

Universidade Federal de Juiz De Fora
Faculdade de Engenharia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Bruno Cortes de Souza

**ESTUDO DE UM SISTEMA INTEGRADO DE BOMBEIO CENTRÍFUGO
SUBMERSO**

Juiz de Fora
2017

Bruno Cortes de Souza

**ESTUDO DE UM SISTEMA INTEGRADO DE BOMBEIO CENTRÍFUGO
SUBMERSO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, na área de concentração em Sistemas de Energia Elétrica, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Leandro Ramos de Araujo
Coorientadora: Débora Rosana Ribeiro Penido Araujo

Juiz de Fora

2017

Ficha catalográfica elaborada através do programa de geração automática da Biblioteca Universitária da UFJF, com os dados fornecidos pelo autor.

Souza, Bruno Cortes de.

Estudo de um Sistema Integrado de Bombeio Centrífugo Submerso / Bruno Cortes de Souza. -- 2017.

157 f. : il.

Orientador: Leandro Ramos de Araujo

Coorientadora: Débora Rosana Ribeiro Penido Araujo

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2017.

1. Modelagem e Acionamento de BCS. 2. Filtros Passivos de Potência. 3. Controle V/f em Malha Aberta. I. Araujo, Leandro Ramos de, orient. II. Araujo, Débora Rosana Ribeiro Penido, coorient. III. Título.

Bruno Cortes de Souza

**ESTUDO DE UM SISTEMA INTEGRADO DE BOMBEIO CENTRÍFUGO
SUBMERSO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, na área de concentração em Sistemas de Energia Elétrica, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 20/02/2017.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Leandro Ramos de Araujo, D. Sc.
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Débora Rosana Ribeiro Penido Araujo, D. Sc.
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr. Eng.
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Luís Fernando Corrêa Monteiro, D. Sc.
Universidade do Estado do Rio de Janeiro

Dedico este trabalho aos meus pais e à minha irmã.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por mais uma etapa concluída em minha vida e por clarear meus caminhos nos momentos difíceis que enfrentei. Pela coragem e sucesso em todas as decisões ao longo do Mestrado.

À minha querida mãe Marly, que mesmo com toda dificuldade e abdicção que teve que enfrentar na vida nunca deixou de me aconselhar, motivar e ajudar de toda maneira que lhe foi possível. Obrigado por sempre suportar e apoiar minhas ideias e desejos. Ao meu pai Rubens, por sempre estar por perto discutindo opiniões, me passando experiência e me apoiando.

À minha irmã Caroline, por todas as conversas, incentivos e puxões de orelha. Seu apoio sempre foi uma das coisas mais preciosas e extraordinárias em minha vida. À Letícia, que mesmo com pouco tempo ao meu lado vem me propiciando momentos únicos de felicidade e paz. Sou grato pelo seu companheirismo e afeição que me permitiram levar a vida de forma mais leve, fascinante e prazerosa.

A todos meus amigos que com a convivência sempre contribuíram para meu desenvolvimento pessoal e profissional. Aos amigos da graduação por sempre fazerem parte dos momentos de descontração. Aos amigos do mestrado, pelo companheirismo durante as disciplinas e pelas críticas construtivas e sugestões no desenvolvimento desta dissertação.

À todas minhas tias, em especial à minha Tia Bernadete (*in memoriam*), pelo suporte financeiro e incentivo em sempre buscar uma melhor educação e formação especializada. Aos demais parentes por sempre fazerem dos momentos reunidos em família prazerosos.

Aos meus avós Rita e Euclides, por todo carinho dado enquanto vivos, por terem me ensinado a ter gratidão, a ser responsável, dedicado, justo e honesto. À minha avó Wérzia, pelas sábias palavras, pensamentos e reflexões sobre a vida.

Ao consultor da Petrobras, Jaime Mourente, pelo incentivo desde a graduação e por suas contribuições sempre relevantes no desenvolvimento do tema. Aos colegas de Petrobras, pelas sugestões e compreensão ao longo da dissertação.

Por fim, aos professores do Mestrado, por todo conhecimento passado a mim. Em especial, aos meus orientadores Leandro e Débora, pela amizade e por terem acreditado e confiado na minha capacidade desde a graduação. Todos os conselhos e ensinamentos sempre foram essenciais para que pudesse prosseguir em frente, obter os resultados esperados e me tornar um profissional cada vez mais realizado. Agradeço imensamente pelas facilidades e disponibilidade durante meu período na Petrobras e também após minha volta para Juiz de Fora.

*“It is a miracle that curiosity
survives formal education.”*
Albert Einstein

*“The greatest challenge to any thinker
is stating the problem in a way that will
allow a solution.”*
Bertrand Russell

RESUMO

Esse trabalho apresenta estudos, modelagem e análises de um sistema de bombeio centrífugo submerso (BCS), considerando as características dos principais componentes presentes neste sistema. As contribuições do trabalho estão na partida do BCS, como no desenvolvimento de soluções para mitigar alguns dos problemas observados, como por exemplo, os relacionados à qualidade de energia elétrica nos terminais do BCS.

A modelagem de cada equipamento elétrico que compõe o BCS é apresentada no trabalho, destacando-se alguns dos aspectos operacionais relevantes que são considerados na operação. Foi feito um projeto para dimensionamento dos filtros passivos utilizados na atenuação das componentes harmônicas das tensões e correntes produzidas pelo sistema, além de auxiliar na regulação da tensão no ponto em que o BCS está conectado.

Nas simulações realizadas, considerou-se um sistema de média tensão com um motor de indução trifásico em gaiola de esquilo de 3835HP que acoplado a uma bomba centrífuga possui um alto coeficiente de inércia. Com a inserção de modelos de atritos rotacionais para o torque do conjunto motor-bomba, pôde-se representar os efeitos que acontecem nos instantes iniciais da partida do sistema e avaliar o desempenho da estratégia de controle utilizada para o acionamento.

Assim como ocorre nos sistemas reais que são alimentados por cabos submarinos de longo comprimento, utilizou-se um sistema de controle do sistema em malha aberta com uma metodologia para estimar e compensar a queda de tensão que ocorre entre os terminais do conversor e o terminal de entrada do motor elétrico.

O trabalho apresenta ainda uma breve comparação entre o conversor fonte de tensão (VSC) de 2 níveis e o conversor de 3 níveis com neutro grampeado (NPC). Por fim, é analisada a situação onde a alimentação do BCS é desequilibrada devido à diferença de valores entre os parâmetros do cabo submarino.

Palavras Chave: Modelagem e Acionamento de BCS. Filtros Passivos de Potência. Controle V/f em Malha Aberta.

ABSTRACT

This work shows studies, modelling and analyses of an electrical submersible pump system (ESP), considering the characteristics of key elements in this system. The contributions are in its start-up, as also in the development of solutions for mitigation of some observed problems, e.g., those related to power quality at the equipment terminals.

The model for each electrical equipment inside the ESP is presented in this work and highlighted some of the pertinent operational aspects that is commonly considered on practical operation. A project is settled for sizing the passive filters to attenuate the harmonic components of the voltages and currents supplied by the grid, in addition to helping voltage regulation at ESP connection point.

In the study cases, it was considered a medium voltage power system with a 3835HP three phase squirrel cage induction motor which is connected with a centrifugal pump that results in a high inertia coefficient. Rotational friction model is considered in the studies to characterize the effects that occur at the initial seconds of the start-up of the system and also to evaluate the performance of the implemented control strategy.

In the same way that occurs in real systems that are supplied by downhole electric cables, it was considered an open-loop V/f control with a methodology to estimate and compensate the voltage drop that exists between the terminals of the converter and the motor input.

This work also establishes a short comparison between a 2-level voltage source converter (VSC) and a 3-level neutral-point clamped (NPC) VSC. Finally, the system is analyzed through the occurrence of an unbalance of downhole electric cable parameters.

Keywords: ESP Modelling and Start-up. Passive Power Filters. Open Loop V/f Control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Componentes do Sistema do BCS	32
Figura 2 - Camadas Típicas de um Cabo Elétrico Submarino	33
Figura 3 - Tipos de Cabos Encontrados (a) Planar (b) Circular	34
Figura 4 - Linha Hotline (a) Cabo de Ligação do Motor e (b) Conector Pothead.....	35
Figura 5 - Sistema Elétrico Convencional do BCS	41
Figura 6 - Sistema Elétrico Completo do BCS.....	41
Figura 7 - Configuração do VSC de 2 Níveis.....	43
Figura 8 - Modulantes e Portadora Bipolar Típicas do VSC de 2 Níveis	46
Figura 9 - Diagrama de Blocos para Implementação do PWM do VSC de 2 Níveis.....	46
Figura 10 - Funções de Chaveamento S_1 e S_4	46
Figura 11 - Funções de Chaveamento S_2 e S_5	47
Figura 12 - Funções de Chaveamento S_3 e S_6	47
Figura 13 - Modelo π da linha de transmissão média.....	52
Figura 14 - Torque de Atrito Rotacional	72
Figura 15 - Filtro Passa-Baixa de Segunda Ordem	76
Figura 16 - Diagrama de Bode do Filtro Passa-Baixa	77
Figura 17 - Filtro Passa-Baixa de Segunda Ordem com Carga RL.....	79
Figura 18 - Diagrama de Bode do Filtro Passa-Alta	81
Figura 19 - Filtro Passa-Alta de Segunda Ordem.....	81
Figura 20 - Sistema de Distribuição Considerado	87
Figura 21 - Circuito Equivalente do Motor de Indução em Regime Permanente	89
Figura 22 - Relação V/f	93
Figura 23 - Frequência de Referência.....	93
Figura 24 - Tensão de Referência.....	94
Figura 25 - Tensão de Linha do Motor – VSC de 2 Níveis - Sem filtro	98
Figura 26 - Ciclos Finais da Tensão de Linha do Motor – VSC de 2 Níveis - Sem filtro.....	99
Figura 27 - Decomposição da Tensão de Linha do Motor – VSC de 2 Níveis - Sem filtro.....	99
Figura 28 - Ciclos Finais da Corrente de Entrada do Motor – VSC de 2 Níveis - Sem filtro	100
Figura 29 - Decomposição da Corrente de Entrada do Motor – VSC de 2 Níveis - Sem filtro	100
Figura 30 - Torques Desempenhados no Sistema – VSC de 2 Níveis - Sem filtro	101
Figura 31 - Tensão de Linha do Motor – VSC de 3 Níveis - Sem filtro	102

Figura 32 - Ciclos Finais da Tensão de Linha do Motor – VSC de 3 Níveis - Sem filtro.....	103
Figura 33 - Decomposição da Tensão de Linha do Motor – VSC de 3 Níveis - Sem filtro...	103
Figura 34 - Ciclos Finais da Corrente de Entrada do Motor – VSC de 3 Níveis - Sem filtro	104
Figura 35 - Decomposição da Corrente de Entrada do Motor – VSC de 3 Níveis - Sem filtro	104
Figura 36 - Torques Desempenhados no Sistema – VSC de 3 Níveis - Sem filtro.....	105
Figura 37 - Diagrama de Bode do Filtro Passa-Baixa – 0 a 6240 Hz.....	109
Figura 38 - Diagrama de Bode do Filtro Passa-Baixa – 0 a 10 Hz.....	109
Figura 39 - Tensão de Linha do Motor – VSC de 2 Níveis - Com filtro.....	110
Figura 40 - Ciclos Finais da Tensão de Linha nos Terminais do Conversor – VSC de 2 Níveis - Com filtro	111
Figura 41 - Ciclos Finais da Tensão de Linha nos Terminais do Cabo – VSC de 2 Níveis - Com filtro	111
Figura 42 - Ciclos Finais da Tensão de Linha nos Terminais do Motor – VSC de 2 Níveis - Com filtro	112
Figura 43 - Decomposição da Tensão de Linha do Motor – VSC de 2 Níveis - Com filtro..	113
Figura 44 - Corrente de Entrada do Motor – VSC de 2 Níveis - Com filtro.....	113
Figura 45 - Ciclos Finais da Corrente de Entrada do Motor – VSC de 2 Níveis - Com filtro	114
Figura 46 - Decomposição da Corrente de Entrada do Motor – VSC de 2 Níveis - Com filtro	115
Figura 47 - Tensão do Lado CC – VSC de 2 Níveis - Com filtro.....	115
Figura 48 - Velocidade Mecânica e de Referência – VSC de 2 Níveis - Com filtro.....	116
Figura 49 - Instante Inicial da Velocidade Mecânica – VSC de 2 Níveis - Com filtro.....	116
Figura 50 - Torques Desempenhados no Sistema – VSC de 2 Níveis - Com filtro	117
Figura 51 - Instante Inicial dos Torques Desempenhados no Sistema – VSC de 2 Níveis - Com filtro	118
Figura 52 - Tensão de Linha do Motor – VSC de 3 Níveis - Com filtro.....	119
Figura 53 - Ciclos Finais da Tensão de Linha nos Terminais do Conversor – VSC de 3 Níveis - Com filtro	119
Figura 54 - Ciclos Finais da Tensão de Linha nos Terminais do Cabo – VSC de 3 Níveis - Com filtro	120
Figura 55 - Ciclos Finais da Tensão de Linha nos Terminais do Motor – VSC de 3 Níveis - Com filtro	120
Figura 56 - Decomposição da Tensão de Linha do Motor – VSC de 3 Níveis - Com filtro..	121

Figura 57 - Corrente de Entrada do Motor – VSC de 3 Níveis - Com filtro	122
Figura 58 - Ciclos Finais da Corrente de Entrada do Motor – VSC de 3 Níveis - Com filtro	123
Figura 59 - Decomposição da Corrente de Entrada do Motor – VSC de 3 Níveis - Com filtro	123
Figura 60 - Tensão do Lado CC – VSC de 3 Níveis - Com filtro	124
Figura 61 - Velocidade Mecânica e de Referência – VSC de 3 Níveis - Com filtro.....	124
Figura 62 - Instante Inicial da Velocidade Mecânica – VSC de 3 Níveis - Com filtro.....	125
Figura 63 - Torques Desempenhados no Sistema – VSC de 3 Níveis - Com filtro	126
Figura 64 - Instante Inicial dos Torques Desempenhados no Sistema – VSC de 3 Níveis - Com filtro	126
Figura 65 - Ciclos Finais da Corrente de Entrada do Motor – VSC de 2 Níveis - Sistema Desequilibrado.....	129
Figura 66 - Ciclos Finais da Tensão de Linha nos Terminais do Motor – VSC de 2 Níveis - Sistema Desequilibrado	129
Figura 67 - Ciclos Finais da Corrente de Entrada do Motor – VSC de 3 Níveis - Sistema Desequilibrado.....	131
Figura 68 - Ciclos Finais da Tensão de Linha nos Terminais do Motor – VSC de 3 Níveis - Sistema Desequilibrado	131
Figura 69 - Configuração do VSC NPC de 3 Níveis.....	146
Figura 70 - Modulantes e Portadora Unipolar Típicas do VSC de 3 Níveis	147
Figura 71 - Diagrama de Blocos para Implementação do PWM do VSC de 3 Níveis.....	148
Figura 72 - Funções de Chaveamento S_{1-1} , S_{4-1} , S_{1-2} e S_{4-2}	148
Figura 73 - Funções de Chaveamento S_{2-1} , S_{5-1} , S_{2-2} e S_{5-2}	149
Figura 74 - Funções de Chaveamento S_{3-1} , S_{6-1} , S_{3-2} e S_{6-2}	149
Figura 75 - Funcionamento para m positivo e corrente positiva (a) IGBT Q1-1 conduz e (b) diodo D2 conduz.....	150
Figura 76 - Funcionamento para m positivo e corrente negativa (a) diodo D1-1 conduz e (b) IGBT Q4-1 e diodo D3 conduzem	151
Figura 77 - Funcionamento para m negativo e corrente positiva (a) diodo D1-2 conduz e (b) IGBT Q4-2 e diodo D2 conduzem	152
Figura 78 - Funcionamento para m negativo e corrente negativa (a) IGBT Q1-2 conduz e (b) diodo D3 conduz.....	152

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Dados do Cabo Elétrico Utilizado.....	53
Tabela 2 - Dados do Motor de Indução	68
Tabela 3 - Dados do Torque do Sistema.....	73
Tabela 4 - Dados do Sistema de Distribuição de Energia Elétrica.....	88
Tabela 5 - Resultados da Simulação em Função da Especificação dos Filtros	107
Tabela 6 - Resultados da Simulação – VSC de 2 Níveis.....	128
Tabela 7 - Resultados da Simulação – VSC de 3 Níveis.....	130
Tabela 8 - Resumo dos Resultados da Simulação	132

NOTAÇÕES E SÍMBOLOS

► Abreviaturas:

BCP, Bombeio por Cavidades Progressivas

BCS, Bombeio Centrífugo Submerso

BHJ, Bombeio Hidráulico a Jato

BSW, *Basic Sediments and Water*

BVR, *Bearing Voltage Ratio*

CA, Corrente Alternada

CC, Corrente Contínua

DHT, Distorção Harmônica Total

EDM, *Electric Discharge Machining*

EIA, *Energy Information Administration*

EPDM, Etileno-Propileno-Dieno

ESP, *Electrical Submersible Pump*

FD, Fator de Desequilíbrio

FEA, *Finite Element Analysis*

GLC, *Gas-lift* Contínuo

GLI, *Gas-lift* Intermitente

GTO, *Gate Turn-off Thyristor*

HVDC, *High-Voltage Direct Current*

IGBT, *Insulated Gate Bipolar Transistor*

MOSFET, *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*

NEMA, *National Electrical Manufacturers Association*

NPC, *Neutral Point Clamped*

PWM, *Pulse Width Modulation*

RGO, Razão Gás-Óleo

RTD, *Resistive Thermal Device*

UPS, *Uninterruptible Power Supply*

VSC, *Voltage Source Converter*

VSD, *Variable Speed Drive*

► Símbolos:

C , Capacitância Equivalente

C_{CC} , Capacitância do Lado CC

C_x , Célula de Comutação Número x

C_f , Capacitância do Filtro Passa-Baixa

C_{pa} , Capacitância do Filtro Passa-Alta

c_t , Coeficiente de Transição

C_{x-y} , Célula de Comutação Número $x-y$

$d(t)$, Razão Cíclica Variante no Tempo

D_x , Diodo Número x Referente à Célula C_x

D_{x-y} , Diodo Número $x-y$ Referente à Célula C_{x-y}

e'_{0r} , Tensão sobre o Eixo 0 do Rotor Referido para o Estator

e_{0s} , Tensão sobre o Eixo 0 do Estator

\mathbf{e}_{abcr} , Vetor de Tensões Trifásicas do Rotor

\mathbf{e}'_{abcr} , Vetor de Tensões Trifásicas do Rotor Referido para o Estator

\mathbf{e}_{abcs} , Vetor de Tensões Trifásicas do Estator

e_{ar} , Tensão na Fase a do Rotor

e_{as} , Tensão na Fase a do Estator

e_{br} , Tensão na Fase b do Rotor

e_{bs} , Tensão na Fase b do Estator

e_{cr} , Tensão na Fase c do Rotor

e_{cs} , Tensão na Fase c do Estator

e'_{dr} , Tensão sobre o Eixo d do Rotor Referido para o Estator

e_{ds} , Tensão sobre o Eixo d do Estator

E , Energia Armazenada pelo Capacitor

E_m , Tensão sobre a Indutância de Magnetização

E_m^{nom} , Tensão Nominal sobre a Indutância de Magnetização

\mathbf{e}'_{qd0r} , Vetor de Tensões em $qd0$ do Rotor Referido para o Estator

\mathbf{e}_{qd0s} , Vetor de Tensões em $qd0$ do Estator

e'_{qr} , Tensão sobre o Eixo q do Rotor Referido para o Estator

e_{qs} , Tensão sobre o Eixo q do Estator

f , Frequência Elétrica Genérica

F , Coeficiente de Atrito Viscoso
 f_{boost} , Acréscimo Inicial de Frequência
 f^{nominal} , Frequência Elétrica Nominal em pu
 f_m , Frequência da Modulante Senoidal
 f_{max} , Frequência Intermediária do Controle V/f
 $F_{\text{passa-baixa}}(s)$, Função de Transferência do Filtro Passa-Baixa
 $F_{\text{sistema}}(s)$, Função de Transferência do Sistema
 f_{tri} , Frequência da Portadora Triangular
 f_1 , Frequência da Componente Fundamental
 h , Ordem da Componente Harmônica Associada à Frequência de Corte do Filtro
 H , Altura Manométrica Total da Bomba Centrífuga
 H_1 , Altura Manométrica no Ponto de Operação 1
 H_2 , Altura Manométrica no Ponto de Operação 2
 i'_{0r} , Corrente no Eixo 0 do Rotor Referido Para o Estator
 i_{0s} , Corrente no Eixo 0 do Estator
 i_a , Corrente na Fase a Genérica
 \mathbf{i}_{abcr} , Vetor de Correntes Trifásicas do Rotor
 $\mathbf{i}'_{\text{abcr}}$, Vetor de Correntes Trifásicas do Rotor Referido para o Estator
 \mathbf{i}_{abcs} , Vetor de Correntes Trifásicas do Estator
 i_{ar} , Corrente na Fase a do Rotor
 i_{ar}^{nominal} , Corrente Nominal na Fase a do Rotor
 i_{as} , Corrente na Fase a do Estator
 i_b , Corrente na Fase b Genérica
 i_{br} , Corrente na Fase b do Rotor
 i_{bs} , Corrente na Fase b do Estator
 i_c , Corrente na Fase c Genérica
 i_{cr} , Corrente na Fase c do Rotor
 i_{cs} , Corrente na Fase c do Estator
 i'_{dr} , Corrente no Eixo d do Rotor Referida para o Estator
 i_{ds} , Corrente no Eixo d do Estator
 \mathbf{i}_F , Vetor de Correntes Trifásicas no Terminal da Fonte
 \mathbf{i}_L , Vetor de Correntes Trifásicas no Terminal da Carga
 i_m , Corrente de Magnetização

i_m^{nom} , Corrente de Magnetização Nominal
 i_n , Corrente no Neutro
 $I^{nominal}$, Corrente Nominal do Motor de Indução
 i_o , Corrente do Filtro Passa-Alta
 \mathbf{i}'_{qd0r} , Vetor de Correntes em $qd0$ do Rotor Referido Para o Estator
 \mathbf{i}_{qd0s} , Vetor de Correntes em $qd0$ do Estator
 i'_{qr} , Corrente no Eixo q do Rotor Referida Para o Estator
 i_{qs} , Corrente no Eixo q do Estator
 J , Coeficiente de Inércia
 K , Coeficiente de Proporcionalidade da Bomba Centrífuga
 K_{motor} , Coeficiente de Reflexão da Onda de Tensão nos Terminais do Motor
 l_c , Comprimento Crítico do Cabo
 L , Indutância Equivalente
 L_{cabo} , Indutância do Cabo Submarino
 L_f , Indutância do Filtro Passa-Baixa
 L_{lr} , Indutância de Dispersão do Rotor
 L'_{lr} , Indutância de Dispersão do Rotor Referida para o Estator
 L_{ls} , Indutância de Dispersão do Estator
 L_m , Indutância de Magnetização
 L_{motor} , Indutância Equivalente do Motor no Ponto de Operação do Sistema
 L_{mr} , Indutância de Magnetização do Rotor
 L_{ms} , Indutância de Magnetização do Estator
 L_{Mtr} , Indutância Mútua entre os Enrolamentos do Rotor
 L_{Mts} , Indutância Mútua entre os Enrolamentos do Estator
 L_{pa} , Indutância do Filtro Passa-Alta
 $L_{paralelo}$, Indutância Paralela do Sistema de Distribuição
 $L_{passa-baixa}$, Indutância do Filtro Passa-Baixa
 $L_{reator-inversor}$, Indutância do Reator Conectado ao Inversor
 \mathbf{L}_{rr} , Matriz de Indutâncias Trifásicas Associadas ao Rotor
 \mathbf{L}'_{rr} , Matriz de Indutâncias Trifásicas Associadas ao Rotor Referida para o Estator
 \mathbf{L}^{qd0}_{rr} , Matriz de Indutâncias em $qd0$ Associadas ao Rotor Referida para o Estator
 L_{serie} , Indutância Série do Sistema de Distribuição

L_{sr} , Indutância Mútua entre os Enrolamentos do Estator e os Enrolamentos do Rotor

L'_{sr} , Indutância Mútua entre os Enrolamentos do Estator e os Enrolamentos do Rotor

Referida para o Estator

L_{sr} , Matriz de Indutâncias Trifásicas Entre o Estator e o Rotor

L'_{sr} , Matriz de Indutâncias Trifásicas Entre o Estator e o Rotor Referida para o Estator

$L'_{sr}{}^{qd0}$, Matriz de Indutâncias em $qd0$ Entre o Estator e o Rotor Referida para o Estator

L_{ss} , Matriz de Indutâncias Trifásicas Associadas ao Estator

$L_{ss}{}^{qd0}$, Matriz de Indutâncias em $qd0$ Associadas ao Estator

L_{total} , Indutância Total Associada à Queda de Tensão entre o Conversor e o Motor de

Indução

L_{xryr} , Indutância Equivalente da Fase x do Rotor dado uma Corrente na Fase y do Rotor

L_{xrys} , Indutância Equivalente da Fase x do Rotor dado uma Corrente na Fase y do Estator

L_{xsysr} , Indutância Equivalente da Fase x do Estator dado uma Corrente na Fase y do Rotor

L_{xsys} , Indutância Equivalente da Fase x do Estator dado uma Corrente na Fase y do

Estator

L_{α} , Indutância Equivalente na Entrada do Filtro Passa-Baixa

M , Indutância de Magnetização Equivalente

m_a , Fator de Modulação de Amplitude

$m_a(t)$, Sinal Modulante da Fase a Variante no Tempo

$\mathbf{m}_{abc}(t)$, Vetor de Modulantes Trifásicas Variante no Tempo

$m_b(t)$, Sinal Modulante da Fase a Variante no Tempo

$m_c(t)$, Sinal Modulante da Fase a Variante no Tempo

m_f , Fator de Modulação de Frequência

N_{Mtr} , Número de Voltas Associado à L_{Mtr}

N_{Mts} , Número de Voltas Associado à L_{ls}

N_r , Número de Voltas do Enrolamento do Rotor

N_s , Número de Voltas do Enrolamento do Estator

P , Número de Pólos

Pot , Potência Consumida pela Bomba Centrífuga

Pot_1 , Potência Consumida pela Bomba Centrífuga no Ponto de Operação 1

Pot_2 , Potência Consumida pela Bomba Centrífuga no Ponto de Operação 2

P_n , Potência Mecânica Nominal no Eixo

\mathbf{P}_r , Transformada de Park para o Rotor

P_s , Transformada de Park para o Estator
 Q , Vazão da Bomba Centrífuga
 Q_1 , Vazão no Ponto de Operação 1
 Q_2 , Vazão no Ponto de Operação 2
 Q_C , Potência Reativa Nominal do Capacitor do Filtro Passa-Alta
 Q_f , Potência Reativa Nominal Total do Filtro Passa-Alta
 $Q_{indutor}$, Potência Reativa do Indutor do Filtro Passa-Baixa
 $Q_{passa-alta}$, Fator de Qualidade do Filtro Passa-Alta
 $Q_{passa-baixa}$, Fator de Qualidade do Filtro Passa-Baixa
 Q_x , IGBT Número x Referente à Célula C_x
 Q_{x-y} , IGBT Número $x-y$ Referente à Célula C_{x-y}
 R , Resistência Equivalente
 R_{cabo} , Resistência do Cabo Submarino
 R_f , Resistência do Filtro Passa-Baixa
 \mathfrak{R}_r , Relutância do Caminho do Fluxo de Dispersão do Rotor
 \mathfrak{R}_s , Relutância do Caminho do Fluxo de Dispersão do Estator
 \mathfrak{R}_m , Relutância do Caminho do Fluxo de Magnetização
 R_{motor} , Resistência Equivalente do Motor no Ponto de Operação do Sistema
 \mathfrak{R}_{Mtr} , Relutância do Caminho do Fluxo Mútuo entre os Enrolamentos do Rotor
 \mathfrak{R}_{Mts} , Relutância do Caminho do Fluxo Mútuo entre os Enrolamentos do Estator
 R_{pa} , Resistência do Filtro Passa-Alta
 $R_{paralelo}$, Resistência Paralela do Sistema de Distribuição
 r_r , Resistência do Enrolamento do Rotor
 \mathbf{r}_r , Matriz de Resistências dos Enrolamentos do Rotor
 \mathbf{r}'_r , Matriz de Resistências dos Enrolamentos do Rotor Referida para o Estator
 $R_{reator-inversor}$, Resistência do Reator Conectado ao Inversor
 r_s , Resistência do Enrolamento Estator
 \mathbf{r}_s , Matriz de Resistências dos Enrolamentos do Estator
 R_{th} , Resistência Equivalente de Thevenin Vista pelo Rotor
 R_{total} , Resistência Total Associada à Queda de Tensão entre o Conversor e o Motor de

Indução

R_a , Resistência Equivalente na Entrada do Filtro Passa-Baixa

s , Escorregamento do Rotor

S_{base} , Potência Base Associada ao Projeto do Capacitor do Lado CC

sgn , Função Sinal

s^{nominal} , Escorregamento Nominal

$s(t)$, Função de Chaveamento

$s_x(t)$, Função de Chaveamento Referente à Célula C_x

$s_{x-y}(t)$, Função de Chaveamento Referente à Célula C_{x-y}

t , Tempo de Simulação

t_{acc} , Tempo de Aceleração

t_{rampa} , Tempo de Mudança da Inclinação das Retas de Variação da Frequência e da

Tensão

t_{subida} , Tempo de Subida do Pulso de Chaveamento

$\hat{V}_{\text{inv,fase}}$, Valor de Pico da Tensão de Fase nos Terminais do Inversor

\hat{V}_m , Amplitude da Modulante Senoidal

\hat{V}_{tri} , Amplitude da Portadora Triangular

V_a , Tensão na Fase a Genérica

V_b , Tensão na Fase b Genérica

V_{boost} , Acréscimo Inicial de Tensão

V_c , Tensão na Fase c Genérica

V_{CC} , Valor Médio da Tensão do Lado CC

V_{cm} , Tensão de Modo Comum Genérica

\mathbf{V}_F , Vetor de Tensões Trifásicas no Terminal da Fonte

V_i , Tensão de Entrada do Filtro Passa-Baixa

$V_{\text{inv,fase}}$, Tensão de Fase nos Terminais do Inversor

$V_{\text{inv,fase}}^{\text{nominal}}$, Tensão Nominal de Fase nos Terminais do Inversor

V_{inv} , Tensão de Linha nos Terminais do Inversor

\mathbf{V}_L , Vetor de Tensões Trifásicas no Terminal da Carga

V_n , Tensão do Pólo Negativo do Lado CC

V^{nominal} , Tensão Nominal de Linha do Motor

v_o , Tensão do Filtro Passa-Alta

V_o , Tensão de Saída do Filtro Passa-Baixa

V_p , Tensão do Pólo Positivo do Lado CC

V_{PC} , Tensão de Linha nos Terminais do Ponto de Conexão do Filtro Passa-Alta
 $V_{\text{retificador}}$, Tensão de Linha na Entrada do Retificador
 V_s , Tensão de Linha da Geração
 $V_{ta}(t)$, Tensão Terminal da Fase a do VSC
 $\mathbf{V}_{\text{tabc}}(t)$, Vetor de Tensões Trifásicas no Terminal do VSC
 $V_{tb}(t)$, Tensão Terminal da Fase b do VSC
 $V_{tc}(t)$, Tensão Terminal da Fase c do VSC
 V_{th} , Tensão Equivalente de Thevenin Vista pelo Rotor
 W_c , Coenergia
 W_r , Matriz de Velocidade Angular do Rotor
 W_s , Matriz de Velocidade Angular do Estator
 X_C^1 , Reatância Capacitiva da Componente Fundamental
 X_C^h , Reatância Capacitiva da Harmônica h
 X_L^1 , Reatância Indutiva da Componente Fundamental
 X_L^h , Reatância Indutiva da Harmônica h
 X_{lr} , Reatância de Dispersão do Rotor
 X_{ls} , Reatância de Dispersão do Estator
 X_m , Reatância de Magnetização
 X_{th} , Reatância Equivalente de Thevenin Vista pelo Rotor
 \mathbf{Y} , Matriz de Admitâncias do Cabo
 $Y_{\text{passa-alta}}(s)$, Admitância do Filtro Passa-Alta
 \mathbf{Z} , Matriz de Impedâncias do Cabo
 Z_{mr} , Impedância Equivalente do Rotor com o Ramo de Magnetização
 Z_{paralelo} , Impedância Paralela do Sistema de Distribuição
 $Z_{\text{passa-alta}}(s)$, Impedância do Filtro Passa-Alta
 Z_r , Impedância Equivalente do Rotor
 $Z_{\text{retificador}}$, Impedância Equivalente entre a Geração e o Retificador
 Z_{th} , Impedância Equivalente de Thevenin Vista pelo Rotor
 $\delta_{\text{frequência}}$, Inclinação da Reta de Variação da Frequência
 $\delta_{\text{tensão}}$, Inclinação da Reta de Variação da Tensão
 ΔV , Queda de Tensão entre o Conversor e o Motor de Indução
 $\epsilon_{\text{passa-alta}}$, Coeficiente de Amortecimento do Filtro Passa-Alta

$\varepsilon_{\text{passa-baixa}}$, Coeficiente de Amortecimento do Filtro Passa-Baixa

θ , Posição Angular do Eixo em Quadratura em relação à Fase a do Enrolamento do Estator

θ_r , Posição Angular do Enrolamento da Fase a do Rotor em Relação ao Enrolamento da Fase a do Estator

λ'_{0r} , Fluxo Enlaçado pelo Eixo 0 do Rotor Referido para o Estator

λ_{0s} , Fluxo Enlaçado pelo Eixo 0 do Estator

λ_{abcr} , Vetor de Fluxos Enlaçados Trifásico do Rotor

λ'_{abcr} , Vetor de Fluxos Enlaçados Trifásico do Rotor Referido para o Estator

λ_{abcs} , Vetor de Fluxos Enlaçados Trifásico do Estator

λ_{ar} , Fluxo Enlaçado pela Fase a do Rotor

λ_{as} , Fluxo Enlaçado pela Fase a do Estator

λ_{br} , Fluxo Enlaçado pela Fase b do Rotor

λ_{bs} , Fluxo Enlaçado pela Fase b do Estator

λ_{cr} , Fluxo Enlaçado pela Fase c do Rotor

λ_{cs} , Fluxo Enlaçado pela Fase c do Estator

λ'_{dr} , Fluxo Enlaçado pelo Eixo d do Rotor Referido Para o Estator

λ_{ds} , Fluxo Enlaçado pelo Eixo d do Estator

λ_m , Fluxo Enlaçado pela Indutância de Magnetização

λ'_{qd0r} , Vetor de Fluxos Enlaçados em $qd0$ do Rotor Referido para o Estator

λ_{qd0s} , Vetor de Fluxos Enlaçados em $qd0$ do Estator

λ'_{qr} , Fluxo Enlaçado pelo Eixo q do Rotor Referido Para o Estator

λ_{qs} , Fluxo Enlaçado pelo Eixo q do Estator

τ , Torque Mecânico Requerido pela Bomba Centrífuga

τ_1 , Torque Mecânico Requerido pela Bomba Centrífuga no Ponto de Operação 1

τ_2 , Torque Mecânico Requerido pela Bomba Centrífuga no Ponto de Operação 2

τ_{atrito} , Torque Devido aos Atritos

τ_c , Torque de Coulomb

τ_e , Torque Eletromagnético

$\tau_{\text{est}}^{\text{max}}$, Torque de Atrito Estático Máximo

τ_m , Torque Mecânico Requerido no Eixo

τ_n , Torque Nominal do Motor de Indução

ω , Velocidade de Rotação da Bomba Centrífuga

ω_1 , Velocidade de Rotação da Bomba Centrífuga no Ponto de Operação 1
 ω_2 , Velocidade de Rotação da Bomba Centrífuga no Ponto de Operação 2
 ω_m , Frequência Angular da Modulante Senoidal
 ω_{\min} , Velocidade Mecânica Associadas ao Menor Valor do Torque de Atrito Rotacional
 $\omega_{\text{passa-alta}}$, Frequência de Corte do Filtro Passa-Alta
 $\omega_{\text{passa-baixa}}$, Frequência de Corte do Filtro Passa-Baixa
 ω_r , Velocidade Angular Mecânica do Rotor
 ω_s , Velocidade Angular Elétrica do Estator
 ω_{th} , Velocidade de Limiar

SUMÁRIO

1	Introdução	25
1.1	Motivação do Trabalho	25
1.2	Revisão Bibliográfica.....	26
1.3	Objetivos e Metodologia.....	28
1.4	Estrutura do Trabalho	29
1.5	Trabalho Aceito para Publicação	29
2	Elevação do Petróleo.....	30
2.1	Introdução	30
2.2	O Sistema de Bombeio Centrífugo Submerso	30
2.2.1	Componentes.....	31
2.3	Conclusão.....	40
3	Modelagem do Sistema	41
3.1	Introdução	41
3.2	Conversor de Potência	42
3.2.1	Conversor Fonte de Tensão.....	42
3.2.2	VSC Trifásico de 2 Níveis	43
3.2.3	VSC Trifásico NPC de 3 Níveis	50
3.3	Cabo Elétrico	51
3.3.1	Modelagem do Cabo	51
3.3.2	Sobretensão em Cabos	53
3.4	Motor de Indução.....	54
3.4.1	Modelo para Baixas Frequências	55
3.4.2	Modelo para Altas Frequências.....	64
3.4.3	Dados do Motor de Indução.....	68
3.5	Bomba Centrífuga.....	69

3.5.1	Leis de Afinidade	70
3.5.2	Modelagem do Torque	71
3.5.3	Dados do Torque do Sistema	73
3.6	Filtros de Potência.....	74
3.6.1	Reatores do Conversor	74
3.6.2	Filtro Passa-Baixa	75
3.6.3	Filtro Passa-Alta.....	80
3.7	Operação em Malha Aberta	84
3.7.1	Obtenção do Ponto de Operação em Regime Permanente.....	84
3.7.2	Definição da Amplitude do Sinal Modulante	86
3.7.3	Controle V/f em Malha Aberta	89
3.8	Projeto do Capacitor do Lado CC.....	94
3.8.1	Dados do Capacitor	95
3.9	Conclusão.....	95
4	Simulação do BCS	97
4.1	Sistema Equilibrado Sem Filtro	97
4.1.1	VSC Trifásico de 2 Níveis	98
4.1.2	VSC Trifásico NPC de 3 Níveis	101
4.2	Definição dos Filtros Passivos	106
4.2.1	Comparação das Funções de Transferência do Filtro Passa-Baixa	108
4.3	Sistema Equilibrado Com Filtros Passivos	110
4.3.1	VSC Trifásico de 2 Níveis	110
4.3.2	VSC Trifásico NPC de 3 Níveis	118
4.4	Sistema Desequilibrado Com Filtros Passivos	127
4.4.1	VSC Trifásico de 2 Níveis	128
4.4.2	VSC Trifásico NPC de 3 Níveis	130
4.5	Conclusão.....	132

5	Conclusão.....	133
5.1	Sugestões Para Trabalhos Futuros	134
	Referências Bibliográficas	136
	APÊNDICE A – Considerações sobre Elevação Artificial	140
	APÊNDICE A.1 – Introdução.....	140
	APÊNDICE A.2 – Aspectos Básicos	141
	APÊNDICE B – Parâmetros Monitorados e Falhas Operacionais	143
	APÊNDICE C – Explicação do VSC Trifásico NPC de 3 Níveis	146
	APÊNDICE C.1 – PWM Senoidal para VSC de 3 níveis.....	146
	APÊNDICE C.2 – Princípio de Operação	149
	APÊNDICE C.3 – Equacionamento do Modelo	153
	APÊNDICE D – Códigos dos Modelos Incorporados ao Simscape.....	155
	APÊNDICE E – Obtenção do Ponto de Operação do Sistema.....	157

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO DO TRABALHO

A demanda por petróleo no mundo vem crescendo continuamente e, os poços em águas ultraprofundas começaram apenas a ser explorados agora, assim muitas quebras de paradigmas com relação à profundidade de exploração e capacidade de produção ainda virão. Como em águas ultraprofundas a coluna de produção torna-se extremamente pesada, maiores bombas centrífugas possuindo vários estágios e grandes motores elétricos são necessários. Para o acionamento correto de todo esse aparato elétrico-mecânico a energia gerada na superfície deve chegar aos equipamentos submersos em condições aceitáveis e, assim, garantir uma operação adequada.

Para atingir estes propósitos, um sistema de suma importância é o sistema de bombeio centrífugo submerso (BCS) alimentado por longos cabos submarinos. Várias topologias para o sistema de BCS já foram estudadas e diferenciam-se pela inserção de transformadores e tipos de filtros de potência na superfície ou até o uso destes equipamentos no leito marinho (ADAMU, 2012; BARICUATRO, 2014; GANDA, 2009; KLYAPOVSKIY, 2014).

Analisando vários trabalhos, verificou-se abordagens inadequadas do tema com relação à malha de controle do conversor de potência na operação com BCS. Como o acionamento é feito por cabos elétricos submarinos de grande comprimento, torna-se impossível a instalação de sensores para monitorar a velocidade do motor em cada poço existente. Isto faz com que operacionalmente apenas um controle em malha aberta seja utilizado, sendo função do operador da plataforma “fechar a malha de controle” atuando na tensão e frequência transmitida pelo VSD (*Variable Speed Drive*) e nas válvulas para controlar a vazão e pressão do poço. Ressalta-se também que os valores de correntes e tensões são medidos apenas na saída do inversor, sendo inviável conseguir implementar um estimador de estado adequado para todas essas variáveis.

Além disso, como o comprimento pode chegar a alguns quilômetros, é necessário considerar o efeito de reflexão de ondas que podem resultar em sobretensões nos terminais do motor de até 2pu caso nenhuma estratégia para atenuação seja adotada.

Hoje se considera que, para se obter bons resultados, o sistema de bombeio centrífugo submerso alimentado por longos cabos submarinos ainda deve continuar a ser desenvolvido visando a viabilização de um conjunto operacional com maior durabilidade e confiabilidade. Somente desta forma o custo das intervenções necessárias para realizar manutenção será

reduzido e a taxa de ininterruptibilidade operacional será maior. Assim, estudos e melhorias destes sistemas se mostram de grande interesse e utilidade.

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A seguir são destacados alguns pontos das principais abordagens encontradas na literatura relativas a BCS. Entretanto, ressalta-se que no decorrer dos próximos capítulos são apresentados detalhes mais específicos referentes a cada tópico exposto.

Como a partida do sistema de BCS é complexa, devido à imprevisibilidade do comportamento inicial do poço, é importante garantir que o sistema elétrico esteja adequadamente modelado. Em Klyapovskiy (2014) é analisado como a partida do sistema pode causar a saturação dos transformadores abaixador e elevador, quando incluídos no sistema. O autor apresentou uma metodologia para compensar a queda de tensão no cabo elétrico submarino com base na corrente medida nos terminais do motor. O sistema é alimentado com tensões trifásicas sem distorções harmônicas, o que influencia no desempenho tanto do motor de indução quanto do motor de ímã permanente.

Baricuatro (2014) apresenta um modelo mais completo para o BCS incluindo o torque mecânico do conjunto motor-bomba. Tal modelagem foi feita baseada no bloco *rotational friction* recentemente adicionado ao *Simulink* e possibilita considerar diferentes tipos de atritos que atuam sobre uma massa até esta começar a girar. A consideração destes atritos é importante principalmente durante os instantes iniciais da partida do sistema de BCS, visto que, durante este intervalo de tempo inicial, não é possível reproduzir corretamente as variáveis do sistema devido a restrições operacionais. Motivado por uma empresa do grupo Schlumberger, o autor analisa o uso do motor de ímã permanente frente ao motor de indução de gaiola de esquilo tradicional do sistema de BCS, considerando tanto o controle em malha aberta quanto o controle em malha fechada. Embora seja feita uma análise do controle escalar em malha aberta e em malha fechada com o cabo submarino, o modelo do cabo não é considerado nas simulações do controle vetorial que utiliza filtro de Kalman para estimar a velocidade e a posição do rotor. Além disso, assim como em Klyapovskiy (2014), não foi considerado um modelo para representar o conversor e as simulações são simplesmente realizadas variando a amplitude e a frequência de uma fonte de tensão trifásica ideal, o que torna o sistema trivial, já que muitos problemas do sistema ocorrem devido às componentes harmônicas das tensões e das correntes produzidas pelo conversor.

Vasquez (2010) apresentou dois controles em malha fechada. No entanto, o autor não considerou a dificuldade para acessar os terminais do motor de indução do BCS e analisa o desempenho do controle do torque e o controle de campo orientado. Ainda é mostrado como obter os ganhos do controlador proporcional e integral presente em cada estratégia. Os resultados obtidos mostram a melhoria do desempenho do sistema BCS com a inclusão de sistemas realimentados no controle das tensões produzidas pelo conversor. O trabalho em questão foi desenvolvido considerando um motor de 3kW e 460V acionado por um inversor de 5 níveis em ponte *H*.

Adamu (2012) analisa as interferências eletromagnéticas em sistemas elétricos industriais submersos e sugere o uso de filtros passivos para solução dos afundamentos de tensão, surtos, variações súbitas na tensão e problemas de transitórios eletromagnéticos no sistema. Ainda, diferentes topologias de filtros passivos são avaliadas com o intuito principal de atenuar a sobretensão nos terminais do motor de indução de baixa tensão em função do comprimento do cabo elétrico submarino. Ressalta-se que nas simulações o autor utilizou uma fonte de tensão contínua com valor constante no lado CC do conversor e mediu as variáveis nos terminais do motor para acionar os semicondutores do inversor, o que impossibilita verificar todo o impacto da carga na geração da plataforma como num controle em malha aberta.

Ribeiro (2011) fez uma análise de um sistema de transmissão de energia elétrica submarino para alimentação de unidades de produção de petróleo *offshore*. O sistema de transmissão proposto foi testado para queda de tensão na fonte de alimentação, partida de um motor de 15MW, interrupção de operação de algumas plataformas e curto-circuito trifásico na carga, tendo as consequências no sistema analisadas. Para eliminar as componentes harmônicas foram utilizados dois filtros do tipo passa-alta em paralelo com o sistema e o autor também propõe um método para dimensionar o capacitor do lado CC do conversor.

Barbosa (2014) projetou um filtro do tipo passa-baixa para conexão do VSC com a rede elétrica. Esse projeto foi feito considerando carga resistiva e uma indutiva. Por fim, o autor valida a simulação através de resultados experimentais para um sistema de baixa tensão de 127V.

O filtro amortecido passa-faixa de segunda ordem é abordado por Özdemir (2013) de maneira bastante simples e objetiva. O autor destaca os problemas encontrados na utilização desses filtros como um filtro passa-alta e avalia o projeto do filtro para diferentes condições. Um complemento do estudo do filtro passa-alta é visto em Nassif e Xu (2007), onde os autores analisam a diferença entre este tipo filtro e alguns outros que são tipicamente encontrados nas indústrias, mostrando inclusive o impacto da variação dos parâmetros na sintonia do filtro.

As oito referências citadas nos parágrafos anteriores são consideradas como base para o desenvolvimento desta dissertação.

1.3 OBJETIVOS E METODOLOGIA

Além das referências destacadas na seção 1.2, encontrou-se um vasto material que abordava geralmente as diversas áreas do sistema elétrico do BCS separadamente, o que compromete o estudo considerando uma análise mais próxima do que realmente ocorre no dia a dia de operação de um sistema de BCS. Desta forma, este trabalho teve o objetivo de retratar o sistema como um todo: explicar a modelagem, identificar os principais problemas operacionais, propor soluções para mitigação dos problemas e analisar a simulação do que ocorreria num poço de petróleo com elevação artificial por BCS.

Portanto, este trabalho tem como um dos objetivos o uso de modelos matemáticos no domínio do tempo para representar os principais equipamentos que compõem o BCS. O modelo dinâmico do motor de indução já difundido na literatura é mostrado, assim como o modelo dos conversores que são utilizados para realizar o controle do BCS. Ainda, o modelo do torque da bomba centrífuga também é inserido ao sistema, o que possibilitou desenvolver uma estimativa do ponto de operação do sistema por meio do código desenvolvido e apresentado no APÊNDICE E. Toda a modelagem é apresentada de forma didática, facilitando o entendimento para outros pesquisadores da área e permitindo assim que uma análise aprofundada ou a incorporação de futuros métodos de otimização para o sistema possam ser realizadas com maior simplicidade.

Tais modelos são importantes para destacar alguns fenômenos que ocorrem no sistema em estudo e, por consequência, auxiliar no desenvolvimento de técnicas de mitigação de problemas indesejados para a operação.

Ainda, as simulações foram feitas abordando dois tipos de topologias de conversores. Desta forma, foram comparados os resultados obtidos pelas duas topologias e uma análise crítica também foi realizada.

O estudo de caso deste trabalho é feito através de programação em MATLAB® e as simulações, modelagens e análises são realizadas via *Simulink*. O uso destas ferramentas em conjunto abre uma ampla gama de possibilidades para efetivamente reproduzir o sistema elétrico do BCS. A facilidade de manuseio e entendimento, as funções já existentes para análise e a disponibilidade de modelos pré-programados foram atrativos para a escolha destas ferramentas.

Por fim, incorporou-se ao *Simulink* alguns modelos programados via linguagem *Simscape*. Estes modelos não existiam nas bibliotecas principais. Os códigos dos modelos desenvolvidos que foram incorporados são mostrados no APÊNDICE D.

Utilizando todas as ferramentas comentadas nesta seção, foram modelados os componentes (fonte, filtros, conversor, cabo, motor e bomba centrífuga) e desenvolvidos os algoritmos usados no projeto dos filtros e sintonia do controle do inversor de potência. Na metodologia foi utilizada uma análise dos parâmetros tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência.

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

Além deste capítulo, onde há uma introdução ao assunto desta dissertação mostrando um panorama geral e as premissas iniciais, o presente trabalho contém mais quatro capítulos.

O Capítulo 2 introduz os conceitos básicos de elevação artificial de petróleo e do sistema de BCS. Além disso, apresenta os componentes do BCS e as características dos principais equipamentos são destacadas.

No Capítulo 3 são apresentadas as modelagens de todos os equipamentos utilizados nas simulações do Capítulo 4. Como já foi mencionado, optou-se por apresentar tais modelagens da forma mais didática possível, além de comentar os problemas e as considerações feitas. Além disso, neste capítulo estão expostos os dados nominais dos equipamentos utilizados.

As simulações e análises estão realizadas no Capítulo 4 para as duas topologias de conversores consideradas. O capítulo apresenta como as potências dos filtros passivos foram definidas e analisa o comportamento das principais variáveis do sistema.

Finalmente, as conclusões da dissertação e sugestões para continuação do trabalho são apresentadas no Capítulo 5.

1.5 TRABALHO ACEITO PARA PUBLICAÇÃO

Com os estudos abordados nesta dissertação, o seguinte artigo foi aceito para publicação na revista IEEE Latin America:

CORTES, Bruno; ARAUJO, Leandro Ramos; PENIDO, Débora Rosana Ribeiro. Passive Filters Design Applied to an Electrical Submersible Pump System. **IEEE Latin America Transactions**.

2 ELEVAÇÃO DO PETRÓLEO

2.1 INTRODUÇÃO

A contribuição do petróleo e seus derivados para o desenvolvimento da humanidade é imensurável. Diversos equipamentos e produtos só existem hoje graças aos grandes esforços e investimentos de tempo e dinheiro realizados no decorrer do último século e expandidos nas últimas décadas no setor de Óleo & Gás. Mais ainda, vários setores foram criados e praticamente toda a atividade industrial é dependente do petróleo, seja como fonte de energia ou como matéria prima para algum produto.

Para alcançar a situação atual, o crescimento vem sendo contínuo e desafiador. Realizar uma atividade em desenvolvimento constante que envolve várias áreas de estudo requer bastante conhecimento e competência prática. Sendo assim, um dos pilares que permitiu que ocorresse uma elevada extração de petróleo, acelerando a produção diária de derivados, foi o desenvolvimento das tecnologias de elevação artificial. De acordo com Thomas (2001), apesar de existirem diversos métodos de elevação, os principais utilizados hoje são o *gas-lift* e o BCS, sendo este último o tema abordado neste trabalho.

A seguir, são descritos os principais aspectos que envolvem o sistema de BCS e os principais equipamentos que o compõem. No APÊNDICE A ainda é possível verificar algumas considerações adicionais sobre a elevação artificial.

2.2 O SISTEMA DE BOMBEIO CENTRÍFUGO SUBMERSO

O setor de Óleo & Gás é reconhecido por propiciar inovações em todas as áreas do processo industrial, que muitas vezes acabam sendo aproveitadas em outros setores da indústria. A elevação artificial é uma das principais áreas que se desenvolveu ao longo do último século e, a nível *offshore*, mais acentuadamente nas últimas três décadas. Neste âmbito, algumas vezes foram necessários grandes esforços de especialistas para redesenhar projetos já consagrados. Entretanto, pôde-se perceber que a inovação no setor vem sendo marcada principalmente por uma evolução gradual da linha do BCS de cada fabricante. Bremner *et al.* (2006) destaca que estas mudanças resultaram em melhorias consideráveis para garantir ao BCS tecnologia suficiente para ser utilizado junto a novos poços do pré-sal brasileiro.

Historicamente a invenção do BCS é atribuída ao russo Armais Sergeevich Arutunoff no decorrer da década de 1910. Arutunoff conseguiu registrar cerca de 90 patentes relacionadas

a equipamentos submersos usados na indústria petrolífera e foi fundador da empresa REDA (Russian Electrical Dynamo of Arutunoff) que se tornou conhecida mundialmente e nos anos 90 foi incorporada à empresa Schlumberger. Graças ao pioneirismo do seu criador, foi estabelecida uma indústria que eleva cerca de 10% do petróleo bruto mundial (TAKACS, 2009). Desta forma, o BCS passou a ser um equipamento indispensável para a indústria do setor, o que tornou as unidades de produtos atuais muito mais robustas para poderem desempenhar sua função adequadamente mesmo em situações que outrora eram impeditivas e problemáticas para sua operação.

Desde sua concepção, o BCS está na frente dos demais métodos no quesito capacidade de elevação sobre grandes níveis de vazão, sendo o motivo preponderante da utilização da tecnologia no pré-sal atualmente. Portanto, sua utilização normalmente é feita em situações envolvendo elevados volumes de produção. De acordo com Takacs (2009), a faixa de aplicação passa a ser interessante acima de 1000 barris diários de óleo, mas o conjunto de equipamentos atuais já consegue operar com taxas de produção variando de 200 a 96000 barris diários (SCHLUMBERGER, 2015). Entretanto, não são só as altas vazões que tornam o BCS economicamente atrativo, já que, de acordo com Thomas (2001), seu uso também já é preferido nas situações em que o fluido possui alta viscosidade e alta temperatura.

No sistema de BCS existe um motor elétrico disposto dentro da coluna de produção do poço que é acionado através de um cabo elétrico conectado até a plataforma. Este motor é acoplado às bombas centrífugas que são responsáveis pelo deslocamento em si do fluido. Percebe-se que nesse sistema a energia elétrica é transformada em energia mecânica pelo motor e, por meio da bomba centrífuga, esta energia mecânica é transmitida para o fluido em forma de pressão. Para retratar adequadamente este sistema, torna-se necessário então o entendimento tanto do sistema elétrico de alimentação, quanto do sistema mecânico que restringe a capacidade de elevação do fluido.

A seguir são apresentados os principais componentes para compreensão da operação desse sistema. Os pontos mais específicos são abordados no decorrer deste trabalho. Ainda, é abordado no APÊNDICE B a monitoração dos parâmetros do BCS e as principais relações destes com a falha operacional do sistema.

2.2.1 Componentes

Os componentes típicos da unidade de BCS instalados abaixo do nível do mar são: o motor elétrico trifásico, o selo, a bomba centrífuga multiestágios, o separador de gás e o cabo

elétrico. O sistema convencional é mostrado na Figura 1. Como a unidade fica dentro da coluna de revestimento, parte dela acaba sendo submersa pelo fluido do poço.

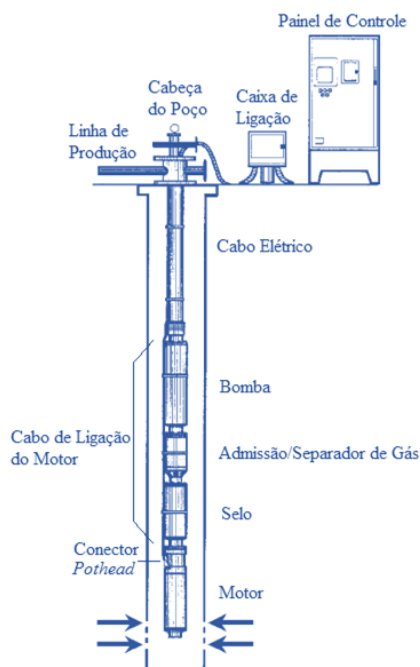


Figura 1 - Componentes do Sistema do BCS

Fonte: *Electrical submersible pumps manual: design, operations, and maintenance* (TAKACS, 2009)

O cabo elétrico passa entre a coluna de revestimento e o tubo de produção, descendo da superfície até os terminais do motor. O motor alimentado pelo cabo elétrico é o componente que fica mais ao fundo da unidade de BCS e, desta forma, aproveita o fluxo do fluido extraído para fazer a refrigeração externa. A conexão entre o motor e a bomba é feita pelo selo mecânico que protege o motor, evitando a contaminação do óleo do motor pelo óleo de produção. Acima do selo, antes da bomba centrífuga em si, existe o separador de gás na admissão da bomba. Esta etapa permite que os fluidos do poço entrem com menos quantidade de gás no interior da bomba. Por fim, tem-se a bomba centrífuga de múltiplos estágios que impulsiona o fluido para a superfície.

Os componentes que se destacam na superfície são: cabeça do poço (cabeça de produção), caixa de ligação e o painel de controle. Em plataformas onde o sistema de distribuição de energia elétrica não possui o nível adequado de tensão para o acionamento do motor do BCS é necessário ainda o uso de transformadores abaixadores ou elevadores, dependendo da situação apresentada.

Na cabeça do poço estão conectados o cabo elétrico e o tubo de produção que é conectado ao sistema que faz o processamento do petróleo na plataforma. A caixa de ligação tem como função conectar o cabo elétrico submarino aos demais cabos elétricos de superfície. Os cabos elétricos de superfícies são levados até o painel de controle onde existem os demais equipamentos elétricos para controle do sistema de BCS, com destaque para o VSD.

Nota-se que como todos os equipamentos são conectados e apresentam funções distintas ao longo do processo de elevação do fluido, a falha ou quebra de um deles normalmente resulta em uma indesejável parada de produção.

2.2.1.1 Cabo Elétrico

O cabo elétrico submarino tem como função fornecer a alimentação do motor elétrico do sistema. Logo, ele é usado como conexão da fonte de energia elétrica da superfície com o equipamento elétrico no fundo de poço. Nos sistemas convencionais, a energia é transmitida por um sistema trifásico de três condutores que desce entre a coluna de revestimento e o tubo de produção.

A Figura 2, modificada do catálogo de cabos submarinos de Schlumberger (2014), mostra que as camadas externas ao condutor são basicamente as mesmas de um cabo de superfície isolado, distinguindo apenas a composição química de alguns materiais empregados. Estas camadas são necessárias para manter as características do cabo e garantir proteção mecânica, mesmo estando em um ambiente com condições severas de corrosão, temperatura e componentes químicos. Ressalta-se ainda que tais camadas não devem ser tão espessas para que não dificultem a decida do cabo pela tubulação.

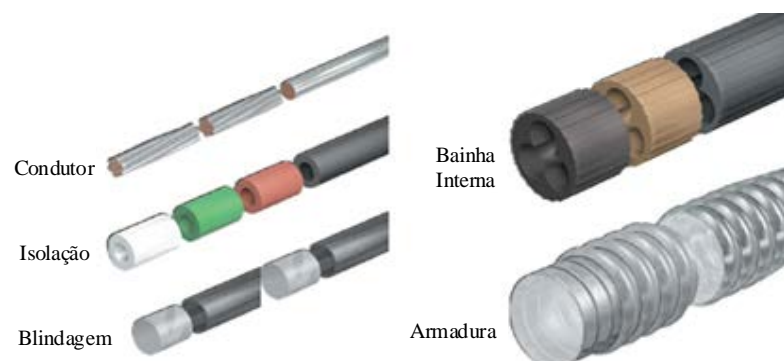


Figura 2 - Camadas Típicas de um Cabo Elétrico Submarino

Fonte: *REDA Cables - Power Cables and Motor Leads* (SCHLUMBERGER, 2014)

Os cabos elétricos de potência encontrados na indústria para aplicação em BCS podem ser chatos/planares (condutores são fixados em seguida um do lado do outro), conforme visto na Figura 3.a ou arredondados (condutores dispersos fisicamente em arranjo de 120° de distância um do outro), conforme Figura 3.b, figuras estas que foram modificadas e retiradas do catálogo de cabos submarinos de Schlumberger (2014). Normalmente é utilizado um condutor sólido de cobre para obter uma melhor característica condutiva e para que seja mais fácil realizar possíveis emendas no cabo. A opção pelo cabo planar se dá preferencialmente para que o cabo ocupe um menor espaço dentro da tubulação.

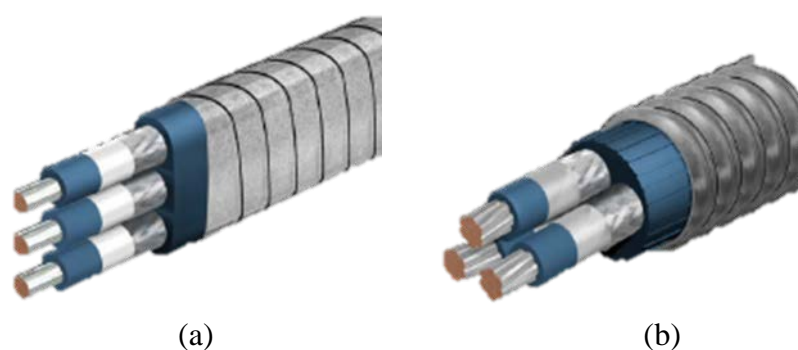


Figura 3 - Tipos de Cabos Encontrados (a) Planar (b) Circular

Fonte: *REDA Cables - Power Cables and Motor Leads* (SCHLUMBERGER, 2014)

Em cada fase, o condutor possui uma camada isolante individual, em polipropileno ou etileno-propileno-dieno (EPDM), que ajuda a evitar as correntes de dispersão e curto-circuitos indesejáveis. Após essa camada é inserida uma blindagem para confinar o campo elétrico e para evitar a concentração do campo elétrico em locais irregulares da superfície do cabo durante o processo de energização, evitando desgastes desnecessários ao condutor. Alguns cabos também são feitos com uma capa (bainha) para preencher os espaços vazios entre os condutores e garantir que ele fique o mais plano ou redondo possível. Esta capa evita o indesejável contato da camada de isolamento com o ambiente e adiciona sustentação e proteção mecânica ao cabo. Sua composição feita de Nitrilo ou EPDM é o principal fator que define temperatura nominal do cabo que usualmente fica limitada em cerca de 121°C com o Nitrilo e 204°C usando o EPDM (SCHLUMBERGER, 2014). Por fim, uma última camada funciona como armadura do cabo, garantindo proteção mecânica adicional e diminuindo sua dilatação física durante variações nas condições de operação do sistema.

O cabo elétrico de potência desce pela tubulação até a altura da bomba centrífuga onde ele é emendado e estendido com o cabo de ligação do motor. A configuração deste cabo é

sempre planar para que permita que a bomba consiga ocupar o maior espaço possível no interior da tubulação, visando que o sistema consiga uma maior eficiência e vazão. O cabo de ligação do motor, mostrado na Figura 4.a tem as mesmas características do cabo elétrico de potência mas possui sua isolação sempre de EPDM com temperatura nominal de até 232°C (SCHLUMBERGER, 2014). Ele é conectado aos terminais do motor através de um conector chamado *pothead* inserido na terminação do cabo. Este conector pode ser visto na Figura 4.b, sendo projetado com muitas especificidades, inclusive empregando uma tecnologia com duplo *O-ring* feito de elastômero para selar a conexão. O cabo e o conector mostrados na Figura 4 fazem parte da linha de produtos que suportam operação em temperaturas elevadas da Schlumberger e foi retirado do catálogo de cabos (SCHLUMBERGER, 2014).

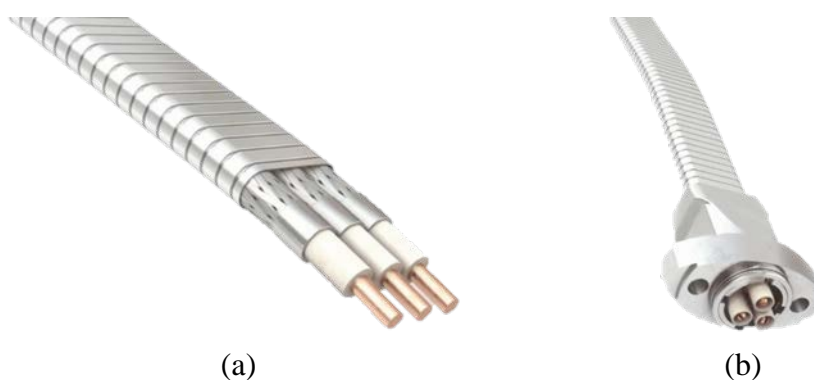


Figura 4 - Linha *Hotline* (a) Cabo de Ligação do Motor e (b) Conector *Pothead*
Fonte: *REDA Cables - Power Cables and Motor Leads* (SCHLUMBERGER, 2014)

A temperatura de operação é o principal fator que limita a operação dos cabos, já que em geral, a vida útil dos materiais que constituem a isolação diminui 50% a cada aumento de 10°C. Ainda mais, a presença do óleo e demais hidrocarbonetos em torno do cabo faz com que seja possível que estes elementos entranhem nas camadas do cabo devido à pressão do fluido sobre o corpo do cabo. Ocorrendo isso, estes gases podem se dispersar pelo comprimento do cabo e vir a degradar a isolação. Esta degradação ocorre quando as bolhas atingem uma região mais próxima do leito marítimo onde a pressão externa é menor que a interna, o que possibilita a expansão das bolhas e liberação para o ambiente (TAKACS, 2009).

Resumindo, os cabos utilizados no sistema de BCS são especificados dependendo dos seguintes fatores: nível de proteção mecânica, sustentação, temperatura de operação, agentes químicos e espaço na tubulação.

2.2.1.2 *Motor Elétrico*

O motor que geralmente é utilizado pelos fabricantes é um motor de indução trifásico com rotor em gaiola de esquilo. Para conseguir a alta taxa de vazão no poço, é necessário que a velocidade do motor seja a maior possível e, desta forma, num sistema elétrico de potência com frequência nominal em 60Hz, o motor possui dois pólos e velocidade síncrona de 3600rpm.

A potência dos modelos mais simples encontrados varia de 10 a 800HP (BAKER HUGHES, 2014a). Nos modelos de uma linha de maior potência aplicada em sistemas com condições de operação mais severas a potência varia de 60 a 2800HP (BAKER HUGHES, 2014b, 2014c). Para obter tal potência no eixo, a corrente e tensão nominal ficam em torno de 250A e 8kV, respectivamente, possibilitando uma potência elétrica de entrada na ordem de 3,46MVA. Os fabricantes só conseguiram viabilizar a operação com tal potência ao utilizar motores modulares que são conectados em série. Ressalta-se que possíveis vibrações no eixo podem resultar em torções do mesmo, já que o comprimento do eixo pode chegar a 22m e o peso ficar próximo de 6 toneladas (BAKER HUGHES, 2014c). Desta forma, são utilizados rolamentos intermediários em cada conexão dos módulos em série para tentar evitar tal ocorrência. Uma característica dos motores utilizados em BCS é que a razão entre o comprimento e o diâmetro do motor é muito elevada, podendo chegar à incrível razão de 100 (22m/22cm) (BAKER HUGHES, 2014c).

A carcaça do motor geralmente é feita em aço carbono e é onde fica fixado o estator do motor. No estator, após os enrolamentos serem fixados nas laminações, é aplicada uma camada de verniz, usualmente o epóxi, para preencher os espaços vazios e ajudar na dissipação do calor produzido no interior do motor, fixar e restringir os movimentos dos enrolamentos e aumentar a isolamento dos enrolamentos (TAKACS, 2009).

O motor ainda é todo preenchido com um óleo dielétrico que ajuda na isolamento das partes do motor, lubrifica os rolamentos (mancais) do rotor e atua como um meio interno de refrigeração conduzindo calor para o meio externo. Para que aconteça a circulação desse óleo dielétrico, o motor é construído com um eixo oco e ainda é utilizado um filtro para garantir que o óleo em contato com as partes do motor tenha suas características mantidas.

2.2.1.3 *Selo*

O selo protetor é o equipamento utilizado para conectar o motor à bomba centrífuga. Numa situação ideal, é desejado que o motor seja totalmente vedado contra as substâncias no seu entorno. Entretanto, conforme foi dito anteriormente, o motor de BCS possui seu interior

preenchido com um óleo de alta rigidez dielétrica que se expande devido à alta temperatura de operação do conjunto. Desta forma, se o motor fosse totalmente selado, a carcaça do mesmo poderia vir a explodir devido às pressões internas geradas numa situação de elevada variação de temperatura.

Sendo assim, o selo é projetado então para equalizar a pressão interna do motor com a pressão externa no interior do poço para que o motor não seja danificado e proteger contra os fluidos que passam no seu entorno. Além disso, ele conecta o eixo do motor na parte inferior do selo com a carcaça da bomba na parte superior do selo e, através do seu mancal de escora, possibilita a absorção dos empuxos axiais gerados durante a operação da bomba. Numa situação de maior profundidade, alta temperatura de operação e potências elevadas são utilizados vários selos em série, pois a tendência é que a expansão do volume do óleo dielétrico no interior do motor seja elevada (OLIVEIRA; SILVA; SANTOS JÚNIOR, 2009).

2.2.1.4 *Separador de Gás*

Nos sistemas onde a operação com baixa pressão no fundo do poço ou com elevada RGO (Razão Gás-Óleo) é prevista, faz-se necessário o uso do separador de gás para retirar o gás presente no fluido do poço antes deste entrar na bomba centrífuga. A utilização deste separador é fundamental para o funcionamento adequado da bomba que sofreria e rapidamente se deterioraria devido ao processo de cavitação, isto é, os gases/bolhas presentes no fluido ao se chocarem com a parede do difusor “comem”/raspam o equipamento. Isto gera uma queda no desempenho da bomba e oscilações na operação do sistema até que a bomba não seja capaz de fornecer ao fluido a pressão/vazão de escoamento suficiente e estrague.

2.2.1.5 *Bomba Centrífuga*

A bomba utilizada no BCS é uma bomba centrífuga que adiciona energia cinética ao fluido para aumentar sua velocidade e impulsioná-lo até a superfície. Em sistemas de alta potência e com uma longa coluna de produção são utilizadas bombas centrífugas de múltiplos estágios para obter a alta vazão requerida na operação do poço. Caso sejam necessários muitos estágios e o comprimento da carcaça da bomba ultrapasse 8m, pode-se conectar, no geral, até três bombas em série. O motivo de se utilizar no máximo três bombas em série é devido à restrição da máxima potência que o eixo do BCS aguenta, a pressão máxima no interior da carcaça permissível e a capacidade de sustentação dos mancais de escora do selo (OLIVEIRA; SILVA; SANTOS JÚNIOR, 2009).

2.2.1.6 Equipamentos de Superfície

As três principais partes do sistema de BCS que ficam na superfície são comentadas a seguir.

2.2.1.6.1 Cabeça do Poço

A cabeça do poço dá sustentação à tubulação e deve funcionar como um selo tanto para a coluna de produção quanto para o cabo elétrico. Normalmente utiliza-se conectores para fazer a ligação entre o cabo submarino no interior da coluna com a parte deste cabo que fica exposto na superfície para que seja possível operar com maior pressão interna na cabeça do poço.

2.2.1.6.2 Caixa de Ligação

Na caixa de ligação é feita a conexão entre o cabo submarino que sai da cabeça do poço com o cabo elétrico de superfície que vai para o painel de controle. Um papel de extrema importância feito na caixa de ligação é impedir que o gás que vem junto com o cabo submarino entre em contato com os equipamentos de superfície. Para isto, ela deve ser ventilada (daí o motivo de ser também conhecida como *vent box*) e tem que ter grau de proteção IP suficiente para trabalhar exposta ao tempo.

2.2.1.6.3 Painel de Controle

No painel de controle é feita toda etapa de comando, acionamento e proteção do sistema elétrico do BCS. Os principais equipamentos que executam estas funções dentro deste sistema são: disjuntor, contator, relé digital e o conversor de potência.

As proteções que são normalmente implementadas no relé digital são: sobrecorrente, subcorrente, desequilíbrio das fases e travamento do eixo do motor.

A proteção de sobrecorrente é fundamental para fazer com que o disjuntor abra e corte a alimentação do motor do BCS na ocorrência de um curto-circuito ou sobrecarga. Na maioria das situações, costuma-se permitir sobrecarga de até 20% sobre o valor da corrente nominal do motor. A proteção por subcorrente também é de extrema importância para identificar quando está ocorrendo operação com baixa carga. Neste caso, a operação com baixa carga poderia estar atrelada à quebra do eixo do motor ou outro motivo, o que pode levar ao sobreaquecimento e possível queima do motor por falta de refrigeração adequada. Considerando que a vazão do poço não deve variar muito, em situações normais, permite-se uma subcorrente de 15% sobre

o valor da corrente nominal por certo tempo. O tempo geralmente é dependente das características do motor, mas primordialmente definido pelas características do poço, sendo necessários estudos para definição. Entretanto, pode-se utilizar um tempo de 120s como sendo um valor razoável para um poço em condições normais.

Comumente, o operador da plataforma monitora a pressão da cabeça do poço e a corrente na saída do conversor para acompanhar a operação do BCS, sem se preocupar diretamente com as demais variáveis elétricas.

O conversor de potência é composto por elementos semicondutores que através de um processo de chaveamento adequado possibilita o controle de velocidade do motor e, por consequência, da vazão do poço. O conversor é abordado de maneira mais específica na seção 3.2.

2.2.1.7 *Demais Equipamentos*

Existem vários equipamentos que poderiam ser citados nesta seção. Entretanto, decidiu-se comentar brevemente alguns que têm maior importância para o sistema.

Primeiramente, os centralizadores, que são usados para fazer centralização de todos os componentes do conjunto motor-bomba do BCS dentro da tubulação do poço, evitando assim que contatos desnecessários dos equipamentos com a tubulação causem danos ao sistema. Desta forma, eles também ajudam a obter uma uniformidade na troca de calor dos componentes, o que garante uma melhor refrigeração.

Há também um sensor de temperatura e outro de pressão no fundo do poço, logo abaixo do motor. A monitoração da temperatura é feita por meio de um dispositivo RTD (*Resistive Thermal Device*) que correlaciona a variação da temperatura no local com a resistência de um elemento, normalmente feito de platina e fixo num substrato de cerâmica para garantir uma relação mais linear possível entre a variação da resistência e da temperatura sobre o elemento. Já a pressão é monitorada por meio de um extensômetro (*Strain Gauge*) que correlaciona a variação de compressão ou extensão de um elemento com sua variação de resistência elétrica. Os sinais desses sensores chegam até a superfície passando no interior do cabo elétrico submarino.

Por fim, existem a válvula de retenção (*check valve*) e a válvula de sangria (*bleed/drain valve*) inseridas acima da bomba centrífuga. A válvula de retenção é utilizada para impedir que, após a ocorrência de um *shutdown*, o fluido da coluna acima da bomba, por estar sobre a força da gravidade, não seja forçado para dentro da bomba. Ao inibir o retorno deste fluido pela

bomba, a válvula visa garantir que a bomba e todo o sistema de BCS não girem ao contrário. A inversão da rotação pode resultar numa quebra do eixo, quebra do motor ou queima do cabo elétrico submarino, caso o sistema voltasse a partir nesta condição (HOLLUND, 2010). Já a válvula de sangria é utilizada sempre que existir a válvula de retenção para que caso exista fluido em excesso na coluna acima da bomba, este possa retornar direto para o poço. Esta válvula tem a função de abrir um furo na tubulação quando um limite de temperatura ou pressão é atingido. Se ela não existisse a pressão elevada poderia forçar o fluido a descer pela bomba (deve-se lembrar que a tubulação pode possuir vários quilômetros e, desta forma, o peso da coluna do fluido é bastante considerável) ou até mesmo forçar as válvulas de superfície.

2.3 CONCLUSÃO

Este capítulo teve o objetivo de descrever os principais equipamentos e características que compõem o sistema de BCS. O conhecimento destes elementos é base para o entendimento e desenvolvimento deste trabalho.

Com as descrições gerais realizadas até esta seção, torna-se mais simples a compreensão do equacionamento matemático dos equipamentos que são primordiais para o funcionamento BCS. No próximo capítulo será apresentado este equacionamento de tal forma que as características do sistema serão consideradas para a especificação dos componentes.

3 MODELAGEM DO SISTEMA

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentadas a teoria e modelagem apropriada de cada equipamento utilizado para a simulação do BCS. Ressalta-se que apesar dos modelos apresentados estarem difundidos na literatura, nem sempre são abordados e simulados juntos, o que foi realizado neste trabalho. Na Figura 5 são apresentados os equipamentos típicos de um sistema elétrico convencional associado ao BCS.

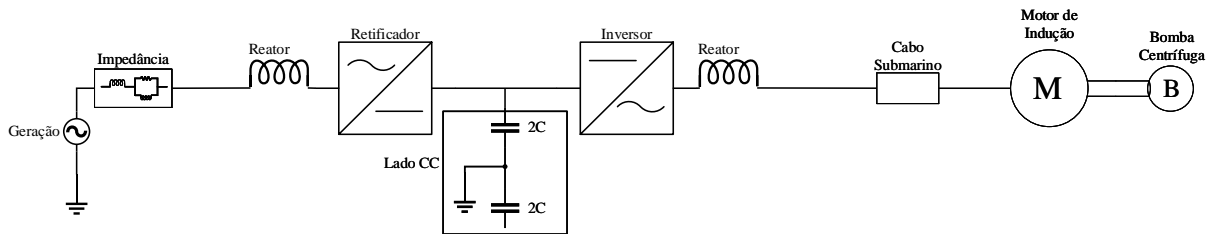


Figura 5 - Sistema Elétrico Convencional do BCS

Para combater os problemas operacionais já mencionados, os diferentes filtros passivos foram inseridos no sistema elétrico do BCS conforme localização destacada na Figura 6.

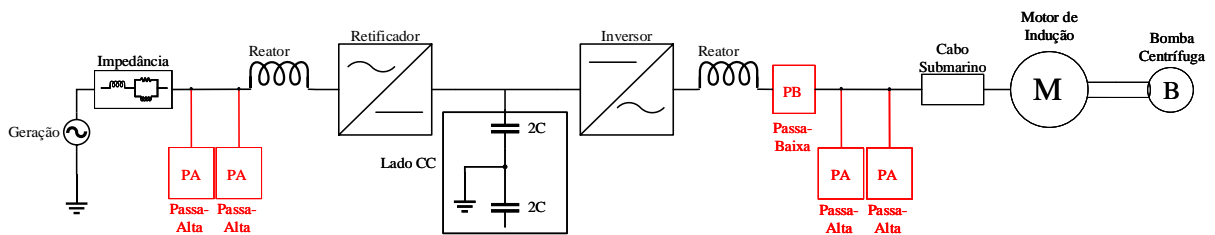


Figura 6 - Sistema Elétrico Completo do BCS

Ao longo deste capítulo, optou-se por separar cada subsistema do BCS ao invés de explicar o sistema como um todo. Assim, consegue-se tratar mais detalhadamente a teoria e modelagem de cada elemento. Entretanto, deve-se lembrar que todos componentes estão interligados e, por isso, quando necessário também são apresentadas explicações sobre as influências na dinâmica do sistema devido à operação conjunta dos componentes.

3.2 CONVERSOR DE POTÊNCIA

Um conversor de potência tem a função de prover a transferência de energia entre dois ou mais sistemas de potência sobre condições pré-especificadas conforme é desejado. Para obter o controle, proteção e desempenho esperado, um conversor é composto por elementos ativos semicondutores e por elementos passivos como indutores e capacitores. A atuação conjunta desses elementos pode ser feita através de diferentes topologias propostas, estudadas e desenvolvidas de acordo com a necessidade da indústria de obter uma melhor segurança operacional e de requerer uma operação com maiores níveis de potências.

Com relação à técnica de modulação, a utilização da modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation* – PWM) permitiu que os conversores de potência atuais sejam amplamente utilizados nas aplicações industriais, desde o uso em VSD e Filtros de Potência até em UPS (*Uninterruptible Power Supply*). A utilização desta técnica nos conversores permitiu um maior desempenho e menor consumo de energia do sistema. Mas, em contrapartida, os conversores produzem tensões e correntes com componentes harmônicas em altas frequências e, por tal fato, neste trabalho são utilizados filtros passivos para atenuar estas componentes. Ressalta-se que o projeto para o dimensionamento desses filtros é apresentado na seção 3.6.

3.2.1 Conversor Fonte de Tensão

Existem diferentes topologias para o conversor fonte de tensão (*Voltage Source Converter* – VSC) já desenvolvidas para aplicações industriais. A tendência da escolha pelo uso de conversores modulares e topologias multiníveis vem se tornando realidade, já que podem garantir bom desempenho operacional com um controle eficaz (ABU-RUB *et al.*, 2010; FAZEL *et al.*, 2007; VEENSTRA; RUFER, 2005). Neste trabalho, para fins de se verificar a ocorrência de efeitos de sobretensão e analisar um sistema mais simples, serão considerados o VSC de 2 níveis e o de 3 níveis com neutro grampeado (*Neutral Point Clamped* – NPC) (HART, 2011; MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003; YAZDANI; IRAVANI, 2010). A escolha destes dois conversores foi feita considerando que com eles é mais simples a compreensão da operação do sistema e dos fenômenos discutidos neste trabalho, além de serem uma das topologias de VSC mais utilizadas (YAZDANI; IRAVANI, 2010). Além disso, o chaveamento dos semicondutores pode ser considerado mais simples, já que possui uma quantidade menor de elementos, se comparado com conversores de vários níveis e, desta forma, pode ser facilmente implementado num sistema industrial real.

Neste trabalho, o VSC é utilizado como inversor de frequência, transformando a tensão do lado CC em tensão CA trifásica. Assim, a tensão no lado CA do conversor é diretamente dependente da tensão imposta pelo lado CC e controlada pelo chaveamento dos IGBTs, sendo que este controle é implementado respeitando as características operacionais e as restrições das variáveis do sistema. Portanto, para se obter uma tensão CA com baixa ondulação (*ripple*), o capacitor do lado CC deve ter valor grande o suficiente (lembra-se aqui que, quanto maior a capacitância, menor é a variação da tensão permitida). De modo geral, ressalta-se que o chaveamento não tem relação com o *ripple* proveniente da tensão do lado CC. Entretanto, independente da estratégia adotada, o chaveamento irá inserir harmônicas de tensão e corrente no sistema, já que os interruptores possuem uma operação discreta.

3.2.2 VSC Trifásico de 2 Níveis

O conversor VSC trifásico de 2 níveis é composto por 3 conversores em meia ponte de 2 níveis, ou seja, utiliza 6 células de comutação como interruptores, conforme é mostrado na Figura 7. Considerando x cada um dos 6 elementos, cada célula é composta por um IGBT e um diodo conectado em antiparalelo nos terminais emissor e coletor do IGBT, isto é: o IGBT Q_x e o diodo D_x compõem a célula C_x . Por sorte, este diodo já existe intrinsecamente na composição física de um IGBT e age como forma de proteção do IGBT, permitindo condução reversa quando uma pequena tensão é aplicada sobre os terminais da célula.

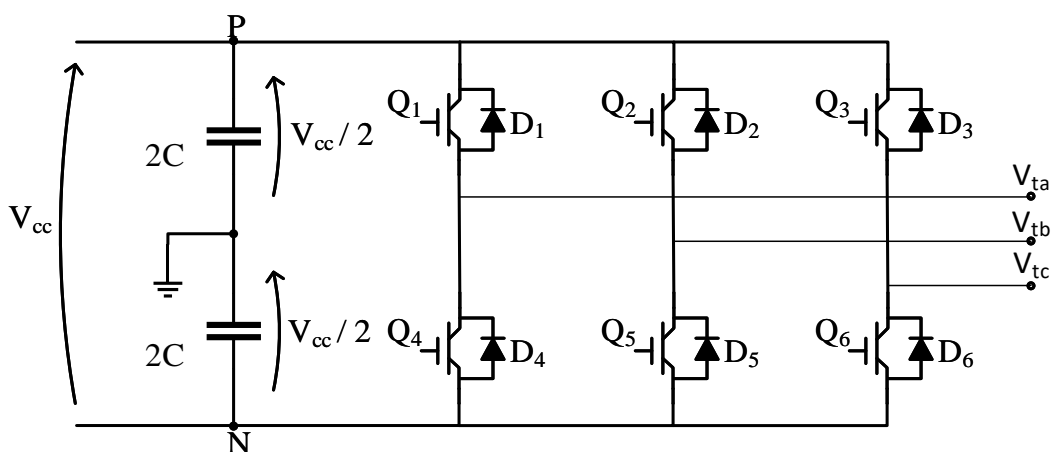


Figura 7 - Configuração do VSC de 2 Níveis

Os ramos contendo as células C_1 - C_4 , C_2 - C_5 e C_3 - C_6 são responsáveis por gerar a tensão trifásica das fases a , b e c , respectivamente. Nesta configuração, a tensão de fase nos terminais

CA pode assumir apenas valores de $-V_{cc}/2$ ou $+V_{cc}/2$ e, por isso, o conversor é classificado como sendo de 2 níveis.

Cada fase do lado CA deste conversor é conectada a uma rede trifásica que, no sistema elétrico desta dissertação, é composta por um cabo elétrico submarino que leva energia até o motor de indução do BCS.

Os terminais do lado CC do conversor são conectados a um lado CC, proveniente de um retificador de onda completa a diodos. O retificador a diodos não é controlado, logo, ele impõe uma tensão no lado CC de acordo com a tensão trifásica que ele retifica.

Percebe-se que, o lado CA deste conversor é conectado à carga e o lado CC à fonte. Entretanto, em outros casos isso pode ser alterado, visto que a configuração da Figura 7 possibilita fluxo bidirecional de energia, sem modificação alguma (MOHAN, 2012; YAZDANI; IRAVANI, 2010). Ressalta-se que neste trabalho o fluxo de energia é unidirecional, já que é utilizado um retificador a diodos conectado ao lado CC. Logo, o fluxo de energia se dá apenas no sentido da fonte de geração CA para a carga (motor e bomba centrífuga).

Para se obter a defasagem correta de 120° de cada fase do lado CA, o chaveamento das três células superiores deve ser defasado entre si em 120° , bem como os das células inferiores. Além disso, o chaveamento das células de um mesmo ramo deve ser complementar, ou seja, enquanto uma célula conduz a outra deve estar bloqueada. O PWM abordado a seguir é desenvolvido de tal forma que a função de chaveamento garanta que isto ocorra.

3.2.2.1 *PWM Senoidal para VSC de 2 níveis*

A estratégia mais comum de modulação encontrada na indústria é o PWM. Nesta estratégia, uma onda periódica triangular de alta frequência, também chamada de portadora, é comparada com uma onda de baixa frequência. A onda de baixa frequência é denominada modulante e, na prática, é o sinal desejado que deve ser sintetizado pelo conversor.

A modulante é gerada através da estratégia de controle adotada, seja através de controles mais complexos em malha fechada ou por meio de um controle em malha aberta. Conforme será explicado mais adiante na seção 3.7.3, optou-se por um controle V/f em malha aberta (MOHAN, 2012). Sendo assim, para um PWM Senoidal, a modulante é uma senóide que varia sua amplitude e frequência de valores iniciais até os valores nominais de 1pu. Isto é importante para uma partida adequada do motor de indução e mais detalhes serão mostrados futuramente no desenvolvimento deste controle.

Independente do descrito no parágrafo anterior, para fim de compreensão da estratégia PWM Senoidal, considera-se a modulante uma senóide periódica ideal. A partir da comparação desta onda senoidal com a onda triangular portadora obtém-se a função de chaveamento que disparará cada um dos IGBTs. O instante de tempo em que ocorre a interseção da senóide com a onda triangular é que determina se o IGBT superior ou inferior de cada ramo deve ser ligado ou desligado.

Sendo assim, a modulante da fase a da estratégia PWM Senoidal é definida pela Equação (1) em função da amplitude e da variação de uma senóide no tempo. Ressalta-se que as fases b e c são defasadas de 120° e, desta forma, as respectivas modulantes também são.

$$\begin{aligned} m_a(t) &= \hat{V}_m \cdot \text{sen}(\omega t) \\ \omega_m &= 2\pi f_m \end{aligned} \quad (1)$$

Destaca-se que a onda triangular deve ser bipolar, isto é, variar de -1 a 1 durante o período de chaveamento estipulado, conforme Figura 8. Isto deve ser satisfeito para que cada elemento de cada ramo possa conduzir quando a corrente na respectiva fase do lado CA está tanto no semiciclo positivo quanto no semiciclo negativo.

Com respeito à modulante, cada ramo deve apresentar uma senóide referente à fase que este sintetizará. Desta forma, a modulante do ramo que se conecta à fase a deve começar em 0° , o ramo que se conecta à fase b deve começar em -120° e, por fim o da fase c deve começar em $+120^\circ$. Isto sintetizará uma tensão trifásica equilibrada nos terminais CA do conversor. Entretanto, ressalta-se que em aplicações específicas pode-se fazer necessário desequilibrar a modulante, tanto em módulo quanto em ângulo, para se obter o controle desejado. Isto é principalmente utilizado quando o sistema é desequilibrado: por exemplo, cargas trifásicas desequilibradas ou presença apenas de uma carga monofásica ou bifásica. A título de exemplo, na Figura 8 é mostrada a modulante da fase a em 60Hz junto com uma portadora triangular bipolar em 600Hz e a Figura 9 mostra o diagrama de blocos que implementa este PWM.

Definindo a função de chaveamento genérica $s(t)$ de cada IGBT conforme Equação (2), as funções de chaveamento $s_1(t)$, $s_2(t)$ e $s_3(t)$ serão defasadas de 120° entre si, assim como as funções $s_4(t)$, $s_5(t)$ e $s_6(t)$. Ainda, deve ser satisfeito a seguinte lógica: $s_1 = \overline{s_4}$, $s_2 = \overline{s_5}$ e $s_3 = \overline{s_6}$.

$$s(t) = \begin{cases} 1, & \text{comando para condução} \\ 0, & \text{comando para bloqueio} \end{cases} \quad (2)$$

Desta forma, o comando para condução é gerado sempre que a amplitude da modulante for maior que a amplitude da portadora triangular, enquanto que o comando para bloqueio é realizado sempre que a amplitude da modulante for menor que a amplitude da portadora.

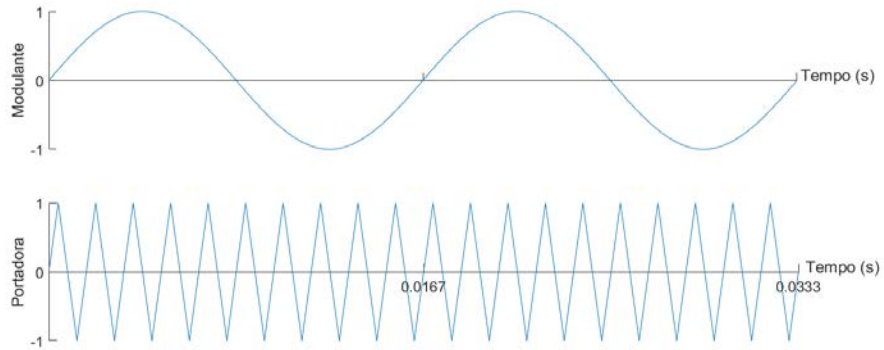


Figura 8 - Modulantes e Portadora Bipolar Típicas do VSC de 2 Níveis

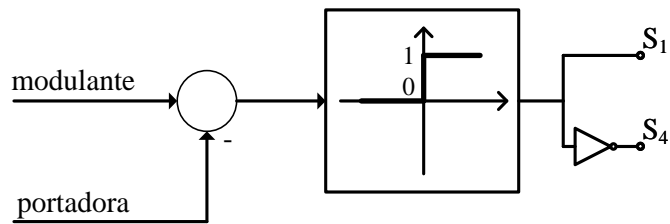


Figura 9 - Diagrama de Blocos para Implementação do PWM do VSC de 2 Níveis

Na Figura 10, são mostradas as duas funções de chaveamento para os semicondutores do ramo da fase *a*. Na Figura 11 e na Figura 12 estão os chaveamentos dos semicondutores para os ramos das fases *b* e *c*, respectivamente.

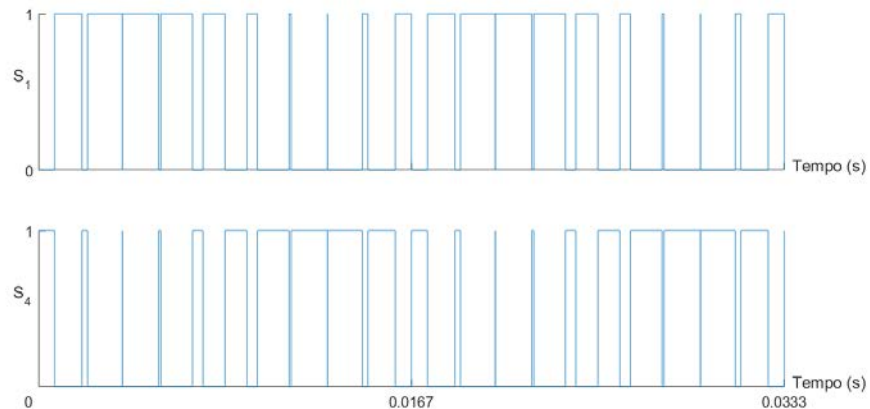


Figura 10 - Funções de Chaveamento S_1 e S_4

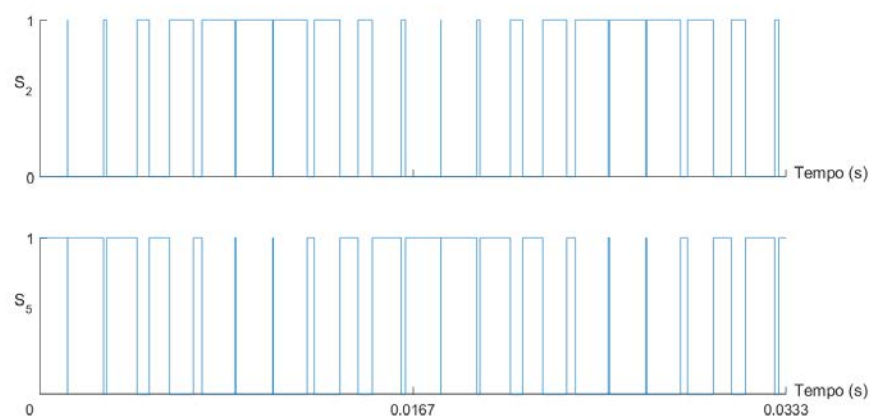


Figura 11 - Funções de Chaveamento S_2 e S_5

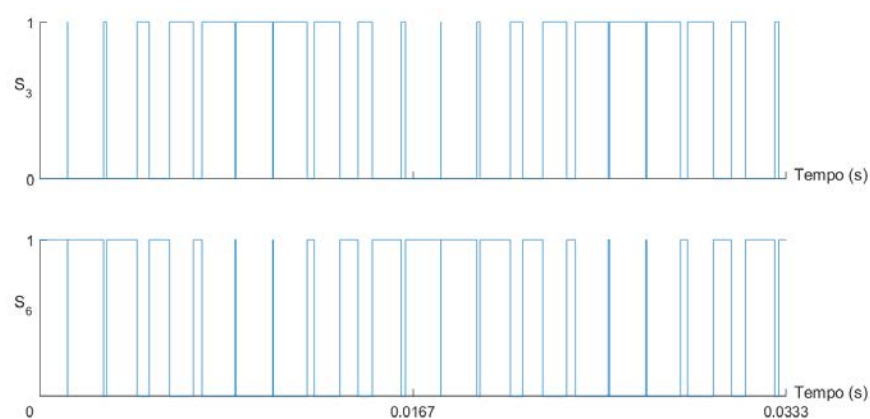


Figura 12 - Funções de Chaveamento S_3 e S_6

Conforme se pode notar, quando a modulante da fase a é maior que a portadora triangular, tem-se a função de chaveamento $s_1(t) = 1$ para disparar o IGBT Q_1 e, por consequência, tem-se $s_4(t) = 0$ para desligar/bloquear o IGBT Q_4 .

Porém, ressalta-se que na prática é necessário considerar um pequeno intervalo de tempo entre a abertura e o fechamento dos IGBTs de um mesmo ramo. Esse período é denominado tempo morto (*dead time*) e tem a função de proteger os IGBTs contra um possível curto-circuito no capacitor quando um dos IGBTs demorar mais tempo para comutar, o que levaria a dois IGBTs de um mesmo ramo a estarem em modo de condução, podendo resultar na queima desses semicondutores.

A relação entre a amplitude da modulante e a amplitude da portadora é definida como fator de modulação de amplitude, conforme Equação (3). Este fator varia idealmente entre 0 e 1, de acordo com o sinal de controle desejado.

$$m_a = \frac{\widehat{V}_m}{\widehat{V}_{tri}} \quad (3)$$

Similarmente, a relação entre a frequência da modulante e a frequência da portadora é definida como fator de modulação de frequência conforme Equação (4). Conforme discutido em Mohan *et al.* (2003), a 21ª harmônica é considerada como sendo a região de fronteira para considerar a frequência de chaveamento elevada ou baixa. Portanto, o fator de modulação de frequência geralmente deve ser maior ou igual a 21.

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_m} \quad (4)$$

3.2.2.2 Princípio de Operação

Como o funcionamento de cada ramo é similar havendo apenas uma defasagem no tempo, pode-se analisar o funcionamento de apenas um dos ramos. Quando $C_1 = 1$ e $C_4 = 0$, a célula superior está fechada (Q_1 ou D_1 conduz) e a inferior está aberta (Q_4 e D_4 estão abertos). Logo, a tensão do pólo positivo do lado CC (V_p) é imposta no terminal da fase a ($V_{ta} = V_p = +V_{CC}/2$) e a corrente flui entre o lado CA, o terra e o pólo positivo. Conseqüentemente, quando $C_1 = 0$ e $C_4 = 1$, a corrente flui entre o lado CA, o terra e o pólo negativo, fazendo agora com que a tensão no terminal da fase a seja o valor do pólo negativo ($V_{ta} = V_n = -V_{CC}/2$).

Note que, sempre que a corrente no lado CA for positiva, apenas Q_1 ou D_4 podem conduzir: Q_1 conduz quando $s_1(t) = 1$ e D_4 conduz por ficar diretamente polarizado quando $s_4(t) = 1$ (nesta situação, Q_4 não conduz, pois, a corrente não pode fluir de emissor para coletor).

Analogamente, quando a corrente do lado CA for negativa, apenas Q_4 ou D_1 podem conduzir: Q_4 conduz quando $s_4(t) = 1$ e D_1 conduz por ficar diretamente polarizado quando $s_1(t) = 1$ (nesta situação, Q_1 não conduz, pois, a corrente não pode fluir de emissor para coletor).

Analisando as descrições dos parágrafos anteriores, percebe-se novamente a importância da presença dos diodos em antiparalelo com os IGBTs já que, se não existissem, o único caminho para manter a condução da corrente no sistema seria forçar a passagem da mesma no sentido do terminal emissor para o terminal coletor do IGBT, o que poderia queimar o dispositivo semiconductor.

3.2.2.3 Equacionamento do Modelo

Para o desenvolvimento da estratégia de controle que realiza o acionamento do conversor é necessário obter uma relação entre a tensão terminal em cada uma das fases do conversor e a tensão do lado CC. Todo o desenvolvimento descrito a seguir é encontrado na literatura como sendo o modelo médio do conversor. Na maioria das situações, basta o entendimento da operação do conversor através deste modelo. Todo o equacionamento e demais particularidades são apresentadas em Yazdani e Iravani (2010), onde foi assumido como circuito base o acionamento de um conversor para alimentação de um circuito do tipo RL série.

Partindo das Equações (5) e (9) a seguir, obtém-se a relação entre a tensão V_t em cada uma das fases do conversor e a tensão do lado CC. Para isto, foi assumido que a frequência da portadora utilizada na estratégia de chaveamento é superior a 21 vezes o valor da frequência da modulante.

Ainda, se o valor da frequência de chaveamento for maior que o da frequência característica do sistema, ou seja, ocorrem vários períodos de chaveamento antes que o sistema atinja seu valor em regime permanente, a parcela da componente de alta frequência presente na tensão no lado CA pode ser desconsiderada. Isto quer dizer que o período de chaveamento T_s é menor que a constante de tempo do sistema RL, dada por $\tau = L/R$. Desta forma, pode-se considerar que as funções de chaveamento são compostas apenas por componentes médias, conforme Equações (6) e (7).

$$s_1(t) + s_4(t) \equiv 1 \quad (5)$$

$$\bar{s}_1(t) = d(t) \quad (6)$$

$$\bar{s}_4(t) = 1 - d(t) \quad (7)$$

Definindo a relação entre a razão cíclica $d(t)$ e o sinal modulante $m_a(t)$ de acordo com a Equação (8), consegue-se desenvolver a Equação (9) até ser obtida a relação da Equação (10). A Equação (8) é obtida entendendo o funcionamento do PWM apresentado, onde verifica-se que a razão cíclica muda de 0 para 1 enquanto que o sinal modulante $m_a(t)$ muda de -1 para 1.

$$m_a(t) = 2d(t) - 1 \quad (8)$$

$$V_{ta}(t) = s_1(t) \cdot (V_{CC}/2) - s_4(t) \cdot (V_{CC}/2) \quad (9)$$

$$V_{ta}(t) = d(t) \cdot (V_{CC}/2) - (1 - d(t)) \cdot (V_{CC}/2)$$

$$V_{ta}(t) = (2d(t) - 1) \cdot (V_{CC}/2)$$

$$V_{ta}(t) = m_a(t) \cdot \frac{V_{CC}}{2} \quad (10)$$

Ao analisar o sistema para os ramos das fases b e c , considerando as modulantes $m_b(t)$ e $m_c(t)$, obtém-se uma relação análoga à mostrada na Equação (10). Desta forma, define-se a Equação (11) em vetores trifásicos.

$$\mathbf{V}_{\text{tabc}}(t) = \begin{bmatrix} V_{\text{ta}}(t) \\ V_{\text{tb}}(t) \\ V_{\text{tc}}(t) \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{m}_{\text{abc}}(t) = \begin{bmatrix} m_a(t) \\ m_b(t) \\ m_c(t) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{V}_{\text{tabc}}(t) = \mathbf{m}_{\text{abc}}(t) \cdot \frac{V_{\text{CC}}}{2} \quad (11)$$

Através da Equação (11) conclui-se que é possível controlar a tensão terminal nas fases do lado CA do conversor em função do sinal modulante da estratégia adotada. Desta forma, este sinal modulante é o sinal de controle e seu valor varia no tempo de acordo com o que se deseja obter na tensão de saída do conversor. Logo, a operação de todo o sistema está atrelada a esta relação.

Os IGBTs atuais permitem serem acionados com frequências na ordem de dezenas de kHz e, como o sinal a ser sintetizado normalmente possui frequência de 60Hz, a relação de 21 vezes entre portadora e modulante é mais do que satisfeita.

3.2.3 VSC Trifásico NPC de 3 Níveis

O conversor de 3 níveis é uma modificação do conversor de 2 níveis visto na seção anterior. A configuração deste conversor foi proposta com o intuito de que cada célula do conversor não tenha que suportar toda a tensão do lado CC sobre os seus terminais quando elas estão bloqueadas. Isto acontece no VSC de 2 níveis da seção anterior e acaba sendo um gasto “desnecessário” já que o sistema CA está relacionado com a metade da tensão do lado CC.

Esta configuração funciona como alternativa para se aumentar o número de níveis nas tensões em cada uma das fases do conversor e, desta forma, diminuir o conteúdo harmônico de tensão quando este é comparado com o do conversor de 2 níveis.

Nesta topologia, diferentemente do conversor 2 níveis, é requerido o acesso ao ponto médio da tensão do lado CC. Desta forma, o lado CC do NPC de 3 níveis é alimentado por um lado CC dividido igualmente. As tensões são calculadas com relação ao ponto médio do lado CC, que é o terra (referência), e o lado CA do conversor é conectado ao sistema trifásico equilibrado. Assim como no conversor de 2 níveis, o conversor de 3 níveis também permite fluxo bidirecional.

Ressalta-se que diferentemente do utilizado no VSC de 2 níveis, a estratégia PWM para o VSC NPC de 3 níveis é feita considerando uma portadora unipolar. Isto é necessário para obter a operação adequada das células que compõem cada ramo do conversor de 3 níveis.

Como as características do VSC de 2 níveis e do VSC NPC de 3 níveis são semelhantes, tanto o funcionamento quanto a estratégia PWM Senoidal é bastante semelhante ao que já foi exposto. Desta forma, para evitar repetições desnecessárias neste capítulo, o equacionamento e explicação da operação do VSC NPC de 3 níveis são abordados no APÊNDICE C.

3.3 CABO ELÉTRICO

A seguir é apresentada a modelagem do cabo ao considerá-lo uma linha de transmissão de energia elétrica de comprimento médio. Além disso, é apresentada a explicação inicial da ocorrência de sobretensão nos terminais do motor que ocorre devido ao cabo submarino possuir comprimento elevado.

3.3.1 Modelagem do Cabo

Em função da distância entre o conversor de potência e os terminais do motor de indução do BCS, o cabo elétrico submarino pode ser considerado uma linha transmissão de energia elétrica. A modelagem de linhas de transmissão encontrada em Fuchs (1977) e Saadat (1999) é apresentada por três modelos definidos de acordo com o comprimento do cabo (curto, médio e longo).

Considerando que o comprimento dos cabos para extração de petróleo em águas ultraprofundas dificilmente ultrapassa os 10km, a representação do modelo com base em linhas de transmissão curta seria o mais indicado. No entanto, devido aos efeitos das capacitâncias parasitas, foi escolhido o modelo para linhas de transmissão em médias distâncias. Desta forma, tal modelo é suficiente para verificar as sobretensões que se propagam pelo cabo até encontrar os terminais do motor de indução. Ressalta-se que a representação do circuito equivalente a partir do modelo para linhas de transmissão em médias distâncias foi utilizada por outros trabalhos, conforme observado na literatura (BARICUATRO, 2014; KLYAPOVSKIY, 2014).

O modelo mostrado na Figura 13 é denominado modelo π com parâmetros concentrados. Neste modelo observa-se que a capacitância parasita é contabilizada pela metade no terminal da fonte de energia e da carga. A resistência e a indutância são os parâmetros série da linha e variam de acordo com a geometria e dados do cabo utilizado.

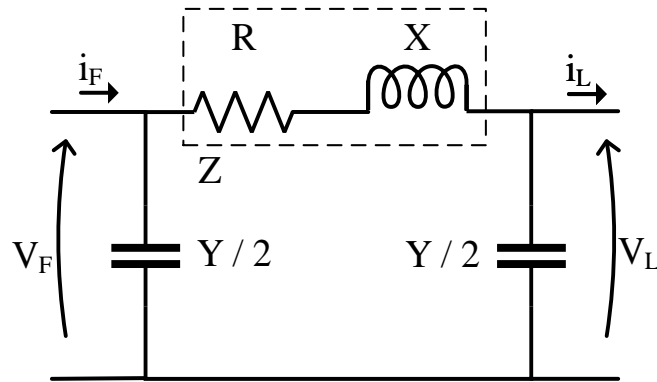


Figura 13 - Modelo π da linha de transmissão média

O equacionamento matemático para o modelo da Figura 13 é dado explicitando a tensão e a corrente no terminal da fonte em função da tensão e corrente no terminal da carga, ou vice-versa. Desta forma, a modelagem é dada pelas Equações (12) e (13) ou pelas Equações (14) e (15).

$$\mathbf{V}_F = \left(\mathbf{I} + \frac{\mathbf{Z} \cdot \mathbf{Y}}{2} \right) \cdot \mathbf{V}_L + \mathbf{Z} \cdot \mathbf{i}_L \quad (12)$$

$$\mathbf{i}_F = \left(\mathbf{Y} + \frac{\mathbf{Z} \cdot \mathbf{Y}^2}{4} \right) \cdot \mathbf{V}_L + \left(\mathbf{I} + \frac{\mathbf{Z} \cdot \mathbf{Y}}{2} \right) \cdot \mathbf{i}_L \quad (13)$$

$$\mathbf{V}_L = \left(\mathbf{I} + \frac{\mathbf{Z} \cdot \mathbf{Y}}{2} \right) \cdot \mathbf{V}_F - \mathbf{Z} \cdot \mathbf{i}_F \quad (14)$$

$$\mathbf{i}_L = - \left(\mathbf{Y} + \frac{\mathbf{Z} \cdot \mathbf{Y}^2}{4} \right) \cdot \mathbf{V}_F + \left(\mathbf{I} + \frac{\mathbf{Z} \cdot \mathbf{Y}}{2} \right) \cdot \mathbf{i}_F \quad (15)$$

As equações anteriores estão modeladas para um sistema trifásico, sendo que as tensões e correntes são vetores e a impedância, admitância e matrizes identidade são matrizes quadradas.

Em Baricuatro (2014) foi considerado o modelo do cabo utilizando o bloco de linha de transmissão da biblioteca do *Simulink*. O bloco do *Simulink* apresenta o modelo π de uma linha de transmissão de um sistema equilibrado, ou seja, pode-se transformar as equações matriciais anteriores para um modelo monofásico equivalente.

Entretanto, neste trabalho, preferiu-se desenvolver o próprio modelo π , considerando a possibilidade de alteração dos parâmetros em cada fase. Portanto, o modelo trifásico desenvolvido permite uma análise do cabo com desequilíbrio nos seus parâmetros.

Desta forma, como o intuito aqui não é visualizar o que ocorre ao longo do comprimento do cabo, mas representar o cabo de maneira que as variáveis em suas extremidades estejam

adequadamente modeladas, adotou-se apenas uma célula π do modelo apresentado. Esta é responsável por representar o comprimento total do cabo. Ainda, o uso de várias células acarreta na dificuldade de convergência das variáveis do sistema e, como o tempo de simulação com uma célula já foi longo, o uso de mais células tornaria as simulações computacionalmente mais desgastantes.

Ressalta-se que, embora não utilizado aqui, existem diversos trabalhos que apresentam uma modelagem profunda dos cabos elétricos submarinos. Por exemplo, Rocha (2007) apresenta uma modelagem para representar os cabos umbilicais em um *software* de transitório eletromagnético. O autor apresenta uma análise da formulação da impedância série desse tipo de cabo, trazendo uma revisão dos procedimentos básicos geralmente utilizados na avaliação dos parâmetros longitudinais e transversais de um cabo elétrico convencional e as modificações necessárias para representar o cabo umbilical.

Na modelagem apresentada por Rocha (2007), o autor utiliza as formulações clássica e aproximada na representação do cabo, apresentado o cálculo do efeito pelicular em condutores e da impedância de retorno pela água do mar. O modelo envolve o cálculo de parâmetros de uma tubulação dentro de outra tubulação, podendo conter condutores não-concêntricos em seu interior.

A Tabela 1 apresenta os valores dos parâmetros do cabo elétrico submarino padrão utilizado nas simulações da seção 4. Estes dados são de um cabo XLPE de 400mm² e foram retirados de Klyapovskiy (2014).

Tabela 1 - Dados do Cabo Elétrico Utilizado

Cabo Elétrico Submarino - XLPE #400mm ²	
Resistência [Ω /km]	0,047
Indutância [H/km]	$0,31 \times 10^{-3}$
Capacitância [F/km]	$0,59 \times 10^{-6}$
Comprimento [km]	5

3.3.2 Sobretenção em Cabos

No caso do VSC, a tensão na saída do conversor é sempre constante e definida pelo lado CC, conforme já foi visto. Já a tensão que chega nos terminais do motor é dependente dos parâmetros do sistema.

Conforme mostrado no modelo da linha de transmissão média, existem capacitâncias nas terminações do cabo submarino. Inicialmente, pensa-se que estes capacitores são

carregados até 1pu, entretanto, como a impedância equivalente do motor é muito maior que tais reatâncias capacitivas, principalmente em alta frequências, a corrente que flui pelo indutor do cabo continua carregando o capacitor para valores maiores até que toda energia seja transferida para o capacitor. Da teoria de propagação de ondas em uma linha de transmissão, conforme é abordada por Fuchs (1977), o valor máximo de tensão sobre o capacitor na extremidade do cabo é de 2pu, entretanto isto pode ser ultrapassado devido ao não amortecimento das ondas de tensão de um ciclo anterior.

Após a capacitância ser carregada no seu valor máximo, a corrente inverte de sentido, gerando uma onda viajante que carrega todos capacitores ao longo do comprimento do cabo para um valor maior de tensão. Percebe-se então que o sistema está sujeito a uma sobretensão.

A primeira onda viajante de tensão que chega aos terminais do motor é refletida em direção ao conversor de acordo com o coeficiente de reflexão que depende da impedância característica do motor e do cabo. Ao chegar nos terminais do conversor, ela sempre encontra um coeficiente de reflexão de -1 imposto pelo VSC e trafega em direção novamente do motor. Caso essa segunda onda chegue ao motor enquanto a primeira ainda não foi amortecida, ela atenua a sobretensão. É com base nisto, que surge a ideia de comprimento crítico do cabo citado na seção 3.4.2.1.1. Nesta mesma seção é explicado mais um pouco sobre essas sobretensões nos terminais do motor.

3.4 MOTOR DE INDUÇÃO

O modelo do motor de indução é composto pela superposição de dois modelos, sendo o primeiro para baixas frequências e o segundo para altas frequências. Quando as formas de onda das tensões e correntes nos terminais do motor apresentam baixa distorção harmônica, costuma-se apenas considerar a modelagem em baixa frequência para avaliar o comportamento dinâmico do sistema. Do contrário, é necessário a utilização de um modelo adequado que consiga retratar o impacto específico destas harmônicas no motor.

No caso do sistema de BCS abordado, sabendo que as tensões e correntes produzidas pelo conversor do VSD apresentam componentes harmônicas, é necessário um modelo do motor para alta frequências ao considerar o sistema elétrico do BCS da Figura 6. Ressalta-se que para definição dos elementos do modelo de alta frequência são necessárias medições dos parâmetros do motor para uma ampla faixa de frequência, o que requereria ter disponível o acesso a um BCS real. Considerando o valor deste equipamento, tal acesso para fins de estudo é inviável.

Sendo assim, para não ter que inserir o modelo de alta frequência nas simulações realizadas na seção 4, neste trabalho preferiu-se por projetar filtros passivos do tipo passa-baixa e passa-alta com a intenção de atenuar as componentes harmônicas das tensões e correntes no terminal do motor. Conforme abordado nas seções seguintes, o uso destes filtros possibilitou um melhor desempenho do sistema. Embora não utilizado nas simulações, o modelo de alta frequência é descrito de maneira resumida a título de informação para facilitar trabalhos futuros.

3.4.1 Modelo para Baixas Frequências

A modelagem em baixa frequência é utilizada para analisar a dinâmica de uma máquina elétrica quando a frequência de alimentação é próxima de 60Hz. A seguir é detalhado a formulação e o equacionamento do modelo utilizado no *Simulink* proposto por Krause *et al.* (2002) e posteriormente por Lyshevski (2008). Ressalta-se que a biblioteca do *SimPowerSystems* já apresenta um bloco contemplando este modelo.

O modelo a seguir parte do seguinte funcionamento: conectando os enrolamentos do estator numa fonte de tensão trifásica surgem correntes trifásicas que ao percorrerem os enrolamentos geram respectivos campos magnéticos que variam no tempo e formam o campo girante do estator. Por consequência, estes campos induzem tensões nos enrolamentos do rotor, que no caso de um motor com rotor em gaiola de esquilo são barras curto circuitadas para que as correntes que as percorrem sejam elevadas o suficiente para produzir um campo girante do rotor com uma frequência menor que a do campo girante do estator. Essa diferença entre as frequências dos campos do rotor e do estator, que corresponde a frequência de escorregamento s , resulta no torque eletromagnético. Em uma situação adequada, a carga é acionada quando o torque eletromagnético é maior que o torque mecânico.

No sistema de BCS o motor de indução é do tipo gaiola de esquilo (*squirrel cage rotor*). Entretanto, apesar do rotor ser composto por barras curto-circuitadas entre si, considera-se a existência de enrolamentos trifásicos defasados de 120° para o equacionamento matemático.

A nível de projeto, o rotor é construído com uma leve inclinação em suas barras para reduzir a amplitude das componentes oscilantes no torque devido à presença de componentes harmônicas no fluxo do entreferro. Este conceito de projeto também não foi considerado, mas os efeitos causados por esta inclinação na amplitude da componente fundamental são contabilizados no valor do número de voltas do enrolamento do rotor N_r .

Por fim, na modelagem também foi desconsiderada a saturação do fluxo no entreferro. Entretanto, nos casos em que se deseja verificar o efeito da saturação na operação do motor, esta é facilmente inserida no equacionamento abordado aqui.

3.4.1.1 Equacionamento em Coordenadas Trifásicas

Do ponto de vista da armadura e de acordo com a Lei de Faraday o equacionamento da Lei Kirchoff para cada um dos enrolamentos das fases é mostrado da Equação (16) até a (21).

$$e_{as} = r_s i_{as} + \frac{d\lambda_{as}}{dt} \quad (16)$$

$$e_{bs} = r_s i_{bs} + \frac{d\lambda_{bs}}{dt} \quad (17)$$

$$e_{cs} = r_s i_{cs} + \frac{d\lambda_{cs}}{dt} \quad (18)$$

$$e_{ar} = r_r i_{ar} + \frac{d\lambda_{ar}}{dt} \quad (19)$$

$$e_{br} = r_r i_{br} + \frac{d\lambda_{br}}{dt} \quad (20)$$

$$e_{cr} = r_r i_{cr} + \frac{d\lambda_{cr}}{dt} \quad (21)$$

Ainda, para fins de uma melhor observação, as equações anteriores podem ser reescritas na forma matricial, obtendo assim as Equações (22) e (23).

$$\mathbf{e}_{abcs} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{abcs} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{abcs}}{dt} \quad (22)$$

$$\mathbf{e}_{abcr} = \mathbf{r}_r \mathbf{i}_{abcr} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{abcr}}{dt} \quad (23)$$

Nestas equações, as tensões, correntes e fluxos trifásicos tanto no estator quanto no rotor são os vetores $\mathbf{e}_{abcs} = \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix}$, $\mathbf{e}_{abcr} = \begin{bmatrix} e_{ar} \\ e_{br} \\ e_{cr} \end{bmatrix}$, $\mathbf{i}_{abcs} = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}$, $\mathbf{i}_{abcr} = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$, $\boldsymbol{\lambda}_{abcs} = \begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix}$ e $\boldsymbol{\lambda}_{abcr} = \begin{bmatrix} \lambda_{ar} \\ \lambda_{br} \\ \lambda_{cr} \end{bmatrix}$, respectivamente.

Com relação às resistências do estator e do rotor, estas são dadas pelas matrizes

$$\mathbf{r}_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{r}_r = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}. \text{ Observa-se que aqui foi considerado que as resistências}$$

possuem o mesmo valor. Isto ocorre num sistema equilibrado e no caso do motor de indução é obtido através de um projeto adequado e uma construção simétrica.

Os fluxos enlaçados do estator e do rotor é obtido através das correntes que passam pelas várias indutâncias próprias, mútuas, de dispersão e de magnetização.

$$\lambda_{as} = L_{asas}i_{as} + L_{asbs}i_{bs} + L_{ascs}i_{cs} + L_{asar}i_{ar} + L_{asbr}i_{br} + L_{ascr}i_{cr} \quad (24)$$

$$\lambda_{bs} = L_{bsas}i_{as} + L_{bsbs}i_{bs} + L_{bscs}i_{cs} + L_{bsar}i_{ar} + L_{bsbr}i_{br} + L_{bscr}i_{cr} \quad (25)$$

$$\lambda_{cs} = L_{csas}i_{as} + L_{csbs}i_{bs} + L_{cscs}i_{cs} + L_{csar}i_{ar} + L_{csbr}i_{br} + L_{cscr}i_{cr} \quad (26)$$

$$\lambda_{ar} = L_{aras}i_{as} + L_{arbs}i_{bs} + L_{arcs}i_{cs} + L_{arar}i_{ar} + L_{arbr}i_{br} + L_{arcr}i_{cr} \quad (27)$$

$$\lambda_{br} = L_{bras}i_{as} + L_{brbs}i_{bs} + L_{brcs}i_{cs} + L_{brar}i_{ar} + L_{brbr}i_{br} + L_{brcr}i_{cr} \quad (28)$$

$$\lambda_{cr} = L_{cras}i_{as} + L_{crbs}i_{bs} + L_{crCs}i_{cs} + L_{crar}i_{ar} + L_{crbr}i_{br} + L_{crCr}i_{cr} \quad (29)$$

Os fluxos enlaçados e correntes presentes da Equação (24) até a Equação (29) são classificados como sendo das fases *a*, *b* ou *c* do estator *s* ou do rotor *r*. Com relação às indutâncias, calculadas de acordo com a respectiva relutância do meio que se encontram. Por exemplo, L_{asas} representa a indutância equivalente da fase *a* do estator dado uma corrente na fase *a* do estator, enquanto que L_{bscr} representa a indutância equivalente da fase *b* do estator dado uma corrente na fase *c* do rotor.

Considerando um sistema totalmente equilibrado com mútuas também equilibradas, obtém-se várias dessas indutâncias com o mesmo valor, o que resulta em submatrizes simétricas. Matematicamente, as indutâncias do estator e do rotor são definidas através das Equações (30) até (39).

$$L_{asas} = L_{bsbs} = L_{csCs} = L_{ls} + L_{ms} \quad (30)$$

$$L_{asbs} = L_{ascs} = L_{bscs} = L_M + L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = L_{Mts} - \frac{1}{2}L_{ms} \quad (31)$$

$$L_{ls} = \frac{N_s^2}{\mathfrak{R}_{ls}} \quad (32)$$

$$L_{ms} = \frac{N_s^2}{\mathfrak{R}_m} \quad (33)$$

$$L_{Mts} = \frac{N_{Mts}^2}{\mathfrak{R}_{Mts}} \quad (34)$$

$$L_{arar} = L_{brbr} = L_{crCr} = L_{lr} + L_{mr} \quad (35)$$

$$L_{arbr} = L_{arcr} = L_{brCr} = L_M + L_{mr} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = L_{Mtr} - \frac{1}{2}L_{mr} \quad (36)$$

$$L_{lr} = \frac{N_r^2}{\mathfrak{R}_{lr}} \quad (37)$$

$$L_{mr} = \frac{N_r^2}{\mathfrak{R}_m} = \frac{N_r^2}{N_s^2} L_{ms} \quad (38)$$

$$L_{Mtr} = \frac{N_{Mtr}^2}{\mathfrak{R}_{Mtr}} \quad (39)$$

Ressalta-se que as indutâncias mútuas entre o sistema trifásico do estator L_{Mts} e as indutâncias mútuas entre o sistema trifásico do rotor L_{Mtr} geralmente não contribuem significativamente para o fluxo enlaçado total de cada fase. Além disso, a obtenção do seu valor não é trivial visto que há diferentes meios e parâmetros que influenciam na sua relutância. Por isto, na maioria das vezes é possível desconsiderá-las na modelagem matemática. Desta forma, as equações anteriores são simplificadas e obtém-se as submatrizes L_{ss} e L_{rr} dadas pelas Equações (40) e (41).

$$\mathbf{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_{asas} & L_{asbs} & L_{ascs} \\ L_{bsas} & L_{bsbs} & L_{bscs} \\ L_{csas} & L_{csbs} & L_{cscs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (40)$$

$$\mathbf{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_{arar} & L_{arbr} & L_{arcr} \\ L_{brar} & L_{brbr} & L_{brcr} \\ L_{crar} & L_{crbr} & L_{cr cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (41)$$

Considerando que $L_{ms} = \frac{N_s^2}{N_r^2} L_{mr}$ e $L'_{lr} = \frac{N_s^2}{N_r^2} L_{lr}$, ao referir a matriz de indutâncias \mathbf{L}_{rr} dada em (41) para o estator, isto é, multiplicá-la por $\frac{N_s^2}{N_r^2}$, obtém-se a Equação (42).

$$\mathbf{L}'_{rr} = \begin{bmatrix} L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L'_{lr} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (42)$$

Agora, as Equações (43) a (52) mostram as indutâncias entre estator e rotor. Novamente, como o sistema é equilibrado e ocorre simetria entre alguma delas. Percebe-se que estas indutâncias ficam em função de θ_r que representa a posição do enrolamento da fase a do rotor em relação ao enrolamento da fase a do estator. Logo, os valores destas indutâncias variam conforme o rotor gira, sendo que o valor máximo ocorre quando o enrolamento de uma fase do rotor está alinhado fisicamente com o enrolamento da respectiva fase do estator.

$$L_{\text{asar}} = L_{\text{aras}} = L_{\text{sr}} \cos \theta_r \quad (43)$$

$$L_{\text{asbr}} = L_{\text{bras}} = L_{\text{sr}} \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (44)$$

$$L_{\text{ascr}} = L_{\text{cras}} = L_{\text{sr}} \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (45)$$

$$L_{\text{bsar}} = L_{\text{arbs}} = L_{\text{sr}} \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (46)$$

$$L_{\text{bsbr}} = L_{\text{brbs}} = L_{\text{sr}} \cos \theta_r \quad (47)$$

$$L_{\text{bscr}} = L_{\text{crbs}} = L_{\text{sr}} \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (48)$$

$$L_{\text{csar}} = L_{\text{arcs}} = L_{\text{sr}} \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (49)$$

$$L_{\text{csbr}} = L_{\text{brcs}} = L_{\text{sr}} \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (50)$$

$$L_{\text{cscr}} = L_{\text{crcc}} = L_{\text{sr}} \cos \theta_r \quad (51)$$

$$L_{\text{sr}} = \frac{N_s N_r}{\mathfrak{R}_m} \quad (52)$$

A partir das simetrias entre as indutâncias mostradas é definida a matriz \mathbf{L}_{sr} . Percebe-se que a transposta desta matriz também é necessária para inserir parte das indutâncias presentes nas Equações (24) a (29).

$$\mathbf{L}_{\text{sr}} = \begin{bmatrix} L_{\text{asar}} & L_{\text{asbr}} & L_{\text{ascr}} \\ L_{\text{bsar}} & L_{\text{bsbr}} & L_{\text{bscr}} \\ L_{\text{csar}} & L_{\text{csbr}} & L_{\text{cscr}} \end{bmatrix} = L_{\text{sr}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (53)$$

$$\mathbf{L}_{sr}^t = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{aras} & \mathbf{L}_{arbs} & \mathbf{L}_{arcs} \\ \mathbf{L}_{bras} & \mathbf{L}_{brbs} & \mathbf{L}_{brcs} \\ \mathbf{L}_{cras} & \mathbf{L}_{crbs} & \mathbf{L}_{crCs} \end{bmatrix} = \mathbf{L}_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (54)$$

Considerando que $\mathbf{L}'_{sr} = \frac{N_s}{N_r} \mathbf{L}_{sr}$ e $\mathbf{L}_{ms} = \frac{N_s}{N_r} \mathbf{L}_{sr}$, ao referir a matriz de indutâncias \mathbf{L}_{sr} para o estator, isto é, multiplicá-la por $\frac{N_s}{N_r}$, obtém-se a Equação (55). Nota-se que diferentemente da matriz \mathbf{L}_{rr} não se deve elevar o termo $\frac{N_s}{N_r}$, ao quadrado. Isto se dá pelo fato que apenas o fluxo gerado por $\mathbf{L}_{sr} * \mathbf{i}_{abcs}$ deve ser referido, logo, multiplicado por $\frac{N_s}{N_r}$. Já no caso anterior, além do fluxo gerado por $\mathbf{L}_{rr} * \mathbf{i}_{abcr}$ necessitar de ser referido para o estator, a corrente \mathbf{i}_{abcr} também precisa ser referida, resultando assim numa multiplicação por $\frac{N_s^2}{N_r^2}$.

$$\mathbf{L}'_{sr} = \mathbf{L}_{ms} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (55)$$

Tendo as submatrizes definidas, o equacionamento final da parte magnética do motor de indução é definido pela Equação (56) a seguir. Ainda, a partir das Equações (22) e (23), ao referir as variáveis do rotor para o estator utilizando um raciocínio semelhante ao realizado para obtenção da Equação (42), obtém-se a formulação matricial mostrada nas Equações (56) e (57).

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ss} & \mathbf{L}'_{sr} \\ \mathbf{L}'_{sr}{}^t & \mathbf{L}'_{rr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}'_{abcr} \end{bmatrix} \quad (56)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{e}_{abcs} \\ \mathbf{e}'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_s & 0 \\ 0 & \mathbf{r}'_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}'_{abcr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d\lambda_{abcs}}{dt} \\ \frac{d\lambda'_{abcr}}{dt} \end{bmatrix} \quad (57)$$

Por fim, o equacionamento eletromagnético final do motor de indução é dado pela Equação (58).

$$\begin{bmatrix} \mathbf{e}_{abcs} \\ \mathbf{e}'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_s & 0 \\ 0 & \mathbf{r}'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}'_{abcr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ss} & \mathbf{L}'_{sr} \\ \mathbf{L}'_{sr} & \mathbf{L}_{rr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}'_{abcr} \end{bmatrix} \right) \quad (58)$$

Através da definição matemática de coenergia em função das indutâncias e correntes do sistema analisado mostrada por Krause *et al.* (2002) e definida aqui pela Equação (59), obtém-se o torque eletromagnético τ_e .

$$W_c = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} & \mathbf{i}'_{abcr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ss} & \mathbf{L}'_{sr} \\ \mathbf{L}'_{sr} & \mathbf{L}_{rr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}'_{abcr} \end{bmatrix} \quad (59)$$

$$W_c = \frac{1}{2} (\mathbf{i}_{abcs}^t \cdot \mathbf{L}_{ss} \cdot \mathbf{i}_{abcs} + \mathbf{i}'_{abcr}^t \cdot \mathbf{L}_{rr} \cdot \mathbf{i}'_{abcr} + 2 \cdot \mathbf{i}_{abcs}^t \cdot \mathbf{L}'_{sr} \cdot \mathbf{i}'_{abcr})$$

$$\tau_e = \frac{P}{2} \cdot \frac{dW_c}{d\theta_r} = \frac{P}{2} \cdot \mathbf{i}_{abcs}^t \cdot \left(\frac{d\mathbf{L}'_{sr}}{d\theta_r} \right) \cdot \mathbf{i}'_{abcr} \quad (60)$$

Nota-se na Equação (59) que \mathbf{L}_{ss} e \mathbf{L}'_{rr} independem de θ_r e, desta forma, ao calcular as derivadas da coenergia em relação à θ_r as partes destas duas indutâncias são anuladas. Logo, apenas \mathbf{L}'_{sr} contribui para o torque eletromagnético definido pela Equação (60).

Para equacionamento da parte mecânica do motor de indução utiliza-se da Segunda Lei de Newton para o movimento de rotação. Considera-se que o torque eletromagnético está no mesmo sentido que a rotação do motor e, desta forma, contrária ao torque mecânico, obtém-se o equacionamento matemático da parte mecânica para operação como motor dado pelas Equações (61) e (62).

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{2J} \tau_e - \frac{1}{J} \tau_{atrito} - \frac{P}{2J} \tau_m \quad (61)$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (62)$$

Na Equação (61), o momento de inércia do rotor é dado por J com unidade em kg.m^2 , o torque mecânico é dado por τ_m em N.m , o torque eletromagnético é dado por τ_e em N.m , o torque de atrito rotacional é dado por τ_{atrito} em N.m , a frequência angular ω_r em rad/s e o número de pólos P .

Além da parcela do torque de atrito viscoso que já existia na modelagem clássica apresentada por Krause *et al.* (2002), o torque de atrito rotacional τ_{atrito} possui outra parcela devido ao torque de Stribeck (BONA; INDRI, 2005; DUQUE, 2010). Tanto este torque de atrito

rotacional τ_{atrito} como o torque mecânico τ_m possuem sua modelagem matemática apresentada ao longo da seção 3.5.2.

3.4.1.2 Equacionamento em Coordenadas qd0 Arbitrário

No caso da modelagem de um motor de indução, a mudança de coordenadas trifásicas convencionais para coordenadas qd0 é interessante pois assim é até possível eliminar a dependência matemáticas das indutâncias em relação à posição θ_r do rotor.

Utilizando a transformada direta de Park para o estator e para o rotor, mostradas nas Equações (63) e (64), e suas respectivas matrizes inversas, é possível obter a formulação em coordenadas qd0 arbitrário para todo o sistema eletromagnético do motor de indução. Nota-se que em \mathbf{P}_s e \mathbf{P}_r o eixo em quadratura está 90° à frente do eixo direto e θ é definido, para um dado instante de tempo, como sendo o ângulo entre a posição do eixo em quadratura e a fase a do enrolamento do estator.

$$\mathbf{P}_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \theta & \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (63)$$

$$\mathbf{P}_r = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos \left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin(\theta - \theta_r) & \sin \left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (64)$$

Desta forma, aplicando a transformada de Park nas variáveis das Equações (56) e (57) e desenvolvendo matematicamente é possível obter a formulação mostrada pelas Equações (65) e (66).

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qd0s} \\ \lambda'_{qd0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ss}^{qd0} & \mathbf{L}'_{sr}{}^{qd0} \\ \mathbf{L}'_{sr}{}^{qd0t} & \mathbf{L}'_{rr}{}^{qd0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{qd0s} \\ \mathbf{i}'_{qd0r} \end{bmatrix} \quad (65)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{e}_{qd0s} \\ \mathbf{e}'_{qd0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_s & 0 \\ 0 & \mathbf{r}'_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{qd0s} \\ \mathbf{i}'_{qd0r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{W}_s & 0 \\ 0 & \mathbf{W}_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \lambda_{qd0s} \\ \lambda'_{qd0r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d\lambda_{qd0s}}{dt} \\ \frac{d\lambda'_{qd0r}}{dt} \end{bmatrix} \quad (66)$$

Nestas equações, as tensões, correntes e fluxos trifásicos tanto no estator quanto no rotor

$$\text{são os vetores } \mathbf{e}_{qd0s} = \begin{bmatrix} e_{qs} \\ e_{ds} \\ e_{0s} \end{bmatrix}, \mathbf{e}'_{qd0r} = \begin{bmatrix} e'_{qr} \\ e'_{dr} \\ e'_{0r} \end{bmatrix}, \mathbf{i}_{qd0s} = \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \end{bmatrix}, \mathbf{i}'_{qd0r} = \begin{bmatrix} i'_{qr} \\ i'_{dr} \\ i'_{0r} \end{bmatrix}, \boldsymbol{\lambda}_{qd0s} = \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{0s} \end{bmatrix} \text{ e } \boldsymbol{\lambda}'_{qd0r} = \begin{bmatrix} \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \\ \lambda'_{0r} \end{bmatrix},$$

respectivamente.

As matrizes \mathbf{W}_s e \mathbf{W}_r apareceram no equacionamento devido à mudança de coordenadas e são definidas pelas Equações (67) e (68). Com relação às resistências do estator e do rotor, estas são dadas pelas mesmas matrizes \mathbf{r}_s e \mathbf{r}'_r mostradas anteriormente.

$$\mathbf{W}_s = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (67)$$

$$\mathbf{W}_r = \begin{bmatrix} 0 & \omega - \omega_r & 0 \\ -\omega + \omega_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (68)$$

Considerando que $M = \frac{3}{2}L_{ms}$, as indutâncias \mathbf{L}_{ss}^{qd0} , \mathbf{L}_{sr}^{qd0} e \mathbf{L}'_{rr}^{qd0} são mostradas nas Equações (69), (70) e (71), respectivamente.

$$\mathbf{L}_{ss}^{qd0} = \mathbf{P}_s \mathbf{L}_{ss} \mathbf{P}_s^{-1} = \begin{bmatrix} L_{1s} + M & 0 & 0 \\ 0 & L_{1s} + M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (69)$$

$$\mathbf{L}'_{sr}^{qd0} = \mathbf{L}'_{sr}^{qd0t} = \mathbf{P}_s \mathbf{L}'_{sr} \mathbf{P}_r^{-1} = \mathbf{P}_r \mathbf{L}'_{sr} \mathbf{P}_s^{-1} = \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (70)$$

$$\mathbf{L}'_{rr}^{qd0} = \mathbf{P}_r \mathbf{L}'_{rr} \mathbf{P}_r^{-1} = \begin{bmatrix} L'_{1r} + M & 0 & 0 \\ 0 & L'_{1r} + M & 0 \\ 0 & 0 & L'_{1r} \end{bmatrix} \quad (71)$$

Agora, obtém-se o torque eletromagnético em função das variáveis em coordenadas qd0 ao aplicar a transformada de Park na Equação (60) e desenvolver as relações matemáticas necessárias. Assim, pode-se definir o torque eletromagnético em função das correntes do estator e rotor, em função das correntes e fluxos do estator ou em função das correntes e fluxos do rotor, conforme Equação (72).

$$\tau_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot M \cdot (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr}) = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot (\lambda'_{qr} i'_{dr} - \lambda'_{dr} i'_{qr}) \quad (72)$$

Apesar da transformação das variáveis do sistema eletromagnético para coordenadas $qd0$, deve-se lembrar aqui que o equacionamento do sistema mecânico do motor de indução, que é dado pelas Equações (61) e (62), se mantém o mesmo.

3.4.2 Modelo para Altas Frequências

Os modelos de alta frequência para o motor de indução geralmente são divididos em duas categorias: modelos de ordem reduzida e análise por elementos finitos (*Finite Element Analysis* - FEA).

Os modelos FEA examinam a máquina a nível de seus enrolamentos e volta das bobinas. Por isso, são modelos muito complexos já que utilizam dados geométricos, topologia e características dos materiais empregados (isolantes, condutores, vernizes, *etc.*) nas diferentes partes do motor analisadas (rotor, enrolamento, rolamentos, carcaça, *etc.*). Desta forma, são utilizados principalmente para propósitos de projeto da máquina (CHAVES, 2011).

Já os modelos de ordem reduzida, como os abordados em Moreira *et al.* (2002), Mirafzal *et al.* (2007) e Flávio (2010), foram desenvolvidos para uso em simuladores com o intuito de examinar problemas específicos, como por exemplo a existência de tensões de modo comum, correntes de eixo do rotor e sobretensões nos terminais do motor.

Diferentes modelos e variações são propostos na literatura para retratar o comportamento adequado do motor de indução em altas frequência. Nesta situação importa-se que a característica da impedância dada pelo modelo coincida com a impedância do motor na prática. A maioria destes modelos de ordem reduzida são validados com resultados experimentais em motores típicos de bancada e comumente são utilizados motores de baixa potência. Entretanto, não foi encontrado nenhuma validação destes modelos com dados de um BCS de média potência para que pudesse ser aproveitada neste trabalho, o que mais uma vez justifica a adoção dos filtros e não inserção do modelo de alta frequência nas simulações da seção 4.

3.4.2.1 Características do Sistema em Alta Frequência

O estudo do sistema em alta frequência está vinculado em determinar a causa de danos prematuros e recorrentes nos rolamentos do motor (ARAÚJO, 2011), em avaliar a ocorrência da corrente que retorna pela terra ao utilizar elementos do motor como caminho (DE ALMEIDA, 2011) e em calcular o quanto ocorre de sobretensão nos terminais do motor (MEERA; POORANI; VAISHNAVI, 2013). Para conseguir uma operação adequada não só do

motor, mas também dos demais componentes do BCS, é necessário projetar filtros de potência. Neste caso, os filtros passivos são utilizados para atenuar os problemas referentes às componentes de alta frequência presentes nas tensões e correntes produzidas pelo conversor de potência (ADAMU, 2012; FLÁVIO, 2010).

3.4.2.1.1 Sobretensão nos Terminais do Motor

A explicação da ocorrência de tal fenômeno se dá com a propagação e reflexão da onda de tensão pelo cabo elétrico submarino. Conforme inicialmente descrito na seção 3.3, tal situação pode chegar a acarretar numa tensão no terminal do motor que seja duas vezes o valor da tensão no início do cabo.

Em situações específicas onde o chaveamento ocorre antes mesmo da onda de tensão anterior ser atenuada, a tensão no terminal do motor pode ser mais ainda do que o dobro da tensão no início do cabo. Se esta situação acontecer, vale mencionar que a tensão sobre os enrolamentos da máquina aumenta a cada chaveamento, o que pode danificar o motor e outros equipamentos inclusos no sistema.

Infelizmente, caso a onda de tensão não seja atenuada entre um chaveamento e outro, poucos chaveamentos são necessários para romper a isolação dos enrolamentos. Isto ocorre porque grande parte desta tensão (entre 40 e 85% da tensão de pico) está sobre a primeira espira da primeira bobina do enrolamento. Apesar da imprecisão da queda de tensão percentual, o acúmulo da tensão sobre a espira ultrapassaria a tensão máxima que o isolamento suporta em poucos ciclos de chaveamento (DE PAULA, 2005).

Quando estudos para limitar a sobretensão nos terminais do motor são considerados na etapa de projeto do sistema do BCS, é possível inclusive ajustar o comprimento máximo do cabo de tal forma para que haja 20% de sobretensão nos terminais após três períodos de propagação no cabo. O comprimento crítico do cabo calculado pela Equação (73) pode ser alterado ajustando o tempo de subida do pulso de tensão, da impedância característica do cabo que define a velocidade de propagação da onda de tensão e da impedância característica do motor que define o coeficiente de reflexão da onda de tensão.

$$l_c = \frac{t_{subida} \cdot v \cdot 0,2}{3 \cdot K_{motor}} \quad (73)$$

Apesar disto ser proposto em Basavaraja e Sarma (2006), ressalta-se que em casos práticos isto não costuma ser levado em conta para definir a localização de um poço já que normalmente é a definição da geologia que realmente importa.

Por fim, a partir dos resultados experimentais mencionado em Karavasilis (2008), constatou-se que a frequência de chaveamento do conversor do VSD está inversamente relacionada com o tempo para ocorrência de falha no sistema de isolamento do motor. Tal variável se torna então preponderante para limitar a taxa de falha do sistema do BCS, até porque a manutenção no fundo do mar possui um custo elevado de tempo e dinheiro, isso quando é possível realizar intervenções.

3.4.2.1.2 Tensões e Correntes de Alta Frequência

Como o enrolamento do estator do motor de indução não é solidamente aterrado, haverá uma diferença de potencial entre o aterramento do sistema e o neutro do enrolamento. Esta tensão é denominada tensão de modo comum V_{cm} ou tensão de neutro de sequência zero. Tal tensão resulta em correntes de modo comum que circulam pelos acoplamentos capacitivos do motor para a terra, causando danos severos ao rolamento do motor.

Para entender melhor a ocorrência de tal tensão, basta considerar que para um ponto de operação o motor de indução pode ser aproximado por uma resistência em série com a indutância. O equacionamento da tensão de modo comum em função das variáveis trifásicas é mostrado a seguir e depende do acoplamento que ocorre entre o neutro e o aterramento, conforme Equação (74).

$$\begin{cases} V_a - V_{cm} = L \cdot \frac{di_a}{dt} - R \cdot i_a \\ V_b - V_{cm} = L \cdot \frac{di_b}{dt} - R \cdot i_b \\ V_c - V_{cm} = L \cdot \frac{di_c}{dt} - R \cdot i_c \\ i_a + i_b + i_c = i_n \end{cases}$$

$$V_a + V_b + V_c - 3 \cdot V_{cm} = L \cdot \frac{d(i_a + i_b + i_c)}{dt} - R \cdot (i_a + i_b + i_c) \quad (74)$$

$$V_{cm}(t) = \frac{V_a(t) + V_b(t) + V_c(t)}{3}, \text{ se } i_n = 0 \text{ (sem acoplamento)} \quad (75)$$

$$V_{cm}(s) = \frac{V_a(s) + V_b(s) + V_c(s)}{LC \cdot s^2 + RC \cdot s + 3}, \text{ se } i_n = C \cdot \frac{dV_{cm}}{dt} \text{ (acoplamento capacitivo)} \quad (76)$$

A Equação (75) é basicamente a mesma fórmula para a tensão de neutro de um sistema isolado convencional. Já a Equação (76) mostra que o comportamento da tensão de modo comum é distinto e dependente dos parâmetros do sistema.

A existência de um acoplamento entre o neutro e aterramento faz com que a corrente de neutro seja diferente de zero, isto é, correntes de modo comum passam a existir e a circular pelo motor para toda a faixa de frequência existente no sistema. No caso do sistema de BCS, estas correntes retornam para o aterramento do lado CC pela camada metálica da blindagem do cabo submarino.

As correntes de alta frequência que entram nos terminais do motor e passam pelos acoplamentos, em geral, são classificadas como correntes circulantes e correntes não-circulantes.

As correntes não-circulantes passam pelo motor e retornam para o aterramento do conversor. Para atingirem a carcaça do motor que está conectada diretamente no núcleo do estator e voltarem pela blindagem do cabo, existem basicamente três caminhos para as correntes circulantes. O primeiro caminho é pelo acoplamento direto entre o enrolamento trifásico do estator e a carcaça. A segunda opção é passar do enrolamento do estator para o núcleo do rotor, se dividir pelos rolamentos passando pelo eixo do rotor e retornar para a carcaça pelo núcleo do estator. A outra opção é passar do enrolamento do estator para o núcleo do rotor e retornar para o núcleo do estator ao passar pelo entreferro. Logo, toda corrente não-circulante é necessariamente corrente de modo comum pois retornam para o aterramento do lado CC do conversor (DE ALMEIDA, 2011).

Já as correntes circulantes ficam confinadas no interior do motor. Isto é, elas partem de um ponto do rotor que tenha um potencial elétrico elevado e retornam à outra extremidade do rotor passando pelo entreferro ou pelos rolamentos do eixo.

Ainda, tanto as correntes circulantes quanto as correntes não-circulantes acontecem no modo de condução ou no modo de descarga (*Electric Discharge Machining* – EDM). No modo de condução, as correntes acontecem sempre em sincronia com os degraus da tensão de modo comum, logo, elas sempre ocorrem em uma operação normal. Já no modo de descarga, as correntes surgem inesperadamente. Elas dependem da ocorrência quase aleatória da ruptura do dielétrico da película de graxa lubrificante dos rolamentos devido ao aumento da diferença de potencial entre o eixo e a carcaça. Basicamente, quando ocorre uma corrente de descarga, os rolamentos estão sendo expostos a um curto-circuito.

Acompanhar o valor da tensão de eixo da máquina é importante pois é possível relacioná-lo com o valor da tensão de modo comum e prever a ocorrência das correntes de

descargas. Isto é possível pois para cada valor de tensão de eixo há um valor de tensão sobre o rolamento que representa o limiar de ruptura do dielétrico. Esta relação entre a tensão de eixo e a tensão de modo comum é conhecida na literatura como BVR (*Bearing Voltage Ratio*).

Para determinar o valor dos acoplamentos do modelo de alta frequência pode-se adotar dois caminhos. A primeira opção é utilizar equações mostradas em Moreira *et al.* (2002) que requerem apenas medições das impedâncias fase-neutro e fase-terra do motor no menor e no maior valor de frequência da faixa em que se deseja que o modelo seja válido.

Já a segunda opção, mencionada em De Almeida (2011), requer conhecimento de parâmetros de projeto da máquina que somente o fabricante tem acesso. Os acoplamentos neste caso são calculados através de equações que requerem as distâncias entre os elementos do motor, permissividade e permeabilidade dos materiais, espessuras dos componentes, dentre outros parâmetros.

3.4.3 Dados do Motor de Indução

A Tabela 2 apresenta os valores dos parâmetros nominais do motor de indução utilizado nas simulações da seção 4. Estes dados foram retirados de Klyapovskiy (2014).

Tabela 2 - Dados do Motor de Indução
Motor de Indução Trifásico - 3835HP

Resistência do Estator [Ω]	0,12
Indutância de Dispersão do Estator [H]	$1,2469 \times 10^{-3}$
Resistência do Rotor [Ω]	0,0761
Indutância de Dispersão do Rotor [H]	$1,2469 \times 10^{-3}$
Indutância de Magnetização [H]	0,035
Tensão Nominal [V]	6600
Escorregamento Nominal [pu]	0,0055
Velocidade Mecânica Nominal [rpm]	3580,2
Frequência Elétrica Nominal [Hz]	60
Número de Pólos	2
Fator de Potência Nominal	0,6607
Relação X/R Nominal	1,1362
Eficiência [%]	97,61

3.5 BOMBA CENTRÍFUGA

A compreensão da operação das bombas centrífugas já é bem difundida tanto na literatura quanto no mercado brasileiro, por serem utilizadas em diferentes setores da indústria. Os fabricantes fornecem a curva característica de cada bomba, isto é, as relações entre altura manométrica total (*head*) e vazão volumétrica (curvas $H \times Q$) e também entre potência e vazão volumétrica (curvas $Pot \times Q$). Estas relações permitem avaliar o desempenho da bomba de acordo com o processo onde ela será empregada.

O levantamento das curvas características é feito para várias velocidades do rotor e considera-se um fluido com viscosidade conhecido no interior da bomba. Desta forma, a curva característica da bomba consiste em várias curvas $H \times Q$ em função da velocidade do eixo do conjunto motor-bomba. Ainda, no mesmo gráfico das curvas $H \times Q$ são informadas curvas de iso-eficiência ou iso-rendimento, que informam o rendimento da bomba em função da vazão e altura. Desta forma, é possível saber, por exemplo, qual é a altura, a eficiência e, por consequência a potência, para uma dada vazão e velocidade de operação do rotor.

Em regime permanente, pode-se dizer que a bomba do BCS opera em uma velocidade constante, já que não há presença de controle em malha fechada e, neste caso, a rotação do rotor é decorrente da frequência elétrica nominal da rede. Entretanto, conforme os fabricantes retratam, quando a velocidade de operação é modificada, as curvas características são modificadas. Foi comprovado experimentalmente que a modificação das curvas devido à alteração da velocidade do rotor ocorre de acordo com determinadas equações da bomba. Estas equações são conhecidas como Leis de Afinidade e relacionam todos os parâmetros de desempenho da bomba centrífuga (vazão, altura manométrica e potência absorvida) com a velocidade de rotação do eixo do rotor. As Leis de Afinidade mostradas na seção 3.5.1 são derivadas de uma análise adimensional da bomba e só são válidas sob condições de eficiência constante.

O conhecimento destas curvas e a compreensão das Leis de Afinidade é importante pois é através disto que se consegue as informações necessárias para verificar se a curva da bomba é adequada para curva do sistema de processo. O ponto de operação é dado como sendo o ponto de interseção da curva da bomba com a curva de resistência do sistema.

Como o objetivo deste trabalho não é analisar o comportamento fluidodinâmico do fluido presente no poço, não foi utilizado nenhum modelo para que isto seja observado nas simulações. Desta forma, caso se deseja verificar as etapas que o fluido percorre no interior da bomba centrífuga é necessário tratar o problema de maneira diferente da apresentada aqui. Em

Maitelli (2010) isto é exposto como um problema de Fluidodinâmica Computacional, e, conforme a autora menciona, se utiliza a equação da continuidade e as equações de Navier-Stokes para desenvolver o equacionamento do Modelo de Turbulência para o fluxo turbulento de um fluido.

3.5.1 Leis de Afinidade

As Leis de Afinidade para uma bomba centrífuga são mostradas nas Equações (77), (78) e (79). Nota-se que a velocidade de rotação ω é relacionada com a vazão Q , altura manométrica H e potência absorvida P de maneira linear, quadrática e cúbica, respectivamente.

$$\frac{Q_1}{Q_2} = \frac{\omega_1}{\omega_2} \quad (77)$$

$$\frac{H_1}{H_2} = \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^2 \quad (78)$$

$$\frac{Pot_1}{Pot_2} = \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^3 \quad (79)$$

Considerando que a relação entre potência e torque é dado pela Equação (80), é possível obter a Equação (81) substituindo a Equação (80) na Equação (79).

$$Pot = \tau \cdot \omega \quad (80)$$

$$\frac{\tau_1}{\tau_2} = \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^2 \quad (81)$$

A Equação (81) mostra que a relação entre o torque gerado no eixo varia quadraticamente com a velocidade. Esta relação é usada na seção 3.5.2.1 a seguir para definir o modelo do torque requerido pela bomba.

Destaca-se que, quando se deseja alterar a vazão do processo ou adequar as variáveis para obter um melhor desempenho do BCS, varia-se a frequência de operação do motor de indução por meio do conversor VSD. Ainda, através da variação de frequência e das relações definidas pela Lei de Afinidade da bomba, é evidenciado o ponto onde ocorre a operação do conjunto. Percebe-se então a flexibilidade operacional que o VSD traz para o sistema, possibilitando um melhor ajuste de acordo com as condições atuais das variáveis do poço.

3.5.2 Modelagem do Torque

Os modelos desenvolvidos a seguir mostram as relações entre torque e velocidade do eixo do rotor. Assim como em Baricuatro (2014), dividiu-se a modelagem matemática em torque mecânico requerido pela bomba e torque de atrito rotacional, mostrados nas seções 3.5.2.1 e 3.5.2.2, respectivamente. Conforme será visto, o torque mecânico requerido pela bomba é desenvolvido baseado nas Leis de Afinidade já abordadas e o torque de atrito é equacionado conforme feito em Bona e Indri (2005) e Duque (2010).

3.5.2.1 Torque Mecânico Requerido pela Bomba

O torque mecânico requerido pela bomba varia com o quadrado da velocidade, conforme mostrado na Equação (82). Já que a bomba centrífuga é a carga acoplada no eixo do motor de indução, torna-se possível inserir esta relação no torque mecânico τ_m explícito na Equação (61) do equacionamento da parte mecânica do motor.

$$\tau_m = K \cdot \omega_r^2 \quad (82)$$

O fator K varia de acordo com o tipo e potência da bomba. Este fator dificilmente é encontrado constante para toda a faixa de velocidade e, portanto, costuma-se obtê-lo de forma experimental. Entretanto, para fins de uma análise simplificada, pode-se considerar aqui uma alternativa para definir tal fator.

Atribui-se aqui o valor de K como sendo a relação que faz a bomba operar na velocidade de operação desejada (próxima da velocidade síncrona ω_s) perto do ponto de torque eletromagnético nominal. Desta forma, considerando as aproximações $\tau_m = \tau_n$ e $\omega_r = \omega_s$, obtém-se a Equação (83) onde o torque eletromagnético máximo é dado pela Equação (84) de acordo com a potência nominal da máquina.

$$K \cong \frac{\tau_n}{\omega_s^2} \quad (83)$$

$$\tau_n = \frac{P_n}{\omega_s} \quad (84)$$

3.5.2.2 Torque de Atrito Rotacional

O atrito surge quando duas superfícies estão em contato e se apresenta por meio de uma força devido a diversos fenômenos distintos, como, por exemplo, deformações elásticas e plásticas. Conforme dito em Duque (2010), a força de atrito também é dependente da geometria da superfície onde ocorre o contato, do deslocamento e velocidade relativa entre os corpos e da presença de agentes lubrificantes. Ainda, mesmo em superfícies lubrificadas podemos encontrar um contato, sendo que este é extremamente sensível a variações devido a contaminações externas.

Existe uma grande variedade de modelos não lineares que já são estudados e experimentalmente analisados para retratar o atrito rotacional, desde modelos mais simples a modelos contendo um equacionamento mecânico aprofundado. Diversos modelos são apresentados em Duque (2010) e verificou-se que um dos mais usuais é o modelo que contempla o torque de atrito entre dois corpos em rotação através das componentes de torque de Stribeck, de Coulomb e de atrito viscoso. Este modelo também é utilizado por Baricuatro (2014) e pode ser utilizado no *Simulink* através do bloco *rotational friction*.

O equacionamento de τ_{atrito} depende da velocidade de rotação do rotor e é dado através das Equações (85) e (86). Na Figura 14 é mostrada a variação do torque de atrito rotacional em função de valores positivos da velocidade do eixo do conjunto motor-bomba.

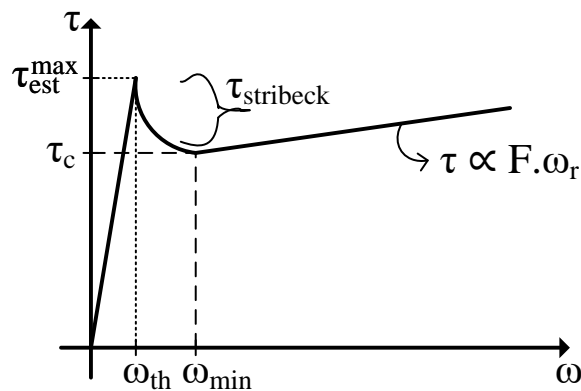


Figura 14 - Torque de Atrito Rotacional

$$\tau_{\text{atrito}} = (\tau_c + (\tau_{\text{est}}^{\text{max}} - \tau_c) \cdot e^{-c_t \cdot |\omega_r|}) \cdot \text{sign}(\omega_r) + F \cdot \omega_r, \quad |\omega_r| \geq \omega_{\text{th}} \quad (85)$$

$$\tau_{\text{atrito}} = \frac{\omega_r}{\omega_{\text{th}}} (\tau_c + (\tau_{\text{est}}^{\text{max}} - \tau_c) \cdot e^{-c_t \cdot |\omega_{\text{th}}|}) + F \cdot \omega_{\text{th}}, \quad |\omega_r| < \omega_{\text{th}} \quad (86)$$

Inicialmente, o torque de atrito rotacional varia de forma quase linear com $\tau_{\text{est}}/\omega_{\text{th}}$, onde τ_{est} é o torque de atrito estático e seu maior valor $\tau_{\text{est}}^{\text{max}}$ equivale à soma do toque de Stribeck

com o torque de Coulomb τ_c quando $\omega_r = \omega_{th}$. Desta forma, ω_{th} representa a velocidade de limiar em que o torque de atrito rotacional começa a sofrer um decaimento negativo devido à componente do torque de Stribeck. O menor valor do torque de atrito rotacional se dá no ponto referente à componente constante de torque de Coulomb e a velocidade onde isto ocorre é chamada de ω_{min} . Após este ponto mínimo, o crescimento do torque de atrito rotacional é dado de forma proporcional à componente de torque de atrito viscoso em função do coeficiente de atrito viscoso F até atingir a velocidade nominal.

O coeficiente de transição c_t é usado para controlar a aproximação entre o torque de atrito estático e o valor do torque de Coulomb. Para definir um valor a este coeficiente, costuma-se considerar $c_t = 4/\omega_{min}$. Desta forma, com $c_t=10\text{s/rad}$ obtém-se $\omega_{min} = 0,4\text{rad/s}$. De acordo com Baricuatro (2014), foi provado experimentalmente que ω_{th} deve estar entre 10^{-3} e 10^{-5}rad/s .

Nos piores casos, o torque de atrito estático, que é a parcela que inicialmente contribui para o torque de atrito rotacional, pode chegar a ser 30% do torque nominal do motor (KLYAPOVSKIY, 2014). Desta forma, é inevitável ter correntes elevadas na partida e a tensão inicial do controle V/f já deve começar em um valor determinado para conseguir partir o conjunto, caso contrário, se a tensão partir do seu valor nulo, o eixo só começará a girar depois que atingir a tensão mínima necessária que permite a circulação da mínima corrente de partida requerida.

3.5.3 Dados do Torque do Sistema

Os dados para definição do torque mecânico da bomba e do torque de atrito rotacional total são mostrados na Tabela 3.

Tabela 3 - Dados do Torque do Sistema

Torque Eletromagnético Nominal - τ_{nom} [N.m]	7627,7
Torque de Atrito Estático Máximo - τ_{est}^{max} [N.m]	20% de (τ_{nom})
Torque de Coulomb - τ_c [N.m]	5
Coeficiente de Transição - c_t [s/rad]	10
Velocidade de Limiar - ω_{th} [rad/s]	0,0001
Coeficiente de Atrito Viscoso - F [N.m/(rad/s)]	0,001
Inércia Total [kg.m ²]	11,2
Constante de Torque da Bomba [N.m/(rad/s) ²]	0,0537

3.6 FILTROS DE POTÊNCIA

A seguir são apresentadas a modelagem de cada filtro utilizado para filtrar as componentes harmônicas presentes no sistema. O projeto e as características principais de cada tipo de filtro são apresentados especificamente em cada seção.

3.6.1 Reatores do Conversor

Assim como em Ribeiro (2011) que analisa um dos modelos de HVDC disponíveis na biblioteca do *SimPowerSystems*, optou-se por utilizar dois reatores juntos ao VSD.

O primeiro reator é conectado ao lado CA do retificador à diodos e tem função semelhante ao reator de alisamento utilizado em sistemas HVDC tradicionais, isto é, reduzir o *ripple* da corrente do lado CC, deixando o sistema mais estável (LIU; TAI; FAN, 2016). Alguns fabricantes já vendem modelos comerciais de VSD sem esse reator, sendo decisão do cliente a compra e a inserção ou não no sistema.

Liang, Ilochonwu e Lim (2011) abordam como o desempenho de um VSD em baixa tensão de 480V é afetado pela utilização desses reatores no lado CA do retificador ou no lado CC. Como este reator de entrada ficará entre a geração de energia elétrica e os diodos de retificação, haverá uma queda de tensão sobre ele. Desta forma, o valor deste reator depende da capacidade da geração e do tamanho do sistema de BCS utilizado. Para o sistema de baixa tensão analisado em Liang, Ilochonwu e Lim (2011) este reator é limitado em 0,03 pu em casos práticos. Neste trabalho, considerou-se que o nível de tensão da geração era razoavelmente maior do que o valor médio da tensão esperada no lado CC e optou-se por utilizar um reator com uma indutância de 0,15 pu e uma resistência de 0,00015 pu.

O segundo reator é conectado ao lado CA do inversor VSC a IGBTs. A utilização deste reator permite que o VSC, operando em malha fechada, faça o controle contínuo das variáveis independente da potência ativa e reativa (RIBEIRO, 2011). Além disso, este reator de saída do inversor é a maneira mais simples de filtrar as componentes harmônicas geradas pela modulação PWM dos componentes semicondutores. Por fim, a conexão em série deste reator atuará como uma impedância extra e limita a corrente de curto-circuito. Apesar deste reator ter uma finalidade diferente do utilizado na entrada do retificador, considerou-se que eles possuem o mesmo valor percentual, isto é, indutância de 15% (0,15 pu) e resistência de 0,015% (0,00015 pu).

3.6.2 Filtro Passa-Baixa

A utilização do filtro passa-baixa é necessária pois a tensão terminal do VSC apresenta harmônicas múltiplas da frequência da portadora triangular. O uso deste filtro atenua as componentes harmônicas de tensão e corrente de ordem elevada, minimizando a distorção harmônica da tensão de alimentação do motor do BCS e não comprometendo o seu desempenho. Algumas topologias deste filtro são discutidas em Adamu (2012), podendo ser implementado tanto nos terminais de saída do inversor (depois do reator mencionado na seção 3.6.1) quanto nos terminais do motor.

Apesar do reator do conversor filtrar parte das componentes harmônicas de alta frequência, ele não foi projetado e sintonizado. Desta forma, ao optar por utilizar o filtro nos terminais do motor, parte destas harmônicas fluiriam pelo cabo submarino e poderiam gerar sobretensões temporárias devido ao chaveamento periódico do VSC. Além disto, este filtro estaria próximo ao fundo do mar e tornaria difícil o acesso para futuras manutenções.

Sendo assim, preferiu-se utilizar o filtro passa-baixa nos terminais de saída do inversor, logo após o reator do conversor, para se minimizar a eventual ocorrência dos dois problemas citados no parágrafo anterior.

O projeto dos componentes presentes no filtro passa-baixa é difundido na literatura e deve ser feito de acordo com os demais elementos presentes no sistema. No sistema deste trabalho, os elementos que influenciam a resposta em frequência do filtro passa-baixa são o reator do conversor, a impedância série do cabo e a impedância do motor de indução.

Conforme é abordado em Barbosa (2014), ao considerar a indutância do cabo somada com a indutância equivalente do motor no ponto de operação em regime permanente, a função de transferência representativa do sistema é de terceira ordem e o projeto convencional não pode ser utilizado. Entretanto, se considerarmos que a impedância do cabo somada com a impedância do motor é muito maior que a impedância do filtro passa-baixa, pode se assumir que a função resultante é de segunda ordem, possibilitando o projeto tradicional do filtro através do polinômio característico de segundo grau.

Durante o desenvolvimento desta dissertação, inicialmente pensou-se em considerar a função de transferência de terceira ordem e fazer com que um método de otimização, por exemplo o Algoritmo Genético, simulasse várias vezes o sistema e alterasse o valor dos componentes deste filtro. Como os métodos de otimização não necessariamente garantem a obtenção da configuração ótima do filtro e considerando as incertezas que existem na operação cotidiana do sistema de BCS optou-se por não projetar o filtro desta maneira. Além disto, um

outro impeditivo foi que o tempo de simulação total de todas gerações do algoritmo seria computacionalmente elevado.

Portanto, pensando em utilizar uma metodologia de projeto que poderia ser empregada no dia a dia por um engenheiro de projeto da indústria petrolífera, optou-se por projetar o filtro desconsiderando a impedância do cabo e do motor. Entretanto, na seção 4.2.1, após a definição dos componentes do filtro, é feita uma comparação entre a característica da função de transferência de segunda e terceira ordem e espera-se que não haja diferenças consideráveis.

De acordo com Barbosa (2014) o filtro da Figura 15 deve ser sintonizado de tal forma que a frequência de corte seja maior que dez vezes o valor da frequência fundamental e menor que metade do valor da frequência de chaveamento do inversor. Para satisfazer tal situação, considerando que a frequência de chaveamento é de 5000Hz, optou-se por sintonizar o filtro passa-baixa na 13ª harmônica que equivale a 780Hz.

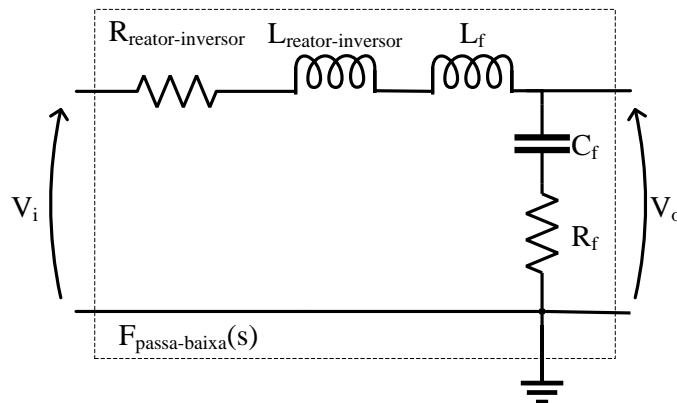


Figura 15 - Filtro Passa-Baixa de Segunda Ordem

Da Figura 15 é possível obter a função característica do filtro no domínio da frequência. Os passos são mostrados a seguir e obtém-se a Equação (89).

$$L_{\alpha} = L_{\text{reator-inversor}} + L_f \quad (87)$$

$$R_{\alpha} = R_{\text{reator-inversor}} + R_f \quad (88)$$

$$F_{\text{passa-baixa}}(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{1}{sC_f} + R_f}{sL_{\alpha} + R_{\alpha} + \frac{1}{sC_f}}$$

$$F_{\text{passa-baixa}}(s) = \frac{R_f}{L_{\alpha}} \cdot \frac{s + 1/R_f C_f}{s^2 + s \frac{R_{\alpha}}{L_{\alpha}} + \frac{1}{L_{\alpha} C_f}} \quad (89)$$

Na Figura 16 é apresentado o diagrama de bode típico da função característica em malha aberta da Equação (89).

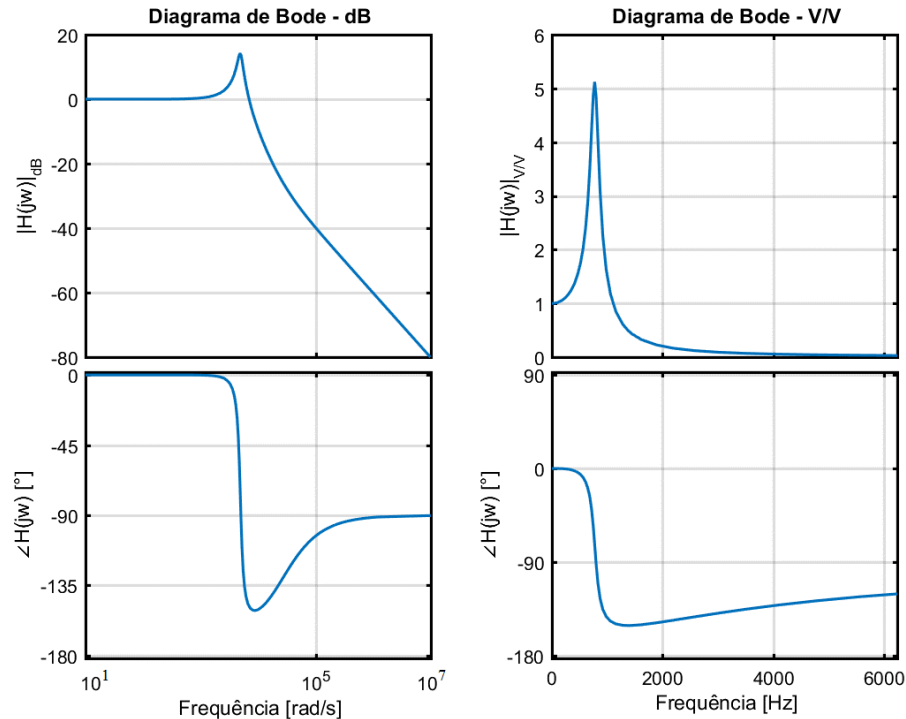


Figura 16 - Diagrama de Bode do Filtro Passa-Baixa

Comparando os pólos da função de transferência obtida com os pólos de uma função de transferência de segunda ordem genérica é possível definir o coeficiente de amortecimento, o ganho e a frequência dos pólos que indicará a frequência de corte do filtro. Assim, o coeficiente de amortecimento e a frequência de corte são dados pelas Equações (90) e (91).

$$\omega_{\text{passa-baixa}} = \sqrt{\frac{1}{L_{\alpha} C_f}} \quad (90)$$

$$\varepsilon_{\text{passa-baixa}} = \frac{R_{\alpha}}{2} \cdot \sqrt{\frac{C_f}{L_{\alpha}}} \quad (91)$$

No projeto dos filtros passivos é comumente estipulado o valor de qualidade $Q_{\text{passa-baixa}}$ do filtro ao invés de seu coeficiente de amortecimento, conforme Equação (92). Os parâmetros do filtro passa-baixa devem ser projetados para satisfazer um fator de qualidade $Q_{\text{passa-baixa}}$ entre 1 e 10 (BARBOSA, 2014).

$$Q_{\text{passa-baixa}} = \frac{1}{2\varepsilon_{\text{passa-baixa}}} = \frac{1}{R_{\alpha}} \cdot \sqrt{\frac{L_{\alpha}}{C_f}} = \frac{X_L^h}{R_{\alpha}} \quad (92)$$

Isolando a resistência do filtro na Equação (92) é possível obter a Equação (93).

$$R_{\alpha} = \frac{1}{Q_{\text{passa-baixa}}} \cdot \sqrt{\frac{L_{\alpha}}{C_f}} = \frac{X_L^h}{Q_{\text{passa-baixa}}} \quad (93)$$

As Equações (90) e (92) são as equações mínimas necessárias para definir o valor dos componentes do filtro. Entretanto, como o filtro contribuirá com uma indutância série com o sistema é interessante limitar o quanto esta alterará o sistema em 60Hz. Desta forma, o projeto dos componentes parte da especificação de qual deve ser a potência reativa indutiva do filtro.

A especificação dos componentes do filtro é feita ao considerar que na frequência de 60Hz a corrente que passa pela indutância é aproximadamente a corrente nominal do motor e que a tensão aplicada sobre o ramo RC fica praticamente toda sobre o capacitor. Desta forma, desenvolve-se a equação da potência reativa indutiva e calcula-se o valor da capacitância C_f em função da indutância L_{α} .

$$L_f = \frac{Q_{\text{indutor}}}{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 3 \cdot (I^{\text{nominal}})^2} \quad (94)$$

Conhecendo o valor da indutância do reator do inversor e substituindo a Equação (94) na Equação (87), encontra-se o valor da indutância L_{α} . A partir daí a capacitância do filtro é calculada pela Equação (95) ao definir a frequência de corte do filtro.

$$C_f = \frac{1}{(\omega_{\text{passa-baixa}})^2 L_{\alpha}} \quad (95)$$

Com os valores de L_f e C_f definidos, a resistência R_{α} é obtida pela Equação (93) ao estipular qual será o valor do fator de qualidade $Q_{\text{passa-baixa}}$. Finalmente, como a resistência do reator do inversor é conhecida, basta isolar R_f na Equação (88) para encontrar a resistência do filtro.

Nota-se que, seguindo o passo a passo do parágrafo anterior, a influência do filtro em 60Hz no sistema já é definida por projeto. Logo, deve-se atentar para o valor que é especificado para a potência reativa indutiva do filtro. Para o sistema abordado neste trabalho, uma forma é atrelar a potência total do filtro como sendo uma porcentagem da potência reativa do motor consumida em suas condições nominais. Já que a potência reativa do motor é indutiva, a indutância do filtro não deve possuir um valor elevado para não atrapalhar a operação do sistema. Nas simulações realizadas da seção 4.2 em diante, considerou-se que a indutância do filtro passa-baixa contribua com até 5% da potência reativa nominal do motor.

Agora, na Figura 17 são representados o cabo submarino e a impedância equivalente do motor de indução.

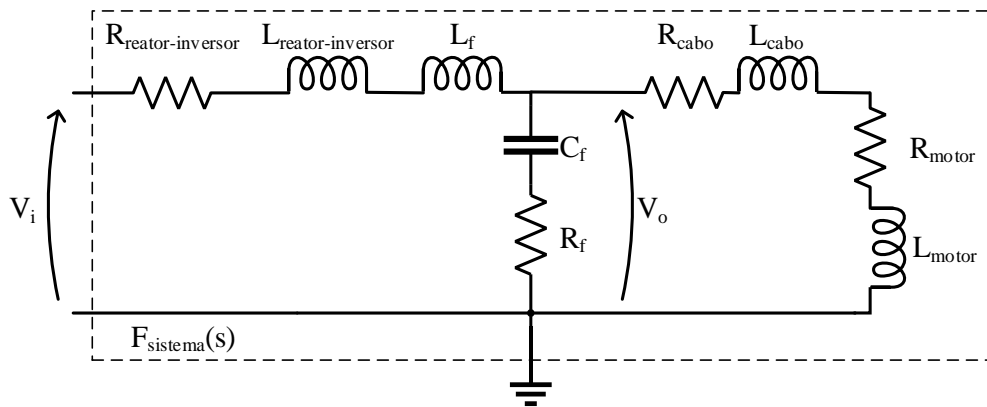


Figura 17 - Filtro Passa-Baixa de Segunda Ordem com Carga RL

A partir de tal circuito é possível obter a função de transferência do filtro passa-baixa em função dos demais parâmetros do sistema. Conforme já mencionado, a existência da indutância do cabo e do motor faz com que a função de transferência seja de terceira ordem, o que dificulta a especificação dos parâmetros através do método tradicional exposto desde o início desta seção. A Equação (98) mostra a função de transferência do sistema.

$$L_L = L_{cabo} + L_{motor} \quad (96)$$

$$R_L = R_{cabo} + R_{motor} \quad (97)$$

$$\beta_0 = \frac{R_L + R_{reator-inversor}}{L_L L_\alpha C_f}$$

$$\beta_1 = \frac{L_\alpha + L_L + R_L R_f C_f + C_f R_{reator-inversor} (R_L + R_f)}{L_L L_\alpha C_f}$$

$$\beta_2 = \frac{R_\alpha L_L C_f + L_\alpha C_f (R_L + R_f)}{L_L L_\alpha C_f}$$

$$F_{\text{sistema}}(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_f}{L_a} \cdot \frac{s^2 + s \frac{R_L R_f C_f + L_L}{R_f L_L C_f} + \frac{R_L}{R_f L_L C_f}}{s^3 + s^2 \beta_2 + s \beta_1 + \beta_0} \quad (98)$$

Como o projeto dos parâmetros do filtro será feito apenas considerando a Equação (89), a função de transferência dada pela Equação (98) será utilizada apenas para efeito de comparação na seção 4.2.1.

3.6.3 Filtro Passa-Alta

Novamente, assim como em Ribeiro (2011), optou-se por utilizar quatro filtros passa-alta, sendo dois deles antes do reator de entrada do retificador e dois deles depois do filtro passa-baixa e antes do cabo submarino.

Um dos filtros mais populares utilizados nos sistemas elétricos industriais é o filtro amortecido passa-faixa de segunda ordem sintonizado em uma frequência elevada. Desta forma, o filtro passa a atuar como um passa-alta conectado em paralelo com o sistema.

Este filtro apresenta uma baixa impedância para frequências iguais e superiores à frequência de corte sintonizada, conforme característica apresentada na Figura 18. Por isso, a função principal deste filtro prover um caminho de baixa impedância para as componentes harmônicas de corrente a partir da frequência de corte. Para as componentes harmônicas de menor ordem, abaixo da frequência de corte, o filtro não deve influenciar, ou seja, o ganho de tensão tem que ser próximo de 0dB. Optou-se por fazer a sintonia dos filtros passa-alta na harmônica equivalente à frequência de chaveamento e também no dobro da frequência de chaveamento. Desta forma, há um filtro na frequência de 5000Hz e de 10000Hz.

Como o filtro é conectado em paralelo com o sistema e o mesmo deve apresentar alta impedância para a componente fundamental do sistema, pode-se considerar que a tensão no ponto de conexão do filtro é a mesma de quando não há a presença do filtro. Sendo assim, do ponto de vista de projeto, comumente desconsidera-se as impedâncias presentes no sistema e projeta-se o filtro considerando-se apenas sua função de transferência característica (NASSIF; XU, 2007; ÖZDEMİR, 2013; RIBEIRO, 2011).

Uma característica destacada por Nassif e Xu (2007) é que para variações de até 10% na susceptância capacitiva e de até 5% na indutância do filtro, a característica da impedância em função da frequência não é alterada severamente, diferentemente do que ocorre com outros filtros. Isto mostra que na verdade o filtro é bastante robusto com relação a problemas de perda

de sintonia. O circuito típico do filtro passa-faixa de segunda ordem que atuará como um filtro passa-alta é apresentado na Figura 19 a seguir.

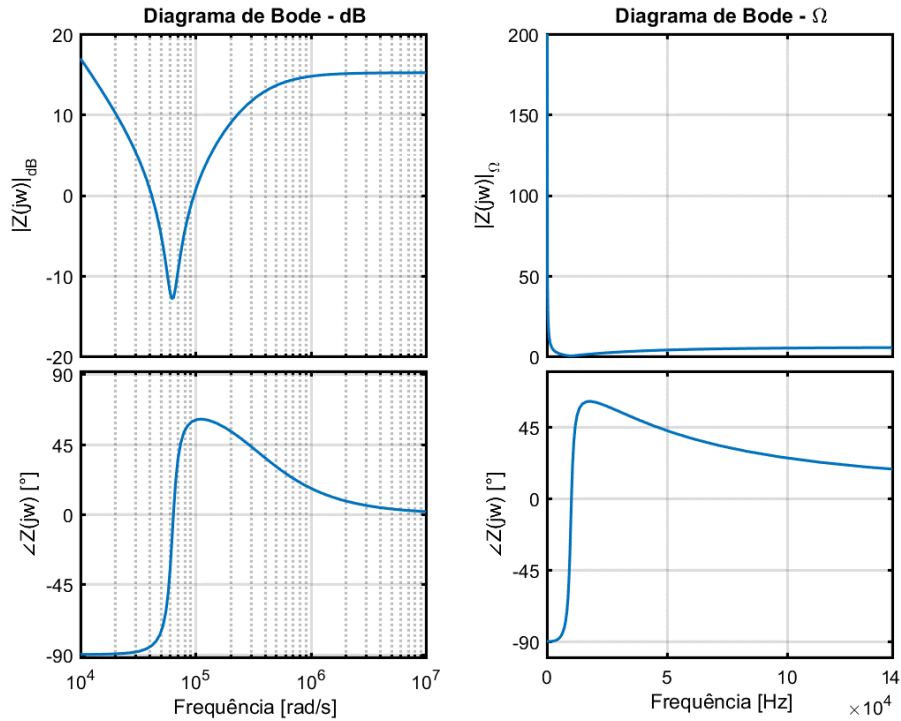


Figura 18 - Diagrama de Bode do Filtro Passa-Alta

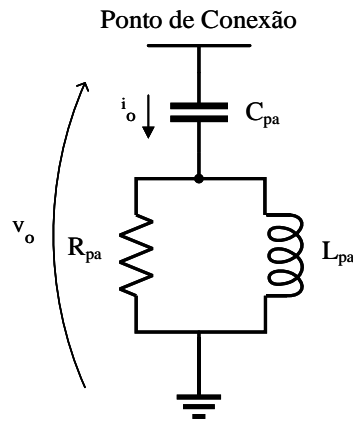


Figura 19 - Filtro Passa-Alta de Segunda Ordem

Da Figura 19 é possível obter a impedância e admitância característica do filtro no domínio da frequência. Os passos são mostrados a seguir e obtém-se a Equação (99).

$$Z_{\text{passa-alta}}(s) = \frac{1}{sC_{pa}} + \frac{sL_{pa} \cdot R_{pa}}{sL_{pa} + R_{pa}}$$

$$Z_{\text{passa-alta}}(s) = \frac{s^2 R_{\text{pa}} L_{\text{pa}} C_{\text{pa}} + s L_{\text{pa}} + R_{\text{pa}}}{s^2 L_{\text{pa}} C_{\text{pa}} + s R_{\text{pa}} C_{\text{pa}}} \quad (99)$$

Multiplicando e dividindo a Equação (99) por $R_{\text{pa}} L_{\text{pa}} C_{\text{pa}}$ e rearranjado os termos, obtém-se a admitância característica do filtro, conforme Equação (100).

$$Y_{\text{passa-alta}}(s) = \frac{1}{Z_{\text{passa-alta}}(s)} = \frac{1}{R_{\text{pa}}} \cdot \frac{s \cdot (s + R_{\text{pa}}/L_{\text{pa}})}{s^2 + \frac{1}{R_{\text{pa}} C_{\text{pa}}} s + \frac{1}{L_{\text{pa}} C_{\text{pa}}}} \quad (100)$$

Comparando os pólos da admitância obtida com os pólos de uma função de transferência de segunda ordem genérica é possível definir o coeficiente de amortecimento, o ganho e a frequência dos pólos que determina a frequência de corte do filtro. O ganho contribui principalmente para definir a amplitude da ressonância que ocorre na frequência de corte do filtro. Assim, o coeficiente de amortecimento e a frequência de corte são dados pelas Equações (101) e (102), respectivamente.

$$\omega_{\text{passa-alta}} = \sqrt{\frac{1}{L_{\text{pa}} C_{\text{pa}}}} \quad (101)$$

$$\varepsilon_{\text{passa-alta}} = \frac{1}{2R_{\text{pa}}} \cdot \sqrt{\frac{L_{\text{pa}}}{C_{\text{pa}}}} \quad (102)$$

No projeto destes filtros passivos é comumente estipulado o valor de qualidade $Q_{\text{passa-alta}}$ do filtro ao invés de seu coeficiente de amortecimento, conforme Equação (103). Nesta equação a reatância capacitiva na frequência de corte definida pela harmônica h é $X_C^h = 1/2\pi f_1 h C$.

$$Q_{\text{passa-alta}} = \frac{1}{2\varepsilon_{\text{passa-alta}}} = R_{\text{pa}} \cdot \sqrt{\frac{C_{\text{pa}}}{L_{\text{pa}}}} = \frac{R_{\text{pa}}}{X_C^h} \quad (103)$$

De acordo com Özdemir (2013), este filtro deve possuir um baixo fator de qualidade, sendo definido seu valor de projeto entre 0,5 e 5. Isolando a resistência do filtro na Equação (103), obtém-se a Equação (104) a seguir.

$$R_{pa} = Q_{\text{passa-alta}} \cdot \sqrt{\frac{L_{pa}}{C_{pa}}} \quad (104)$$

As Equações (101) e (103) são as equações mínimas necessárias para definir o valor dos componentes do filtro. Entretanto, ainda é possível garantir que o filtro apresente alta impedância e atue como um banco de capacitor, provendo suporte de potência reativa na frequência de 60Hz. Desta forma, o projeto dos componentes parte da especificação de qual deve ser a potência reativa total do filtro.

Na frequência de corte ocorre a ressonância entre as reatâncias capacitivas e indutivas do filtro. Logo, é possível obter a igualdade dada pela Equação (105).

$$\begin{aligned} X_L^h &= X_C^h \\ 2\pi f_1 h L_{pa} &= \frac{1}{2\pi f_1 h C_{pa}} \\ X_L^1 &= \frac{X_C^1}{h^2} \end{aligned} \quad (105)$$

Considerando que na frequência de 60Hz a tensão aplicada sobre o filtro fica praticamente toda sobre o capacitor, desenvolve-se a equação da potência reativa total do filtro utilizando da relação obtida na Equação (105) e obtém-se a Equação (106). Isolando a reatância capacitiva na Equação (106) é possível obter a Equação (107).

$$Q_f = \frac{V_{PC}^2}{X_C^1 - \frac{X_C^1}{h^2}}$$

$$Q_f = \frac{h^2}{h^2 - 1} \cdot \frac{V_{PC}^2}{X_C^1} = \frac{h^2}{h^2 - 1} \cdot Q_C \quad (106)$$

$$X_C^1 = \frac{h^2}{h^2 - 1} \cdot \frac{V_{PC}^2}{Q_f} \quad (107)$$

Finalmente, a Equação (107) é a última necessária para o projeto do filtro discutido nesta seção. O valor da reatância capacitiva é obtido sabendo da tensão base do ponto de conexão do filtro e estipulando qual deve ser o valor de potência reativa capacitiva total que o filtro deve contribuir na frequência de 60Hz. Definindo qual será a harmônica h da frequência de corte, a

reatância indutiva do filtro é obtida pela Equação (105). Por fim, já conhecendo o valor da indutância e capacitância que são atreladas às suas respectivas reatâncias, a resistência do filtro é obtida pela Equação (104) ao definir qual será o valor do fator de qualidade $Q_{\text{passa-alta}}$.

Nota-se que, seguindo o passo a passo do parágrafo anterior, a influência do filtro em 60Hz no sistema já é definida por projeto. Logo, deve-se atentar para qual valor é especificado para a potência reativa total do filtro. Para o sistema abordado neste trabalho, uma forma é atrelar a potência total do filtro como sendo uma porcentagem da potência reativa do motor consumida em suas condições nominais. Já que a potência reativa do motor é indutiva e a contribuição total do filtro é uma potência reativa capacitiva, o filtro atuará como suporte da geração para o fornecimento de reativo. Nas simulações realizadas nas seções 4.2 em diante, considerou-se que o filtro atua como um banco de capacitor em 60Hz e contribua com até 20% da potência reativa do motor.

3.7 OPERAÇÃO EM MALHA ABERTA

Conforme já dito, optou-se pela utilização do controle V/f em malha aberta para a partida do motor de indução do BCS. Desta forma, deseja-se definir como é a variação dos sinais de tensão e frequência para obtenção do sinal modulante.

Além disso, deseja-se que em regime permanente o motor opere exatamente ou bem próximo das suas condições nominais de tensão, corrente, frequência e velocidade, possibilitando assim que a bomba também esteja perto do seu ponto de operação nominal. Ressalta-se aqui que a condição em regime que ocorreu a simulação difere da condição nominal do motor em um caso real, visto que o controle foi feito em malha aberta. Entretanto, é possível estimar a queda de tensão ao longo do cabo submarino e demais equipamentos (filtros e reatores) para definir qual deve ser a amplitude do sinal modulante em regime permanente que, conforme Equação (10), está relacionada com a amplitude da tensão na saída do inversor e a tensão do lado CC.

Nas seções a seguir são explicados os passos e considerações realizadas para o controle em malha aberta do motor e todas aproximações feitas.

3.7.1 Obtenção do Ponto de Operação em Regime Permanente

Para estimar o ponto de operação do motor em regime permanente usam-se os dados nominais do motor disponíveis na Tabela 2. A partir destes dados é possível obter o torque

nominal de acordo com o modelo do motor de indução em regime permanente, conforme equacionamento mostrado a seguir.

$$\begin{aligned}
 Z_{th} &= \frac{jX_m \cdot (r_s + jX_{ls})}{r_s + j \cdot (X_{ls} + X_m)} \\
 R_{th} &= \text{real}\{Z_{th}\} \\
 X_{th} &= \text{imag}\{Z_{th}\} \\
 |V_{th}| &= \left| e_{as} \cdot \frac{jX_m}{r_s + j \cdot (X_{ls} + X_m)} \right| \\
 \tau_n &= \frac{3|V_{th}|^2 \cdot \left(\frac{r_r}{s}\right)}{\omega_s \cdot \left[\left(R_{th} + \frac{r_r}{s}\right)^2 + (X_{th} + X_{lr})^2 \right]} \quad (108)
 \end{aligned}$$

Com o torque calculado pela Equação (108), basta utilizar a Equação (83) para calcular o fator K da bomba.

Apesar de tal fator ser especificado de acordo com a velocidade síncrona, na realidade o que ocorrerá é que o eixo do conjunto motor-bomba irá rodar numa velocidade mecânica abaixo da velocidade síncrona, definida pelo escorregamento no ponto de operação (ressalta-se que este escorregamento será diferente do escorregamento nominal do motor).

Para estimar qual o ponto de velocidade mecânica e, conseqüentemente, o escorregamento operacional do BCS, utiliza-se do equacionamento dos torques mostrado na Equação (61). Já que aqui deseja-se obter a situação em regime permanente, é razoável considerar que a parcela da derivada da velocidade em relação ao tempo seja nula, isto é, considera-se que a velocidade é constante. Logo, pode-se reescrever a Equação (61) e obter a Equação (109).

$$\frac{P}{2} \tau_e - \tau_{atrito} - \frac{P}{2} \tau_m = 0 \quad (109)$$

Cada um dos torques da Equação (109) são função da velocidade mecânica que se deseja obter. Como tal equação apresenta característica não-linear, torna-se necessário utilizar algum método para obtenção das raízes da equação. Na literatura técnica, um dos métodos mais difundidos é o de Newton-Raphson que utiliza uma aproximação da função num valor inicial informado e a derivada da função para obtenção destas raízes. Em alguns problemas é difícil saber qual deve ser o valor inicial informado e isto pode vir a interferir na convergência do

método. Entretanto, no caso aqui exposto, espera-se que o motor estará operando perto da velocidade síncrona e pode-se considerar que a velocidade mecânica definida pelo escorregamento nominal seja o valor inicial informado para o método.

Como já dito, este ponto de operação é apenas uma estimativa, visto que, com o controle em malha aberta o valor das variáveis que chegarão nos terminais de alimentação do motor pode não ser exatamente os nominais.

No APÊNDICE E está o código utilizado para obtenção do que foi comentado nesta seção. O valor da velocidade do motor estimado é de 3580,4rpm e, portanto, o escorregamento no ponto de operação é de 0,0054pu. A seguir, na seção 4, o valor do escorregamento operacional estimado aqui é comparado com o valor do escorregamento obtido nos casos simulados no *Simulink*.

3.7.2 Definição da Amplitude do Sinal Modulante

Como pôde-se perceber na seção anterior, deseja-se que o motor esteja operando bem próximo de suas condições nominais. Desta forma, torna-se possível estimar a queda de tensão que ocorre ao transmitir a energia da plataforma para o fundo do mar. Para isto é necessário que se conheçam os parâmetros dos equipamentos entre a saída do inversor e os terminais do motor.

Em regime permanente, é plausível desconsiderar o efeito das capacitâncias do cabo e do filtro passa-baixa. Além disso, considerando os valores em 60Hz, os filtros passa-alta também são desconsiderados para facilitar o equacionamento. Ressalta-se que estas considerações resultarão em algum erro no valor da queda de tensão estimada, mas espera-se que o erro seja desprezível. Semelhante à filosofia adotada no projeto dos filtros, preferiu-se a aproximação pensando em tornar o cálculo o mais simples possível, assim como prefere-se no dia a dia dentro da indústria.

Desta forma, a queda de tensão do sistema de transmissão de energia elétrica submarina ocorrerá sobre a impedância série do cabo, a indutância do filtro passa-baixa e a impedância do reator do conversor. O cálculo desta queda de tensão é mostrado na Equação (110).

$$\begin{aligned}
 R_{\text{total}} &= R_{\text{cabo}} + R_{\text{reator-inversor}} \\
 L_{\text{total}} &= L_{\text{cabo}} + L_{\text{passa-baixa}} + L_{\text{reator-inversor}} \\
 \Delta V &= |I^{\text{nominal}} \cdot (R_{\text{total}} + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot L_{\text{total}})| \quad (110)
 \end{aligned}$$

A partir da queda de tensão por fase, é possível obter o valor eficaz da tensão de linha necessária na saída do inversor em função do valor eficaz da tensão de linha nominal do motor, conforme Equação (111).

$$V_{inv} = V^{nominal} + \sqrt{3} \cdot \Delta V \quad (111)$$

Com a queda de tensão total definida, ainda é necessário estimar o valor médio da tensão do lado CC. Para este cálculo, pode-se considerar que primordialmente uma tensão somente com a componente fundamental de 60Hz chega aos terminais do retificador em ponte completa a diodos. Logo, calcula-se o valor médio da tensão do lado CC em função do valor eficaz da tensão de linha na entrada do retificador, conforme Equação (112) a seguir (HART, 2011).

$$V_{CC} = \frac{1}{\pi/3} \cdot \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2} V_{retificador} \cos(\omega t) dt = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{retificador} \quad (112)$$

Através do descrito até aqui, já seria possível estimar o valor da amplitude do sinal modulante em regime permanente se fosse considerada uma fonte de tensão ideal alimentando o sistema. Entretanto, esta situação não ocorre na realidade de um sistema elétrico industrial, havendo outras impedâncias entre a geração e o retificador.

Para melhor retratar um sistema real optou-se por considerar uma indutância série da geração e uma impedância indutiva paralela, conforme mostrado na Figura 20. Tal configuração acarretará num ponto de ressonância para o sistema e, por isto, dois filtros passa-alta também são inseridos antes do sistema de retificação para absorção das harmônicas que surgirão.

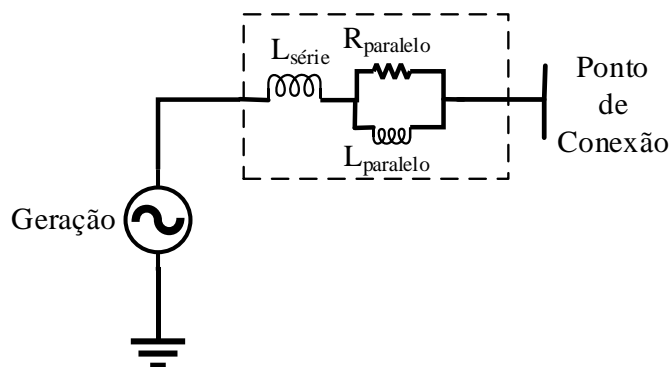


Figura 20 - Sistema de Distribuição Considerado

Os dados utilizados para o sistema de distribuição de energia elétrica são mostrados na Tabela 4.

Tabela 4 - Dados do Sistema de Distribuição de Energia Elétrica

Sistema de Distribuição de Energia Elétrica	
Geração [V]	11300
Indutância Série [H]	$6,8 \times 10^{-3}$
Resistência Paralela [Ω]	1,5002
Indutância Paralela [H]	$3,4 \times 10^{-3}$

Logo, como a fonte de tensão não é ideal, torna-se necessária a estimação da tensão que chegará nos terminais do retificador. Conhecendo a capacidade da geração, a queda de tensão entre a geração e o retificador pode ser estimada ao considerar que a corrente que flui entre a fonte e o retificador possui o valor nominal da corrente de entrada do motor. Novamente, preferiu-se desconsiderar o efeito da impedância do filtro passa-alta nesta situação em 60Hz com o sistema operando em regime permanente. O valor eficaz da tensão de linha na entrada do retificador é estimado pela Equação (113).

$$Z_{\text{paralelo}} = \frac{R_{\text{paralelo}} \cdot j \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot L_{\text{paralelo}}}{R_{\text{paralelo}} + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot L_{\text{paralelo}}}$$

$$Z_{\text{retificador}} = j \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot (L_{\text{série}} + L_{\text{reator-retificador}}) + Z_{\text{paralelo}} + R_{\text{reator-retificador}}$$

$$V_{\text{retificador}} = V_s - \sqrt{3} \cdot |I^{\text{nominal}} \cdot Z_{\text{retificador}}| \quad (113)$$

Finalmente, partindo da relação mostrada tanto na Equação (10) quanto na Equação (139), obtém-se a amplitude do sinal modulante na Equação (114) em função do valor eficaz das tensões das Equações (111) e (113).

$$\hat{V}_m = \frac{2\hat{V}_{\text{inv, fase}}}{V_{CC}}$$

$$\hat{V}_m = \frac{2V_{\text{inv}}}{V_{CC}} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$$

$$\hat{V}_m = \frac{V_{\text{inv}}}{V_{\text{retificador}}} \cdot \frac{\pi}{3\sqrt{2}} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$$

$$\hat{V}_m = \frac{V_{\text{inv}}}{V_{\text{retificador}}} \cdot \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \quad (114)$$

3.7.3 Controle V/f em Malha Aberta

O que foi descrito nas duas seções anteriores foi importante para a definição da operação do BCS em regime permanente quando suas variáveis estão nos valores nominais. A partir daqui será apresentada a metodologia de partida do sistema.

Conforme já dito, o BCS possui elevada razão entre seu comprimento e diâmetro, sendo necessário então que haja algum controle do seu tempo de aceleração para que não haja torção do eixo. Além disso, durante a partida de qualquer sistema que tenha um motor de indução há a preocupação com a corrente de partida que pode chegar a até oito vezes o valor da corrente nominal do motor.

No caso do sistema de BCS, a existência de uma corrente de partida tão elevada levaria a uma imensa queda de tensão no cabo e duraria por vários ciclos, podendo inclusive vir a inibir a partida do sistema. Portanto, a utilização de algum método de partida é necessária e, neste caso, uma das opções é utilizar a partida com controle V/f em malha aberta (MOHAN, 2012).

O controle V/f é realizado considerando que a densidade de fluxo magnético produzido pelo enrolamento do estator deve se manter constante e igual ao seu valor nominal durante toda a partida. Em outras palavras, deseja-se que a corrente na indutância de magnetização do modelo do motor de indução em regime permanente seja constante e igual ao seu valor nominal. Considerando o exposto, as perdas no rotor do motor são minimizadas (MOHAN, 2012). A Figura 21 apresenta o circuito monofásico equivalente do modelo típico do motor de indução em regime permanente.

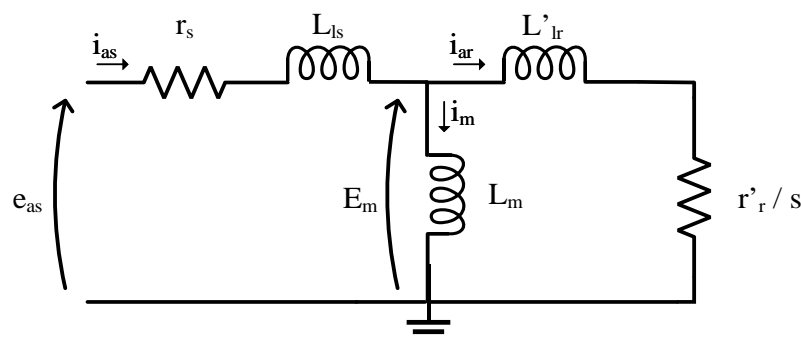


Figura 21 - Circuito Equivalente do Motor de Indução em Regime Permanente

Neste circuito é possível definir que o fluxo enlaçado pela indutância de magnetização pode ser escrito pelas relações dadas na Equação (115).

$$\lambda_m = L_m \cdot i_m = L_m \cdot \frac{E_m}{X_m} = L_m \cdot \frac{E_m}{\omega_s \cdot L_m} = \frac{E_m}{\omega_s} \quad (115)$$

Desta forma, para ter o fluxo e a corrente nos seus valores nominais a tensão e a frequência devem satisfazer uma razão fixa, conforme Equação (116). Este é o motivo do controle ser denominado V/f.

$$\begin{aligned} E_m &= \omega_s \cdot L_m \cdot i_m^{\text{nom}} \\ E_m &= 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_m \cdot i_m^{\text{nom}} \\ \frac{E_m}{f} &= 2 \cdot \pi \cdot L_m \cdot i_m^{\text{nom}} = \alpha \end{aligned} \quad (116)$$

Do circuito equivalente da Figura 21, pode-se desenvolver as relações a seguir para a corrente no estator da máquina e obter a Equação (117).

$$\begin{aligned} i_{as} &= \frac{E_m^{\text{nom}}}{Z_r} - j i_m^{\text{nom}} \\ i_{as} &= \frac{E_m^{\text{nom}}}{r_r^2 + X_{lr}^2} \cdot (r_r - j X_{lr}) - j i_m^{\text{nom}} \\ \eta &= \frac{E_m^{\text{nom}}}{r_r^2 + X_{lr}^2} \\ i_{as} &= \eta r_r - j \cdot (\eta X_{lr} + i_m^{\text{nom}}) \\ i_{as} &= i_x - j i_y \end{aligned} \quad (117)$$

Agora, considerando a Equação (117), a tensão de fase no estator pode ser desenvolvida e obtém-se a Equação (118). Nota-se que foi considerado que $e_{as} \cong \text{real}\{e_{as}\}$ pois a parte imaginária praticamente não contribui com e_{as} (isto pode ser percebido ao fazer o diagrama fasorial com as tensões e correntes presentes no modelo em regime permanente do motor).

$$\begin{aligned} e_{as} &= E_m^{\text{nom}} + (r_s + j X_{ls}) \cdot (i_x - j i_y) = (E_m^{\text{nom}} + r_s i_x + X_{ls} i_y) + j \cdot (X_{ls} i_x - r_s i_y) \\ e_{as} &\cong \text{real}\{e_{as}\} = X_m i_m^{\text{nom}} + \eta X_{lr} X_{ls} + X_{ls} i_m^{\text{nom}} + \eta r_r r_s \\ e_{as} &\cong 2\pi(L_m + L_{ls}) \cdot i_m^{\text{nom}} f + \frac{E_m^{\text{nom}}}{r_r^2 + 4\pi^2 f^2 L_{lr}^2} \cdot (4\pi^2 f^2 L_{lr} L_{ls} - r_r r_s) \\ e_{as} &\cong \alpha \cdot f + G(f^2) \end{aligned} \quad (118)$$

A partir da Equação (118), pode-se observar que V_s possui uma parcela que varia linearmente com a frequência e outra que depende do quadrado da frequência. Entretanto, como o intuito é realizar a partida do motor, pode-se considerar que para pequenos valores de frequência (por consequência, a velocidade do motor é bem pequena) os termos quadráticos não geram impacto considerável no circuito. Isto de fato ocorre, pois para valores pequenos de frequência a indutância de dispersão do rotor resulta em um valor ínfimo de reatância. Logo, através das considerações mostradas nas Equações (119) e (120), o valor da tensão de fase no estator é dado pela Equação (121).

$$4.\pi^2.L_{lr}^2.f^2 \ll r_r^2, \text{ para } f \rightarrow 0 \quad (119)$$

$$4.\pi^2.L_{lr}.L_{ls}.f^2 \ll r_r.r_s, \text{ para } f \rightarrow 0 \quad (120)$$

$$e_{as} \cong \alpha.f + E_m^{\text{nominal}} \cdot \frac{r_s}{r_r} = \alpha.f + i_{ar}.r_s \quad (121)$$

Para definir qual será a tensão na saída do inversor, deve-se ainda considerar a queda de tensão pela impedância série do cabo, indutância do filtro passa-baixa e impedância do reator do inversor. O equacionamento segue os mesmos passos que foram feitos para obter a Equação (121), portanto será omitido aqui. Ao incluir estes componentes, a equação que define o controle V/f é dada pela Equação (122).

$$V_{\text{inv,fase}} \cong \alpha.f + i_{ar}.(r_s + R_{\text{total}}) \quad (122)$$

Nesse sentido, para manter o fluxo do motor constante, a tensão de fase no inversor deve variar linearmente com a frequência e ainda compensar a queda de tensão sobre as resistências séries do sistema. Ainda se torna necessário definir o valor do coeficiente α e, para isto, basta considerar o ponto de operação nominal do sistema. Logo, o coeficiente é dado pela Equação (123).

$$V_{\text{inv,fase}}^{\text{nominal}} = \alpha.f^{\text{nominal}} + i_{ar}^{\text{nominal}}.(r_s + R_{\text{total}})$$

$$\alpha = \frac{V_{\text{inv,fase}}^{\text{nominal}} - i_{ar}^{\text{nominal}}.(r_s + R_{\text{total}})}{f^{\text{nominal}}} \quad (123)$$

Por fim, substituindo a Equação (123) na Equação (122), encontra-se a Equação (124) que mostra a relação final entre a tensão de fase do inversor e a frequência do sistema.

$$V_{inv,fase} \cong \left(\frac{V_{inv,fase}^{nominal} - i_{ar}^{nominal} \cdot (r_s + R_{total})}{f^{nominal}} \right) \cdot f + i_{ar} \cdot (r_s + R_{total}) \quad (124)$$

Embora tenha sido provado que é possível fazer o controle do BCS variando proporcionalmente a tensão e frequência do inversor existem diversas maneiras para realizar isto. A escolha de qual estratégia utilizar depende das características operacionais do sistema.

No caso do BCS, deve ser possível controlar o tempo de aceleração do motor, possibilitando que a vazão do poço aumente gradativamente para evitar problemas mais graves. Além disso, dependendo do valor do torque de atrito estático, presente nas Equações (85) e (86), torna-se necessário que a frequência e a tensão tenham seu valor inicial diferente de zero. Em outras palavras, para que o motor já comece a partir, isto é, sua velocidade seguir proporcionalmente seu valor de referência, torna-se necessário que o torque eletromagnético de partida seja maior ou igual ao torque de atrito estático. Caso contrário, o torque eletromagnético gerado pelo motor durante o intervalo inicial de tempo será utilizado somente para romper o torque de atrito estático e a velocidade do motor não acompanhará sua referência.

O valor do acréscimo de tensão e frequência V_{boost} e f_{boost} , respectivamente, tornam-se cruciais então durante os segundos iniciais da simulação. Já que o valor do torque de atrito estático pode estar entre 20 e 30% do valor do torque nominal, V_{boost} pode adquirir um valor de tensão muito elevado. Ao mesmo tempo, o valor de f_{boost} não deve ser tão elevado para evitar que o motor parta com um alto nível de vibração devido à impossibilidade dos ímãs se alinharem em tão pouco tempo (KLYAPOVSKIY, 2014).

Em Ganda (2009) é sugerido manter $f_{boost} = 4\text{Hz}$ e $V_{boost} = 0,65\text{pu}$ até acabar o transitório para somente depois aumentar linearmente as variáveis. Entretanto, possibilitar que ocorra 65% da tensão nominal nos terminais do motor no instante de tempo inicial não é uma tarefa simples. Desta forma, preferiu-se impor $f_{boost} = 5\text{Hz}$ e definir o valor de V_{boost} apenas em função da queda de tensão em cima das resistências série do sistema, satisfazendo a Equação (124), já que a reatâncias praticamente não contribuem para a queda de tensão nestas condições.

Conforme poderá ser percebido nas simulações da seção 4, por um curto intervalo de tempo a velocidade do motor não acompanhará sua referência, enquanto que o torque eletromagnético aumentará até que o torque de atrito estático seja rompido. Este aumento de torque do motor é traduzido em uma elevação da corrente durante a partida, embora esta não seja elevada tanto quanto as correntes que ocorrem numa partida direta de um motor de indução,

por exemplo. Após o torque de atrito estático ser rompido, o motor voltará para as características nominais para manter seu fluxo constante.

O cálculo de V_{boost} é mostrado a seguir e definido pela Equação (125).

$$E_m = \frac{Z_{mr}}{Z_{eq}} \cdot \frac{V^{\text{nominal}}}{\sqrt{3}}$$

$$i_{ar} = \left| \frac{E_m}{r_r/s^{\text{nominal}} + jX_{lr}} \right|$$

$$V_{\text{boost}} = (r_r + R_{\text{total}}) \cdot i_{ar} \quad (125)$$

Na Figura 22 é possível verificar como é definida a relação V/f, enquanto que a variação da amplitude da frequência de referência no tempo e a variação da tensão de referência no tempo são mostradas na Figura 23 e na Figura 24, respectivamente. A partir dessas figuras, pode-se definir as equações que governará a variação da tensão e frequência no tempo.

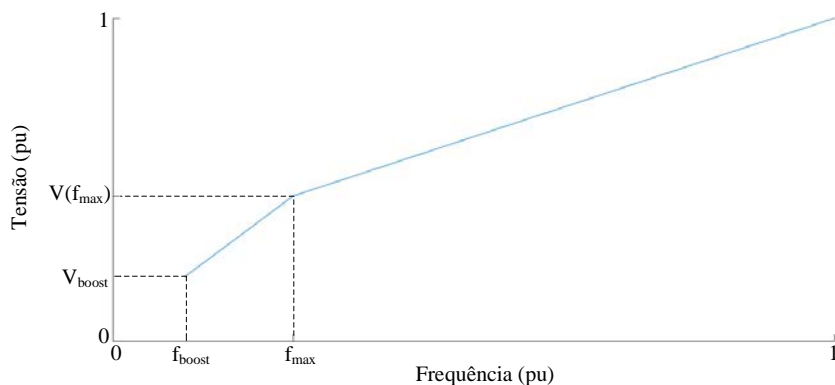


Figura 22 - Relação V/f

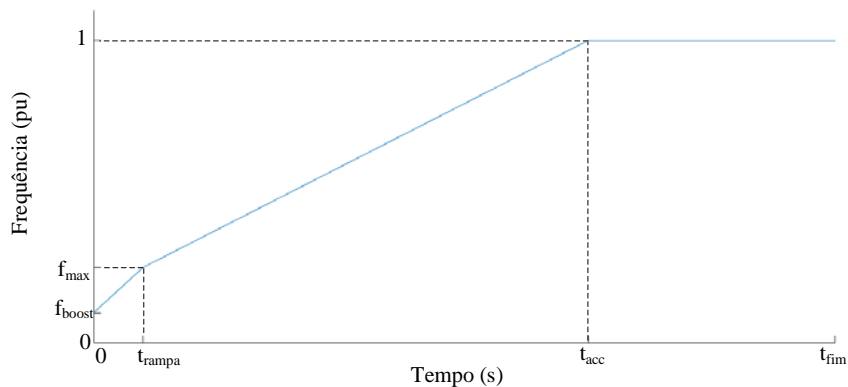


Figura 23 - Frequência de Referência

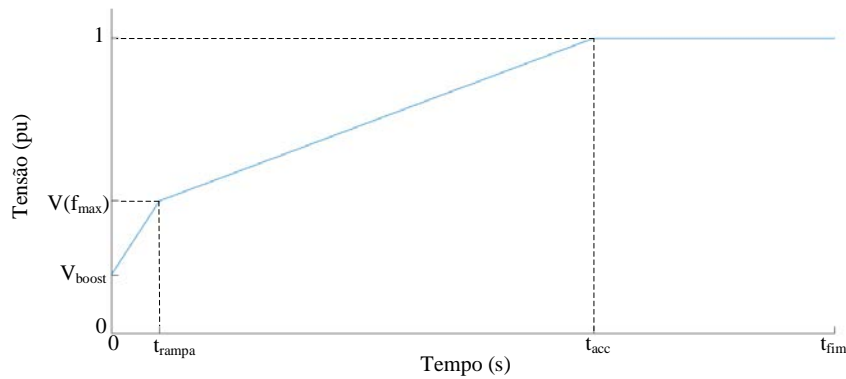


Figura 24 - Tensão de Referência

Percebe-se que a partir de f_{boost} até um valor de frequência intermediária f_{max} as retas possuem um coeficiente de variação e a partir de f_{max} até o valor de frequência nominal, o coeficiente de variação é diminuído, somando uma reta com inclinação negativa à reta anterior. Isto é feito de tal forma para que em $t = t_{acc}$ ocorra $f = f^{nominal}$ e $V = V^{nominal}$.

A partir da Equação (126) é possível calcular qual deve ser o tempo em que a rampa negativa começará para atender as situações citadas no parágrafo anterior. A partir daí, é possível calcular qual será a inclinação da rampa de tensão e de frequência pelas Equações (127) e (128), respectivamente.

$$t_{rampa} = \frac{f_{max} - f_{boost}}{1/t_{acc}} \quad (126)$$

$$\delta_{tensão} = \frac{\left(\frac{V^{nominal}}{\sqrt{3}} - V_{boost}\right) - 1}{t_{acc} - t_{rampa}} \quad (127)$$

$$\delta_{frequência} = \frac{(f^{nominal} - f_{boost}) - 1}{t_{acc} - t_{rampa}} \quad (128)$$

3.8 PROJETO DO CAPACITOR DO LADO CC

O capacitor pode ser projetado de diferentes formas e sempre são feitas algumas considerações. O que realmente importa é que o valor projetado para sua capacitância esteja numa faixa aceitável de acordo os valores nominais disponíveis para a indústria. Em Ribeiro (2011), por exemplo, o capacitor é especificado de acordo com a constante de tempo correspondente ao tempo que o mesmo leva para carregar.

Entretanto, preferiu-se que capacitor do lado CC fosse projetado de acordo com sua energia armazenada, conforme apresentado por Aredes e Monteiro (2002). Definindo a potência base do sistema e considerando que o capacitor especificado seja capaz de armazenar dez vezes tal potência num intervalo de 1ms, pode-se calcular o valor da capacitância total do lado CC, de acordo com a Equação (129). Ressalta-se que caso fosse utilizada metodologia semelhante ao feito por Ribeiro (2011), o valor da capacitância calculada seria menor do que o valor calculado pela Equação (129). Como isto é uma questão de escolha de projeto, optou-se por utilizar a capacitância maior, novamente por considerar que o sistema operará em malha aberta e o capacitor maior poderia dar um melhor suporte para a operação do sistema.

$$\begin{aligned}
 E &= \frac{1}{2} C_{CC} V^2 \\
 10 \cdot S_{\text{base}} \cdot t &= \frac{1}{2} (2C_{CC}) \left(\frac{V_{CC}}{2} \right)^2 \\
 2C_{CC} &= \frac{2 \cdot S_{\text{base}} \cdot 10^{-3} \cdot 10}{\left(\frac{V_{CC}}{2} \right)^2} \quad (129)
 \end{aligned}$$

3.8.1 Dados do Capacitor

Utilizando a Equação (129) e considerando que metade da tensão do lado CC seja igual a 6000V e que a potência base do sistema seja 3MVA, encontra-se o valor da capacitância $2C_{CC}$ entre cada pólo do lado CC e o aterramento aproximadamente igual a 2mF. Logo, a capacitância total equivalente do lado CC é de 1mF.

3.9 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou a modelagem dos diversos equipamentos elétricos que compõe o sistema de BCS. Além disso, o comportamento da bomba centrífuga e dos atritos presentes no eixo do motor foram incorporados no equacionamento matemático. Para a mitigação das harmônicas presentes no sistema foi apresentada uma maneira simples de se especificar os filtros passivos. E, por fim, o projeto do capacitor do lado CC e o controle V/f em malha aberta utilizado para o acionamento do conjunto foi detalhado.

A partir dos estudos e especificações feitos nesse capítulo, no próximo capítulo são apresentados os resultados obtidos nas simulações de um sistema de BCS e feita uma análise das principais variáveis comparando os dois tipos de conversores.

4 SIMULAÇÃO DO BCS

As simulações realizadas neste capítulo foram feitas considerando o chaveamento do conversor do VSD, ou seja, há presença de componentes harmônicas devido à estratégia PWM adotada. Enquanto isso, já as simulações apresentadas por Baricuatro (2014) e por Klyapovskiy (2014) foram realizadas considerando uma fonte sem componentes harmônicas o que torna a análise e implementação do sistema mais simples de se realizar.

Nas seções seguintes são apresentados o caso base do sistema sem a utilização dos filtros passivos, uma análise de sensibilidade simples para a especificação dos filtros e verifica-se o impacto de desequilíbrios causados pela impedância do cabo submarino.

A seguir, a distorção harmônica total é utilizada como um índice para avaliar a qualidade de energia do sistema abordado. De acordo com a recomendação IEEE (1992), o nível de distorção de tensão para o sistema é limitado a 5%, assim como a distorção total de corrente também deve ser inferior a 5%, considerando que a corrente de curto-circuito é aproximadamente 5 vezes a corrente nominal e a tensão nominal é 11,3kV.

Ressalta-se que em todas as simulações foi considerado um tempo de aceleração de 2s e o sistema foi simulado até 3,5s para atingir a condição em regime permanente. Os valores dos parâmetros utilizados são mostrados nas Tabelas 1 a 4.

4.1 SISTEMA EQUILIBRADO SEM FILTRO

A seguir são apresentadas brevemente as simulações sem a presença dos filtros passa-baixa e dos passa-alta. A não existência desses equipamentos não impossibilitou a partida do BCS, embora tenha afetado a qualidade de energia elétrica e, conseqüentemente, o desempenho de todo o sistema.

O intuito desta seção é mostrar principalmente que a presença das harmônicas impacta as variáveis nos terminais do motor. Sendo assim, para evitar um número excessivo e repetitivo de imagens, são mostrados apenas os gráficos da tensão de linha, da corrente de entrada e dos distintos torques presentes na Equação (61).

4.1.1 VSC Trifásico de 2 Níveis

Esta seção apresenta uma breve análise da simulação do VSC de 2 níveis sem a presença dos filtros passivos.

Com o controle V/f implementado, a forma de onda da tensão deve ter sua amplitude e frequência variadas até atingir o tempo de aceleração de 2s. A Figura 25 mostra o comportamento da tensão de linha nos terminais do motor. Nota-se, claramente, a variação inicial da amplitude e frequência. Entretanto, as harmônicas presentes no sistema foram capazes de gerar picos durante a aceleração.

Estas harmônicas são mostradas de maneira mais nítida na Figura 26 ao observar os quatro últimos ciclos de 60Hz da simulação. A distorção harmônica total desta tensão de linha chegou a 59,22%, valor muito superior ao limite da recomendação IEEE (1992). Uma possível explicação para isto é que todo o controle em malha aberta apresentado aqui foi feito considerando que as correntes e tensões apresentam baixa distorção harmônica.

Na Figura 27 são mostradas as componentes harmônicas presentes na tensão de linha do motor até a frequência de 5000Hz.

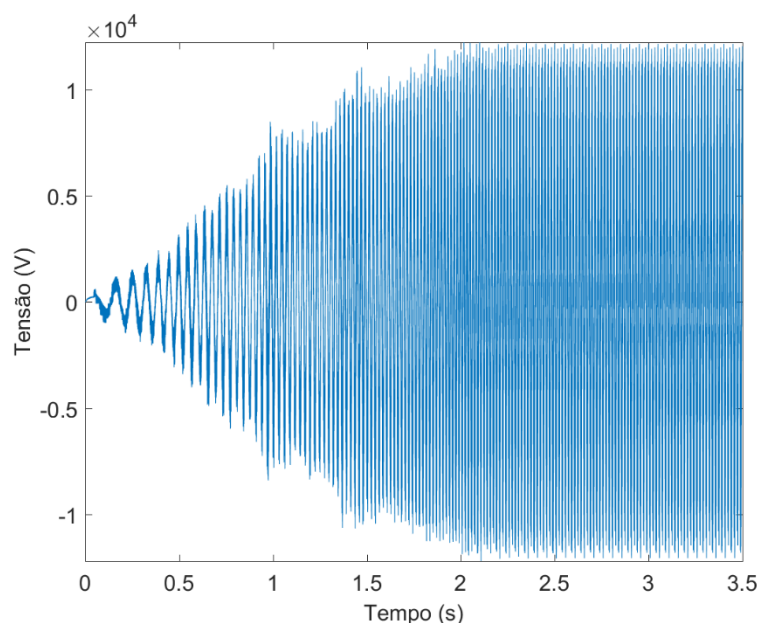


Figura 25 - Tensão de Linha do Motor – VSC de 2 Níveis - Sem filtro

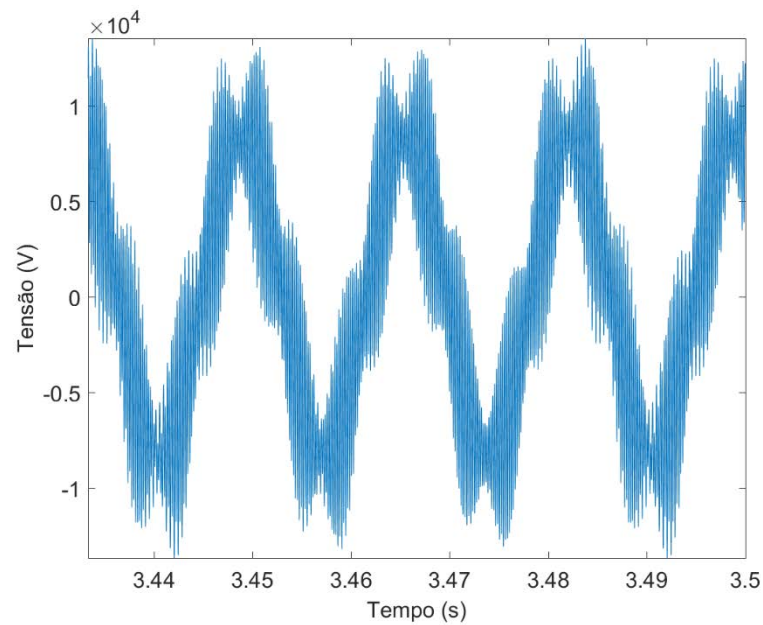


Figura 26 - Ciclos Finais da Tensão de Linha do Motor – VSC de 2 Níveis - Sem filtro

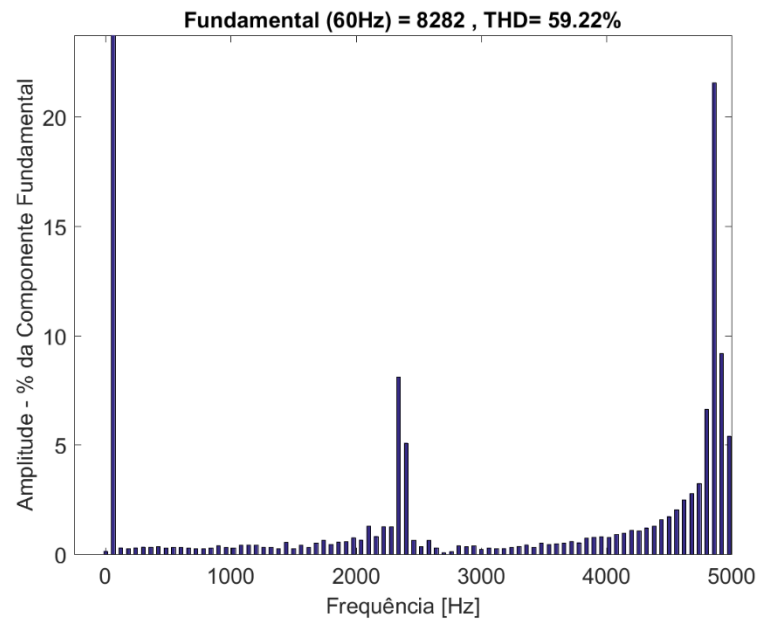


Figura 27 - Decomposição da Tensão de Linha do Motor – VSC de 2 Níveis - Sem filtro

Conforme pode ser visto na Figura 28, as harmônicas estão presentes de maneira mais limitada na corrente de entrada do motor. Tais harmônicas resultaram numa distorção harmônica total de corrente de 7,05% que influenciam na presença de componentes oscilantes no torque do motor de indução. Este valor é muito superior ao limite sugerido por IEEE (1992).

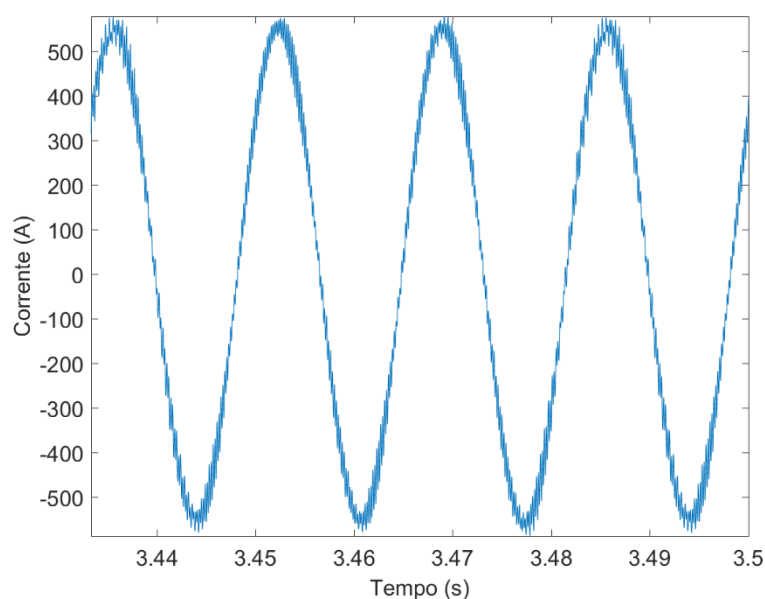


Figura 28 - Ciclos Finais da Corrente de Entrada do Motor – VSC de 2 Níveis - Sem filtro

Na Figura 29 são mostradas as componentes harmônicas presentes na corrente de entrada do motor até a frequência de 5000Hz.

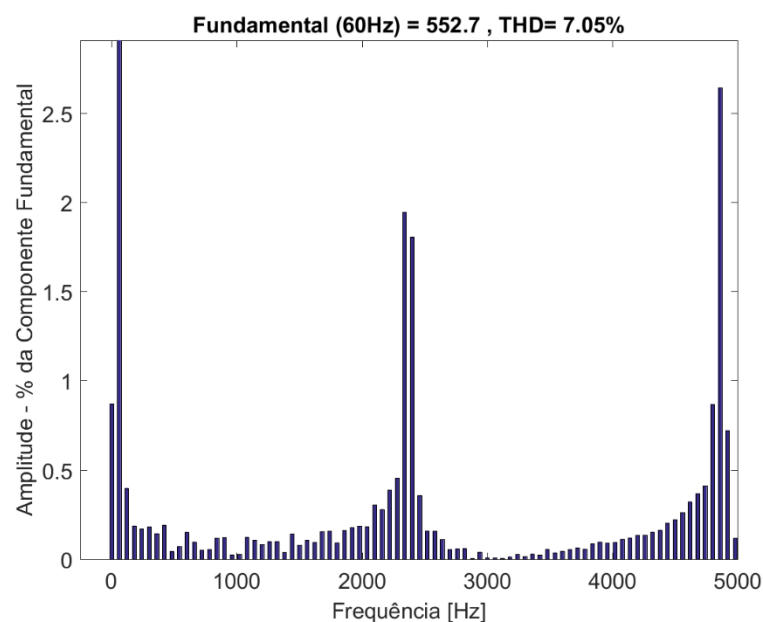


Figura 29 - Decomposição da Corrente de Entrada do Motor – VSC de 2 Níveis - Sem filtro

Na Figura 30 estão mostradas as quatro parcelas de torques presentes na Equação (61). Observa-se claramente que o torque eletromagnético do motor de indução foi capaz de partir o sistema e chegar a um ponto de operação estável.

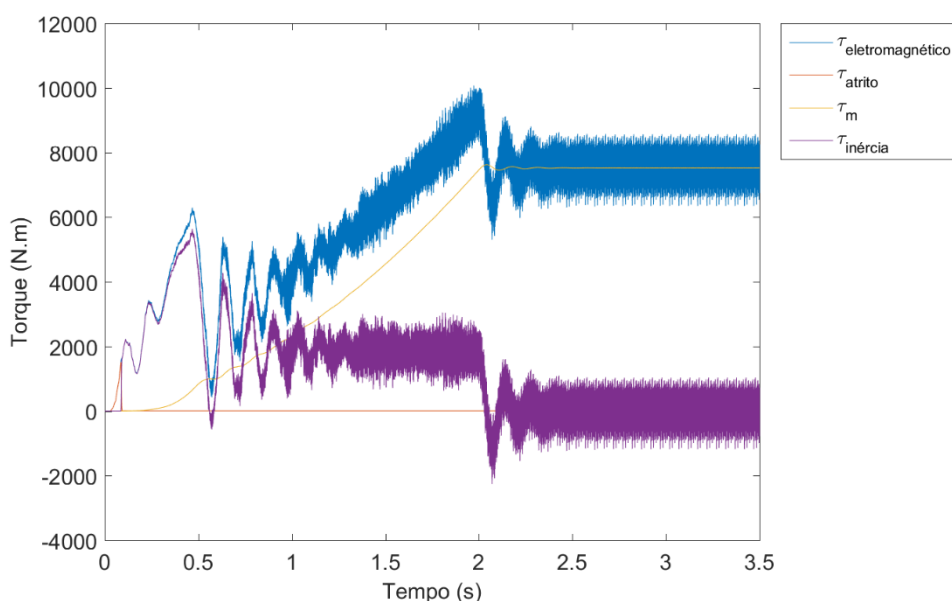


Figura 30 - Torques Desempenhados no Sistema – VSC de 2 Níveis - Sem filtro

Percebe-se que o torque requerido pela bomba centrífuga cresce quadraticamente com a velocidade e se estabiliza em torno de 7525N.m. A curva que nos ciclos finais oscila em torno de 7530N.m é o torque eletromagnético do motor e apresenta um nível de oscilação de 7,7%.

Como o conjunto motor-bomba possui grande potência, após vencidos os atritos do sistema, o torque associado a estes são ínfimos, cerca de 5N.m, apesar de crescerem lentamente com o aumento da velocidade devido ao atrito viscoso.

O último torque presente na Figura 30 é o torque associado à inércia do sistema mecânico devido à variação de velocidade. Em regime permanente, após os 2s de aceleração, este torque possui valor médio nulo, pois o sistema atinge o ponto de operação e a velocidade passa a ser praticamente constante, sofrendo variações bem pequenas. Entretanto, apesar das variações de velocidade serem desprezíveis é possível notar que este torque possui oscilações consideráveis devido ao coeficiente de inércia do conjunto.

Por fim, com relação ao ponto de operação, o escorregamento simulado esteve 0,0015pu acima do valor estimado. Essa diferença resultou aproximadamente em uma velocidade simulada 5,5rpm abaixo da velocidade estimada.

4.1.2 VSC Trifásico NPC de 3 Níveis

Nesta seção é apresentada uma breve análise da simulação do VSC NPC de 3 níveis sem a presença dos filtros passivos.

Assim como no VSC de 2 níveis, as harmônicas presentes no sistema foram capazes de gerar picos durante a aceleração. Entretanto, nota-se que durante a partida, a tensão de linha apresentou harmônicas de baixa amplitude que foram sumindo durante os 2s de aceleração.

As distorções presentes na Figura 31 é mostrada de maneira mais nítida na Figura 32 ao observar os quatro últimos ciclos de 60Hz da simulação. A distorção harmônica total desta tensão de linha chegou a 48,89%, enquanto que a do VSC de 2 níveis foi de 59,22%. Como a tensão terminal de saída deste VSC possui mais níveis que o VSC da seção anterior, era esperado que a distorção harmônica de tensão tivesse dado menor que o valor informado na seção 4.1.1. De qualquer forma, ambos valores são muito superiores ao limite da recomendação IEEE (1992).

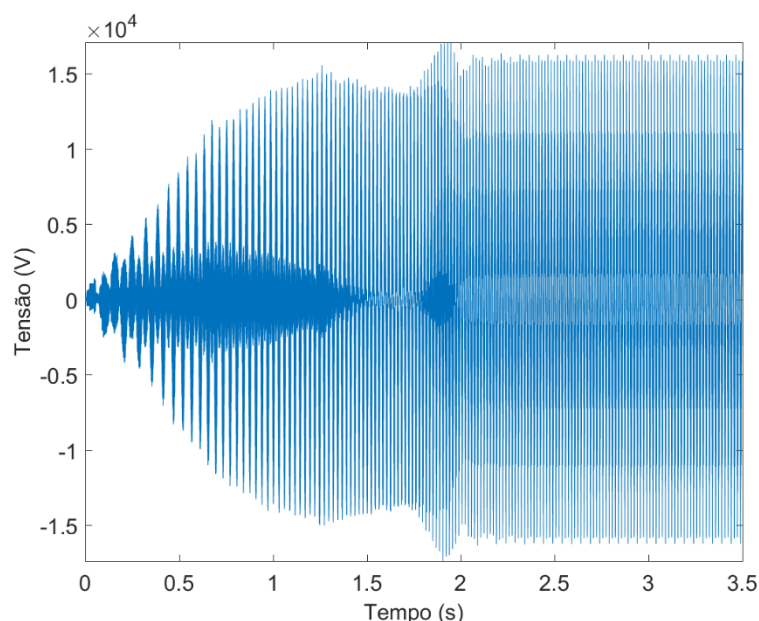


Figura 31 - Tensão de Linha do Motor – VSC de 3 Níveis - Sem filtro

Apesar da redução do conteúdo harmônico, ele continua alto. Uma possível explicação para isto é que todo o controle em malha aberta apresentado aqui é feito considerando que as correntes e tensões são praticamente livres de harmônicas. Além disso, a topologia do conversor desta seção permite um fluxo de harmônicas de corrente de sequência zero pelo sistema que pode ter sido acentuado devido à falta dos filtros.

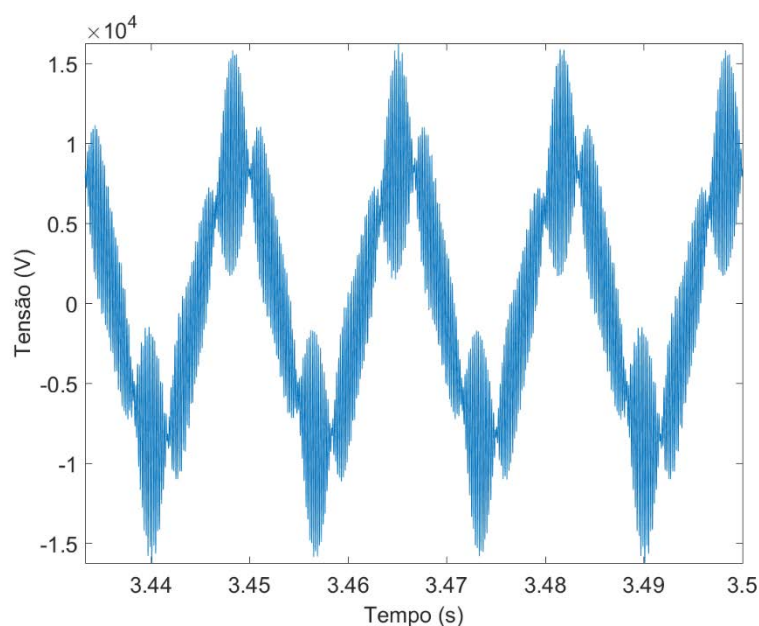


Figura 32 - Ciclos Finais da Tensão de Linha do Motor – VSC de 3 Níveis - Sem filtro

Na Figura 33 são mostradas as componentes harmônicas presentes na tensão de linha do motor até a frequência de 5000Hz.

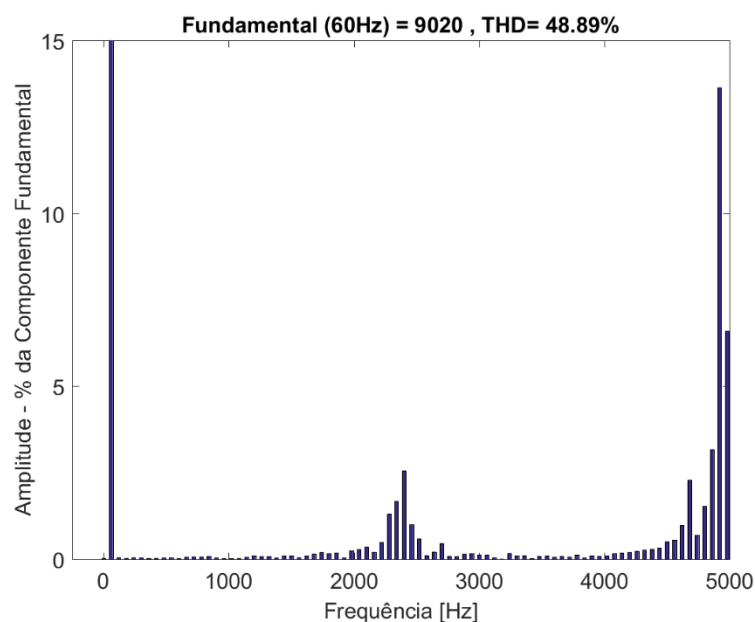


Figura 33 - Decomposição da Tensão de Linha do Motor – VSC de 3 Níveis - Sem filtro

Conforme pode ser visto na Figura 34, as harmônicas também estão presentes na corrente de entrada do motor. Tais harmônicas resultaram numa distorção harmônica total de corrente de 5,89%, valor este que novamente é inferior ao obtido pelo VSC de 2 níveis da seção

4.1.1, que foi de 7,05%. Entretanto, ambos valores são superiores ao limite sugerido na recomendação IEEE (1992).

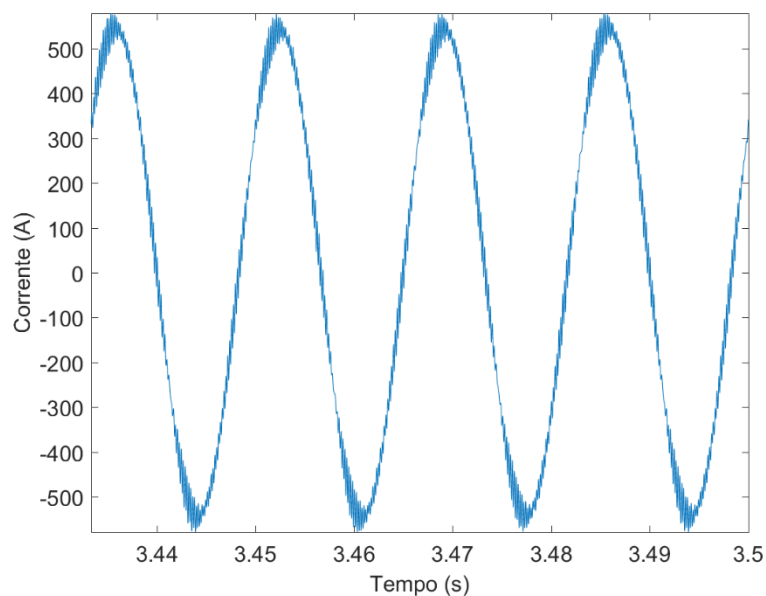


Figura 34 - Ciclos Finais da Corrente de Entrada do Motor – VSC de 3 Níveis - Sem filtro

Na Figura 35 são mostradas as componentes harmônicas presentes na corrente de entrada do motor até a frequência de 5000Hz.

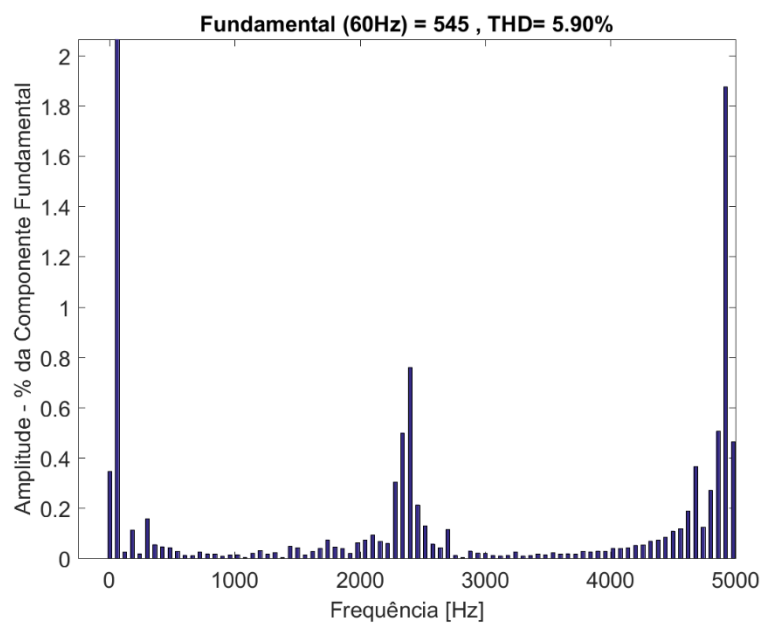


Figura 35 - Decomposição da Corrente de Entrada do Motor – VSC de 3 Níveis - Sem filtro

Na Figura 36 estão mostradas as quatro parcelas de torques presentes na Equação (61). Observa-se claramente que o torque eletromagnético do motor de indução foi capaz de partir o sistema e chegar a um ponto de operação estável.

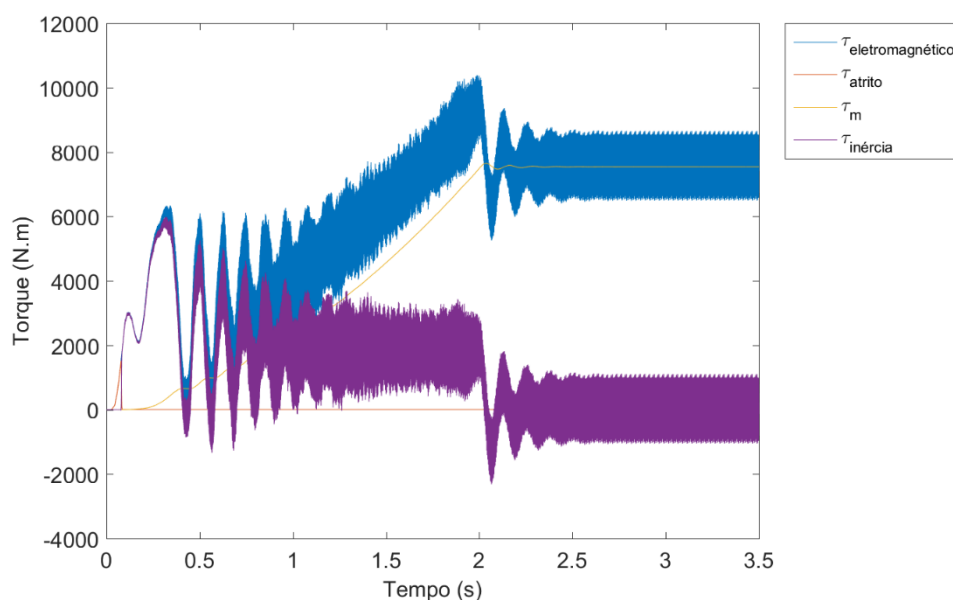


Figura 36 - Torques Desempenhados no Sistema – VSC de 3 Níveis - Sem filtro

O torque requerido pela bomba centrífuga cresceu quadraticamente com a velocidade sem apresentar oscilações e se estabilizou em torno de 7543N.m. A curva que nos ciclos finais oscila em torno de 7548N.m é o torque eletromagnético do motor e apresenta um nível de oscilação de 9,36%, enquanto que no VSC de 2 níveis apresentou um valor de 7,7%. Este valor foi superior ao valor obtido na seção 4.1.1 e uma das possíveis explicações para isto é que a topologia aqui utilizada inseriu componentes harmônicas de sequência positiva (que contribuem para o aumento da oscilação do torque) que não apareciam na simulação com o VSC de 2 níveis. Outra explicação, com relação às componentes harmônicas já existentes, é que a topologia pode ter contribuído para diminuir as amplitudes das harmônicas de sequência negativa ou aumentado a amplitude das harmônicas de sequência positiva.

Novamente, como o conjunto motor-bomba possui grande potência, após vencidos os atritos do sistema, o torque associado a estes são ínfimos, próximos de 5N.m, apesar de crescerem lentamente com o aumento da velocidade devido ao atrito viscoso.

O último torque presente na Figura 36 é o torque associado à inércia do sistema mecânico devido à variação de velocidade. Em regime permanente, após os 2s de aceleração, este torque possui valor médio nulo, pois o sistema atinge o ponto de operação e a velocidade passa a ser praticamente constante, sofrendo variações bem pequenas. Entretanto, apesar das

variações de velocidade serem ínfimas é possível notar que este torque possui oscilações consideráveis devido ao coeficiente de inércia do conjunto.

Por fim, com relação ao ponto de operação, o escorregamento simulado esteve 0,0003837pu acima do valor estimado. Essa diferença resultou em uma velocidade simulada de aproximadamente 1,4rpm abaixo da velocidade estimada. Embora esta diferença tenha sido menor do que a obtida na seção 4.1.1, deseja-se que a estratégia desenvolvida busque garantir erros ainda menores no ponto de operação e uma melhor qualidade de energia elétrica para o sistema elétrico. Desta forma, em busca de tais melhorias, a seguir é apresentada a definição dos filtros passivos.

4.2 DEFINIÇÃO DOS FILTROS PASSIVOS

Para definir os valores dos filtros passivos foram feitas pequenas variações nas potências especificadas que são inseridas nas Equações (94) e (107) a fim de se realizar uma análise de sensibilidade nas variáveis do motor. O sistema foi simulado alterando o valor da potência reativa dos filtros, tendo sido obtidos os diferentes valores para as variáveis destacadas na Tabela 5.

Já que um dos pares de filtros passa-alta é sintonizado na frequência de chaveamento do conversor e o outro par de filtros passa-alta é sintonizado no dobro da frequência de chaveamento, considerou-se que os filtros passa-alta que estão sintonizados na mesma frequência de corte possuem a mesma potência reativa.

Conforme se notou nos casos da seção 4.1, o sistema operou de maneira parecida tanto para o VSC de 2 níveis quanto para o VSC NPC de 3 níveis. Portanto, a fim de reduzir o número de simulações, nesta seção somente foi utilizado o VSC de 2 níveis para definir os valores dos parâmetros dos filtros. Desta forma, os parâmetros dos filtros aqui definidos serão utilizados nas seções seguintes possuindo os mesmos valores, independente da topologia do VSC.

Aqui, optou-se por monitorar apenas as variáveis do motor pois, conforme descrito ao longo de toda esta dissertação, a maior preocupação é que a qualidade da energia elétrica que chega nos terminais do motor esteja em um bom nível para que a operação do sistema de BCS ocorra da melhor forma possível.

Tabela 5 - Resultados da Simulação em Função da Especificação dos Filtros

Caso	Potência Reativa [% de Q_{nom}]			Resultados da Simulação					
	Filtro Passa-Alta [h=10kHz]	Filtro Passa-Alta [h=5kHz]	Filtro Passa-Baixa [h=780Hz]	τ_e (N.m)	I_{motor} (A)	$V_{ab-motor}$ (V)	DHT $_{\tau}$ [DC] (%)	DHT $_i$ [60Hz] (%)	DHT $_v$ [60Hz] (%)
1	10	10	1	7521,8	386,5	6327,0	1,66	0,72	0,54
2	10	10	2	7535,2	386,3	6317,0	2,49	1,11	0,80
3	5	5	1	7521,2	386,8	6246,3	1,88	0,85	0,81
4	5	5	2	7534,7	386,6	6232,9	2,48	1,18	1,08
5	5	10	1	7518,9	387,2	6176,8	1,74	0,90	0,80
6	5	10	2	7530,6	387,0	6165,0	2,43	1,27	1,00
7	10	5	1	7518,7	387,2	6178,4	1,74	0,91	0,85
8	10	5	2	7530,6	387,0	6166,5	2,43	1,26	1,04
9	20	20	1	7530,5	386,9	6768,9	2,40	1,13	0,43
10	20	20	2	7543,6	386,7	6766,8	3,90	1,44	0,65
11	15	15	0,1	7557,1	386,2	6620,5	3,31	0,84	0,79
12	15	15	0,5	7557,9	386,5	6617,6	3,27	1,31	1,19
13	15	15	1	7528,2	386,4	6616,0	3,01	0,91	0,97
14	15	20	0,1	7555,2	386,2	6629,6	2,87	0,80	0,46
15	15	20	1	7532,2	386,4	6626,6	2,09	0,67	0,45
16	10	20	1	7527,9	386,3	6614,5	2,99	0,90	0,97
17	10	20	2	7544,0	386,1	6608,6	4,14	1,62	1,37
18	10	20	5	7521,7	386,4	6612,8	1,54	1,22	0,44
19	15	20	5	7525,1	386,4	6632,2	1,15	1,17	0,49
20	15	20	2	7546,7	386,2	6622,2	2,97	1,45	0,53
21	15	15	5	7521,9	386,4	6614,3	1,54	1,22	0,45
22	20	20	5	7529,4	387,0	6783,4	1,70	1,77	0,82

Observando a Tabela 5 percebe-se que, embora a corrente e o torque no eixo tenham apresentado valores em torno de 386A e 7533N.m, a tensão de linha em alguns casos não esteve em torno dos 6600V desejado. Nota-se que nas situações em que os dois filtros passa-alta apresentam apenas 5 ou 10% da potência do motor, a tensão de linha nos terminais do motor esteve, nos piores casos, 6,59% abaixo e 2,78% acima dos 6600V estipulados no caso 6 e no caso 22, respectivamente. Logo, o controle em malha aberta não funcionou de maneira adequada quando ocorreu a falta ou excesso de suporte de reativo para o sistema. De fato, isto novamente era esperado devido às várias considerações que foram feitas ao longo do Capítulo 3. Como conclusão geral, os diferentes valores de potência dos filtros nos casos simulados apresentaram um impacto bem distinto e não linear nas variáveis analisadas.

Para as simulações seguintes, considera-se que os filtros são especificados na situação em que as distorções harmônicas no torque tenham dado o menor valor. Optou-se pelo torque pois a presença de harmônicas está associada à vibração no eixo do BCS e, considerando as dimensões e condições adversas de operação, estas devem ser as menores possíveis para evitar danos prematuros. Portanto, os valores para especificação dos filtros em função da potência nominal do motor são de 15% e 20% para a potência reativa total dos filtros passa-alta com frequência de corte em 10kHz e 5kHz, respectivamente e de 5% para a potência reativa indutiva do filtro passa-baixa.

4.2.1 Comparação das Funções de Transferência do Filtro Passa-Baixa

Definidos os valores dos parâmetros do filtro passa-baixa, a seguir são mostrados os diagramas de Bode considerando a função de transferência de segunda e terceira ordem dadas pelas Equações (89) e (98), respectivamente.

Na Figura 37 o diagrama é mostrado tanto em dB para a faixa de frequência de 10 a 10^7 rad/s quanto em V/V para a faixa de frequência de 0 a 6240 Hz em escala logarítmica e linear, respectivamente.

Na Figura 38 o diagrama é mostrado tanto em dB para a faixa de frequência de 10^{-2} a 10^2 rad/s quanto em V/V para a faixa de frequência de 0 a 10 Hz em escala logarítmica e linear, respectivamente.

Aparentemente, na Figura 37 não existe nenhuma diferença entre as duas funções de transferência já que tanto para a magnitude quanto para a fase só existe uma curva nos gráficos. Isto de fato ocorre ao considerar frequências médias e altas, entretanto, ao observar o *zoom* em baixas frequências que a Figura 38 mostra, nota-se que a função de transferência de terceira ordem se comporta diferente da segunda ordem. Isto de fato já era de se esperar, visto que os números de pólos e zeros das duas funções de transferências são diferentes.

Observando a magnitude em V/V, percebe-se que o erro entre as funções de transferências ocorre na quarta casa decimal. Apesar desta pequena diferença, considera-se que a opção de sintonizar o filtro usando a função de segunda ordem não impactará de maneira considerável o sistema real definido pela função de transferência de terceira ordem. Desta forma, a sintonia do filtro é adequada para o que se espera dele para a maioria das frequências.

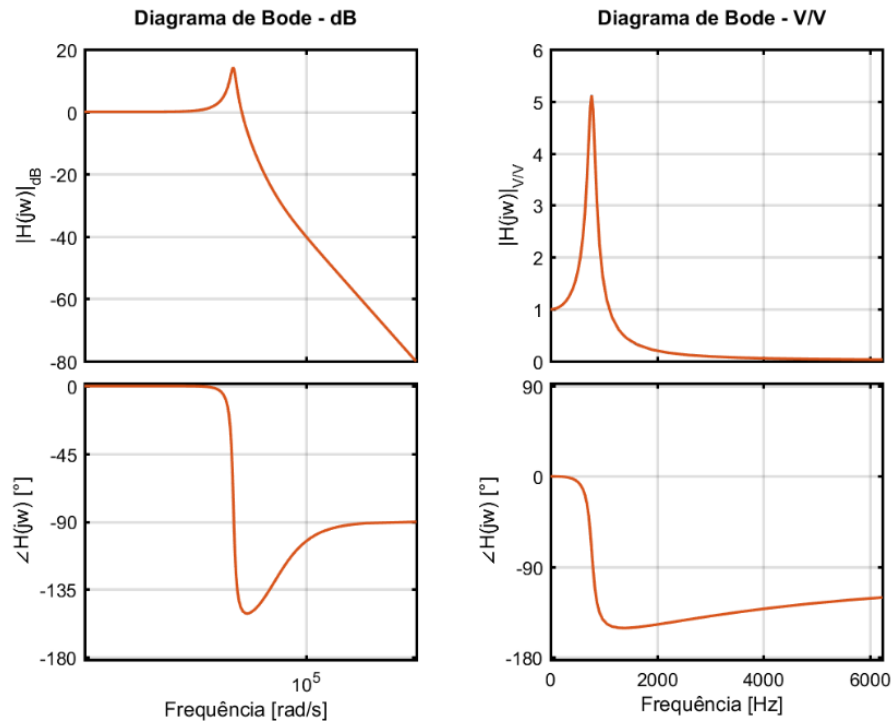


Figura 37 - Diagrama de Bode do Filtro Passa-Baixa – 0 a 6240 Hz

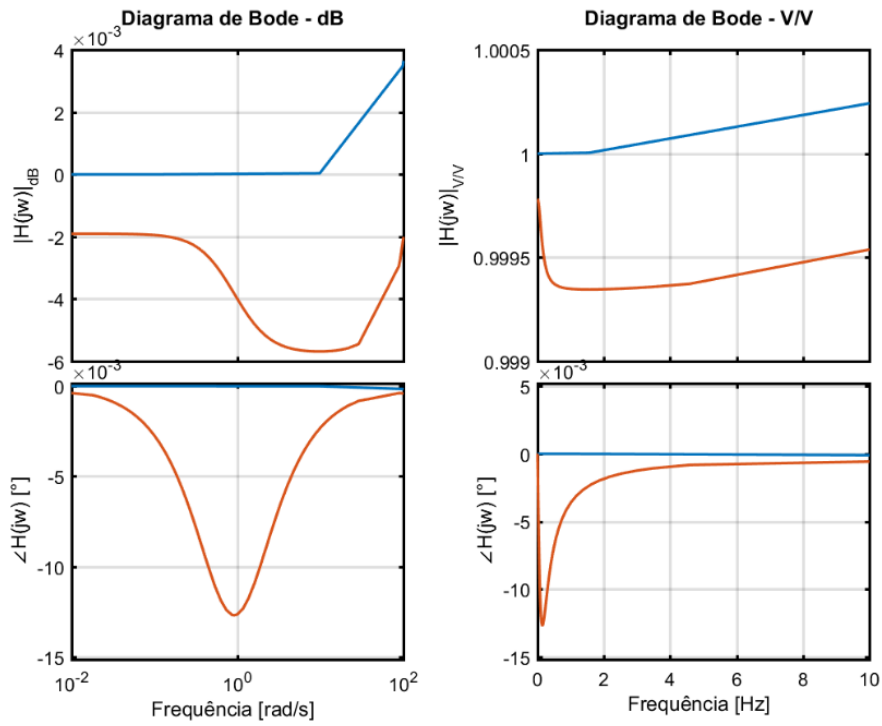


Figura 38 - Diagrama de Bode do Filtro Passa-Baixa – 0 a 10 Hz

4.3 SISTEMA EQUILIBRADO COM FILTROS PASSIVOS

A seguir são mostradas as simulações considerando os parâmetros dos filtros especificados na seção 4.2. Já que nesta situação o sistema se comporta de maneira mais adequada, serão analisadas mais variáveis.

4.3.1 VSC Trifásico de 2 Níveis

Como será verificado, a existência e projeto dos filtros passivos realmente possibilitou um melhor desempenho do sistema simulado. Observa-se na Figura 39 que a presença dos filtros atenuou os picos que as harmônicas causaram, mostrados na Figura 25, durante a aceleração do sistema.

Constata-se que durante toda a operação a tensão de linha do motor se comportou de maneira adequada. Durante os quatro ou cinco ciclos iniciais, nota-se algumas distorções na forma de onda. Estas distorções podem ser atreladas ao processo de carga inicial de todos componentes do sistema e também ao processo de rompimento das inércias do eixo modeladas.

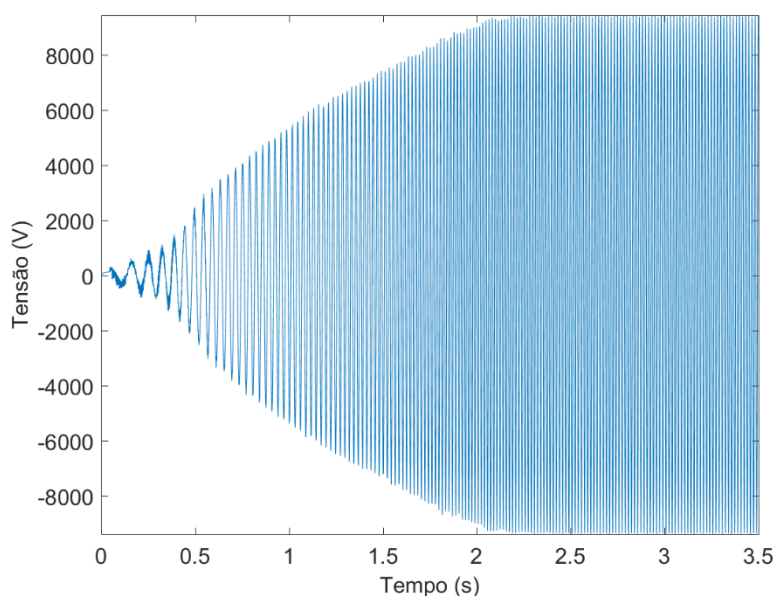


Figura 39 - Tensão de Linha do Motor – VSC de 2 Níveis - Com filtro

Para verificar que o filtro realmente eliminou a maioria das harmônicas e o sistema foi capaz de compensar a queda de tensão no cabo são mostrados os quatro ciclos finais da simulação, conforme figuras a seguir.

A Figura 40 mostra a tensão nos terminais do VSC apresentando os dois níveis e as harmônicas de chaveamento. Já na Figura 41, é apresentado a tensão nos terminais de entrada do cabo submarino. Verifica-se que os filtros inseridos entre o VSC e o cabo foram capazes de eliminar as harmônicas que chegariam ao motor.

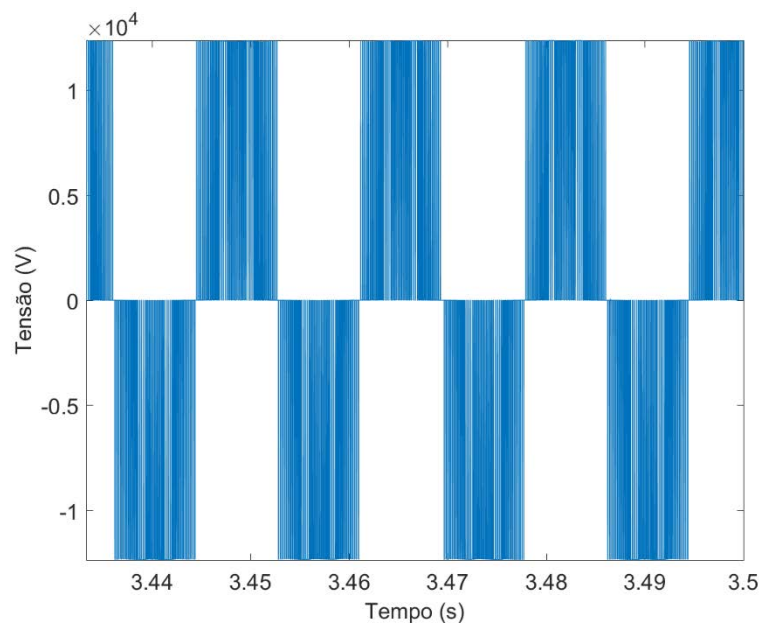


Figura 40 - Ciclos Finais da Tensão de Linha nos Terminais do Conversor – VSC de 2 Níveis - Com filtro

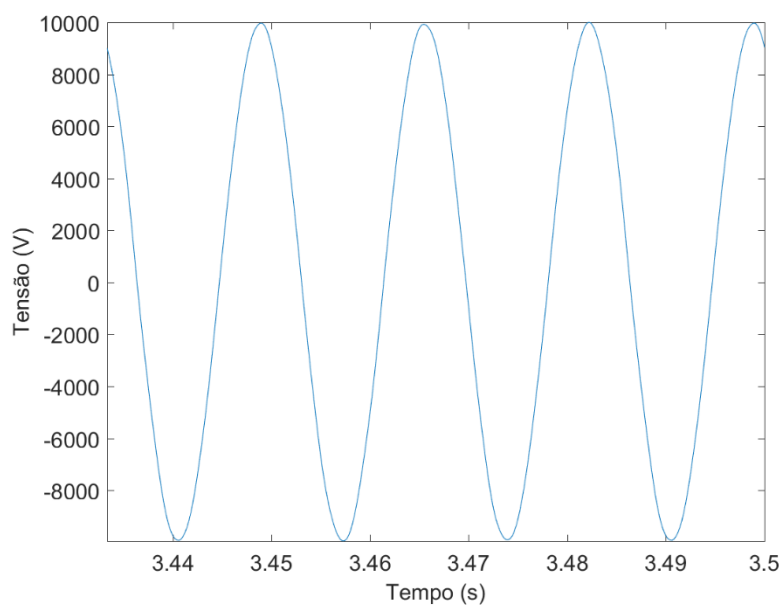


Figura 41 - Ciclos Finais da Tensão de Linha nos Terminais do Cabo – VSC de 2 Níveis - Com filtro

Por fim, a Figura 42 mostra a tensão de linha nos terminais do motor de indução. Tal variável sofreu uma queda de tensão ao passar pela impedância do cabo e o valor verdadeiro eficaz foi de 6632,2V com uma distorção harmônica total de 0,49%.

A forma de onda da tensão apresentada na Figura 42 já mostra que o desempenho do sistema ocorrerá muito melhor do que simulado na seção 4.1.1. Isto é, uma tensão de alimentação quase sem harmônicas resultará em correntes com baixo nível harmônico e um torque sem oscilações e vibrações acentuadas.

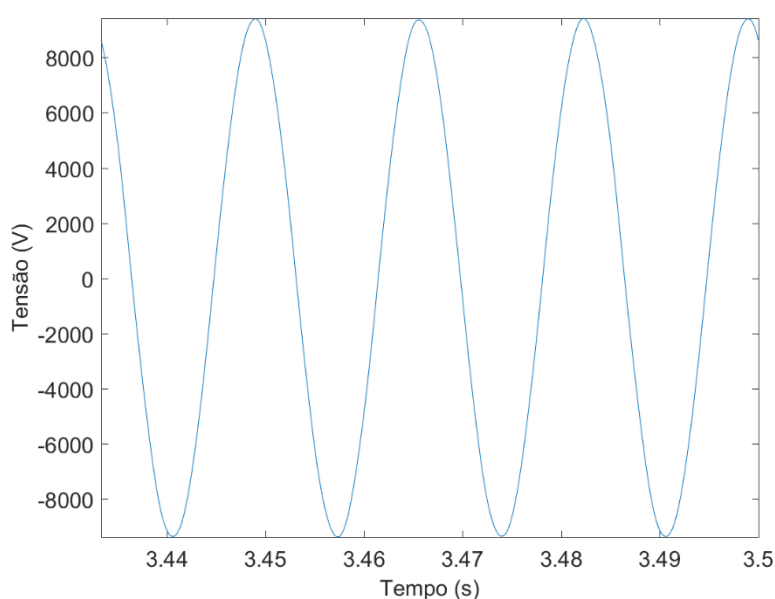


Figura 42 - Ciclos Finais da Tensão de Linha nos Terminais do Motor – VSC de 2 Níveis - Com filtro

Na Figura 43 são mostradas as componentes harmônicas presentes na tensão de linha do motor até a frequência de 5000Hz. Percebe-se claramente ao comparar a Figura 43 com a Figura 27 que as harmônicas de alta frequência foram atenuadas.

Na Figura 44 é mostrada a corrente na entrada do motor durante toda a simulação. Pode-se observar que durante os quatro ou cinco ciclos a corrente tem um pico de cerca de 2,3 vezes o valor da corrente nominal em regime permanente. Conforme já dito anteriormente, este pico ocorre por ter optado em não aplicar o *boost* de tensão inicial necessário para que os atritos presentes no sistema fossem eliminados desde o instante inicial. Desta forma, durante os ciclos iniciais, foi necessária uma corrente elevada para fazer com que o torque eletromagnético superasse os torques de atritos e o eixo começasse a girar.

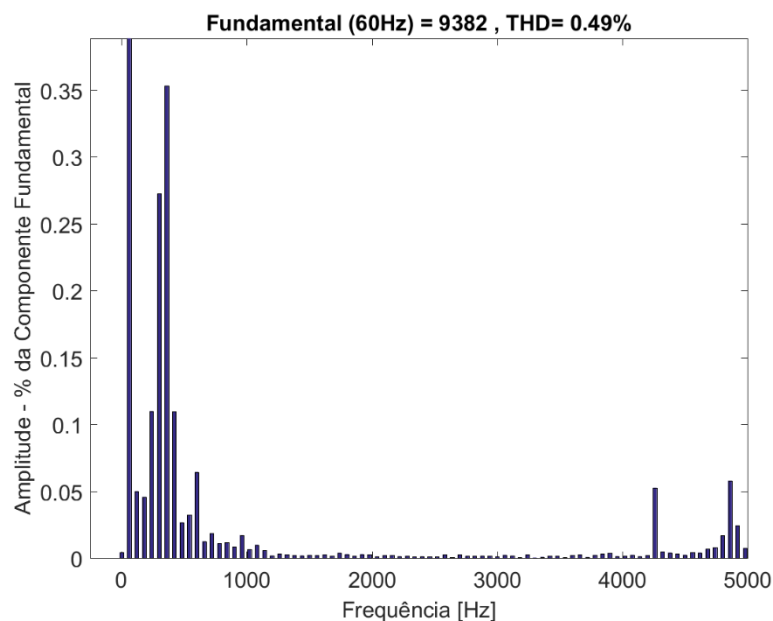


Figura 43 - Decomposição da Tensão de Linha do Motor – VSC de 2 Níveis - Com filtro

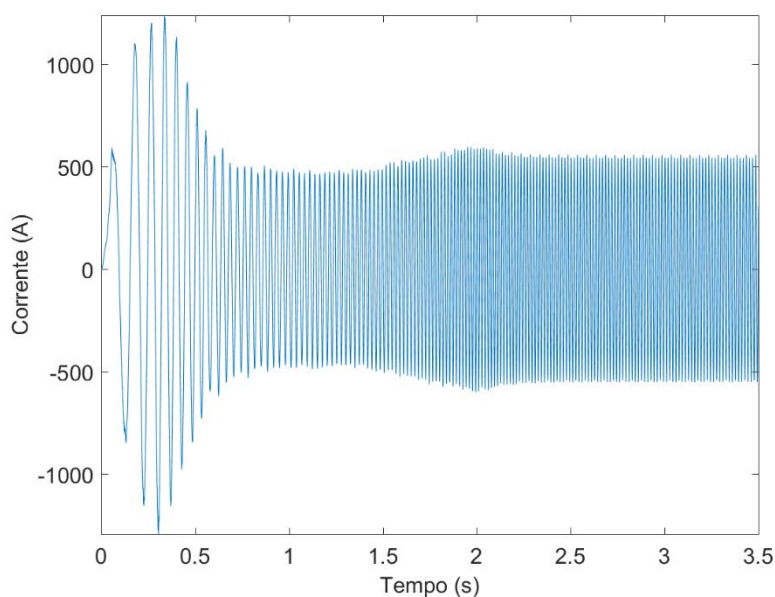


Figura 44 - Corrente de Entrada do Motor – VSC de 2 Níveis - Com filtro

De qualquer forma, deve-se lembrar aqui que a inércia do sistema é extremamente elevada e obter uma corrente com pico de menos de 2,3 vezes o valor da corrente nominal durante poucos ciclos é mais do que satisfatório para um sistema deste porte.

Passados os ciclos iniciais, percebe-se que a corrente cai lentamente até começar a seguir realmente o imposto pelo controle V/f. Observa-se que a corrente vai crescendo até atingir o pico justamente no instante em que a aceleração termina e o sistema encontra o ponto de operação em regime permanente. Ressalta-se que a corrente esteve sempre próxima do seu valor

nominal, evitando que ocorram perdas desnecessárias no sistema e não seja necessário projeto de equipamentos com características nominais maiores.

Para fins de comparação, em Klyapovskiy (2014), embora o sistema simulado não seja idêntico, o valor do pico de corrente nos ciclos iniciais foi de uma vez e meio a corrente nominal. Entretanto, o maior pico ocorreu quando o sistema acaba de ser acelerado, chegando a 1,6 vezes o valor da corrente nominal do sistema abordado pelo autor. Ressalta-se que o pico inicial de corrente obtido Klyapovskiy (2014) foi menor do que o informado aqui pois o autor permitiu um tempo de aceleração muito maior e, assim, a inércia pode ser rompida aos poucos. Ressalta-se que os dados informados em Klyapovskiy (2014) não eram suficientes pra representar todo o sistema e refazer as simulações.

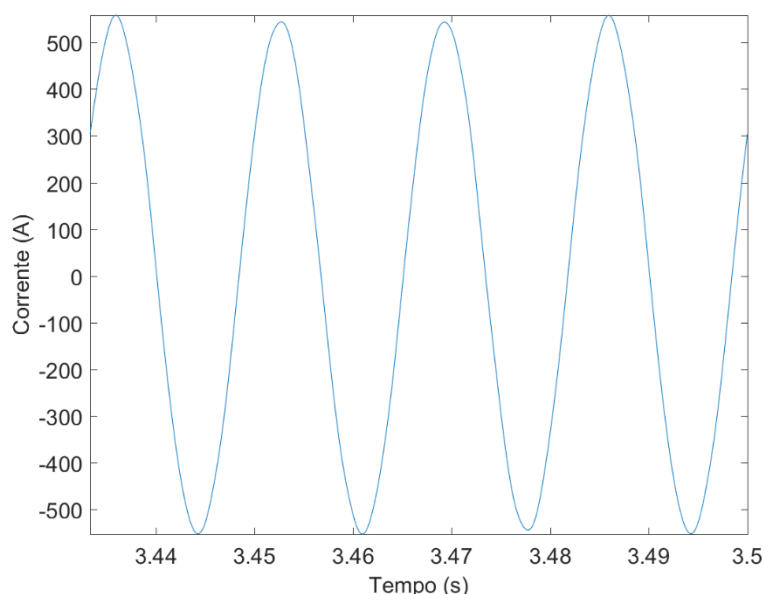


Figura 45 - Ciclos Finais da Corrente de Entrada do Motor – VSC de 2 Níveis - Com filtro

A Figura 45 mostra os ciclos finais da corrente na entrada do motor. O valor eficaz verdadeiro obtido de 386,4A esteve bem próximo da corrente nominal de placa do motor que era de 387,9A. Esta pequena diferença só ocorreu devido à diferença entre o ponto de operação do sistema que é definido pelo torque da bomba centrífuga e o ponto de torque nominal que é definido pelo escorregamento nominal. A distorção harmônica total de corrente foi de 1,17%.

Na Figura 46 são mostradas as componentes harmônicas presentes na corrente de entrada do motor até a frequência de 5000Hz. Percebe-se claramente ao comparar a Figura 46 com a Figura 29 que as harmônicas de alta frequência na corrente foram atenuadas.

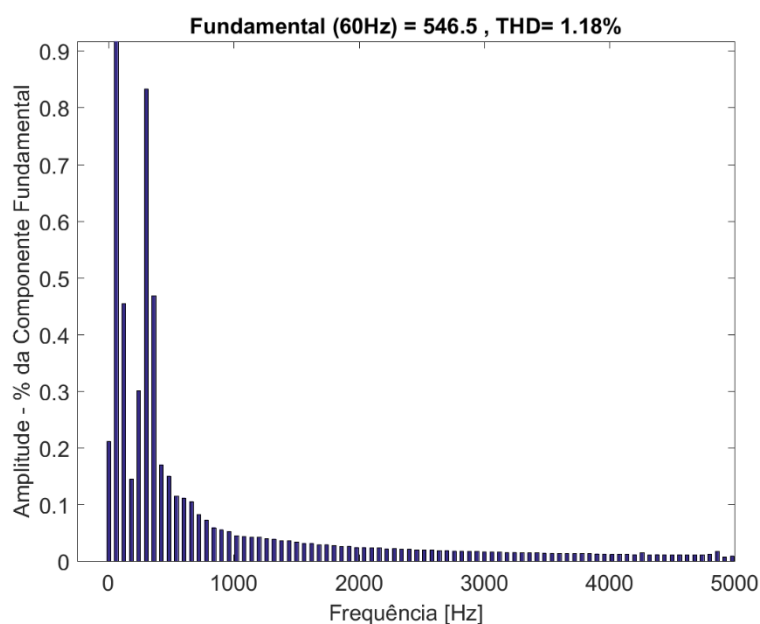


Figura 46 - Decomposição da Corrente de Entrada do Motor – VSC de 2 Níveis - Com filtro

Como não foi implementado um controle de tensão para limitar a tensão do lado CC, tal tensão ficou atrelada às variações do sistema durante a partida. Entretanto, toda estratégia de controle implementada aqui aconteceu de conseguir limitar a tensão do lado CC a uma variação máxima de até 22% do valor nominal desejado, conforme Figura 47. Ressalta-se que as oscilações presentes em torno do valor médio da tensão do lado CC surgiram pois não foi implementado um retificador controlado, já que foi utilizado um retificador a diodos.

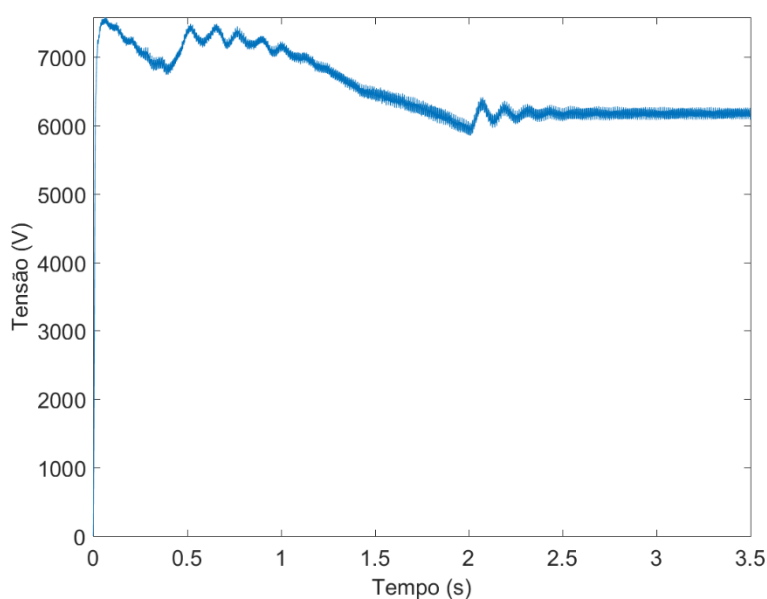


Figura 47 - Tensão do Lado CC – VSC de 2 Níveis - Com filtro

Na Figura 48 estão a velocidade mecânica e a sua referência imposta pelo controle V/f. Nota-se que a velocidade mecânica só foi capaz de seguir a referência após 0,5s de aceleração, o qual é aproximadamente o tempo que o sistema levou para romper os atritos.

A Figura 49 mostra o instante em que a velocidade mecânica do eixo ultrapassa a velocidade de limiar onde o torque de atrito rotacional começa a sofrer um decaimento negativo devido à componente do torque de Stribeck e o eixo, na prática, começa a girar. Sendo assim, logo após 0,08s a velocidade começa a crescer, mas só consegue chegar perto do seu valor de referência após os 0,5s de simulação.

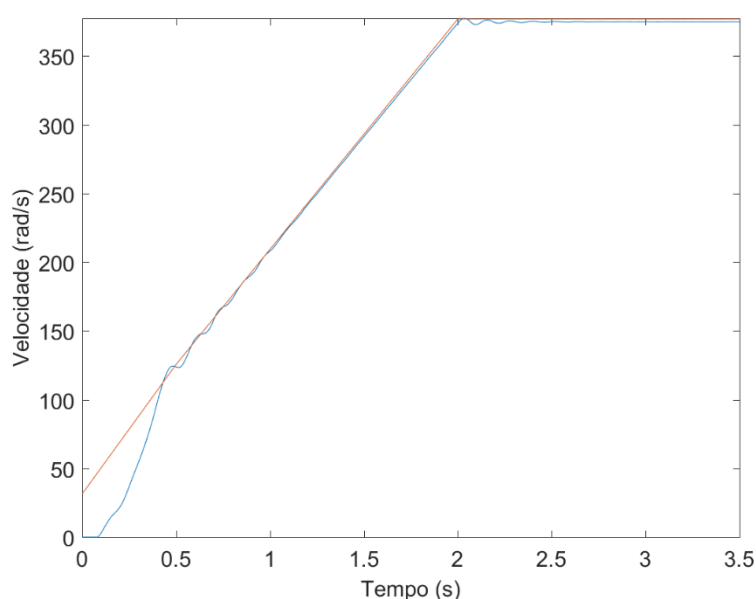


Figura 48 - Velocidade Mecânica e de Referência – VSC de 2 Níveis - Com filtro

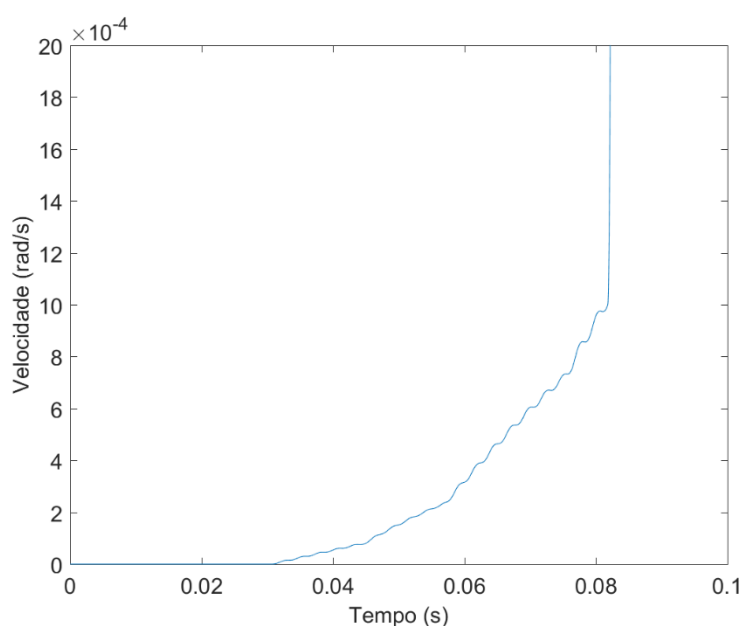


Figura 49 - Instante Inicial da Velocidade Mecânica – VSC de 2 Níveis - Com filtro

Com relação ao ponto de operação, o escorregamento simulado esteve 0,0000089pu abaixo do valor estimado. Essa diferença resultou aproximadamente em uma velocidade simulada 0,032rpm acima da velocidade estimada. Com estas diferenças ínfimas, considera-se então que o valor estimado coincidiu com o valor simulado.

Analisando a Figura 50 junto com a Figura 51, percebe-se que inicialmente o torque eletromagnético é praticamente igual ao torque de atrito rotacional até que a velocidade de liminar seja alcançada após aproximadamente 0,08s. A partir daí o valor do torque rotacional cai para o valor de torque de Coulomb de 5N.m e começa a crescer à medida que a velocidade do motor aumenta.

Após os 0,08s é que o eixo realmente começa a girar e o torque eletromagnético passa a ter a real influência da componente de torque mecânico da bomba centrífuga e também de torque devido à inércia do eixo. À medida que a velocidade mecânica começar a buscar sua referência e o torque mecânico requerido pela bomba cresce quadraticamente em busca pelo seu ponto de operação, a componente de torque devido à inércia começa a se estabilizar. Desta forma, após os 0,08s e antes dos 2s, o torque eletromagnético é primordialmente composto pelo torque mecânico da bomba e pelo torque devido à inércia.

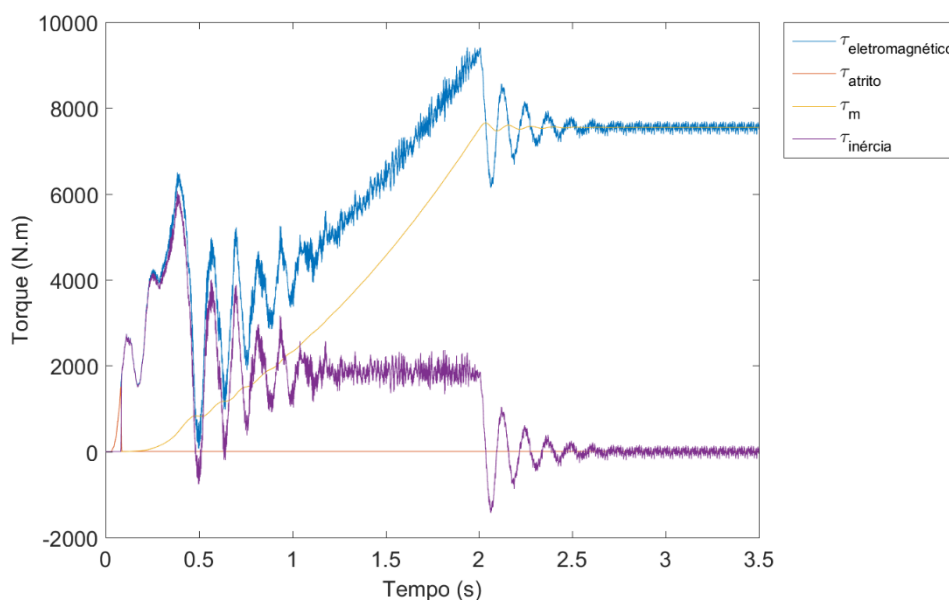


Figura 50 - Torques Desempenhados no Sistema – VSC de 2 Níveis - Com filtro

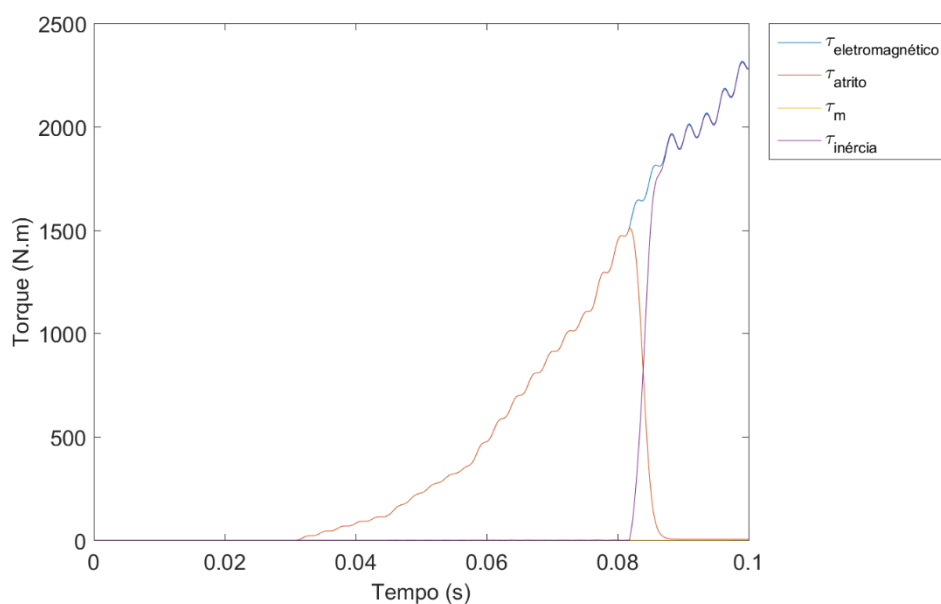


Figura 51 - Instante Inicial dos Torques Desempenhados no Sistema – VSC de 2 Níveis - Com filtro

Após o tempo de aceleração de 2s, a velocidade praticamente se estabiliza no seu valor operacional de 3580,4rpm, sofrendo variações ínfimas. Em regime permanente, tais variações fazem com que o torque devido à inércia apresente oscilações embora seu valor médio seja nulo.

Com relação ao torque mecânico imposto pela bomba, este se estabiliza em 7520N.m. Considerando que o torque eletromagnético do motor sempre será a soma de todos os outros torques no sistema, o torque eletromagnético oscilar em torno de aproximadamente 7525,1N.m que é a contribuição do torque da bomba e o torque de coulomb com o atrito viscoso. As distorções presentes no torque eletromagnético apresentaram um nível de oscilação de 1,15%.

4.3.2 VSC Trifásico NPC de 3 Níveis

A explicação das variáveis que serão mostradas a seguir é a mesma que foi feita na seção 4.3.1 para o VSC de 2 níveis. Entretanto, apesar de alguns resultados serem apresentados de forma mais simplificada as explicações serão mantidas.

Novamente, a existência e projeto dos filtros passivos possibilitou um melhor desempenho do sistema simulado. Observa-se na Figura 52 que a presença dos filtros atenuou os picos que as harmônicas causaram na Figura 31 durante a aceleração do sistema.

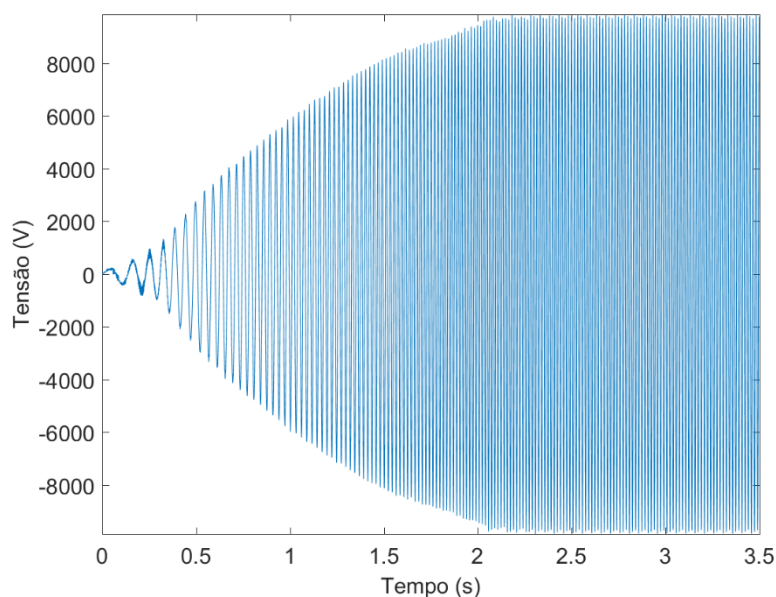


Figura 52 - Tensão de Linha do Motor – VSC de 3 Níveis - Com filtro

Durante os quatro ou cinco ciclos iniciais, nota-se algumas distorções na forma de onda que podem ser atreladas ao processo de carga inicial de todos componentes do sistema e também ao processo de rompimento das inércias do eixo modeladas.

A Figura 53 mostra a tensão nos terminais do VSC apresentando os três níveis e as harmônicas de chaveamento. Já na Figura 54, é apresentada a tensão nos terminais de entrada do cabo submarino. Verifica-se que os filtros inseridos entre o VSC e o cabo foram capazes de eliminar as harmônicas que chegariam ao motor.

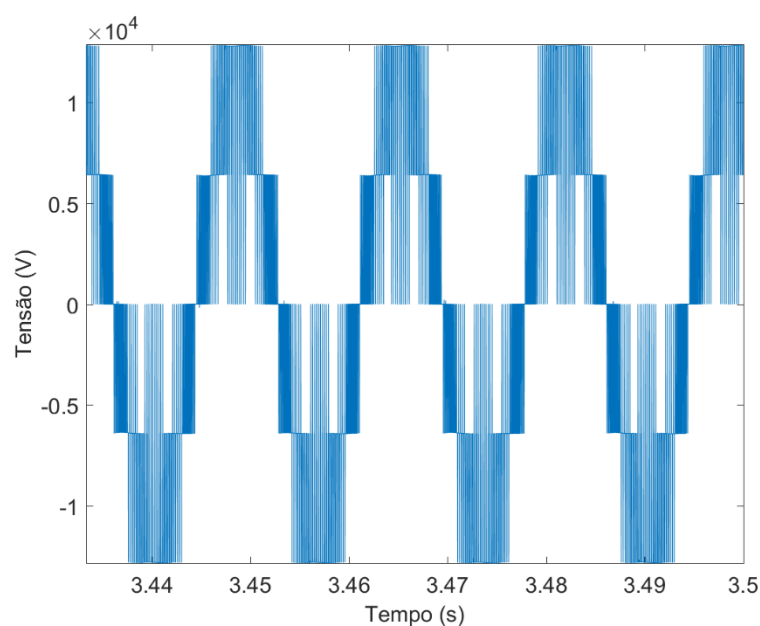


Figura 53 - Ciclos Finais da Tensão de Linha nos Terminais do Conversor – VSC de 3 Níveis - Com filtro

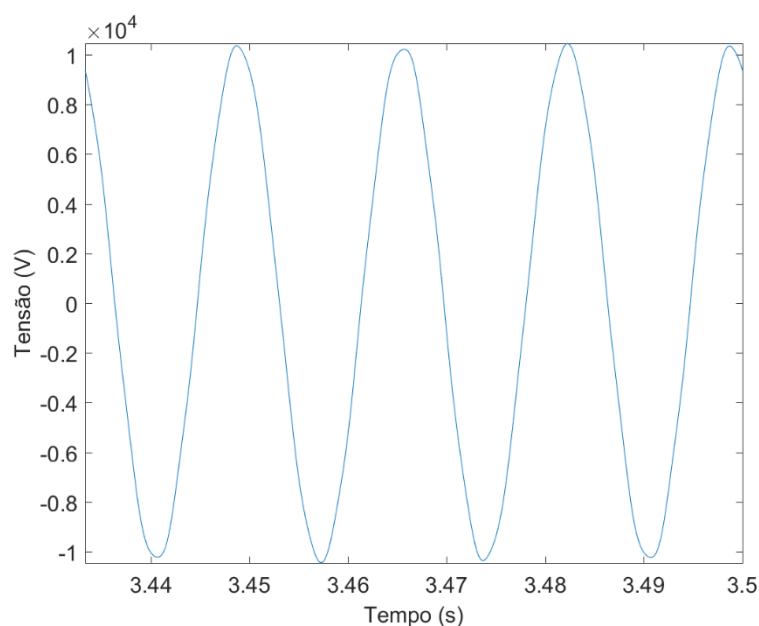


Figura 54 - Ciclos Finais da Tensão de Linha nos Terminais do Cabo – VSC de 3 Níveis - Com filtro

A Figura 55 mostra a tensão de linha nos terminais do motor de indução. Tal variável sofreu uma queda de tensão ao passar pela impedância do cabo com uma distorção harmônica total de 0,78%, enquanto que no VSC de 2 níveis foi de 0,49%. Ressalta-se que este valor foi superior ao encontrado pelo VSC de 2 níveis da seção 4.3.1. Isto pode estar atrelado ao fato que o projeto do filtro e a interação dos diversos equipamentos do sistema é não linear e o filtro teve suas potências reativas especificadas de acordo com as simulações do VSC de 2 níveis.

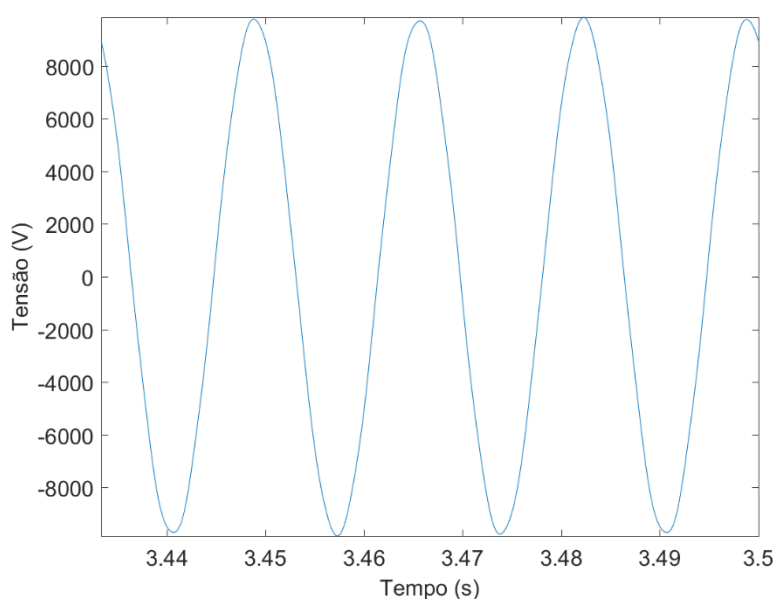


Figura 55 - Ciclos Finais da Tensão de Linha nos Terminais do Motor – VSC de 3 Níveis - Com filtro

A forma de onda da tensão apresentada na Figura 55 já mostra que o desempenho do sistema ocorrerá muito melhor do que simulado na seção 4.1.2. Isto é, uma tensão de alimentação quase sem harmônicas resultará em correntes com baixo nível harmônico e um torque sem oscilações e vibrações acentuadas.

Na Figura 56 são mostradas as componentes harmônicas presentes na tensão de linha do motor até a frequência de 5000Hz. Percebe-se claramente ao comparar a Figura 56 com a Figura 33 que as harmônicas de alta frequência foram atenuadas.

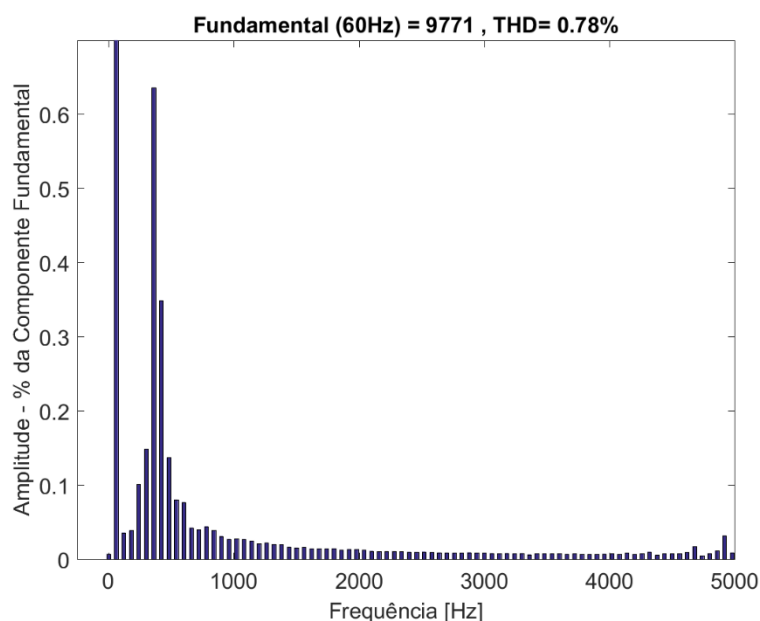


Figura 56 - Decomposição da Tensão de Linha do Motor – VSC de 3 Níveis - Com filtro

Na Figura 57 é mostrada a corrente na entrada do motor durante toda a simulação. Assim como no VSC de 2 níveis, pode-se observar que durante os quatro ou cinco ciclos a corrente tem um pico de cerca de 2,3 vezes o valor da corrente nominal em regime permanente. Conforme já dito anteriormente, este pico ocorre por ter optado em não aplicar o *boost* de tensão inicial necessário para que os atritos presentes no sistema fossem eliminados desde o instante inicial. Desta forma, durante os ciclos iniciais, foi necessária uma corrente elevada para fazer com que o torque eletromagnético supere os torques de atritos e o eixo começasse a girar.

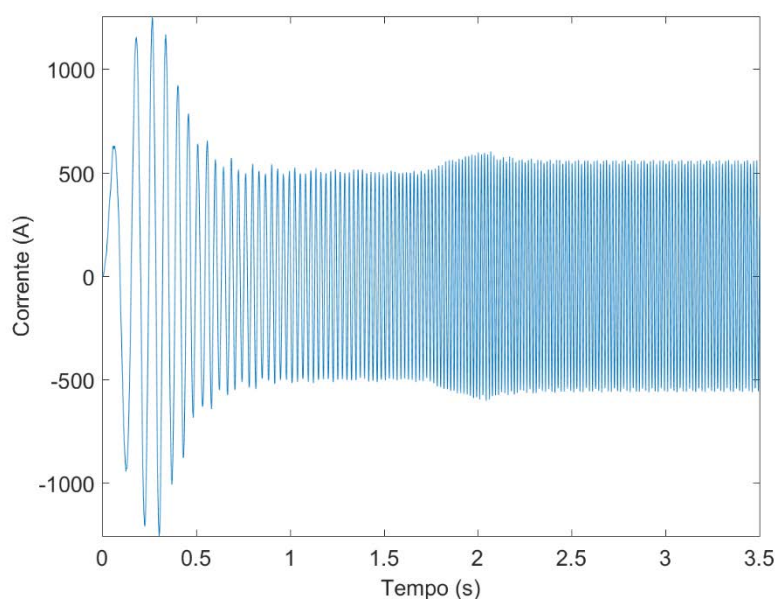


Figura 57 - Corrente de Entrada do Motor – VSC de 3 Níveis - Com filtro

Deve-se lembrar mais uma vez que a inércia do sistema é extremamente elevada e obter uma corrente com pico de menos de 2,3 vezes o valor da corrente nominal durante poucos ciclos é mais do que satisfatório para um sistema deste porte.

Passados os ciclos iniciais, percebe-se que a corrente cai lentamente até começar a seguir realmente o imposto pelo controle V/f. Observa-se que a corrente vai crescendo até atingir o pico justamente no instante em que a aceleração termina e o sistema encontra o ponto de operação em regime permanente. Ressalta-se que a corrente esteve sempre próxima do seu valor nominal, evitando que ocorram perdas desnecessárias no sistema quanto e não seja necessário projeto de equipamentos com características nominais maiores.

Para fins de comparação, relembra-se que em Klyapovskiy (2014), o maior pico ocorreu quando o sistema acaba de ser acelerado, chegando a 1,6 vezes o valor da corrente nominal do sistema abordado pelo autor.

A Figura 58 mostra os ciclos finais da corrente na entrada do motor. O valor eficaz verdadeiro obtido de 389,2A esteve bem próximo da corrente nominal de placa do motor que era de 387,9A. A distorção harmônica total de corrente foi de 1,60%, enquanto que no VSC de 2 níveis foi de 1,17%.

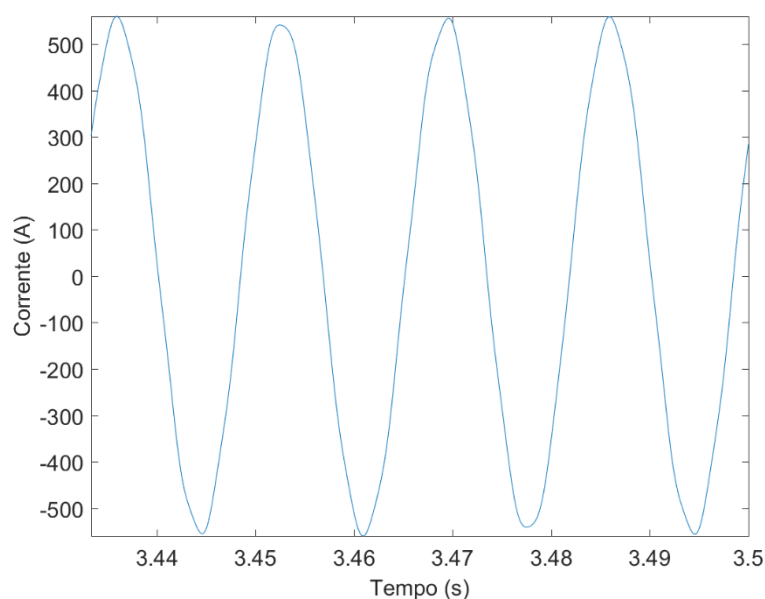


Figura 58 - Ciclos Finais da Corrente de Entrada do Motor – VSC de 3 Níveis - Com filtro

Na Figura 59 são mostradas as componentes harmônicas presentes na corrente de entrada do motor até a frequência de 5000Hz. Percebe-se claramente ao comparar a Figura 59 com a Figura 35 que as harmônicas de alta frequência foram atenuadas.

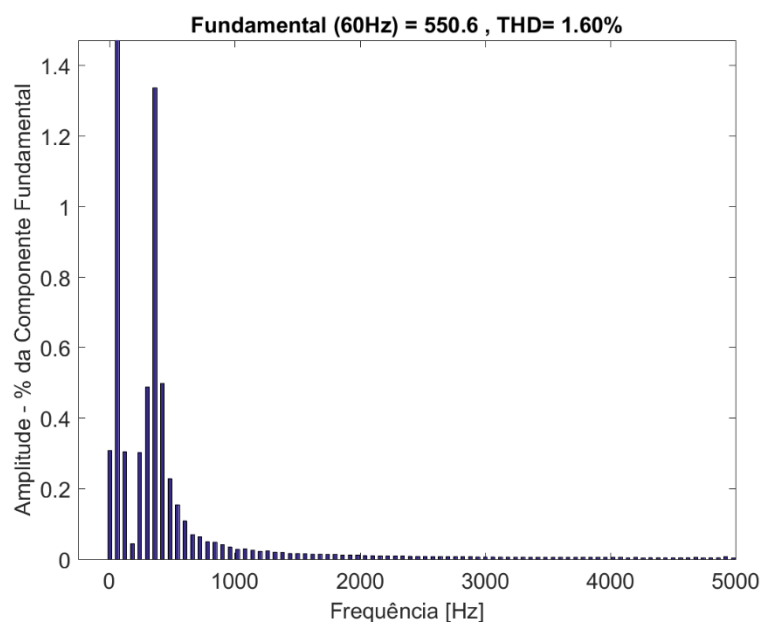


Figura 59 - Decomposição da Corrente de Entrada do Motor – VSC de 3 Níveis - Com filtro

Como não foi implementado um controle de tensão para limitar a tensão do lado CC, tal tensão ficou atrelada às variações do sistema durante a partida. Entretanto, toda estratégia de controle implementada aqui aconteceu de conseguir limitar a tensão do lado CC a uma variação

máxima de até 27% o valor nominal desejado, conforme Figura 60. Ressalta-se que as oscilações presentes em torno do valor médio da tensão do lado CC surgiram pois não foi implementado um retificador controlado, já que foi utilizado um retificador a diodos.

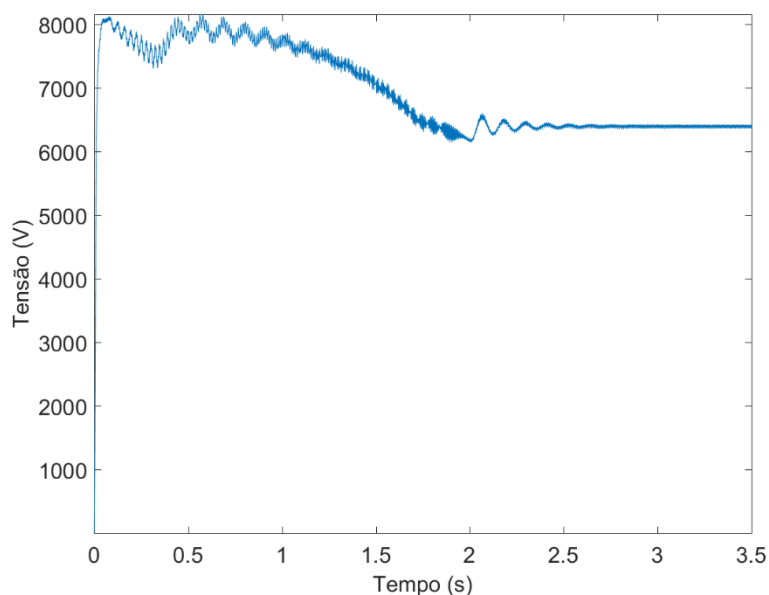


Figura 60 - Tensão do Lado CC – VSC de 3 Níveis - Com filtro

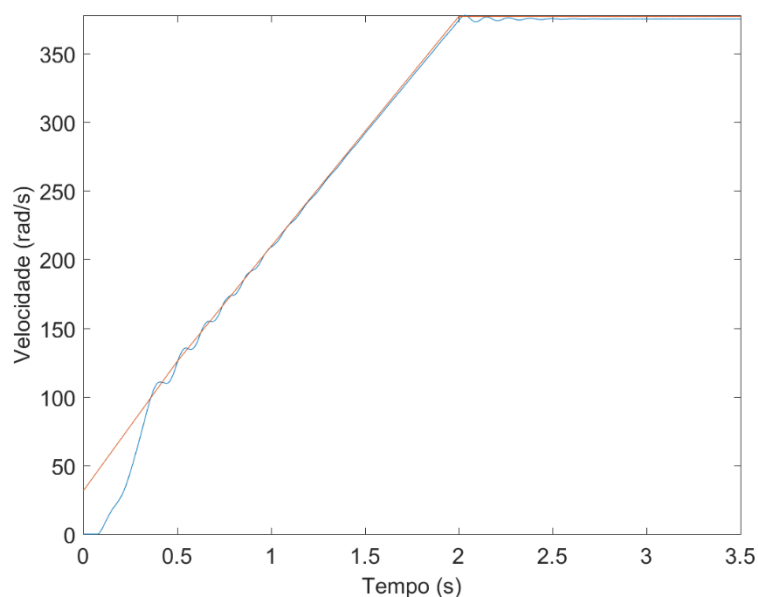


Figura 61 - Velocidade Mecânica e de Referência – VSC de 3 Níveis - Com filtro

Na Figura 61 estão a velocidade mecânica e a sua referência imposta pelo controle V/f. Da mesma forma que na simulação do VSC de 2 níveis, a velocidade mecânica só foi capaz de

seguir a referência após 0,5s de aceleração, o qual é aproximadamente o tempo que o sistema levou para romper os atritos.

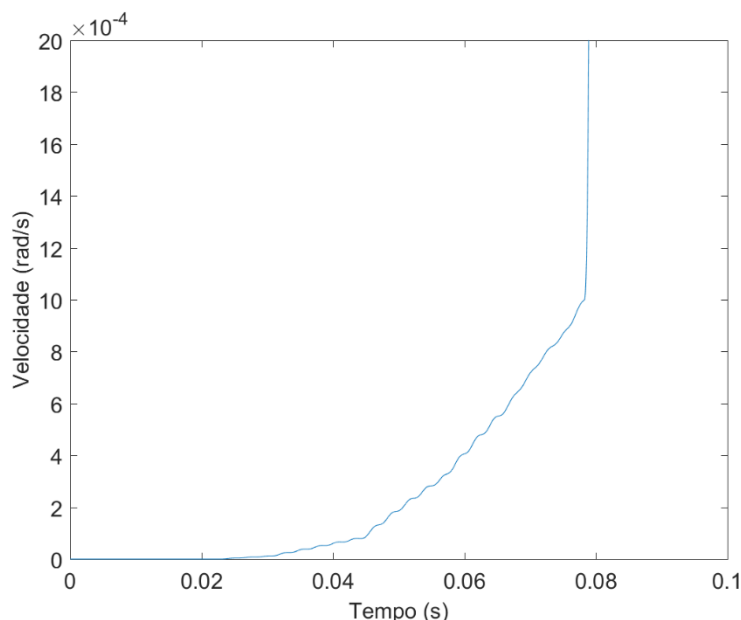


Figura 62 - Instante Inicial da Velocidade Mecânica – VSC de 3 Níveis - Com filtro

A Figura 62 mostra o instante em que a velocidade mecânica do eixo ultrapassa a velocidade de limiar onde o torque de atrito rotacional começa a sofrer um decaimento negativo devido à componente do torque de Stribeck e o eixo, na prática, começa a girar. Sendo assim, logo após 0,08s a velocidade começa a crescer, mas só consegue chegar perto do seu valor de referência após os 0,5s de simulação.

Com relação ao ponto de operação, o escorregamento simulado esteve 0,0004745pu abaixo do valor estimado. Essa diferença resultou aproximadamente em uma velocidade simulada 1,7rpm acima da velocidade estimada. Esta diferença foi maior que a obtida pelo VSC de 3 níveis.

Analisando a Figura 63 junto com a Figura 64, percebe-se que inicialmente o torque eletromagnético é praticamente igual ao torque de atrito rotacional até que a velocidade de limiar seja alcançada após aproximadamente 0,08s. A partir desse instante de tempo, o valor do torque rotacional cai para o valor de torque de Coulomb de 5N.m e começa a crescer à medida que a velocidade do motor aumenta.

Após os 0,08s é que o eixo realmente começa a girar e o torque eletromagnético passa a ter a real influência da componente de torque mecânico da bomba centrífuga e também de torque devido à inércia do eixo. À medida que a velocidade mecânica começa a buscar sua

referência e o torque mecânico requerido pela bomba cresce quadraticamente em busca pelo seu ponto de operação, a componente de torque devido à inércia começa a se estabilizar. Desta forma, após os 0,08s e antes dos 2s, o torque eletromagnético é primordialmente composto pelo torque mecânico da bomba e pelo torque devido à inércia.

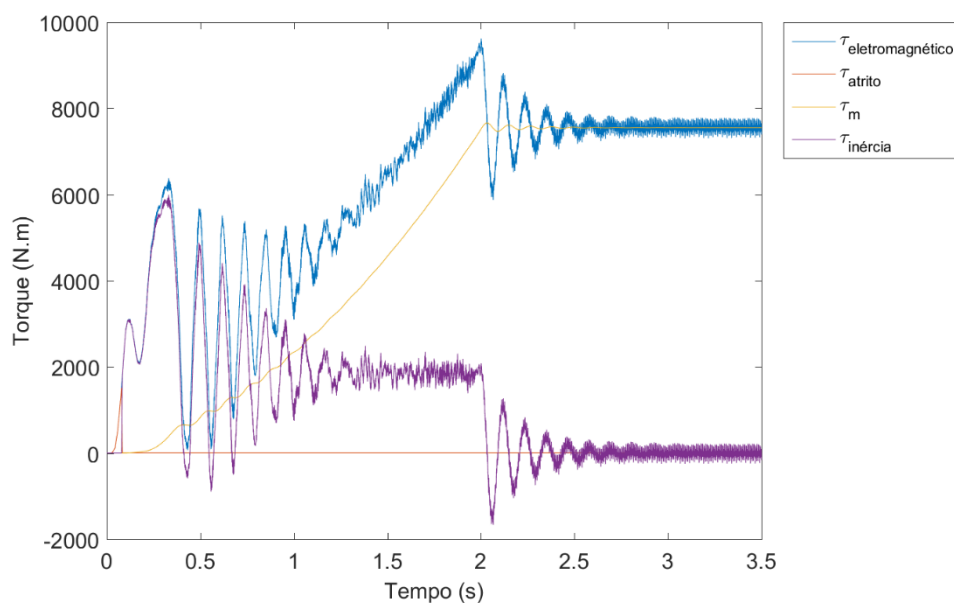


Figura 63 - Torques Desempenhados no Sistema – VSC de 3 Níveis - Com filtro

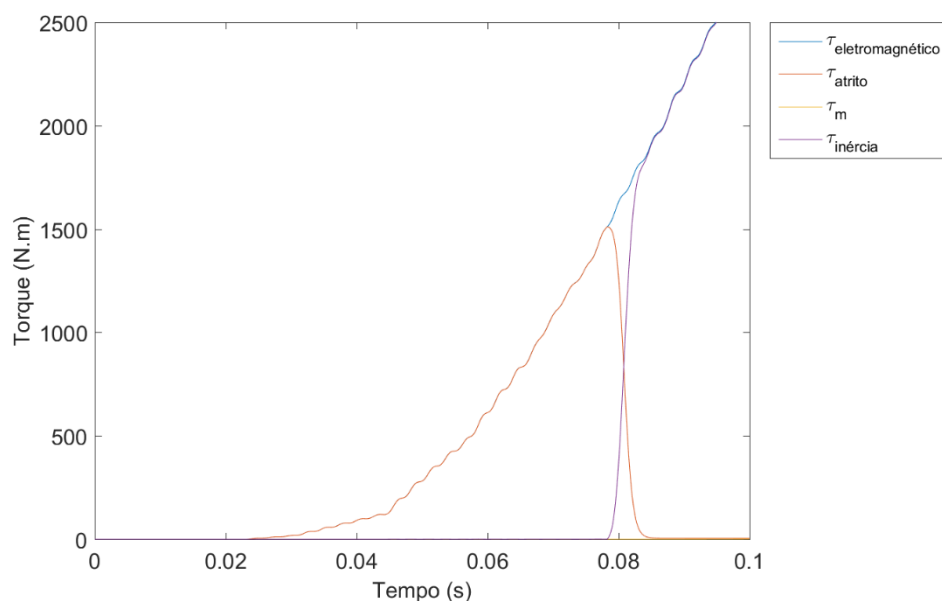


Figura 64 - Instante Inicial dos Torques Desempenhados no Sistema – VSC de 3 Níveis - Com filtro

Após o tempo de aceleração de 2s, a velocidade praticamente se estabiliza no seu valor operacional de 3580,4rpm, sofrendo variações ínfimas. Em regime permanente, tais variações

fazem com que o torque devido à inércia apresente oscilações embora seu valor médio seja nulo.

Com relação ao torque mecânico imposto pela bomba, este se estabiliza em 7545N.m. Considerando que o torque eletromagnético do motor sempre será a soma de todos os outros torques no sistema, o torque eletromagnético oscila em torno de aproximadamente 7550N.m que é a contribuição do torque da bomba e o torque de coulomb com o atrito viscoso. As distorções presentes no torque eletromagnético apresentaram um nível de oscilação de 2,18%, enquanto que no VSC de 2 níveis foi de 1,15%.

4.4 SISTEMA DESEQUILIBRADO COM FILTROS PASSIVOS

Apesar de sempre se buscar a operação com um sistema equilibrado, na realidade diversos fatores podem afetar o sistema, tornando-o desequilibrado mesmo que as vezes isto aconteça momentaneamente. Dentre estes fatores, estão as faltas monofásicas e bifásicas que são sustentadas por determinado intervalo de tempo com o intuito manter a continuidade operacional, a alteração dos parâmetros trifásicos dos equipamentos de maneira desequilibrada (por exemplo, devido à variação da temperatura de cada fase) e, até mesmo, uma má operação do sistema (por exemplo, falta de sincronia dos sinais trifásicos do sistema de controle). Aqui, é apresentada uma análise através do fator de desequilíbrio definido pela NEMA (2009). Tal fator é obtido através do maior desvio entre o valor da variável de uma fase e a média do valor das fases, dividido pela média do valor das fases. Uma análise mais acentuada do impacto dos desequilíbrios de tensão no motor de indução pode ser vista nas simulações de Cortes *et al.* (2014).

Para avaliar o desempenho do BCS na condição de desequilíbrio, considerou-se a alteração dos parâmetros do cabo elétrico submarino. Tal variação é encontrada em casos reais devido à mudança de temperatura do meio em que está o cabo ou à uma condição imprevista de operação. Considerou-se a fase *b* sempre com o valor nominal dos parâmetros, enquanto que a fase *a* sofreu um desequilíbrio negativo de 5 a 20% e a fase *c* sofreu um desequilíbrio positivo de 5 a 20%. Desta forma, a fase *b* esteve sempre em 1pu, enquanto que a fase *a* variou de 0,95 a 0,8pu e a fase *c* variou de 1,05 a 1,2pu.

4.4.1 VSC Trifásico de 2 Níveis

A Tabela 6 foi obtida variando o valor dos parâmetros do cabo submarino que são mostrados na Tabela 1.

Observa-se claramente que o fator de desequilíbrio mostrado nas duas últimas colunas da Tabela 6 esteve bem baixo, mesmo quando os parâmetros do cabo sofreram 20% de desequilíbrio. De fato, o impacto do desequilíbrio da impedância do cabo deve ser bem ínfimo já que a impedância do motor é muito maior que a impedância do cabo. Isto é, os valores da resistência e da indutância do cabo são 3,621% e 0,021% do valor da resistência e da indutância equivalente do motor no ponto de operação do sistema.

Tabela 6 - Resultados da Simulação – VSC de 2 Níveis

Caso	Fase			Resultados da Simulação					
	a	b	c	τ_e (N.m)	DHT $_{\tau}$ [DC] (%)	DHT $_{ia}$ [60Hz] (%)	DHT $_{vab}$ [60Hz] (%)	FD $_v$ (%)	FD $_i$ (%)
1	0,95	1,00	1,05	7509,7	2,59	1,30	0,65	0,037	0,483
2	0,90	1,00	1,10	7513,5	2,53	1,00	0,58	0,091	0,870
3	0,85	1,00	1,15	7538,0	3,30	0,97	0,68	0,157	1,491
4	0,80	1,00	1,20	7546,0	4,13	1,08	1,34	0,205	1,909

Nota-se que o aumento do desequilíbrio da impedância do cabo resultou em um aumento tanto do valor médio e quanto da distorção do torque, embora isto seja uma coincidência já que depende da ordem das harmônicas presentes no sistema. Isto está atrelado ao fato que antes, com o sistema as harmônicas só podiam ser de composta em uma componente de sequência positiva, negativa ou zero, dependendo da sua frequência. Agora, com o sistema desequilibrado, existe a possibilidade de que as harmônicas presentes no sistema possam ser decompostas tanto em sequência negativa quanto positiva e também sequência zero. Simulações e explicações mais aprofundadas quanto a isto pode ser verificado em Cortes *et al.* (2014).

Em contrapartida, o aumento do desequilíbrio da impedância do cabo resultou em uma variação não linear tanto na distorção da corrente da fase *a* quanto na tensão de linha entre as fases *a* e *b*. Entretanto, estes níveis de distorção continuaram sendo baixos, o que era de se esperar pois os fatores de desequilíbrio foram pequenos.

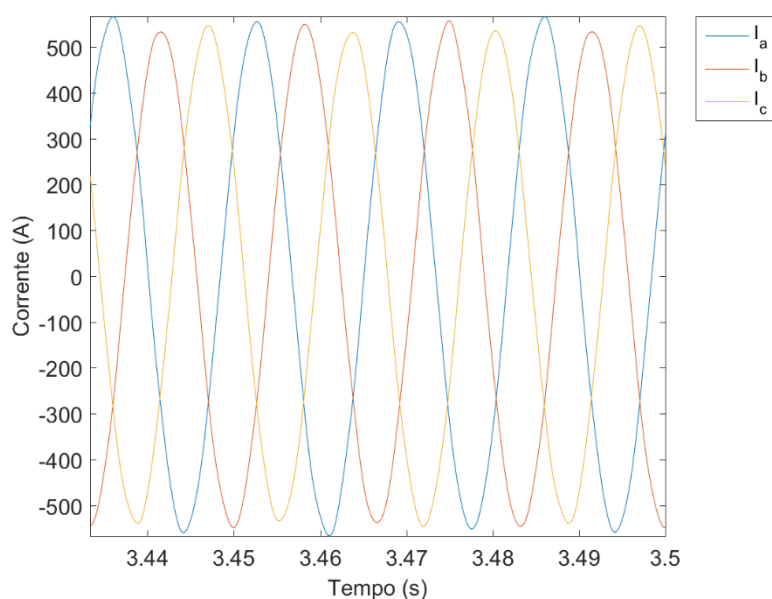


Figura 65 - Ciclos Finais da Corrente de Entrada do Motor – VSC de 2 Níveis - Sistema Desequilibrado

Os ciclos finais da corrente de entrada e da tensão de linha trifásica nos terminais do motor obtidos na situação com 20% de desequilíbrio na impedância do cabo são mostrados na Figura 65 e na Figura 66, respectivamente. Como já indicado anteriormente pelo fator de desequilíbrio, a diferença entre as variáveis trifásicas foi pequena.

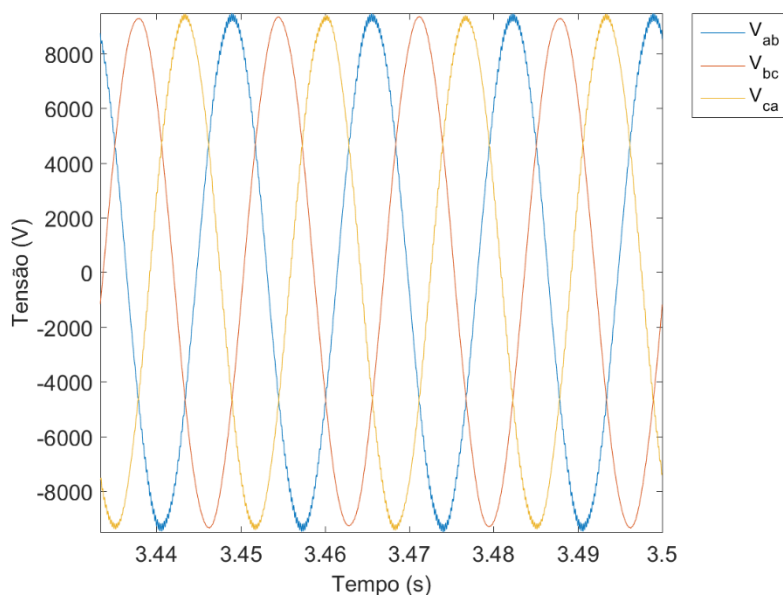


Figura 66 - Ciclos Finais da Tensão de Linha nos Terminais do Motor – VSC de 2 Níveis - Sistema Desequilibrado

Comparando a situação 20% de desequilíbrio na impedância do cabo com a situação equilibrada mostrada na seção 4.3.1, percebe-se que o valor médio do torque eletromagnético

esteve 0,27% acima do obtido na seção 4.3.1 apresentando uma distorção harmônica 259% acima do valor obtido na situação equilibrada. Para a fase *a* do sistema, a distorção harmônica de corrente esteve 7,69% abaixo do encontrado na seção 4.3.1, enquanto que a distorção harmônica encontrada para a tensão de linha foi 173% acima do valor encontrado na seção 4.3.1. A velocidade em regime permanente encontrada foi 0,00092% acima da velocidade obtida na seção 4.3.1, mostrando que mesmo desequilibrado o sistema obteve praticamente o mesmo ponto de operação.

4.4.2 VSC Trifásico NPC de 3 Níveis

A Tabela 7 foi obtida variando o valor dos parâmetros do cabo submarino que são mostrados na Tabela 1. A análise dos resultados da Tabela 7 é semelhante à já feita para a Tabela 6. Observa-se claramente que os fatores de desequilíbrios apresentam um baixo valor, apesar de terem ultrapassado o obtido para a simulação do VSC de 2 níveis.

Agora, nota-se que o aumento do desequilíbrio da impedância do cabo resultou em um aumento da distorção do torque enquanto que a variação do seu valor médio foi não linear. Novamente, isto está atrelado à amplitude das harmônicas que estão presentes no sistema. Percebe-se que a distorção do torque encontrada em cada caso para o VSC de 3 níveis foi menor do que os valores obtidos com o VSC de 2 níveis.

Tabela 7 - Resultados da Simulação – VSC de 3 Níveis

Caso	Fase			Resultados da Simulação					
	a	b	c	τ_e (N.m)	DHT _{τ} [DC] (%)	DHT _{ia} [60Hz] (%)	DHT _{vab} [60Hz] (%)	FD _v (%)	FD _i (%)
1	0,95	1,00	1,05	7574,0	1,99	0,96	0,55	0,072	0,928
2	0,90	1,00	1,10	7569,3	2,41	0,72	0,34	0,112	1,380
3	0,85	1,00	1,15	7556,1	2,70	0,55	0,47	0,149	1,643
4	0,80	1,00	1,20	7559,2	3,49	0,52	1,06	0,192	2,143

Por fim, o aumento do desequilíbrio da impedância do cabo resultou em uma diminuição no valor da distorção da corrente da fase *a* enquanto que a distorção da tensão de linha entre as fases *a* e *b* variou de forma não linear. Estes valores de distorção também estiveram menores que os valores obtidos com o VSC de 2 níveis.

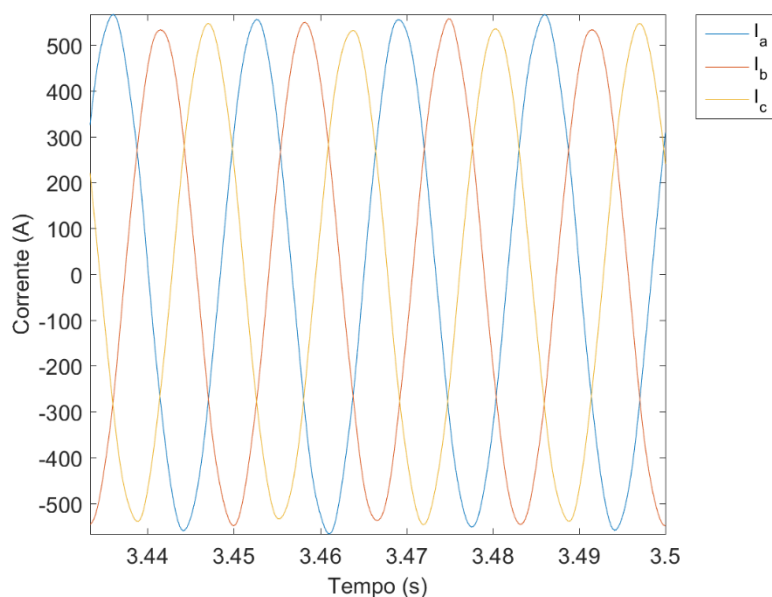


Figura 67 - Ciclos Finais da Corrente de Entrada do Motor – VSC de 3 Níveis - Sistema Desequilibrado

Os ciclos finais da corrente de entrada e da tensão de linha trifásica nos terminais do motor obtidos na situação com 20% de desequilíbrio na impedância do cabo são mostrados na Figura 67 e na Figura 68, respectivamente. Como já indicado anteriormente pelo fator de desequilíbrio, a diferença entre as variáveis trifásicas foi pequena.

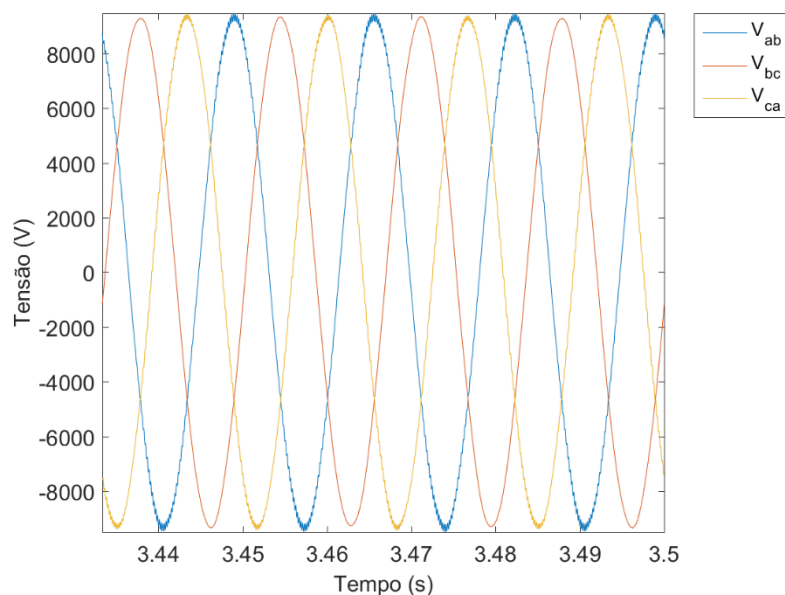


Figura 68 - Ciclos Finais da Tensão de Linha nos Terminais do Motor – VSC de 3 Níveis - Sistema Desequilibrado

Comparando a situação de 20% de desequilíbrio na impedância do cabo com a situação equilibrada mostrada na seção 4.3.2, percebe-se que o valor médio do torque eletromagnético

esteve 0,12% acima do obtido na seção 4.3.2 apresentando um nível de oscilação 60% acima do obtido na situação equilibrada. Para a fase *a* do sistema, a distorção harmônica de corrente esteve 67,5% abaixo do encontrado na seção 4.3.2, enquanto que a distorção harmônica encontrada para a tensão de linha foi 36% acima do valor encontrado na seção 4.3.2. A velocidade em regime permanente encontrada foi 0,0059% abaixo da velocidade obtida na seção 4.3.2, mostrando que mesmo desequilibrado o sistema obteve praticamente o mesmo ponto de operação.

4.5 CONCLUSÃO

Este capítulo mostrou os resultados obtidos nas simulações de um sistema de BCS e analisou comparações entre as situações com o VSC de 2 níveis e com o VSC NPC de 3 níveis. Além disso, destacou o comportamento do sistema com os parâmetros do cabo equilibrados e comparou com a situação de 20% de desequilíbrio nestes parâmetros. O capítulo também abordou a especificação dos filtros passivos e a importância destes para uma melhor operação do sistema ao comparar com a situação quando os filtros não foram utilizados.

A Tabela 8 mostra um resumo dos principais resultados obtidos nas simulações apresentadas ao longo deste capítulo.

Tabela 8 - Resumo dos Resultados da Simulação

Topologia	Caso	τ_e (N.m)	DHT $_{\tau}$ [DC] (%)	DHT $_{ia}$ [60Hz] (%)	DHT $_{Vab}$ [60Hz] (%)	FD $_V$ (%)	FD $_i$ (%)
VSC de 2 Níveis	equilibrado sem filtro	7530,0	7,70	7,05	59,22	0,000	0,000
	equilibrado com filtro	7525,1	1,15	1,17	0,49	0,000	0,000
	desequilibrado caso 4	7546,0	4,13	1,08	1,34	0,205	1,909
VSC NPC de 3 Níveis	equilibrado sem filtro	7548,0	9,36	5,89	48,89	0,000	0,000
	equilibrado com filtro	7550,0	2,18	1,60	0,78	0,000	0,000
	desequilibrado caso 4	7559,2	3,49	0,52	1,06	0,192	2,143

5 CONCLUSÃO

Neste trabalho apresentou-se uma modelagem matemática e explicação do funcionamento dos principais equipamentos que constituem um sistema de BCS. Desenvolveu-se uma estratégia de controle para partida do motor de indução do sistema, assim como um projeto de filtro passivo passa-alta e passa-baixa.

Um fator importante foi a definição adequada do ponto de operação do sistema e obtenção do fator de proporcionalidade da bomba centrífuga para que esta opere bem próxima de suas condições nominais. O método utilizado para obtenção de tal fator é bastante utilizado na prática e pôde-se observar que o ponto de operação estimado também esteve bem próximo do ponto de operação obtido nas simulações.

O capacitor projetado na seção 3.8 desempenhou sua função conforme esperado e a tensão no lado CC ficou estável em regime permanente, embora a variação desta tensão durante a partida do sistema tenha acompanhado o controle V/f do motor e chegado nas simulações do VSC de 2 níveis e do VSC NPC de 3 níveis a 23% e 27% acima do valor de regime permanente, respectivamente.

Para o projeto dos filtros, a especificação utilizada propiciou resultados bastantes satisfatórios. Além da especificação do filtro ter sido realizada de maneira bem simples de tal forma que possa ser feita por engenheiros na indústria, acabou superando as expectativas, sem necessidade de grande esforço computacional.

Na seção 4.1 foram apresentadas as simulações dos dois conversores sem o uso dos filtros. Percebeu-se que apesar do sistema ter sido capaz de partir e obter um ponto estável em regime permanente, a qualidade de energia elétrica era muito baixa. Pôde-se notar que as distorções eram tão elevadas que o conteúdo harmônico presente na forma de onda conseguia quase que descaracterizar a forma de onda senoidal ideal, ultrapassando os limites da recomendação IEEE (1992).

Por meio das simulações da seção 4.2 foi possível determinar as potências dos filtros adequadamente para que as simulações da seção 4.3 apresentassem um bom desempenho com baixas distorções e oscilações. Ressalta-se a grande diferença da qualidade de energia entre as variáveis obtidas nas situações sem filtro da seção 4.1 com as situações com filtro da seção 4.3. O projeto adequado dos filtros garantiu que o valor obtido da distorção harmônica total tanto da tensão quanto da corrente na seção 4.3 passasse a ser inferior aos limites da recomendação

IEEE (1992). Especificamente na seção 4.3.1, o ponto de operação obtido foi o mesmo que o estimado pelo Newton-Raphson mostrado no APÊNDICE E.

Ainda, pôde-se verificar na seção 4.2.1 que a função de transferência de segunda ordem utilizada no processo de projeto do filtro praticamente coincidiu com a função de transferência de terceira ordem que retrataria o sistema melhor. Os pólos e zeros só resultaram em uma pequena diferença para baixas frequências.

Nas simulações da seção 4.3 observou-se que o VSC de 2 níveis apresentou um comportamento um pouco melhor do que o VSC NPC de 3 níveis. Isto deve estar atrelado ao fato que nenhum controle adicional para o lado CC e nem uma estratégia de eliminação de componentes harmônicas de sequência zero foi utilizada neste trabalho e, por isso, as harmônicas acabaram afetando o desempenho do sistema. Ainda como a especificação das potências dos filtros foram feitas utilizando apenas as simulações do VSC de 2 níveis, pode ser que o valor de potência que traria um melhor desempenho para o sistema com o VSC NPC de 3 níveis seja diferente do utilizado. De toda forma, preferiu-se utilizar a mesma potência para que os filtros fossem os mesmos nas simulações VSC de 2 níveis e nas simulações do VSC NPC de 3 níveis.

Com as simulações da seção 4.4, constatou-se que mesmo com a ocorrência de severos desequilíbrios na impedância do cabo, estes não são capazes de afetar o desempenho do sistema de maneira significativa, podendo neste caso considerar que o sistema simulado é imune a tal fato.

5.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

No que tange à modelagem, uma primeira sugestão é desenvolver um modelo fluido dinâmico para a bomba centrífuga e acoplar isto à modelagem realizada. Desta forma, seria possível analisar o comportamento do fluido devido a mudanças nos parâmetros elétricos, ou vice-versa, e a simulação estaria completa. É possível que conhecimentos de engenharia mecânica e de engenharia de petróleo sejam necessários para conseguir abordar e desenvolver tal tema.

Pode-se realizar um estudo de caso com um modelo de alta frequência do motor de indução e validar através de resultados em laboratório o impacto da tensão de eixo e das correntes circulantes e não circulantes sobre os mancais de um BCS de potência elevada como o utilizado neste trabalho.

Com relação à estratégia de controle utilizada, pode-se desenvolver matematicamente o equacionamento real da tensão que chega nos terminais do retificador a diodos. Para isto, é necessário equacionar a corrente que flui da fonte para o retificador. Embora isso não tenha sido feito neste trabalho, o método utilizado nesta dissertação também trouxe resultados adequados.

Embora o controle do BCS seja feito em malha aberta, é possível inserir um retificador controlado a IGBTs para que se tenha controle de outras variáveis do sistema. Isso só é aconselhável tomando por base algum motivo operacional, visto que a inserção de novos componentes semicondutores irá resultar em mais chaveamentos e a taxa de falha do sistema tende a aumentar.

Por fim, semelhante ao realizado por Klyapovskiy (2014), pode-se fazer um estudo do sistema completo com um motor de ímãs permanentes no lugar do motor de indução tradicional e avaliar o desempenho do sistema com os dois. O ideal é que se obtenha dados práticos do BCS e que se realize teste operacionais com cada um dos motores, pois mudar alguma topologia que já funciona bem há décadas é visto com certo ceticismo pela indústria.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ABU-RUB, Haitham *et al.* Medium-Voltage Multilevel Converters - State of the Art, Challenges, and Requirements in Industrial Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics** v. 57, n. 8, p. 2581–2596, 2010.
- ADAMU, Tigest Atnafseged. **Electromagnetic Interference in Downhole Applications**. Master's Thesis (Master of Science in Electric Power Engineering) – Norwegian University of Science and Technology, Norway, 2012.
- ARAÚJO, Romero de Souza. **Desgaste Prematuro e Falhas Recorrentes em Rolamentos de Motores de Indução Alimentados por Inversores: Análise e Proposta de Solução**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2011.
- AREDES, Mauricio; MONTEIRO, Luís Fernando Corrêa. A control strategy for shunt active filter. In: 10TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER, 2002, Rio de Janeiro, Brazil. **Anais...** Rio de Janeiro, Brazil: IEEE, 2002. p.472–477. Acesso em: 4 abr. 2017.
- BAKER HUGHES. **SP Series Submersible Motors - Extend ESP system run life and maximize production**. 2014a. Disponível em: <https://assets.www.bakerhughes.com/system/96599d804d94403e9215de5516d322ef/pdfs/c9/0b7990b4f011e3bc717150c916e72a/30085.SP.Motors_Overview.pdf>. Acesso em: 3 nov. 2016.
- BAKER HUGHES. **XP Series High Horsepower ESP System - Reduces risk and extends run life in your critical wells**. 2014c. Disponível em: <https://assets.www.bakerhughes.com/system/b3/0ce5c0f00011e3a700dda82e958b5b/30283.XP.High.HP_Overview.pdf>. Acesso em: 3 nov. 2016.
- BAKER HUGHES. **XP Series Motors - Increase ESP system run life in harsh operating conditions**. 2014b. Disponível em: <https://assets.www.bakerhughes.com/system/8d/9ba610ece911e3b16da5fcecc141ea/28642.XP.Motor_Overview.pdf>. Acesso em: 3 nov. 2016.
- BARBOSA, Rodolpho Bezerra. **Projeto de filtro passivo para conexão de Conversores Fonte de Tensão ou Voltage Source Converters (VSCs) às redes elétricas**. Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2014.
- BARICUATRO, Kristiansen. **Sensorless Start-up and Control of Permanent Magnet Synchronous Motor with Long Tieback**. Master's Thesis (Master of Science in Electric Power Engineering) – Norwegian University of Science and Technology, Norway, 2014.
- BASAVARAJA, B.; SARMA, D. V. S. S. Application problem of PWM AC drives due to long cable length and high dv/dt. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, DRIVES AND ENERGY SYSTEMS, 2006, New Delhi, India. **Anais...** New Delhi, India: IEEE, 2006. p.1–6.

- BONA, Basilio; INDRI, Marina. Friction compensation in robotics: an overview. In: PROCEEDINGS OF THE 44TH IEEE CONFERENCE ON DECISION AND CONTROL, 2005, Seville, Spain. **Anais...** Seville, Spain: IEEE, 2005. p.4360–4367.
- BREMNER, Chad *et al.* Evolving technologies: electrical submersible pumps. **Oilfield Review** v. 18, n. 4, 2006.
- CHAVES, Camilla de Sousa. **Determinação das capacitâncias fuga em motores de indução através do método de elementos finitos**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2011.
- CORTES, Bruno *et al.* Comportamento de Motores de Indução Alimentados a partir de Fontes com Tensões Distorcidas e Desequilibradas. In: 11TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS, 2014, Juiz de Fora. **Anais...** Juiz de Fora: IEEE/IAS, 2014. p.1–7.
- DE ALMEIDA, Welington Passos. **Contribuições ao Estudo das Tensões de Eixo e Correntes de Modo Comum em Motores de Indução Aficionados por Conversores PWM**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2011.
- DE PAULA, H. **Uma Nova Metodologia para a determinação dos Fenômenos de Alta Frequência em Sistemas de Acionamento de Motores de Indução Através de Inversores PWM**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2005.
- DUQUE, Edson Luciano. **Desenvolvimento de um modelo de simulação do acoplamento da embreagem durante a partida do veículo**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) – Centro Universitário da FEI, São Bernardo do Campo, 2010.
- EIA. **International Energy Outlook**. Washington: U.S. Department of Energy, 2016. Report with Projections to 2040.
- FAZEL, Seyed Saeed *et al.* Design and Comparison of 4-kV Neutral-Point-Clamped, Flying-Capacitor, and Series-Connected H-Bridge Multilevel Converters. **IEEE Transactions on Industry Applications** v. 43, n. 4, p. 1032–1040, 2007.
- FLÁVIO, Camila Cançado. **Projeto de filtros para atenuação de correntes de modo comum e de sobretensões em acionamentos de motores elétricos utilizando inversores PWM**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2010.
- FUCHS, Rubens Dario. **Transmissão de energia elétrica: linhas aéreas**. Rio de Janeiro: LTC, 1977. 1 v.
- GANDA, Wenderson Luiz. **Características do acionamento de bombeio centrífugo submerso**. Monografia (Especialização em Engenharia de Equipamentos Elétricos Aplicada à Indústria de Petróleo e Gás Natural) – Universidade Petrobras, Rio de Janeiro, 2009.
- HART, Daniel W. **Power Electronics**. USA: The McGraw-Hill, 2011.

HOLLUND, Bernt Ståle. **Artificial Lift – Electrical Submerged Pump, best practice and future demands within subsea applications**. Master's Thesis (Specialization in Offshore Technology / Industrial Asset Management) – University of Stavanger, Norway, 2010.

IEEE. **IEEE 519 - Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems**. USA: IEEE, 1992.

KARAVASILIS, Renato Gualda. **Estudo de motores acionados por conversores de frequência e influências no sistema isolante**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.

KLYAPOVSKIY, Sergey. **Subsea motor drives with long subsea cable**. Master's Thesis (Master of Science in Electric Power Engineering) – Norwegian University of Science and Technology, Norway, 2014.

KRAUSE, Paul C. *et al.* **Analysis of electric machinery and drive systems**. 2. ed. USA: John Wiley & Sons, 2002.

LIANG, X.; ILOCHONWU, O.; LIM, J. Influence of Reactors on Input Harmonics of Variable Frequency Drives. **IEEE Transactions on Industry Applications** v. 47, n. 5, p. 2195–2203, 2011.

LIU, J.; TAI, N.; FAN, C. Transient-Voltage Based Protection Scheme for DC Line Faults in Multi-terminal VSC-HVDC System. **IEEE Transactions on Power Delivery** v. PP, n. 99, p. 1–10, 2016.

LYSHEVSKI, Sergey Edward. **Electromechanical Systems and devices**. CRC Press, 2008.

MAITELLI, Carla Wilza Souza de Paula. **Simulação do escoamento monofásico em um estágio de uma bomba centrífuga utilizando técnicas de fluidodinâmica computacional**. Tese de Doutorado – UFRN, Natal, 2010.

MEERA, C.S.; POORANI, A.; VAISHNAVI, A.K. **Mitigation of over-voltages of PWM inverter fed induction motor drives**. Project Report (Graduation in Electrical and Electronics Engineering) – Anna University, Chennai, India, 2013.

MIRAFZAL, Behrooz *et al.* Universal induction motor model with low-to-high frequency-response characteristics. **IEEE Transactions on Industry Applications** v. 43, n. 5, p. 1233–1246, 2007.

MOHAN, Ned. **Electric machines and drives: a first course**. USA: John Wiley & Sons, 2012.

MOHAN, Ned; UNDELAND, Tore M.; ROBBINS, William P. **Power Electronics: Converters, Applications, and Design**. USA: John Wiley and Sons, 2003.

MOREIRA, Alessandro F. *et al.* High-frequency modeling for cable and induction motor overvoltage studies in long cable drives. **IEEE Transactions on Industry Applications** v. 38, n. 5, p. 1297–1306, 2002.

NASSIF, A. B.; XU, W. Passive Harmonic Filters for Medium-Voltage Industrial Systems: Practical Considerations and Topology Analysis. In: 39TH NORTH AMERICAN POWER SYMPOSIUM, 2007, USA. **Anais...** USA: IEEE, 2007. p.301–307.

NEMA. **Motors and Generators**. 2009. Acesso em: 3 nov. 2016.

OLIVEIRA, Pedro Silva; SILVA, Jurandir Antônio Gomes; SANTOS JÚNIOR, Jesulino Gomes. **Bombeio Centrífugo Submerso**. Apostila do Programa Alta Competência – Universidade Petrobras, Rio de Janeiro, 2009.

ÖZDEMİR, Aydoğan. **Power System Harmonics - Chapter 6: Mitigation of Power System Harmonics**. Course – İstanbul Technical University, İstanbul, Turkey, 2013.

RIBEIRO, Thaís Brandão. **Análise de um sistema de transmissão VSC HVDC submarino para alimentação de unidades de produção de petróleo offshore**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2011.

ROCHA, Paulo Eduardo Darski. **Modelagem de Cabos Subterrâneos e Submarinos para Estudos de Transitórios**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2007.

SAADAT, Hadi. **Power system analysis**. WCB/McGraw-Hill, 1999.

SCHLUMBERGER. **High-Efficiency Pumps for the REDA electric submersible pump system**. 2015. Disponível em: <http://www.slb.com/~media/Files/artificial_lift/product_sheets/ESPs/high_efficiency_pumps_ps.pdf>. Acesso em: 3 nov. 2016.

SCHLUMBERGER. **REDA Cables - Power Cables and Motor Leads**. 2014. Disponível em: <http://www.slb.com/~media/Files/artificial_lift/brochures/redamax_cables_br.pdf>. Acesso em: 3 nov. 2016.

SOUZA, Leonardo *et al.* Elevação de petróleo por BCS via técnica de controle fuzzy PID supervisor. In: XX CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 2014, Belo Horizonte. **Anais...** Belo Horizonte: SBA, 2014. p.4203–4209.

TAKACS, Gabor. **Electrical submersible pumps manual: design, operations, and maintenance**. USA: Elsevier, 2009. Artificial lift Handbooks.

THOMAS, José Eduardo. **Fundamentos de engenharia de petróleo**. Rio de Janeiro: Interciência, 2001. Petrobras.

VASQUEZ, Luis Carlos Giraldo. **Control of a Variable Speed Drive with a Multilevel Inverter for subsea applications**. Master's Thesis (Master of Science in Electric Power Engineering) – Norwegian University of Science and Technology, Norway, 2010.

VEENSTRA, Martin; RUFER, Alfred. Control of a hybrid asymmetric multilevel inverter for competitive medium-voltage industrial drives. **IEEE Transactions on Industry Applications** v. 41, n. 2, p. 655–664, 2005.

YAZDANI, Amirnaser; IRAVANI, Reza. **Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications**. USA: John Wiley & Sons, 2010.

APÊNDICE A – CONSIDERAÇÕES SOBRE ELEVAÇÃO ARTIFICIAL

APÊNDICE A.1 – INTRODUÇÃO

No decorrer do último século o mundo passou por um nível de desenvolvimento enorme, o que só foi possível devido à automação da grande maioria dos processos industriais. Como o crescimento populacional também foi intenso, a busca por produtos se intensificou de tal forma que muitas vezes os setores da indústria não tiveram tempo adequado para maturar as pesquisas de desenvolvimento em novos equipamentos. Sendo assim, muitas vezes a tecnologia foi desenvolvida ao mesmo tempo em que já era implementada no processo industrial. Com o setor de Óleo & Gás não foi diferente e, graças à grande capacidade de energia encontrada nos combustíveis derivados do petróleo, a indústria petrolífera sempre foi capaz de manter seus investimentos em P & D, ao mesmo tempo que explorava, produzia e realizava o abastecimento de refinarias para fornecer o produto final para os consumidores.

Segundo previsões feitas pela EIA (2016), estima-se um crescimento anual próximo de 1,4% para o consumo de energia mundial, chegando a valores próximos de 815 quadrilhões de BTUs em 2040. Inevitavelmente, o setor industrial continuará sendo o principal consumidor de energia, contabilizando mais da metade da energia total consumida. A agência americana ainda estima que os combustíveis fósseis continuarão a fornecer mais de 75% da energia consumida.

Apesar deste panorama, na última década viu-se um mundo mais preocupado ambientalmente e apoiado pelos governos e agências reguladoras. Tal apoio se deu pela preocupação destes com a segurança da matriz energética e sua grande dependência da produção petrolífera, que por sua vez está geopoliticamente atrelada à oscilação dos preços dos barris de petróleo. Isto permitiu que investimentos fossem direcionados para o desenvolvimento de tecnologias que pudessem viabilizar a inserção em massa de fontes de energia renováveis na matriz energética mundial, podendo crescer 2,6% ao ano até 2040 e substituindo, principalmente, parte considerável da energia gerada pela queima de carvão mineral.

Entretanto, o relatório da EIA ainda aponta que o petróleo continuará sendo o principal provedor de energia, com 30% do consumo de energia no mercado. Historicamente, sabe-se que o setor passa por oscilação nos preços dos barris devido à dificuldade geopolítica em estabilizar um acordo com relação ao fornecimento para atender a demanda. Especialistas como Daniel Yergin esperam que o pico de preço baixo do barril da crise atual tenha acontecido em janeiro deste ano, quando chegou a um valor menor que US\$25. Sendo realista, o preço do barril retornará para patamares acima de US\$100, valor o qual o setor estava estabilizado.

Percebe-se então que a indústria petrolífera é, e ainda será por muitos anos, a principal fonte de energia do mundo. Entretanto, mesmo passando a crise atual e o preço chegando a US\$140 como a EIA estima, as companhias de petróleo têm uma grande readaptação pela frente. Grandes jazidas descobertas em outrora veem se tornando maduras, desta forma, ao mesmo tempo que ocorre a busca por tecnologias para suprir a imensa e recém explorada produção de petróleo *offshore* em águas ultraprofundas, já se faz necessário desenvolver soluções técnicas e economicamente viáveis para manter a produção dos poços maduros que, mesmo possuindo BSW elevado, possuem uma capacidade boa para produção.

Desta forma, tanto na busca por aprimoramento dos processos existentes quanto na consolidação de novas tecnologias que aumentem a produção e a eficiência da produção das plataformas, a manutenção dos sistemas de bombeio centrífugo submerso atuais e propostas de novas topologias envolvendo o mesmo, saem na frente quando se fala em produção em águas profundas e ultraprofundas.

No Brasil, a densidade média do óleo das bacias é elevada (grau API de médio para baixo), entretanto a alta quantidade de água extraída nos poços maduros e as grandes distâncias entre os equipamentos no *topside* entre as plataformas e os poços onde ficam as árvores de natal molhadas, agem a favor do uso de bombeio centrífugo submerso (BCS) como principal método de elevação artificial de petróleo. Ressalta-se aqui que a maioria das plataformas da Bacia de Campos têm sua produção limitada justamente por não conseguirem tratar a grande quantidade de água que é extraída junto com o óleo.

APÊNDICE A.2 – ASPECTOS BÁSICOS

A pressão no interior do reservatório em que o poço está conectado pode apresentar níveis elevados ou não para a extração do óleo. Tal pressão ainda pode ser simplesmente alterada por condições naturais não controladas no interior do reservatório, afetando diretamente a vazão do poço (conforme seção 3.5.1) e, conseqüentemente, a produção da plataforma.

Na Engenharia de Petróleo, os poços que conseguem elevar livremente os fluidos contidos no reservatório são ditos surgentes. Isto ocorre somente quando a pressão do reservatório possui valor elevado o suficiente para garantir a vazão no poço, produzindo então por elevação natural.

Na situação em que a pressão do reservatório é baixa ou não possui valor suficiente para garantir uma vazão adequada de produção é necessário algum meio artificial para elevar o fluido

até a superfície. Neste caso, utiliza-se de algum método de elevação artificial que visa aumentar a vazão do poço, reduzindo a pressão de fluxo no fundo do poço, aumentando assim o diferencial de pressão sobre reservatório. De acordo com Maitelli (2010), atualmente mais de 90% dos poços existente produzem com algum tipo de elevação artificial.

De acordo com Thomas (2001), após verificada a necessidade de utilizar a elevação artificial, diversos fatores são avaliados e considerados para definir qual o melhor método a ser utilizado. Devem ser analisados aspectos químicos, físicos, operacionais, logísticos e financeiros, sendo que este último normalmente é o fator preponderante através do estudo de viabilidade técnica e econômica. Em Souza *et al.* (2014) e Thomas (2001) são destacados os seguintes fatores: temperatura, vazão, viscosidade do fluido produzido, teor de areia produzida, razão gás-líquido, profundidade do reservatório, número de poços, acesso ao poço, distância entre a plataforma e o poço, diâmetro do revestimento, disponibilidade de energia elétrica, disponibilidade de equipamentos e corpo técnico operacional capacitado, investimento total, custo operacional e segurança operacional.

Por fim, os principais métodos normalmente encontrados para elevação artificial são: bombeio centrífugo submerso (BCS), bombeio por cavidades progressivas (BCP), *gas-lift* contínuo e intermitente (GLC e GLI, respectivamente) e bombeio mecânico com hastes (BM). De acordo com a necessidade operacional, diferentes topologias foram propostas e novas tecnologias foram derivadas desses métodos, como o *plunger lift* e o bombeio hidráulico a jato (BHJ) apresentado em (MAITELLI, 2010).

APÊNDICE B – PARÂMETROS MONITORADOS E FALHAS OPERACIONAIS

Graças aos avanços no projeto e construção que o sistema de BCS evoluiu sua participação na extração de petróleo. Por algum tempo sua utilização foi limitada devido à dificuldade de manter o motor elétrico do sistema refrigerado. Esta refrigeração depende diretamente da capacidade dos fluidos produzidos em extrair calor ao passarem pelo motor em direção à superfície. Por um tempo a temperatura interna de operação do BCS foi limitada a 204°C, mas os sistemas atuais já são capazes de operar com temperatura até 288°C, como acontece em componentes da linha *Hotline* da *Schlumberger* (SCHLUMBERGER, 2014).

Conforme pôde-se perceber até aqui, tem-se então uma maior necessidade de monitorar a temperatura e a operação na operação do BCS. Os vários componentes devem estar num meio mais estável possível para buscar uma operação adequada durante toda a vida útil. No geral, isto é bem difícil de se obter devido às variações no poço e a dificuldade de monitorar todos parâmetros elétricos e mecânicos, o que acaba fazendo com que o motor elétrico do conjunto tenha uma curta vida operacional de apenas 2 anos. Desta forma, a operação cotidiana dos poços já considera que a cada dois anos pode ser necessário retirar o motor para manutenção e inserido um novo no lugar.

A utilização do sensor de pressão e temperatura no fundo do poço, aonde o BCS está instalado, permite identificar se a temperatura do óleo dielétrico interno do motor está adequada, se está havendo alguma corrente de fuga dos componentes elétricos para os outros elementos do sistema, se o nível de vibração do eixo do sistema está o menor possível, além de permitir verificar a temperatura do fluido na admissão da bomba centrífuga e a pressão tanto na admissão quanto na descarga pra avaliar o *downthrust* e o *upthrust*.

Conquanto, próximo da superfície tem-se a informação de medição da corrente elétrica na saída do VSD e da pressão na cabeça do poço. Oscilações ou mudança para um valor fora do normal na corrente e na pressão do poço podem ser suficientes para descobrir que alguma falha está ocorrendo no sistema.

Sendo assim, geralmente uma situação de subcorrente está associada com um eixo partido, alguma válvula fechada, excesso de gás no fluido, sequência de fase invertida ou um simples furo na coluna. Já uma sobrecorrente geralmente é causada por um curto-circuito no cabo ou no motor, contaminação do óleo dielétrico do motor, travamento do eixo ou aumento tanto do BSW quanto da viscosidade.

Com relação à pressão, um crescimento desta está relacionado com uma queda do BSW, aumento da produção ou queda da vazão. Desta forma, a diminuição da pressão na cabeça do poço ocorre ao inverter a sequência de fase, aumentar tanto o BSW quanto a viscosidade, aumentar a vazão, partir o eixo do motor ou haver algum furo na tubulação.

Portanto, as variações nas características de composição do fluido bombeado levam às oscilações da corrente e da pressão entre uma situação operacional em regime permanente e outra. Monitorar e controlar estas variáveis não é simples, mas é necessário para avaliar possíveis ocorrências de falhas que estão prejudicando a operação. Ao monitorar e eliminar as falhas existentes torna-se possível um melhor desempenho do sistema.

Como o sistema elétrico do BCS é conectado todo em série, o componente mais suscetível a um problema torna-se fator chave em poder resultar em uma falha elétrica. Desta forma, problemas com a geração de energia elétrica podem resultar em sobreaquecimento do motor do BCS e do cabo. Os motivos para isto acontecer vão desde a presença de harmônicas no sistema, desequilíbrio da tensão e oscilações temporárias ou periódicas na tensão do sistema a até descargas atmosféricas que podem descer da superfície para o motor. A possibilidade de curto circuito no motor e no cabo geralmente se dá quando o óleo dielétrico de refrigeração do motor é contaminado por algum componente externo ou quando ocorre alguma avaria na isolamento do cabo por dano mecânico ou por elevação da temperatura numa situação de sobrecorrente, respectivamente. Entretanto, vale ressaltar que na maioria dos casos o problema que se iniciou e veio a acarretar em uma falha elétrica não está relacionado com o sistema elétrico em si (HOLLUND, 2010).

O motor ainda pode ser afetado por sobrecarga mecânica causada, por exemplo, por uma má operação da bomba que faz com que seus enrolamentos superaqueçam, podendo queimar todo o equipamento. Além disso, a refrigeração também pode ficar comprometida caso a vazão do poço não esteja em uma quantidade mínima aceitável para realizar a transferência de calor. Na bomba, como já dito, pode ocorrer *downthrust* ou *upthrust*, dependendo se a vazão está muito baixa ou alta. Além disso, ao contrário do motor que usa um óleo de excelente qualidade para refrigeração interna e lubrificação dos mancais, a bomba centrífuga utiliza o próprio fluido do poço para lubrificação dos seus mancais, o que acaba resultando em uma falha mais cedo nos seus mancais do que nos do motor.

Vale lembrar que o conjunto BCS possui vários componentes que podem apresentar problemas ou falhas. Essas falhas estão associadas à qualidade dos equipamentos e ao ambiente de aplicação. Outra situação é que as vezes um motivo que leva a um aquecimento do motor também pode levar numa má operação da bomba, sobrecarga no eixo e acentuar mais ainda o

aquecimento do motor, por exemplo. Percebe-se assim que um desvio as vezes pode acarretar na falha de todos componentes do BCS.

APÊNDICE C – EXPLICAÇÃO DO VSC TRIFÁSICO NPC DE 3 NÍVEIS

O conversor VSC trifásico de 3 níveis é composto por 3 conversores em meia ponte de 3 níveis, ou seja, utiliza 12 células de comutação como interruptores, conforme é mostrado na Figura 69. Da mesma forma que o conversor de 2 níveis, cada célula é composta por um IGBT e um diodo conectado em antiparalelo nos terminais emissor e coletor do IGBT. Cada ramo do conversor de 3 níveis é composto por dois ramos do conversor de 2 níveis e cada célula é denotada por C_{x-y} , onde a letra x refere-se ao elemento superior ou inferior do ramo de 2 níveis e a letra y refere-se ao ramo 1 ou ramo 2 do VSC de 2 níveis que compõe o ramo do VSC de 3 níveis. Desta forma, os elementos C_{2-1} e C_{5-1} fazem parte do primeiro conversor (ramo 1) de 2 níveis da fase b ; e os elementos C_{2-2} e C_{5-2} fazem parte do segundo conversor (ramo 2) de 2 níveis da fase b .

Os ramos contendo as células C_{1-1} - C_{4-2} - C_{4-1} - C_{1-2} , C_{2-1} - C_{5-2} - C_{5-1} - C_{2-2} e C_{3-1} - C_{6-2} - C_{6-1} - C_{3-2} são responsáveis por gerar a tensão trifásica das fases a , b e c , respectivamente. Nesta configuração, a tensão de fase nos terminais CA pode assumir apenas valores de $-V_{cc}/2$, 0 ou $+V_{cc}/2$ e, por isso, o conversor é classificado como sendo de 3 níveis.

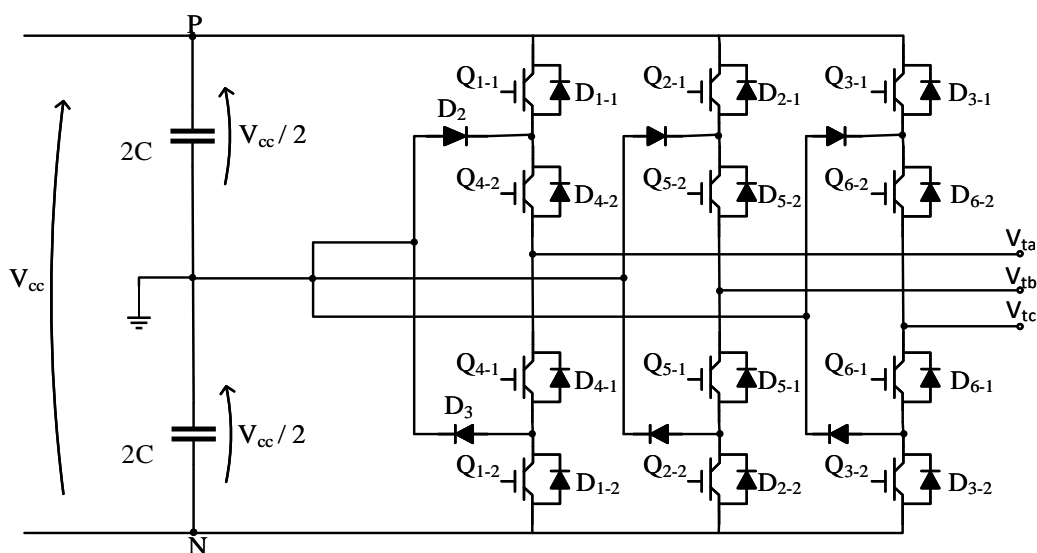


Figura 69 - Configuração do VSC NPC de 3 Níveis

APÊNDICE C.1 – PWM SENOIDAL PARA VSC DE 3 NÍVEIS

A ideia do PWM Senoidal para VSC de 3 níveis é basicamente a mesma do conversor de 2 níveis: gerar sinais de chaveamento dos IGBTs através da comparação de sinais modulante senoidal com uma portadora triangular de alta frequência.

Entretanto, diferentemente do conversor de 2 níveis, a onda triangular deve ser unipolar, isto é, variar de 0 a 1 durante o período de chaveamento estipulado, conforme Figura 70. Agora, é importante que a portadora seja unipolar pois o chaveamento dos conversores de 2 níveis, representados pelos ramos 1 e 2 de 2 níveis, que compõe cada ramo do conversor de 3 níveis deve funcionar em apenas um semiciclo, isto é, enquanto as duas células do ramo 1 são chaveadas, as células do ramo 2 não são. Note que o ramo 1 funcionará como um conversor de 2 níveis. Já no ramo 2, uma célula estará em condução e a outra em bloqueio, mas este estado não é alterado até que o semiciclo mude. Com a mudança do semiciclo, a operação dos ramos descrita anteriormente se inverte.

Novamente, com respeito à modulante, cada ramo de 3 níveis deve apresentar uma senóide referente à fase que este sintetizará. Desta forma, a modulante do ramo que se conecta à fase *a* deve começar em 0° , o ramo que se conecta à fase *b* deve começar em -120° e, por fim o da fase *c* deve começar em $+120^\circ$. Isto sintetizará uma tensão trifásica equilibrada nos terminais CA do conversor. Ainda, para garantir que os ramos de 2 níveis que compõe cada ramo de 3 níveis funcionem de maneira complementar, a modulante do ramo 2 deve ser a modulante do ramo 1 multiplicada por -1 antes de ser comparada com a triangular unipolar. A título de exemplo, na Figura 70 é mostrada a modulante da fase *a* em 60Hz junto com a portadora triangular unipolar em 600Hz e a Figura 71 mostra o diagrama de blocos que implementa este PWM.

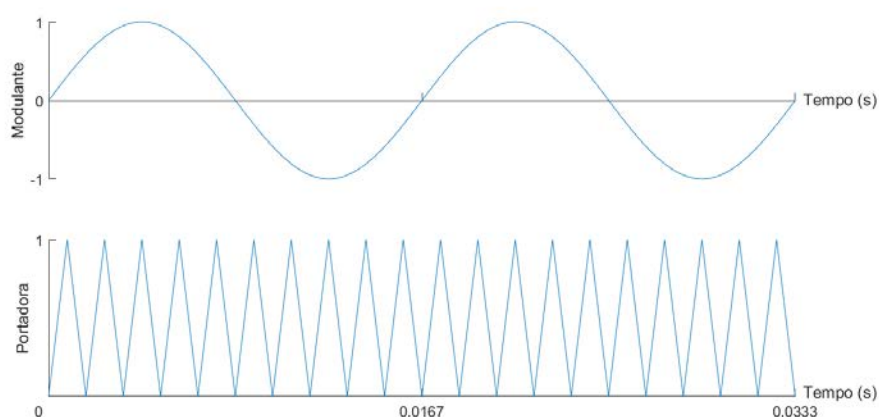


Figura 70 - Modulantes e Portadora Unipolar Típicas do VSC de 3 Níveis

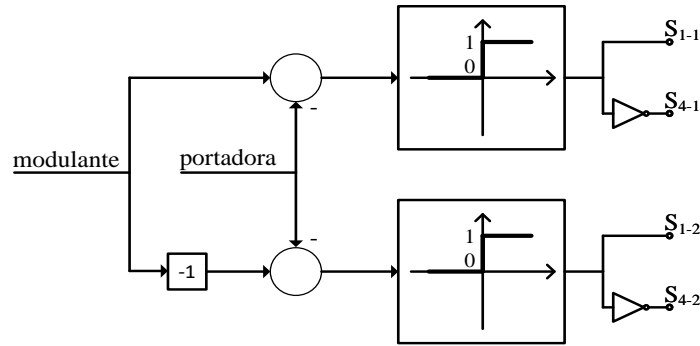


Figura 71 - Diagrama de Blocos para Implementação do PWM do VSC de 3 Níveis

Na Figura 72, são mostradas as duas funções de chaveamento para os semicondutores dos dois ramos da fase *a*. Na Figura 73 e na Figura 74 estão os chaveamentos dos semicondutores que fazem parte dos dois ramos das fases *b* e dos dois ramos da fase *c*, respectivamente.

Novamente, definindo a função de chaveamento genérica $s(t)$ de cada IGBT conforme Equação (2), as funções de chaveamento $s_{1-y}(t)$, $s_{2-y}(t)$ e $s_{3-y}(t)$ serão defasadas de 120° entre si, assim como as funções $s_{4-y}(t)$, $s_{5-y}(t)$ e $s_{6-y}(t)$. Ainda, deve ser satisfeito a seguinte lógica:

$$s_{1-1} = \overline{s_{4-1}}, s_{1-2} = \overline{s_{4-2}}, s_{2-1} = \overline{s_{5-1}}, s_{2-2} = \overline{s_{5-2}}, s_{3-1} = \overline{s_{6-1}} \text{ e } s_{3-2} = \overline{s_{6-2}}.$$

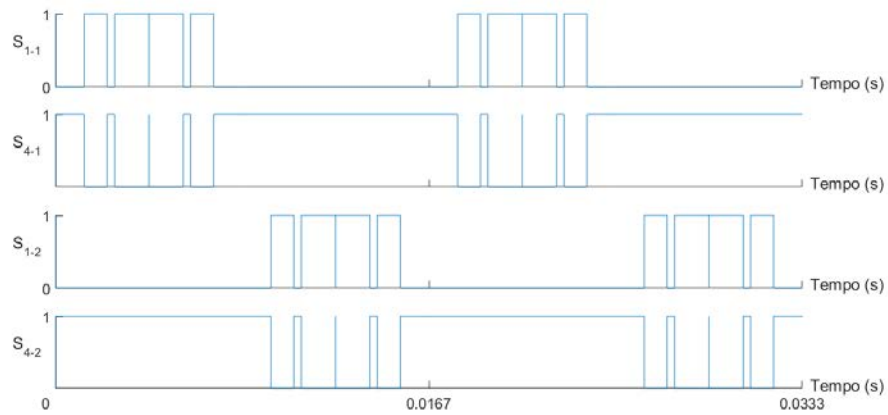


Figura 72 - Funções de Chaveamento S_{1-1} , S_{4-1} , S_{1-2} e S_{4-2}

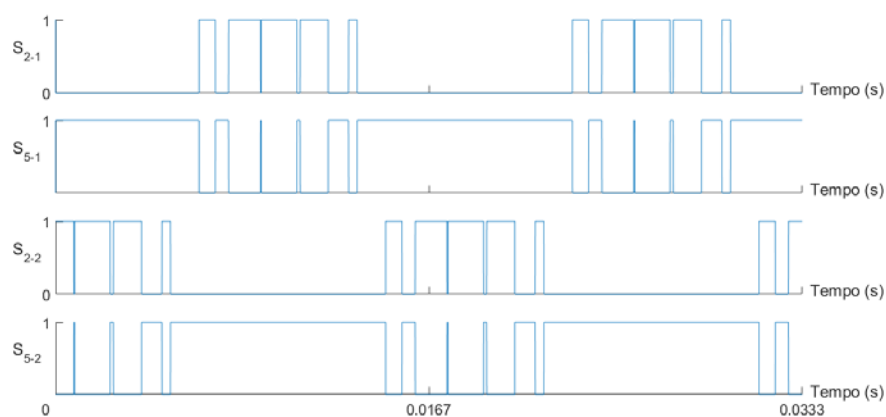


Figura 73 - Funções de Chaveamento S_{2-1} , S_{5-1} , S_{2-2} e S_{5-2}

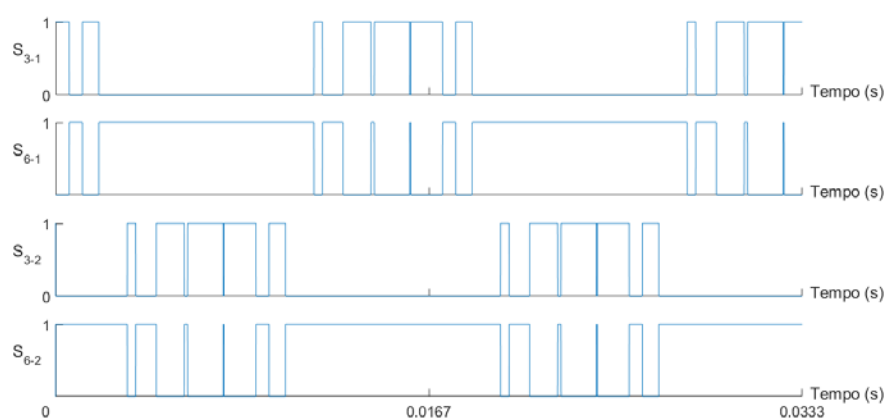


Figura 74 - Funções de Chaveamento S_{3-1} , S_{6-1} , S_{3-2} e S_{6-2}

Conforme pode-se notar, quando a modulante $m_a(t)$ da fase a é maior que a portadora triangular, tem-se a função de chaveamento $s_{1-1}(t) = 1$ para disparar o IGBT Q_{1-1} e, por consequência, tem-se $s_{4-1}(t) = 0$ para desligar/bloquear o IGBT Q_{4-1} . Com relação ao ramo 2 da fase a , quando o negativo da modulante $-m_a(t)$ é maior que a portadora, tem-se $s_{1-2}(t) = 1$ e $s_{4-2}(t) = 0$.

APÊNDICE C.2 – PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Como o funcionamento de cada ramo do conversor de 3 níveis é similar, sendo apenas defasados no tempo, pode-se analisar o funcionamento trivial de apenas um dos ramos.

Supondo $m_a(t)$ positivo, tem-se automaticamente $C_{1-2} = 0$ e $C_{4-2} = 1$. Quando $C_{1-1} = 1$ e $C_{4-1} = 0$, a célula superior C_{1-1} está fechada (Q_{1-1} ou D_{1-1} conduz, dependendo do sentido da corrente) e a inferior C_{4-1} está aberta (Q_{4-1} e Q_{4-1} estão abertos). Logo, a tensão do pólo positivo

do lado CC é imposta no terminal da fase a ($V_{ta} = V_p = +V_{CC}/2$) e a corrente flui entre o lado CA, o terra e C_{1-1} . Consequentemente, quando $C_{1-1} = 0$ e $C_{4-1} = 1$, a corrente flui entre o lado CA, o terra e os diodos D_2 ou D_3 , dependendo do sentido da corrente, fazendo agora com que a tensão no terminal da fase a seja $0V$ ($V_{ta} = V_n = 0$).

Note que, para $m_a(t)$ positivo, sempre que a corrente no lado CA for positiva, apenas Q_{1-1} ou D_2 podem conduzir: Q_{1-1} conduz quando $s_{1-1}(t) = 1$ e D_2 conduz por ficar diretamente polarizado quando $s_{1-1}(t) = 0$ (nesta situação, Q_{4-1} não conduz, pois, a corrente não pode fluir de emissor para coletor e não há outro caminho para a corrente circular). Esta situação pode ser verificada na Figura 75.a e Figura 75.b.

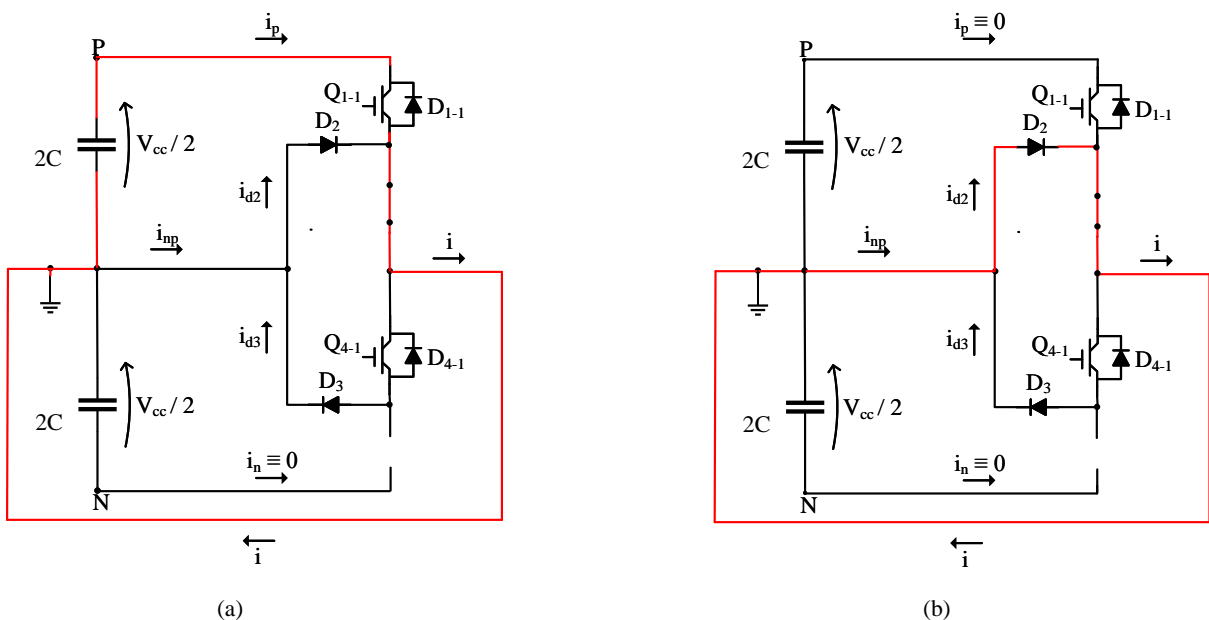


Figura 75 - Funcionamento para m positivo e corrente positiva
(a) IGBT Q_{1-1} conduz e (b) diodo D_2 conduz

Analogamente, para $m_a(t)$ positivo, mas quando a corrente do lado CA for negativa, apenas Q_{4-1} e D_3 ou D_{1-1} podem conduzir: Q_{4-1} e D_3 conduzem quando $s_{4-1}(t) = 1$ e D_{1-1} conduz por ficar diretamente polarizado quando $s_{4-1}(t) = 0$ (nesta situação, Q_{1-1} não conduz, pois, a corrente não pode fluir de emissor para coletor). Esta situação é verificada na Figura 76.a e Figura 76.b.

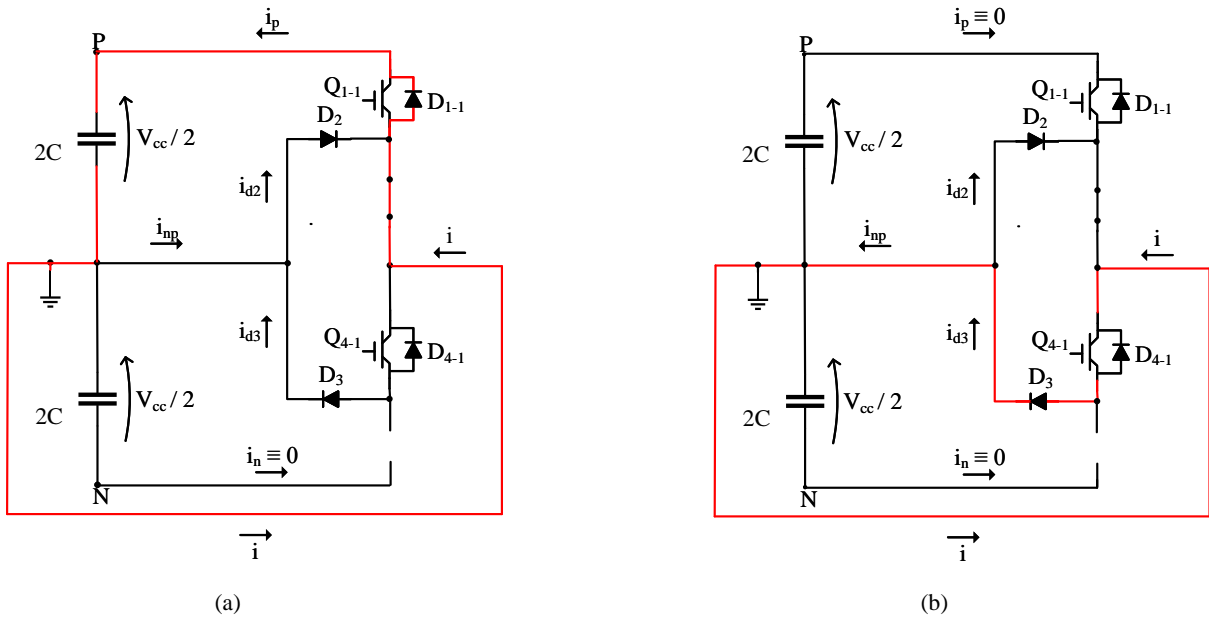


Figura 76 - Funcionamento para m positivo e corrente negativa
 (a) diodo D_{1-1} conduz e (b) IGBT Q_{4-1} e diodo D_3 conduzem

Supondo $m_a(t)$ negativo, tem-se automaticamente $C_{1-1} = 0$ e $C_{4-1} = 1$. Quando $C_{1-2} = 1$ e $C_{4-2} = 0$, a célula inferior C_{1-2} está fechada (Q_{1-2} ou D_{1-2} conduz, dependendo do sentido da corrente) e a superior C_{4-2} está aberta (Q_{4-2} e D_{4-2} estão abertos). Logo, a tensão do pólo negativo do lado CC é imposta no terminal da fase a ($V_{ta} = V_p = -V_{CC}/2$) e a corrente flui entre o lado CA, o terra e C_{1-2} . Consequentemente, quando $C_{1-2} = 0$ e $C_{4-2} = 1$, a corrente flui entre o lado CA, o terra e os diodos D_2 ou D_3 , dependendo do sentido da corrente, fazendo agora com que a tensão no terminal da fase a seja $0V$ ($V_{ta} = V_n = 0$).

Note que, para $m_a(t)$ negativo, sempre que a corrente no lado CA for positiva, apenas D_{1-2} ou Q_{4-2} e D_2 podem conduzir: D_{1-2} conduz quando $s_{4-2}(t) = 0$ e Q_{4-2} e D_2 conduzem por ficarem diretamente polarizado quando $s_{4-2}(t) = 1$ (nesta situação, Q_{1-2} não conduz, pois, a corrente não pode fluir de emissor para coletor e não há outro caminho para a corrente circular). Esta situação é verificada na Figura 77a e Figura 77.b.

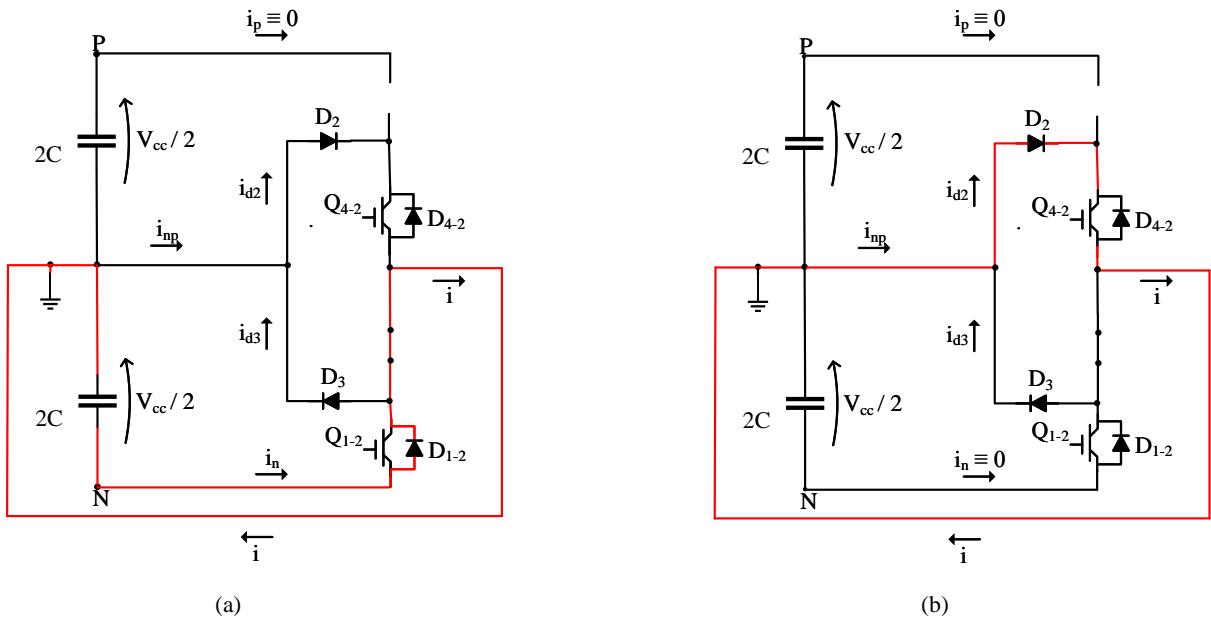


Figura 77 - Funcionamento para m negativo e corrente positiva
 (a) diodo D_{1-2} conduz e (b) IGBT Q_{4-2} e diodo D_2 conduzem

Analogamente, para $m_a(t)$ negativo, mas quando a corrente do lado CA for negativa, apenas Q_{1-2} ou D_3 podem conduzir: Q_{1-2} conduz quando $s_{1-2}(t) = 1$ e D_3 conduz por ficar diretamente polarizado quando $s_{1-2}(t) = 0$ (nesta situação, Q_{4-2} não conduz, pois, a corrente não pode fluir de emissor para coletor). Esta situação é verificada na Figura 78.a e na Figura 78.b.

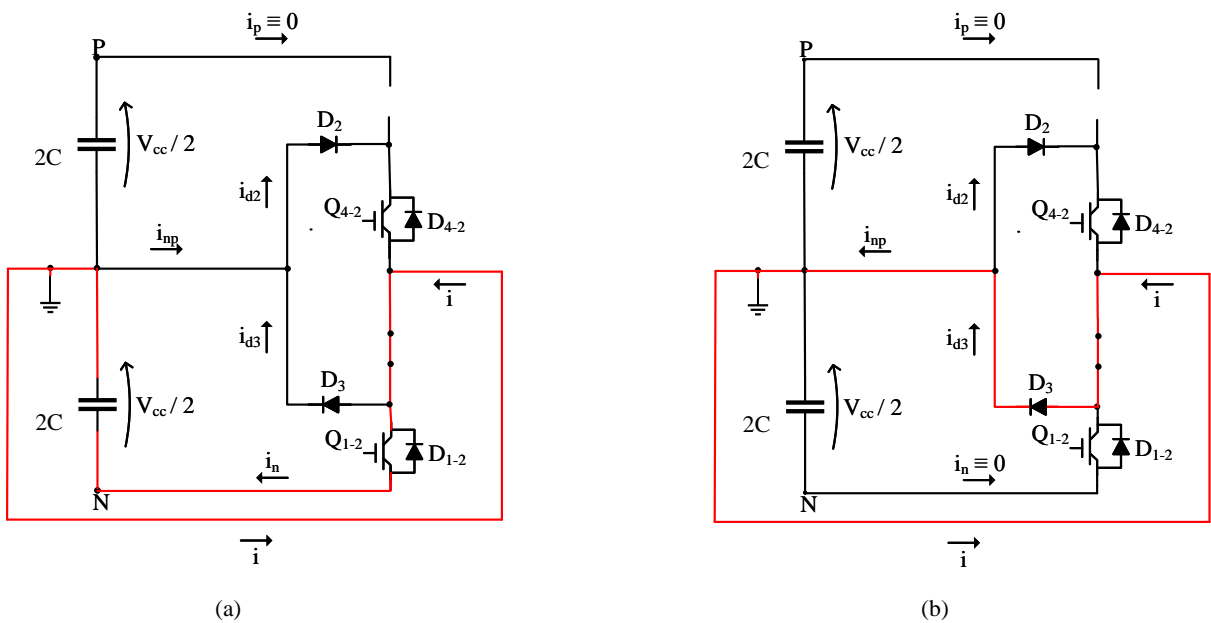


Figura 78 - Funcionamento para m negativo e corrente negativa
 (a) IGBT Q_{1-2} conduz e (b) diodo D_3 conduz

Analisando as descrições dos parágrafos anteriores, percebe-se novamente a importância da presença dos diodos em antiparalelo com os IGBTs já que, se não existissem, o único caminho para manter a condução da corrente no sistema seria forçar a passagem da mesma no sentido do terminal emissor para o terminal coletor do IGBT, o que poderia queimar o dispositivo semiconductor.

APÊNDICE C.3 – EQUACIONAMENTO DO MODELO

Como já dito, cada ramo do VSC de 3 níveis é composto por dois ramos do conversor de 2 níveis e, desta forma, o equacionamento acaba sendo praticamente o mesmo. Insere-se apenas a possibilidade da tensão terminal ficar em 0V. Desta forma, substituindo as Equações (130) e (131) na Equação (132), obtém-se as Equações (133) e (134).

$$\bar{s}_{1-1}(t) = \bar{s}_{1-2}(t) = d(t) \quad (130)$$

$$V_{ta}(t) = s_{1-1}(t) \cdot (V_{CC}/2) - s_{4-1}(t) \cdot 0 \quad m_a(t) \geq 0 \quad (131)$$

$$V_{ta}(t) = s_{1-2}(t) \cdot (-V_{CC}/2) - s_{4-2}(t) \cdot 0 \quad m_a(t) \leq 0 \quad (132)$$

$$V_{ta}(t) = d(t) \cdot (V_{CC}/2) \quad m_a(t) \geq 0 \quad (133)$$

$$V_{ta}(t) = d(t) \cdot (-V_{CC}/2) \quad m_a(t) \leq 0 \quad (134)$$

Através da estratégia de PWM Senoidal do VSC de 3 níveis utilizada, pode-se considerar a relação entre razão cíclica e o sinal de modulação é dada pela Equação (135). Esta relação é obtida entendendo o funcionamento do PWM apresentado. Para $m_a(t)$ positivo, a razão cíclica muda de 0 para 1 da mesma forma que $m_a(t)$ muda de 0 para 1. Entretanto, para $m_a(t)$ negativo, a razão cíclica muda de 0 para 1 quando $-m_a(t)$ muda de 0 para 1.

Ainda, definindo a função $\text{sgn}(m_a)$ conforme Equação (136), pode-se juntar as Equações (135) e (136) com as Equações (133) e (134) e obter a Equação (137).

$$d(t) = \begin{cases} m_a, & m_a(t) \geq 0 \\ -m_a, & m_a(t) < 0 \end{cases} \quad (135)$$

$$\text{sgn}(m_a) = \begin{cases} 1, & m_a(t) \geq 0 \\ 0, & m_a(t) < 0 \end{cases} \quad (136)$$

$$V_{ta}(t) = m_a(t) \cdot (V_{CC}/2) \cdot \text{sgn}(m_a) - m_a(t) \cdot (-V_{CC}/2) \cdot \text{sgn}(-m_a) \quad (137)$$

Dado que a função $\text{sgn}(m_a)$ possui a relação dada pela Equação (138), pode-se reduzir a Equação (137) e obter a relação final dada pela Equação (139).

$$\text{sgn}(m_a) + \text{sgn}(-m_a) = 1 \quad (138)$$

$$V_{ta}(t) = m_a(t) \cdot \frac{V_{CC}}{2} \quad (139)$$

Percebe-se que a relação obtida é a mesma que a encontrada na Equação (10) para o VSC de 2 níveis. Desta forma, ao analisar o sistema para os ramos das fases *b* e *c*, considerando as modulantes $m_b(t)$ e $m_c(t)$, obtém-se uma relação análoga à mostrada em vetores trifásicos na Equação (11).

APÊNDICE D – CÓDIGOS DOS MODELOS INCORPORADOS AO SIMSCAPE

```

component indutancia_3ph_mutua %: hide
% Indutância com Mútuas
% Este bloco representa uma Indutância Trifásica com Mútuas, podendo ser desequilibrada.
nodes
    pa = foundation.electrical.electrical; % A:left
    na = foundation.electrical.electrical; % a:right
    pb = foundation.electrical.electrical; % B:left
    nb = foundation.electrical.electrical; % b:right
    pc = foundation.electrical.electrical; % C:left
    nc = foundation.electrical.electrical; % c:right
end

parameters
    La = { 1, 'H' }; % Indutância La
    Lb = { 1, 'H' }; % Indutância Lb
    Lc = { 1, 'H' }; % Indutância Lc
    Mab = { 0, 'H' }; % Mútua Mab
    Mbc = { 0, 'H' }; % Mútua Mbc
    Mca = { 0, 'H' }; % Mútua Mca
end

variables
    ia = { 0, 'A' }; % Current - Phase a
    va = { 0, 'V' }; % Voltage - Phase a
    ib = { 0, 'A' }; % Current - Phase b
    vb = { 0, 'V' }; % Voltage - Phase b
    ic = { 0, 'A' }; % Current - Phase c
    vc = { 0, 'V' }; % Voltage - Phase c
end

function setup
    if La < 0
        pm_error('simscape: GreaterThanZero', 'Indutância La')
    end
    if Lb < 0
        pm_error('simscape: GreaterThanZero', 'Indutância Lb')
    end
    if Lc < 0
        pm_error('simscape: GreaterThanZero', 'Indutância Lc')
    end
    if Mab < 0
        pm_error('simscape: GreaterThanZero', 'Mútua Mab')
    end
    if Mbc < 0
        pm_error('simscape: GreaterThanZero', 'Mútua Mbc')
    end
end
    if Mca < 0
        pm_error('simscape: GreaterThanZero', 'Mútua Mca')
    end
end
end

```

```

branches
    ia : pa.i -> na.i;
    ib : pb.i -> nb.i;
    ic : pc.i -> nc.i;
end

equations
    va == pa.v - na.v;
    vb == pb.v - nb.v;
    vc == pc.v - nc.v;
    va == La*ia.der + Mab*ib.der + Mca*ic.der;
    vb == Mab*ia.der + Lb*ib.der + Mbc*ic.der;
    vc == Mca*ia.der + Mbc*ib.der + Lc*ic.der;
end

end

```

```

component Bomba
% Modelo do Torque Requerido pela Bomba : 1 : fixed

parameters
    K_constante = { 1, 'kg*m^2' }; % Constante da Bomba
end

nodes
    R = foundation.mechanical.rotational.rotational; % R:left
    C = foundation.mechanical.rotational.rotational; % C:right
end

variables
    torque = { 0, 'N*m' };
end

branches
    torque : R.t -> C.t;
end

equations
    let
        w = C.w - R.w;
    in
        torque == K_constante*(w^2);
    end
end

end

```

APÊNDICE E – OBTENÇÃO DO PONTO DE OPERAÇÃO DO SISTEMA

```

syms s_op

Zth=(j *Xm*(rs+j *Xl s))/(rs+j *(Xl s+Xm));
Rth=real (Zth);
Xth=i mag(Zth);
Vth=abs((Vnom/sqrt(3)) *i *Xm/(rs+i *(Xl s+Xm)));
Torque_ind=(3*(Vth^2/((Rth+rr/s_op)^2+(Xth+Xl r)^2)) *rr/(s_op*ws));

wm=ws- s_op*ws;

Test = 0.2*Tnom;      % Torque de Atrito Estático Máximo

K_bomba=Tnom/(ws^2);

Te=(3*(Vth^2/((Rth+rr/s_op)^2+(Xth+Xl r)^2)) *rr/(s_op*ws)); % Torque Eletromagnético
Tb= K_bomba*wm^2;      % Torque da Bomba
Ta=(2/P) * ((Tc+(Test- Tc) *exp(- ct *abs(wm))) *si gn(wm) +F*wm); % Torque de atrito rotacional
y=Te- Tb- Ta;          % Em regime permanente, dwr/dt=0
dy=di ff(y, s_op, 1);

s_op=0.0055;
d1=1;
d0=1;
del taS=1;

while abs(del taS) >=1e-9
d0=eval (y);
d1=eval (dy);

del taS=- d0/d1;
s_op=s_op+del taS;
end

s_operacional=s_op;
wm_operacional=eval (wm) *60/(2*pi);

```