que o SimProPMS apresentou um pequeno sobressinal na potência como diferença. O MAE entre os dois sinais foi de 2582,9W, o que é um excelente resultado

tendo em vista a ordem de grandeza das potências. Já a correlação cruzada foi de 0,9999, ratificando o ótimo resultado obtido.

Figura 45: Magnitudes dos fluxos magnéticos durante o experimento de validação elétrica 1

Fonte: Autor

Os valores obtidos para os fluxos magnéticos em ambos os casos na Figura 45 foram bastante próximos, sendo que a simulação no SimPowerSystems apresenta oscilações com amplitudes um pouco mais altas, mas com frequências menores que as do SimProPMS. O MAE entre os resultados de ambos os simuladores foi de $8,62 \cdot 10^{-4}$ em p.u., o que é um valor que mostra uma excelente proximidade média entre ambos os sinais. Além disso, a correlação cruzada entre os sinais foi de 0,914, o que demonstra uma correlação forte entre os resultados de ambos os simuladores.

Figura 46: Fases dos fluxos magnéticos durante o experimento de validação elétrica 1

Fonte: Autor

As fases dos fluxos magnéticos obtidas na Figura 46 estão bastante próximas, com o

SimProPMS apresentando um leve sobressinal. O MAE entre os sinais foi de $0,5942^\circ$ e a correlação cruzada foi de 0,9989, mostrando que os resultados obtidos para a fase do fluxo magnético foram muito bons.

Figura 47: Magnitudes das correntes elétricas durante o experimento de validação elétrica 1

Fonte: Autor

Nota-se, na Figura 47, que os valores de corrente obtidos foram próximos, com os resultados do SimProPMS apresentando um leve sobressinal. O MAE entre os resultados dos simuladores foi de 0,0075, em p.u., e a correlação cruzada entre os sinais foi de 0,9999, o que são ótimos resultados.

Figura 48: Fases das correntes durante o experimento de validação elétrica 1

Fonte: Autor

Percebe-se, na Figura 48, que os padrões das fases das correntes obtidas são parecidos, mas os desvios nos valores são um pouco maiores que nos demais resultados. Os padrões

de leves sobressinais são notados também neste gráfico. O MAE obtido foi de $1,56^\circ$, o que ainda é um bom resultado e a correlação cruzada foi de 0,8294, o que é um valor mais baixo que os demais apresentados até agora, mas ainda assim é uma correlação considerada forte.

Figura 49: Magnitudes das tensões elétricas durante o experimento de validação elétrica 1

Fonte: Autor

Na Figura 49, os resultados numéricos obtidos para as magnitudes das tensões foram próximos entre os dois simuladores. Nota-se, assim como na Figura 45, um leve padrão oscilatório no resultado utilizando os blocos do SimPowerSystems, assim como ocorreu com a magnitude do fluxo magnético, o que é explicado pelas equações de fluxo (3.40). O comportamento da magnitude da tensão com o SimProPMS também é bastante parecido com o do fluxo, mas sem essas componentes oscilatórias durante todo o experimento, mas sim algumas harmônicas de frequência mais alta durante os transitórios.

O MAE entre os sinais foi de 0,002, em p.u., e a correlação cruzada foi de 0,773. Isso mostra que os sinais estavam bem próximos no que tange seus valores, mas há, neste caso algumas diferenças nos padrões e variações, o que fica nítido na correlação cruzada, que ainda é relevante, mas um pouco mais baixa quando comparada com os demais sinais neste experimento.

A Figura 50 apresenta as fases das tensões do gerador para os dois simuladores. Os valores obtidos foram próximos, com o SimProPMS obtendo o leve sobressinal apresentado em outros gráficos deste experimento.

O MAE obtido foi de $0,3907^\circ$ e a correlação cruzada foi de 0,9988, o que são ótimos resultados.

Figura 50: Fases das tensões elétricas durante o experimento de validação elétrica 1

Fonte: Autor

5.2.2 Experimento 2 - Demanda propulsora oscilatória com um gerador

Este experimento se inicia com uma demanda de carga constante. Em $t = 50$ s há um aumento de demanda de potência em um propulsor, seguido de uma demanda senoidal. As potências demandadas para este experimento são mostradas na Figura 51.

Figura 51: Potências demandadas durante o experimento de validação elétrica 2

Fonte: Autor

As amplitudes e frequências das variações senoidais na Figura 51 seguiram valores condizentes aos encontrados nos trabalhos de Whitcomb e Yoerger (1999b) e Sørensen e Smogeli (2009).

Os parâmetros do gerador são os mesmos do experimento 1, dados pela Tabela 6, assim

como os parâmetros do controlador de tensão, dados pela Tabela 8. Já os parâmetros do controlador de rotação do MCA são mostrados na Tabela 9.

Tabela 9: Parâmetros do controlador de rotação no experimento de validação elétrica 2

Parâmetro	Valor
K_p	7,5 (adim)
T_i	3s

Fonte: Autor

Figura 52: Rotações do MCA durante o experimento de validação elétrica 2

Fonte: Autor

Nota-se, na Figura 52, que as rotações seguiram bastante próximas até o momento da demanda senoidal de potência, onde as frequências se mantiveram próximas, mas houve desvios na amplitude, que variaram mais para o SimProPMS. Vale ressaltar que o sistema modelado é não-linear, então o efeito de uma entrada senoidal pode não afetar apenas o módulo e a fase do sinal.

O MAE entre os sinais foi de 0,0572rps e a correlação cruzada foi de 0,6273. Isso mostra que os valores numéricos dos sinais de ambos simuladores foram próximos, mas os padrões de oscilações mais variáveis no SimProPMS impactaram negativamente nas correlações, cujo valor obtido foi mais baixo, mas ainda assim a correlação resultante ainda é considerável.

Os resultados das potências mecânicas, mostrados na Figura 53 são semelhantes aos obtidos para as rotações, com potências muito próximas antes das oscilações senoidais, e com o SimProPMS apresentando variações nas amplitudes.

O MAE obtido foi de 101970W, o que não chega a ser um resultado tão bom quanto os demais, mas a correlação cruzada foi de 0,9505, o que mostra um alinhamento satisfatório

Figura 53: Potências mecânicas do MCA durante o experimento de validação elétrica 2

Fonte: Autor

nos padrões de variações dos sinais.

Figura 54: Magnitudes dos fluxos magnéticos durante o experimento de validação elétrica 2

Fonte: Autor

Nota-se, na Figura 54 que os fluxos magnéticos se comportam de maneira semelhante até o começo das oscilações senoidais, quando começam a ter um comportamento mais distinto, no que tange amplitudes variando, harmônicas e defasagens, o que se reflete na correlação cruzada, que foi de -0,1456, o que não é um resultado bom. Por outro lado, o MAE foi de 0,005, em p.u., o que é um ótimo resultado e mostra a proximidade de ambos os sinais, ainda que o padrão das oscilações não tenha sido bom.

Figura 55: Fases dos fluxos magnéticos durante o experimento de validação elétrica 2

Fonte: Autor

Ao contrário da Figura 54, os resultados da Figura 55 se mostraram bastante satisfatórios. Os valores de fase do fluxo magnético estão próximos, e as oscilações senoidais estão próximas em amplitude, frequência e defasagem, o que acarreta em valor muito bom de MAE, no caso $0,5791^\circ$, e uma excelente correlação cruzada de 0,9972.

Figura 56: Magnitudes das correntes elétricas durante o experimento de validação elétrica 2

Fonte: Autor

Nota-se, na Figura 56, que os valores de corrente obtidos foram próximos, tanto antes quanto depois do perfil senoidal, sendo que nesta situação tanto amplitude quanto frequência e defasagem estão bem próximos, o que é claramente representada na correlação cruzada de 0,9998 e no MAE de 0,0192, em p.u.

Figura 57: Fases das correntes durante o experimento de validação elétrica 2

Fonte: Autor

Assim como no experimento de validação elétrica 1, as fases das correntes elétricas apresentam desvios um pouco maiores que as demais variáveis, como pode ser visto na Figura 57. Por outro lado, as variações senoidais apresentam frequências e defasagens bem próximas e desvios pequenos nas amplitudes. O MAE obtido foi de $1,2268^\circ$, o que é um resultado bom. Já a correlação cruzada foi de 0,8523, que ainda é considerado um valor forte de correlação.

Figura 58: Magnitudes das tensões elétricas durante o experimento de validação elétrica 2

Fonte: Autor

Assim como no experimento anterior, o comportamento da magnitude da tensão elétrica é reflexo da magnitude do fluxo magnético, como pode ser visto na Figura 58. Neste caso, o MAE foi de 0,0057, em p.u., e a correlação cruzada foi de -0,2627, ou seja, o padrão de MAE muito bom e correlações não tão boas presente na magnitude do fluxo magnético também é notado para o módulo da tensão.

Figura 59: Fases das tensões elétricas durante o experimento de validação elétrica 2

Fonte: Autor

Já as fases das tensões, que podem ser vistas na Figura 59, apresentam uma grande semelhança entre o SimpowerSystems e o SimProPMS, tanto na fase inicial da simulação quanto nas oscilações senoidais. Neste caso, o MAE foi de 0,4714° e a correlação cruzada foi de 0,997, ambos resultados muito bons.

5.2.3 Experimento 3 -Aumento de demanda pelo propulsor com dois geradores

Neste experimento, a planta geradora começa fornecendo energia para uma carga constante, sendo que em $t = 50\text{s}$ há um aumento de demanda por parte de um propulsor. Neste caso, a planta geradora consiste de dois geradores com rotores cilíndricos e em compartilhamento de carga, com a primeira estratégia descrita na subseção 4.2.1, onde as cargas são compartilhadas sempre proporcionalmente pelos geradores.

Figura 60: Potências demandadas durante o experimento de validação elétrica 3

Fonte: Autor

A Figura 60 mostra a demanda de potência para este experimento, sendo que esta deve ser compartilhada entre os dois geradores, cujas especificações são mostradas nas Tabelas 10 e 11.

Utilizou-se um controlador PI para as rotações dos MCAs, cujos parâmetros são mostrados na Tabela 12, sendo que ambos os controladores possuem a mesma sintonia.

Utilizou-se controle de tensão do gerador com excitatriz AC4A, com os parâmetros dados pela Tabela 8 para ambos os geradores. Neste caso o fator de compensação de potência reativa para a excitatriz também foi de 0,005 (em p.u.).

Os resultados das simulações para as rotações dos MCAs são parecidos no que tange a rejeição de perturbações. Em ambos os casos o SimProPMS apresenta um padrão mais oscilatório antes de rejeitar completamente a perturbação devido ao aumento de demanda da carga, como pode ser visto nas Figuras 61 e 62.

O MAE para ambos os MCAs foi de 0,001rps, o que é um excelente resultado, já a

Tabela 10: Parâmetros do moto-gerador 1 do experimento de validação elétrica 3

Parâmetro	Valor
Tensão de linha	6600V
Potência nominal do MCA	3280000W
Potência nominal do gerador	3937500VA
Frequência elétrica	50Hz
Pares de polos	4
Coef. de atrito viscoso do motor	26,6N.s/rad
Coef. de atrito de Coulomb do motor	2081N
Momento de inércia do moto-gerador	672kg.m ²
Resistência estator	0,0060 (p.u.)
L_d	3,10 (p.u.)
L'_d	0,234 (p.u.)
L''_d	0,1288 (p.u.)
L_q	3,10 (p.u.)
L'_q	0,234 (p.u.)
L''_q	0,1288 (p.u.)
L_l	0,15 (p.u.)

Fonte: Autor

Tabela 11: Parâmetros do moto-gerador 2 do experimento de validação elétrica 3

Parâmetro	Valor
Tensão de linha	6600V
Potência nominal do MCA	2500000W
Potência nominal do gerador	3000000VA
Frequência elétrica	50Hz
Pares de polos	4
Coef. de atrito viscoso do motor	20,3N.s/rad
Coef. de atrito de Coulomb do motor	1591N
Momento de inércia do moto-gerador	591,1kg.m ²
Resistência estator	0,0062 (p.u.)
L_d	3,05 (p.u.)
L'_d	0,239 (p.u.)
L''_d	0,1334 (p.u.)
L_q	3,05 (p.u.)
L'_q	0,239 (p.u.)
L''_q	0,1334 (p.u.)
L_l	0,15 (p.u.)

Fonte: Autor

Tabela 12: Parâmetros do controlador de rotação no experimento de validação elétrica 3

Parâmetro	Valor
K_p	5 (adim)
T_i	2,5s

Fonte: Autor

Figura 61: Rotações do MCA 1 durante o experimento de validação elétrica 3

Fonte: Autor

Figura 62: Rotações do MCA 2 durante o experimento de validação elétrica 3

Fonte: Autor

correlação cruzada foi de 0,7316, pois as diferenças nos padrões de oscilações impactaram um pouco os resultados, ainda que esta correlação ainda seja um valor bem consistente.

Já nas Figuras 63 e 64 tem-se os resultados das potências mecânicas dos MCAs 1 e 2, respectivamente. Em ambos os casos, os resultados do SimProPMS e SimPowerSystems apresentam máximos sobressinais de amplitude semelhante, mas com o SimPowerSystems apresentando dinâmica levemente mais rápida e o SimProPMS com um comportamento um pouco mais oscilatório.

O MAE para o MCA 1 foi de 7616,6W e para o 2 foi de 5196,0W, o que é esperado porque os dois moto-geradores tem capacidades nominais distintas. Já a correlação cru-

Figura 63: Potências mecânicas do MCA 1 durante o experimento de validação elétrica 3

Fonte: Autor

Figura 64: Potências mecânicas do MCA 2 durante o experimento de validação elétrica 3

Fonte: Autor

zada entre os resultados do SimProPMS e do SimPowerSystems para ambos os geradores foi de 0,9938, um resultado bastante satisfatório.

Assim como nos demais experimentos, as magnitudes dos fluxos magnéticos foram as variáveis que apresentaram maiores discrepâncias entre o SimPowerSystems e o SimProPMS. Nota-se que ambos os simuladores tem comportamentos bem próximos nas componentes de baixa frequência, mas nas harmônicas mais altas há algumas discrepâncias, como pode ser notado nas Figuras 65 e 66.

O MAE para os sinais do gerador 1 foi de 0,0045, em p.u., e para o gerador 2 foi de 0,005, também em p.u. Já a correlação cruzada para o gerador 1 foi de 0,8738 e para o

Figura 65: Magnitudes dos fluxos magnéticos do gerador 1 durante o experimento de validação elétrica 3

Fonte: Autor

Figura 66: Magnitudes dos fluxos magnéticos do gerador 2 durante o experimento de validação elétrica 3

Fonte: Autor

gerador 2 foi de 0,8710. Os resultados do MAE para ambos os geradores foi muito bom, com um erro médio bem pequeno e as correlações obtidas foram elevadas, apesar das diferenças nas harmônicas mais altas.

As Figuras 67 e 68 mostram os resultados das fases dos fluxos magnéticos para este experimento. Os resultados para esta variável foram excelentes, com o SimProPMS apresentando um comportamento um pouco mais oscilatório.

O MAE para o gerador 1 foi de $0,1829^\circ$ e a correlação cruzada foi de 0,9999. Já para o gerador 2 o MAE foi de $0,0979^\circ$ e a correlação cruzada apresentou um valor de 0,9998,

Figura 67: Fases dos fluxos magnéticos do gerador 1 durante o experimento de validação elétrica 3

Fonte: Autor

Figura 68: Fases dos fluxos magnéticos do gerador 2 durante o experimento de validação elétrica 3

Fonte: Autor

o que significa que ambos os resultados foram excelentes.

As Figuras 69 e 70 apresentam as magnitudes das correntes elétricas dos geradores 1 e 2, respectivamente, para este experimento, no qual os resultados entre o SimProPMS e o SimPowerSystems foram próximos, tanto no que tange regime permanente quanto resposta transitória. Isso fica claro ao se analisar o MAE, que para o gerador 1 foi de 0,005, em p.u., e para o segundo foi de 0,004, também em p.u. Já as correlações cruzadas foram 0,9998 e 0,9999 para os dois geradores, respectivamente.

As fases das correntes elétricas neste experimento apresentaram resultados próximos

Figura 69: Magnitudes das correntes elétricas do gerador 1 durante o experimento de validação elétrica 3

Fonte: Autor

Figura 70: Magnitudes das correntes elétricas do gerador 2 durante o experimento de validação elétrica 3

Fonte: Autor

para ambos os geradores, como pode ser visto nas Figuras 71 e 72. Os valores em regime permanente foram muito parecidos, com um MAE de $0,1193^\circ$ e $0,1243^\circ$ para os geradores 1 e 2, respectivamente. Já a resposta transitória apresenta similaridade muito boa, com uma correlação cruzada de 0,9995 e 0,9998 para os geradores 1 e 2, respectivamente.

Os resultados das correntes elétricas, junto com os da potência mecânica mostram que os resultados do compartilhamento de carga para os dois simuladores foram compatíveis. O SimProPMS não apresentou comportamentos anômalos nem diferenças gritantes ao SimPowerSystems nesta situação, o que é um resultado bastante satisfatório.

Figura 71: Fases das correntes elétricas do gerador 1 durante o experimento de validação elétrica 3

Fonte: Autor

Figura 72: Fases das correntes elétricas do gerador 2 durante o experimento de validação elétrica 3

Fonte: Autor

Nota-se, nas Figuras 73 e 74, que as magnitudes das tensões neste experimento tiveram comportamentos relativamente semelhantes na resposta transitória, mas desvios relativos um pouco maiores em regime permanente. O MAE para os geradores 1 e 2 foram de 0,0113, em p.u., em ambos os casos. Já a correlação cruzada para ambos os geradores foi de 0,9158.

Assim como nas fases dos fluxos magnéticos, as fases das tensões apresentaram resultados muito semelhantes, como pode ser visto nas Figuras 75 e 76. O MAE para o gerador 1 foi de 0,1390° e para o gerador 2 foi de 0,1523°. Já a correlação cruzada foi de

Figura 73: Magnitudes das tensões elétricas do gerador 1 durante o experimento de validação elétrica 3

Fonte: Autor

Figura 74: Magnitudes das tensões elétricas do gerador 2 durante o experimento de validação elétrica 3

Fonte: Autor

0,9999 em ambos os geradores.

De maneira geral, os resultados dos experimentos foram bastante satisfatórios, com o SimProPMS apresentando resultados próximos às simulações utilizando os blocos do SimPowerSystems.

Alguns resultados apresentaram algumas discrepâncias no comportamento dinâmico, tais como as magnitudes de fluxos magnéticos e tensões elétricas, mas sem apresentar desvios vultosos ou resultados conflitantes, o que fica muito claro ao se avaliar o MAE entre os resultados dos simuladores e as correlações cruzadas dos sinais. O único caso

Figura 75: Fases das tensões elétricas do gerador 1 durante o experimento de validação elétrica 3

Fonte: Autor

Figura 76: Fases das tensões elétricas do gerador 2 durante o experimento de validação elétrica 3

Fonte: Autor

de maior discrepâncias nas correlações foram nas magnitudes dos fluxos e tensões no experimento 2, onde as componentes de frequência mais alta degradaram o resultado da correlação, ainda que o MAE tenha apresentado um bom resultado para esses sinais.

Tais diferenças se devem ao fato que o SimProPMS é um simulador em tempo real e, por conta disso, seu passo de simulação não pode ser reduzido a ponto de perder essa característica. Quando as simulações do SimPowerSystems eram feitas com as mesmas configurações de passos e métodos numéricos do SimProPMS, isso resultava em erros de simulação.

Logo, as simulações usando o SimPowerSystems usaram passos de integração variáveis e com tolerâncias mais baixas, tendo então uma precisão numérica maior e consequentemente demorando muito mais tempo para rodar as simulações. Nos três experimentos testados, o SimProPMS demorou, em média, 2% do tempo que o SimPowerSystems precisava para rodar cada caso.

Portanto, os resultados obtidos pelo SimProPMS são bastante expressivos neste sentido, se mostrando um simulador que apresenta resultados interessantes e com tempos de computação muito menores que o SimPowerSystems.

6 SIMULAÇÕES REALIZADAS

O SimProPMS pode realizar simulações com até 4 geradores e 4 propulsores. Neste capítulo, os geradores e propulsores são utilizados com a mesma parametrização em todos os experimentos realizados.

Então, dos quatro geradores, o primeiro tem os mesmos valores que os apresentados na Tabela 10, o segundo e o terceiro tem seus parâmetros apresentados na Tabela 11. Já o quarto gerador tem a sua parametrização mostrada na Tabela 13.

Tabela 13: Parâmetros do gerador 4

Parâmetro	Valor
Tensão de linha	6600V
Potência nominal do MCA	1640000W
Potência nominal do gerador	1962500VA
Frequência elétrica	50Hz
Pares de polos	4
Momento de inércia do moto-gerador	333,8kg.m ²
Resistência estator	0,0060 (p.u.)
L_d	2,95 (p.u.)
L'_d	0,214 (p.u.)
L''_d	0,1148 (p.u.)
L_q	2,95 (p.u.)
L'_q	0,214 (p.u.)
L''_q	0,1148 (p.u.)
L_l	0,15 (p.u.)

Fonte: Autor

Já os controladores PI de rotação dos quatro MCAs tem a seguinte sintonia:

Tabela 14: Parâmetros do controlador de rotação dos MCAs nas simulações

Parâmetro	Valor
K_p	8 (adim)
T_i	16s

Fonte: Autor

O controlador de rotação dos MCAs tem como principal atribuição rejeitar perturbações na variável controlada causadas por variações nas cargas. A sintonia adotada

tem como objetivo conter rapidamente essas perturbações, com o ganho proporcional elevado, e retornar a rotação de forma suave ao valor nominal, com a constante de tempo integral pouco agressiva.

Com relação ao controle de tensão dos geradores, neste capítulo utiliza-se um PI, cuja sintonia é mostrada na Tabela 15.

Tabela 15: Parâmetros do controlador de tensão nas simulações

Parâmetro	Valor
K_p	2 (adim)
T_i	0,5s

Fonte: Autor

O ajuste deste controlador tem um ganho proporcional menos agressivo que o de rotação e uma constante de tempo consideravelmente menor. Isso se deve ao fato da tensão ter uma dinâmica bem diferente da rotação. O objetivo desta sintonia é rejeitar as perturbações na tensão de maneira rápida e também evitando comportamentos oscilatórios.

Já a matriz para compensação de potência reativa utilizada na excitatriz é dada pela Equação 6.1.

$$X_c = \begin{bmatrix} 0,005 & -0,005 & -0,005 & -0,008 \\ -0,005 & 0,005 & -0,005 & -0,008 \\ -0,005 & -0,005 & 0,005 & -0,008 \\ -0,005 & -0,005 & -0,005 & 0,010 \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

Notou-se através de testes que o moto-gerador 4, por ser uma unidade consideravelmente menor que as demais precisava de fatores de compensação maiores, principalmente nos experimentos 2, 3 e 4, nos quais ele começa mais perto da potência nominal que os demais desde o princípio.

Com relação à planta propulsora, há quatro propulsores elétricos à disposição para simulações, sendo dois tunelados e dois azimutais. Além disso, há também um MCP.

Os propulsores elétricos tem as seguintes parametrizações:

Sendo que utilizou-se como base as curvas de coeficientes de torque e empuxo do trabalho de Oosterveld (1970) e estas foram ajustadas através da Equação (3.20) e de acordo com os dados nominais dos propulsores na Tabela 16.

No modo de controle por rotação, a sintonia dos controladores PI é a mesma para todos os casos e é dada pela Tabela 17.

Tabela 16: Parâmetros dos propulsores elétricos

	Túnel 1	Túnel 2	Azimutal proa	Azimutal popa
Diâmetro do hélice	2,75m	2,75m	2,6m	2,6m
Rotação nominal do eixo	225rpm	225rpm	243rpm	243rpm
Rotação nominal do motor do propulsor	745rpm	745rpm	745rpm	745rpm
Redução para o eixo	13/43	13/43	16/49	16/49
Potência nominal	2200kW	2200kW	2200kW	2200kW
Posição em x	106,64m	-109,22m	102,42m	-113,58m
Posição em y	0m	0m	0m	0m
Coef. de atrito viscoso	75N.s/rad	75N.s/rad	85N.s/rad	85N.s/rad
Coef. de atrito de Coulomb	2000N	2000N	2000N	2000N
Momento de inércia	1500N.m ²	1500N.m ²	900N.m ²	900N.m ²

Fonte: Autor

Tabela 17: Parâmetros do controlador de rotação dos propulsores elétricos

Parâmetro	Valor
K_p	20 (adim)
T_i	0,1s

Fonte: Autor

A sintonia da Tabela 17 tem como objetivo fazer a rotação seguir o sinal de referência, não só no regime permanente como também durante sua trajetória em transitórios, além de evitar sobressinais.

Já os parâmetros dos filtros de geração de trajetória do sinal de referência e do limitador de derivadas utilizados nos controladores da propulsão são mostrados na Tabela 18.

Tabela 18: Parâmetros do filtro de geração de trajetória e limitador de derivadas dos controladores da propulsão

Parâmetro	Valor
ω_r	10rad/s
ξ	1,0 (adim)
D_{max}	0,5rps/s

Fonte: Autor

Já os parâmetros referentes ao propulsor do MCP são mostrados na Tabela 19.

Os coeficientes de empuxo e torque foram implementados com base no trabalho de Lammeren, Manen e Oosterveld (1969) e ajustados de acordo com a Equação (3.20), tendo como referência os valores nominais de operação na Tabela 19.

A sintonia do controlador de rotação do MCP é mostrada na Tabela 20.

Dessa forma, com as componentes do modelo e do sistema de controle caracterizadas,

Tabela 19: Parâmetros dos propulsor do MCP

Parâmetro	Valor
Diâmetro do hélice	8m
Rotação nominal do eixo	91rpm
Redução para o eixo	1
Potência nominal	17091kW
Posição em x	-120,1m
Posição em y	0m
Coef. de atrito viscoso	260N.s/rad
Coef. de atrito de Coulomb	10000N
Momento de inércia	10000N.m ²

Fonte: Autor

Tabela 20: Parâmetros do controlador de rotação dos propulsor do MCP

Parâmetro	Valor
K_p	0,5 (adim)
T_i	6s

Fonte: Autor

é possível entrar no âmbito dos experimentos, com detalhes de quais componentes e de que forma são utilizadas em cada simulação.

6.1 Experimento 1

Nesta simulação o navio utilizado possui os quatro moto-geradores descritos no início deste capítulo e são usados os propulsores túnel 1, azimuthal de proa e de popa.

Os moto-geradores estão no barramento, sendo que os 3 e 4 iniciam já no balanceamento de cargas e os geradores 1 e 2 estão em espera, além disso, todos os propulsores estão no modo de controle de rotação. A parte elétrica inicia com cargas de $z_1 = 0,12 + j0,08\Omega$ e $z_2 = 0,24 + j0,08\Omega$ na parte do barramento a 440V. Em $t = 100s$ é dado um degrau de empuxo de $1,765 \cdot 10^5 N$ no propulsor tunelado 1 (e um degrau de 60rpm no MCP). Em $t = 200s$ é aplicado um degrau de empuxo de $2,16 \cdot 10^5 N$ no propulsor azimuthal de proa e em $t = 300s$ é aplicado um degrau de empuxo no azimuthal de popa também $2,16 \cdot 10^5 N$. Em todos os propulsores tais valores correspondem a 80% do empuxo máximo. Em $t = 400s$ a carga z_2 sofre um curto circuito na parte do barramento a 440V. A simulação termina em 600s. O P/D de todos os propulsores é de 0,8 e os geradores estão em modo de compartilhamento de carga proporcional (primeira implementação da seção 4.2.1).

O objetivo desta simulação é verificar como a planta integrada se comporta quando há aumento de demanda por parte dos propulsores, avaliar a atuação do sistema de proteção

da planta em caso de curto circuito e analisar como a planta se comporta com o esquema de compartilhamento de cargas proporcional, incluindo o consumo de combustível.

Figura 77: Rotações dos MCAs durante o experimento 1

Fonte: Autor

A rotação dos MCAs durante esta simulação é mostrada na Figura 77, onde pode-se notar a ocorrência de transitórios logo após 100s, 200s e 300s, isso se deve ao acionamento dos *thrusters* tunelado, azimuthal de proa e de popa, respectivamente. As flutuações de cargas podem ser vistas como perturbações do ponto de vista do controle da planta geradora, uma vez que um aumento da potência demandada causa uma redução temporária na rotação que é compensada pelo sistema de controle. Pode-se notar que o transitório gerado pelas demandas dos propulsores provoca uma flutuação não muito acentuada na planta, o que é desejado, uma vez que variações mais bruscas podem levar ao *shutdown* dos moto-geradores.

Já em $t = 400s$, ocorre o curto circuito na carga z_2 , que leva a planta a um transitório curto, mas com picos mais acentuados, até que o disjuntor da carga é desarmado por sobrecorrente, de maneira a mitigar a possível sobrecarga e assim a planta retorna à operação normal.

As rotações dos MCAs são praticamente idênticas entre si enquanto eles estão no barramento e em sincronismo. Como as cargas estão distribuídas proporcionalmente entre os moto-geradores e os controladores estão sintonizados com os mesmos ganhos normalizados, os geradores absorvem cargas proporcionais nas perturbações, fazendo com que suas respostas sejam extremamente parecidas.

Na Figura 78 são mostrados os *set-points* de rotação dos MCAs. O experimento

Figura 78: *Set-points* de rotações dos MCAs durante o experimento 1

Fonte: Autor

inicia apenas com os moto-geradores 3 e 4 absorvendo as cargas, e os demais em espera. Em 100s, a demanda de carga aumenta e os *set-points* dos geradores 3 e 4 aumentam para que eles absorvam carga e os demais não. As curvas de ambos neste instante estão sobrepostas. Em 200s, há um novo aumento na demanda devido à planta propulsora, e o gerador 2 passa a absorver carga também. Neste momento, é necessário que o moto-gerador 2 assuma mais carga, enquanto os 3 e 4 diminuam um pouco a sua potência demanda, tendo como resultado um aumento no *set-point* do 2 e diminuição do 3 e 4.

Em $t = 300s$, há um novo aumento de demanda na planta propulsora, ocorrendo um incremento nos *set-points* dos moto-geradores 2, 3 e 4, que já estão com as cargas compartilhadas. Em 400s, com o curto circuito na carga, o gerador 1 momentaneamente entra no modo de compartilhamento, como se pode notar no rápido pico no seu *set-point* na Figura 78, mas retornando ao valor nominal após o desarmamento do disjuntor.

Já na Figura 79 tem-se as magnitudes dos fluxos magnéticos referentes a este experimento, onde ψ_i indica a curva referente ao gerador i . Nota-se que os geradores, quando estão compartilhando carga, estão com as curvas praticamente sobrepostas, enquanto os que estão em espera tem magnitudes um pouco inferiores, o que é esperado, uma vez que o compartilhamento de cargas se dá de forma proporcional, logo, o fluxo normalizado deve ser o mesmo para os geradores em *load sharing*.

Na Figura 80 tem-se as fases dos fluxos magnéticos para este experimento. Quando os geradores estão em compartilhamento de carga, seus perfis de variações são parecidos,

Figura 79: Magnitudes dos fluxos magnéticos durante o experimento 1

Fonte: Autor

Figura 80: Fases dos fluxos magnéticos durante o experimento 1

Fonte: Autor

ainda que as componentes contínuas dos seus sinais tenham valores diferentes. Neste caso, os valores das fases podem ser um pouco diferentes porque há uma regulação da potência reativa através da compensação da tensão na excitatriz, mas isso não significa que as potências reativas são compartilhadas de maneira proporcional, resultando em distribuições de fase um pouco diferentes entre os geradores 4 e 3, por exemplo.

Na Figura 81 tem-se o comportamento das magnitudes das correntes de saída para cada um dos geradores, onde i_i indica a curva referente ao gerador i . Os geradores que estão compartilhando carga tem aumento nas suas correntes a cada vez que a demanda aumenta, e este aumento se mantém após estabilização da planta. Os que não estão em

Figura 81: Magnitudes das correntes de saída dos geradores durante o experimento 1

compartilhamento tem um incremento momentâneo que é compensando pelo sistema de controle, este valor não é necessariamente o mesmo de antes por conta da potência reativa, que é regulada mas não uniformemente distribuída.

Em $t = 400s$, as correntes sofrem variações bruscas por causa da sobrecarga instantânea por conta do curto circuito, mas que rapidamente se normalizam após o desligamento da carga.

Figura 82: Fases das correntes de saída dos geradores durante o experimento 1

Assim como nas Figura 80, as fases das correntes na Figura 82 possuem padrões de variações parecidos para geradores em compartilhamento de carga. Os que não estão compartilhando possuem padrões semelhantes entre si e distintos dos que estão em *load*

sharing, o que é esperado.

Figura 83: Magnitudes das tensões de saída dos geradores durante o experimento 1

Tem-se na Figura 83 as magnitudes das tensões de saída dos geradores para a simulação 1, onde v_i indica a curva referente ao gerador i . Nota-se que para os quatro geradores estas tensões estão sobrepostas, o que é esperado, já que os quatro estão conectados ao barramento. Nota-se que apesar de estar se usando um controlador PI, a tensão não se acomoda no valor unitário. Isso ocorre por conta da compensação da potência reativa, que ajusta o valor da tensão no terminal em função dos demais geradores, assim regulando as potências reativas, mas também causando desvios bem pequenos com relação ao valor nominal, o que não é um problema, uma vez que os controladores padrão, encontrados em (LEE, 1992) não tem componente integral, resultando em erros estacionários de qualquer maneira.

Assim como nos gráficos de fase dos fluxos e correntes, as fases das tensões na Figura 84 tem padrões de variação parecidos para geradores em compartilhamento de carga. Há uma distinção no padrão quando se compara um gerador que está em *load sharing* e outro que não está. Os valores médios podem ser distintos por conta da distribuição de potência reativa.

Na Figura 85 tem-se a posição das cremalheiras (válvulas de injeção de combustível) dos MCAs, onde Φ_i é a posição da cremalheira do MCA i e quando esta chega ao valor unitário significa que a válvula está totalmente aberta.

É possível verificar, na Figura 85, que os MCAs em compartilhamento de carga tem suas curvas sobrepostas, o que é esperado, uma vez que a divisão é proporcional.

Figura 84: Fases das tensões de saída dos geradores durante o experimento 1

Fonte: Autor

Figura 85: Posição das válvulas de injeção de combustível durante o experimento 1

Fonte: Autor

Para os motores em espera, a cremalheira está em uma posição mais próxima do fechamento, o que é esperado, pois eles não estão assumindo as cargas elétricas. Com um aumento na demanda, em um primeiro momento, há um incremento em suas posições, para manter a rotação no *set-point*, que é rapidamente compensado pelo algoritmo de *load sharing*, que faz com que os geradores em compartilhamento assumam a nova demanda e mantém os em espera apenas girando na rotação nominal.

Na Figura 86 são mostrados os consumos de combustível dos MCAs em função do tempo. Conforme esperado, as curvas tem um aspecto semelhante à evolução das posições das cremalheiras no tempo, com a diferença que a curva de consumo é dada em unidades

Figura 86: Consumo de combustível dos MCAs durante o experimento 1

Fonte: Autor

de engenharia e não é normalizada. Neste experimento, o MCA 1 consumiu 13,62kg de combustível durante a simulação, o MCA 2 consumiu 26,20kg, o terceiro 33,26kg e o MCA 4 teve um consumo de 14,31kg, resultando em um total de 87,39kg. O combustível levado em consideração nas simulações foi o *Heavy Fuel Oil* (HFO).

Figura 87: Tensões de campo durante o experimento 1

Fonte: Autor

Na Figura 87 são mostradas as tensões de campo de cada um dos geradores durante a simulação, onde v_{fi} é a tensão de campo referente ao gerador i . Pode-se reparar na Figura 87 que as tensões vão crescendo a medida que a potência demandada também aumenta, para os geradores em *load sharing*. Contudo, não há um compartilhamento de carga totalmente uniforme como na Figura 85, isso se deve ao fato de que também há a potência

reativa, que não é compartilhada proporcionalmente, mas é regulada pelas impedâncias de compensação da excitatriz, ou seja, é mantido um equilíbrio entre as potências reativas absorvidas pelos geradores, mas sem necessariamente elas serem proporcionais.

Figura 88: Potências dos MCAs durante o experimento 1

Fonte: Autor

Já a Figura 88 mostra o comportamento da potência desenvolvida por cada um dos MCAs. Esta variável assume um aspecto bem semelhante ao determinado pela posição da válvula de injeção de combustível, na Figura 85, com a diferença que as potências são unidades dimensionais, então os MCAs em compartilhamento de potência apresentaram valores proporcionais, mas não iguais. Os MCAs fora do *load sharing* apresentam valores baixos de potência, conforme esperado.

Figura 89: Ângulos de potência durante o experimento 1

Fonte: Autor

Na Figura 89 são mostrados os ângulos de potência com relação ao gerador 1, que é o último a entrar em compartilhamento de cargas. Por isso, seu ângulo é sempre zero e aqueles que estão em compartilhamento de carga apresentam valores positivos, pois assumem mais carga que o de referência. Aqueles que estão em *standby* apresentam ângulos próximos a zero.

Figura 90: Rotação dos propulsor túnel durante o experimento 1

Fonte: Autor

Na Figura 90, tem-se o gráfico do comportamento da rotação do propulsor túnel 1, com foco no seu aumento de demanda, onde a curva azul tracejada é o *set-point* e a em vermelho é o valor da rotação. Nota-se que a rotação acompanha a referência de maneira muito rápida, o que é esperado e desejado, uma vez que o propulsor precisa responder rapidamente às demandas, uma vez que certas manobras precisam ser feitas em caráter de urgência. Antes de $t = 100s$ o valor da rotação é nulo e após o aumento ela se mantém no mesmo patamar de 225rpm.

Assim como no caso do propulsor tunelado, a resposta da rotação do azimuthal de proa na Figura 91 também é bastante rápida, com a rotação (em vermelho) seguindo bem próxima do *set-point* (azul tracejado).

Assim como nos demais propulsores, a resposta à demanda de rotação no propulsor azimuthal de popa foi bem rápida, com a variável controlada (vermelho) seguindo de perto o *set-point*.

Já na Figura 93 tem-se a rotação do MCP durante o experimento, onde se inseriu um degrau de 60rpm em $t = 100s$. A resposta do MCP é mais lenta, primeiro porque seu propósito principal de uso em um navio DP é para navegação e não manobras, e também por ser um motor muito maior, sua dinâmica acaba sendo mais lenta.

Figura 91: Rotação dos propulsor azimuthal de proa durante o experimento 1

Fonte: Autor

Figura 92: Rotação dos propulsor azimuthal de popa durante o experimento 1

Fonte: Autor

Na Figura 94 são mostradas as potências consumidas pelos propulsores durante a simulação. Nos três casos, a dinâmica da rotação foi rápida e, por consequência, a da potência também a é. Nota-se um rápido sobressinal durante o aumento de demanda, que é rapidamente levado ao valor estacionário.

Figura 93: Rotação do MCP durante o experimento 1

Fonte: Autor

Figura 94: Potências dos propulsores durante o experimento 1

Fonte: Autor

6.2 Experimento 2

O experimento 2 se dá na mesma sequência de eventos da simulação 1, sendo que a única diferença é que os geradores estão no modo de compartilhamento de carga utilizando o algoritmo de Hansen (HANSEN, 2000), que é a segunda implementação mostrada na subseção 4.2.1, onde um gerador começa absorvendo toda a carga e os demais vão assumindo gradativamente as cargas adicionais. O propósito deste experimento é verificar a diferença que este modo de *load sharing* causa na planta elétrica, bem como a verificação do consumo de combustível em comparação com a simulação 1, onde se utilizou um compartilhamento de cargas proporcional.

Figura 95: Rotações dos MCAs durante o experimento 2

Fonte: Autor

O gráfico da Figura 95 apresenta as rotações dos MCAs na simulação 2 e possui um aspecto bastante semelhante ao da Figura 77, o que é esperado, uma vez que a carga e a sequência de eventos são as mesmas do experimento anterior.

Figura 96: Set-point de rotações dos MCAs durante o experimento 2

Fonte: Autor

Já a Figura 96 mostra o comportamento dos *set-points* de rotação durante o experimento 2. Nota-se diferenças importantes com relação a simulação anterior. Ainda que os geradores 3 e 4 comecem compartilhando carga também, este deve absorver o máximo de carga possível e aquele vai atendendo à demanda excedente. Assim sendo, o gerador 4 já começa com uma carga alta com relação a sua potência nominal e, no primeiro aumento da demanda propulsora, o gerador 3 deve absorver a carga adicional, de maneira que

seu *set-point* aumenta e o do 4 diminui. O mesmo ocorre em $t = 200$ s, com o gerador 3 recebendo o aumento na demanda e o 4 tentando manter a mesma potência, de forma a realizar o balanceamento nos valores de referência, com o 3 aumentando momentaneamente e o 4 reduzindo.

Em 300s, com a demanda no azimutal de popa, é necessário que o gerador 2 comece a assumir carga, logo, seu *set-point* tem um incremento e os dos geradores 3 e 4 um leve decremento, pois ambos já estão em um valor elevado de potência.

Em 400s, há o curto circuito, com um breve pico de potência que rapidamente é restaurado, de forma que os *set-points* variam de forma a restabelecer o equilíbrio na planta elétrica.

Figura 97: Magnitudes dos fluxos magnéticos durante o experimento 2

Fonte: Autor

A magnitude do fluxo no gerador 4 começa mais elevada pois ele inicia a simulação com um percentual da sua carga mais alto, como pode ser visto na Figura 97. A medida que o gerador 3 vai recebendo mais carga, a magnitude do seu fluxo vai alcançando a do gerador 4.

O gerador 2 entra em *load sharing* depois e não chega a alcançar o módulo dos fluxos dos 3 e 4. O gerador 1, por não assumir carga, tem o fluxo mais baixo.

Na Figura 98, tem-se as fases dos fluxos magnéticos na simulação 2. Neste caso, como não há compartilhamento proporcional de cargas, os padrões de variações são mais distintos.

Na Figura 99, o funcionamento do algoritmo de Hansen (HANSEN, 2000) fica muito claro, pois a corrente do gerador 4 tem magnitude elevada e a do 3 vai subindo até atingir

Figura 98: Fases dos fluxos magnéticos durante o experimento 2

Fonte: Autor

Figura 99: Magnitudes das correntes elétricas durante o experimento 2

Fonte: Autor

um patamar e, a partir daí, a corrente do gerador 2 começa a crescer também. O gerador 1, como não chega a compartilhar carga, mantém sempre a corrente em um valor baixo, tendo apenas um rápido pico devido ao curto circuito ocorrido em 400s, que rapidamente retorna aos valores anteriores à sobrecarga.

Assim como no caso dos fluxos, as fases das correntes elétricas na Figura 100 variam com um padrão distinto uma das outras, uma vez que o compartilhamento de cargas não se dá mais de forma proporcional.

Assim, como no experimento 1, os módulos das tensões na Figura 101 não ficam fixados em 1 por conta das impedâncias de compensação da potência reativa dentro do

Figura 100: Fases das correntes elétricas durante o experimento 2

Fonte: Autor

Figura 101: Magnitudes das tensões na saída dos geradores durante o experimento 2

Fonte: Autor

controle de tensão dos geradores.

Como todos os geradores estão no barramento, as magnitudes estão sincronizadas, e nota-se o mesmo transitório rápido quando ocorre o curto circuito na carga em 400s rapidamente rejeitado após o desarmamento do disjuntor.

As fases das tensões na Figura 102 seguem um padrão semelhante das fases dos fluxos magnéticos neste experimento, como pode ser visto também na Figura 98.

A Figura 103 mostra o comportamento da válvula de injeção de combustível dos MCAs durante o experimento. Este gráfico mostra de forma bastante clara o funcionamento do algoritmo de *load sharing* usado neste experimento, com o MCA 4 assumindo toda a carga

Figura 102: Fases das tensões na saída dos geradores durante o experimento 2

Fonte: Autor

Figura 103: Posição das válvulas de injeção de combustível durante o experimento 2

Fonte: Autor

inicial, com sua posição em 0,7, que é o limite de potência especificado no algoritmo. Em 100s, o MCA 3 começa a receber as cargas adicionais, até que a posição da sua cremalheira atinge o valor de 0,7 e, a partir deste momento (aproximadamente 300s) o MCA 2 passa a assumir os incrementos de carga. O MCA 1 não chega a entrar em compartilhamento de carga e, por isso, a posição da válvula se mantém mais próxima do fechamento.

Na Figura 104 são mostrados os consumos de combustível dos MCAs em função do tempo. As curvas tem um aspecto semelhante à evolução das posições das válvulas de injeção de combustível. Ademais, o MCA 1 consumiu 13,49kg de combustível durante a simulação, o MCA 2 teve um consumo de 17,12kg e o 3 de 33,86kg e o MCA 4 um

Figura 104: Consumo de combustível dos MCAs durante o experimento 2

Fonte: Autor

consumo de 19,39kg. No total fora consumidos 83,86kg de combustível, o que representa uma economia de 4,04% com relação ao experimento 1. Este resultado é um indicativo importante de que o método proposto em Hansen (2000) proporciona economias relevantes de combustível, principalmente quando se for levar em conta um agregado de tempo maior.

Figura 105: Tensão de campo dos geradores durante o experimento 2

Fonte: Autor

A Figura 105 tem um perfil semelhante a outras curvas como corrente e posição da cremalheira, no entanto, ao contrário desta, as tensões de campo apresentam variações e incrementos por conta da potência reativa, que não é compartilhada proporcionalmente, mas sim regulada para manter a estabilidade dos geradores.

Já a Figura 106 apresenta as potências desenvolvidas pelos MCAs durante o experi-

Figura 106: Potências dos MCAs durante o experimento 2

Fonte: Autor

mento 2, que apresentam um aspecto semelhante às curvas de consumo de combustível na Figura 104, o que é esperado, uma vez que quanto maior o consumo maior a potência mecânica desenvolvida.

Figura 107: Ângulos de potência durante o experimento 2

Fonte: Autor

Na Figura 107 pode-se notar o comportamento dos ângulos de potência com relação ao moto-gerador 1 durante a simulação. Assim como na Figura 89, os ângulos dos geradores em *load sharing* estão acima de zero, pois assumem mais carga que o gerador 1 e aqueles em espera tem valores próximos de zero. Os ângulos obtidos são proporcionais às potências assumidas por cada gerador, levando em consideração a reativa também.

As rotações dos propulsores túnel 1, azimuthal de proa e popa seguem os mesmos

resultados da simulação 1, representado pelas Figuras 90, 91 e 91, respectivamente, uma vez que as condições para este experimento foram as mesmas para a planta propulsora e não houve interferência da planta geradora por algum problema que pudesse afetar o desempenho da propulsão. O mesmo pode ser dito da rotação do MCP e das potências dos propulsores, cujos resultados são representados pelas Figuras 93 e 94, respectivamente.

6.3 Experimento 3

Nesta simulação, os geradores 2, 3 e 4 utilizados nos experimentos anteriores estão em operação e o primeiro está em manutenção, ou seja, desligado. Os três geradores estão compartilhando carga utilizando o método de Hansen (HANSEN, 2000), com o 3 e o 4 assumindo a carga no início da simulação e o 2 em *standby*.

Em $t = 50s$ é dado um degrau no empuxo do propulsor túnel 1, com P/D de 0,8, gerando uma demanda de potência de 1,02MW. Em 100s, há demanda de potência de cerca de 1,06MW do propulsor azimutal de proa, com P/D de 1,0, seguida de um degrau no azimutal de popa de 1,14MW em 150s, com P/D de 1,2. Todos os propulsores estão no modo de controle de rotação e em todos os casos as demandas correspondem à 80% do empuxo máximo de cada propulsor, o que corresponde aos mesmos valores em N dos experimentos 1 e 2. Neste caso, mostrou-se a demanda de potência de cada propulsor para mostrar a que ponto a planta é levada nesta simulação.

Por último, em 200s, há uma demanda de 1,20MW no propulsor túnel 2, que está com P/D de 1,0. Além disso, há cargas não essenciais ligadas, resultando em uma impedância de $z_{ne} = 0,05 + j0,04\Omega$ do lado do barramento de 440V.

O propósito deste experimento é avaliar como a planta se comporta quando a demanda atinge os limites da capacidade geradora por conta de uma manutenção nesta, onde há uma limitação na potência geradora disponível. Dessa forma, neste experimento são verificados alguns dos mecanismos de proteção da planta apresentados neste trabalho e de que forma eles atuam para prevenir um blecaute.

As rotações dos MCAs são mostradas na Figura 108, onde percebe-se que os três MCAs em operação estão com suas rotações sincronizadas, conforme esperado. A cada aumento na demanda de potência há um transitório com uma queda e um retorno a valores próximos dos nominais.

Em 200s, a demanda passa a ser alta demais para a planta, o que resulta em uma queda inicial, seguida de um aumento na rotação a partir do momento em que o FPBS atua de

Figura 108: Rotações dos MCAs durante o experimento 3

Fonte: Autor

maneira a diminuir provisoriamente a potência nos propulsores. Com essa tendência de redução na potência propulsora mantida, as cargas não essenciais são desligadas, causando outro transitório em cerca de 220s. E, após isso, as rotações vão lentamente retornando ao seu valor nominal.

Figura 109: Set-points de rotações dos MCAs durante o experimento 3

Fonte: Autor

Nota-se, na Figura 109, em 100s, que o moto-gerador 4 tem seu *set-point* reduzido para ceder carga ao 3, que tem seu valor de referência aumentado para absorver carga. Em 100s, o MCA 2 entra em *load sharing*, passando a absorver carga com o aumento em seu *set-point*, enquanto os demais tem uma redução. Em 150s essa tendência é reforçada devido a um novo aumento na carga, que é totalmente absorvida pelo segundo moto-

gerador, uma vez que os demais estão mais perto das suas capacidades nominais.

Em 200s, todos tem um aumento no valor de referência, com o segundo tendo um incremento mais pronunciado. Isso é uma amostra de que a planta está perto do limite, uma vez que há aumento de demanda em todos os MCAs. Em 220s, as cargas não essenciais são desligadas, resultando em uma redução brusca na demanda e consequentemente dos valores de *set-points*, que tem uma queda rápida, seguida de uma estabilização gradativa até o fim da simulação.

Figura 110: Magnitudes dos fluxos magnéticos durante o experimento 3

Fonte: Autor

Na Figura 110 são mostradas as magnitudes dos fluxos magnéticos dos geradores, que se mantém próximas de 1,05 na maior parte do experimento, apresentando uma queda em 200s devido à sobrecarga e um pico em 220s por conta do desligamento das cargas não essenciais, retornando a valores próximos do unitário.

Já na Figura 111 são apresentadas as fases dos fluxos magnéticos na simulação 3. A medida que as potências absorvidas por cada gerador aumentam, suas fases tendem a se tornar mais próximas, sendo que, ao final da simulação, com os geradores mais próximos das suas capacidades nominais, suas fases também estão com valores semelhantes.

Na Figura 112 são mostradas as magnitudes das correntes de saída dos geradores. Este gráfico indica claramente como se dá o compartilhamento de potência, com o gerador 4 iniciando com uma carga mais elevada e o 3 absorvendo o aumento da demanda, até atingir uma carga alta.

A partir daí o gerador 2 começa a assumir as novas demandas, até que em 200s o novo aumento da demanda atinge o limite da capacidade geradora, que é rapidamente

Figura 111: Fases dos fluxos magnéticos durante o experimento 3

Fonte: Autor

Figura 112: Magnitudes das correntes de saída dos geradores durante o experimento 3

Fonte: Autor

diminuída pela redução da potência propulsora provisória pelo FPBS, causando oscilações na corrente entre 200 e 220s, seguida de uma queda após 220s devido ao desligamento das cargas não essenciais.

Assim como na Figura 111, as fases das correntes tendem a atingir valores mais próximos na Figura 113 a medida que suas cargas passam a ser proporcionalmente mais próximas.

Na Figura 114, são mostradas as tensões de saída dos geradores durante o experimento. As tensões, na maior parte da simulação estão próximas do valor unitário. Assim como nos demais experimentos, este valor não é 1 porque há a compensação de potência reativa,

Figura 113: Fases das correntes de saída dos geradores durante o experimento 3

Figura 114: Magnitudes das tensões de saída dos geradores durante o experimento 3

que altera o valor de referência com este propósito.

Em 200s, há uma queda na tensão devido à sobrecarga, que é contida por conta da atuação do FPBS, que a mantém um pouco abaixo de 0,95 e, em 220s, há o desligamento das cargas não essenciais, causando um pico seguido da estabilização da planta.

Assim como nos gráficos das fases dos fluxos e correntes, as fases das tensões, na Figura 115, passam a ter valores mais próximos quando as potências assumidas são contíguas em proporção.

O gráfico da Figura 116 as posições das cremalheiras durante a simulação 3, que ilustram bem o esquema de compartilhamento de cargas. O MCA 4 inicia com uma

Figura 115: Fases das tensões de saída dos geradores durante o experimento 3

Fonte: Autor

Figura 116: Posição das válvulas de injeção de combustível durante o experimento 3

Fonte: Autor

posição mais aberta da válvula (maior valor) e o MCA 3 tem sua cremalheira cada vez mais aberta devido ao aumento de demanda. A partir de 100s o mesmo ocorre com o 2.

Em 200s, com a sobrecarga seguida da atuação do FPBS, há um transitório seguido de oscilações, e após isso há um pico devido ao desligamento das cargas não essenciais, seguido de uma estabilização.

Na Figura 117 são mostrados os consumos de combustível dos MCAs, que seguem o comportamento das válvulas de injeção de combustível, mas em valor absoluto. Como o MCA 4 é menor que os demais, seu consumo em unidades de engenharia segue essa tendência, ainda que ele trabalhe por mais tempo próximo da sua capacidade nominal.

Figura 117: Consumo de combustível dos MCAs durante o experimento 3

Fonte: Autor

Nesta simulação, o MCA 2 consumiu 11,68kg de combustível durante a simulação, os MCA 3 consumiu 14,94kg e o MCA 4 6,55kg.

Figura 118: Tensões de campo durante o experimento 3

Fonte: Autor

A Figura 118 apresenta as tensões de campo dos geradores durante o experimento. Esta variável, por conta da potência reativa, pode assumir padrões diferentes que a posição da cremalheira, como se nota nas oscilações presentes no gerador 4 em 100 e 150s. Em 200s, as tensões de campo dos 3 geradores saturam e caem após o desligamento das cargas não essenciais. Nota-se que após o desligamento, as tensões de campo passam a ser menores do que os valores encontrados até 200s, muito por conta do fator de potência das cargas desligadas.

Figura 119: Potências dos MCAs durante o experimento 3

Fonte: Autor

Nota-se, na Figura 119, que as potências mecânicas assumem um comportamento muito próximo do consumo de combustível na Figura 117. Nota-se que os três MCAs estão um pouco abaixo dos seus valores nominais de potência durante a sobrecarga (ver Tabelas 10, 11 e 13), mas esta se dá por conta da potência aparente na porção elétrica da planta.

Figura 120: Ângulos de potência durante o experimento 3

Fonte: Autor

Na Figura 120 são mostrados os ângulos de potência dos geradores durante esta simulação. Como o gerador 1 não participa do experimento, o 2 é utilizado como referência aqui. Nota-se que o gerador 4 inicia com o maior ângulo de potência, o que é esperado, já que ele assume a maior carga proporcionalmente. A medida que o moto-gerador 3 vai

assumindo demanda, seu ângulo aumenta, entre 50 e 100s.

Em $t = 100$ s o gerador 2 começa a assumir carga, com isso, como ele é a referência, seu ângulo não aumenta, mas sim os demais diminuem. Na sobrecarga, todos os ângulos estão muito próximos de zero, o que indicam que proporcionalmente suas cargas são muito próximas, o que é fato, já que todos estão ao redor das suas potências nominais. Após o desligamento das cargas, os ângulos dos geradores 3 e 4 se afastam um pouco do zero devido à redução de potência demandada.

Figura 121: Sinal de desligamento das cargas não essenciais durante o experimento 3

Fonte: Autor

A Figura 121 mostra o sinal de desligamento das cargas não essenciais, que ocorre um pouco depois de 220s, o que está de acordo com os padrões apresentados nos demais gráficos deste experimento.

Figura 122: Rotações dos propulsores durante o experimento 3

Fonte: Autor

Agora, na Figura 122, são mostradas as rotações dos propulsores DP na simulação 3.

Nota-se que, dados os P/D de cada propulsor, quanto maior esta relação, menor o valor de rotação obtido para propulsores do mesmo tipo, com as mesmas especificações. No caso, o propulsor túnel 1 está com um P/D de 0,8, o túnel 2 de 1,0. Já o azimuthal de proa tem P/D de 1,0 e o de popa de 1,2.

Os valores de referência de empuxo foram calculados de forma a se atingir a rotação nominal no P/D de 0,8. Para valores maiores, a rotação obtida acaba sendo menor. Em 200s, se inicia uma atuação do FPBS para diminuir o impacto da sobrecarga, reduzindo as rotações de todos os propulsores. Após o desligamento das cargas não essenciais as rotações retornam ao patamar anterior.

Figura 123: Potências do propulsores durante o experimento 3

Fonte: Autor

A Figura 123 mostra as potências desenvolvidas pelos propulsores DP.

Em 200s há uma queda devido à sobrecarga, que gera uma atuação por parte do FPBS e, após o desligamento das cargas não essenciais, as potências retornam aos valores assumidos antes de 200s.

A Figura 124 mostra a atuação do FPBS de cada propulsor durante o experimento. O gráfico mostra o coeficiente de multiplicação do *set-point* de rotação. Por exemplo, se este coeficiente for 0,95, o valor de referência de rotação é multiplicado por este coeficiente. Como as variáveis de tensão e frequência da planta são as mesmas para todos os propulsores, as curvas ficam totalmente sobrepostas.

Em 200s fica evidente a redução de carga feita pelo FPBS por conta da sobrecarga que, após o desligamento das cargas não essenciais em 220s retorna ao valor unitário. Nota-se

Figura 124: Atuação do FPBS durante o experimento 3

Fonte: Autor

que a escolha de utilizar o FPBS no sinal de *set-point* não trouxe prejuízos para a planta, pois ainda assim foi possível reduzir rapidamente a carga e evitar um blecaute. Além disso, nota-se que a escolha da constante de tempo no filtro do FPBS (τ_{fpbs}) mostrou-se adequada, uma vez que a redução de carga foi rápida o suficiente para conter a sobrecarga, mas sem oscilações e ciclos limites.

O motivo de utilizar o FPBS antes do desligamento das cargas não essenciais é porque ele possui uma atuação mais rápida, o que ajuda a tirar a planta de uma sobrecarga mais crítica temporariamente para que o PMS possa agir retirando cargas. O FPBS pode ser implementado localmente no controlador do propulsor e por isso tem atuação mais rápida do que qualquer algoritmo implementado no PMS, que é um sistema de controle central, logo suscetível a atrasos de comunicação.

6.4 Experimento 4

No quarto experimento os quatro geradores estão no barramento, iniciando com uma carga de $z = 0,12 + j0,08\Omega$ do lado de 440V do barramento e compartilhando carga de acordo com o algoritmo proposto por Hansen (2000). Com esta carga, apenas o gerador 4 está assumindo carga no início do experimento.

Com 50s de simulação, há uma demanda de carga do propulsor túnel 1, cujo *set-point* de empuxo é dado pela Equação (6.2).

$$T_{ref,Tun1}(t) = [158860 + 17651\text{sen}(1,5708t)]H(t - 50) \quad (6.2)$$

onde $H(t)$ é a função degrau de Heaviside. Já em 100s há uma demanda no propulsor túnel 2, com o sinal de referência de empuxo dado pela Equação (6.3).

$$T_{ref,Tun2}(t) = \left[158860 + 17651 \sin \left(1,5708t + \frac{\pi}{2} \right) \right] H(t - 100) \quad (6.3)$$

Já em 150s há uma demanda no propulsor azimutal de proa, representada pela função de referência de empuxo da Equação (6.4).

$$T_{ref,AB}(t) = [194710 + 21634 \sin(1,5708t + \pi)] H(t - 150) \quad (6.4)$$

Por último, em 200s há a demanda de empuxo no propulsor azimutal de popa, cujo valor de referência é dado pela Equação (6.5).

$$T_{ref,AS}(t) = \left[194710 + 21634 \sin \left(1,5708t + \frac{3\pi}{2} \right) \right] H(t - 200) \quad (6.5)$$

A frequência das senoides teve como base os trabalhos de Whitcomb e Yoerger (1999b) e Sørensen e Smogeli (2009), que utilizaram em seus testes variações senoidais com frequência próximas a 1,5708rad/s.

Além disso, a Tabela 21 mostra uma relação dos controladores que são utilizados para cada propulsor neste experimento.

Tabela 21: Parâmetros da simulação do experimento de validação elétrica 1

Propulsor	Controlador
Túnel 1	Rotação
Túnel 2	Torque
Azimutal de proa	Potência
Azimutal de popa	iQ-P

Fonte: Autor

Sendo que, para os controladores de torque, potência e iQ-P, as estimativas de atrito e inércia são corretas, isto é, não há erros de medição. Todos os propulsores estão com P/D de 0,8 e o ângulo azimutal é nulo para os propulsores de proa e popa azimutais.

O propósito deste experimento é verificar o comportamento de cada controlador da propulsão com uma demanda variável, além de observar como a planta geradora lida com cargas senoidais e defasadas entre si. Optou-se por utilizar padrões de demandas propulsoras semelhantes a encontrados em outros trabalhos, tais como Whitcomb e Yoerger (1999b) e Sørensen e Smogeli (2009).

As rotações dos MCAs para esta simulação são mostradas na Figura 125. Nota-

Figura 125: Rotações dos MCAs durante o experimento 4

Fonte: Autor

se que as rotações estão sincronizadas, conforme esperado e, a partir de 50s passam a assumir um aspecto senoidal, por conta da demanda na propulsão. Percebe-se, a cada acionamento dos propulsores (em 50, 100, 150 e 200s), uma queda na componente contínua do sinal que é compensada pelo controlador. Nota-se também as harmônicas referentes a variações senoidais nas rotações dos MCAs, sendo que suas amplitudes são pequenas e não comprometem o sistema de controle no sentido de gerar atuações indevidas no sistema de proteção da planta, isto é, não ocorrem desligamentos de cargas nem reduções nas potências dos propulsores por conta dessas oscilações.

Figura 126: Set-point de rotações dos MCAs durante o experimento 4

Fonte: Autor

Já os *set-points* de rotações dos MCAs são apresentados na Figura 126, onde se

percebe que em 50s o MCA 3 passa a sumir carga, devido ao aumento no seu sinal de referência, enquanto o moto-gerador 4 tem uma redução, pois ele está mais próximo da sua capacidade nominal. As componentes senoidais são notadas nos sinais de *set-point*. Aqui vale ressaltar que os sinais de referência de rotação dos MCAs já passam por um filtro passa baixa com constante de tempo de 3s para atenuação de descontinuidades no chaveamento do modo do controlador (Equação (4.27)) e, se não fosse por isso, tais variações seriam ainda maiores.

O mesmo ocorre em 100s, com o MCA 3 recebendo mais carga e o 4 sendo impedido de receber mais carga. Em 150s, o moto-gerador 2 entra no compartilhamento, tendo seu *set-point* aumentado para receber carga, enquanto os demais tentam manter sua demanda atual ou continuam em espera, como é o caso do MCA 1.

Figura 127: Magnitudes dos fluxos magnéticos durante o experimento 4

Fonte: Autor

Já as magnitudes dos fluxos magnéticos nos geradores são mostradas na Figura 127. Nota-se que os fluxos começam a oscilar por causa da demanda senoidal, mas com amplitudes pequenas. Percebe-se também que quanto maior a carga assumida pelo gerador em proporção a sua potência nominal, maior é a componente contínua do módulo do fluxo.

Assim como nos demais experimentos, nota-se na Figura 128, que quanto maior a carga assumida pelo gerador, menor a fase do fluxo magnético. O gerador 1 em nenhum momento entra no compartilhamento de carga e sua fase se mantém em um patamar mais alto que aqueles que estão em *load sharing*. Ademais, a medida que os geradores 2 e 3 vão assumindo mais potência, suas fases vão se reduzindo e se aproximando daquela apresentada pelo gerador 4.

Figura 128: Fases dos fluxos magnéticos durante o experimento 4

Fonte: Autor

Nota-se que a partir do momento em que a demanda propulsora senoidal aparece, isso se reflete nas fases também, com oscilações de baixa amplitude.

Figura 129: Magnitudes das correntes de saída dos geradores durante o experimento 4

Fonte: Autor

Por sua vez, a Figura 129 mostra as magnitudes das correntes de saída dos geradores durante o experimento. O compartilhamento de cargas fica bastante claro no gráfico, com o gerador 4 iniciando com uma corrente elevada, o terceiro começando a ter um crescimento a partir de 50s.

Nota-se que o gerador 1 não chega a compartilhar carga, mas está muito próximo disso a partir de 230s, uma vez que as correntes dos demais geradores estão bastante elevadas nesta etapa da simulação. Um pequeno aumento na demanda já implicaria a entrada dele

em *load sharing*.

Percebe-se a partir de 50s um reflexo da demanda senoidal de potência sobre as correntes, mas com uma amplitude pequena, sem comprometer a planta.

Figura 130: Fases das correntes de saída dos geradores durante o experimento 4

Fonte: Autor

A Figura 130 mostra as fases das correntes durante a simulação 4. Nota-se que os geradores assumindo carga tem menos variações nas suas fases que os demais, assim como amplitude menor nas oscilações, como se pode notar com o gerador 4 durante todo o experimento e o 3 a partir de 50s. Essa diminuição nas variações de fase nas correntes dos geradores com carga também pode ser claramente notada na simulação 2, onde percebe-se que as fases do gerador 1 variam muito mais que os outros durante o experimento.

Figura 131: Magnitudes das tensões de saída dos geradores durante o experimento 4

Fonte: Autor

Já a Figura 131 apresenta as magnitudes das tensões de saída dos geradores. Nota-se que elas estão sincronizadas durante todo o experimento, o que é esperado e, a partir de 50s, passam a assumir um padrão oscilatório de pequena amplitude por causa da demanda de potência.

A componente contínua da tensão tende a aumentar com o aumento da demanda por causa da compensação de potência reativa, que altera os valores de *set-point* de cada gerador. O reflexo desse efeito pode ser visto na Figura 131.

Figura 132: Fases das tensões de saída dos geradores durante o experimento 4

Fonte: Autor

A Figura 132 mostra as fases das tensões dos geradores durante o experimento 4. Assim como no gráfico de fases dos fluxos magnéticos na Figura 128, as fases das tensões tendem a se reduzir a medida que a carga assumida pelo gerador vai aumentando. Os geradores fora do compartilhamento de carga tem valores de fase mais elevados e chegam a apresentar pequenas flutuações por conta de eventuais absorções ou rejeições de potência reativa.

Nota-se também que, com a demanda de potência propulsora com padrão senoidal, estas variações se refletem nas fases com oscilações de pequena amplitude.

Na Figura 133 são mostradas as posições das válvulas de injeção de combustível durante a simulação. Assim como nos experimentos 2 e 3, neste gráfico fica muito claro o funcionamento do compartilhamento de carga formulado por Hansen (2000) e os momentos nos quais os MCAs 2 e 3 passam a compartilhar carga, pois as posições de suas respectivas cremalheiras passam a subir consistentemente em 50 e 150s.

Nota-se também, a partir de 50s, oscilações devido à demanda de carga senoidal

Figura 133: Posição das válvulas de injeção de combustível durante o experimento 4

Fonte: Autor

oriunda dos propulsores.

Figura 134: Consumo de combustível dos MCAs durante o experimento 4

Fonte: Autor

Na Figura 134 são mostrados os consumos de combustível dos MCAs na simulação 4. Este gráfico guarda muita semelhança com a Figura 133, uma vez que a posição da cremalheira e o consumo de combustível são variáveis extremamente relacionadas, com a diferença que esta é descrita em unidades de engenharia. Dessa forma, o gerador 4, que é menor que os demais, tem um consumo menor que o 2 e o 3 na maior parte do experimento, ainda que esteja assumindo quase toda sua potência desde o início.

Durante esta simulação, os MCAs 1, 2, 3 e 4 consumiram 4,97, 8,81, 14,21 e 6,54kg de combustível, respectivamente.

Figura 135: Tensões de campo durante o experimento 4

Fonte: Autor

Percebe-se, na Figura 135, que as tensões de campo dos geradores 2 e 3 vão aumentando a medida que eles vão assumindo mais potência durante o experimento.

O gerador 4 tem leves incrementos durante a simulação por conta da potência reativa, mas tais aumentos não comprometem sua operação, pois a compensação de potência reativa segura este incremento. Algo semelhante ocorre com o gerador 1, que não compartilha carga, mas absorve um pouco de potência reativa. Nota-se também o reflexo das cargas senoidais na propulsão em pequenas oscilações nas tensões de campo.

Figura 136: Potências dos MCAs durante o experimento 4

Fonte: Autor

As potências desenvolvidas pelos MCAs são apresentadas na Figura 136. Conforme esperado, este gráfico apresenta comportamento análogo ao consumo de combustível dos

MCAs na Figura 134.

Figura 137: Ângulos de potência durante o experimento 4

Na Figura 137 são mostrados os ângulos de potência, com o gerador 1 como referência. Percebe-se em 50s o moto-gerador 3 assumindo carga e tendo um aumento no seu ângulo de potência, assim como o 2 em 150s. Os geradores fora do compartilhamento tem ângulos próximos de zero.

O gerador 4 começa com um valor de ângulo maior pois é o único assumindo carga no início do experimento e os geradores 2 e 3 ao final estão com ângulos muito próximos ao 4, o que significa que um pequeno incremento na carga já causaria a inclusão do gerador 1 em *load sharing*. As variações senoidais nas cargas se refletem de maneira suave nos ângulos de potência.

A Figura 138 mostra as rotações do propulsor túnel 1, com foco no momento em que há aumento na demanda. Como este propulsor está com o controlador de rotação, é exibida esta variável, bem como seu *set-point*. Nota-se que a rotação consegue seguir bem o sinal de referência, inclusive em regime permanente senoidal, com a rotação se sobrepondo ao *set-point*, ou seja, sem defasagens aparentes nem atenuações ou amplificações de ganho.

A Figura 139 apresenta as rotações do propulsor túnel 2, enfatizando o intervalo de tempo no qual há aumento na sua demanda. Este propulsor está no modo de controle por torque e, por isso, não há sinal de referência de rotação no gráfico. Nota-se que a rotação sobe em 100s com uma dinâmica rápida e mantém um aspecto senoidal após a subida.

A dinâmica deste controlador é determinada pelos parâmetros do filtro da Equação (4.5), pois a ação *feedforward* sobre o torque se dá sobre o sinal de referência de rotação

Figura 138: Rotação do propulsor túnel 1 durante o experimento 4

Fonte: Autor

Figura 139: Rotação do propulsor túnel 2 durante o experimento 4

Fonte: Autor

filtrado, que é a saída da Equação (4.5).

Na Figura 140 é mostrada a rotação do propulsor azimutal de proa, que está usando um controlador de potência. Assim como para as demais rotações, a subida se dá com dinâmica rápida e mantendo o aspecto senoidal após o degrau. Assim como no controlador de torque, a dinâmica neste caso também é ajustada através do filtro da Equação (4.5).

A Figura 141 mostra o gráfico da rotação do propulsor azimutal de popa, que está utilizando o controlador iQ-P. No começo da subida, até cerca de 62,5rpm, ele está no modo de controle de torque com integral do erro de rotação, após isso ele rapidamente transiciona para um controle por potência com o valor da integral congelado após saída

Figura 140: Rotação do propulsor azimuthal de proa durante o experimento 4

Fonte: Autor

Figura 141: Rotação do propulsor azimuthal de popa durante o experimento 4

Fonte: Autor

da região de controle por torque.

Ainda assim, este gráfico é bastante parecido com a Figura 140, principalmente porque na região do regime permanente senoidal o propulsor está na faixa de controle por potência.

Não são notadas descontinuidades durante a subida da rotação, na região de transição entre os controladores de torque integrativo e potência, o que é muito bom.

Por sua vez, o torque do propulsor túnel 1 são mostrados na Figura 142. Comparado com os gráficos de rotação, a subida desta curva de torque tem um aspecto mais próximo a um filtro de segunda ordem, dadas as inclinações e inflexões, principalmente no começo

Figura 142: Torque do propulsor túnel 1 durante o experimento 4

Fonte: Autor

da subida. Além disso, o torque assume um aspecto senoidal ao final do degrau, conforme esperado.

Figura 143: Torque do propulsor túnel 2 durante o experimento 4

Fonte: Autor

Percebe-se, na Figura 143, que o torque no propulsor túnel 2 segue muito bem o sinal de referência, seja na subida do degrau ou em regime permanente senoidal, com as curvas sobrepostas e sem atrasos entre as senoides de *set-point* e torque efetivo. Isto significa que a escolha dos parâmetros do filtro da Equação (4.5) estão adequadas e o controlador de torque consegue levar o sistema a seguir bem esta referência, ainda que não haja uma ação de *feedback* na sua elaboração.

A Figura 144 mostra o torque no propulsor azimuthal de proa, que tem um aspecto

Figura 144: Torque do propulsor azimuthal de proa durante o experimento 4

Fonte: Autor

bastante semelhante com os demais apresentados, com uma dinâmica rápida e aspecto senoidal após subida, conforme esperado.

Figura 145: Torque do propulsor azimuthal de popa durante o experimento 4

Fonte: Autor

Na Figura 145 é mostrado o sinal de torque do propulsor azimuthal de popa, que tem um aspecto bastante semelhante aos demais. Nota-se, assim como na Figura 141 que não há descontinuidades durante a subida do torque, na transição entre os controles do iQ-P.

Optou-se, neste caso, por não incluir o sinal de referência de torque, pois este sistema fica muito pouco tempo na região em que o controle por torque é ativo, logo, não há muito que possa ser concluído apenas no começo da subida da curva de torque.

A Figura 146 contém o gráfico da potência do propulsor túnel 1 durante a simulação

Figura 146: Potência do propulsor túnel 1 durante o experimento 4

Fonte: Autor

4. Nota-se, assim como nas demais curvas da planta propulsora neste experimento, uma subida rápida seguida de oscilações senoidais, conforme esperado.

Figura 147: Potência do propulsor túnel 2 durante o experimento 4

Fonte: Autor

Conforme esperado, a potência do propulsor túnel 2 tem um aspecto bastante parecido com o propulsor túnel 1, ainda que sejam utilizados controladores diferentes, como pode ser visto na Figura 147. No entanto, os parâmetros do filtro na geração de referência (Equação (4.5)) são os mesmos, o que aproxima muito a dinâmica desenvolvida.

Nota-se, na Figura 148 que a potência do propulsor azimuthal de proa segue muito bem seu sinal de referência, tanto na subida de potência quanto no regime permanente senoidal, com as curvas sobrepostas. Isso significa que não há atrasos entre as senoides,

Figura 148: Potência do propulsor azimuthal de proa durante o experimento 4

Fonte: Autor

nem atenuações ou amplificações nos ganhos, ou seja, há um ótimo rastreamento da referência.

Figura 149: Potência do propulsor azimuthal de popa durante o experimento 4

Fonte: Autor

Assim como para o propulsor azimuthal de proa, a potência para o propulsor azimuthal de popa segue muito bem sua referência, como pode ser visto na Figura 149, tanto na subida de potência quanto em regime permanente senoidal. Não são notadas discontinuidades devido à transição entre controle por torque e potência, o que é um ótimo sinal.

A Figura 150 apresenta a curva de empuxo para o propulsor túnel 1. A força produzida, para este propulsor, se dá no eixo y.

Figura 150: Empuxo do propulsor túnel 1 durante o experimento 4

Fonte: Autor

O sinal de referência, em vermelho tracejado, apresenta um degrau instantâneo seguido da senoide, isto porque este é o sinal de entrada antes da aplicação dos filtros, que ajustam o *set-point* para valores compatíveis com a dinâmica dos propulsores. Por isso, o empuxo demora cerca de 12s para atingir a referência, mas depois disso tem um bom acompanhamento. O empuxo efetivo em regime permanente senoidal está defasado 27° com relação a referência e o ganho é de 0,966, o que representa uma defasagem e atenuação pequenas.

Figura 151: Empuxo do propulsor túnel 2 durante o experimento 4

Fonte: Autor

Na Figura 151 é mostrado o empuxo do propulsor túnel 2, que se dá no eixo y. Os resultados obtidos são bastante parecidos com aqueles da Figura 150, com o sinal de

empuxo demorando um pouco mais de 10s para atingir a referência, seguido de um bom rastreamento.

A defasagem em regime permanente senoidal foi de 18° e o ganho foi de 0,983. Pode-se dizer que são resultados bastante satisfatórios e um pouco melhores que os obtidos com o controle por rotação no propulsor túnel 1.

Figura 152: Empuxo do propulsor azimuthal de proa durante o experimento 4

Fonte: Autor

A curva de empuxo do propulsor azimuthal de proa na Figura 152 é muito parecida com as dos propulsores tunelados. No caso, como o propulsor está com o ângulo azimuthal em zero, todo o empuxo aplicado se dá no eixo x. Além disso, a defasagem em regime permanente senoidal foi de 18° e o ganho foi de 0,982, mantendo o padrão de bom acompanhamento da referência, com pequenas defasagens e atenuações.

Assim como os demais empuxos, o resultado para o propulsor azimuthal de popa, na Figura 153 demora um pouco mais de 10s para atingir a referência e depois segue com um bom acompanhamento. A defasagem em regime permanente senoidal foi de 18° e o ganho foi de 0,982. Ademais, por ser um propulsor azimuthal com ângulo nulo nesta simulação, todo o empuxo se dá no eixo x.

Figura 153: Empuxo do propulsor azimuthal de popa durante o experimento 4

Fonte: Autor

6.5 Discussão dos Resultados

Os dois primeiros experimentos tiveram como finalidade mostrar como dois métodos de compartilhamento de carga diferentes afetam o comportamento da planta elétrica como um todo. O método de compartilhamento proporcional faz com que a carga em diferentes geradores cresça de forma proporcional entre aqueles que estão em *load sharing*, enquanto que a técnica proposta por Hansen (2000) fixa um ou mais geradores com carga mais elevada, enquanto as novas demandas são absorvidas por um único gerador, até que este atinja um patamar elevado e o próximo assuma os novos incrementos de demanda.

Tais estratégias afetam os perfis de variações de todas as variáveis elétricas, tais como fluxos, correntes e tensões dos geradores. E, para cada caso, certas atenções precisam ser tomadas. Na estratégia proposta por Hansen (2000), deve-se atentar à absorção de potência reativa por parte dos geradores que estão com carga elevada, por exemplo, o moto-gerador 4 nas simulações. Pois, em quase todo o experimento ele está com uma potência relativamente próxima da nominal e, caso o fator de compensação de potência reativa não seja grande o suficiente, isso pode levar esta unidade à sobrecarga ou à instabilidades na rede.

Além disso, em ambos os experimentos verificou-se a atuação da planta para o curto circuito em uma carga, resultando no desarmamento do disjuntor dela, e a volta da planta geradora à normalidade.

Outro ponto importante com relação às simulações 1 e 2 foi o fato de se verificar

que esta última apresentou um consumo de combustível menor que a primeira, mais exatamente de 4,04% a menos, o que pode ser uma economia significativa se for levado em consideração um cenário de navegação prolongada.

O experimento 3 teve como propósito testar as estratégias de proteção da planta, na qual parte da capacidade geradora estava comprometida por conta de uma manutenção em uma unidade geradora. Neste contexto, houve um aumento de demanda excessivo que precisou ser lidado através de ações combinadas.

Com o incremento na demanda propulsora, a planta entrou em sobrecarga, o que levou a uma atuação do FPBS, que reduziu provisoriamente a potência dos propulsores para retirar o sistema da sobrecarga. No entanto, a propulsão é uma parte muito importante da planta, sobretudo em manobras e, nesta situação, as cargas não essenciais são desligadas para mitigar de vez o risco e permitir que os propulsores possam continuar a operar de maneira adequada. Os resultados da simulação 3 permitiram verificar que este cenário se desenvolveu da maneira esperada, com a planta mitigando o risco de blecaute de forma eficiente.

Já o experimento 4 teve como objetivo verificar o comportamento de diferentes técnicas de controle da propulsão para o rastreamento de um sinal de referência que varia no tempo, no caso, um sinal senoidal com frequência similar a utilizada em outros trabalhos na área. Além disso, outro propósito desta simulação é verificar como a planta geradora lidaria com uma potência demandada que variava bastante no tempo, sendo composta de sinais senoidais defasados entre si.

As quatro técnicas testadas, controle por rotação, torque, potência e iQ-P apresentaram bom rastreamento, com a variável alvo seguindo bem a referência. Além disso, o sinal de empuxo segue bem o sinal de *set-point* em regime permanente senoidal. Vale ressaltar que as condições deste experimento foram bastante favoráveis do ponto de vista de controle da propulsão, uma vez que a parametrização dos controladores foi precisa com relação aos valores do modelo, isto é, os coeficientes de torque, atrito e inércia foram parametrizados com os mesmos valores da planta modelada. No próximo capítulo são analisados os efeitos em regime permanente das imprecisões, ou seja, quando o coeficiente estimado no controlador e o de fato na planta possuem valores distintos.

Nota-se, nas respostas da planta geradora na simulação 4, os efeitos de cargas senoidais na propulsão, onde oscilações em todas as variáveis são notadas, mas geralmente com amplitudes pequenas e sem comprometer o funcionamento da planta, ou seja, sem levá-la a sobrecarga ou situações de instabilidade.

7 ANÁLISE DE PONTOS DE EQUILÍBRIO DO CONTROLE DA PROPULSÃO

As variáveis de interesse no controle da propulsão são a rotação, torque, potência e empuxo. Dado um sinal de referência de empuxo, é possível calcular as demais variáveis através das Equações (4.1), (4.4), (4.5), (4.9) e (4.10).

Assim, o conceito de sensibilidade, que é usada como base na análise de pontos de equilíbrio neste trabalho, é apresentada na Equação (7.1) (SØRENSEN et al., 1997).

$$sn_i = \frac{\bar{n}}{n_r}, \quad sq_i = \frac{\bar{Q}}{Q_r}, \quad sp_i = \frac{\bar{P}}{P_r}, \quad st_i = \frac{\bar{T}}{T_r} \quad (7.1)$$

onde sn_i , sq_i , sp_i e st_i são as sensibilidades de rotação, torque, potência e empuxo para um certo controlador i , respectivamente. Além disso, $\bar{n}$, $\bar{Q}$, $\bar{P}$ e $\bar{T}$ são os valores em regime permanente (assumindo que tais pontos de equilíbrio são pelo menos assintoticamente estáveis) de rotação, torque, potência e empuxo para um certo controlador para um dado sinal de referência.

Quando $n_r = 0$, se o valor em regime permanente da variável também é zero, impõe-se que o valor da sensibilidade é 1, caso contrário é $\pm\infty$, dependendo do sinal do ponto de equilíbrio. Isso é feito excepcionalmente porque, para uma referência nula, ter um ponto de equilíbrio nulo significa que o sistema de controle conseguiu levar a variável ao valor correto de referência.

A sensibilidade pode ser descrita como uma medida normalizada de um ponto de equilíbrio de um controlador para um certo valor de referência e ela determina o quão preciso é o controle em regime permanente para cada uma das variáveis de interesse.

As sensibilidades de torque, potência e empuxo podem ser calculadas como funções

de sn_i , como pode ser visto na Equação (7.2) (SMOGELI, 2006).

$$\begin{aligned} sq_i &= \frac{K_Q \rho D^5 \bar{n}^2 \text{sign}(\bar{n})}{K_{QC} \rho D^5 n_r^2 \text{sign}(n_r)} = \frac{K_Q}{K_{QC}} sn_i^2 \\ sp_i &= sn_i sq_i = \frac{K_Q}{K_{QC}} sn_i^3 \\ st_i &= \frac{K_T \rho D^4 \bar{n}^2 \text{sign}(\bar{n})}{K_{TC} \rho D^4 n_r^2 \text{sign}(n_r)} = \frac{K_T}{K_{TC}} sn_i^2 \end{aligned} \quad (7.2)$$

A Equação (7.2) assume que a rotação e seu sinal de referência tem o mesmo sinal, o que é uma hipótese justa. Além disso, a Equação (7.2) pode ser útil em um número de ocasiões desde que a rotação é quase sempre medida, enquanto que isso nem sempre é válido para as outras variáveis.

Para esta análise, assume-se também que todos os *set-points* são tais que $|n_r| \leq n_N$, onde n_N é a rotação nominal do propulsor, e que os controladores são projetados de forma que as limitações de torque e potência não são ativadas durante o regime de operação normal.

A análise foi feita baseada no propulsor azimutal de proa do simulador, cuja parametrização do modelo é dada na Tabela 16. Suponha que os coeficientes de torque, atrito viscoso e estático estimados pelo controlador sejam tais que $K_{QC} = K_Q^*$, $D_{fc} = D_f^*$ e $Q_{sc} = Q_s^*$, onde K_Q^* , D_f^* e Q_s^* são valores nominais destes parâmetros para este propulsor. Assim sendo, uma série de cenários são calculados variando os coeficientes de torque, atrito viscoso e estático com relação a K_Q^* , D_f^* e Q_s^* , respectivamente, ou seja, havendo diferenças entre o parâmetro do modelo e do controlador. É assumido pleno conhecimento do diâmetro da pá do propulsor (D) e da densidade do fluido (ρ) e o momento de inércia não afeta a posição dos pontos de equilíbrio, por isso as imprecisões neste parâmetro não são consideradas nesta análise. Em todos os casos, é considerado $K_T = K_{TC} = K_T^*$, uma vez que o coeficiente de empuxo não influencia a malha de controle diretamente e afeta apenas a sensibilidade de empuxo proporcionalmente, isto é, altera apenas a inclinação de st_i , mas não a deforma. Como o propulsor foi modelado usando o modelo de quatro quadrantes, foi calculado o valor de K_T^* e K_Q^* para as condições dos experimentos para que se pudesse ter as estimativas de K_{TC} e K_{QC} apropriadas.

Três cenários são propostos e avaliados. O primeiro é mantendo $Q_s = Q_s^*$ e $K_Q = K_Q^*$ e os pontos de equilíbrio são calculados variando D_f de $0,75D_f^*$ a $1,25D_f^*$ e a referência de rotação de $-n_N$ a $+n_N$. É importante notar que $D_{fc} = D_f^*$ em todas as simulações. Para cada par (D_f, n_r) , os pontos de equilíbrio de rotação, torque, potência e empuxo são calculados, assim como suas sensibilidades. No segundo cenário, Q_s é variado de $0,75Q_s^*$ a

$1,25Q_s^*$, a referência de rotação varia entre seus valores nominais e D_f e K_Q são mantidos iguais aos seus valores nominais e $Q_{sc} = Q_s^*$. No último cenário, K_Q varia de $0,75K_Q^*$ a $1,25K_Q^*$ e a rotação varia entre seus valores nominais ($-n_N$ a $+n_N$), com $K_{QC} = K_Q^*$. Isso significa que em cada um dos três cenários haverá erros de medida entre cada um dos parâmetros do modelo e do controlador.

Em cada cenário, as sensibilidades de rotação, torque, potência e empuxo são disponibilizadas em gráficos para visualizar o comportamento dos pontos de equilíbrio de cada variável em diferentes situações e faixas de operação.

Além disso, métricas baseadas no MAE são propostas aqui para avaliar e comparar o desempenho de cada controlador em regime permanente. O primeiro é o MAE calculado para as quatro variáveis de interesse dentro de toda a faixa de operação, o que é apresentado pela Equação (7.3).

$$MAE_x = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |sx_k(i) - 1| \quad (7.3)$$

onde $sx_k(i)$ é o i -ésimo ponto da sensibilidade da variável x para o controlador k e N é número de pontos de equilíbrio calculados para um dado cenário.

A segunda métrica baseada no MAE está atrelada a uma região de operação específica e seu propósito é avaliar o desempenho em uma faixa baixa, média e alta, que são definidas por $|n| \leq 0,25n_N$, $0,25n_N < |n| \leq 0,7n_N$ e $0,7n_N < |n| \leq n_N$, respectivamente.

Para uma dada faixa de operação $\mathcal{R}$, a segunda métrica é definida pela Equação (7.4).

$$MAE_{\mathcal{R}} = \frac{1}{N_{\mathcal{R}}} \sum_{i=1}^{N_{\mathcal{R}}} k_{\mathcal{R}n}|sn_k(i) - 1| + k_{\mathcal{R}q}|sq_k(i) - 1| + k_{\mathcal{R}p}|sp_k(i) - 1| + k_{\mathcal{R}t}|st_k(i) - 1| \quad (7.4)$$

onde $N_{\mathcal{R}}$ é o número de pontos de equilíbrio calculados dentro da faixa de operação $\mathcal{R}$ e a Equação (7.4) é ponderada pelos coeficientes $k_{\mathcal{R}n}$, $k_{\mathcal{R}q}$, $k_{\mathcal{R}p}$ e $k_{\mathcal{R}t}$, tais que $k_{\mathcal{R}n} + k_{\mathcal{R}q} + k_{\mathcal{R}p} + k_{\mathcal{R}t} = 1$. Os coeficientes são ponderados de forma a enfatizar a importância das variáveis dentro de cada região de operação, como pode ser visto na Tabela 22.

Tabela 22: Ponderações dos coeficientes do MAE por faixa de operação

	Baixa	Média	Alta
k_n	0,5	0,25	0,5/3
k_q	0,5/3	0,25	0,5/3
k_p	0,5/3	0,25	0,5
k_t	0,5/3	0,25	0,5/3

Nesta seção, os pontos de equilíbrio são calculados e exibidos em gráficos para cada controlador e, no fim da seção, uma discussão dos resultados dos indicadores MAE é apresentada, seguida de considerações finais sobre todos os resultados obtidos por esta análise.

7.1 Controlador de rotação

O controle de rotação consiste de um controlador PI, com dois parâmetros ajustáveis: o ganho proporcional e a constante de tempo integral. Uma vez que a estabilidade assintótica é assumida, o sistema converge para seu *set-point*, para $|n| \leq n_N$. Assim, a sensibilidade da rotação para o controlador de rotação é dada pela Equação (7.5).

$$sn_n = 1, \forall n \in \mathbb{T} \quad (7.5)$$

onde $\mathbb{T} = \{n \in \mathbb{R}, |n| \leq n_N\}$, ou seja, o *range* total de operação.

Usando a Equação (7.2), pode-se inferir que as sensibilidades de torque, potência e empuxo são dadas pela Equação (7.6).

$$sq_n = \frac{K_Q}{K_{QC}}, \quad sp_n = \frac{K_Q}{K_{QC}}, \quad st_n = \frac{K_T}{K_{TC}}, \forall n \in \mathbb{T} \quad (7.6)$$

Em condições normais, K_{QC} não é usado no projeto deste controlador. Contudo, K_{TC} é utilizado para determinar n_r na geração de trajetória, o que pode ser visto na Equação (4.1).

Os resultados do primeiro cenários, onde D_f varia de $0,75D_f^*$ a $1,25D_f^*$ e n_r varia de $-n_N$ a $+n_N$, e do segundo cenário, onde Q_s varia de $0,75Q_s^*$ a $1,25Q_s^*$ e n_r varia entre seus valores nominais, são mostrados na Equação (7.7).

$$sn_n = 1, \quad sq_n = 1, \quad sp_n = 1, \quad st_n = 1 \quad (7.7)$$

As quatro sensibilidades têm valor unitário para todos os pontos nos cenários um e dois, porque o controlador PI não utiliza os parâmetros estimados de atrito em seu projeto. Logo, as sensibilidades não são afetadas por erros de estimação no coeficiente de atrito, como pode ser concluído a partir de (7.5) e (7.6).

No terceiro cenário, K_Q varia entre $0,75K_Q^*$ e $1,25K_Q^*$ e o *set-point* de rotação varia entre os valores nominais dessa variável. Vale ressaltar que K_Q assume valores distintos para empuxos positivos e negativos e isso é levado em consideração para calcular os pontos

Figura 154: Sensibilidades de rotação para o terceiro cenário - controlador de rotação

Fonte: Autor

Figura 155: Sensibilidades de torque para o terceiro cenário - controlador de rotação

Fonte: Autor

de equilíbrio. Nas próximas figuras, K_Q é normalizado com respeito ao valor nominal de K_Q^* , isto é, se o empuxo é reverso, a normalização é baseada em K_{Qr}^* , que é o coeficiente nominal de torque reverso, ou seja, para empuxos negativos. Sensibilidades de rotação, torque, potência e empuxo são mostradas nas Figuras 154, 155, 156 e 157, respectivamente.

Ainda que o controlador de rotação não dependa de K_{QC} , as Figuras 155 e 156 mostram como as perturbações nas condições de mar ou qualquer outra que afete o coeficiente de torque causa um desvio significativo nas sensibilidades de torque e potência, principalmente em valores mais próximos dos extremos da faixa de operação. Quando uma perturbação ocorre, a rotação mantém-se no seu valor de referência, contudo, os pontos de equilíbrio de torque e potência são deslocados. Nas Figuras 155 e 156, os pontos de equilíbrio para $n_r = 0$ são $\bar{n} = 0$.

Já as sensibilidades de rotação e empuxo são unitárias em toda a faixa de operação, como pode ser visto nas Figuras 154 e 157, respectivamente.

Figura 156: Sensibilidades de potência para o terceiro cenário - controlador de rotação

Fonte: Autor

Figura 157: Sensibilidades de empuxo para o terceiro cenário - controlador de rotação

Fonte: Autor

Para o controlador de rotação não é estritamente necessário conhecimento do modelo matemático da planta para implementá-lo e, ainda, assim, sensibilidade de rotação unitária é garantida. Contudo, para empuxos mais elevados em módulo, perturbações no coeficiente de torque provocam variações relevantes nas sensibilidades de torque e potência, o que pode ser um problema para a planta geradora.

7.2 Controlador de torque

Da Figura 15 e assumindo a hipótese de que as limitações de torque e potência não atuam em condições normais de operação, o torque de entrada é dado por $Q_c = Q_q + Q_{ff} + Q_{if}$. Assim, a equação de movimento é dada por (7.8).

$$2\pi I_s \dot{n} = K_{QC} \rho D^5 n_r^2 \text{sign}(n_r) + 2\pi I_{sc} \dot{n}_r + 2\pi D_{fc} n_r + Q_{sc} \text{sign}(n_r) - 2\pi D_f n - Q_s \text{sign}(n) - K_Q \rho D^5 n^2 \text{sign}(n) \quad (7.8)$$

onde n é a rotação em rps.

Na condição de equilíbrio, é necessário que o sistema não apresente aceleração angular no eixo, implicando que $\dot{n} = \dot{n}_r = 0$, pois não é salutar que a planta permaneça em equilíbrio com o sistema de controle inserindo variações na referência, assim tem-se a Equação (7.9).

$$K_Q \rho D^5 n^2 \text{sign}(n) + 2\pi D_f n + Q_s \text{sign}(n) - Q_{sc} \text{sign}(n_r) - 2\pi D_{fc} n_r - K_{QC} \rho D^5 n_r \text{sign}(n_r) = 0 \quad (7.9)$$

A Equação (7.9) torna-se três polinômios de segundo grau, mostrados na Equação (7.10).

$$\left\{ \begin{array}{l} K_Q \rho D^5 n^2 + 2\pi D_f n + Q_s - Q_{sc} \text{sign}(n_r) - 2\pi D_{fc} n_r - \\ - K_{QC} \rho D^5 n_r \text{sign}(n_r) = 0, \text{ se } n > 0 \text{ e } n_r \neq 0 \\ - K_Q \rho D^5 n^2 + 2\pi D_f n - Q_s - Q_{sc} \text{sign}(n_r) - 2\pi D_{fc} n_r - \\ - K_{QC} \rho D^5 n_r \text{sign}(n_r) = 0, \text{ se } n < 0 \text{ e } n_r \neq 0 \\ K_Q \rho D^5 n^2 + 2\pi D_f n + Q_s \text{sign}(n) = 0, \text{ se } n_r = 0 \end{array} \right. \quad (7.10)$$

Nos dois primeiros casos, apenas uma das duas soluções da equação de segundo grau é conveniente ($n > 0$ no primeiro e $n < 0$ no segundo), como pode ser visto na Equação

(7.11). Para a condição de referência nula ($n_r = 0$), a única solução é $\bar{n} = 0$.

$$\bar{n} = \begin{cases} \frac{-2\pi D_f + \sqrt{\Delta_{q1}}}{2K_Q \rho D^5}, & \text{se } \bar{n} > 0 \text{ e } n_r \neq 0 \\ \frac{-2\pi D_f - \sqrt{\Delta_{q2}}}{2K_Q \rho D^5}, & \text{se } \bar{n} < 0 \text{ e } n_r \neq 0 \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (7.11)$$

onde Δ_{q1} e Δ_{q2} são dados pela Equação (7.12).

$$\begin{aligned} \Delta_{q1} &= 4\pi^2 D_f^2 + 4K_Q \rho D^5 (Q_{sc} \text{sign}(n_r) - Q_s + 2\pi D_{fc} n_r + K_{QC} \rho D^5 n_r^2 \text{sign}(n_r)) \\ \Delta_{q2} &= 4\pi^2 D_f^2 + 4K_Q \rho D^5 (-Q_{sc} \text{sign}(n_r) - Q_s - 2\pi D_{fc} n_r - K_{QC} \rho D^5 n_r^2 \text{sign}(n_r)) \end{aligned} \quad (7.12)$$

Analisando a Equação (7.11) para $\bar{n} > 0$, é necessário que todas as soluções admissíveis sejam reais e positivas. Para $\bar{n} \leq 0$, por sua vez, é necessário que as soluções sejam reais e menores ou iguais a zero. Assim, as condições necessárias para se atingir soluções admissíveis são apresentadas na Equação (7.13).

$$\begin{cases} Q_{sc} > Q_s - 2\pi D_{fc} n_r - K_{QC} \rho D^5 n_r^2, & \text{para } \bar{n} > 0 \text{ e } n_r > 0 \\ Q_{sc} > Q_s + 2\pi D_{fc} n_r - K_{QC} \rho D^5 n_r^2, & \text{para } \bar{n} < 0 \text{ e } n_r < 0 \end{cases} \quad (7.13)$$

Na Equação (7.13), assume-se que a referência e a rotação não podem ter sinais diferentes em equilíbrio, ou seja, um *set-point* positivo resulta em um ponto de equilíbrio positivo e o análogo ocorre para valores negativos.

Assim, é possível inferir que, para um *set-point* positivo, os parâmetros estimados de atrito devem seguir a primeira linha da Equação (7.13) para se obter um ponto de equilíbrio positivo. Já para uma referência negativa, a segunda linha da Equação (7.13) é válida para se obter pontos de equilíbrio negativo. Por último, um *set-point* nulo resulta em rotação nula em equilíbrio, independentemente dos parâmetros estimados de atrito e inércia. Se essas condições da Equação (7.13) não forem satisfeitas, o termo de compensação de inércia iniciará o movimento do eixo, mas, quando $\dot{n}_r = 0$, este termo se torna nulo e os demais não são suficientes para manter o eixo girando, e assim o sistema encontra o equilíbrio em $\bar{n} = 0$.

Logo, com essas informações, as sensibilidades podem ser calculadas para o propulsor analisado neste estudo. Em cada um dos três cenários e para qualquer ponto de teste, $\bar{n}$ é calculado seguindo a Equação (7.11) e assim a sensibilidade da rotação é obtida. As outras sensibilidades são calculadas através da Equação (7.2).

As sensibilidades de rotação, torque, potência e empuxo para o primeiro cenário são

Figura 158: Sensibilidades de rotação para o primeiro cenário - controlador de torque

Fonte: Autor

Figura 159: Sensibilidades de torque para o primeiro cenário - controlador de torque

Fonte: Autor

Figura 160: Sensibilidades de potência para o primeiro cenário - controlador de torque

Fonte: Autor

mostradas nas Figuras 158, 159, 160 e 161, respectivamente. A influência do erro de estimação do atrito viscoso ($D_{fc} - D_f$) é maior para pequenos valores de rotação. Para valores intermediários e altos, o erro em D_f tem efeito menor sobre a sensibilidade. Além disso, os picos em sp_q apresentaram desvios maiores que os demais, porque ele é propor-

Figura 161: Sensibilidades de empuxo para o primeiro cenário - controlador de torque

Fonte: Autor

cional ao cubo da sensibilidade de rotação, enquanto que os demais são proporcionais ao quadrado dela. Ademais, $\bar{n} = 0$ para $n_r = 0$; logo a sensibilidade é 1 nesta situação, o que pode ser visto na Figura 158.

Figura 162: Sensibilidades de rotação para o segundo cenário - controlador de torque

Fonte: Autor

Figura 163: Sensibilidades de torque para o segundo cenário - controlador de torque

Fonte: Autor

Figura 164: Sensibilidades de potência para o segundo cenário - controlador de torque

Fonte: Autor

Figura 165: Sensibilidades de empuxo para o segundo cenário - controlador de torque

Fonte: Autor

As sensibilidades de rotação, torque, potência e empuxo para o segundo cenário são mostradas nas Figuras 162, 163, 164 e 165, respectivamente. Pode-se inferir que variações em Q_s tem uma influência muito significativa sobre as sensibilidades para empuxos pequenos, dados os valores bastante elevados obtidos. Isso ocorre porque nesta região o torque de atrito é proporcionalmente relevante quando comparado com o torque motor. Na região onde $|n_r|$ é próximo de zero (mas não nulo) e Q_s é maior que $Q_{sc} = Q_s^*$, nota-se que os pontos de equilíbrio são nulos para as quatro sensibilidades. A razão disso é que a condição estabelecida pela Equação (7.13) não é satisfeita, logo, a estimativa do atrito de Coulomb foi subestimada e não é o suficiente para manter o eixo girando em regime permanente. Neste caso, a compensação de inércia inicia o movimento do eixo, mas tal torque cessa quando a derivada do sinal de referência passa a ser zero, após isso, a estimativa do atrito de Coulomb, que está abaixo do valor real, junto com os demais torques, não é o suficiente para manter o eixo girando.

Entretanto, se Q_{sc} é superestimado, isso causa um aumento significativo na sensibi-

lidade para pequenos valores de empuxo. A Figura 164 mostra que sp_q atingiu o valor de 25,14 para $Q_s = 0,75Q_s^*$. Um efeito similar ocorre para as demais variáveis, com menores valores de pico dependendo do tipo de relação com a sensibilidade de rotação. Para empuxos intermediários e elevados, a escolha de Q_{sc} tem menor influência sobre as sensibilidades.

Figura 166: Sensibilidades de rotação para o terceiro cenário - controlador de torque

Fonte: Autor

Figura 167: Sensibilidades de torque para o terceiro cenário - controlador de torque

Fonte: Autor

As sensibilidades de rotação, torque, potência e empuxo para o terceiro cenário são apresentadas pelas Figuras 166, 167, 168 e 169, respectivamente. Para as sensibilidades de rotação e empuxo, a influência de K_{QC} aumenta a medida que o módulo da referência de rotação também aumenta, como pode ser inferido a partir das Figuras 166 e 169. Isso é esperado, porque o termo associado ao coeficiente de torque torna-se predominante na equação de movimento do eixo a medida que a rotação aumenta.

A máxima sensibilidade de empuxo foi 1,309 para $K_Q = 0,75K_Q^*$ e $n_r = n_N$, o que é um desvio relevante para as regiões de operação ao redor dos valores nominais de rotação.

Figura 168: Sensibilidades de potência para o terceiro cenário - controlador de torque

Fonte: Autor

Figura 169: Sensibilidades de empuxo para o terceiro cenário - controlador de torque

Fonte: Autor

O máximo valor de sensibilidades de torque e potência ocorreram em $K_Q = 1,25K_Q^*$ e o mínimo em $K_Q = 0,75K_Q^*$, como pode ser visto nas Figuras 167 e 168. Isso ocorre por causa do termo $\frac{K_Q}{K_{QC}}$ na Equação (7.2). Para $K_Q = 0,75K_Q^*$, as sensibilidades de torque e potência são reduzidas em 25% quando multiplicadas por $\frac{K_Q}{K_{QC}}$. Por outro lado, para $K_{QC} = 1,25K_Q^*$, o coeficiente $\frac{K_Q}{K_{QC}}$ aumenta as sensibilidades de torque e potência em 25%.

Vale ressaltar que, para o controle por torque, em condições de mar extremas, o coeficiente de torque pode variar dramaticamente e, neste caso, manter o torque constante com relação a $K_{QC} = K_Q^*$ pode ser muito perigoso, uma vez que K_Q pode diminuir bastante e isso significaria um aumento drástico na rotação. Assim, o uso do controle *anti-spin* é muito importante na condição de mar extrema (SMOGELI et al., 2004). No entanto, isso não é parte do escopo deste trabalho.

7.3 Controlador de potência

A equação de movimento para o controlador de potência é dada por (7.14).

$$\dot{n} = \frac{1}{2\pi I_s} [Q_p + Q_{if} + Q_{ff} - 2\pi D_f n - Q_s \text{sign}(n) - K_Q \rho D^5 n^2 \text{sign}(n)] \quad (7.14)$$

onde Q_p é dado pelas Equações (4.10) e (4.11).

Para se analisar os pontos de equilíbrio deste sistema, três conjuntos são apresentados. O primeiro é $\mathcal{P}_1 = \{n \in \mathbb{R} | n \leq -\epsilon\}$, o segundo é $\mathcal{P}_2 = \{n \in \mathbb{R} | -\epsilon < n < \epsilon\}$ e o terceiro é dado por $\mathcal{P}_3 = \{n \in \mathbb{R} | n \geq \epsilon\}$, onde $\epsilon > 0$ e seu oposto são os valores nos quais ocorrem os chaveamentos em Q_p . Assume-se que ϵ é pequeno o suficiente para que $n_r = 0$ seja o único valor admissível para $n_r \in \mathcal{P}_2$ em regime permanente.

O torque de entrada para $n \in \mathcal{P}_1$ e $n \in \mathcal{P}_3$ é dado por $Q_c = \frac{K_{QC} \rho D^5 n_r^3}{n \text{sign}(n)} + 2\pi I_{sc} \dot{n}_r + 2\pi D_{fc} n_r + Q_{sc} \text{sign}(n_r)$. Para $n \in \mathcal{P}_2$, $Q_c = 2\pi I_{sc} \dot{n}_r + 2\pi D_{fc} n_r + Q_{sc} \text{sign}(n_r)$. O torque de compensação de inércia torna-se zero após a referência se tornar constante, logo, pode-se desconsiderá-lo nesta análise de pontos de equilíbrio, uma vez que este não é atingido enquanto o *set-point* esteja variando.

Assim, para um dado n_r , a equação do torque resultante pode assumir duas formas distintas, como mostrado na Equação (7.15).

$$Q_{res} = \begin{cases} \frac{K_{QC} \rho D^5 n_r^3}{n \text{sign}(n)} + 2\pi D_{fc} n_r + Q_{sc} \text{sign}(n_r) - [2\pi D_f n + Q_s \text{sign}(n) + K_Q \rho D^5 n^2 \text{sign}(n)], & \text{para } n \in \mathcal{P}_1 \text{ ou } n \in \mathcal{P}_3 \\ 2\pi D_{fc} n_r + Q_{sc} \text{sign}(n_r) - [2\pi D_f n + Q_s \text{sign}(n) + K_Q \rho D^5 n^2 \text{sign}(n)], & \text{para } n \in \mathcal{P}_2 \end{cases} \quad (7.15)$$

Para encontrar os pontos de equilíbrio, é necessário resolver a Equação (7.15) quando o torque resultante é nulo. Para $n_r = 0$, a solução única é $\bar{n} = 0$.

O primeiro caso de (7.15) pode ser dividido em dois subcasos, como pode ser visto na Equação (7.16).

$$\begin{cases} K_Q \rho D^5 n^3 - 2\pi D_f n^2 + (Q_s - Q_{sc} + 2\pi D_{fc} n_r) n - K_{QC} \rho D^5 n_r^3 = 0, & \text{para } n \in \mathcal{P}_1 \\ K_Q \rho D^5 n^3 + 2\pi D_f n^2 + (Q_s - Q_{sc} - 2\pi D_{fc} n_r) n - K_{QC} \rho D^5 n_r^3 = 0, & \text{para } n \in \mathcal{P}_3 \end{cases} \quad (7.16)$$

A Equação (7.16) assume que um *set-point* positivo resulta em um ponto de equilíbrio com o mesmo sinal e o análogo ocorre para valores negativos.

Para o primeiro caso da Equação (7.16), deve-se ter $\bar{n} \in \mathbb{R}_{\leq 0} = \{\bar{n} \in \mathbb{R} \mid \bar{n} \leq 0\}$ e para o segundo caso $\bar{n} \in \mathbb{R}_{\geq 0} = \{\bar{n} \in \mathbb{R} \mid \bar{n} \geq 0\}$.

Para $n_r \in \mathcal{P}_1$, as soluções de (7.16) são dadas pela Equação (7.17).

$$\begin{aligned}
\bar{n}_1 &= \left(\sqrt{F^2 + E^3} + F \right)^{\frac{1}{3}} - \frac{E}{\left(\sqrt{F^2 + E^3} + F \right)^{\frac{1}{3}}} + A \\
\bar{n}_2 &= -\frac{\sqrt{3}i}{2} \left[\frac{E}{\left(\sqrt{F^2 + E^3} + F \right)^{\frac{1}{3}}} + \left(\sqrt{F^2 + E^3} + F \right)^{\frac{1}{3}} \right] + \\
&\quad + \frac{E}{2 \left(\sqrt{F^2 + E^3} + F \right)^{\frac{1}{3}}} - \frac{\left(\sqrt{F^2 + E^3} + F \right)^{\frac{1}{3}}}{2} + A \\
\bar{n}_3 &= \frac{\sqrt{3}i}{2} \left[\frac{E}{\left(\sqrt{F^2 + E^3} + F \right)^{\frac{1}{3}}} + \left(\sqrt{F^2 + E^3} + F \right)^{\frac{1}{3}} \right] + \\
&\quad + \frac{E}{2 \left(\sqrt{F^2 + E^3} + F \right)^{\frac{1}{3}}} - \frac{\left(\sqrt{F^2 + E^3} + F \right)^{\frac{1}{3}}}{2} + A
\end{aligned} \tag{7.17}$$

onde i é a unidade imaginária e:

$$\begin{aligned}
A &= \frac{2\pi D_f}{3K_Q \rho D^5}, & B &= \frac{Q_s - Q_{sc} + 2\pi D_{fc} n_r}{3K_Q \rho D^5}, & C &= \frac{K_{QC} n_r^3}{K_Q 2}, \\
E &= B - A^2, & F &= A^3 + C - \frac{\pi D_f}{K_Q \rho D^5} B
\end{aligned}$$

Na Equação (7.17), apenas uma das soluções é admissível, seja porque as demais são números complexos conjugados ou porque as outras são reais com sinal positivo.

Para $n \in \mathcal{P}_3$, o segundo caso de (7.16) é válido. As raízes são dadas pela Equação (7.18).

$$\begin{aligned}
\bar{n}_1 &= \left(\sqrt{F^2 - E^3} - F \right)^{\frac{1}{3}} + \frac{E}{\left(\sqrt{F^2 - E^3} - F \right)^{\frac{1}{3}}} - A \\
\bar{n}_2 &= -\frac{\sqrt{3}i}{2} \left[\frac{E}{\left(\sqrt{F^2 - E^3} - F \right)^{\frac{1}{3}}} + \left(\sqrt{F^2 - E^3} - F \right)^{\frac{1}{3}} \right] + \\
&\quad + \frac{E}{2 \left(\sqrt{F^2 - E^3} - F \right)^{\frac{1}{3}}} - \frac{\left(\sqrt{F^2 - E^3} - F \right)^{\frac{1}{3}}}{2} - A \\
\bar{n}_3 &= \frac{\sqrt{3}i}{2} \left[\frac{E}{\left(\sqrt{F^2 - E^3} - F \right)^{\frac{1}{3}}} + \left(\sqrt{F^2 - E^3} - F \right)^{\frac{1}{3}} \right] + \\
&\quad + \frac{E}{2 \left(\sqrt{F^2 - E^3} - F \right)^{\frac{1}{3}}} - \frac{\left(\sqrt{F^2 - E^3} - F \right)^{\frac{1}{3}}}{2} - A
\end{aligned} \tag{7.18}$$

onde:

$$A = \frac{2\pi D_f}{3K_Q \rho D^5}, \quad B = \frac{Q_{sc} - Q_s + 2\pi D_{fc} n_r}{3K_Q \rho D^5}, \quad C = \frac{K_{QC} n_r^3}{K_Q 2},$$

$$E = B + A^2, \quad F = A^3 - C + \frac{\pi D_f}{K_Q \rho D^5} B$$

Assim como na Equação (7.17), há apenas uma raiz admissível na Equação (7.18), pois as demais ou serão números complexos conjugados ou serão negativas.

Para que haja uma solução única negativa em $\mathcal{P}_1$ e uma única positiva em $\mathcal{P}_3$, algumas condições devem ser satisfeitas. Para isso, admita a função torque resultante $Q_{res}(n, n_r)$, onde $n_r \in [-n_N, n_N]$ e $n \in \mathbb{R}$.

Primeiramente, tem-se que $\lim_{n \rightarrow -\infty} Q_{res} = +\infty$ com n_r dentro dos limites de operação. Agora, fazendo a aproximação $\text{sign}(n) \approx \tanh(\sigma x)$, com σ suficientemente grande, pode-se obter uma boa aproximação contínua da derivada parcial do torque resultante com relação a n , dada pela Equação (7.19), válida em $\mathcal{P}_1$ e $\mathcal{P}_3$.

$$\begin{aligned} \frac{\partial Q_{res}}{\partial n} = & - \frac{K_{QC} \rho D^5 n_r^3 [\tanh(\sigma n) + n \sigma \text{sech}^2(\sigma n)]}{n^2 \tanh^2(\sigma n)} - 2\pi D_f - Q_s \sigma \text{sech}^2(\sigma n) - \\ & - 2K_Q \rho D^5 n \tanh(\sigma n) - K_Q \rho D^5 n^2 \sigma \text{sech}^2(\sigma n) \end{aligned} \quad (7.19)$$

Na Equação (7.19), $\frac{\partial Q_{res}}{\partial n} < 0$ se $\text{sign}(n) = \text{sign}(n_r)$, isto é, se a rotação e sua referência tiverem o mesmo sinal. Assim sendo, Q_{res} é monotonicamente decrescente em $\mathcal{P}_1$ e $\mathcal{P}_3$.

Agora, sabendo que o torque resultante quando n tende a menos infinito é positivo e que esta resultante é monotonicamente decrescente para n_r e n com sinal negativo, garante-se a existência e unicidade de um ponto de equilíbrio negativo quando $Q_{res}(-\epsilon, n_r) \leq 0$, $n_r \in \mathcal{P}_1$, com $\epsilon > 0$, cuja expressão é mostrada na Equação (7.20).

$$- \frac{K_{QC} \rho D^5 n_r^3}{\epsilon} + 2\pi D_{fc} n_r + Q_{sc} \text{sign}(n_r) + 2\pi D_f \epsilon - Q_s - K_Q \rho D^5 \epsilon^2 \leq 0 \quad (7.20)$$

Se a condição da Equação (7.20) não for respeitada, é preciso observar o comportamento para $n \in \mathcal{P}_2$. Neste caso, a aproximação contínua da derivada parcial do torque resultante é dada pela Equação (7.21).

$$\frac{\partial Q_{res}}{\partial n} = -2\pi D_f - Q_s \sigma \text{sech}^2(\sigma n) - 2K_Q \rho D^5 n \tanh(\sigma n) - K_Q \rho D^5 n^2 \sigma \text{sech}^2(\sigma n) \quad (7.21)$$

A Equação (7.21) é menor que zero para todo n desde que os parâmetros de projeto do controlador sejam todos positivos, o que é o esperado e caso contrário seria um absurdo, ou seja, Q_{res} é monotonicamente decrescente em $\mathcal{P}_2$.

Para se ter um ponto de equilíbrio com valor não positivo nesta situação, é necessário que $Q_{res}(-\epsilon + \delta, n_r) > 0$ e $Q_{res}(0, n_r) \leq 0$, com δ suficientemente pequeno e positivo.

Desa forma, para uma referência de rotação negativa, tem-se um ponto de equilíbrio único menor ou igual a zero se apenas uma das condições abaixo for atendida:

- 1) $Q_{res}(-\epsilon, n_r) \leq 0$ e $n_r < 0$ ou;
- 2) $Q_{res}(-\epsilon, n_r) > 0$ e $Q_{res}(-\epsilon + \delta, n_r) > 0$ e $Q_{res}(0, n_r) \leq 0$ e $n_r < 0$.

Já para valores positivos de rotação, tem-se que $\lim_{n \rightarrow +\infty} Q_{res}(n, n_r) = -\infty$ com n_r dentro dos limites de operação. Sabe-se, através da Equação (7.19), que o torque resultante é monotonicamente decrescente se a rotação e a sua referência têm o mesmo sinal. Agora existe um único ponto de equilíbrio em $n \in \mathcal{P}_3$ se a condição $Q_{res}(\epsilon, n_r) \geq 0$, exibida na Equação (7.22), for satisfeita.

$$\frac{K_{QC}\rho D^5 n_r^3}{\epsilon} + 2\pi D_{fc} n_r + Q_{sc} \text{sign}(n_r) - 2\pi D_f \epsilon - Q_s - K_Q \rho D^5 \epsilon^2 \geq 0 \quad (7.22)$$

Neste caso, se a condição da Equação (7.22) não for satisfeita, deve-se olhar para $n \in \mathcal{P}_2$. Da Equação (7.21), sabe-se que o torque resultante neste conjunto é monotonicamente decrescente. Agora, para que haja um ponto de equilíbrio único e não negativo nesta situação é preciso que $Q_{res}(\epsilon - \delta, n_r) < 0$ e $Q_{res}(0, n_r) \geq 0$.

Logo, para uma referência de rotação positiva, tem-se um único ponto de equilíbrio maior igual a zero se apenas uma das condições abaixo for satisfeita:

- 1) $Q_{res}(\epsilon, n_r) \geq 0$ e $n_r > 0$ ou;
- 2) $Q_{res}(\epsilon, n_r) < 0$ e $Q_{res}(\epsilon - \delta, n_r) < 0$ e $Q_{res}(0, n_r) \geq 0$ e $n_r > 0$.

Já para referência nula, o único ponto de equilíbrio é o de rotação nula.

Uma vez que os pontos de equilíbrio foram calculados, as sensibilidades de rotação, torque, potência e empuxo para o primeiro cenário são mostradas nas Figuras 170, 171, 172 e 173, respectivamente. Com relação a D_f , os resultados da Figura 170, 171, 172 e 173 foram similares aos obtidos com o controlador de torque. Isso é esperado, uma vez que as diferenças entre os controles por torque e potências se acentuam a medida em que o módulo da rotação aumenta, por causa da realimentação de rotação associada a K_{QC} no controlador de potência. Contudo, este termo não tem influência sobre a compensação de atrito.

As sensibilidades de rotação, torque, potência e empuxo para o segundo cenário são

Figura 170: Sensibilidades de rotação para o primeiro cenário - Controlador de potência

Fonte: Autor

Figura 171: Sensibilidades de torque para o primeiro cenário - Controlador de potência

Fonte: Autor

Figura 172: Sensibilidades de potência para o primeiro cenário - Controlador de potência

Fonte: Autor

mostradas nas Figuras 174, 175, 176 e 177, respectivamente. Da mesma forma que no primeiro cenário, os resultados foram bastante similares aos obtidos com o controlador de torque. Mais uma vez, isso pode ser explicado pelo fato de que os controladores de torque e potência apresentam comportamentos distintos apenas quando o termo com K_{QC} vai

Figura 173: Sensibilidades de empuxo para o primeiro cenário - Controlador de potência

Fonte: Autor

Figura 174: Sensibilidades de rotação para o segundo cenário - controlador de potência

Fonte: Autor

Figura 175: Sensibilidades de torque para o segundo cenário - controlador de potência

Fonte: Autor

se tornando predominante na equação de movimento, ou seja, para rotações e empuxos médios e elevados.

Dessa forma, os resultados para rotações baixas entre os dois controladores são simila-

Figura 176: Sensibilidades de potência para o segundo cenário - controlador de potência

Fonte: Autor

Figura 177: Sensibilidades de empuxo para o segundo cenário - controlador de potência

Fonte: Autor

res e ruins, devido aos valores de sensibilidade elevada para quando o parâmetro de atrito do controlador é maior que o real e nula para quando ele é menor. Além disso, o controlador de potência ainda possui a singularidade como problema adicional para valores próximos de zero.

Para o terceiro cenário, onde K_Q e n_r variam, as sensibilidades de rotação, torque, potência e empuxo são apresentadas nas Figuras 178, 179, 180 e 181, respectivamente. Comparando a sensibilidade de rotação entre os controladores de torque e potência (Figuras 166 e 178), este apresentou valores ligeiramente melhores, uma vez que as sensibilidades foram mais próximas de um. Para $K_Q = 0,75K_Q^*$ e uma rotação elevada ($|n_r| > 0,7n_N$), a sensibilidade de rotação para o controlador de potência foi de 1,096 e para o controlador de torque foi 1,144. Para empuxos pequenos, o desempenho foi muito semelhante entre os dois controladores. As diferenças começam a aparecer a medida em que o módulo da rotação aumenta, e tal distinção no comportamento dos dois controladores se deve à realimentação de rotação no controlador de potência.

Figura 178: Sensibilidades de rotação para o terceiro cenário - controlador de potência

Fonte: Autor

Figura 179: Sensibilidades de torque para o terceiro cenário - controlador de potência

Fonte: Autor

Figura 180: Sensibilidades de potência para o terceiro cenário - controlador de potência

Fonte: Autor

Analisando as Figuras 167 e 179, em termos de sensibilidade de torque, o controlador de torque teve melhor desempenho neste cenário do que o controlador de potência. Para valores elevados de empuxo, essa diferença entre as sensibilidades dos dois controladores aumenta, uma vez que grandes variações em K_Q produzem pequenos desvios em sq_q ,

Figura 181: Sensibilidades de empuxo para o terceiro cenário - controlador de potência

Fonte: Autor

enquanto que as mesmas variações em K_Q produzem mais deformações sobre sq_p .

Com respeito à sensibilidade de potência, o controlador de potência apresentou melhores resultados que o controle por torque. Mesmo para empuxos pequenos, o controlador de potência tem desempenho um pouco melhor e essa diferença se acentua a medida que o módulo da rotação aumenta. Para $n_r = n_N$, a sensibilidade para o controlador de torque varia de 1,123 ($K_Q = 0,75K_Q^*$) a 0,9115 ($K_Q = 1,25K_Q^*$) e para o controlador de potência, para o mesmo sinal de referência, varia de 0,9867 a 1,008. Este resultado mostra que o controlador de potência é uma alternativa muito interessante para empuxos elevados, já que a potência efetiva é pouca sensível a variações ou erros de estimação em K_Q , e este fato é especialmente importante em termos do PMS, porque isso representa menos flutuações de potência para a planta geradora.

A sensibilidade de empuxo tem resultados muito semelhantes com a de rotação, já que aquela é o quadrado desta vezes a constante $\left(\frac{K_T}{K_{TC}}\right)$.

A realimentação de rotação previne que o controlador de potência atinja rotações tão grandes quanto às apresentadas pelo controlador de torque para largas reduções em K_Q . No entanto, o controle *anti-spin* (SMOGELI; SØRENSEN; MINSAAS, 2008) ainda é necessário para evitar problemas em condições de mar extremas.

7.4 Controlador integrativo de torque e potência (iQP)

O controlador iQP tem quatro regiões de interesse nesta análise: controlador de torque com integral do erro de rotação, controlador de torque, controle combinado de torque e

potência e controlador de potência.

Logo, seja $\mathcal{Q}_{i,iqp} = \{n_r \in \mathbb{R}, |n_r| \leq n_{s1}\}$ o conjunto no qual o controlador do torque com integral do erro de rotação está ativo e seja $\mathcal{Q}_{iqp} = \{n_r \in \mathbb{R}, n_{s1} < |n_r| \leq n_{s2}\}$ o conjunto no qual o controle por torque opera. Agora, seja $\mathcal{C}_{2,iqp}$ o conjunto onde o controle combinado de torque e potência funciona e finalmente $\mathcal{P}_{iqp}$ é a região na qual o controlador de potência puro está ativo. Para todos os conjuntos, exceto $\mathcal{Q}_{i,iqp}$, a saída da integral está congelada, mas seu valor pode ser não nulo a depender da trajetória do sistema, isto é, se ele passou anteriormente por $\mathcal{Q}_{i,iqp}$ ou não.

Deve-se ressaltar que a sensibilidade depende da trajetória do sistema, pois caso ele passe por $\mathcal{Q}_{i,iqp}$, a integral do erro de rotação influencia o ponto de equilíbrio do sistema, uma vez que ela não é zerada quando o sistema sai de $\mathcal{Q}_{i,iqp}$. Anular a saída da integral não é uma boa prática do ponto de vista de controle, uma vez que inseriria uma descontinuidade adicional no sistema.

Neste caso, os pontos de equilíbrio do controlador iQP e consequentemente suas sensibilidades são calculadas neste trabalho através de simulações, nas quais se insere um degrau de rotação filtrado seguindo as Equações (4.1), (4.4) e (4.5). A referência de rotação sempre começará de condições iniciais nulas e atinge um certo valor n_r . Uma vez que se trata de uma análise de pontos de equilíbrio, apenas os valores em regime permanente são avaliados aqui. Além disso, sensibilidade de torque, potência e empuxo são calculadas segundo a Equação (7.1), já que todas as variáveis estão disponíveis nas simulações.

Figura 182: Sensibilidades de rotação para o primeiro cenário - Controlador iQP

Fonte: Autor

Para o primeiro cenário, no qual D_f e n_r variam, as sensibilidades de rotação, torque, potência e empuxo são dadas pelas Figuras 182, 183, 184 e 185, onde é possível inferir que o desempenho do sistema para empuxos pequenos melhorou com a inclusão do integrador,

Figura 183: Sensibilidades de torque para o primeiro cenário - Controlador iQP

Fonte: Autor

Figura 184: Sensibilidades de potência para o primeiro cenário - Controlador iQP

Fonte: Autor

Figura 185: Sensibilidades de empuxo para o primeiro cenário - Controlador iQP

Fonte: Autor

quando comparado com os controles por torque e potência. Os picos de sensibilidades ocorreram para valores de referência de rotação um pouco maiores que n_{s1} , onde há o congelamento da saída da integral do erro.

As máximas sensibilidades de rotação, torque, potência e empuxo foram 1,081, 1,169, 1,263 e 1,169, respectivamente, e todas elas ocorreram para $n_r = -0,26n_N$.

Ademais, a transição entre controle por torque e potência foi mais suave que a desabilitação do integrador e podem ser notadas assimetrias entre valores positivos e negativos, mas isso é esperado porque o coeficiente de torque não é o mesmo para cada situação, o que afeta a localização dos pontos de equilíbrio.

Figura 186: Sensibilidades de rotação para o segundo cenário - Controlador iQP

Fonte: Autor

Figura 187: Sensibilidades de torque para o segundo cenário - Controlador iQP

Fonte: Autor

Nas Figuras 186, 187, 188 e 189, onde são mostrados os resultados do segundo cenário para o controlador iQP, nota-se que os problemas presentes nos controladores por torque e potência neste cenário foram resolvidos com a inclusão do integrador. Assim como no cenário anterior, os picos de sensibilidades ocorreram quando a saída do integrador é congelada, e seus valores foram 1,133, 1,284, 1,454 e 1,284 para rotação, torque, potência e empuxo, respectivamente, e todos eles ocorreram para $n_r = -0.26n_N$.

Como pode ser visto nas Figuras 190, 191, 192 e 193, onde são apresentados os resulta-

Figura 188: Sensibilidades de potência para o segundo cenário - Controlador iQP

Fonte: Autor

Figura 189: Sensibilidades de empuxo para o segundo cenário - Controlador iQP

Fonte: Autor

Figura 190: Sensibilidades de rotação para o terceiro cenário - Controlador iQP

Fonte: Autor

dos do terceiro cenário para o controlador iQP, o uso do integrador melhorou o desempenho para empuxos pequenos quanto às sensibilidades de rotação e empuxo quando comparados aos controladores de torque e potência. Neste caso, as maiores sensibilidades de rotação e empuxo ocorreram na transição entre controle por torque e potência ($n_r = 0,70n_N$) e

Figura 191: Sensibilidades de torque para o terceiro cenário - Controlador iQP

Fonte: Autor

Figura 192: Sensibilidades de potência para o terceiro cenário - Controlador iQP

Fonte: Autor

Figura 193: Sensibilidades de empuxo para o terceiro cenário - Controlador iQP

Fonte: Autor

foram de 1,141 e 1,222, respectivamente. Os picos de sensibilidades de torque e potência ocorreram em $n_r = 0,07n_N$ e seus valores foram de 1,266 e 1,266, respectivamente.

7.5 Controlador integrativo de torque–potência (iQ-P)

O controlador iQ-P tem três regiões de operação: torque com integral do erro de rotação, híbrido torque e potência e controlador de potência. Assim, seja $\mathcal{Q}_{i,iq-p} = \{n_r \in \mathbb{R}, |n_r| \leq n_{s1}\}$ conjunto no qual a integral do erro de rotação está ativa e seja $\mathcal{C}_{iq-p}$ a região na qual o sistema opera como um controlador combinado de torque e potência e $\mathcal{P}_{iq-p}$ o conjunto no qual o controle por potência puro opera.

Neste caso, os pontos de equilíbrio também dependem da trajetória do sistema, uma vez que o valor de saída do integrador, congelado ou não, afeta os pontos de equilíbrio em regime permanente. Dessa forma, assim como no controlador iQP, são feitas simulações para determinar os valores de sensibilidades nos três cenários.

Figura 194: Sensibilidades de rotação para o primeiro cenário - Controlador iQ-P

Figura 195: Sensibilidades de torque para o primeiro cenário - Controlador iQ-P

Os resultados do primeiro cenário para o iQ-P, mostrados nas Figuras 194, 195, 196 e 197, são similares aos obtidos para o controlador iQP. Os picos de sensibilidades de rotação, torque, potência e empuxo ocorreram também no momento de congelamento do

Figura 196: Sensibilidades de potência para o primeiro cenário - Controlador iQ-P

Figura 197: Sensibilidades de empuxo para o primeiro cenário - Controlador iQ-P

integrador ($n_r = -0,26n_N$) e seus valores foram 1,075, 1,155, 1,241 e 1,155, respectivamente, ou seja, foram um pouco menores do que os obtidos no controlador iQP. Isso é um bom sinal em termos de chaveamento da lei de controle, porque em $|n_r| = 0,25n_N$ há simultaneamente o congelamento do integrador e o início da transição entre controle por torque e potência.

Pode-se notar que todas as simulações resultaram em pontos de equilíbrio assintoticamente estáveis. Ainda que isso não seja uma prova e a análise de estabilidade deva ser realizada em trabalhos futuros, as simulações não mostraram indícios de instabilidade nem ciclos limites com as sintonias utilizadas pelo controlador.

Como pode ser visto nas Figuras 198, 199, 200 e 201, os resultados do segundo cenário para o iQ-P foram semelhantes aos obtidos com o controlador iQP. O problema observado em rotações baixas nos controles por torque e potência não está presente, há picos de sensibilidades quando o integrador é congelado e, apesar de haver duas transições simultâneas em $|n_r| = 0,25n_N$, seu efeito não é maior que os picos obtidos para controlador iQP. Para o iQ-P, os picos ocorreram em $n_r = -0,26n_N$ e seus valores foram de 1,124,

Figura 198: Sensibilidades de rotação para o segundo cenário - Controlador iQ-P

Fonte: Autor

Figura 199: Sensibilidades de torque para o segundo cenário - Controlador iQ-P

Fonte: Autor

Figura 200: Sensibilidades de potência para o segundo cenário - Controlador iQ-P

Fonte: Autor

1,263, 1,420 e 1,263 para rotação, torque, potência e empuxo, respectivamente. Esses valores são menores que os picos encontrados no controlador iQP no mesmo cenário.

Ademais, todos os pontos de equilíbrio nas simulações deste cenário foram assintoti-

Figura 201: Sensibilidades de empuxo para o segundo cenário - Controlador iQ-P

Fonte: Autor

camente estáveis.

Figura 202: Sensibilidades de rotação para o terceiro cenário - Controlador iQ-P

Fonte: Autor

Figura 203: Sensibilidades de torque para o terceiro cenário - Controlador iQ-P

Fonte: Autor

As Figuras 202, 203, 204 e 205, resultados do terceiro cenário para o controlador iQ-P, mostram que não há descontinuidade nas sensibilidades na faixa de $|n_r| = 0,7n_N$ para o

Figura 204: Sensibilidades de potência para o terceiro cenário - Controlador iQ-P

Fonte: Autor

Figura 205: Sensibilidades de empuxo para o terceiro cenário - Controlador iQ-P

Fonte: Autor

iQ-P, assim como ocorre no controlador iQP, o que confere um aspecto mais uniforme às sensibilidades em empuxos médios e grandes para o controlador iQ-P.

Além disso, os picos de sensibilidades de rotação e empuxo ocorreram em $n_r = 0,26n_N$ e seus valores foram de 1,118 e 1,249, respectivamente. Para o controlador iQP, esses picos ocorreram em $n_r = 0,7n_N$, na transição entre os controles de torque e potência.

Para as sensibilidades de torque e potência, os picos ocorreram em $n_r = 0,07n_N$ e seus valores foram os mesmos que os obtidos no controlador iQP.

Mais uma vez, todos os pontos de equilíbrio nas simulações foram assintoticamente estáveis, o que está muito longe de ser uma prova, mas é uma consideração interessante no que tange à estabilidade deste controlador para trabalhos futuros.

7.6 Discussão dos resultados

Os resultados dos indicadores MAE para o primeiro cenário (onde D_{fc} e n_r variam) estão sintetizados nas Tabelas 23 e 24.

Tabela 23: Indicadores MAE de cada variável para o primeiro cenário

Controlador	MAE_n	MAE_Q	MAE_P	MAE_T
Rotação	0	0	0	0
Torque	0,0246	0,0491	0,0737	0,0491
Potência	0,0186	0,0371	0,0558	0,0371
iQP	0,0114	0,0269	0,0384	0,0229
iQ-P	0,0089	0,0218	0,0308	0,0178

Fonte: Autor

Tabela 24: Indicadores MAE por faixa de operação para o primeiro cenário

Controlador	MAE_{low}	MAE_{med}	MAE_{hi}
Rotação	0	0	0
Torque	0,0876	0,0369	0,0244
Potência	0,0705	0,0259	0,0167
iQP	0,0054	0,0404	0,0187
iQ-P	0,0054	0,0295	0,0179

Fonte: Autor

Como pode ser visto na Tabela 23, o controlador de rotação apresentou os melhores valores de MAE para todas as variáveis, seguido do iQ-P, que apresentou resultados melhores que o iQP. O controlador de potência tem desempenho inferior que os anteriores, mas supera o de torque, que obteve os piores resultados.

Na Tabela 24, para empuxos pequenos, o controlador de rotação apresentou o melhor desempenho, seguido do iQ-P, que teve os mesmos resultados que o iQP. Em empuxos médios e elevados, o controlador de potência obteve o segundo melhor desempenho, seguido de perto pelo iQ-P e em seguida pelo iQP. Os dois controladores híbridos apresentaram um relevante ganho de desempenho em baixas rotações quando comparados com os controladores de torque e potência. Além disso, o iQ-P superou o iQP em todos os indicadores no primeiro cenário, exceto MAE_{low} , onde ambos obtiveram os mesmos resultados. Como as sensibilidades não dependem de D_f no caso do controle por rotação, todos os seus indicadores MAE foram nulos.

Os resultados dos indicadores MAE para o segundo cenário (Q_s e n_r variando) são mostrados nas Tabelas 25 e 26.

O controlador de rotação apresentou os melhores resultados neste cenário, já que suas

Tabela 25: Indicadores MAE de cada variável para o segundo cenário

Controlador	MAE_n	MAE_Q	MAE_P	MAE_T
Rotação	0	0	0	0
Torque	0,1149	0,3346	1,267	0,3346
Potência	0,0965	0,3037	1,1614	0,3037
iQP	0,0129	0,0299	0,0430	0,0259
iQ-P	0,0099	0,0239	0,0340	0,0199

Fonte: Autor

Tabela 26: Indicadores MAE por faixa de operação para o segundo cenário

Controlador	MAE_{low}	MAE_{med}	MAE_{hi}
Rotação	0	0	0
Torque	1,4019	0,0473	0,0153
Potência	1,3058	0,0334	0,0105
iQP	0,0054	0,0512	0,01117
iQ-P	0,0054	0,0381	0,0111

Fonte: Autor

sensibilidades foram unitárias, uma vez que este controlador não depende da estimativa Q_{sc} para levar o sistema a um ponto de equilíbrio. Além disso, na Tabela 25, os controladores iQP e iQ-P apresentaram indicadores MAE significativamente menores que os controles por torque e potência. Isso ocorreu porque com os controladores híbridos houve uma melhora de desempenho muito significativa principalmente em baixas rotações, o que fica evidente ao verificar o indicador MAE_{low} para esses controladores, na Tabela 26.

Na Tabela 26, percebe-se que o controle por potência apresenta o segundo melhor desempenho em termos de MAE_{med} and MAE_{hi} , seguido de perto pelo controlador iQ-P. Além disso, há um ganho significativo de desempenho na faixa de operação média do iQ-P quando comparado com o iQP. Isso ocorre porque o controlador iQ-P se comporta como um controle por potência nessas duas faixas de operação enquanto o iQP atua como controlador de torque na média e potência na alta. A Tabela 26 deixa evidente que o controle por potência possui um desempenho combinado superior ao controlador de torque na faixa intermediária e alta de operação.

Além disso, no controlador iQ-P, o fato do congelamento de integrador e a transição para o controle por potência iniciarem no mesmo ponto não resultou em maiores indicadores MAE em empuxos intermediários, o que indica, junto com as sensibilidades mostradas nas seções anteriores, que o chaveamento duplo não resultou em maiores descontinuidades em termos de pontos de equilíbrio.

Os indicadores MAE para o terceiro cenário, onde há variações em K_Q e n_r , são dados pelas Tabelas 27 e 28.

Tabela 27: Indicadores MAE de cada variável para o terceiro cenário

Controlador	MAE_n	MAE_Q	MAE_P	MAE_T
Rotação	0	0,131	0,131	0
Torque	0,0512	0,0256	0,0375	0,1021
Potência	0,0362	0,0559	0,0192	0,0722
iQP	0,0399	0,0593	0,0548	0,0798
iQ-P	0,0321	0,0750	0,0440	0,0641

Fonte: Autor

Tabela 28: Indicadores MAE por faixa de operação para o terceiro cenário

Controlador	MAE_{low}	MAE_{med}	MAE_{hi}
Rotação	0,0429	0,0659	0,0879
Torque	0,0436	0,0546	0,0551
Potência	0,0421	0,0451	0,0319
iQP	0,0460	0,0597	0,0351
iQ-P	0,0461	0,0497	0,0344

Fonte: Autor

As Tabelas 27 e 28 apresentam e quantificam os contras do controlador de rotação, que são sensibilidades de torque e potência ruins para perturbações no coeficiente de torque. Isso foi inicialmente mostrado nas Figuras 155 e 156 e é agora quantificado pelos indicadores MAE, ficando claro nos resultados em MAE_Q e MAE_P e também refletidos em MAE_{med} e MAE_{hi} , e, nesses casos, o controlador de rotação apresentou os piores resultados. Por outro lado, o controle por rotação ainda apresentou os melhores resultados em termos de MAE de rotação e empuxo.

O controlador de potência apresentou os melhores resultados em termos de MAE_P , MAE_{med} e MAE_{hi} , como pode ser visto nas Tabelas 27 e 28.

O controlador de torque apresentou o melhor MAE_Q neste cenário, o que significa que esta forma de controle apresenta boas sensibilidades com respeito ao torque para perturbações em K_Q .

7.7 Considerações

O controlador de rotação não depende de uma estimativa de modelo e suas sensibilidades apresentaram um bom comportamento, de maneira geral. Este tipo de controle compensa todo tipo de perturbações, mantendo a rotação no seu *set-point*, o que implica desgaste adicional e flutuações de potência, o que é inconveniente para o PMS e fica explícito no terceiro cenário.

O controlador de torque age apenas em malha aberta, com isso, não forneceu bons resultados em termos de sensibilidades, pois as perturbações nunca eram compensadas e grandes desvios ocorreram, sobretudo no segundo cenário. Além disso, para garantir bom desempenho em regime permanente, é necessário ter conhecimento do modelo e de seus parâmetros. Ademais, erros na estimação dos parâmetros podem implicar valores bastante elevados de sensibilidade e baixo desempenho, principalmente em empuxos pequenos. Em compensação, este controlador tem uma boa regulação de torque para perturbações em K_Q , o que é mostrado na Tabela 27, no terceiro cenário.

O controle por potência tem um desempenho muito bom em faixas de operação elevadas devido ao *feedback* de rotação junto com os termos de *feedforward*, porque esta combinação aumenta a regulação de potência e reduz as flutuações no PMS, o que é uma vantagem relevante. Seu desempenho é surpreendentemente bom na faixa intermediária de operação, ultrapassando o desempenho do controle por torque nesta região. Contudo, este controlador tem um desempenho ruim em empuxos mais baixos, primeiramente porque imprecisões paramétricas não são bem lidadas por este controle nesta faixa de operação. Em segundo lugar porque a realimentação de rotação tem um desempenho ruim perto do chaveamento da lei de controle, isto é, perto da rotação nula.

Os controladores iQP e iQ-P são maneiras de agregar o melhor dos três controladores básicos em um único. Ambos superaram as fraquezas dos controladores de torque e potência, principalmente em rotações baixas. Entretanto, o controlador iQ-P apresentou resultados melhores que o iQP, principalmente por causa da escolha de se utilizar o controle por potência na faixa intermediária de operação. A escolha de congelar a saída do integrador e iniciar a transição para o controlador de potência no mesmo ponto não resultou em maiores discontinuidades em termos de pontos de equilíbrio e, em todas as simulações, as variáveis convergiram para o equilíbrio assintoticamente. Além disso, o controlador iQ-P superou a fraqueza do controle por rotação no terceiro cenário sem as contrapartidas dos controladores de torque e potência nos demais cenários.

Portanto, o controlador iQ-P é uma abordagem muito promissora para o problema de controle da propulsão de navios e uma análise de estabilidade desta técnica é recomendada para trabalhos futuros, a fim de solidificar seus conceitos para utilizá-la dentro do ambiente acadêmico e posteriormente na indústria naval.

8 CONCLUSÕES

O SimProPMS se mostrou uma ferramenta muito interessante para a simulação de plantas propulsoras e geradoras integradas de navios petroleiros, pois apresentou resultados consistentes em tempo real, com uma modelagem bastante sólida como um todo. Os demais trabalhos acadêmicos geralmente se focam na planta geradora ou propulsora e quando realizam simulações integradas, são feitas simplificações em uma delas. O SimProPMS é capaz de fazer simulações com bom detalhamento para as duas plantas em tempo real, o que mostrou ser algo muito interessante através das simulações no capítulo 6.

Fica muito claro que uma boa modelagem de ambas as plantas ajudou a fazer melhorias em técnicas como o FPBS, pois a hipótese de barramento infinito no sistema elétrico, adotada em trabalhos como o de Bø et al. (2015a) pode não ser válida quando se deseja uma simulação mais detalhada da planta geradora, onde o comportamento da tensão pode vir a ter uma influência forte na ocorrência de blecautes, por exemplo.

Além disso, soluções integradas entre propulsão e geração já são um caminho recorrente, principalmente no que tange sistemas de controle e proteção integrados. Neste sentido, uma ferramenta como o SimProPMS passa a desempenhar um papel importante. Ademais, o fato do simulador conseguir rodar em tempo real dá margem para simulações *hardware-in-the-loop* no futuro.

As validações feitas, ainda que simplificadas, indicam que o SimProPMS apresentou resultados consistentes, levando em conta que ele é um simulador integrado em tempo real. Algumas pequenas discrepâncias nas simulações elétricas foram notadas, mas em grande parte isso se deve ao fato de que as simulações feitas utilizando o SimPowerSystems tinham passos de integração mais curtos e consequentemente eram mais precisas. No entanto, estas não poderiam ser rodadas em tempo real, e quando utilizadas nas mesmas condições numéricas que o SimProPMS não eram capaz de gerar resultados numericamente consistentes. Isso significa que o SimProPMS é um simulador que consegue gerar resultados interessantes em condições mais simples no que tange passos de integração e

métodos numéricos, quando comparado ao SimPowerSystems.

Outro ponto importante é que o SimProPMS pode ser usado como uma ferramenta para o desenvolvimento de novas técnicas de controle e algoritmos de otimização, bem como homologação de técnicas já existentes.

Neste trabalho, verificou-se que o compartilhamento de cargas proposto por Hansen (2000) tem como resultado uma economia de combustível se comparado com a partilha proporcional de carga.

Este trabalho propôs alterações no FPBS para proteção da planta em caso de sobrecarga. Nesta modificação, analisou-se a tensão no barramento e não só a frequência da rede, permitindo uma atuação rápida e sem levar a planta a oscilações. Isso é possível com a leitura de uma variável de dinâmica rápida (tensão no barramento), mas limitando a atuação do algoritmo em frequências mais altas, de maneira a se evitar ciclos limites.

Neste trabalho, criou-se uma variação do controlador iQP, no caso, o iQ-P. Além disso, foi possível fazer uma análise muito ampla dos pontos de equilíbrio para diversos controladores da propulsão, de forma a verificar seus pontos fortes e fracos em regime permanente.

Portanto, fica muito clara a contribuição do SimProPMS para o meio acadêmico e há uma miríade de possibilidades para os próximos passos, tais como incluir o uso do simulador para outros tipos de navios além de petroleiros, estudos de sistemas de passo variável, análises de estabilidade tanto da planta geradora quanto da propulsora, além do desenvolvimento de novas técnicas de controle, otimização e simulações integradas com equipamentos.

REFERÊNCIAS

- ALTOSOLE, M.; FIGARI, M. Effective simple methods for numerical modelling of marine engines in ship propulsion control systems design. *Journal of Naval Architecture and Marine Engineering*, v. 8, n. 2, p. 129–147, 2011.
- BAKKEHEIM, J. et al. Lyapunov-based integrator resetting with application to marine thruster control. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, IEEE, v. 16, n. 5, p. 908–917, 2008.
- BARNITSAS, M.; RAY, D.; KINLEY, P. *KT, KQ and efficiency curves for the Wageningen B-series propellers*. [S.l.], 1981.
- BØ, T. I. Scenario-and optimization-based control of marine electric power systems. NTNU, 2016.
- BØ, T. I. et al. Marine vessel and power plant system simulator. *IEEE Access*, IEEE, v. 3, p. 2065–2079, 2015.
- BØ, T. I. et al. Real-time marine vessel and power plant simulation. In: AMERICAN SOCIETY OF MECHANICAL ENGINEERS. *ASME 2015 34th International Conference on Ocean, Offshore and Arctic Engineering*. [S.l.], 2015. p. V001T01A007–V001T01A007.
- DULLENS, F. Modeling and control of a controllable pitch propeller. *Technische Universiteit Eindhoven Department Mechanical Engineering Dynamics and Control Group*, 2009.
- FIGARI, M.; ALTOSOLE, M. Dynamic behaviour and stability of marine propulsion systems. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part M: Journal of Engineering for the Maritime Environment*, SAGE Publications Sage UK: London, England, v. 221, n. 4, p. 187–205, 2007.
- FILHO, R. M. dos S.; SEIXAS, P. F.; CORTIZO, P. C. A comparative study of three-phase and single-phase pll algorithms for grid-connected systems. In: *Proc. INDUSCON Conf. Rec.* [S.l.: s.n.], 2006.
- FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, C.; KUSKO, A. *Máquinas elétricas: conversão eletromecânica da energia, processos, dispositivos e sistemas*. [S.l.]: McGraw-Hill, 1975.
- FOSSSEN, T. I. *Guidance and control of ocean vehicles*. [S.l.]: John Wiley & Sons Inc, 1994.
- GOURISHANKAR, V. *Electromechanical energy conversion*. [S.l.]: International Textbook Co., 1965.
- HANSEN, J. F. *Modeling and control of marine power systems*. Tese (Doutorado), 2000.

- HANSEN, J. F.; ÅDNANES, A. K. Blackout prevention & recovery. In: *Dynamic positioning conference*. [S.l.: s.n.], 2009.
- HANSEN, J. F.; ÅDNANES, A. K.; FOSSEN, T. I. Mathematical modelling of diesel-electric propulsion systems for marine vessels. *Mathematical and Computer Modelling of Dynamical Systems*, Taylor & Francis, v. 7, n. 3, p. 323–355, 2001.
- HANSEN, J. F.; FOSSEN, T. I. Nonlinear control of marine power generation systems. In: *proc. of 13th Power System Computation Conference (PSCC'99)*. [S.l.: s.n.], 1999. p. 539–544.
- HANSEN, J. F.; LAUVDAL, T.; ÅDNANES, A. K. Modelling and simulation of variable speed thruster drives with full-scale verification. *IFAC Proceedings Volumes*, Elsevier, v. 33, n. 21, p. 347–352, 2000.
- HANSEN, J. F.; LAUVDAL, T.; ÅDNANES, A. K. Modelling and simulation of variable speed thruster drives with full-scale verification. *Modeling, identification and control*, Norsk Forening for Automatisering (NFA), v. 22, n. 4, p. 201, 2001.
- HÄUSLER, A. J. et al. Four-quadrant propeller modeling: A low-order harmonic approximation. *IFAC Proceedings Volumes*, Elsevier, v. 46, n. 33, p. 161–166, 2013.
- HÄUSLER, A. J. et al. A novel four-quadrant propeller model. 2015.
- HIDALGO, M. C. *Compensação de atrito em válvulas de controle: técnicas usuais e inovações*. 2015.
- KARRIS, S. T. *Circuit Analysis II: With MATLAB Computing and Simulink/SimPowerSystems Modeling*. [S.l.]: Orchard Publications, 2009.
- KEEFE, R. W. *Design of a controllable pitch underwater thruster system*. 1991.
- KHAN, U. A. et al. Feasibility analysis of the positioning of superconducting fault current limiters for the smart grid application using simulink and simpowersystem. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, IEEE, v. 21, n. 3, p. 2165–2169, 2010.
- KRAUSE, P. C. et al. *Analysis of electric machinery and drive systems*. [S.l.]: Wiley Online Library, 2002. v. 2.
- KUNDUR, P.; BALU, N. J.; LAUBY, M. G. *Power system stability and control*. [S.l.]: McGraw-hill New York, 1994. v. 7.
- LAMMEREN, W. V.; MANEN, J. V.; OOSTERVELD, M. The wageningen b-screw series. 1969.
- LE-HUY, H.; BRUNELLE, P. A versatile nonlinear switched reluctance motor model in simulink using realistic and analytical magnetization characteristics. In: *IEEE. 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005*. [S.l.], 2005. p. 6–pp.
- LEE, D. Ieee recommended practice for excitation system models for power system stability studies (ieee std 421.5-1992). *Energy Development and Power Generating Committee of the Power Engineering Society*, v. 95, p. 96, 1992.

- LEWIS, E. V. Principles of naval architecture second revision. *Jersey: SNAME*, 1988.
- LU, Q.; SUN, Y.; MEI, S. *Nonlinear control systems and power system dynamics*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2013. v. 10.
- MARTELLI, M. et al. Controllable pitch propeller actuating mechanism, modelling and simulation. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part M: Journal of Engineering for the Maritime Environment*, SAGE Publications Sage UK: London, England, v. 228, n. 1, p. 29–43, 2014.
- MAY, J. Improving engine utilization on dp drilling vessels. In: MARINE TECHNOLOGY SOCIETY HOUSTON, USA. *Dynamic Positioning Conference*. [S.l.], 2003.
- MELLO, F. de. *Dinâmica das máquinas elétricas*. [S.l.]: Universidade Federal de Santa Maria, 1979.
- MINIOVICH, I. Y. *Investigation of hydrodynamic characteristics of screw propellers under conditions of reversing and calculation methods for backing of ships*. [S.l.], 1960.
- NIENHUIS, U. Analysis of thruster effectivity for dynamic positioning and low speed manoeuvring. 1992.
- OGATA, K. *Engenharia de controle moderno*. [S.l.]: Prentice Hall do Brasil, 1998.
- OOSTERVELD, M. W. C. *Wake adapted ducted propellers*. [S.l.], 1970.
- PARK, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, IEEE, v. 48, n. 3, p. 716–727, 1929.
- PEDERSEN, T. A.; PEDERSEN, E. Bond graph modelling of marine power systems. *Mathematical and Computer Modelling of Dynamical Systems*, Taylor & Francis, v. 18, n. 2, p. 153–173, 2012.
- PELLINI, E. L. Simulador em tempo real de hidrogeradores. 2005.
- PEREZ, T. et al. An overview of the marine systems simulator (mss): A simulink toolbox for marine control systems. *Modeling, identification and Control*, Norsk Forening for Automatisering (NFA), v. 27, n. 4, p. 239, 2006.
- PIVANO, L.; FOSSEN, T. I.; JOHANSEN, T. A. Nonlinear model identification of a marine propeller over four-quadrant operations. *IFAC Proceedings Volumes*, Elsevier, v. 39, n. 1, p. 315–320, 2006.
- PIVANO, L. et al. Marine propeller thrust estimation in four-quadrant operations. In: IEEE. *Decision and Control, 2006 45th IEEE Conference on*. [S.l.], 2006. p. 1333–1338.
- QUEEN, C. G. *Four Quadrant Open Water Characteristics of Controllable Pitch Propeller 4837 Designed for MCM (Model 5401)*. [S.l.], 1981.
- RADAN, D. *Integrated control of marine electrical power systems*. Tese (Doutorado), 2008.

- RADAN, D. et al. Optimization of load dependent start tables in marine power management systems with blackout prevention. *WSEAS Transactions on circuits and systems*, v. 4, n. 12, p. 1861–1866, 2005.
- SAID, S. et al. A matlab/simulink-based photovoltaic array model employing simpowersystems toolbox. *Journal of Energy and Power Engineering*, David Publishing Company, Inc., v. 6, n. 12, p. 1965, 2012.
- SAY, M. G. *Alternating current machines*. [S.l.]: Halsted Press, 1976.
- SMOGELI, O. et al. Anti-spin control for marine propulsion systems. In: IEEE. *Decision and Control, 2004. CDC. 43rd IEEE Conference on*. [S.l.], 2004. v. 5, p. 5348–5353.
- SMOGELI, O.; RUTH, E.; SORENSEN, A. Experimental validation of power and torque thruster control. In: IEEE. *Intelligent Control, 2005. Proceedings of the 2005 IEEE International Symposium on, Mediterrean Conference on Control and Automation*. [S.l.], 2005. p. 1506–1511.
- SMOGELI, Ø. N. *Control of marine propellers: From normal to extreme conditions*. Tese (Doutorado), 2006.
- SMOGELI, Ø. N.; SØRENSEN, A. J.; MINSAAS, K. J. The concept of anti-spin thruster control. *Control Engineering Practice*, Elsevier, v. 16, n. 4, p. 465–481, 2008.
- SØRENSEN, A. J. Marine control systems propulsion and motion control of ships and ocean structures lecture notes. Citeseer, 2012.
- SØRENSEN, A. J. et al. A new method of thruster control in positioning of ships based on power control. *IFAC Proceedings Volumes*, Elsevier, v. 30, n. 22, p. 199–206, 1997.
- SØRENSEN, A. J.; SMOGELI, Ø. N. Torque and power control of electrically driven marine propellers. *Control Engineering Practice*, Elsevier, v. 17, n. 9, p. 1053–1064, 2009.
- STRAND, J. *Nonlinear Position Control Systems Design for Marine Vessels*. Tese (Doutorado), 1999.
- TANNURI, E. A. *Sistemas de Posicionamento Dinâmico: projeto, análise e novos desenvolvimentos*. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2009.
- THOMPSON, M. J. Fundamentals and advancements in generator synchronizing systems. In: IEEE. *Protective Relay Engineers, 2012 65th Annual Conference for*. [S.l.], 2012. p. 203–214.
- VENAYAGAMOORTHY, G. K. Comparison of power system simulation studies on different platforms-rscad, pscad/emtsc, and simulink simpowersystems. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER SYSTEM OPERATIONS AND PLANNING (ICPSOP). [S.l.], 2005.
- WEIR, R. J. *Ducted propeller design and analysis*. [S.l.], 1987.
- WHITCOMB, L. L.; YOERGER, D. R. Development, comparison, and preliminary experimental validation of nonlinear dynamic thruster models. *IEEE journal of oceanic engineering*, IEEE, v. 24, n. 4, p. 481–494, 1999.

WHITCOMB, L. L.; YOERGER, D. R. Preliminary experiments in model-based thruster control for underwater vehicle positioning. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, IEEE, v. 24, n. 4, p. 495–506, 1999.