



CONTROLE DE MOTOR DE INDUÇÃO DE MÉDIA TENSÃO EM APLICAÇÃO DE BOMBEIO SUBMARINO

Alexandre Salcedo Ratzke

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientadores: Edson Hirokazu Watanabe
Marcelo Lobo Heldwein

Rio de Janeiro
Março de 2017

CONTROLE DE MOTOR DE INDUÇÃO DE MÉDIA TENSÃO EM
APLICAÇÃO DE BOMBEIO SUBMARINO

Alexandre Salcedo Ratzke

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:

Prof. Edson Hirokazu Watanabe, D.Sc.

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, D.Sc.

Prof. Maurício Aredes, D.Sc.

Prof. José Andrés Santisteban Larrea, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

MARÇO DE 2017

Ratzke, Alexandre Salcedo

Controle de Motor de Indução de Média Tensão em Aplicação de Bombeio Submarino/Alexandre Salcedo Ratzke. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2017.

XV, 96 p.: il.; 29,7cm.

Orientadores: Edson Hirokazu Watanabe

Marcelo Lobo Heldwein

Dissertação (mestrado) – UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, 2017.

Referências Bibliográficas: p. 91 – 94.

1. Motor de indução trifásico. 2. Controle de velocidade sensorless. 3. Observadores de fluxo. I. Watanabe, Edson Hirokazu *et al.* II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

*Dedico este trabalho aos meus
pais Jovino e Eugênia, e a
minha esposa Angela.*

Agradecimentos

Inicialmente gostaria de agradecer ao Professor Edson Hirokazu Watanabe por tê-lo como orientador neste trabalho. Sou grato pelo conhecimento compartilhado e pelo seu tempo dedicado às reuniões. Expresso aqui minha grande admiração por sua simplicidade e seu conhecimento.

Ao Professor Marcelo Lobo Heldwein por me permitir a honra de tê-lo como orientador. Sem dúvida uma pessoa de grande importância na orientação deste trabalho. Sou grato pelo conhecimento transmitido no decorrer do Mestrado.

À Ana Margarida pela amizade, paciência e pelo incentivo. Seu apoio profissional contribuiu de forma ímpar para a realização deste trabalho.

Ao colega Luiz Carlos Tosta da Silva agradeço pela receptividade, revisão dos textos e conhecimento transmitido.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

CONTROLE DE MOTOR DE INDUÇÃO DE MÉDIA TENSÃO EM APLICAÇÃO DE BOMBEIO SUBMARINO

Alexandre Salcedo Ratzke

Março/2017

Orientadores: Edson Hirokazu Watanabe
Marcelo Lobo Heldwein

Programa: Engenharia Elétrica

Esta dissertação apresenta um estudo de um controle de velocidade de um motor de indução trifásico por orientação de campo magnético, sem sensores e interligado através de um umbilical submarino. Para este estudo, o modelo elétrico reproduz um sistema que é empregado para acionamento de bombas submarinas e que são utilizadas para elevação de óleo em campos marítimos. O cabo longo e a ausência de sensores, requisitos da aplicação, podem prejudicar ou comprometer o desempenho do motor. Para viabilizar o controle por orientação de campo, este trabalho traz para esta aplicação o uso de observadores de campo e estimadores de velocidade que substituem os sensores, normalmente utilizados neste tipo de controle. Para melhorar o desempenho, o trabalho ainda apresenta uma técnica para compensar matematicamente os efeitos do cabo e filtro utilizados no sistema elétrico e que estão instalados na saída do conversor. O sistema proposto é submetido a simulações que reproduzem diferentes condições de operações previstas de ocorrer em campo. As simulações realizadas ainda apresentam a comparação do desempenho do controle proposto frente ao desempenho do sistema operando com um controle escalar. Os resultados encontrados mostram que o controle de velocidade por orientação de campo proposto para a aplicação utilizando cabo longo é robusto e viável.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

CONTROLLING MEDIUM VOLTAGE INDUCTION MOTOR IN SUBSEA BOOSTING APPLICATION

Alexandre Salcedo Ratzke

March/2017

Advisors: Edson Hirokazu Watanabe
Marcelo Lobo Heldwein

Department: Electrical Engineering

This work presents a study of sensorless speed control by field orientation considering the use of a three-phase induction motor fed through long cables through subsea umbilicals. For this study, the adopted electrical model reproduces a system that is used to drive a subsea pump in offshore oil fields. The long tieback and the absence of sensors, as an application requirement, can undermine or compromise motor performance. To make the field-oriented control feasible to the proposed scenario, this work brings the use of field observers and speed estimators instead the use of sensors that are typically used in this type of control. To improve performance, this dissertation brings a technique to compensate the effects of cable and filter installed in the output of the converter. The proposed system is submitted to simulations that reproduce different conditions of predicted field operations. The simulations also show the comparison of the performance of the proposed control against the performance of the system with a scalar control. The results here presented show that the speed control proposed for the application using long cable is robust and feasible.

Sumário

Agradecimentos	v
Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xiv
Lista de Abreviaturas	xv
1 Introdução	1
1.1 Histórico	1
1.2 Motivação do Trabalho	2
1.3 Objetivos	3
2 Revisão dos modelos matemáticos	5
2.1 Sistemas elétricos submarinos	5
2.2 Modelo de carga do motor	8
2.3 Modelo do motor de indução	9
2.3.1 Modelo matemático	9
2.4 Modelo de cabo	13
2.5 Modelo do filtro	17
2.6 Modelo de transformador trifásico	19
2.6.1 Modelo matemático de transformador	20
2.6.2 A indutância de dispersão do transformador	23
2.6.3 A saturação no transformador	24
2.7 Modelo do Inversor	26
2.7.1 Modulação	28
2.8 Conclusões	36
3 Estudo de caso e aspectos técnicos do sistema	37
3.1 Descrição do estudo de caso	37
3.2 Aspectos técnicos do conjunto motor bomba	38
3.2.1 Características técnicas	38

3.2.2	Características operacionais	40
3.3	Aspectos técnicos do inversor	41
3.4	Motor de indução	42
3.5	Transformador	43
3.6	Filtro LC	43
3.7	Cabo	44
3.8	Considerações sobre proteção	44
3.9	Conclusão	44
4	Métodos de controle do motor de indução	46
4.1	Controle escalar	46
4.1.1	Diagrama do controle escalar	48
4.2	Controle orientado pelo campo magnético	51
4.2.1	Diagrama do controle de campo	54
4.2.2	Componentes do controle	57
4.2.3	Controle da corrente imposta I_{qs}	60
4.3	Conclusão	62
5	Simulações	63
5.1	Introdução	63
5.2	Validação do modelo	65
5.2.1	Simulação LoadFlow	65
5.2.2	Resposta em frequência	66
5.2.3	Taxa de distorção harmônica	67
5.3	Controle escalar em malha aberta	68
5.3.1	Operação do controle escalar	68
5.3.2	Desempenho com perturbação na carga	69
5.4	Estimadores de velocidade, fluxo e posição	72
5.4.1	Desempenho em condições nominais	72
5.4.2	Desempenho com perturbação na carga	74
5.5	Controle orientado pelo campo magnético com estimador de velocidade e observador de fluxo	78
5.5.1	Operação controle orientado pelo campo magnético com uso de estimadores	78
5.5.2	Desempenho com perturbação na carga	80
5.6	Conclusão	84
6	Resultados e Discussões	86
6.1	Modelagem do sistema	86
6.2	Comparações entre as técnicas de controle	87

6.3	Comentários sobre o estimador de fluxo e velocidade.	89
7	Conclusões gerais e trabalhos futuros	90
	Referências Bibliográficas	91
A	Anexos - Detalhes da implementação do modelo no Simulink	95
A.1	Ganho dos controladores	95
A.2	<i>Script</i> para cálculo da tabela da modulação SHE	95

Lista de Figuras

1.1	Cenário de tecnologias atuais operando com tensão de transmissão em 13,6kV.	3
2.1	Profundidade, distância e potência dos projetos de bombas submersas e submarinas.	6
2.2	Sistema elétrico na aplicação submarina.	7
2.3	Bomba hélico-axial.	8
2.4	Curva de torque da bomba hélico-axial	9
2.5	Circuito magnético do rotor e do estator.	10
2.6	Sistema de eixos de referência de uma máquina elementar	12
2.7	Representação das conexões elétricas do cabo elétrico.	14
2.8	Seção transversal do cabo elétrico.	14
2.9	Seção transversal do umbilical de potência.	15
2.10	Modelo equivalente do cabo com parâmetros concentrados na configuração de circuito T	16
2.11	Circuito esquemático do cabo trifásico modelado por três seções de circuito T	16
2.12	Filtro LC destacado do sistema elétrico.	18
2.13	Resposta em frequência normalizada.	18
2.14	Transformador trifásico.	19
2.15	Circuito equivalente do transformador para baixas frequências.	20
2.16	Modelo de circuito equivalente do transformador para baixas frequências.	22
2.17	Transformador acoplado ao filtro.	24
2.18	Curva B-H de um material ferromagnético.	25
2.19	Inversor 3 níveis NPC.	27
2.20	Forma de onda da tensão de fase e tensão de linha.	28
2.21	Forma de onda gerada pelo inversor NPC.	29
2.22	Padrão de chaveamento.	32
2.23	Modulação SPWM aplicado para a tensão da Fase A.	33
2.24	Modulação SPWM aplicado para a tensão da Fase B.	34

2.25	Tensão entre fases do circuito NPC com modulação SPWM.	35
2.26	Distorção harmônica apresentada pelo inversor operando com $m_a = 0,43$, $m_f = 15$ e $f_m = 32$ Hz.	36
3.1	Caso base do sistema elétrico.	37
3.2	Ilustração conjunto motor bomba.	39
3.3	Retificador a diodo - 18 pulsos.	42
4.1	Diagrama em blocos do controle escalar.	48
4.2	Referência para controle escalar V/Hz	49
4.3	Padrão de chaveamento.	51
4.4	Circuito comutador de técnica de modulação.	51
4.5	Sistema de eixos de referência na máquina de indução.	53
4.6	Modelo-T do motor de indução	53
4.7	Diagrama de circuito de controle DFOC.	55
4.8	Diagrama de circuito acoplado ao controle DFOC.	56
4.9	Diagrama do controlador de corrente.	57
4.10	Circuito comutador de técnica de modulação.	58
4.11	Diagrama do estimador de velocidade.	59
4.12	Envelope operacional para controle do torque.	60
4.13	Diagrama do controle adequado à estratégia de adequação da corrente imposta em I_{qs}	61
5.1	Perturbação aplicada ocasionando alívio de torque na máquina.	64
5.2	Perturbação aplicada ocasionando acréscimo de torque na máquina.	64
5.3	Perturbação com aplicação de pulso seguido de um degrau.	65
5.4	Resultado da simulação de LoadFlow	65
5.5	Resposta em frequência do circuito.	66
5.6	Tensão nos terminais do estator do motor. (a) Forma de onda nos terminais. (b) Espectro harmônico e taxa de distorção harmônica.	67
5.7	Corrente nos terminais do estator do motor. (a) Forma de onda nos terminais. (b) Espectro harmônico e taxa de distorção harmônica.	68
5.8	Simulação com controle escalar.	68
5.9	Simulação do controle escalar com perturbação de diminuição do torque.	70
5.10	Simulação do controle escalar com perturbação de aumento do torque.	71
5.11	Simulação do controle escalar com perturbação tipo pulso aplicado ao torque.	72
5.12	Comparação entre os parâmetros simulados e os parâmetros estimados.	73
5.13	Comparação entre a posição medida e a posição estimada.	74

5.14	Estimador de fluxo e velocidade submetido à perturbação com diminuição do torque.	75
5.15	Estimador de fluxo e velocidade submetido à perturbação com aumento do torque.	76
5.16	Estimador de fluxo e velocidade submetido a perturbação com pulso ao torque.	77
5.17	Simulação controle DFOC.	78
5.18	Simulação controle DFOC.	79
5.19	Simulação controle orientado pelo campo magnético com perturbação diminuindo o torque.	80
5.20	Simulação controle orientado pelo campo magnético com perturbação diminuindo o torque.	81
5.21	Simulação controle orientado pelo campo magnético com perturbação aumentando o torque.	82
5.22	Simulação controle orientado pelo campo magnético com perturbação aumentando o torque.	82
5.23	Simulação controle orientado pelo campo magnético com perturbação tipo pulso aplicado ao torque.	83
5.24	Simulação controle orientado pelo campo magnético com perturbação tipo pulso aplicado ao torque.	84
6.1	Simulação controle DFOC com modulação SPWM.	88
6.2	Simulação controle DFOC com modulação SPWM.	88

Lista de Tabelas

2.1	Tensão no terminal do inversor relacionada com a combinação dos interruptores.	27
3.1	Parâmetros do motor de indução trifásicos.	42
3.2	Parâmetros do transformador elevador.	43
3.3	Parâmetros do transformador abaixador.	43
3.4	Parâmetros do cabo do umbilical.	44
A.1	Ganho dos controladores.	95

Lista de Abreviaturas

BS	Bomba Submarina, p. 6
CA	Corrente Alternada, p. 6
CC	Corrente Contínua, p. 6
CHB	<i>Cascade H-bridge</i> , p. 26
DFOC	<i>Direct Field Oriented Control</i> , p. 55
DJ	Disjuntor, p. 5
FOC	Field Oriented Control, p. 4
GVF	<i>Gas Volume Fraction</i> , p. 9
MBS	Módulo de Bombeio Submarino, p. 6
MES	Motor Elétrico Submarino, p. 6
MRAS	<i>Model Reference Adaptative System</i> , p. 58
MRAS	<i>Model Reference Adaptive System</i> , p. 55
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i> , p. 4
SCEPS	Sistema de Conexão Elétrico de Potência Submarino, p. 6
SHE	<i>Selective Harmonic Elimination</i> , p. 4
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> , p. 32
SVM	<i>Space Vector Modulation</i> , p. 28
TUTU	<i>Topside Umbilical Termination Unit</i> , p. 6
UMB	Umbilical, p. 6
VFD	<i>Variable Frequency Drive</i> , p. 6
VSC	Conversores Fonte de Tensão, p. 26

Capítulo 1

Introdução

1.1 Histórico

O emprego de inversores para controle de velocidade em motores alimentados por cabos longos tem aplicações particulares na indústria. Pode-se dizer que este cenário está restrito às indústrias de mineração e de óleo e gás.

Na produção de petróleo, o uso de bomba para elevação de óleo, a qual é acionada por motor elétrico e alimentada por cabo longo, fica logo evidente a partir da depleção da pressão nos reservatórios de petróleo. Este cenário é presente desde o início da história da produção de petróleo. Foi por volta de 1916, com Armais Arutonoff [1], que ocorreu o desenvolvimento da primeira bomba submersa (instalada dentro de um poço produtor de petróleo) para aplicação em campos terrestres na elevação da produção de petróleo acionada por motor elétrico. O desafio da engenharia elétrica, naquele primeiro momento, foi desenvolver um motor potente que fosse pequeno e robusto o suficiente para ser instalado dentro de poço e assim operar aumentando a vazão e conseqüentemente a produção. A primeira instalação de bomba rotativa para elevação acionada por motor elétrico ocorreu em 1928, equipada com motor de 6 metros de comprimento, 78 kW e acionamento trifásico, operando com velocidade constante [2]. Após 1970, com a invenção do conversor estático de frequência [3], tornou-se possível a variação de velocidade das bombas acionadas por motores de indução. Em agosto de 1977, o engenheiro David Lee Divine empreendeu junto com a Texaco a primeira instalação de bomba submersa utilizando um inversor com controle escalar [4]. Nessas primeiras instalações, a distância entre o acionamento e o motor era ditada basicamente pela profundidade do poço, o que atingia desde algumas centenas de metros a poucos quilômetros.

Foi, porém, a crise do petróleo, iniciada em 1973, que viabilizou a prospecção em áreas antes consideradas antieconômicas. Na década de 1970, intensificou-se a exploração em bacias submarinas, áreas antes consideradas antieconômicas [5]. Nesse

novo cenário, além do bombeio submerso, ocorreu também um forte desenvolvimento em bombeios multifásicos no ambiente submarino, onde a bomba é instalada no leito submarino a fim de transmitir energia para o fluido através de pressão para vencer as grandes distâncias e elevar o fluido para a superfície de uma plataforma ou instalação terrestre. O marco do desenvolvimento do bombeio submarino acionado por motores elétricos em campos marítimos ocorreu em agosto de 1994, quando a empresa Italiana Agip colocou em operação o primeiro sistema, instalado no campo de Prezioso, região *offshore* da Itália, que possuía um modesto motor de 150 kW que acionava uma bomba tipo duplo parafuso, instalado a 50 m de profundidade [6]. Posteriormente, uma série de sistemas de bombeio foram instalados e, com a indústria de petróleo seguindo para novos desenvolvimentos em campos localizados em águas profundas, os projetos atuais atingem potências da ordem de 3000 hp a distâncias aproximadas de 10 km até a unidade de produção de óleo.

1.2 Motivação do Trabalho

O futuro próximo na indústria de petróleo aponta para uso disseminado de sistemas de bombeio submarino acionados por motor elétrico com potências na ordem de 3 MW e distantes dezenas de quilômetros das unidades de produção. Para esse novo cenário a indústria necessita desenvolver e qualificar novos equipamentos e componentes a fim de viabilizar um novo sistema que opere na classe de potência desejada.

Considerando os sistemas atuais disponíveis no mercado, a proposta mais evidente e viabilizadora, para atingir distâncias de 20 km com máquinas de 3 MW, seria aumentar a tensão na transmissão de energia. Essa proposta também permitiria que alguns sistemas atualmente em operação passassem a operar em maiores distâncias e com maiores potências, Figura 1.1. O uso de transformadores deve ser considerado para isso e análises de impactos no funcionamento do sistema precisam ser realizadas.

Em relação ao sistema de controle, embora tenham se passado décadas desde a primeira instalação de um sistema de bombeio com motor alimentado por inversor, os sistemas com cabos longos em aplicações submarinas instalados estão até os dias de hoje, em sua grande maioria, sendo governados pela técnica de controle escalar.

O controle escalar em aplicações para bombeamento submarino, como será visto ao longo do trabalho, apresenta aspectos positivos com relação a simplicidade e robustez, sendo que a característica mais evidente nesses aspectos é o fato do controle não usar sensores. Esse controle apresenta um bom desempenho ainda com as influências de cabos longos, filtros e transformadores empregados no circuito.

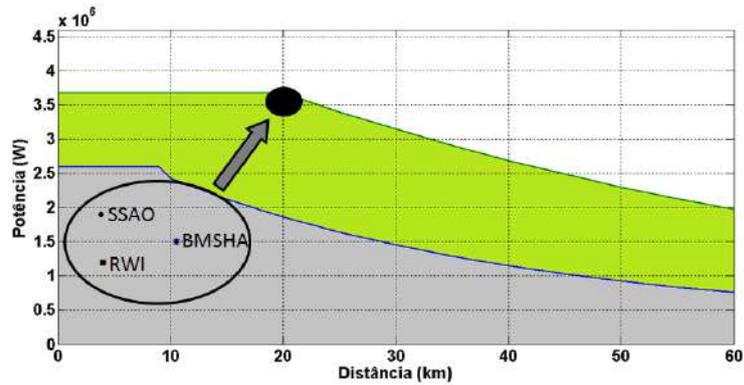


Figura 1.1: Cenário de tecnologias atuais operando com tensão de transmissão em 13,6kV.

Entretanto essa técnica tem sido questionada para aplicação onde ocorrem variações de torque dinâmicas durante a partida. Nesses cenários de variações de torque abruptas, a não compensação do campo magnético, pode levar a máquina ao escorregamento excessivo e por consequência ocorrer atuação da proteção de sobrecorrente. Já com sistemas elétricos utilizando cabos longos, a distribuição da energia entre o cabo e o motor, sem um controle observando essas parcelas, torna o sistema ainda mais frágil. Nesse caso, o controle de campo deve compensar as perturbações de torque entre as parcelas cabo e motor, e dessa forma tornar o sistema mais robusto e confiável.

A motivação deste trabalho é avaliar o desempenho do controle de campo aplicado neste sistema elétrico sem o uso de sensores e alimentando o motor através de um cabo longo e uso de transformadores elevadores e abaixadores de tensão. E, por fim, a principal contribuição deste trabalho é analisar os impactos do sistema elétrico associado ao sistema de controle e comparar o desempenho da técnica com o controle convencional escalar V/Hz, no qual a razão da tensão sobre frequência é mantida constante.

1.3 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho consiste em explorar uma solução de controle vetorial de velocidade de motor de indução, sem o uso de sensores, em um sistema com cabo longo para aplicação submarina.

Neste contexto, mais especificamente, os principais pontos abordados para o cumprimento do objetivo estão destacados a seguir:

- a) Apresentar um modelo real de um sistema elétrico de média tensão com uso de cabo com 20 km de comprimento;

- b) Utilizar controle de campo magnético no motor de indução substituindo o uso de sensores pelos estimadores de velocidade, fluxo e perdas do cabo elétrico;
- c) Utilizar filtro de saída do inversor associado a um transformador elevador considerando o uso de um inversor NPC (*Neutral Point Clamped*) e modulação SHE (*Selective Harmonic Elimination*);
- d) Analisar comparativamente o desempenho do circuito com controle V/Hz e FOC (Field Oriented Control) considerando distúrbios na curva de torque. Esta análise leva em consideração a sensibilidade do controle de velocidade em face da perturbação de torque aplicada no eixo motor. Os distúrbios devem permitir a verificação da robustez do controle.

Capítulo 2

Revisão dos modelos matemáticos

2.1 Sistemas elétricos submarinos

O sistema elétrico submarino, na indústria do Petróleo, teve o seu desenvolvimento focado na robustez e confiabilidade para atender às necessidades de bombeamento de óleo. Os cenários atuais utilizam bombas com potências na ordem de 1500 hp [7], acionadas por motores conectados às plataformas a média distância (entre 15 e 60 km) [8] e alimentados com inversores de média tensão limitados a 7,2 kV. Os motores de indução comumente são empregados na indústria e se mostram mais apropriados para a aplicação de elevação de óleo quando considerado a robustez, baixo custo e a consolidada tecnologia na fabricação.

O cenário atual em sistemas de bombeamento submarino apresentado por [7], mostra que maiores potências estão sendo solicitadas em campos de produção de óleo localizado em águas ultraprofundas e onde a unidade de produção está localizada a distâncias que superam a dezena de quilômetro até o sistema de bombeamento, Figura 2.1. As soluções típicas que atualmente estão sendo empregadas nas instalações submarinas (ex.: inversor 7,2 kV, motor de 6,6 kV e umbilical de seção de 240 mm²) estão no limite operacional. Excessivas perdas no cabo elétrico, devido às altas correntes, limitam a potência do motor e colocam o cabo elétrico em seu limite de temperatura. Análises preliminares apontam que a transmissão de energia em tensões mais elevadas serão determinantes para atender às necessidades da indústria do petróleo nos próximos anos. As tensões mais altas irão disponibilizar ao sistema maior rendimento elétrico e menores custos para o projeto ao permitir o uso de cabos elétricos mais leves devido à menor seção transversal de cobre.

Considerando o sistema elétrico típico da Figura 2.2, os equipamentos são distribuídos em ambiente *topside* (nas instalações de uma plataforma) e no submarino. O que limita o ambiente *topside* são os equipamentos, a partir da conexão com a barra de alimentação proveniente da geração na plataforma, os disjuntores (DJ),

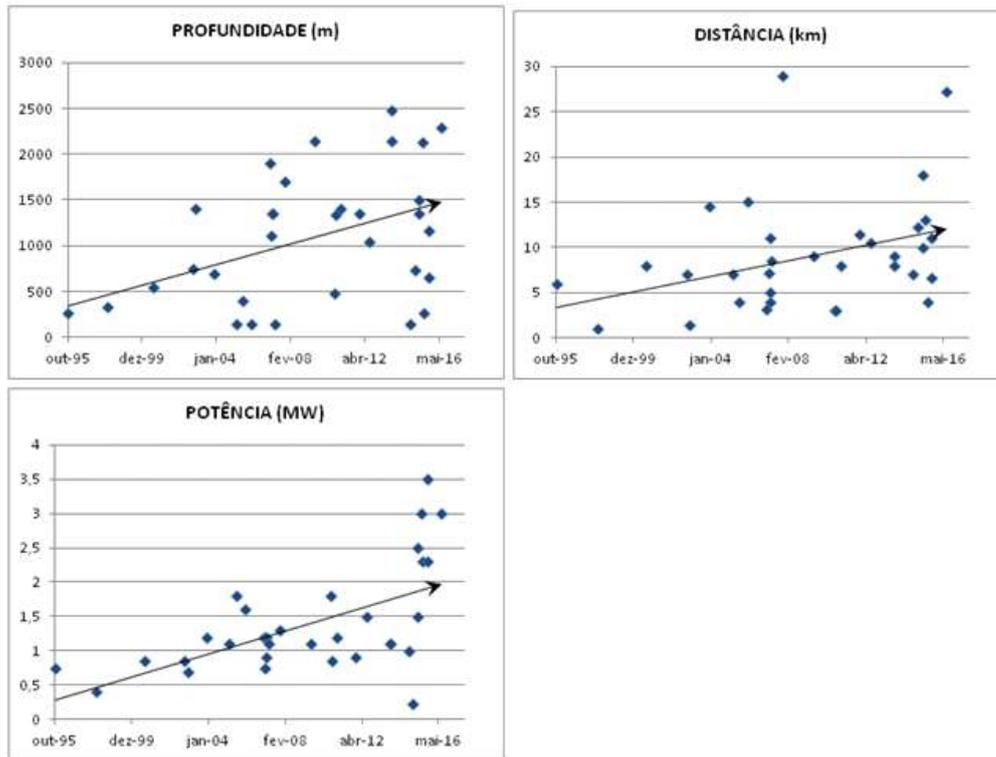


Figura 2.1: Profundidade, distância e potência dos projetos de bombas submersas e submarinas.

VFD (*Variable Frequency Drive*) (considerando circuito retificador, elo CC, inversor CC-CA e filtro de saída), transformador elevador e a caixa de junção (TUTU) onde, através de terminações ou emendas, são interligados os cabos submarinos aos cabos instalados no *topside*. Todos os equipamentos eletrônicos são tipicamente instalados em salas climatizadas para protegê-los da alta umidade salina e alta temperatura presente no ambiente externo da plataforma. No ambiente submarino estão: a) o cabo ou umbilical elétrico (UMB); b) o sistema de conexão elétrica de potência submarino (composto por *jumper* e conectores) (SCEPS) e c) o motor elétrico submarino (MES). O sistema submarino considerado neste trabalho leva em conta um transformador elevador localizado na plataforma e um abaixador localizado no leito submarino, equipamentos que irão permitir a transmissão de energia em tensão de até 13,8 kV. Um sistema elétrico de potência típico, para interligação aos módulos de bombeio submarinos (MBS) para controle de bombas submarinas (BS), basicamente se limita aos equipamentos e componentes apresentados. A instrumentação para monitoração e controle do sistema elétrico de potência é um assunto sensível, pois problemas no seu funcionamento representam perda na confiabilidade operacional. Nos projetos de sistemas submarinos, é prática da indústria considerar alternativas de projeto ou construtivas que impeçam a interrupção no funcionamento do sistema devido à falha de sensores ou componente de controle [9].

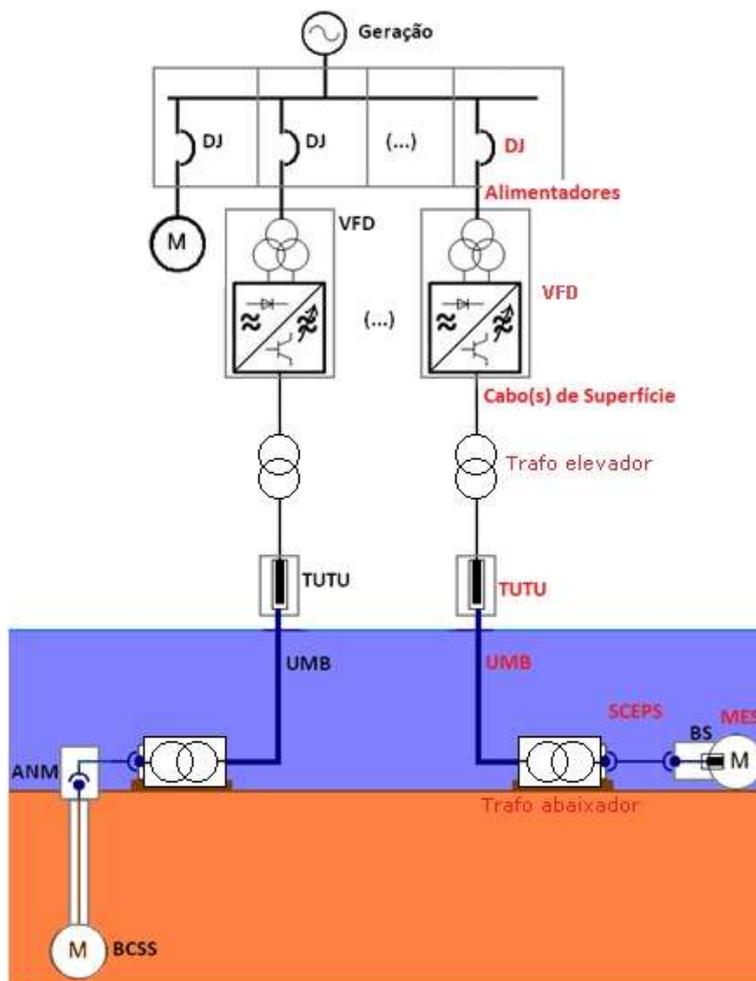


Figura 2.2: Sistema elétrico na aplicação submarina.

Referindo-se ao método de controle do motor, este pode ser escalar ou vetorial, a depender do requisito da aplicação. De forma a preservar a robustez do sistema, quando o controle do motor for vetorial este deve ser projetado para operar em malha de controle sem sensores.

2.2 Modelo de carga do motor

Existem diversos tipos de bombas com potencial de uso em sistemas de bombeamento submarino. A escolha de uma bomba em um projeto considera diversas variáveis, sendo as mais comuns o tipo de fluido, a vazão e o incremento de pressão necessária para viabilizar o projeto. Referindo-se ao tipo de fluido, ele pode ser monofásico ou multifásico. Ainda, a topologia e projeto de uma bomba designada para um cenário, considera a viscosidade do fluido transportado. Para o desenvolvimento deste trabalho, a carga aplicada ao motor reproduz o torque típico de um sistema de bombeamento de hidrocarbonetos com uso de uma turbomáquina. A turbomáquina modelada é do tipo hélico-axial de múltiplos estágios [10]. A arquitetura particular dessa bomba hélico-axial é conhecida por apresentar um bom desempenho no bombeamento de fluidos multifásicos com baixa viscosidade e frações de gás livre abaixo de 70%. Esse tipo de bomba transfere energia cinética ao fluido através do impelidor que posteriormente é convertida em energia de pressão pelo difusor, Figura 2.3.

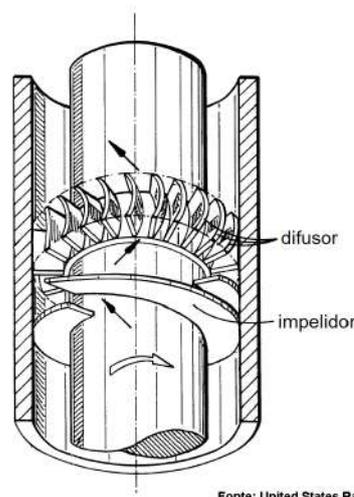


Figura 2.3: Bomba hélico-axial.

A energia cinética transferida ao fluido tem origem na combinação da força centrífuga com força de arrasto aplicada ao fluido. A força total aplicada para girar o impelidor é responsável pelo torque e em termos práticos o torque verificado na topologia hélico-axial tem relação com o quadrado da velocidade de rotação da bomba, Figura 2.4. A máquina modelada no trabalho atinge o torque de 4173 Nm

e foi projetada para operar no bombeamento de hidrocarboneto com GVF (*Gas Volume Fraction*) de 34%, viscosidade 30 *cP*, vazão de 2464 m^3/d @ 88,0 *bar*g e 65 °C e incremento de pressão de 60 *bar*.

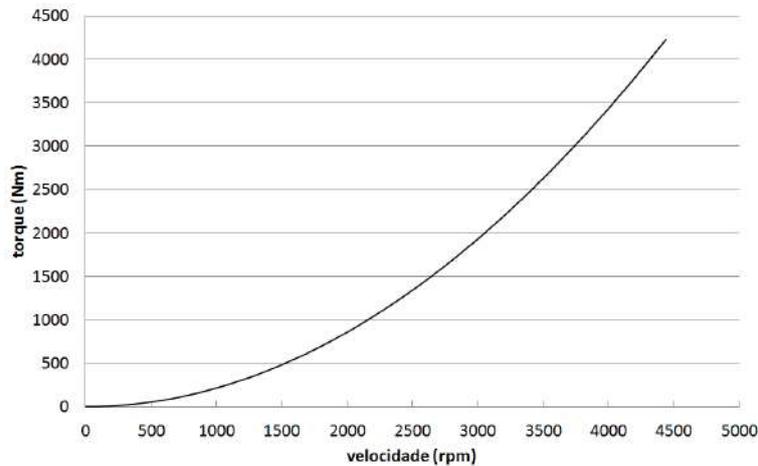


Figura 2.4: Curva de torque da bomba hélico-axial

2.3 Modelo do motor de indução

Este capítulo apresenta o modelo matemático de motores de indução que será extensivamente utilizado ao longo desta dissertação.

2.3.1 Modelo matemático

O motor utilizado neste trabalho é trifásico, com dois polos, rotor tipo gaiola de esquilo, estrutura simétrica, polos lisos e entreferro aumentado. A descrição e detalhamento do modelo matemático do motor é essencial para o entendimento e compreensão do trabalho.

Recorda-se que a operação do motor está baseada na rotação do campo magnético produzido pelo estator. Considerando que o estator é alimentado por correntes senoidais de mesma amplitude, frequência angular ω , defasagem angular de 120° entre elas e aplicadas em enrolamentos com eixos defasados de 120° no espaço, então haverá um campo magnético resultante com amplitude constante girando na mesma frequência angular ω .

No motor de indução, o campo magnético girante do estator induz uma corrente no circuito do rotor. Atendendo à Lei de Lenz, só haverá corrente induzida nos enrolamentos curto-circuitados do rotor enquanto houver variação de fluxo. Caso o rotor girasse na mesma velocidade do campo produzido pelo estator, ou seja, velocidade síncrona, não haveria variação de fluxo no enrolamento do rotor, conseqüentemente não haveria força eletromotriz induzida. Por esta razão, no funcionamento do mo-

tor de indução sempre haverá uma velocidade de escorregamento $\omega_{sl} = \omega - \omega_r$, a qual é definida pela diferença entre a velocidade relativa do rotor ω_r com a velocidade do campo magnético do estator ω .

Para um motor de indução trifásico, o circuito magnético do rotor e estator pode ser simplificado e representado conforme a Figura 2.5.

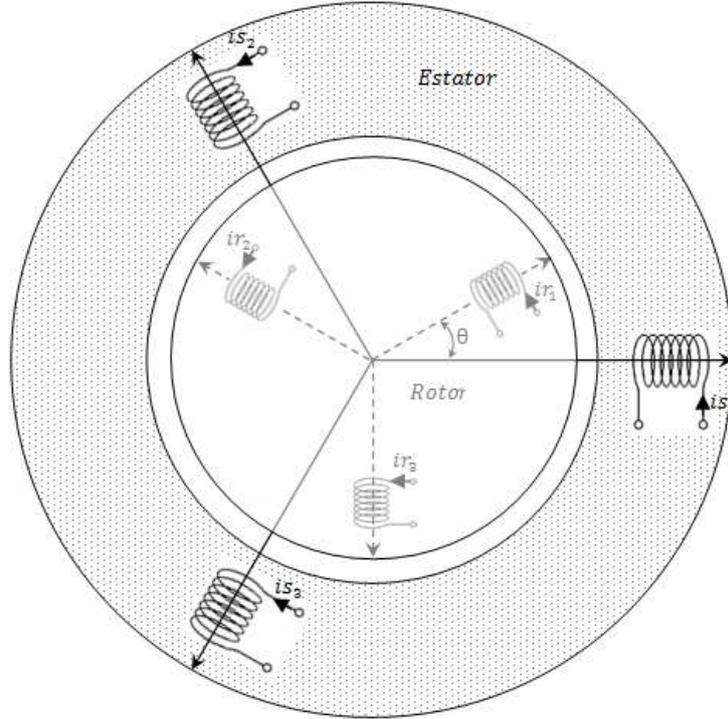


Figura 2.5: Circuito magnético do rotor e do estator.

Para o motor de indução tipo gaiola de esquilo, a corrente induzida nas barras apresenta amplitude e fase diferenciada para cada barra, conseqüentemente cada barra é considerada uma fase do rotor [11]. A corrente induzida que flui pela gaiola, pela Lei de Ampère, cria um campo magnético com a mesma quantidade de polos do estator. A interação entre os dois campos produz o torque que é responsável pelo movimento do rotor. Mesmo que um rotor na configuração gaiola de esquilo tenha mais que três barras, o circuito magnético equivalente apresentado na Figura 2.5 ainda permanece válido.

A partir da estrutura eletromagnética apresentada na Figura 2.5 é possível modelar o motor de indução, com rotor tipo gaiola de esquilo, através de um sistema de equações matricial que descreve o comportamento elétrico do motor de indução ideal como segue:

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d[\Psi_s]}{dt}, \quad (2.1)$$

$$[v_r] = 0 = [R_r][i_r] + \frac{d[\Psi_r]}{dt}, \quad (2.2)$$

onde $[v_s]$, $[v_r]$, $[i_s]$ e $[i_r]$ são as matrizes de tensão no estator, tensão no rotor, corrente no estator e corrente no rotor, respectivamente descritas por:

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{s1} & v_{s2} & v_{s3} \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

$$[v_r] = \begin{bmatrix} v_{r1} & v_{r2} & v_{r3} \end{bmatrix}, \quad (2.4)$$

$$[i_s] = \begin{bmatrix} i_{s1} & i_{s2} & i_{s3} \end{bmatrix}, \quad (2.5)$$

$$[i_r] = \begin{bmatrix} i_{r1} & i_{r2} & i_{r3} \end{bmatrix} \text{ e} \quad (2.6)$$

$[R_s]$ e $[R_r]$ são matrizes diagonais. Os enlaces de fluxo gerados no estator e rotor são descritos pelas equações:

$$[\Psi_s] = [L_s][i_s] + [L_{sr}][i_r], \quad (2.7)$$

$$[\Psi_r] = [L_r][i_r] + [L_{sr}]^t[i_s], \quad (2.8)$$

onde $[L_s]$ e $[L_r]$ são as matrizes de indutâncias respectivamente do estator e do rotor descritas por:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{s11} & L_{s12} & L_{s13} \\ L_{s21} & L_{s22} & L_{s23} \\ L_{s31} & L_{s32} & L_{s33} \end{bmatrix} \text{ e} \quad (2.9)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{r11} & L_{r12} & L_{r13} \\ L_{r21} & L_{r22} & L_{r23} \\ L_{r31} & L_{r32} & L_{r33} \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

Nas expressões apresentadas $L_{11} = L_{22} = L_{33}$, são as indutâncias próprias dos enrolamentos das respectivas fases do circuito do estator ou do rotor. $L_{12} = L_{13} = L_{21} = L_{23} = L_{31} = L_{32}$ são as indutâncias mútuas entre os enrolamentos do circuito apresentado nas matrizes. Em relação a $[L_{sr}]$, matriz de indutância mútua entre o circuito do rotor com o circuito do estator, esta irá apresentar elementos que variam com a posição do rotor. A Figura 2.5 ilustra o ângulo θ que separa o eixo magnético do rotor do eixo magnético do estator. Considerando a distribuição senoidal da força magneto motriz, a indutância mútua entre o rotor e o estator pode ser descrita como:

$$[L_{sr}] = L_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}, \quad (2.11)$$

onde L_m é a indutância mútua máxima existente entre os enrolamentos.

Para análise e cálculo do Torque, parte-se do conceito da máquina elementar

reduzida com um enrolamento no estator e um enrolamento no rotor, como mostrado na Figura 2.6.

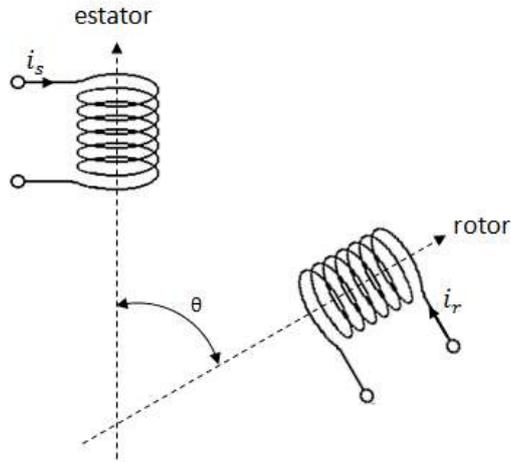


Figura 2.6: Sistema de eixos de referência de uma máquina elementar

A potência instantânea consumida pelos enrolamentos neste circuito é apresentada pelas equações:

$$p = p_s + p_r, \quad (2.12)$$

que pode ser escrita como:

$$p = R_s i_s^2 + L_s i_s \frac{di_s}{dt} + i_r i_s \frac{dL_{sr}(\theta)}{dt} + L_{sr}(\theta) i_s \frac{di_r}{dt} + R_r i_r^2 + L_r i_r \frac{di_r}{dt} + i_s i_r \frac{dL_{sr}(\theta)}{dt} + L_{sr}(\theta) i_r \frac{di_s}{dt}. \quad (2.13)$$

Reagrupando os termos de (2.13) a potência total passa a ser representada por:

$$p = R_s i_s^2 + R_r i_r^2 + \left[\frac{d}{dt} L_m(\theta) \right] i_r i_s + \frac{d}{dt} \left[\frac{1}{2} L_s i_s^2 + \frac{1}{2} L_r i_r^2 + L_m(\theta) i_s i_r \right]. \quad (2.14)$$

Analisando (2.14) é possível extrair três expressões que são apresentadas a seguir:

a) a parcela da potência dissipada é representada por:

$$p_r = R_s i_s^2 + R_r i_r^2; \quad (2.15)$$

b) a parcela da potência acumulada no campo magnético é dada por:

$$p_L = \frac{d}{dt} \left[\frac{1}{2} L_s i_s^2 + \frac{1}{2} L_r i_r^2 + L_m(\theta) i_s i_r \right] e \quad (2.16)$$

c) a parcela da potência elétrica convertida em potência mecânica é dada por:

$$p_{mec} = \left[\frac{d}{dt} L_m(\theta) \right] i_r i_s. \quad (2.17)$$

Considerando a equação clássica de torque:

$$p_{mec} = \tau \frac{d(\theta)}{dt}, \quad (2.18)$$

as equações (2.17) e (2.18) são agrupadas gerando a expressão:

$$\tau_L = i_s i_r \left[\frac{d}{d\theta} L_m(\theta) \right]. \quad (2.19)$$

Analisando (2.19) verifica-se que o torque eletromagnético existe se a indutância mútua variar com o deslocamento angular. Considerando que o motor é simétrico e com espaçamento de entreferro constante a expressão da indutância mútua apresenta então um comportamento cossenoidal [12] em função da variação angular.

Para a máquina trifásica, Figura 2.5, é necessário considerar os três enrolamentos no estator e os três enrolamentos no rotor. O torque resultante produzido pelos seis enrolamentos é expresso da seguinte forma:

$$\tau = \begin{bmatrix} i_{s1} & i_{s2} & i_{s3} \end{bmatrix} \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} L_{s1r1} & L_{s1r2} & L_{s1r3} \\ L_{s2r1} & L_{s2r2} & L_{s2r3} \\ L_{s3r1} & L_{s3r2} & L_{s3r3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix}. \quad (2.20)$$

Considerando (2.11) e (2.20) ainda pode ser simplificado para:

$$\tau = \begin{bmatrix} i_{s1} & i_{s2} & i_{s3} \end{bmatrix} L_m \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix}. \quad (2.21)$$

2.4 Modelo de cabo

A análise da propagação e distorção de onda no cabo elétrico do sistema submarino apresentado pela Figura 2.2 é essencial para a análise do acionamento do motor. Nesse sistema os parâmetros elétricos do cabo (resistência, capacitância e indutância) são significativos devido ao longo comprimento e, desta forma, interferem no funcionamento da máquina. Considerando que o objetivo final desse sistema é o controle da máquina elétrica, os efeitos do cabo devem ser estudados e considerados na análise do circuito e na malha de controle. Para a análise e modelagem do cabo, reduz-se o sistema de modo a destacar o cabo como elemento principal, assim o sistema será apresentado conforme a Figura 2.7.

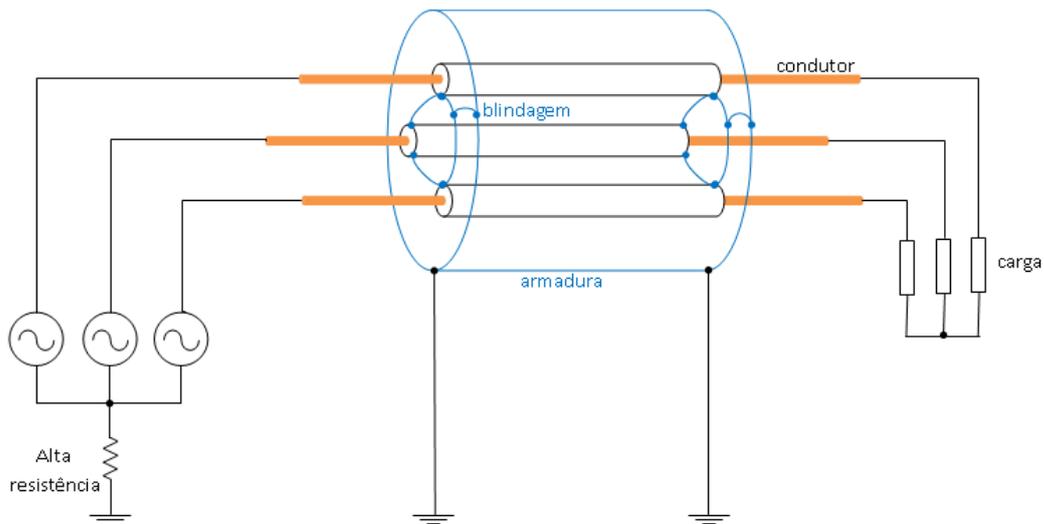


Figura 2.7: Representação das conexões elétricas do cabo elétrico.

Na representação da Figura 2.7, observa-se que o sistema é alimentado por uma fonte com aterramento por alta impedância. A carga é representada por um circuito equilibrado conectado em Y. O umbilical trifásico submarino possui três cabos com núcleo revestido por material isolante, camada semi-condutora e blindagem individual, seguindo a norma IEC60502-2. Adicionalmente, os cabos submarinos ainda possuem fitas bloqueadoras de água, Figura 2.8.

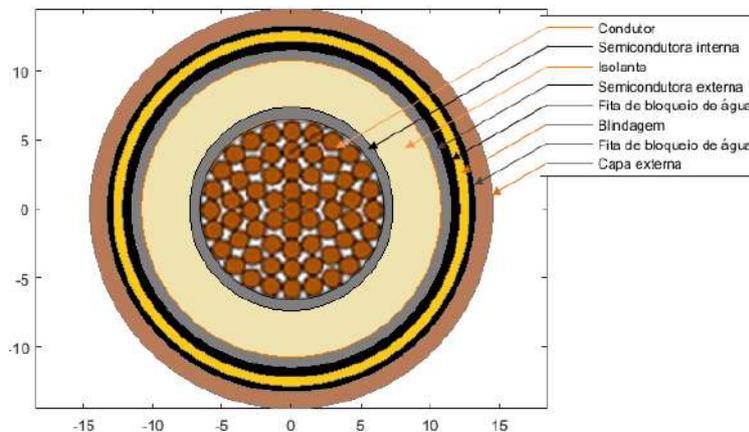


Figura 2.8: Seção transversal do cabo elétrico.

Na composição do umbilical, os cabos ganham acomodação justaposta em configuração de trifólio, conforme a Figura 2.9. Por fim ainda em uma abordagem simplificada do umbilical, este ganha uma armadura metálica que tem função estrutural mecânica, mas devido ao material, deve ser considerado na análise elétrica.

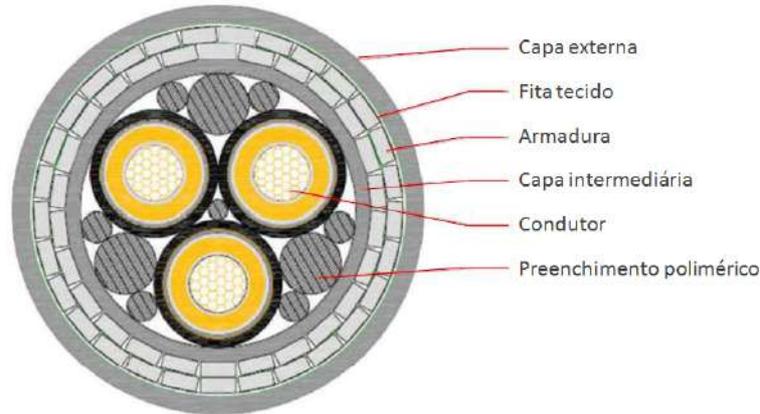


Figura 2.9: Seção transversal do umbilical de potência.

Com essa informação, o umbilical pode ser modelado e, assim, determinar o comportamento elétrico do cabo. Existem diferentes modelos que podem representar o cabo elétrico, e a aplicação dos modelos depende da precisão que se deseja e do tipo de estudo a ser realizado [13][14]. Modelos baseados em equação de ondas, sejam eles nos domínios modais ou domínios de fases, para cabos com parâmetros dependentes da frequência representam o fenômeno de propagação de onda com bastante precisão. Entretanto estes são complexos, necessitam de grande esforço computacional e inviabilizam aplicações nas quais é necessário análise em tempo real.

O modelo de parâmetros concentrados, em que o cabo pode ser representado por resistores, capacitores e indutores, arranjados sob a forma de células, permite fácil reprodução em aplicações que realizam o cálculo em tempo real. Contudo, uma relevante desvantagem desse modelo é que com ele não é possível considerar a dependência da frequência dos parâmetros transversais na análise de transitórios eletromagnéticos. Embora esse tipo de modelo seja menos preciso quando comparado aos modelos no domínio das equações de onda, trata-se de um modelo que pode ser facilmente construído e utilizado como simulador de cabo.

O modelo de parâmetros concentrados representado como circuito T , conforme Figura 2.10, pode ser aplicado em circuitos com qualquer número de fases. Contudo a fidelidade desse modelo na reprodução do cabo depende da quantidade de elementos concentrados utilizados para representar a seção do cabo em análise.

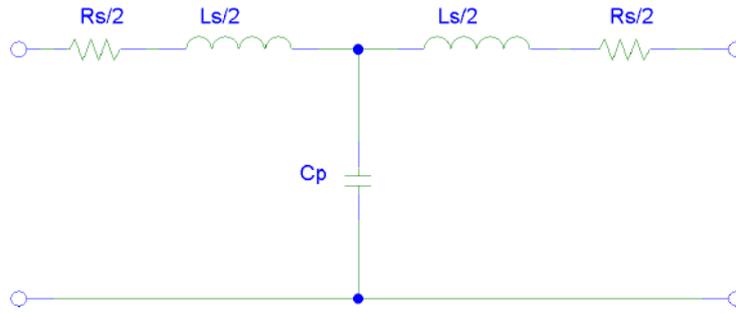


Figura 2.10: Modelo equivalente do cabo com parâmetros concentrados na configuração de circuito T .

Neste trabalho foi considerado nas simulações o modelo do cabo baseado em circuito equivalente tipo T . Para aumentar a confiança no modelo, foram utilizados três circuitos concentrados, conforme apresentado na Figura 2.11. Nessa figura, cada circuito T representa um trecho com comprimento de dez quilômetros do cabo unipolar e outros dois circuitos representando dois trechos de cinco quilômetros. Esse modelo foi adotado porque sua forma simples de representação matemática permite processamento em tempo real dentro de uma malha de controle. Ainda, a precisão do modelo T adotada, como é visto mais adiante, é adequada para a faixa de frequências de análise do acionamento de motor para aplicação submarina [15].

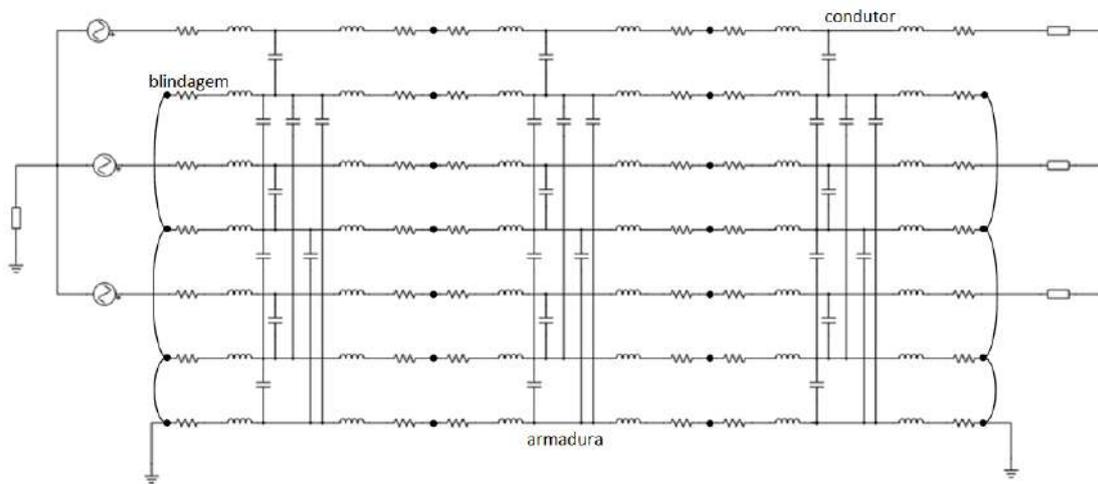


Figura 2.11: Circuito esquemático do cabo trifásico modelado por três seções de circuito T .

A obtenção dos parâmetros de impedância série e admitância paralela para o circuito trifásico são realizados, neste trabalho, considerando os efeitos de proximidade gerados pelas correntes dos condutores centrais e ainda correntes induzidas na blindagem metálica e seus efeitos na impedância no condutor central.

2.5 Modelo do filtro

Para o entendimento da necessidade de aplicação de um filtro neste tipo de circuito, é necessário uma breve introdução do funcionamento do circuito como um todo.

No acionamento de motor com VFD, a comutação em alta frequência dos dispositivos semicondutores do inversor gera tensões e correntes com conteúdo harmônico adicionado à componente fundamental resultando em uma forma de onda complexa que pode ser representada pela série de Fourier. Um aspecto importante que deve ser considerado nessa onda complexa gerada pelo inversor é que todas as componentes harmônicas dessa onda estão em fase com a componente fundamental. Ocorre que as componentes harmônicas se propagam com velocidades diferentes no cabo elétrico, e ao longo dele essas harmônicas apresentam deslocamento de fase em relação à componente fundamental. Como consequência dessas diferenças nas velocidades de propagação a composição ou resultante da série de Fourier nos terminais do motor não mais tem a mesma forma da onda complexa gerada pelo inversor. As distorções resultantes deste fenômeno contribuem com as perdas em forma de aquecimento e pulsação no torque.

Outro fenômeno indesejável, gerado pelo dV/dt que ocorre pelo chaveamento no inversor, são as reflexões que surgem no circuito devido às diferenças de impedâncias características entre os componentes do circuito (ex.: cabo, motor e inversor)[16]. Essas reflexões produzem picos de sobretensão nos terminais da máquina e atingem amplitudes que podem inclusive destruí-la devido ao efeito corona.

Existem diversas alternativas de filtro que podem mitigar os problemas com harmônicas. A solução mais comum empregada pela indústria é o filtro passa baixa tipo LC . Esse filtro deve ser projetado para permitir que o motor seja acionado com uma forma de onda o mais próximo da senoidal. O filtro LC também neutraliza picos de tensão proveniente do dV/dt devido ao chaveamento. A capacidade do filtro para reduzir dV/dt é determinada pela sua resposta em frequência.

O filtro LC é instalado na saída do inversor, possui comportamento de segunda ordem e é construído somente com componentes passivos, conforme Figura 2.12. Esse filtro tem a resposta em frequência como ilustrado pela Figura 2.13, em que a frequência ressonante deve estar posicionada acima da máxima frequência que determina a máxima velocidade do motor e abaixo da frequência de chaveamento do inversor. Ainda, o projeto do filtro deve levar em consideração a topologia do inversor utilizado e a estratégia de modulação empregada [17][18].

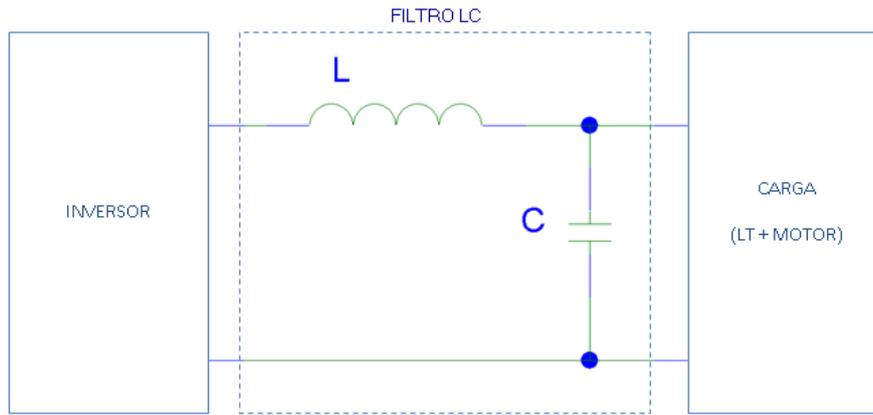


Figura 2.12: Filtro LC destacado do sistema elétrico.

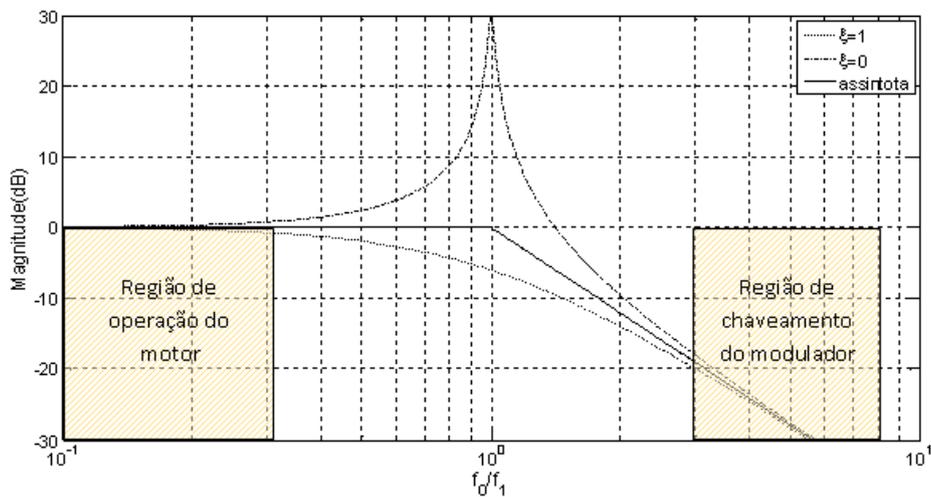


Figura 2.13: Resposta em frequência normalizada.

A metodologia para o cálculo do filtro leva, obrigatoriamente, em consideração a análise do circuito onde o filtro está inserido. Referente às impedâncias, considera-se a impedância de saída do inversor é zero, pois ela é suficientemente baixa a ponto de poder ser desprezada para esta análise. A impedância acoplada na saída do filtro é representada por Z_{load} , no sistema ela é representada pelas impedâncias dos transformadores, cabo e motor. Ainda, referente à carga Z_{load} , considera-se somente a parte resistiva (R_{load}) uma vez que os polos e zeros do circuito acoplado estão distantes da frequência ressonante do filtro. Desta forma a função de transferência do filtro pode ser representada por:

$$G(s) = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + s \frac{1}{R_{load}C} + \frac{1}{LC}}, \quad (2.22)$$

equação esta que tem o formato clássico dado por:

$$G(s) = \frac{\omega_n}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n}. \quad (2.23)$$

Trabalhando (2.23) tendo como referência (2.22) encontra-se:

$$\omega_n^2 = \frac{1}{LC} \quad (2.24)$$

e

$$2\xi\omega_n = \frac{1}{R_{load}C}. \quad (2.25)$$

Outros aspectos do filtro devem ser considerados na escolha dos componentes do filtro. O valor do indutor deve ser escolhido de forma a limitar o *ripple* devido a comutação. O capacitor deve ter valor menor possível para que minimize o fluxo de corrente e assim evite perdas térmicas e distorções, [16] e [18].

2.6 Modelo de transformador trifásico

Devido às grandes distâncias entre a fonte e a carga, o sistema elétrico submarino apresentado na Figura 2.2 necessita de transformadores de potência para a transmissão de energia.

O princípio de funcionamento do transformador é explicado pela Lei de Biot-Savart e pela Lei de Faraday. De forma simplista, pode-se definir o transformador como um elemento elétrico estático constituído por dois circuitos que transferem energia de um circuito para outro através de acoplamento magnético. Conforme ilustrado na Figura 2.14, para o caso do transformador trifásico.

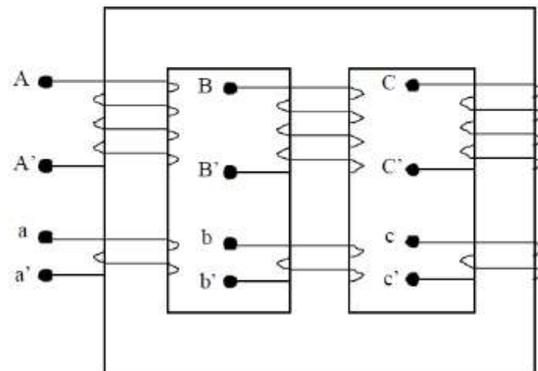


Figura 2.14: Transformador trifásico.

O transformador é ideal se o acoplamento magnético é perfeito e toda energia que entra em um circuito é transferida sem perdas para o outro circuito. Entretanto

o caso real demonstra que existem perdas que são atribuídas à resistência série dos enrolamentos e perdas no meio magnético. Para a aplicação proposta é necessário apresentar o modelo do transformador de uma forma mais detalhada, sendo que um parâmetro, a indutância de dispersão e a característica de saturação do transformador precisam ser bem exploradas para a compreensão do funcionamento desse circuito.

2.6.1 Modelo matemático de transformador

A análise do transformador se iniciará através do modelo ideal, conforme Figura 2.15, a fim de obter as equações básicas de seu modelo.

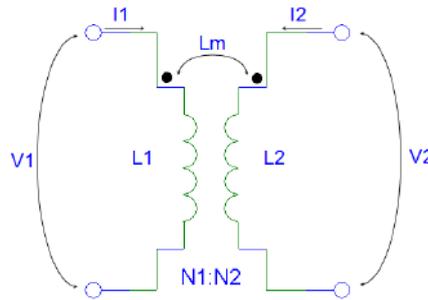


Figura 2.15: Circuito equivalente do transformador para baixas frequências.

Na Figura 2.15 valem as seguintes equações:

$$v_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + L_m \frac{di_2}{dt}, \quad (2.26)$$

$$v_2 = L_2 \frac{di_2}{dt} + L_m \frac{di_1}{dt}, \quad (2.27)$$

onde L_1 é a indutância própria do primário, L_m é a indutância mútua, L_2 é a indutância própria do secundário, v_1 a tensão instantânea do primário, v_2 a tensão instantânea do secundário, i_1 a corrente no primário e i_2 a corrente no secundário. Para analisar o circuito, considera-se aplicar a equação derivada da lei de Faraday ao circuito magnetizante:

$$e = \frac{d\lambda}{dt} = N \frac{d\Phi}{dt}, \quad (2.28)$$

onde N é o número de espiras do indutor e $\lambda = Li$.

A tensão presente nos circuitos do transformador são representadas por:

$$e_1 = N_1 \frac{d\Phi}{dt}, \quad (2.29)$$

$$e_2 = N_2 \frac{d\Phi}{dt}. \quad (2.30)$$

Considerando o acoplamento perfeito sem perdas, encontra-se a relação:

$$\frac{e_1}{e_2} = \frac{N_1}{N_2}. \quad (2.31)$$

Considerando o princípio da conservação de energia em um transformador ideal, a relação da corrente no transformador é dada por:

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{N_1}{N_2}. \quad (2.32)$$

Com as equações iniciais apresentadas e considerando o circuito da Figura 2.15 sendo alimentado em regime por uma tensão senoidal o desenvolvimento a seguir busca a relação matemática entre a indutância própria e a indutância mútua:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_1 & X_m \\ X_m & X_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}, \quad (2.33)$$

$$X_1 I_1 + L_m I_2 = \frac{N_1}{N_2} (X_2 I_2 + X_m I_1), \quad (2.34)$$

$$I_1 \left(X_1 - \frac{N_1}{N_2} X_m \right) = I_2 \left(\frac{N_1}{N_2} X_2 - X_m \right), \quad (2.35)$$

$$I_1 \left(X_1 - \frac{N_1}{N_2} X_m \right) = I_1 \left(\frac{N_1}{N_2} \right) \left(\frac{N_1}{N_2} X_2 - X_m \right), \quad (2.36)$$

$$X_1 - X_2 \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 = 0, \quad (2.37)$$

$$L_1 = L_2 \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2. \quad (2.38)$$

Considerando a proporcionalidade obtida entre as indutâncias L_1 e L_2 , recorre-se às propriedades da matriz para encontrar a indutância mútua. Desta forma:

$$\det \begin{bmatrix} X_1 & X_m \\ X_m & X_2 \end{bmatrix} = 0, \quad (2.39)$$

onde,

$$L_m = \sqrt{L_1 L_2}. \quad (2.40)$$

É importante destacar que as equações apresentadas de 2.26 a 2.40 são para o transformador ideal. No caso do transformador real, é necessário considerar o

coeficiente de acoplamento K ,

$$L_m = K\sqrt{L_1L_2}, \quad \text{onde } 0 < K < 1 \quad (2.41)$$

A partir das equações básicas para o modelo do transformador, parte-se para um modelo mais detalhado, que no decorrer do trabalho será necessário analisar para entender tanto o projeto do elemento quanto o funcionamento da malha de controle. A representação do transformador para um circuito equivalente aplicado para baixas frequências, foi baseado em Fitzgerald [19]. A Figura 2.16 apresenta esse modelo considerando inicialmente um transformador monofásico:

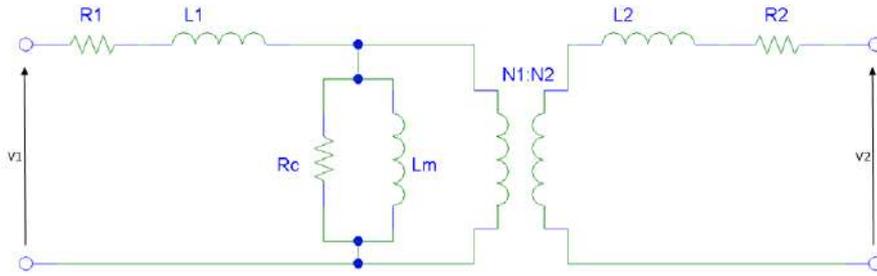


Figura 2.16: Modelo de circuito equivalente do transformador para baixas frequências.

O circuito da Figura 2.16 ilustra R_1 e R_2 , que são as resistências séries dos enrolamentos do transformador, L_1 e L_2 as indutâncias de dispersão do circuito 1 e 2, respectivamente, e R_c a resistência equivalente de perda no núcleo magnético. L_m representa a indutância de magnetização. No modelo do transformador são desprezadas as perdas no núcleo. Desta forma, neste circuito as equações do circuito podem ser escritas como:

$$v_1 = R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + L_m \frac{di_2}{dt}, \quad (2.42)$$

$$v_2 = R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + L_m \frac{di_1}{dt}. \quad (2.43)$$

Fazendo uma expressão para o circuito trifásico, pode-se manter as equações apresentadas, porém deve-se considerar as relações apresentadas pelas seguintes definições:

$$\left[R_1 \right] = \begin{bmatrix} R_{1A} & 0 & 0 \\ 0 & R_{1B} & 0 \\ 0 & 0 & R_{1C} \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

$$\begin{bmatrix} R_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{2a} & 0 & 0 \\ 0 & R_{2b} & 0 \\ 0 & 0 & R_{2c} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

$$\begin{bmatrix} L_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{1A} & M_{1AB} & M_{1AC} \\ M_{1AB} & L_{1B} & M_{1BC} \\ M_{1AC} & M_{1BC} & L_{1C} \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

$$\begin{bmatrix} L_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{2a} & M_{2ab} & M_{2ac} \\ M_{2ab} & L_{2b} & M_{2cb} \\ M_{2ac} & M_{2bc} & L_{2c} \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

$$\begin{bmatrix} L_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{12} & -M_{12}/2 & -M_{12}/2 \\ -M_{12}/2 & M_{12} & -M_{12}/2 \\ -M_{12}/2 & -M_{12}/2 & M_{12} \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

$$\begin{bmatrix} M_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{1a2a} & M_{1a2b} & M_{1a2c} \\ M_{1b2a} & M_{1b2b} & M_{1b2c} \\ M_{1c2a} & M_{1c2b} & M_{1c2c} \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

2.6.2 A indutância de dispersão do transformador

A indutância de dispersão representa um acomplamento imperfeito das linhas de fluxo que não percorrem um caminho definido pelo núcleo do transformador. Uma parcela do fluxo de dispersão é gerada devido à permeabilidade finita do material utilizado no núcleo. Outra parcela do fluxo dispersivo é gerado devido a imperfeições geométricas do núcleo e imperfeições na disposição dos enrolamentos no transformador. Ambos os fatores resultam em uma indutância de dispersão equivalente [20]. O fluxo de dispersão armazena e descarrega energia magnética com cada ciclo elétrico e, conseqüentemente, é criado um comportamento indutivo em série com os circuitos, primário e secundário, do transformador. Uma conseqüência indesejável é a queda de tensão sobre a indutância de dispersão que não contribui na transferência de energia entre primário e secundário. Esse efeito ainda é mais crítico, pois a queda de tensão varia de acordo com a carga. Mas a indutância de dispersão pode ser útil para atenuação de componentes de altas frequências e um transformador com alta indutância de dispersão pode ser usado para eliminar filtros que estão associados em série com o transformador [21].

Neste trabalho será apresentado o filtro LC da seção 2.5 associado em série com o transformador elevador, conforme a Figura 2.17. Para tanto, a indutância de dispersão total do transformador, representada na figura por L_p^σ e L_s^σ , será calculada para ter a mesma indutância calculada para o filtro. O capacitor do filtro

é colocado na saída do transformador apenas ajustando seu valor com a relação de transformação do transformador.

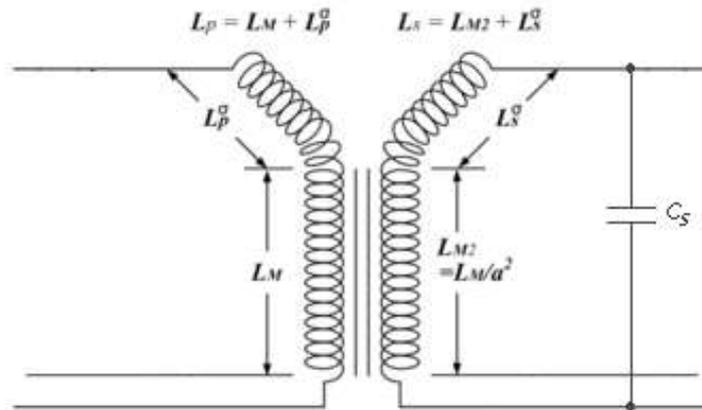


Figura 2.17: Transformador acoplado ao filtro.

A união de um filtro LC associado ao transformador em uma aplicação *offshore* é motivada para otimizar questões de infraestrutura de plataforma, reduzir área, retirar o peso e carga térmica da sala climatizada da unidade. Para essa solução, o inversor deve garantir que os picos de tensão em sua saída devido a dv/dt não ultrapasse a classe de tensão do cabo que conecta o inversor ao transformador. Desta forma, esse critério deve ser avaliado e pode ser necessária a instalação de um filtro para dv/dt na saída do inversor.

2.6.3 A saturação no transformador

O ponto em destaque na aplicação de um transformador em um circuito em que a frequência é variável é a análise para identificar as restrições operacionais nessa condição e como essas restrições irão impactar no projeto do transformador.

O núcleo do transformador é construído por material laminado baseado em aço-silício GO (grão orientado) que tem propriedades ferromagnéticas com comportamento magnético não linear e apresenta histerese, relacionando a magnetização com a desmagnetização, conforme ilustrado na Figura 2.18. Essa curva ilustra a relação entre a densidade de fluxo magnético B e o campo magnético H . Para o projeto do núcleo é necessário considerar parâmetros que devem ser maximizados, tais como regulação e eficiência, parâmetros que devem ser minimizados como peso, volume e custo e, por fim, parâmetros que devem ser respeitados como temperatura e frequência de operação. Por conta do comportamento magnético não linear do material ferromagnético e também da interação e interdependência entre os parâmetros apresentados, é necessária uma escolha criteriosa a fim de atingir uma otimização no projeto do núcleo [20].

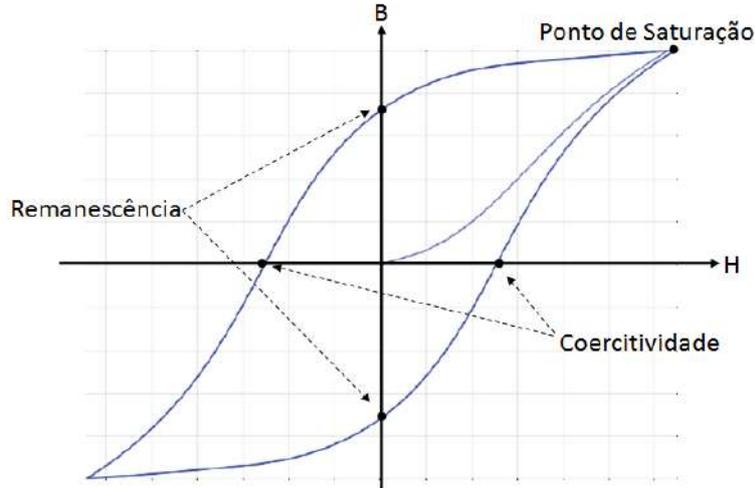


Figura 2.18: Curva B-H de um material ferromagnético.

Para o entendimento dos limites da frequência relacionados ao dimensionamento do transformador será apresentada uma análise na qual são encontradas as condições de operação que o transformador deve respeitar. A análise a seguir considera um núcleo com as propriedades magnéticas ilustradas na Figura 2.18, porém o circuito elétrico modelado é o ideal ilustrado na Figura 2.15.

Considerando uma excitação senoidal em um transformador operando em uma região linear, o fluxo enlaçado induzido é senoidal. Desta forma a representação da tensão induzida é descrita por:

$$e = \frac{d\lambda}{dt}, \quad (2.50)$$

$$e = N \frac{d\Phi}{dt}, \quad (2.51)$$

$$e = N\omega\Phi_{max}\cos(\omega t), \quad (2.52)$$

$$e_{max} = N\omega\Phi_{max}, \quad (2.53)$$

$$e_{max} = N\omega B_{max}S, \quad (2.54)$$

onde N é o número de espiras, B é a densidade de fluxo magnético e S é a área da seção transversal do núcleo do transformador. Assim, a tensão rms é:

$$e_{rms} = \sqrt{2}\pi f N S B_{max}. \quad (2.55)$$

Pode-se reescrever a equação acima explicitando B e aplicar a condição limite:

$$B_{max} = \frac{e_{rms}}{f\sqrt{2\pi}NS} \leq B_{sat}. \quad (2.56)$$

Considerando um transformador em operação, as variáveis N e S apresentadas em (2.56) são constantes. Ou seja,

$$B_{max} = \frac{e_{rms}}{f}K \leq B_{sat}, \quad \text{onde} \quad K = \frac{1}{\sqrt{2\pi}NS}. \quad (2.57)$$

Analizando (2.57) verifica-se, do ponto de vista de saturação magnética, que o limite operacional do transformador é alcançado quando o produto B_{max} de (2.57) atinge o ponto de saturação do campo magnético B ilustrado na Figura 2.18. A operação acima desse limite operacional gera distorção excessiva na tensão induzida, excessiva corrente de magnetização e conseqüentemente aumento considerável nas perdas e na temperatura do transformador. A equação (2.56) ainda mostra que a condição para manter o transformador operando em fluxo nominal é mantendo a razão e_{rms}/f constante e em magnitude igual ou menor a encontrada com tensão e frequência nominal. Portanto, havendo a necessidade de reduzir a frequência de operação, deve haver a redução proporcional da tensão.

Com essa análise, conclui-se que um transformador que é dimensionado para o acionamento do motor em condições nominal de potência e frequência pode operar em frequências inferiores desde que seja mantida a razão e_{rms}/f constante.

2.7 Modelo do Inversor

O acionamento de bombas submarinas, objeto de estudo deste trabalho, requer indispensavelmente de acionamento com velocidade variável. Essa característica é tanto necessária para viabilizar a partida da bomba com o cabo de longa distância quanto para ajustar periodicamente o ponto de operação da bomba de forma a otimizar a produção de óleo. Os inversores que geralmente são utilizados para essa aplicação são os multiníveis de média tensão baseados em Conversores Fonte de Tensão (VSC). Dentro da família de conversores VSC, três tipos se destacam até os dias de hoje [22] [23] [24], e são eles basicamente: o inversor 3-Níveis com neutro grampeado NPC, o 4-Níveis com capacitores de grampeamento (*Flying Capacitor*) e o cascata Ponte-H (CHB). O sucesso dessas categorias de inversores enquadrados no segmento de média tensão foi obtido pelo tipo de topologia associada com os dispositivos semicondutores utilizados.

O inversor de 3 níveis NPC é o tipo usado no circuito deste trabalho. O conceito do braço do circuito NPC foi inicialmente proposto por Baker em 1980 [25], porém foi um ano depois, em 1981, que A. Nabae, I. Takahashi e H. Akagi [26] apresentaram o circuito trifásico destinado à aplicação de inversores. A Figura 2.19 mostra o

inversor NPC de média tensão adaptado de [26], com interruptores semicondutores tipo IGBT. Os IGBTs atuam como interruptores principais e o conversor possui diodos de grampeamento que atuam como componentes auxiliares para grampear o potencial de saída para um ponto neutro no barramento CC. Identificado por Z na figura, o ponto neutro flutuante é criado pelos capacitores conectados no barramento do elo CC do circuito.

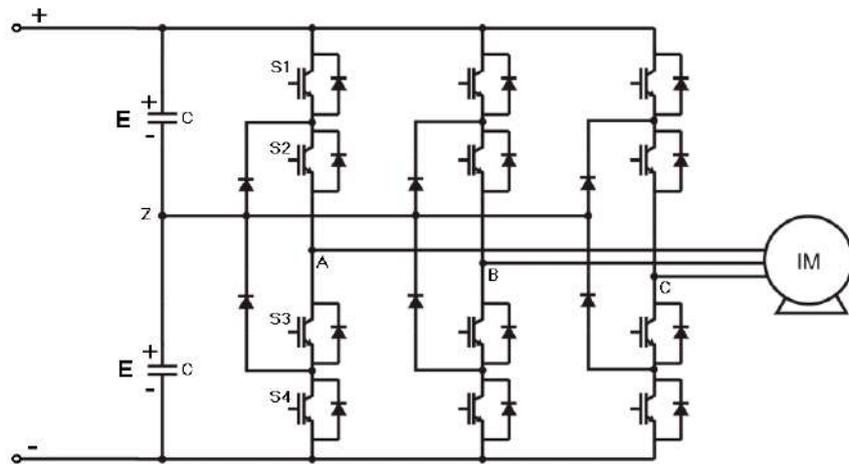


Figura 2.19: Inversor 3 níveis NPC.

A evolução dos interruptores IGBTs foi essencial para o sucesso dessa arquitetura de circuito. A partir dos anos 2000, com a chegada ao mercado dos dispositivos de 6,5 kV, a indústria passou a disponibilizar inversores de média tensão com saída nominal de 4160 V [27] com eficiência superior a 98% [24].

O circuito apresentado gera valores discretos de tensão nas fases em três níveis, como mostrado na Tabela 2.1. A tensão através de cada capacitor do elo CC é arbitrada como $+E$, que é idealmente igual à metade da tensão total do elo CC ($2E$).

Quando os interruptores S2 e S3 estão conduzindo, o terminal A é conectado ao ponto neutro através de um dos diodos de grampeamento a depender do sentido da corrente. Esse estado de comutação é denominado “O”.

Tabela 2.1: Tensão no terminal do inversor relacionada com a combinação dos interruptores.

Posição dos interruptores				Tensão no terminal A	Estado do comutação
S1	S2	S3	S4		
on	on	off	off	$+E$	P
off	on	on	off	0	O
off	off	on	on	$-E$	N

O estado de comutação “P” é obtido quando as chaves S1 e S2 estão conduzindo aplicando o potencial $+E$ no ponto A. Nesta condição os demais interruptores estão

bloqueados. O estado de comutação “N” é obtido quando somente os interruptores S3 e S4 conduzem. Nesse último estado, a tensão no terminal A assume a tensão $-E$.

O funcionamento desse circuito exige que os interruptores S1 e S3 operem de forma complementar, assim como os interruptores S2 e S4. Ainda nesse circuito, deve ser previsto que qualquer transição de estado de comutação deve passar pelo estado “O”. A passagem direta do estado “P” para o estado de comutação “N” deve ser impedida devido à dinâmica dos interruptores. Considerando que os interruptores possuem dinâmicas de comutação distintas, transitar do estado “P” para “N” diretamente poderia levar a condição momentânea de curto circuito no elo CC.

A Figura 2.20 ilustra um exemplo desse circuito submetido a uma sequência de comutação para gerar as tensões para o acionamento de motor trifásico. Na figura estão apresentadas as tensões de fase V_{AZ} e V_{BZ} e a tensão de linha V_{AB} onde é possível observar que, devido ao balanceamento no sistema trifásico e o deslocamento angular de 120° entre as fases, a tensão de linha apresenta cinco níveis, sendo eles discretizados com os potenciais $2E$, E , 0 , $-E$ e $-2E$.

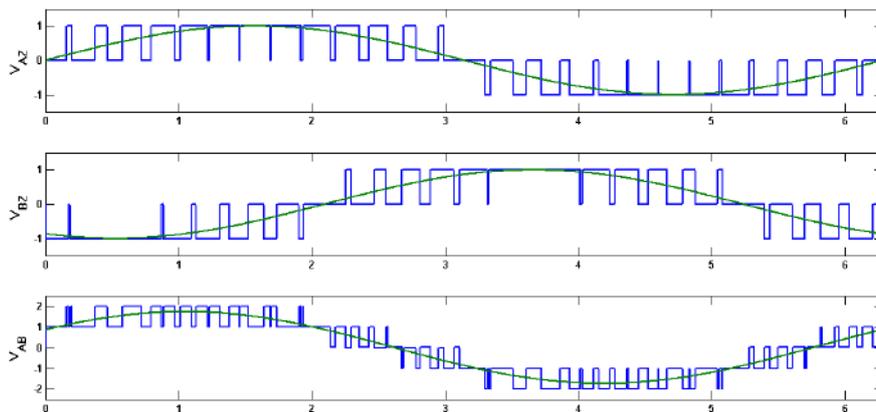


Figura 2.20: Forma de onda da tensão de fase e tensão de linha.

2.7.1 Modulação

O tipo de modulação para aplicações com motores alimentados através de cabos longos tem um papel fundamental para viabilizar o funcionamento do circuito dentro dos requisitos de espectro de correntes harmônicas e perdas térmicas nos dispositivos semicondutores. Para a aplicação de média tensão com uso de inversor NPC, os tipos de modulação que apresentam melhor desempenho nos requisitos mencionados são aqueles que utilizam baixa frequência de chaveamento [28][29][30]. Os métodos de modulação comumente usados pela indústria para comutação em baixa frequência são os de modulação vetorial espacial (SVM), eliminação seletiva de harmônicos (SHE) e método de modulação síncrona otimizada [24][30][31].

Modulação SHE-PWM

Neste trabalho, no qual um cabo longo está sendo utilizado, a condição para aplicação de uma técnica de modulação é ainda mais restritiva, pois o uso do filtro na saída do inversor, conforme foi apresentado na seção 2.5, impõe requisitos adicionais para a escolha da modulação. Com o filtro inserido na saída do inversor, é preciso utilizar uma modulação na qual seja possível posicionar a frequência de comutação com suas componentes harmônicas acima da frequência ressonante do filtro, conforme ilustrado na Figura 2.13. Ocorre que as técnicas de modulação, que operam com comutação em baixa frequência, geram harmônicas indesejáveis em baixa frequência e para eliminar essas harmônicas a modulação SHE-PWM é a mais adequada [31].

A modulação SHE-PWM é uma técnica que permite que algumas componentes harmônicas naturais de um sistema comutado sejam eliminadas. A compreensão da técnica SHE-PWM é obtida através da análise da decomposição da forma de onda da saída do inversor através da série de Fourier. A eliminação das harmônicas ocorre pela fixação de ângulos de disparo do circuito inversor, conforme ilustrado na Figura 2.21. A comutação com os ângulos corretos elimina uma quantidade definida de harmônicas.

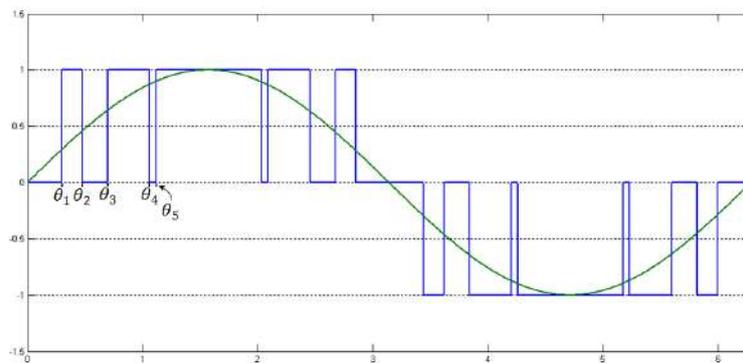


Figura 2.21: Forma de onda gerada pelo inversor NPC.

A identificação dos ângulos ocorre com análise e solução da série de Fourier como segue:

$$F(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(\theta) + b_n \sin(\theta)), \quad (2.58)$$

onde

$$a_0 = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} f(\theta) d(\theta),$$

$$a_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} f(\theta) \cos(n\theta) d(\theta) \quad e$$

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} f(\theta) \sen(n\theta) d(\theta).$$

Para resolver a série de Fourier é convencionalizado que a função gerada pelo inversor é ímpar com simetria de quarto de onda. Com essa consideração, a série é simplificada com a eliminação dos elementos harmônicos pares. Desta forma os termos a_0 e a_n são nulos e a série fica restrita ao termo b_n como segue:

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \left[\sum_{n=1}^N ((-1)^{(i+1)} \cos(n\theta_i)) \right], \quad (2.59)$$

onde i é a quantidade de ângulos de comutação em um quarto de onda. A quantidade de harmônicos k eliminada é dada por $k = i - 1$.

A eliminação de harmônicos deve ocorrer a partir de um sistema de equações não lineares desenvolvido a partir de b_n em que o número de equações elaboradas corresponde ao número de ângulos de comutação por quarto de onda.

A solução do sistema não linear não é trivial. Devido à complexidade da solução não é possível calcular os ângulos em tempo real pelo processador utilizado no circuito. A solução adotada na prática é realizar um pré-processamento e armazenar os ângulos previamente calculados em uma tabela de memória. Durante a operação do motor, o algoritmo de comutação deve consultar a memória para a obter os ângulos pré-calculados para posteriormente efetuar os disparos. Ainda, referindo-se ao sistema de equações não linear para a obtenção dos ângulos de comutação, a solução desse sistema deve ser realizada através de técnicas iterativas numéricas como o método de Newton-Raphson. Para a obtenção dos ângulos, apresenta-se a análise de um caso em que são eliminadas quatro harmônicas, sendo elas: 5^a , 7^a , 11^a e 13^a . A seleção desconsiderou a terceira harmônica e suas múltiplas, uma vez que nos sistemas trifásicos a três fios a própria conexão do sistema não permite a circulação de corrente de sequência zero. O sistema de equações elaborado para essa análise está apresentado a seguir:

$$\begin{aligned} b_1 &= \frac{4}{\pi} \sum_{i=1}^5 (-1)^{(i+1)} \cos(\theta_i) = m_a \frac{4}{\pi} \\ b_5 &= \frac{4}{5\pi} \sum_{i=1}^5 (-1)^{(i+1)} \cos(5\theta_i) = 0 \\ b_7 &= \frac{4}{7\pi} \sum_{i=1}^5 (-1)^{(i+1)} \cos(7\theta_i) = 0 \\ b_{11} &= \frac{4}{11\pi} \sum_{i=1}^5 (-1)^{(i+1)} \cos(11\theta_i) = 0 \\ b_{13} &= \frac{4}{13\pi} \sum_{i=1}^5 (-1)^{(i+1)} \cos(13\theta_i) = 0 \end{aligned} \quad (2.60)$$

No sistema de equações de 2.60 é atribuído o valor da amplitude desejada no elemento da série de Fourier, que representa a componente fundamental, e atribuído

o valor zero para os elementos da série que se deseja anular. O método de Newton-Raphson é aplicado e resolve-se o sistema com a identificação dos ângulos que atendem às condições impostas. Uma forma de assegurar que o sistema convergiu para uma solução é certificando-se de que os ângulos encontrados atendem as restrições a seguir:

$$0 < \theta_1 < \theta_2 < \theta_3 < \theta_4 < \theta_5 < \frac{\pi}{2}. \quad (2.61)$$

A componente de frequência fundamental normalizada é uma função do índice de modulação e dado por:

$$\hat{V}_1 = \frac{4}{\pi} m_a, \quad (2.62)$$

onde m_a é limitado entre 0 e 1.

A modulação SHE-PWM impõe a condição em que a série harmônica está sincronizada com a frequência gerada. Essa condição, aplicada ao VFD, exige uma estratégia adicional para manter a primeira harmônica da série dentro de uma faixa prédefinida, Figura 2.22. O posicionamento da primeira harmônica da série (eixo das ordenadas) dentro da faixa estabelecida se dará pela quantidade de comutações realizadas dentro de um ciclo da frequência gerada para alimentar a carga (eixo das abscissas). A cada momento em que o primeiro elemento da série harmônica ultrapassar os limites da faixa estabelecida, o número de comutação por ciclo deve aumentar ou diminuir. Para o atendimento dessas condições, a tabela de ângulos gerados e o circuito de comutação devem prever não só a variação do ângulo de comutação, mas também a variação da quantidade de ângulos. A Figura 2.22 ilustra um exemplo dessa estratégia na qual foi arbitrada uma faixa de 296 Hz para a variação da frequência dos elementos da série harmônica. A frequência superior para o primeiro elemento da série foi estabelecida em 1110 Hz e a frequência inferior em 814 Hz. Considerando a frequência gerada para alimentar a carga em 34 Hz, as comutações ocorrem nove vezes a cada quarto de ciclo da onda gerada e, nesta condição, são eliminadas oito harmônicas e o primeiro elemento da série harmônica está posicionado próximo de 917 Hz. Quando se acelera o motor ou quando a frequência gerada para alimentar a carga aumenta, a frequência da primeira harmônica da série também aumenta de maneira proporcional. Quando o primeiro elemento da série harmônica atinge a frequência do limite superior préestabelecida, o circuito passa a comutar sete vezes a cada quarto de ciclo da onda gerada. Isso ocorre a partir de 45 Hz e nesta condição o circuito elimina seis harmônicas. Por fim, no exemplo ilustrado, uma nova mudança ocorre em 54 Hz, em que o circuito elimina somente quatro harmônicas.

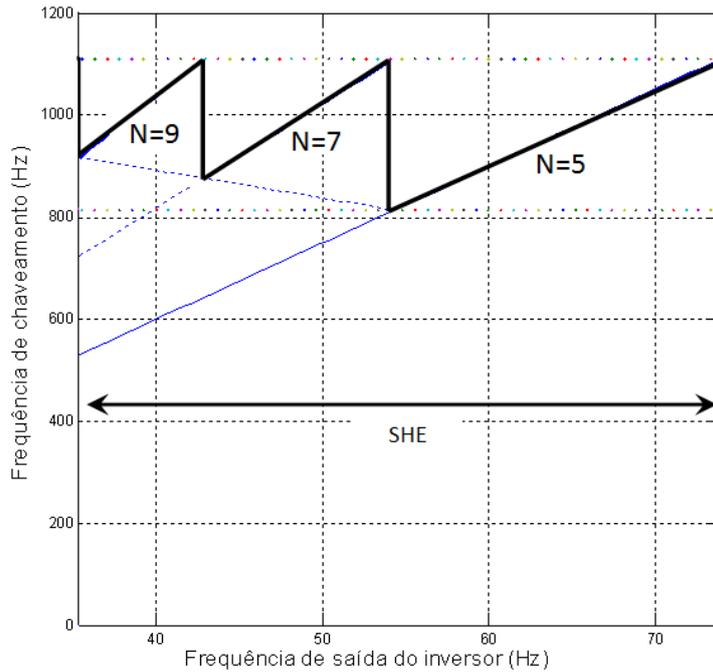


Figura 2.22: Padrão de chaveamento.

Modulação SPWM

Ao adotar a estratégia de aumentar o número de comutações por ciclo na modulação SHE-PWM, indiretamente aumenta a complexidade para trabalhar com essa modulação. Aumentando o número de comutações, aumenta-se consideravelmente a tabela que contém os ângulos de comutação e também a complexidade do circuito de comutação do modulador.

A complexidade do circuito poderia ser facilmente resolvida pelo uso da modulação por largura de pulso conhecida como SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*). Essa modulação além de ser implementada com um circuito mais simples, não necessita de tabelas. Entretanto, a substituição da modulação SHE-PWM pela modulação SPWM para toda a faixa de frequência não é possível. A modulação SPWM inviabiliza o seu uso por apresentar elevada distorção harmônica. Contudo, será visto mais adiante que durante a partida da máquina, operação temporária nas baixas frequências, a modulação SPWM se apresenta como um alternativa atrativa, uma vez que simplifica consideravelmente o circuito e não impacta significativamente no rendimento por operar durante um intervalo curto de tempo.

O princípio da modulação SPWM aplicado para um inversor NPC é ilustrado na Figura 2.23. SPWM entrega a tensão modulada por pulsos retangulares de alta frequência cuja largura dos pulsos são variáveis e determinados através da comparação de um sinal analógico senoidal com um sinal de referência triangular, Figura 2.25.

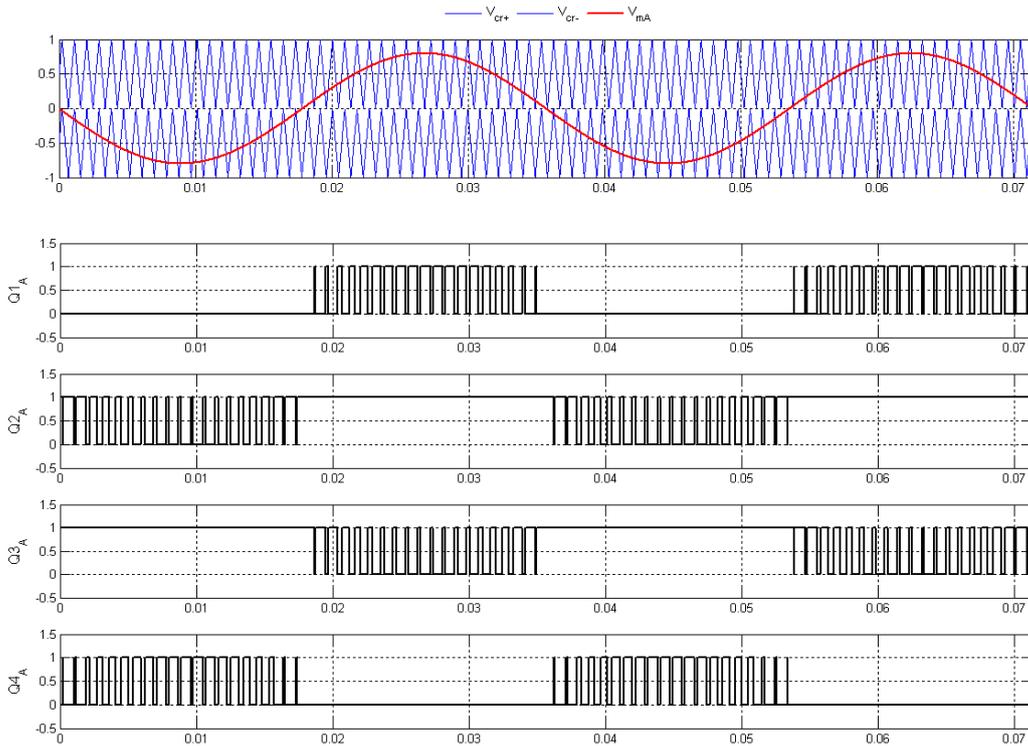


Figura 2.23: Modulação SPWM aplicado para a tensão da Fase A.

A Figura 2.23 apresenta especificamente a técnica SPWM, com duas portadoras deslocadas, aplicada para um inversor NPC que disponibiliza a tensão entre fases com cinco níveis. V_{mA} é o sinal senoidal modulante para tensões V_{AZ} . A particularidade do inversor NPC está caracterizada pelas duas portadoras triangulares simétricas com amplitude de pico a pico unitária, V_{cr+} e V_{cr-} . A portadora V_{cr+} está localizada no plano positivo com pico em $+1$, e V_{cr-} está localizada no plano negativo com pico em -1 .

O resultado entre a interseção das portadoras ao sinal modulante V_{mA} e a obtenção dos sinais de comandos, Figura 2.23, que são aplicados nas chaves $Q1_A$, $Q2_A$, $Q3_A$ e $Q4_A$ do circuito ilustrado pela Figura 2.19. Com a comutação das chaves o circuito fornece a tensão V_{AZ} .

De forma análoga à Fase A, a mesma regra é aplicada para gerar as tensões V_{BZ} e V_{CZ} . A Figura 2.24 ilustra o processo para geração dos sinais de comandos no braço do circuito que fornece a tensão da Fase B V_{BZ} . A particularidade nesta ilustração está no deslocamento angular do sinal modulante V_{mB} em 120° com relação ao sinal V_{mA} .

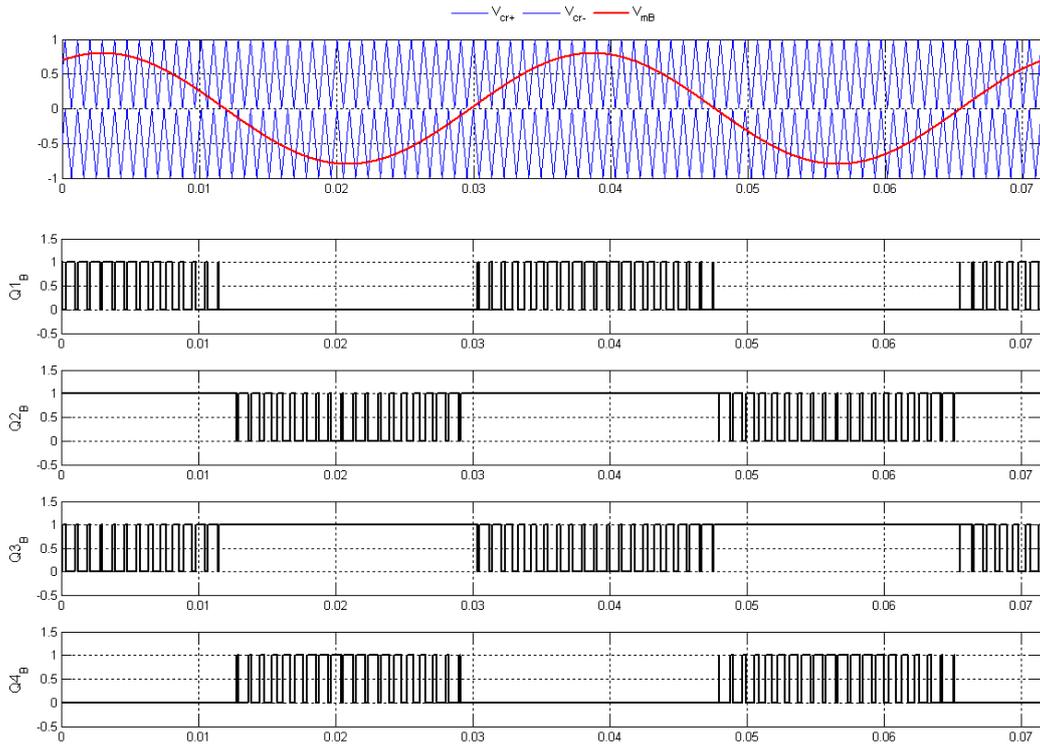


Figura 2.24: Modulação SPWM aplicado para a tensão da Fase B.

Como a sequência de comutação aplicada ao circuito, são obtidas as tensões para o acionamento de motor trifásico. A Figura 2.25 apresenta as tensões de fase V_{AZ} e V_{BZ} e a tensão de linha V_{AB} . Devido ao deslocamento angular de 120° entre as tensões de fase, a tensão de linha resultante no circuito NPC apresenta cinco níveis de tensão discretizados com os potenciais $2E$, E , 0 , $-E$ e $-2E$.

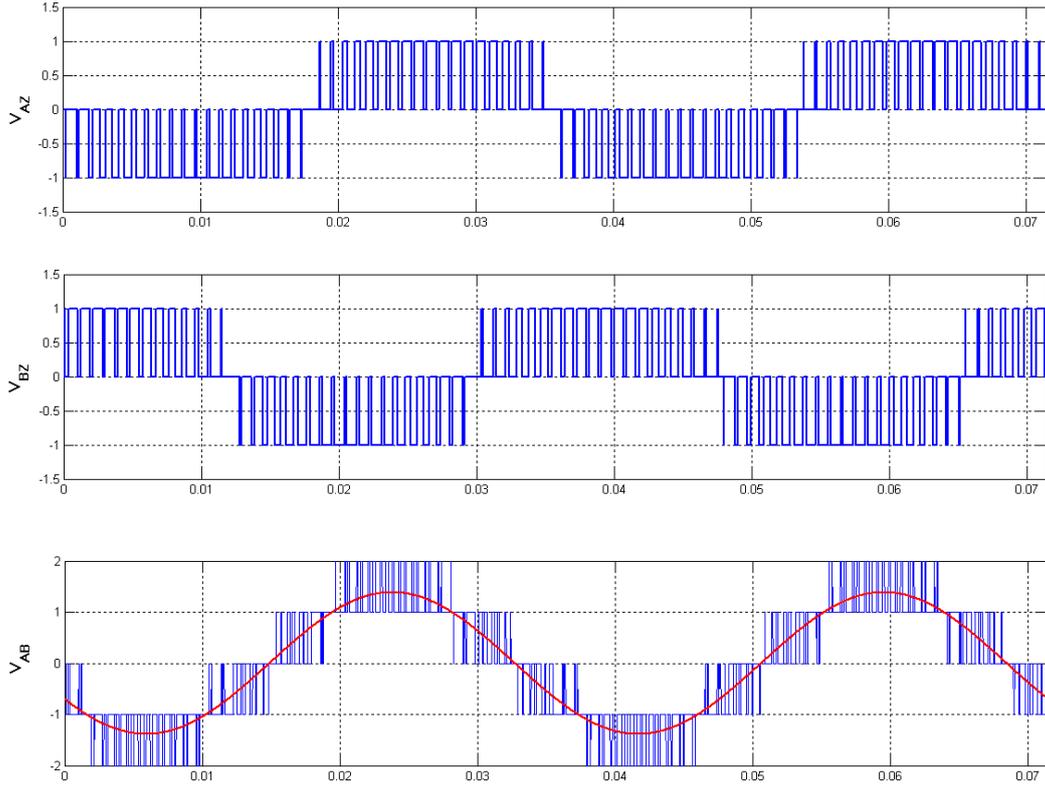


Figura 2.25: Tensão entre fases do circuito NPC com modulação SPWM.

Destaca-se, na modulação SPWM, que a amplitude da tensão eficaz de fase resultante na saída do inversor, Figura 2.25, pode ser controlada pelo índice de modulação de amplitude dado pela seguinte equação:

$$m_a = \frac{\hat{V}_{mA}}{\hat{V}_{cr+}}, \quad (2.63)$$

onde \hat{V}_{mA} e \hat{V}_{cr+} são os valores de pico dos sinais modulantes e da portadora respectivamente. O índice de modulação é ajustado fixando a amplitude da portadora \hat{V}_{cr+} e variando a amplitude do sinal modulante \hat{V}_{mA} .

A tensão de linha do circuito pode ser obtida através da equação.

$$V_{AB} = m_a \frac{\sqrt{3} E}{\sqrt{2} 2}, \quad (2.64)$$

O índice de modulação de frequência é dado pela seguinte equação:

$$m_f = \frac{f_{cr}}{f_m}, \quad (2.65)$$

onde f_m e f_{cr} são respectivamente a frequência do sinal senoidal modulante e a frequência da portadora triangular.

Em relação ao espectro harmônico, a modulação SPWM apresenta as compo-

centes harmônicas centrada ao redor do índice de modulação m_f e seus múltiplos $2m_f$, $3m_f$, etc. A Figura 2.26 apresenta o espectro harmônico obtido para um sinal modulado com $m_a = 0,43$, $m_f = 15$ e o sinal senoidal modulante com frequência de 32 Hz.

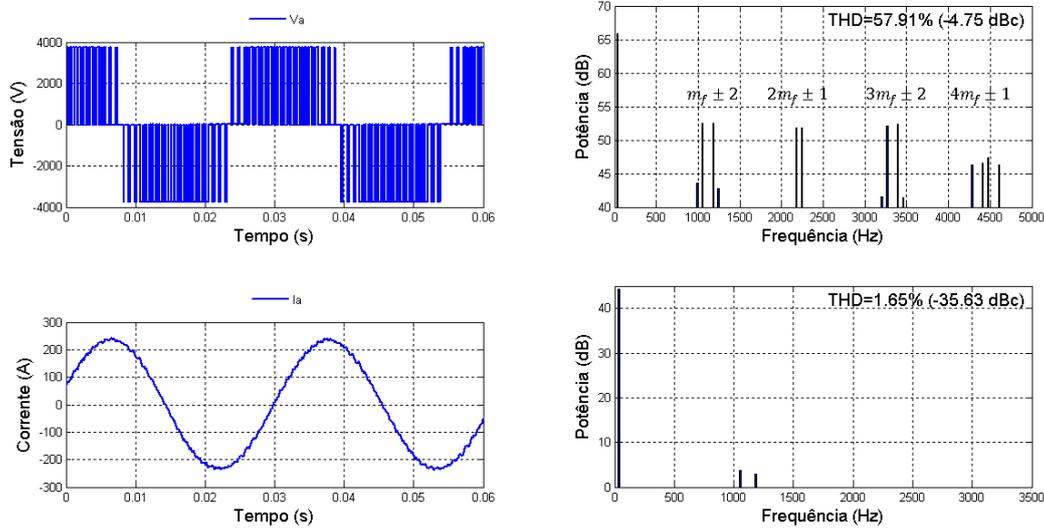


Figura 2.26: Distorção harmônica apresentada pelo inversor operando com $m_a = 0,43$, $m_f = 15$ e $f_m = 32$ Hz.

2.8 Conclusões

Este capítulo apresentou a descrição de um sistema elétrico submarino típico com seus componentes assim como os modelos matemáticos dos principais componentes do sistema. Essa introdução mostrou que a aplicação do acionamento de máquinas no ambiente submarino traz características particularidades que se apresentam como desafios ao controle da máquina elétrica.

As técnicas apresentadas neste capítulo, juntamente com o conjunto de equações que descrevem o comportamento dos circuitos trifásicos, foram a base dos modelos de circuitos elaborados no Simulink/Matlab para simular o funcionamento e avaliar o comportamento do sistema.

O modelo matemático da máquina de indução apresentado mostrou um equacionamento para a obtenção do torque em função das correntes trifásicas aplicadas no motor. No Capítulo 4, o sistema de equações aqui apresentado será desdobrado em um modelo complementar o qual é destinado para o controle vetorial.

Juntamente com os modelos foram apresentadas as estratégias de projeto envolvidas no cálculo do filtro e a escolha da modulação. Nesse contexto foi verificado que, para o projeto e integração dos componentes, assim como a escolha da modulação e escolha da técnica de controle, é necessário um conhecimento geral aprofundado do sistema elétrico submarino a fim de obter um sistema robusto e otimizado.

Capítulo 3

Estudo de caso e aspectos técnicos do sistema

Este capítulo apresenta informações do projeto escopo deste trabalho assim como especificações técnicas referente aos equipamentos elétricos e outros componentes. Os dados técnicos aqui apresentados foram obtidos tomando como referência outros sistemas e equipamentos que são destinados para a aplicação de bombeio submarino. Todos os dados de projetos aqui apresentados estão dimensionados para o modelo em estudo.

3.1 Descrição do estudo de caso

O caso de estudo deste trabalho considera um cenário muito discutido entre os operadores de petróleo, o qual se trata de acionamento de bombas submarinas distantes das unidades de produção em média distância, 15 e 60 km [8]. Este trabalho apresenta um sistema elétrico dimensionado para o acionamento de bombas através de um motor com potência nominal de 3 MVA. O diagrama deste sistema é apresentado na Figura 3.1 a qual destaca os principais componentes.

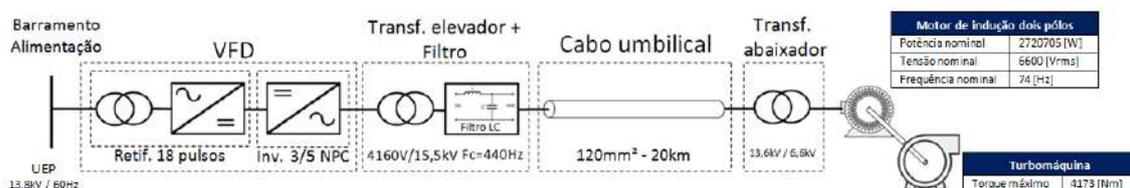


Figura 3.1: Caso base do sistema elétrico.

O sistema ilustrado aciona o motor que está interligado ao inversor através de um cabo, sendo este modelado com impedâncias equivalentes para o comprimento de 20 km. O umbilical utilizado nesse sistema, conforme apresentado em 2.4, utiliza três cabos unipolares de $120mm^2$, classe de tensão 12/20 kV, agrupados em configuração

trifólio. O equipamento VSD modelado é baseado em um modelo comercial com inversor em topologia NPC 3/5 níveis, que disponibiliza a tensão nominal de saída em 4160 V. Para a adequação da tensão entre o circuito inversor e o circuito de transmissão, o sistema utiliza um transformador elevador (4160 V/15,5 kV) que possui um filtro LC integrado. Ainda, instalado próximo ao motor, encontra-se um transformador abaixador (13,6 kV/6,6 kV). O motor de indução selecionado para a aplicação possui dois polos, tensão nominal de 6,6 kV, potência nominal de 2,7 MW e frequência máxima de operação em 74 Hz. O circuito ilustrado foi modelado no Matlab/Simulink utilizando-se da biblioteca SimPowerSystems. A faixa de operação nominal considerada no projeto é de 35 Hz a 74 Hz. Os dados de base de projeto utilizados nos modelos foram obtidos através de referências em projetos apresentados por FORSTER, L., PAES, T. M., VOIGHT, R., et al. [7]. Os parâmetros dos componentes e equipamentos foram obtidos através de catálogo de fabricantes de equipamentos ou diretamente através de consulta com os fabricantes.

3.2 Aspectos técnicos do conjunto motor bomba

Embora a teoria de bombas não seja objeto de estudo deste trabalho, será necessário apresentar algum conteúdo de caráter técnico sobre o uso de bombas acionadas por um motor elétrico no ambiente submarino. Serão ainda apresentadas considerações sobre o acoplamento entre o motor e a bomba submarina e, por fim, apresentados tópicos técnicos em sistema de bombeio submarino.

3.2.1 Características técnicas

O motor de indução para a aplicação submarina possui características particulares para se adequar à condição de operação em águas profundas. Devido ao tipo de aplicação, o motor submarino é alojado em um compartimento fechado preenchido com fluido designado como “fluido de barreira”, Figura 3.2. Quando os motores são acoplados mecanicamente à bomba, o uso desse fluido controlado (pouca contaminação com partículas) na câmara do motor promove um simples e eficiente meio de evitar o ingresso de fluidos contaminantes, proveniente da câmara da bomba, através do eixo do motor. O bloqueio do ingresso de fluido contaminante através do eixo é garantido com o uso de selos junto ao mancal de rolamento associado ao uso do fluido de barreira pressurizado. Um circuito hidráulico, operado por uma malha de controle, controla a pressão interna da câmara do motor mantendo esta maior que a pressão da câmara da bomba. De fato, em funcionamento o motor expulsa de forma controlada o fluido de barreira através dos selos. O escoamento do fluido de barreira através dos selos é promovido pelo diferencial de pressão entre as câmaras.

Considerando a perda de fluido de barreira do motor para a bomba, existe a necessidade da reposição desse fluido na câmara do motor. A reposição do fluido de barreira é fundamental para que o circuito hidráulico garanta a pressão positiva dentro da câmara do motor. Para possibilitar a reposição do fluido tipicamente se interliga o motor até a plataforma através de uma mangueira umbilical. Naturalmente, associado com esse circuito, haverá um controle dinâmico para assegurar que a pressão se enquadre dentro de uma faixa de operação que garanta a segurança do motor e impeça a contaminação com o fluido de processo circulante na bomba.

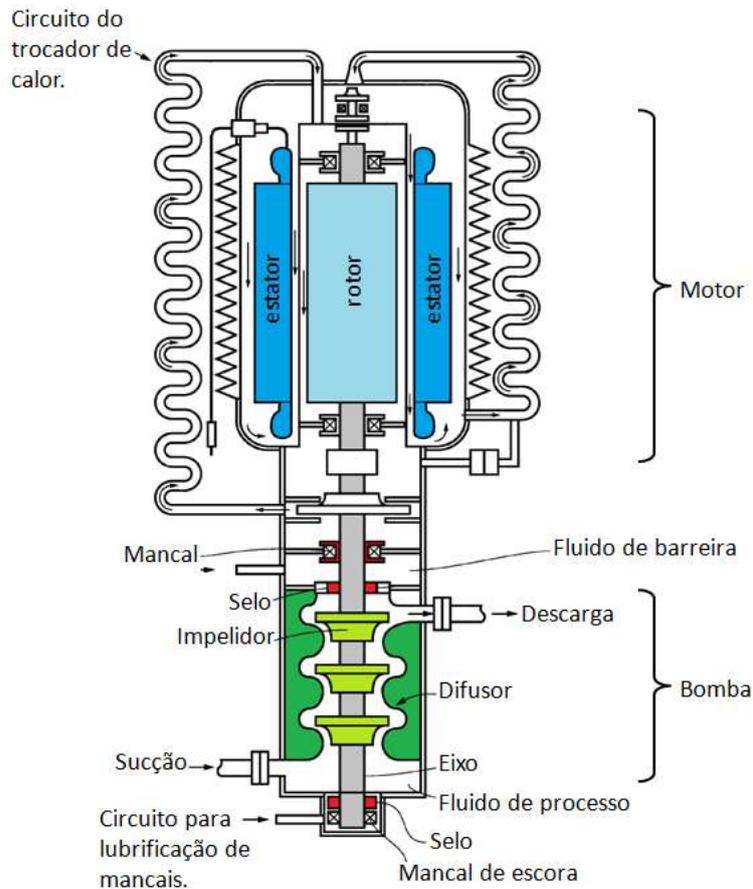


Ilustração adaptada – Fonte:United States Patent and Trademark Office

Figura 3.2: Ilustração conjunto motor bomba.

Além do controle de pressão interna da câmara do motor, o circuito hidráulico do conjunto motor-bomba ainda pode acumular mais dois papéis importantes: a) Controle de temperatura: o circuito possui uma derivação para realizar o controle da temperatura da câmara interna do motor. O circuito hidráulico é conectado a um trocador de calor para promover o resfriamento da máquina. A troca térmica é realizada com a água do mar onde, em aplicações em campos de águas profundas e ultraprofundas, a temperatura está próxima de 4°C [32]; b) Lubrificação dos man-

cais: o circuito possui uma ramificação para realizar aplicação de fluido nos mancais hidrodinâmico da bomba. A distribuição de óleo aos mancais hidrodinâmicos é fundamental para garantir a formação do filme de óleo e permitir o deslizamento no mancal.

Do ponto de vista elétrico, os motores submarinos são menos eficientes quando comparados aos motores de superfície e isso se deve basicamente a três aspectos: a) maior espaçamento no entreferro necessário. Tipicamente este valor, para um motor de indução deste porte gira em torno de 2 mm. No motor submarino este espaçamento é aumentado para permitir circulação do fluido e garantir a troca térmica; b) maiores perdas por arrasto hidrodinâmicos devido ao uso de fluido no interior da máquina e c) perdas para promover a circulação do fluido através do circuito hidráulico para lubrificação e troca térmica. Contudo, mesmo com as perdas, fabricantes estimam que suas máquinas podem superar o rendimento de 90% quando operando em carga nominal.

3.2.2 Características operacionais

A otimização de um projeto de um conjunto motor bomba impõe restrições operacionais ao funcionamento do conjunto.

O circuito hidráulico do conjunto motor bomba, que realiza a circulação de fluido para realizar a troca térmica, pode não ser capaz de garantir o controle de temperatura do conjunto quando o motor opera em velocidades muito baixas. Tipicamente a energia para promover a circulação do fluido de barreira através do trocador de calor é obtida através da rotação do próprio motor. Quando o motor opera em baixa velocidade, a circulação do fluido de barreira é prejudicada e, dependendo das características da máquina, o aquecimento pode ocorrer [32].

As baixas velocidades também impõem desafios para a lubrificação dos mancais. Durante as baixas velocidades, o atrito nos mancais são elevados, pois a formação da película hidrodinâmica depende de velocidades mínimas [32]. Nesse caso o impacto ocorre no motor e na bomba.

Dadas as limitações relacionadas às baixas velocidades os projetos atuais de máquinas solicitam, ao controle de velocidade, partidas com duração na ordem de dezenas de segundos (≈ 20 segundos). Nesse período é considerado que o controle atua para tirar a máquina da inércia e levar à uma frequência que garanta a segurança e integridade operacional do sistema.

Outras características construtivas e operacionais do sistema de bombeio impedem tempos curtos de partida, na casa de segundos, e limitam a aceleração da máquina.

Relacionada com a bomba, a alta aceleração promove elevação de pressão abrupta

a jusante da bomba e isso pode levar, ainda que por condição transitória, a um desequilíbrio de pressão entre a câmara da bomba e a câmara do motor. Esse desequilíbrio pode comprometer a lubrificação dos mancais da bomba e também permitir que o fluido contaminado (fluido de processo) permeie pelos selos promovendo contaminação nas faces dos mancais e na câmara do motor.

Já relacionado ao reservatório de óleo, a aceleração rápida da bomba pode promover depressurização abrupta na região do poço próximo ao reservatório de óleo. Com o passar do tempo, os efeitos acumulados de queda de pressão podem prejudicar o reservatório ou os equipamentos de completação do poço [33] e [34].

A associação das limitações apresentadas leva a análise da partida do motor a um problema que transcende o projeto do conjunto motor bomba. Devido a limitação de tempo mínimo de partida imposto pelo mancal, a bomba não pode atuar diretamente no duto do processo realizando a produção de óleo. Para viabilizar o projeto do sistema, os fabricantes desenvolveram um circuito hidráulico auxiliar para impedir o alto transiente de pressão durante a entrada de operação da bomba. O circuito hidráulico auxiliar é provido de um sistema de recirculação de líquido controlado por um conjunto de válvula *choke*. Depois da partida da bomba, o circuito de recirculação de líquidos é gradualmente fechado enquanto a produção de óleo é gradualmente aberta [33] [35].

O circuito de recirculação viabiliza a partida do conjunto motor bomba atendendo a todos os requisitos. Na sequência, as manobras no circuito hidráulico do circuito de recirculação de óleo são realizadas para limitar o transiente de pressão na montante a uma referência de 1000 psi/h [35]. Posteriormente, para o posicionamento do conjunto motor bomba no ponto ótimo operacional, a ordem de tempo passa a ser de horas. Na prática, esses tempos são obtidos e ajustados inicialmente de acordo com resultados de simulações em *softwares* capazes de modelar o escoamento de óleo nos dutos através de métodos de elementos finitos.

3.3 Aspectos técnicos do inversor

A alimentação do sistema utiliza a tensão de linha de 13,8 kV que é comumente disponível nas unidades de produção. Essa referência de tensão é utilizada para alimentação do circuito. O VFD é modelado integralmente, com o circuito retificador acoplado ao link CC e o circuito inversor. No primeiro estágio, um transformador é projetado para alimentar um retificador a diodo de 18 pulsos, Figura 3.3. Esse tipo de retificador elimina quatro harmônicas de baixa frequência simultaneamente (5^a, 7^a, 11^a e 13^a) e atende aos requisitos harmônicas da norma IEEE 519 (<5% no primário)[22].

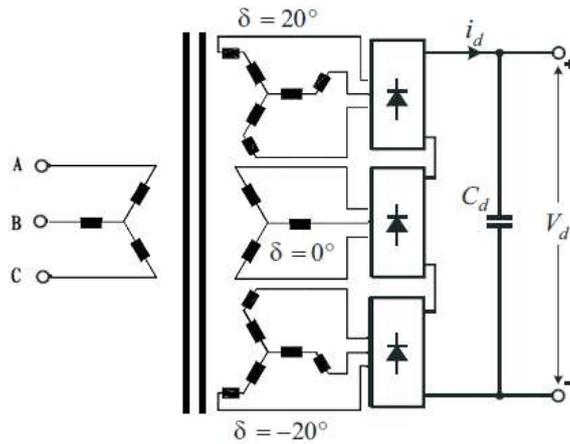


Figura 3.3: Retificador a diodo - 18 pulsos.

O elo CC corresponde a um filtro LC integrado pela indutância de dispersão do transformador retificador e do capacitor C_d ilustrado na Figura 3.3. O conjunto LC é calculado para disponibilizar a tensão do elo CC em corrente contínua com *ripple* desprezível.

O inversor, previamente apresentado na seção 2.7, possui topologia NPC com chaves IGBT modeladas utilizando como referência o produto FZ750R65KE3 da Infineon Technologies AG. O VFD foi eletricamente dimensionado, tomando como base modelos comerciais, para disponibilizar 5,4 MVA de potência aparente nominal.

3.4 Motor de indução

O motor utilizado é do tipo indução, dois polos com rotor tipo gaiola de esquilo e estator com enrolamento a cabo de cobre encapado. A Tabela 3.1 apresenta os parâmetros do circuito equivalente monofásico para o motor de indução trifásicos. Os parâmetros apresentados nessa tabela estão referenciados pelo lado do estator.

Tabela 3.1: Parâmetros do motor de indução trifásicos.

Parâmetro	Valor
Tensão nominal	6600 V
Frequência nominal	74 Hz
Resistência do estator, R1	0,165 Ω
Resistência do rotor, R2	0,103 Ω
Dispersão do estator, X1	3,236 Ω
Dispersão do rotor, X2	1,7 Ω
Reatância Magnetizante, Xm	64,0 Ω
Perdas adicionais, Rc	616 Ω
Escorregamento nominal, s	0,66 %
Coefficiente de inércia, J	5,7 kgm ²
Coefficiente de atrito, F	2,1 Nms
Pares de polos	1

3.5 Transformador

O transformador elevador, na configuração Delta-Estrela, possui os parâmetros elétricos conforme a Tabela 3.2.

Tabela 3.2: Parâmetros do transformador elevador.

Parâmetro	Valor
Potência nominal	10 MVA
Frequência nominal	74 Hz
Configuração	<i>Delta – Estrela</i>
Tensão no primário	4160 V
Indutância de dispersão do primário	0,834 mH
Indutância do primário	4,8187 H
Resistência do primário	4,82 m Ω
Tensão no secundário	15400 V
Indutância de dispersão do secundário	3,8 mH
Indutância do secundário	22,01 H
Resistência do secundário	220,1 m Ω
Indutância de magnetização	10,3 H
Resistência de magnetização	699.21 Ω
Rendimento	98,5 %

O transformador abaixador, na configuração Estrela-Estrela possui os parâmetros elétricos conforme a Tabela 3.3.

Tabela 3.3: Parâmetros do transformador abaixador.

Parâmetro	Valor
Potência nominal	10 MVA
Frequência nominal	74 Hz
Configuração	<i>Estrela – Estrela</i>
Tensão no primário	13600 V
Indutância do primário	3,1824 mH
Resistência do primário	36,99 m Ω
Tensão no secundário	6600 V
Indutância do secundário	0,749 mH
Resistência do secundário	8,812 m Ω
Indutância de magnetização	19,98 H
Resistência de magnetização	9248 Ω
Rendimento	98,5 %

Devido à particularidade do sistema, tanto o transformador elevador quanto o transformador abaixador são projetos customizados para essa aplicação.

3.6 Filtro LC

O projeto do filtro tipo LC tem a frequência ressonante em 444 Hz. O projeto do filtro considera o uso de um capacitor comercial de potência nominal de 715 kvar.

3.7 Cabo

Para a transmissão da energia, o umbilical de 20 km possui três condutores unipolares com seção transversal de 120 mm^2 . Esse tipo de cabo é amplamente utilizado em sistemas elétricos submarinos da Petrobras que estão instalados na Bacia de Campos. A Tabela 3.4 apresenta os parâmetros elétricos do circuito equivalente monofásico, todos referenciados na frequência nominal.

Tabela 3.4: Parâmetros do cabo do umbilical.

Parâmetro	Valor
Frequência nominal	60 Hz
Capacitância nominal	$0.438 \mu\text{F}/\text{km}$
Indutância nominal	$0.356 \text{ mH}/\text{km}$
Resistência	$0.196 \Omega/\text{km}$
Comprimento	20 km

3.8 Considerações sobre proteção

A proteção típica dos sistemas elétricos submarinos para acionamento de bombas atuam, através dos inversores, de forma constante e instantânea com sobrecorrente fixada em 110% ao valor nominal de operação. Essa estratégia de proteção está implementada nas simulações e a atuação dela contribuirá na avaliação do desempenho do controle do motor.

3.9 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os aspectos técnicos básicos do conjunto motor bomba. A contribuição deste capítulo foi de introduzir informações que relacionam características mecânicas da bomba e condições de processo ao projeto do sistema elétrico e controle do motor. As características de processo exigem que a partida do motor seja realizado em um tempo muito longo para garantir transitórios de pressão inferiores a 1000 psi/h. Foi verificado que o tempo de partida do motor é definido por condições impostas pelo processo de escoamento de óleo também devido limitações impostas por componentes mecânicos do conjunto motor bomba. Com as restrições apresentadas, o tempo de partida foi adequado a um tempo tolerado para manter a integridade do mancal, porém, como contrapartida, foi destacado que o projeto de um sistema de bombeio necessita incorporar circuitos hidráulicos auxiliares para viabilizar seu correto funcionamento.

Posteriormente foram apresentadas as características e especificações técnicas dos componentes utilizados no sistema e que serão modelados para realizar as simulações

em que serão verificadas a operação e desempenho do sistema. O destaque referente aos dados apresentados é que eles refletem características e especificações técnicas de componentes e equipamentos industriais que podem ser adquiridos no mercado.

Capítulo 4

Métodos de controle do motor de indução

Neste capítulo serão apresentadas as equações matemáticas do sistema para o controle escalar e para o controle orientado pelo campo magnético. Ainda serão apresentados diagramas de blocos de malhas de controle e também os modelos que serão simulados no Matlab/Simulink.

4.1 Controle escalar

O controle escalar tem sido amplamente usado desde a década de 1970 com a popularização do inversor [3]. Na aplicação de bombeamento para elevação e escoamento de óleo, o controle escalar apareceu em 1977 em um projeto da Texaco publicado pelo engenheiro David Lee Divine [4]. O fundamento do controle escalar está baseado apenas no princípio da variação da magnitude das variáveis de controle, no caso tensão e frequência. Nessa forma de controle, ao contrário do controle orientado pelo campo que é apresentado mais a frente, são desconsiderados os efeitos de acoplamento entre as variáveis de fase da máquina.

O controle escalar, que é apresentado neste trabalho para o controle do motor de indução, é o denominado Voltz/Hertz (V/Hz) [36] aplicado em malha aberta. O controle V/Hz atua para manter o fluxo na máquina constante. No modelo usual da máquina adotado para o controle V/Hz é assumida operação em regime estacionário, de forma a desprezar as variações temporais do fluxo magnético. Ainda nesse modelo, é desprezado o escorregamento na máquina [11]. Assim a equação da tensão no estator apresentada em (2.1) pode ser agora representada na forma fasorial por:

$$U_s = R_s I_s + j2\pi f_s \Psi_s, \quad (4.1)$$

onde, $f_s = \omega_s/2\pi$. Em (4.1), a magnitude da tensão é calculada por:

$$U_s = \sqrt{(R_s I_s)^2 + (2\pi f_s \Psi_s)^2}. \quad (4.2)$$

Note-se que para altas velocidades, ou seja, quando a tensão também é alta, $R_s I_s$ pode ser desprezado. Com esta última simplificação, considera-se que a relação entre a magnitude da tensão e a frequência é linear e assim é encontrada a seguinte relação do controle escalar:

$$\frac{U_s}{f_s} = 2\pi \Psi_s. \quad (4.3)$$

Em (4.3) é verificado que, para manter o fluxo constante, a amplitude da tensão aplicada no estator deve variar proporcionalmente com a frequência.

Compensação da tensão em baixas velocidades

Embora $R_s I_s$ tenha sido desconsiderado em (4.3), para baixas velocidades a relevância desse termo proporciona redução significativa do fluxo. Para corrigir essa queda do fluxo, o sistema de controle pode considerar uma tensão de *offset* para compensar a queda de tensão devido a resistência série ao estator. Assim, a tensão aplicada na máquina pode ser representada pela equação:

$$U_s = U_{s0} + 2\pi f_s \Psi_s, \quad (4.4)$$

onde em U_{s0} é representada a parcela para compensar a queda da tensão na resistência série para baixas velocidades. Tal consideração melhora significativamente o fluxo no momento inicial da partida da máquina [37].

Outra consideração, realizada em baixas velocidades, refere-se à adequação do perfil do torque elétrico aplicado à máquina durante a partida. Em [37] são apresentados padrões de partida de acordo com a carga do sistema controlado. Para sistemas com bombas centrífugas, Chapman [37] sugere a tensão de partida saindo de um *offset* e progredindo até a rampa V/Hz com comportamento parabólico.

O aspecto relevante na determinação da amplitude de *offset* para a partida da máquina é considerar que esse valor muda a relação V/Hz e, portanto, impacta no fluxo podendo levar a máquina a trabalhar em regime de saturação, conforme visto na seção 2.6.3.

Desta forma, durante a fase de projeto construtivo do motor e do transformador, é necessário considerar esses aspectos. Operar com *offset* de tensão e frequência na partida do motor pode implicar, durante a fase de projeto do motor, em realizar uma negociação entre melhorar o desempenho na partida e reduzir o custo do motor e do transformador.

4.1.1 Diagrama do controle escalar

Considerando os fundamentos para criação do fluxo apresentado, o método de controle pode ser realizado conforme o diagrama em blocos da Figura 4.1:

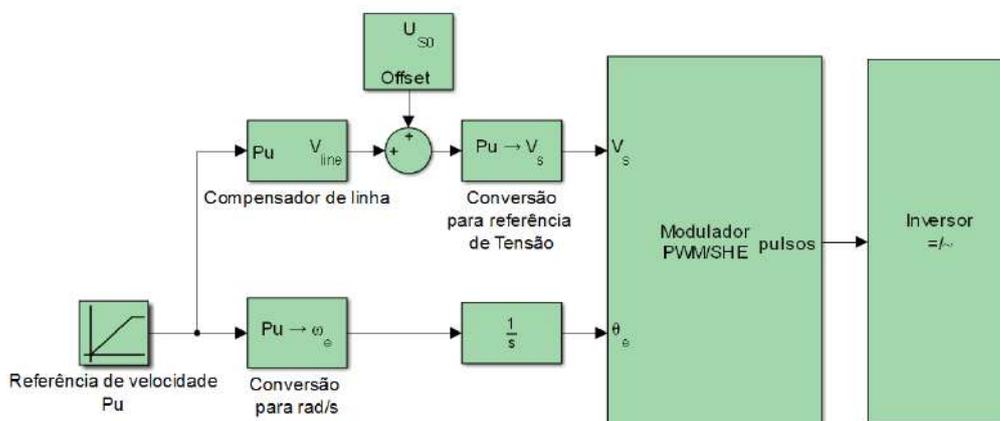


Figura 4.1: Diagrama em blocos do controle escalar.

O controle apresentado pelo diagrama opera sem a presença de sensores e em malha aberta. Esse tipo de controle não garante exatidão na imposição da velocidade do motor, pois esta pode variar devido ao escorregamento. Registra-se que para a aplicação de bombeamento de óleo no ambiente submarino, o controle preciso da velocidade não é relevante. Nessa aplicação o relevante é o controle da vazão do fluido bombeado. Em contrapartida, um sistema submarino possui perdas, devidas ao uso de transformadores, filtros e cabos longos, que precisam ser consideradas e na medida do possível compensadas. Assim, um bloco apresentado na malha de controle realiza a compensação da amplitude em razão da frequência de operação do sistema a fim de aplicar V/Hz na máquina com razão constante.

Rampa de velocidade

No esquema da Figura 4.1, o bloco “Referência de velocidade” gera uma rampa de referência em p.u., configurada com a taxa de aceleração da máquina. Para determinar a taxa de aceleração, é necessário levar em consideração aspectos como o coeficiente de inércia mecânica da bomba e principalmente os aspectos mecânicos do processo no qual o sistema de bombeio está inserido, conforme apresentado na seção 3.2.

Compensador na tensão de partida

Considerando os benefícios da compensação de tensão nas baixas velocidades, conforme apresentado por Chapman [37], o esquema de controle apresenta um bloco

que realiza a compensação da tensão através da soma de uma função com comportamento parabólico aplicado em U_{s0} de (4.4). Essa função ajustada para o sistema em estudo resulta em uma rampa de partida conforme ilustrado pela Figura 4.2.

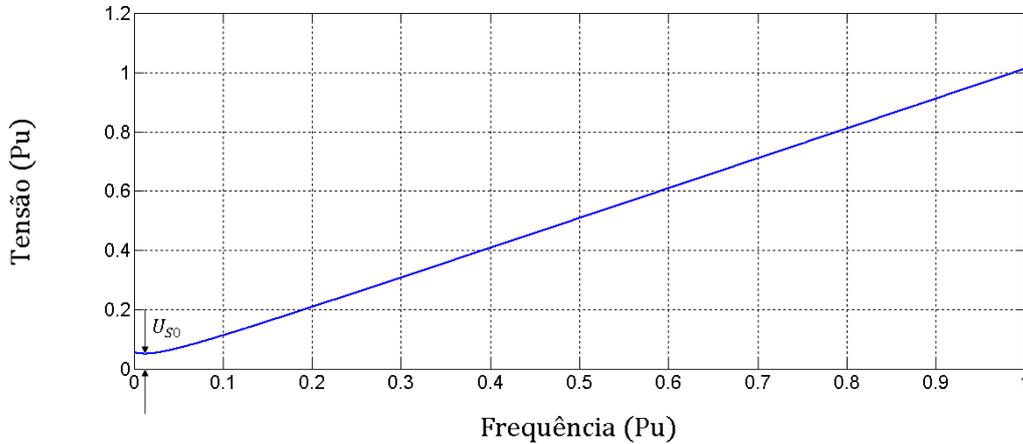


Figura 4.2: Referência para controle escalar V/Hz

Esse padrão apresentado na Figura 4.2 busca harmonizar as formas propostas por [37]. A característica da curva ilustrada está ajustada para obter melhores resultados nesse sistema de acionamento de máquinas utilizando cabos longos. O formato busca manter fluxo magnético constante durante a operação da máquina em baixas velocidades e, desta forma, preservar o alto torque eletromagnético de partida, considerando restringir a corrente de magnetização no valor nominal ou dentro de um limite para evitar saturação na máquina.

Frequência de partida

O ajuste da tensão de *offset* de partida impacta por consequência na frequência inicial de partida da máquina. A determinação do ponto de partida em relação à frequência leva em conta as limitações eletromagnéticas do circuito. Como visto na seção 2.6, a razão V/Hz impacta na área do núcleo do transformador e, por consequência, no volume e peso. O mesmo fenômeno ocorre no motor.

Considerando que a máquina não será partida com amplitude de tensão iniciando em zero, para evitar a saturação do transformador e do motor, a frequência mínima de acionamento da máquina deve ser revista e ajustada. Em geral, este valor é a frequência de escorregamento nominal da máquina. Levando em conta que esse sistema está sendo projetado para operar entre 35 Hz a 74 Hz e considerando que o motor deste projeto é do tipo indução, o qual suporta escorregamento, não será necessário dar precisão na determinação da frequência de partida.

Compensação da queda de tensão na linha de transmissão

A compensação da queda de tensão da linha no modo de controle escalar é, neste trabalho, realizada de duas formas. A queda de tensão na linha de transmissão, devido às componentes resistivas do sistema, são compensadas pelo ajuste do transformador elevador. Registra-se que o sistema de transmissão submarino é tipicamente projetado para tolerar quedas de tensão entre 10 e 15% [38]. Por outro lado, a queda de tensão dependente da frequência de operação é compensada através do sistema de controle. Desta forma a atuação do compensador pode ser descrito pela expressão:

$$C(s) = 1 + (1 - G(s)), \quad (4.5)$$

onde $G(s)$ é a função de transferência do sistema elétrico submarino.

A rampa de tensão, que é imposta ao circuito, recebe compensação para ajustar o ganho espectral que é distorcido pelo uso do conjunto linha de transmissão, filtro e transformadores. Ainda a rampa de tensão recebe a sobreposição da função de U_{s0} que atua somente durante o momento inicial de partida.

Modulação

O circuito inversor que possui uma topologia NPC 3/5 com interruptores IGBTs é acionado através de duas técnicas de modulação que operam em faixas distintas de operação. A faixa inicial, utilizada somente durante a partida da máquina, é atendida pela técnica SPWM. A faixa de operação nominal de projeto, 35 Hz a 74 Hz, é atendida pela técnica de modulação SHE. A estratégia foi adotada para limitar a frequência de chaveamento em baixa frequência a fim de preservar as chaves IGBTs e controlar o conteúdo harmônico do sistema. A Figura 4.3 ilustra a estratégia de chaveamento apresentando a primeira harmônica da comutação no eixo das ordenadas e a frequência de operação da máquina no eixo das abscissas. Na figura, N é o número de comutações por ciclo da frequência de saída do inversor. Na operação com a técnica SPWM a modulação opera com frequência fixa de comutação em 1110 Hz.

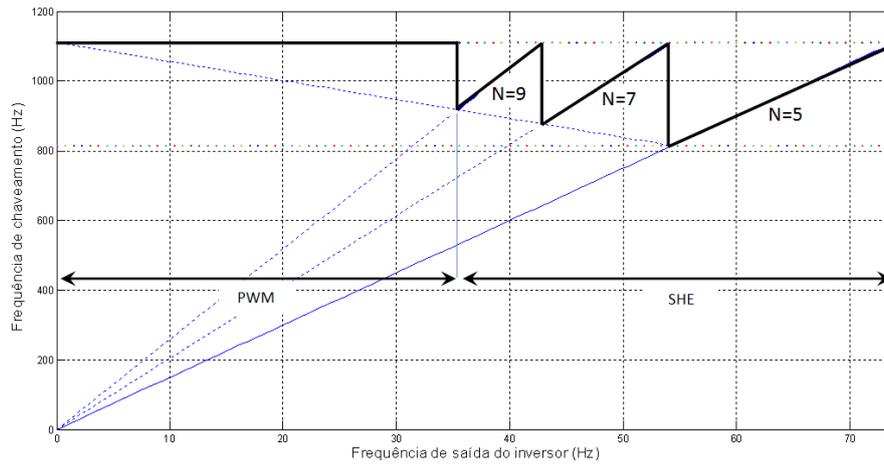


Figura 4.3: Padrão de chaveamento.

O diagrama do circuito que realiza a comutação da modulação SPWM para a SHE-PWM é apresentado na Figura 4.4.

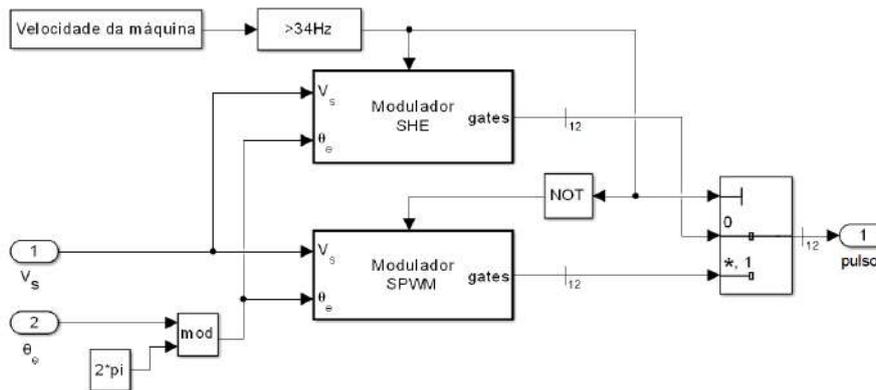


Figura 4.4: Circuito comutador de técnica de modulação.

No diagrama apresentado na Figura 4.4, o controle recebe como entrada o sinal de referência da magnitude da tensão do estator e o ângulo de fase elétrico. Com esse sinal o circuito modulador sincroniza os devidos disparos. O circuito também recebe o sinal de comando de velocidade da máquina. Esse sinal serve de referência para comutar os blocos moduladores entre SHE-PWM e SPWM. A saída do bloco “Modulador” entrega os pulsos que realizam os disparos no inversor NPC.

4.2 Controle orientado pelo campo magnético

Conforme visto em (2.3), as equações da máquina de indução trifásica apresentam variáveis acopladas entre si pertencendo a um sistema de espaço multidimensional. A técnica de controle orientado pelo campo magnético possibilita o controle das correntes de magnetização e torque de forma desacoplada. Tal desacoplamento é obtido

através da transformação do sistema trifásico para que seja representado por sistema equivalente bifásico [39][36]. Nesse novo sistema, a representação vetorial de uma variável ocorre pela composição entre um eixo direto e um eixo em quadratura, que são mutuamente perpendiculares e garantem o desacoplamento entre eles. Em um sistema de coordenadas orientado pelo fluxo do rotor, essa transformação de desacoplamento permite a decomposição da corrente instantânea do estator nas componentes de corrente para produção do fluxo magnético apontado para o eixo direto conhecida como I_{ds} e na corrente de produção de torque conhecida como I_{qs} [11].

Considerando o modelo matemático de uma máquina trifásica apresentado na seção 2.3, através de uma representação equivalente de uma máquina bifásica, conforme transformada $dq0$ com o desenvolvimento apresentado por Krause [39], a máquina passa a ser representada pela seguinte matriz:

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega L_s & pL_m & -\omega L_m \\ \omega L_s & R_s + pL_s & \omega L_m & pL_m \\ pL_m & -(\omega - \omega_r)L_m & R_r + pL_r & -(\omega - \omega_r)L_r \\ (\omega - \omega_r)L_m & pL_m & (\omega - \omega_r)L_m & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}, \quad (4.6)$$

onde R_s é a resistência do estator, R_r a resistência do rotor, L_s a indutância do estator, L_r a indutância do rotor e L_m a indutância mútua entre estator e rotor. E ω é a velocidade arbitrária dos eixos d e q deslocados angularmente de θ do eixo do estator, conforme a Figura 4.5. No sistema de equações apresentado por Krause [39], as tensões e correntes dos enrolamentos do estator estão expressas em um sistema de eixos girantes onde o eixo d é fixado coincidente com o vetor de fluxo magnético da máquina, o qual gira em velocidade ω . O rotor da máquina se move com velocidade ω_r , velocidade angular inferior à velocidade do fluxo devido ao escorregamento da máquina. .

$$T = \frac{3}{2}L_m \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} \end{bmatrix} \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}, \quad (4.7)$$

que pode ser escrita como:

$$T_L = \frac{3}{2}L_m(i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}). \quad (4.8)$$

Para o caso de uma equação aplicada para máquinas de múltiplos polos, a seguinte expressão deve ser considerada de acordo com [40]:

$$\theta = \left(\frac{P}{2}\right)\theta_m, \quad (4.9)$$

onde P é o número de polos da máquina.

Desta forma, a expressão genérica do Torque é apresentada na forma:

$$T_L = \frac{3P}{2}L_m(i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}). \quad (4.10)$$

A equação de Torque é também amplamente conhecida na forma:

$$T_L = \frac{3P}{2}(\Psi_{dm}i_{qs} - \Psi_{qm}i_{ds}), \quad (4.11)$$

onde Ψ_{dm} e Ψ_{qm} são componentes dos enlaces de fluxo magnético Ψ_m .

4.2.1 Diagrama do controle de campo

Devido ao requisito da aplicação em eliminar sensores acoplados à máquina e considerando que a aplicação possui um longo cabo entre o conversor e o motor, a topologia do controlador de corrente orientado pelo campo do rotor foi escolhida para ser implantada neste sistema.

Nessa topologia, o torque da máquina apresentado por (4.11) precisa ser posicionado em um sistema de coordenadas orientado pelo fluxo do rotor. Considerando a equação de fluxo apresentada em (2.8) e desenvolvendo conforme transformação apresentado por Krause [39], essa equação passa a ser decomposta nos eixos d e q e são representadas por:

$$\Psi_{dr} = L_r I_{dr} + L_M I_{ds} \quad \text{e} \quad (4.12)$$

$$\Psi_{qr} = L_r I_{qr} + L_M I_{qs}. \quad (4.13)$$

Representando o torque através do fluxo do rotor, (4.11) passa ser representada na forma:

$$T_L = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{dr} i_{qs} - \Psi_{qr} i_{ds}). \quad (4.14)$$

Considerando que esse sistema de coordenadas está sincronizado com o fluxo do rotor e posicionado em Ψ_{dr} , a componente em quadratura do fluxo do rotor Ψ_{qr} passa a ser nula [11]. Assim, (4.14) pode ser simplificada e passa a ser representada por:

$$T_L = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\Psi_r i_{qs}). \quad (4.15)$$

Para operação com fluxo constante, (4.12) pode ser simplificada e escrita como:

$$\Psi_{dr} = \Psi_r = L_M I_{ds}. \quad (4.16)$$

Com base em (4.15) e (4.16), o diagrama de controle DFOC (*Direct Field Oriented Control*) pode ser estabelecido como mostrado na Figura 4.7.

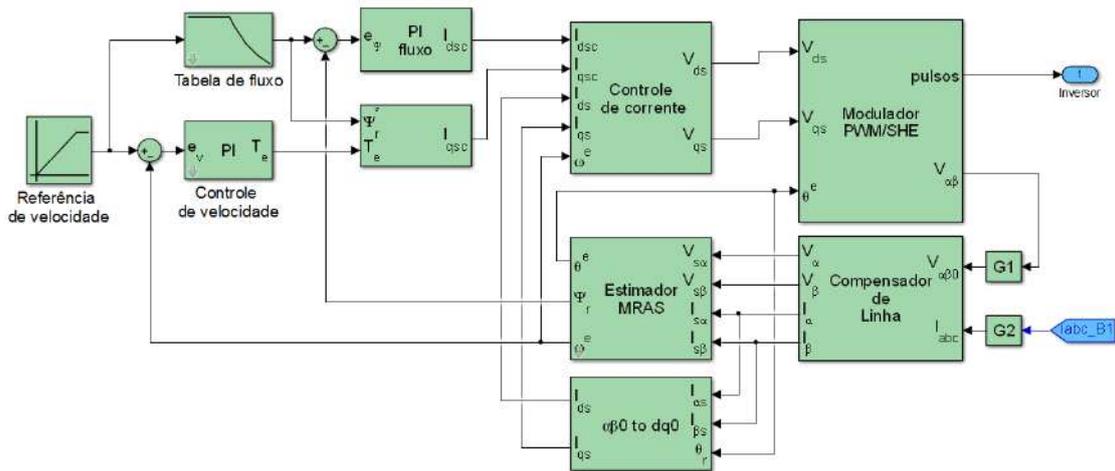


Figura 4.7: Diagrama de circuito de controle DFOC.

O diagrama ilustrado acima apresenta o controle orientado pelo fluxo do rotor. Este diagrama de controle toma a proposta de [11] adaptada com a inclusão do bloco “Estimador MRAS” (*Model Reference Adaptive System*) de [33] e do bloco “Compensador de queda de tensão na linha” que é contribuição deste trabalho. O controle atua sobre as variáveis desacopladas I_{ds} e I_{qs} conforme (4.15) e (4.16). O controle fecha a malha controlando as correntes ainda que alimentando a máquina através de uma fonte de tensão. As correntes dq são controladas independentemente para controlar o Fluxo Magnético e o Torque.

No controle da velocidade, o erro da velocidade é obtido comparando-se a velocidade de referência com a velocidade estimada que é entregue pelo bloco “Estimador MRAS”. Um controlador PI recebe o erro e o transforma em uma referência de torque. Através da referência de torque e de fluxo é calculada a corrente I_{qsc} .

Para o controle do fluxo, o enlace é realizado de forma semelhante. O erro é obtido comparando-se o fluxo de referência com o fluxo estimado pelo bloco “Estimador MRAS”. O erro é então aplicado em um controlador PI de onde é obtida a corrente I_{qsc} .

O bloco “Estimador MRAS” disponibiliza para o circuito a velocidade de fluxo do rotor ω^e , posição angular θ^e e o fluxo do rotor Ψ_r . Essas variáveis são estimadas a partir da leitura da tensão e corrente aplicada na máquina. Considerando a longa distância entre a fonte e o motor, o bloco “Compensador de Linha” entrega para o “Estimador MRAS” o sinal de tensão estimado nos terminais do motor. O bloco possui a função de transferência da linha (considerando transformador elevador, filtro, linha e transformador abaixador), nele são calculados a tensão e corrente nos terminais da máquina através da leitura da tensão e da corrente na saída do inversor.

No diagrama de controle apresentado, o controle da corrente é realizado, porém a alimentação do motor é realizada através de uma fonte de tensão. A conversão é realizada por controladores PI que geram a referência de tensão que será aplicada no bloco “Modulador”.

Por fim o modulador recebe a referência de tensão em eixo direto e quadratura e converte em pulsos a ser aplicada no inversor trifásico, topologia NPC com chaves IGBT, conforme apresentado em (2.7). O bloco “Modulador” gera pulsos com modulação SPWM ou SHE-PWM, a depender da frequência de operação. O acoplamento do controle ao circuito é apresentado na Figura 4.8.

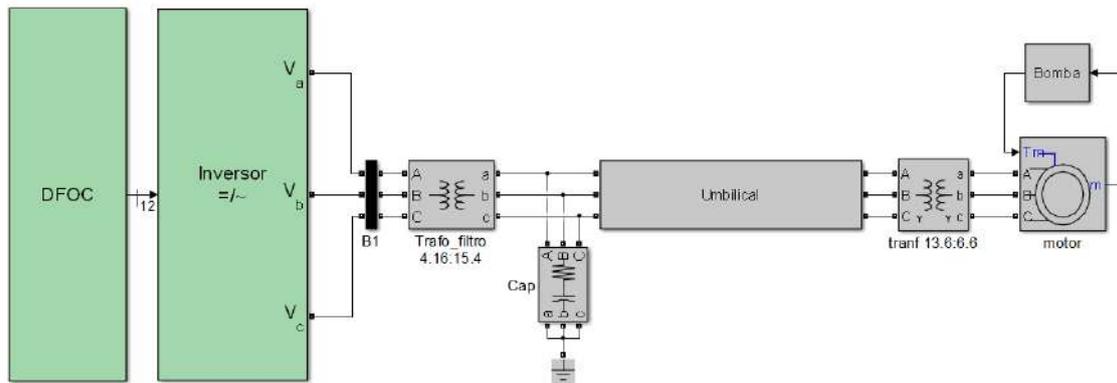


Figura 4.8: Diagrama de circuito acoplado ao controle DFOC.

A descrição detalhada dos componentes principais apresentados no diagrama do controle é feita a seguir.

4.2.2 Componentes do controle

Controle de velocidade

A velocidade é controlada indiretamente através do torque elétrico aplicado à máquina, Figura 4.7. Esse controle gera uma referência de torque através de um controlador PI partindo do erro de velocidade. A referência de torque gera a corrente I_{qsc} pela equação derivada de (4.15).

$$I_{qsc} = T_L \frac{2}{3} \frac{L_r}{L_m} \frac{1}{\Psi_r}. \quad (4.17)$$

Controle de corrente

A Figura 4.9 apresenta o controle de corrente.

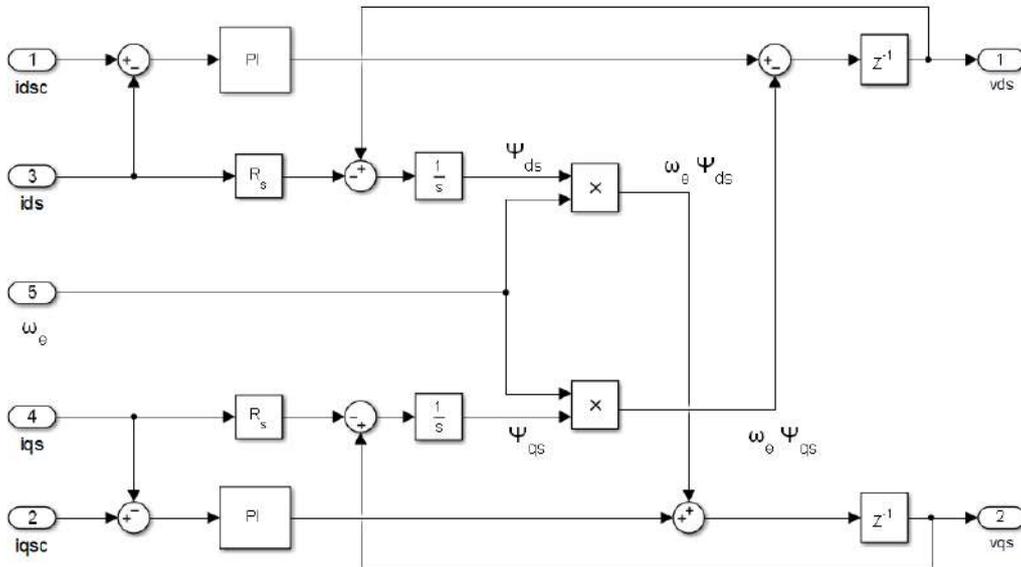


Figura 4.9: Diagrama do controlador de corrente.

As referências de corrente i_{dsc} e i_{qsc} são comparadas com as correntes medidas. O erro é aplicado a um controlador PI o qual gera uma referência de tensão. Considerando que o sistema possui efeito de acoplamento, a fim de melhorar o desempenho do circuito em altas velocidades, os sinais responsáveis pela força contraeletromotriz $\omega_e \Psi_{ds}$ e $\omega_e \Psi_{qs}$ contribuem nas malhas de forma cruzada.

Os fluxos são calculados a partir da equação derivada de (2.1), conforme apresentado a seguir:

$$\Psi_{ds} = \int (v_{ds} - R_s i_{ds}) dt, \quad (4.18)$$

$$\Psi_{qs} = \int (v_{qs} - R_s i_{qs}) dt. \quad (4.19)$$

Para o circuito em questão, em que a alimentação do motor se dá através de uma fonte de tensão, o controle de corrente aqui apresentado realiza a conversão corrente-tensão e disponibiliza o sinal já adequado ao bloco “Modulador”.

Modulador SPWM/SHE-PWM

A estratégia de modulação utilizada para o controle orientado pelo campo magnético é a mesma que foi adotada no controle escalar e que está ilustrada na Figura 4.3. A consideração relevante para o controle orientado pelo campo magnético é que o circuito agora recebe o sinal de tensão V_{ds} e V_{qs} ao invés de somente o módulo como no controle escalar.

O diagrama do circuito de controle que realiza a comutação da técnica de modulação é apresentado na Figura 4.10. Nessa figura as entradas 1 e 2 são de sinais de referência das tensões V_{ds} e V_{qs} que são recebidas do “Controlador de corrente”. O terceiro sinal de entrada corresponde a posição angular que é recebido do bloco “Estimador MRAS”. Com esse sinal, o circuito modulador sincroniza os devidos disparos. O circuito também recebe do “Estimador MRAS” a velocidade estimada da máquina. Esse sinal serve de referência para comutar os blocos moduladores. A saída do bloco “Modulador” entrega os pulsos que realizam os controles dos interruptores no inversor NPC.

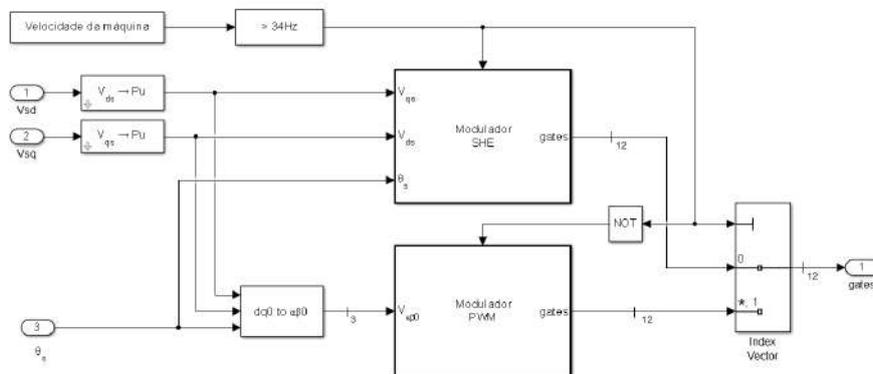


Figura 4.10: Circuito comutador de técnica de modulação.

Estimador de velocidade e observador de fluxo

O estimador de velocidade e fluxo utilizado neste controle reproduz o modelo de referência adaptativo (MRAS) apresentado em [33]. O estimador proposto, de acordo com Orłowska-Kowalska e Dybkowski, apresenta precisão que atende aos requisitos do projeto considerando a operação da máquina em toda a faixa de velocidade prevista (4 Hz a 74 Hz). Esse estimador também é destacado por manter estabilidade ainda com variação dos parâmetros do circuito equivalente do motor dentro de uma grande faixa. O princípio de funcionamento do diagrama MRAS apresentado em [33]

é baseado no erro da corrente do estator. O diagrama apresentado pela Figura 4.11 ilustra o estimador MRAS de Orłowska-Kowalska e Dybkowski. Nele, a corrente do estator é estimada através de um modelo adaptativo e, posteriormente, é comparada com a corrente medida para obter o sinal de correlação de erro. O estimador ainda utiliza em seu diagrama a variável do vetor de fluxo do rotor. Ambos os sistemas de equações, para o cálculo do fluxo do rotor e para o cálculo da corrente do estator, são adaptativos à velocidade estimada.

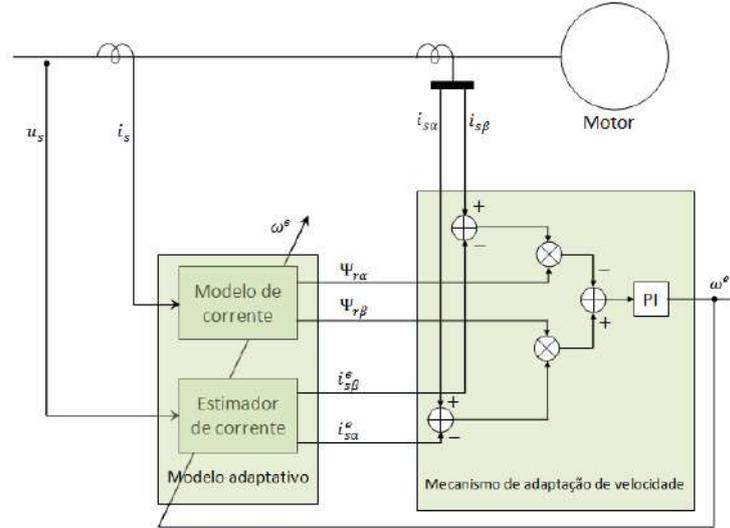


Figura 4.11: Diagrama do estimador de velocidade.

O modelo matemático da corrente no estator orientada pelo fluxo do rotor pode ser descrito pela seguinte equação:

$$\frac{di_s^e}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(u_s - \left(\frac{R_s L_r^2 + L_m^2 R_r}{L_r^2} \right) i_s^e + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \Psi_r - j\omega_e \frac{L_m}{L_r} \Psi_r \right), \quad (4.20)$$

onde, u_s é a tensão no estator, i_s^e é a corrente estimada no estator e Ψ_r o fluxo no rotor; R_s é a resistência no estator, R_r é a resistência no rotor, L_s é a indutância de dispersão no estator, L_r é a indutância de dispersão no rotor e L_m é a indutância magnetizante; ω_e corresponde à velocidade de eixo estimada e σ corresponde ao fator de dispersão. Nesta equação é representada a interação entre a tensão e a corrente quando orientada pelo fluxo do rotor.

Seguindo com a análise, apresenta-se a equação de fluxo do rotor:

$$\frac{d\Psi_r}{dt} = \frac{R_r}{L_r} (L_m I_s - \Psi_r) + j\omega_e \Psi_r. \quad (4.21)$$

Para estimar a velocidade, o modelo MRAS de [33] utiliza no mecanismo de adaptação de velocidade, o erro entre a corrente de estator medida e a corrente de estator calculada em (4.20). O erro da corrente é multiplicado pelo fluxo de

direção ortogonal, (4.21). Posteriormente o erro mútuo entre os vetores é calculado e aplicado a um controlador PI de onde é obtida a velocidade estimada:

$$\omega_e = Kp(e_{is\alpha}\Psi_{r\beta} - e_{is\beta}\Psi_{r\alpha}) + Ki \int (e_{is\alpha}\Psi_{r\beta} - e_{is\beta}\Psi_{r\alpha}) dt. \quad (4.22)$$

A velocidade estimada é retroalimentada nos modelos, Figura 4.11, contribuindo para o ajuste no cálculo da corrente do estator e do fluxo magnético do rotor conforme (4.20) e (4.21).

4.2.3 Controle da corrente imposta I_{qs}

A estratégia de controle adotada atua de forma particular na imposição da corrente para o controle do torque. O controle da corrente imposta trabalha dentro de um envelope operacional que é obtido conhecendo o processo no qual a máquina está aplicada.

O envelope operacional é determinado considerando a condição nominal de operação associando as perturbações previstas pelo processo. A região operacional é determinada de forma dinâmica e deve englobar cada ponto operacional dentro de uma faixa de frequência de operação, Figura 4.12.

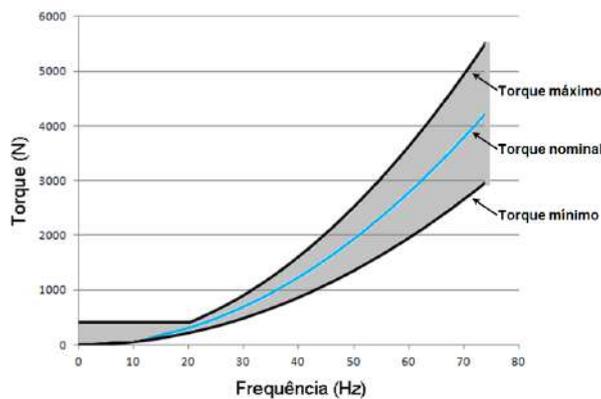


Figura 4.12: Envelope operacional para controle do torque.

Na Figura 4.12, a área cinza representa a região do envelope de operação para o sistema proposto neste trabalho. Dentro do envelope de operação, delimitado pela área cinza, encontra-se a linha azul que identifica a curva nominal de torque da bomba aplicada para o fluido especificado em projeto com densidade constante. A área cinza considera uma margem de variação de 30% sobre a curva nominal. Essa margem é suficiente e adequada para englobar todas as perturbações previstas no processo. A região da velocidade inicial, que apresenta perfil de torque máximo constante até a frequência de 20 Hz, necessita dessa área retangular para absorver os transitórios elétricos e mecânicos durante a partida da máquina.

Na aplicação de bombeio para elevação de óleo, as perturbações previstas ocorrem devido à variação do fluido bombeado. A mudança do fluido, caracterizada pela mudança da densidade do fluido, reflete na mudança do torque quando a bomba está operando em modo de velocidade constante. Como exemplo, essas perturbações são caracterizadas ou pela chegada de um bolsão de gás na unidade de bombeio, ou pela injeção de gás de elevação ou ainda com injeção de álcool, diesel ou água quando utilizados no processo de lavagem de um duto de produção de óleo.

Considerando que no bombeio de óleo o sistema de controle do processo controla a vazão através da velocidade, a perturbação que ocorre nesse processo reflete no motor com a variação da corrente I_{qs} e conseqüentemente com a variação do torque.

Para a estratégia de controle, a atuação sobre a corrente I_{qs} imposta na máquina segue a as seguintes regras:

- Dentro do envelope operacional - A corrente imposta atua de forma precisa a fim de seguir a variável de referência de acordo com o requisito de projeto (ex.: controle da velocidade);
- Fora do envelope operacional - A corrente imposta atua de forma limitada para manter a máquina operacional mesmo que seja necessário punir a exatidão relativa à variável de referência;
- O sistema deve permitir a transição entre a estratégia *a* e *b*.

Com a estratégia apresentada, o diagrama de controle DFOC é ajustado e apresentado na Figura 4.13.

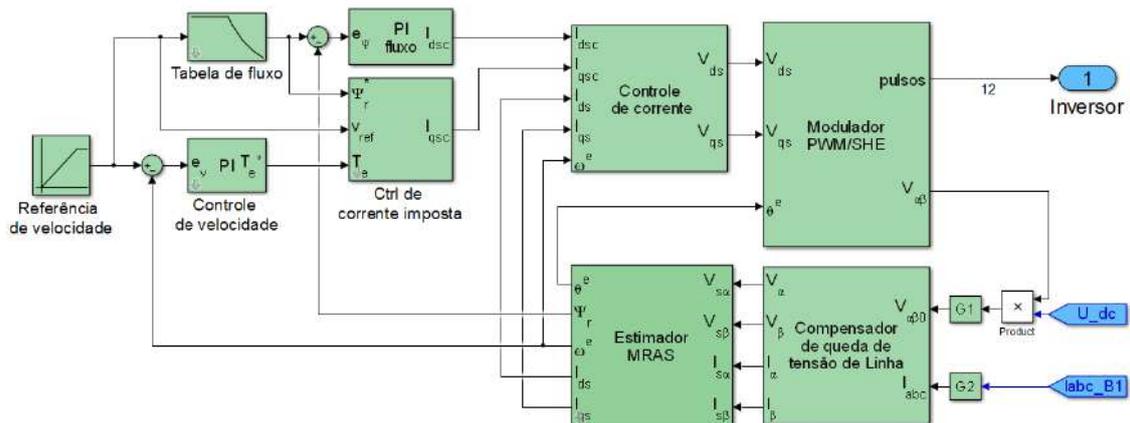


Figura 4.13: Diagrama do controle adequado à estratégia de adequação da corrente imposta em I_{qs} .

Na Figura 4.13, o destaque está para o bloco “*Ctrl de corrente imposta*” que recebe o sinal da velocidade de referência para calcular a corrente I_{qsc} dentro do envelope operacional apresentado na Figura 4.12.

4.3 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas as técnicas de controle escalar e controle por orientação do campo magnético.

Na técnica de controle escalar apresentada a máquina, quando em regime permanente, opera com fluxo e torque constante por toda a faixa de operação pretendida. A particularidade nesse tipo de controle é que nele não é possível o desacoplamento do controle de fluxo ao controle de torque que ocorre nos transitórios.

Em razão das particularidades de não linearidade do motor em baixa frequência, foram apresentadas técnicas de compensação na partida da máquina. Nessas situações a razão V/Hz não mantém o torque constante e, portanto, deve ser compensada.

Em relação à técnica de controle por orientação pelo campo magnético, o desacoplamento do controle de fluxo pode ser feito em relação ao controle de torque. O aspecto negativo desse tipo de controle é que ele exige realimentação com sinais de posição angular e fluxo da máquina. A obtenção dos sinais que tipicamente é realizado com uso de sensores, para a aplicação submarina, é feita através de estimadores.

Considerando a versatilidade com o controle orientado pelo campo magnético, o controle proposto como contribuição e apresentado por este trabalho adota uma estratégia de impor dinamicamente a corrente de torque dentro de uma região operacional. A expectativa é que com esse controle consiga manter a máquina operacional ainda que ela receba perturbações severas, as quais não são previstas no processo de elevação de óleo.

Capítulo 5

Simulações

Neste capítulo serão apresentadas as simulações que foram realizadas com suas descrições e resultados. As simulações realizadas pelo aplicativo MATLAB/SIMULINK têm o objetivo de mostrar resultados que validam o projeto, o desempenho do circuito em operação normal e o desempenho mediante a aplicação de perturbações.

5.1 Introdução

As simulações realizadas neste trabalho tem o objetivo de comparar o desempenho e critérios de estabilidade apresentado pelo circuito quando controlado pela técnica de controle escalar e pela técnica de controle orientado pelo campo magnético. Para avaliar e comparar os modos de controle, serão mostradas, através de simulação, algumas grandezas elétricas em pontos estratégicos do circuito. Destacam-se as seguintes grandezas do circuito que serão registradas neste trabalho:

- a) Tensão nos terminais do motor;
- b) Corrente nos terminais do motor;
- c) Torque e
- d) Velocidade.

Quatro grupos de simulações são apresentados neste trabalho. O primeiro apresenta resultados que conferem o dimensionamento elétrico do circuito e componentes. Basicamente, esse primeiro grupo realiza a simulação de LoadFlow e a resposta em frequência para validar o projeto do filtro e o posicionamento das frequências harmônicas proveniente das modulações SPWM e SHE-PWM. Posteriormente, o segundo grupo de simulações apresenta resultados do circuito controlado pelo método escalar e atuando em malha aberta. O terceiro grupo apresenta resultados com o estimador de velocidade e fluxo acoplado ao circuito e operando no circuito em malha aberta. Por fim o quarto grupo de simulações apresenta resultados para o método de controle orientado pelo campo magnético operando em malha fechada através de estimadores de posição e fluxo.

As simulações reproduzem 25 segundos de operação, sendo que os primeiros 20 segundos correspondem ao tempo de partida da máquina e os 5 segundos subsequentes correspondem ao estado de operação normal.

Durante a partida são impostas perturbações ao torque da carga. A resposta do sistema elétrico às perturbações permite a avaliação de estabilidade e desempenho do circuito. Os tipos de perturbações aplicados ao motor são descritos a seguir:

a) Alívio de torque imposto, conforme ilustrado na Figura 5.1: Esta perturbação representa uma situação natural e prevista no processo de bombeamento de óleo para o qual o sistema foi projetado. Nesta perturbação será aplicado um degrau de torque para exemplificar um caso que simule a mudança abrupta do tipo de fluido bombeado. No exemplo, um fluido bombeado cuja fração de gás no momento inicial é de 34% passa, em um instante qualquer de tempo, a ter fração de gás de 58%. Nesse exemplo, a mudança das características do fluido altera o torque, e na condição apresentada o valor de torque é reduzido em 20% quando a máquina atinge 62 Hz durante a sua partida.

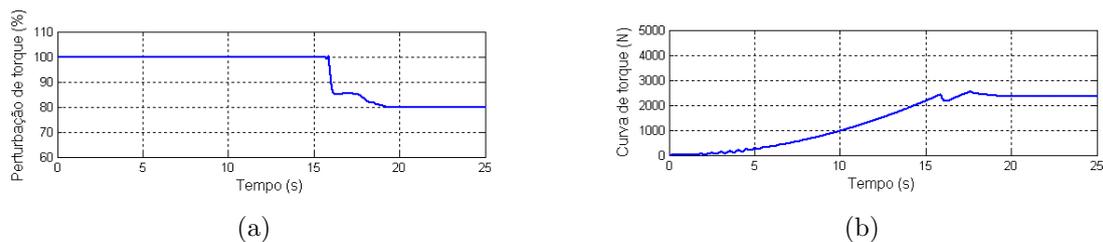


Figura 5.1: Perturbação aplicada ocasionando alívio de torque na máquina.

b) Acréscimo de torque imposto, conforme ilustrado na Figura 5.2: Esta perturbação exemplifica um caso semelhante ao primeiro em relação à mudança de fluido. Entretanto nesta simulação o objetivo é simular um acréscimo de torque ao valor de 20% de torque de operação da máquina quando a máquina atinge 62 Hz durante a sua partida.

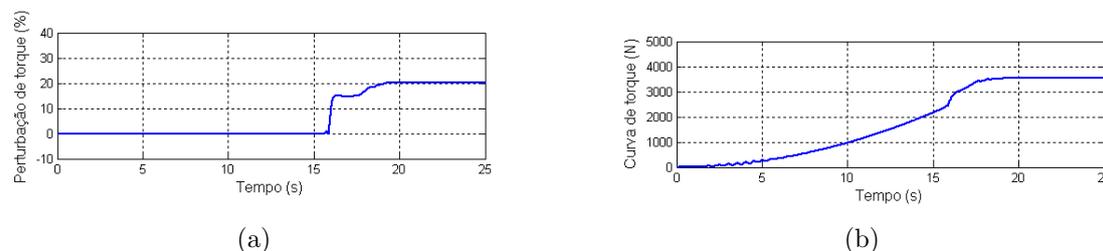


Figura 5.2: Perturbação aplicada ocasionando acréscimo de torque na máquina.

c) Impulso de torque, conforme ilustrado na Figura ???: Esta perturbação impõe uma condição mais rigorosa para verificar a atuação do controle. A perturbação é

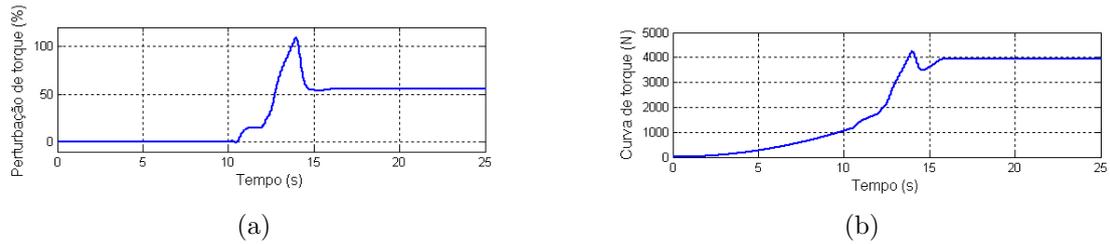


Figura 5.3: Perturbação com aplicação de pulso seguido de um degrau.

caracterizada por um impulso seguido de um degrau de torque. Nesta perturbação o impulso atinge o pico de 109% quando a máquina está em 52 Hz, aumentando instantaneamente nessa amplitude o torque mecânico previsto para a velocidade em que a máquina está operando. Posteriormente a passagem do pulso, o torque permanece alterado sendo esse acréscido de 55% do valor previsto para a velocidade que a máquina está operando. Para que a máquina não exceda o torque nominal, a velocidade final desta simulação é limitada em 56 Hz. Espera-se, nesta simulação, avaliar o desempenho do controle quando submetido a uma condição crítica.

As simulações ocorrem em modo discretizado com tempo de amostragem definido em $10 \mu\text{s}$.

5.2 Validação do modelo

5.2.1 Simulação LoadFlow

A Figura 5.4 mostra o comportamento do circuito em análise de fluxo de carga. A simulação mostra resultados que validam o projeto e dimensionamento do circuito e componentes do circuito.

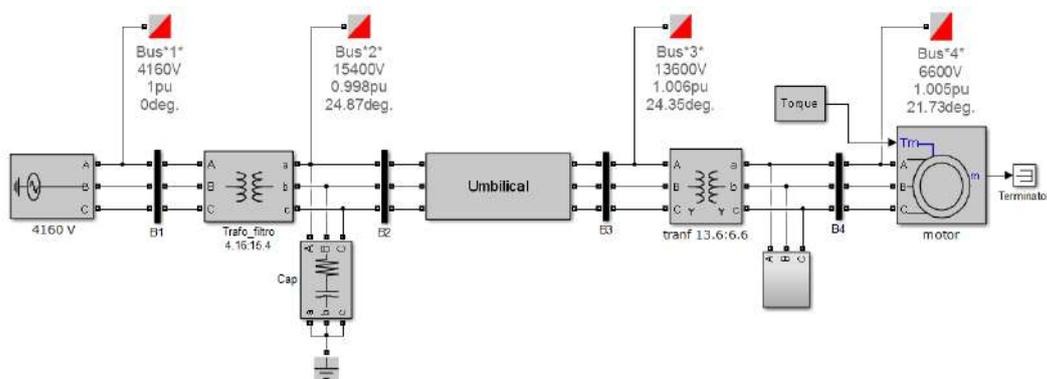


Figura 5.4: Resultado da simulação de LoadFlow

Para essa análise de fluxo de carga, realizada nessa seção, o inversor foi substituído por uma fonte senoidal trifásica com tensão de saída de 4160 V. A partir dessa

referência, é possível verificar que os transformadores foram corretamente dimensionados para o atendimento da carga, que foi considerada com o motor operando na condição de torque máximo.

5.2.2 Resposta em frequência

Nesta seção está sendo apresentada a resposta em frequência do circuito que foi obtido através de simulação com o Simulink, conforme ilustrado na Figura 5.5. A resposta em frequência desse circuito é utilizada para capturar a função de transferência que será utilizada no controle. Ainda, a resposta em frequência contribui em validar o correto projeto do filtro LC .

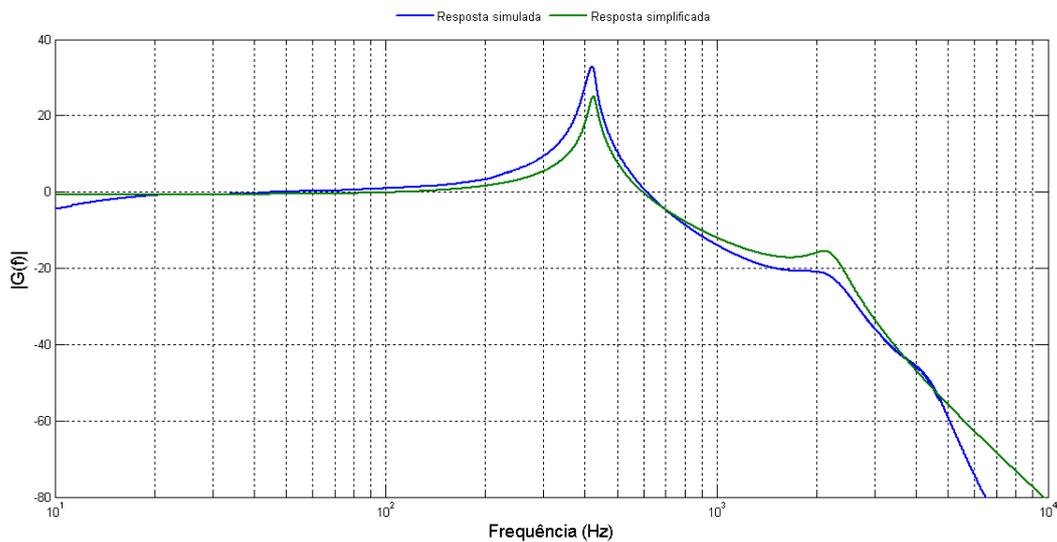


Figura 5.5: Resposta em frequência do circuito.

Na Figura 5.5 a linha em azul corresponde à função de transferência obtida pelo resultado da simulação do circuito. Verificou-se, em análises posteriores, que a equação da função de transferência obtida da simulação do circuito apresenta mais de nove polos. O confronto do gráfico apresentado pela Figura 5.5 com a função obtida mostra que a maioria dos polos estão localizados em frequências superiores a 10 kHz e com atenuações superiores a 80 dB. Desta forma, considerando a faixa de operação do motor em até 74 Hz, a função foi simplificada para uma equação com 4 polos e 1 zero. A função simplificada possui boa aderência à função obtida pela simulação e assim ela será utilizada no controle pelo fato de consumir menos esforço computacional. Na Figura 5.5 a linha verde corresponde à função de transferência que foi simplificada e sua equação está apresentada a seguir:

$$G(s) = \frac{6.3444e09(s + 2e05)}{(s^2 + 141.3s + 7.088e06)(s^2 + 3121s + 1.933e08)}. \quad (5.1)$$

Outro ponto de verificação na análise do gráfico é o posicionamento da frequência ressonante do filtro LC. O cálculo do filtro LC que foi apresentado na seção 2.5 foi realizado para ter a frequência ressonante em 444 Hz, de acordo com a especificação apresentada na seção 3.6. A Figura 5.5 mostra que a frequência ressonante do filtro LC obtida na simulação está aderente ao valor especificado.

5.2.3 Taxa de distorção harmônica

Na Figura 5.6a estão apresentadas as tensões trifásicas medidas nos terminais do motor. O gráfico registra a condição onde a máquina opera em frequência e potência nominal. Na Figura 5.6b é possível verificar que as componentes harmônicas produzidas pela modulação SHE-PWM estão na região de frequência superior a 1 kHz. A região das harmônicas, sob atenuações impostas pelo filtro, beneficiam a qualidade da forma de onda de tensão que alimenta a máquina que possui taxa de distorção calculada de 3,99%.

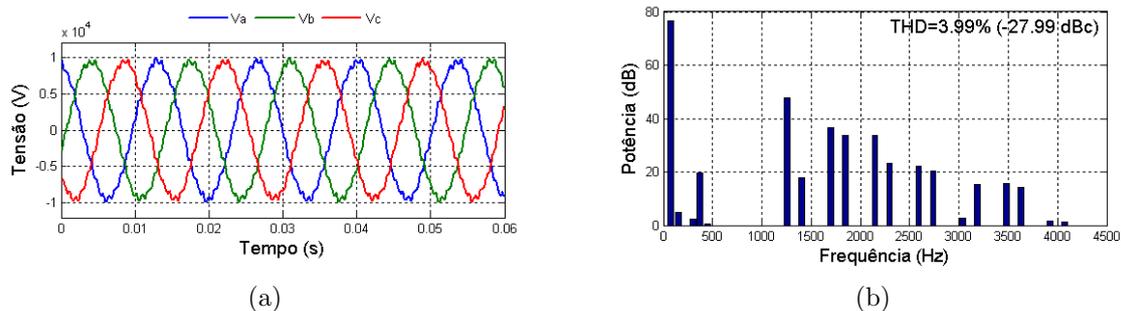


Figura 5.6: Tensão nos terminais do estator do motor. (a) Forma de onda nos terminais. (b) Espectro harmônico e taxa de distorção harmônica.

Na Figura 5.7a estão apresentadas as correntes medidas nos terminais do motor. Da mesma forma que o gráfico da tensão, o gráfico da corrente também registra a condição em que a máquina opera em frequência e potência nominal. A taxa de distorção harmônica apresentada pela corrente nos terminais da máquina é de 0,73% conforme ilustrado pela Figura 5.7b.

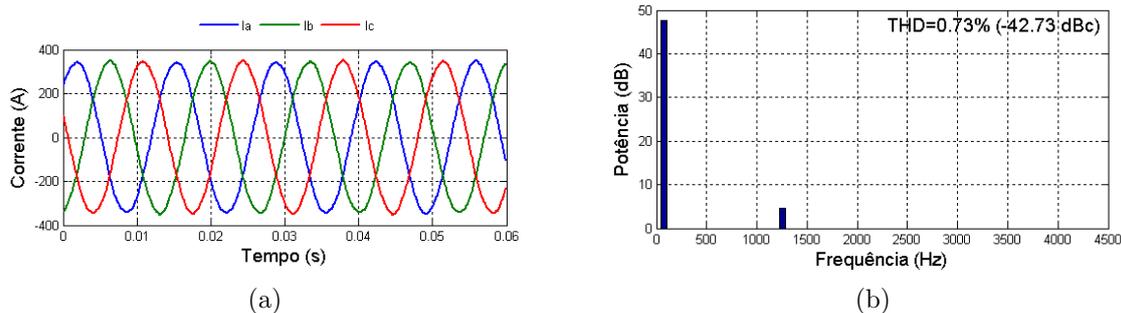


Figura 5.7: Corrente nos terminais do estator do motor. (a) Forma de onda nos terminais. (b) Espectro harmônico e taxa de distorção harmônica.

5.3 Controle escalar em malha aberta

Esta seção apresenta os resultados das simulações realizadas para o controle V/Hz operando em malha aberta.

5.3.1 Operação do controle escalar

O circuito simulado foi apresentado na seção 4.1.1. A Figura 5.8 apresenta o comportamento do circuito operando durante a partida. A rampa de partida, com duração de 20 segundos, leva a máquina do repouso até a condição nominal. Posteriormente são apresentados 5 segundos com a máquina operando na condição nominal.

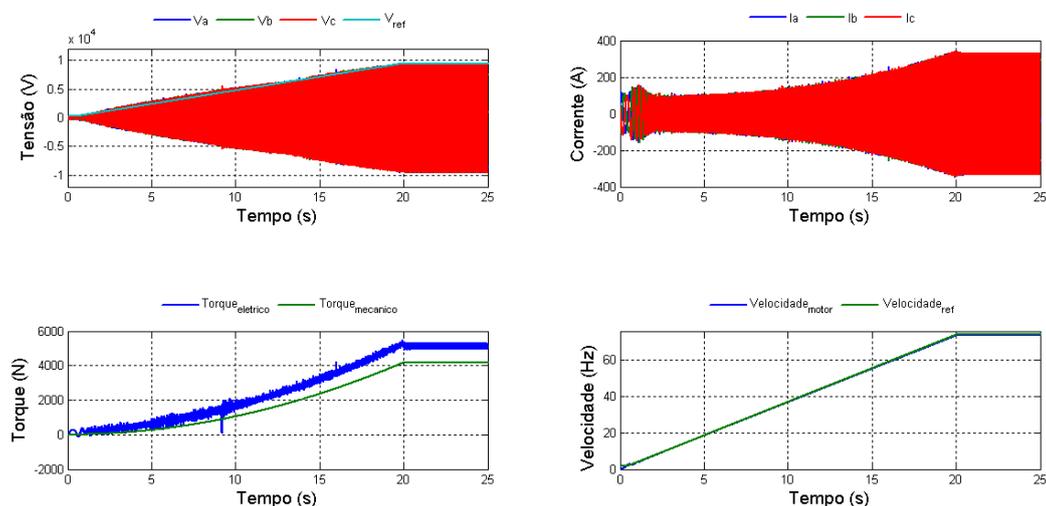


Figura 5.8: Simulação com controle escalar.

No gráfico de tensão instantânea, apresentado no canto superior esquerdo da Figura 5.8, está também apresentado na cor azul e de forma sobreposta a referência de tensão. Desta forma, é possível verificar a aderência entre o valor máximo do sinal de referência e a tensão real aplicada no estator. De forma qualitativa é possível

validar o compensador de linha que atua de modo que a magnitude da tensão dos terminais da máquina seja próxima à magnitude do sinal de referência.

No gráfico da corrente aplicada na máquina é necessário destacar o *overshoot* de corrente durante a partida da máquina. A amplitude de 121 A de overshoot medida corresponde aproximadamente a 50% da amplitude da corrente nominal da máquina. A corrente em estado estacionário verificada na máquina apresenta a amplitude de 238 A.

O gráfico inferior esquerdo apresenta, para comparação, o torque elétrico e o torque mecânico na máquina. Verifica-se, durante o controle, que o torque elétrico permanece acima do torque mecânico demandado. A simulação apresenta, em estado estacionário, torque elétrico com magnitude superior em 23% em relação ao torque mecânico. O ruído apresentado na curva do torque elétrico reflete as componentes harmônicas impostas pela modulação.

A curva da velocidade apresenta excelente resultado. A velocidade do rotor, durante toda a operação do motor, muito próxima a velocidade de referência. Em estado estacionário, na condição de frequência máxima e torque máximo, o erro permanece em 4,95 rad/s, o que corresponde a 0,64% da velocidade nominal.

Analisando os gráficos apresentados, o ponto em destaque identificado se refere à robustez do controle escalar durante a mudança do tipo de modulação. A passagem da modulação SPWM para SHE-PWM é quase que imperceptível nas curvas apresentadas. Ainda, durante a operação com a modulação SHE-PWM, é imperceptível a transição entre o número de comutação por ciclo. Tal mudança é parte da estratégia de modulação SHE-PWM e foi ilustrada na Figura 4.3.

Como conclusão, verifica-se que o desempenho apresentado pelo controle escalar está adequado à condição nominal do circuito projetado.

5.3.2 Desempenho com perturbação na carga

Perturbação com alívio de torque

A perturbação aplicada nesta simulação reproduz a condição de torque ilustrada através da Figura 5.1. A Figura 5.9 apresenta o comportamento do circuito recebendo a perturbação durante a operação de partida. A máquina que sai do repouso e segue acelerando para atingir a condição de regime, recebe a perturbação ao atingir 75% da velocidade nominal.

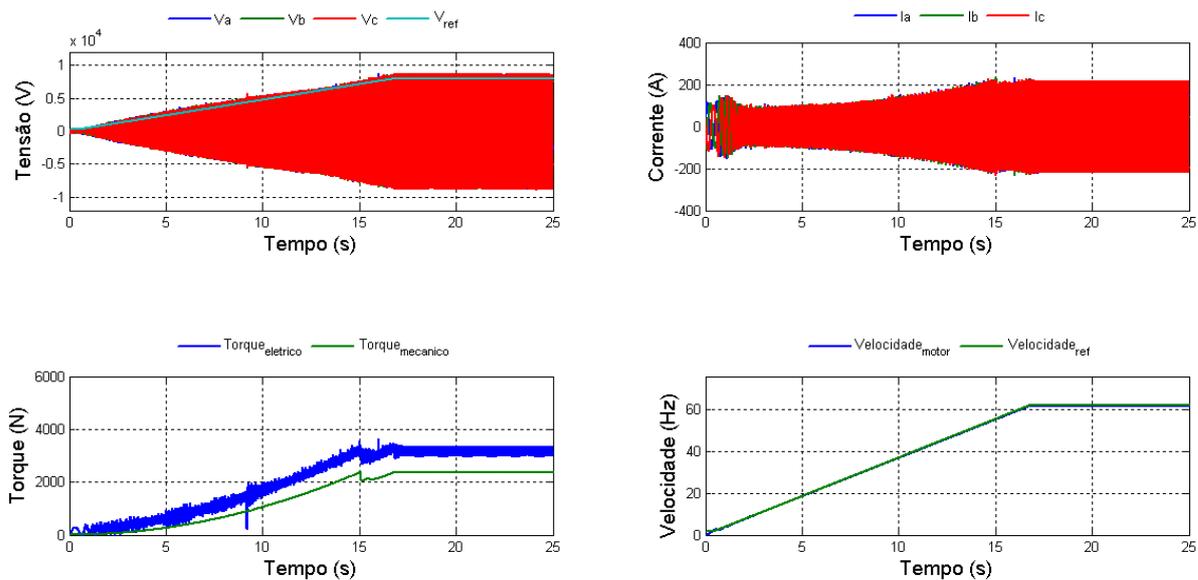


Figura 5.9: Simulação do controle escalar com perturbação de diminuição do torque.

Na Figura 5.9 os gráficos apresentados mostram que essa perturbação, típica do processo de elevação de óleo, é bem respondida pelo controle escalar. Não há perda significativa no rastreamento da velocidade tampouco transitórios bruscos na corrente. O torque elétrico é mantido acima do torque mecânico com margem, garantido assim a continuidade operacional da máquina.

Perturbação com acréscimo de torque

Nesta simulação a perturbação aplicada aumenta o torque no motor em 20%. A forma da perturbação tipo degrau é ilustrada pela Figura 5.2. A Figura 5.10 apresenta o resultado da simulação que mostra comportamento do circuito recebendo a perturbação durante a operação de partida. A máquina que sai do repouso e segue acelerando para atingir a condição de regime, recebe a perturbação ao atingir 75% da velocidade nominal.

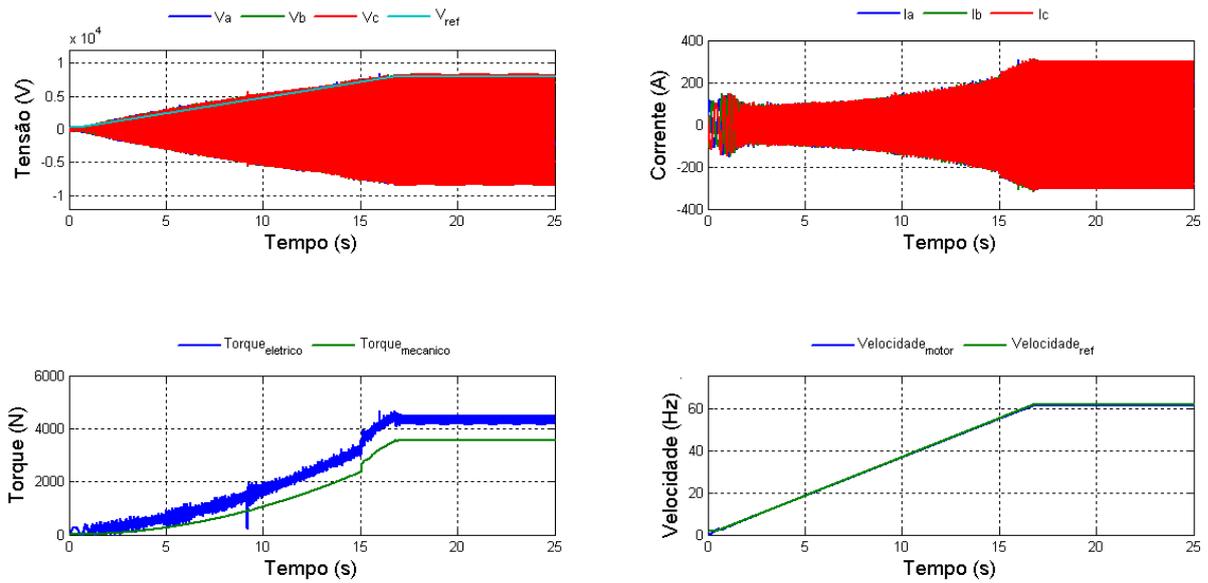


Figura 5.10: Simulação do controle escalar com perturbação de aumento do torque.

Na Figura 5.10 os gráficos mostram que o controle escalar de malha aberta absorve bem a perturbação imposta. Registra-se que esse tipo de perturbação reproduz características típicas de variações de fluido em um duto de elevação de óleo. Durante a entrada da perturbação não é observada perda relevante no rastreamento da velocidade, tampouco transitórios bruscos na corrente aplicada no motor. Assim, como verificado na simulação anterior, o torque elétrico é mantido acima do torque mecânico com margem, garantindo assim a continuidade operacional da máquina.

Perturbação com pulso de torque

Esta perturbação apresenta um comportamento não previsto no processo de elevação de óleo tomado como referência neste trabalho. A perturbação, apresentada pela Figura 5.3, impõe transitoriamente um torque com pico de amplitude superior à verificada em perturbações típicas verificada no processo, porém inferior ao torque definido como limite de projeto mecânico do conjunto motor-bomba. O objetivo aqui será avaliar o comportamento do controle em uma condição de anomalia. A Figura 5.11 apresenta o comportamento do sistema recebendo a perturbação durante a operação de partida. A máquina que sai do repouso e segue acelerando para atingir a condição de regime, é perturbada ao atingir 50% da velocidade nominal.

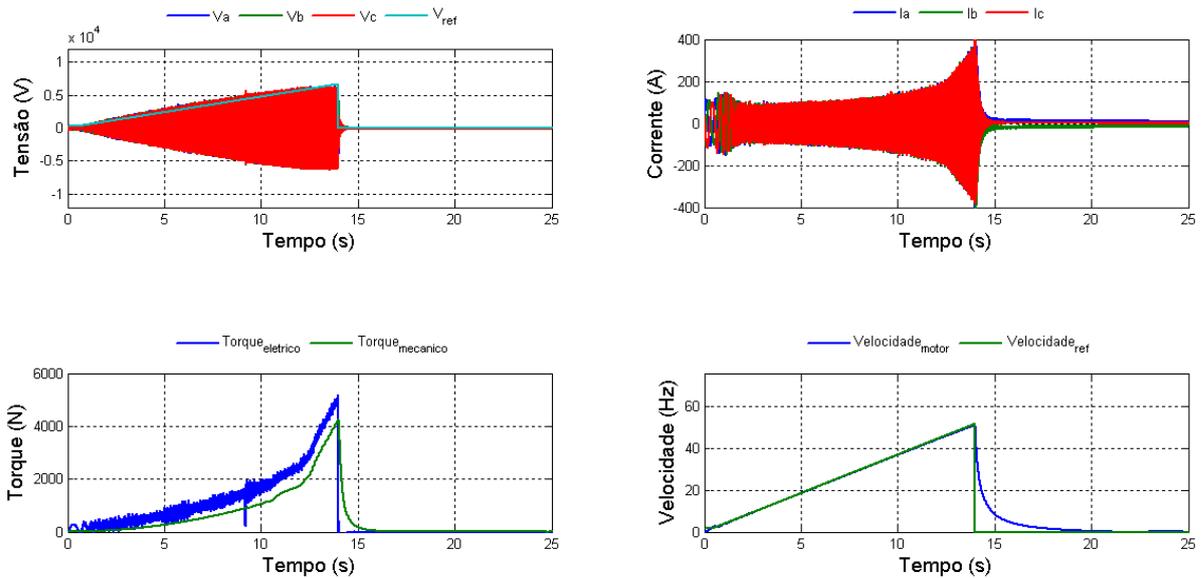


Figura 5.11: Simulação do controle escalar com perturbação tipo pulso aplicado ao torque.

Na Figura 5.11 os gráficos apresentados mostram que esse tipo de perturbação é catastrófica ao sistema de acionamento. A atuação do controle escalar para manter a operação da máquina permite o aumento abrupto da corrente no estator. O limite de corrente configurado na proteção é ultrapassado e como consequência ocorre atuação do relê de sobrecorrente. Nessa simulação o funcionamento da bomba é interrompido, representando para o processo em que a bomba está inserida a parada de produção de óleo. Verifica-se nessa simulação que o controle escalar operando em malha aberta não é capaz de superar esse tipo de perturbação que foi imposta.

5.4 Estimadores de velocidade, fluxo e posição

Esta seção apresenta resultados que mostram o funcionamento dos estimadores de velocidade, fluxo e posição operando em um circuito em malha aberta. As variáveis estimadas são comparadas com as variáveis medidas. O objetivo nas simulações realizadas nesta seção é verificar a capacidade do estimador rastrear as variáveis da máquina e medir o grau de aderência entre a variável medida e a estimada.

5.4.1 Desempenho em condições nominais

O diagrama do circuito simulado foi apresentado na Figura 4.11. A Figura 5.12 apresenta o comportamento do estimador operando durante a partida. A rampa de partida, com duração de 20 segundos, leva a máquina do repouso até a condição nominal. Posteriormente são apresentados 5 segundos com a máquina operando na condição sem qualquer tipo de perturbação.

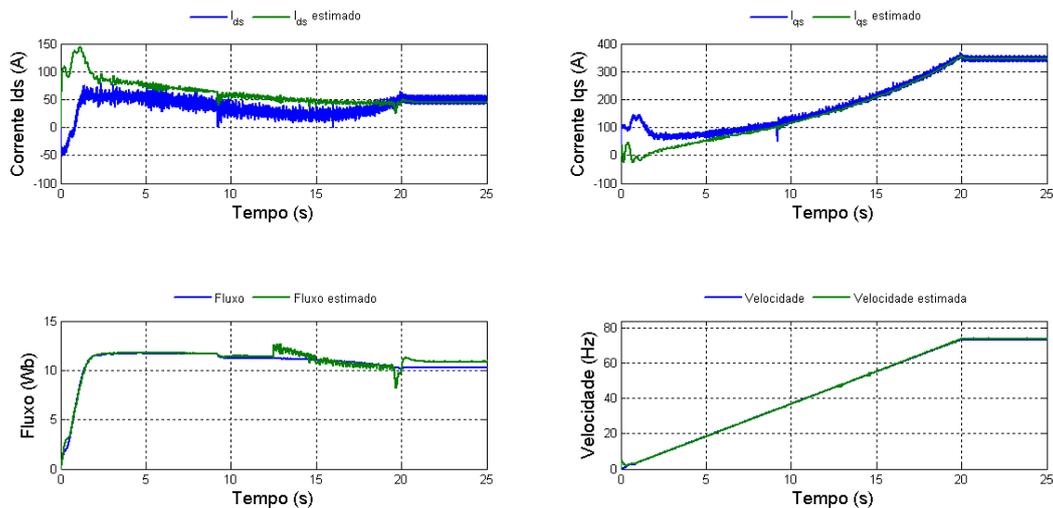


Figura 5.12: Comparação entre os parâmetros simulados e os parâmetros estimados.

Na Figura 5.12, o gráfico da corrente I_{ds} mostra, durante o período de partida da máquina, uma diferença entre a corrente estimada e a corrente medida. Após 20 segundos, com o motor operando em estado estacionário e condição nominal, a corrente I_{ds} estimada tem relativa aderência à corrente medida. Destaca-se que, durante a fase de partida da máquina, pode-se observar a capacidade da corrente estimada rastrear a corrente medida. Esse comportamento de rastreabilidade é fundamental para o funcionamento do circuito uma vez que não existe a aderência total durante os primeiros 20 segundos. O gráfico apresentado também mostra que a corrente estimada apresenta menos ruído quando comparado com a corrente medida. Essa qualidade superior é obtida pela aplicação de um filtro de primeira ordem a este sinal. Essa filtragem será fundamental para melhorar a estabilidade do controle.

A corrente I_{qs} estimada, por sua vez, mostra um pequeno descolamento inicial quando comparada com I_{qs} medida. A partir 7 segundos de operação é possível verificar aderência entre os dois sinais. A filtragem também ocorre na corrente I_{qs} , ela é aplicada para melhorar a estabilidade no controle. O estimador mostra ser bastante preciso para a corrente I_{qs} .

O gráfico inferior esquerdo apresenta o fluxo. A aderência significativa é apresentada até o tempo de 12 segundos. A partir desse tempo o fluxo estimado passa a ter pequenos descolamentos. Considerando que o sinal estimado está sempre rastreando o sinal medido, as imprecisões apresentadas podem ser desprezadas, pois, como será visto mais adiante, não afetam no funcionamento do circuito.

O gráfico da velocidade, por sua vez, apresenta excelente resultado. A velocidade estimada é sobreposta à velocidade de referência. Uma pequena imprecisão é notada no instante inicial da partida da máquina que é natural da estabilização do circuito.

Pode-se destacar nessa simulação a robustez que o estimador apresenta face aos transitórios impostos pela mudança da técnica de modulação, SPWM para SHE-

PWM. Quando em operação pela técnica de modulação SHE-PWM, verifica-se, através dos gráficos apresentados, que é imperceptível a transição entre o número de comutações por ciclo, conforme estratégia de modulação que é ilustrada pela Figura 4.3.

Para a avaliação da estimação da posição, o circuito é operado com motor sem carga. Nessa simulação, cujo resultado é apresentado pela Figura 5.13, é possível verificar o tempo necessário para o mecanismo de adaptação do estimador equiparar a posição estimada à posição medida no rotor da máquina. A figura mostra um pequeno erro no posicionamento inicial, mas é verificada aderência antes de completar 1 segundo. Considerando que o circuito está operando em malha aberta e o motor é de indução, esse erro inicial não representa uma ameaça para o funcionamento do circuito.

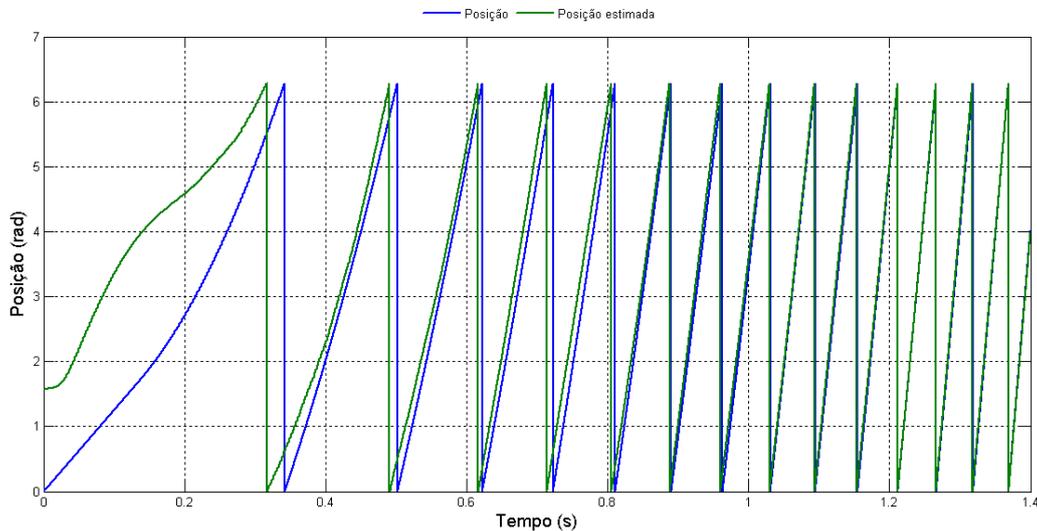


Figura 5.13: Comparação entre a posição medida e a posição estimada.

5.4.2 Desempenho com perturbação na carga

Sucessivamente são apresentadas as simulações nas quais são introduzidas as perturbações. Essas simulações têm o objetivo de avaliar se o estimador ainda mantém suas características quando submetido à perturbação.

Perturbação com alívio de torque

A perturbação aplicada nesta simulação reproduz a condição de torque ilustrada através da Figura 5.1. A Figura 5.14 apresenta o comportamento do estimador recebendo a perturbação durante a operação de partida. A máquina sai do repouso e segue acelerando para atingir a condição de regime. A perturbação é aplicada quando o motor atinge 75% da velocidade nominal.

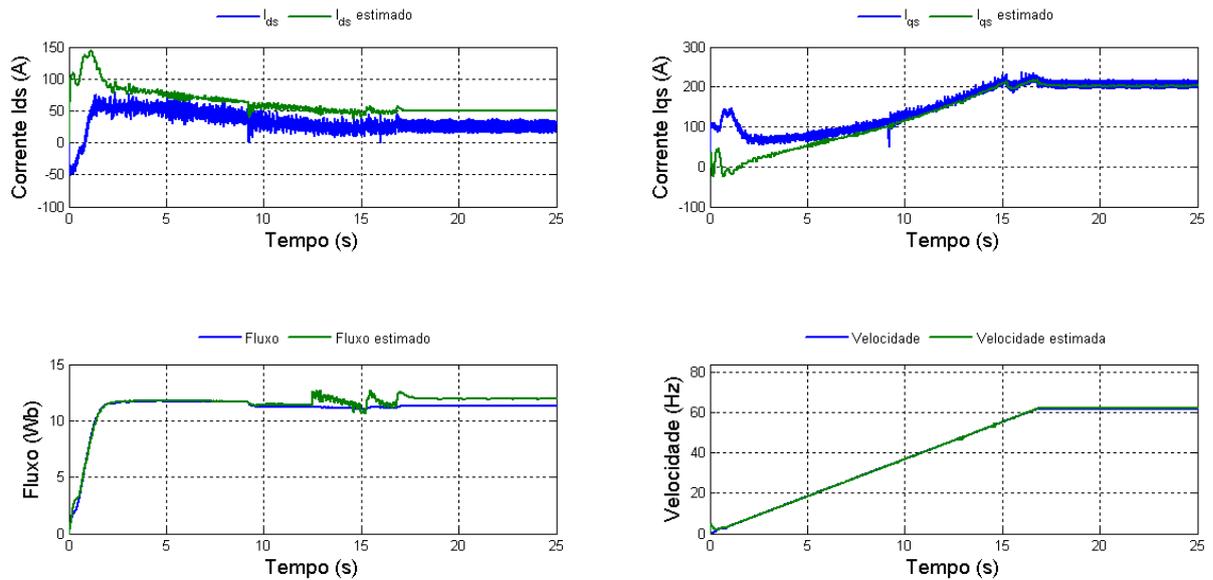


Figura 5.14: Estimador de fluxo e velocidade submetido à perturbação com diminuição do torque.

Através da Figura 5.14, verifica-se que o estimador não mantém com rigor o mesmo comportamento apresentado na simulação em que não houve perturbação. Neste caso, a corrente I_{ds} apresentou comportamento diferente, pois não houve aderência de magnitude entre a variável medida e a variável estimada. Ressalta-se que embora não tenha havido aderência houve rastreamento durante toda faixa de operação.

Perturbação com acréscimo de torque

Seguindo a sequência de simulação, a perturbação aplicada nesta seção reproduz a condição de torque ilustrada através da Figura 5.2. A Figura 5.15 apresenta o comportamento do estimador durante a operação de partida. A máquina sai do repouso e segue acelerando para atingir a condição de regime. A perturbação é aplicada quando o motor atinge 75% da velocidade nominal.

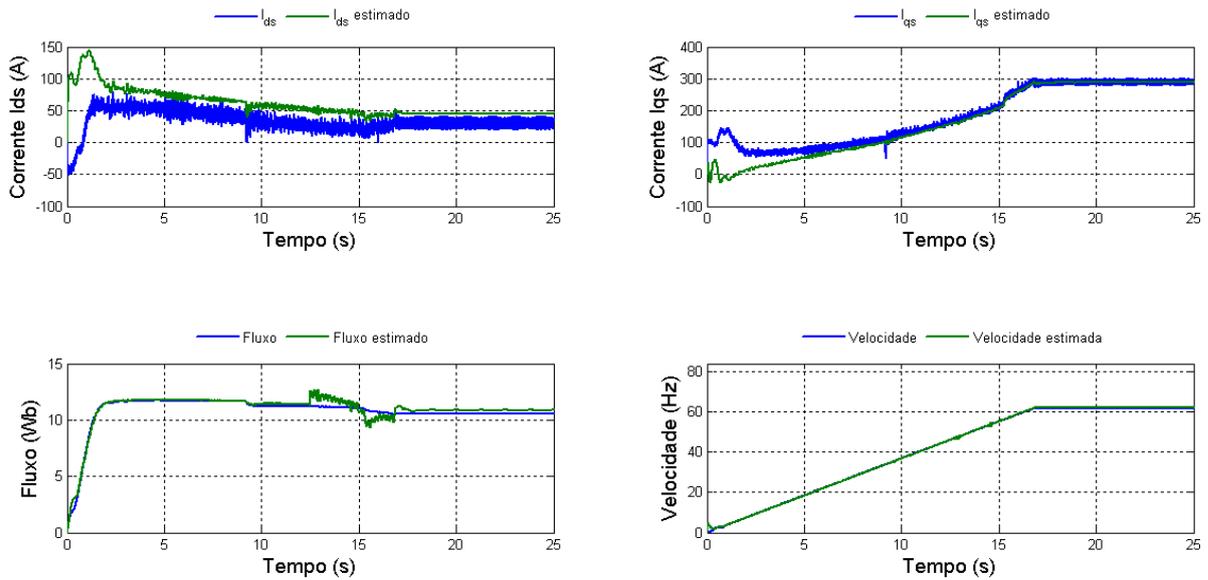


Figura 5.15: Estimador de fluxo e velocidade submetido à perturbação com aumento do torque.

Da mesma forma como verificado na simulação para alívio de torque, o estimador não manteve com rigor o mesmo comportamento apresentado na simulação em que não houve perturbação. A corrente I_{ds} apresenta descolamento durante toda faixa de operação do motor. Ressalta-se que, embora não tenha havido aderência, foi preservado o rastreamento durante toda faixa de operação.

Perturbação com pulso de torque

Por fim a simulação da perturbação tipo pulso de torque é aplicada, Figura 5.3. O comportamento do estimador durante a operação de partida com a perturbação aplicada é apresentado na Figura 5.16. A máquina sai do repouso e segue acelerando para atingir a condição de regime. A perturbação é aplicada quando o motor atinge 50% da velocidade nominal.

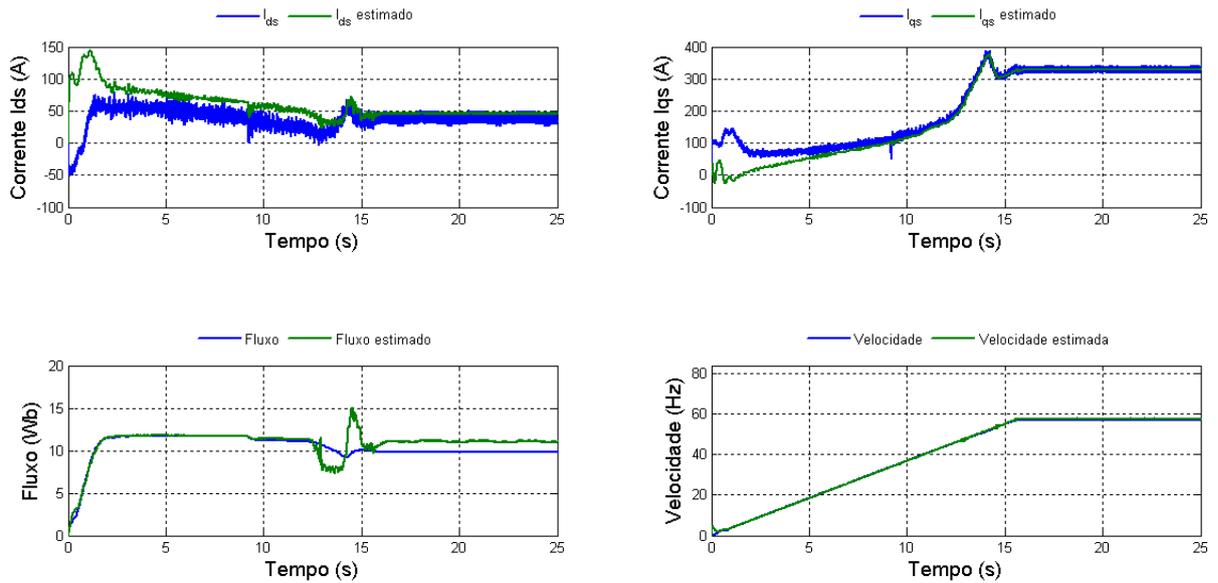


Figura 5.16: Estimador de fluxo e velocidade submetido a perturbação com pulso ao torque.

Nessa simulação, além das observações relacionadas à corrente I_{ds} , que foram destacadas nas simulações anteriores, também é verificada uma alteração significativa no comportamento do fluxo durante a entrada da perturbação ao torque do motor. De certa forma, o transitório da perturbação de torque foi transferido para o fluxo estimado. Ressalta-se que, embora o sinal de fluxo estimado tenha sido impactado pela perturbação, o estimador conseguiu, em instantes seguintes, o rastreamento sobre o sinal de fluxo medido.

Conclusão sobre o estimador

Verifica-se que o estimador MRAS implementado, o qual foi proposto por Dybkowski e Orłowska-Kowalska [33] apresenta exatidão suficiente para a aplicação na estimação da velocidade. O fluxo magnético, embora não esteja exato para toda faixa de operação, apresenta precisão satisfatória, pois em todas as simulações realizadas a variável estimada conseguiu rastrear suficientemente a variável medida. Ressalta-se que o comportamento do estimador MRAS ainda deve ser avaliado operando no circuito em malha fechada. O fechamento da malha irá alterar a dinâmica de funcionamento do circuito e somente com esta simulação será possível validar a estabilidade do conjunto, circuito de controle associado ao circuito estimador.

5.5 Controle orientado pelo campo magnético com estimador de velocidade e observador de fluxo

Esta seção apresenta os resultados das simulações realizadas com o controle orientado pelo fluxo magnético operando em malha fechada através de um estimador de velocidade e estimador de fluxo.

5.5.1 Operação controle orientado pelo campo magnético com uso de estimadores

Com a validação qualitativa do funcionamento do estimador de velocidade e fluxo, esta seção apresenta a simulação do circuito completo, utilizando-se de um controle orientado pelo campo magnético com a topologia apresentada pela Figura 4.13 a qual já inclui o uso dos estimadores.

Os critérios utilizados para realizar a simulação desta seção são os mesmos apresentados na figura.

A Figura 5.17 apresenta o resultado da simulação que ilustra a partida da máquina. A rampa de partida, com duração de 20 segundos, leva a máquina do repouso até a condição nominal. Durante a simulação, pode-se conferir que o torque elétrico se mantém acima do torque mecânico aplicado no eixo do motor. Ainda verifica-se que a velocidade de giro do motor segue precisamente a velocidade de referência aplicada ao controle.

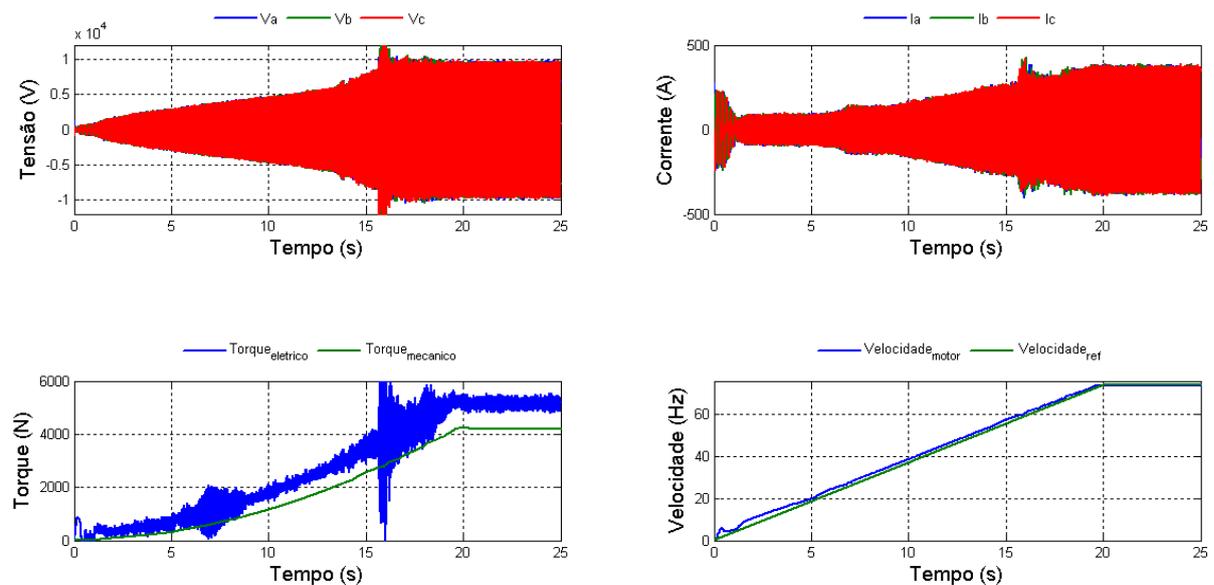


Figura 5.17: Simulação controle DFOC.

Na Figura 5.18, compara-se o comportamento do estimador com o comportamento do motor. No gráfico da corrente I_{ds} , é verificado um descolamento entre a amplitude da corrente estimada e a corrente medida. Observa-se, ainda em relação a corrente estimada I_{ds} , a capacidade de o estimador rastrear a corrente medida. Esse comportamento de rastreabilidade é fundamental para o funcionamento do circuito, uma vez que não existe aderência total das correntes durante a operação do motor.

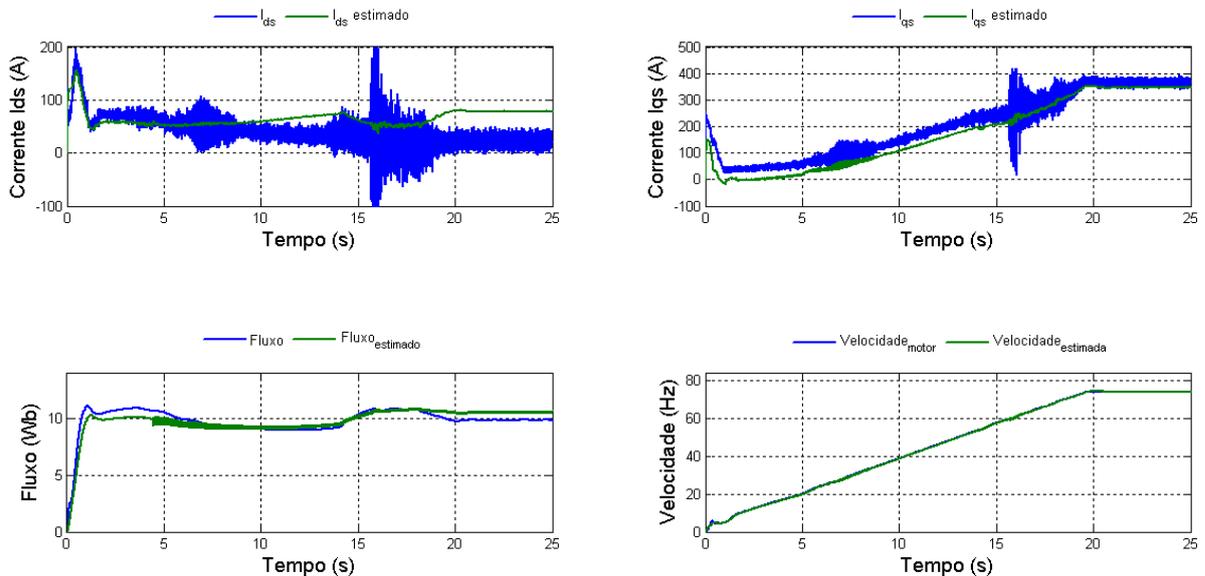


Figura 5.18: Simulação controle DFOC.

A corrente I_{qs} apresentada, por sua vez, mostra um pequeno descolamento de amplitude durante todo o período de operação do motor. Nesse caso, a rastreabilidade é verificada durante toda a operação. O estimador mostra ter precisão necessária para garantir o controle do torque do motor. O erro na exatidão é compensado pelos controladores PI do circuito.

Nos gráficos das correntes são observados poucos ruídos nas grandezas estimadas. Esse fato se deve ao uso de filtro de primeira ordem no estimador. O uso do filtro é fundamental para garantir a estabilidade no controle da máquina.

O gráfico inferior esquerdo apresenta o fluxo. A aderência total não é verificada durante a operação da máquina, entretanto é possível verificar que além do erro ser pequeno a variável medida está sendo rastreada durante todo o período de operação do motor. A imprecisão entre a variável medida e a variável estimada não é relevante e, portanto, não compromete a operação do funcionamento do circuito.

O gráfico da velocidade, por sua vez, apresenta excelente resultado. A velocidade estimada é sobreposta com a velocidade de referência durante toda operação do motor.

O aspecto negativo verificado no funcionamento desse circuito é o ruído que se apresenta nas variáveis medidas. Esse ruído se deve à associação de um controle

dinâmico operando em malha fechada associado ao uso da modulação SHE-PWM. No Capítulo 6 será discutido com maiores detalhes esse problema identificado.

5.5.2 Desempenho com perturbação na carga

Finalmente, são apresentadas as simulações em que são introduzidas as perturbações de torque aplicada no eixo do motor. Essas simulações destinam-se a avaliar a robustez do controle proposto face às perturbações aplicadas.

Perturbação com alívio de torque

A perturbação aplicada nesta simulação é a mesma apresentada na seção 5.1 e ilustrada através da Figura 5.1. A Figura 5.19 apresenta os resultados da simulação mostrando o comportamento do circuito operando com estimador e recebendo a perturbação durante a operação de partida.

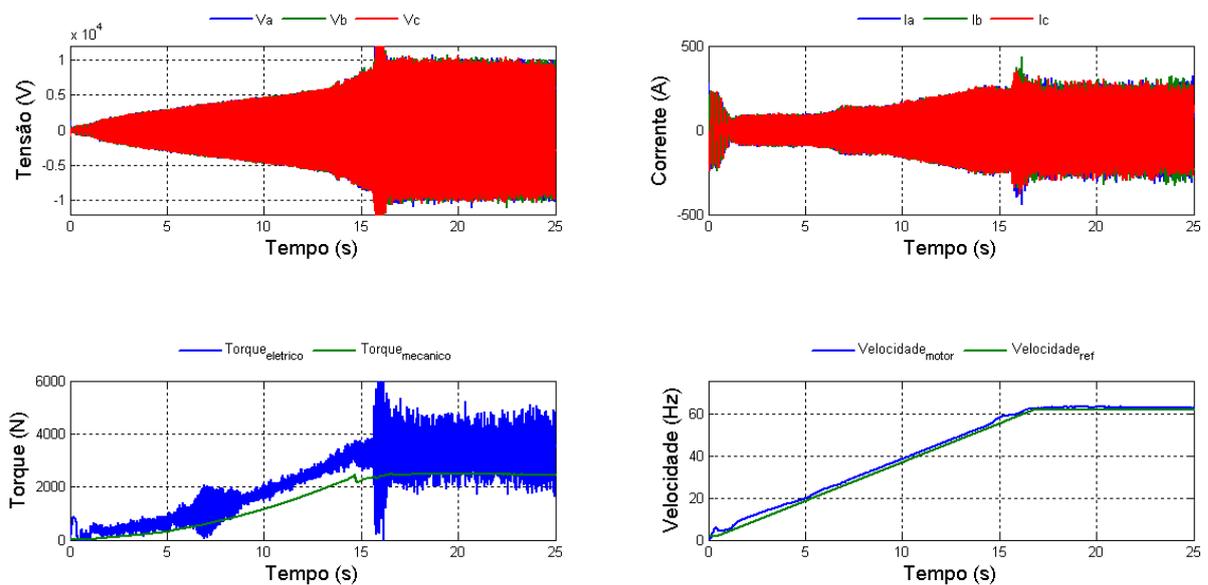


Figura 5.19: Simulação controle orientado pelo campo magnético com perturbação diminuindo o torque.

A máquina sai do repouso e segue acelerando para atingir a condição de regime. A perturbação é aplicada quando o motor atinge 75% da velocidade nominal. Os momentos iniciais apresentam o mesmo comportamento da simulação anterior. Após a entrada da perturbação, o circuito responde de forma eficaz e pode-se verificar que ele mantém o controle sem comprometer o desempenho.

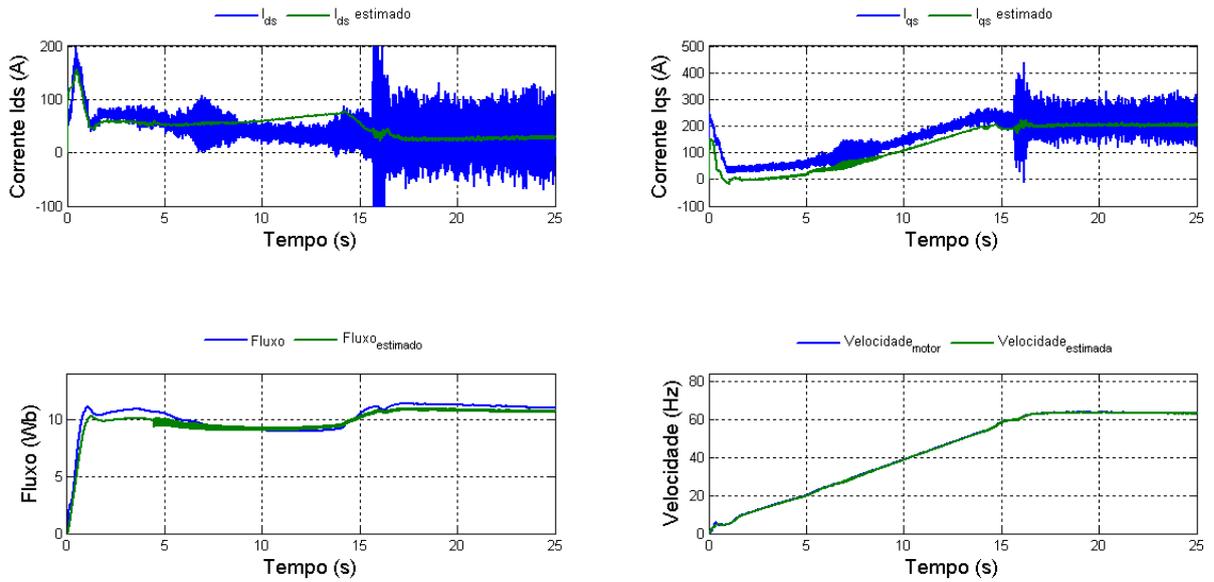


Figura 5.20: Simulação controle orientado pelo campo magnético com perturbação diminuindo o torque.

Em relação ao estimador, que neste momento está operando em malha fechada, Figura 5.20, verifica-se que o circuito manteve a rastreabilidade compatível com a apresentada no experimento em que não houve perturbação aplicada. Observa-se, entretanto, que, após o alívio de carga ser imposto, surgiram ruídos de maiores amplitudes em I_{ds} e I_{qs} . O destaque para precisão entre o sinal da velocidade medida da velocidade estimada ficou mantido. A corrente I_{ds} imposta ao circuito durante a aplicação da perturbação foi essencial para manter o fluxo dentro de um nível que garantiu a operação do motor.

Perturbação com acréscimo de torque

Nesta simulação, com resultados ilustrados na Figura 5.22, a perturbação aplicada aumenta o torque aplicado no motor. A Figura 5.2 apresenta a forma da perturbação que foi aplicada. Em relação ao experimento, a Figura 5.21 traz os resultados apresentando o comportamento do circuito que recebe a perturbação durante a operação de partida. A máquina que sai do repouso e segue acelerando para atingir a condição de regime, recebe a perturbação ao atingir 75% da velocidade nominal.

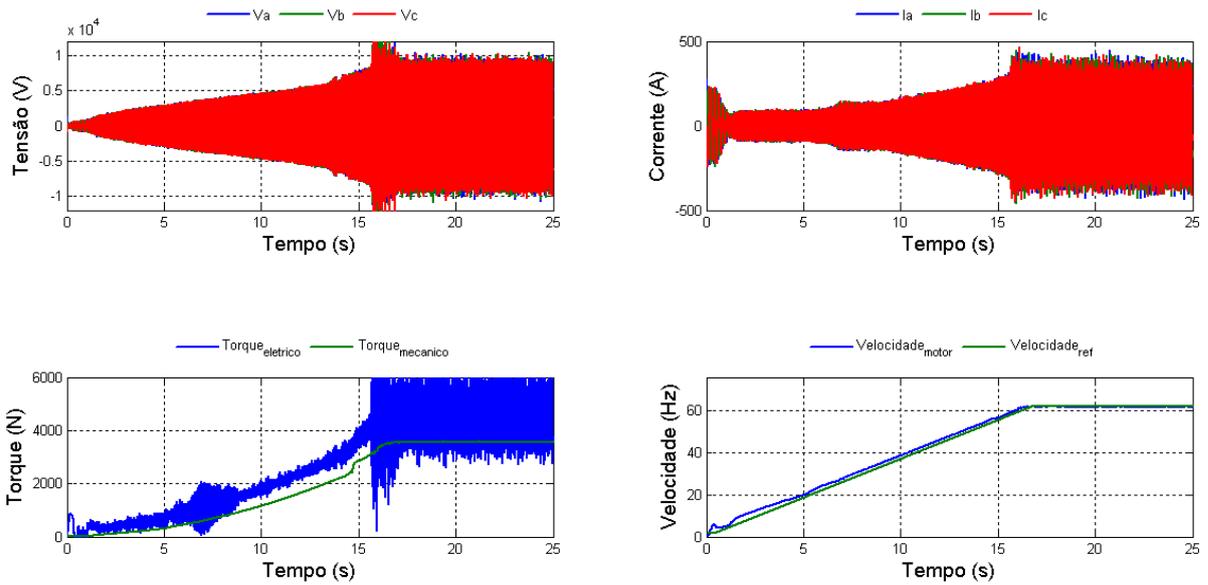


Figura 5.21: Simulação controle orientado pelo campo magnético com perturbação aumentando o torque.

Os resultados apresentados mostram que o circuito mantém o domínio do controle ainda com a perturbação imposta. Não há perda no rastreamento da velocidade. O sinal ruidoso apresentado no torque elétrico não chega a prejudicar o controle. O torque elétrico é mantido acima do torque mecânico com margem, garantindo assim a continuidade operacional da máquina.

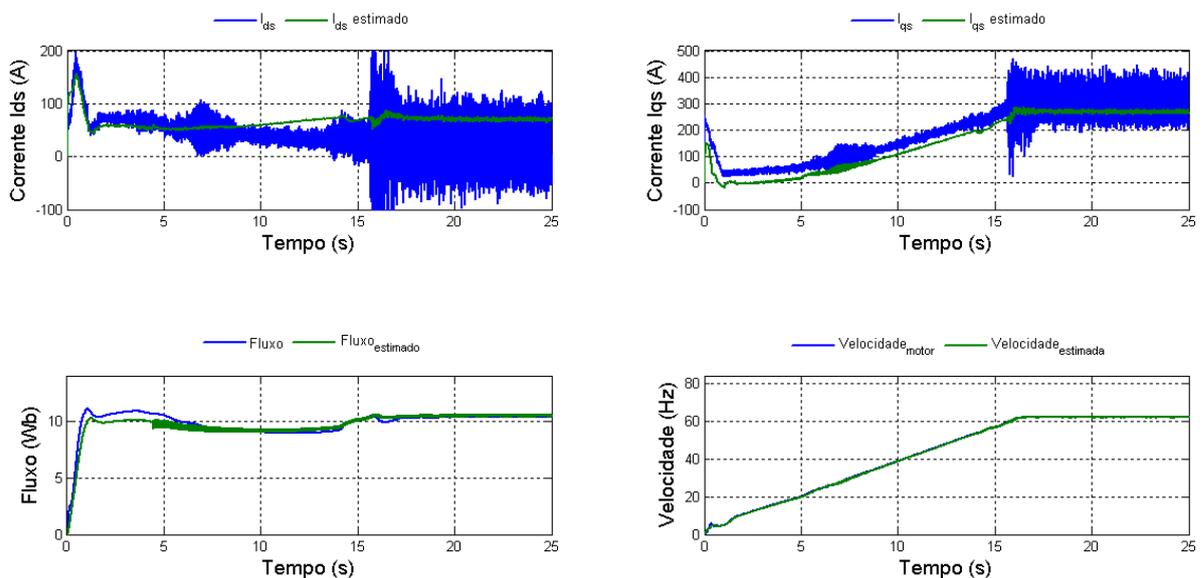


Figura 5.22: Simulação controle orientado pelo campo magnético com perturbação aumentando o torque.

Em relação ao estimador com resultados apresentados na Figura 5.22, verifica-se comportamento compatível apresentado nas simulações anteriores. O fluxo da

máquina é precisamente mantido durante a operação do motor o que demonstra o controle de I_{ds} . Os ruídos em I_{ds} e I_{qs} também estão presentes neste experimento, mas de forma contida não interferindo na operação do motor. O destaque é mantido para precisão da velocidade estimada em relação à velocidade medida. O controle absorveu bem as mudanças impostas no circuito.

Perturbação com pulso de torque

Nesta simulação o motor parte do repouso e segue acelerando para atingir a condição de regime. A perturbação é aplicada quando o motor atinge 50% da velocidade nominal.

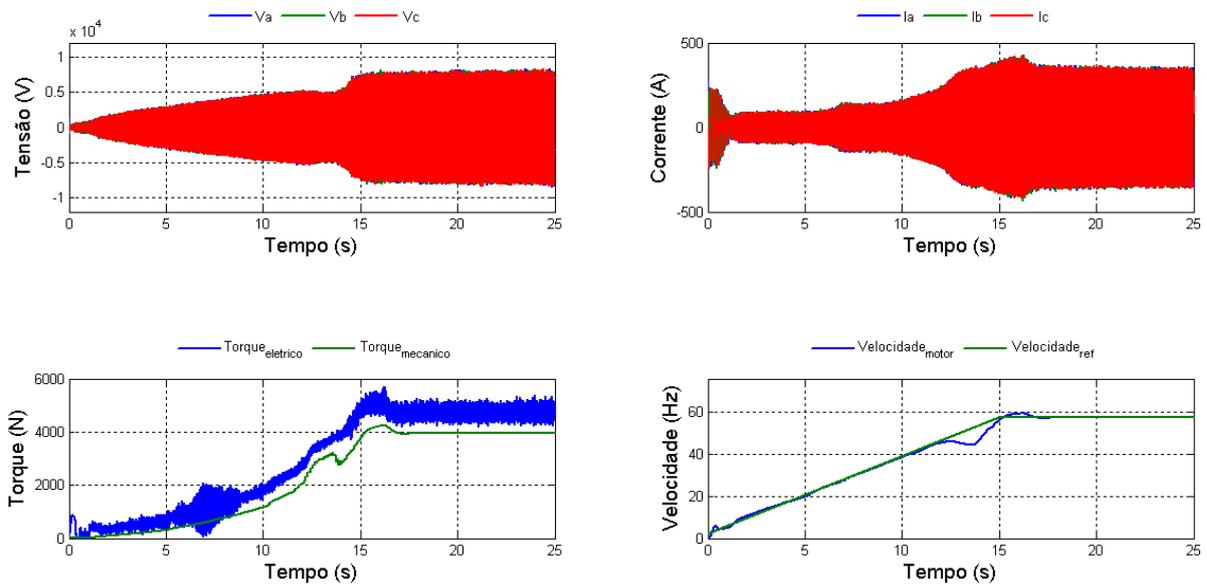


Figura 5.23: Simulação controle orientado pelo campo magnético com perturbação tipo pulso aplicado ao torque.

Nesta simulação, é possível verificar que não há atuação de relê de sobrecorrente como ocorreu na mesma simulação realizada com o controle escalar. A perturbação é registrada no gráfico de torque. Durante a presença da perturbação, o controle da corrente imposta I_{qs} , que regula o torque, atua e impede que a amplitude se eleve a ponto de atuar a proteção. O controle da corrente pode ser verificado através da redução da tensão aplicada no circuito. A velocidade é penalizada no momento em que ocorre o pulso do sinal de perturbação. O sistema de acionamento mostrou excelente capacidade de recuperação assim que o sinal da perturbação deixou de ter amplitude severa ao funcionamento do circuito.

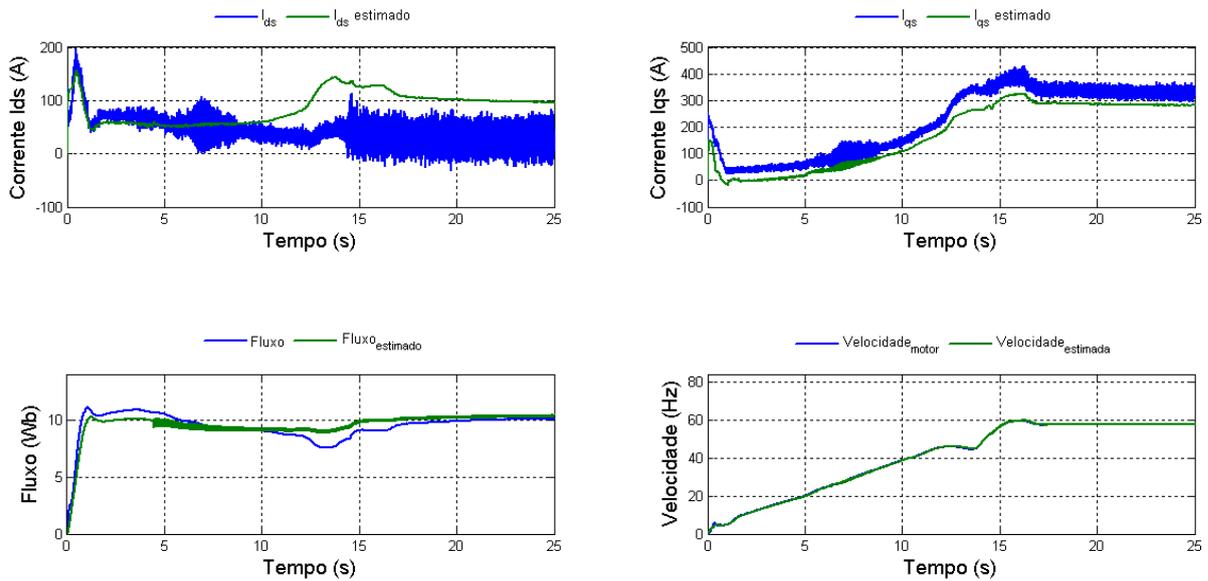


Figura 5.24: Simulação controle orientado pelo campo magnético com perturbação tipo pulso aplicado ao torque.

Na Figura 5.24, compara-se o comportamento do estimador com o comportamento do motor. Os gráficos apresentam os sinais de corrente I_{ds} , I_{qs} , $fluxo$ e $velocidade$. Verifica-se através dos gráficos apresentados que o circuito manteve a rastreabilidade da forma compatível com a apresentada nos resultados anteriores. Destaca-se a precisão entre o sinal da velocidade medida e da velocidade estimada durante toda a operação do motor. A corrente I_{ds} imposta ao circuito durante a aplicação da perturbação foi essencial para manter o fluxo dentro de um nível que garantiu a operação do motor. Em relação à corrente I_{qs} , o destaque está para a regulação que limitou a sobrecorrente.

5.6 Conclusão

Neste capítulo foi estudado o controle para acionamento de motor de indução de média tensão alimentado por cabo longo e inversor NPC para aplicação em bombeio submarino. O estudo levou em consideração o completo modelamento do circuito elétrico, incluindo a técnica de modulação para a fonte de tensão e a modelagem e sintonia do controle. Foram considerados para o controle, as técnicas escalar e o controle orientado pelo campo magnético. O uso do controle escalar no cenário de bombeamento submarino é destacado pela simplicidade de implementação. O controle orientado pelo campo magnético proposto, ainda que mais complexo exigindo maior esforço computacional, destaca-se pela capacidade de suportar perturbações mais severas as quais não estão previstas no processo.

As análises e simulações foram realizadas pelo aplicativo MATLAB/SIMULINK.

Nas simulações foram aplicadas perturbações que reproduzem condições de variação existente no processo de elevação de óleo. Adicionalmente foi aplicada uma perturbação severa que extrapola as condições naturais de escoamento de óleo. Foi possível verificar neste último caso a superioridade do controle orientado pelo campo magnético perante o controle escalar.

Capítulo 6

Resultados e Discussões

Os resultados apresentados ao longo do trabalho mostram que seu objetivo foi atingido. As discussões sobre o resultado do trabalho serão apresentadas em tópicos, como segue:

6.1 Modelagem do sistema

Em relação à modelagem do sistema elétrico, registra-se que houve grande preocupação para reproduzir um sistema elétrico submarino real utilizado em um sistema de bombeio submarino. Para essa tarefa foram utilizadas, na especificação técnica do sistema modelado, dados de sistemas de bombeio similares e que estão em operação.

O cuidado na modelagem foi mantido até o nível de equipamentos e componentes, conforme foi apresentado em detalhes no Capítulo 3. Os critérios adotados para os principais componentes seguem a regra abaixo:

- a) Os parâmetros da máquina assim como os parâmetros do cabo submarino foram obtidos diretamente através de folha de dados dos respectivos fabricantes;
- b) O VSD foi inteiramente modelado no Simulink e para essa tarefa também foram consultados dados em catálogos de fabricantes que possuem equipamentos com arquitetura e potência equivalente ao utilizado neste trabalho;
- c) Os transformadores, como o utilizado no retificador do VSD e o elevador utilizado na saída do VSD, foram modelados no Simulink a partir de componentes de indutância mútua. Para esses transformadores foram considerados, em sua especificação técnica, valores que podem ser atendidos pela indústria desses equipamentos.

6.2 Comparações entre as técnicas de controle

Na comparação do desempenho entre as técnicas de controle, como apresentado no Capítulo 5, foi verificado que o controle escalar se destaca pela simplicidade enquanto o controle orientado pelo campo magnético proposto se destaca pela capacidade de superar perturbações momentâneas não previstas no processo.

Em relação ao controle orientado pelo campo magnético, foi observada a presença de ruídos nos sinais com a entrada da operação do modulador SHE-PWM.

Na modulação SHE-PWM, as magnitudes das tensões aplicadas na máquina são determinadas pelos ângulos de disparos dos interruptores. Esses ângulos, previamente calculados, estão armazenados em uma tabela. Durante o funcionamento do circuito, o índice de modulação solicitado pelo controle pode não estar disponível na tabela. No controle operando em malha fechada, a indisponibilidade do índice de modulação solicitado passa ser um problema uma vez que ele atua para zerar o erro de corrente aplicada na máquina. Considerando não haver índice de modulação disponível na tabela para zerar o erro da corrente, o controle entra em oscilação de ciclo-limite, onde alterna entre um índice de modulação maior e outro menor. Na resposta dinâmica, o circuito pode promover a mudança da sequência dos ângulos de comutação diversas vezes durante um ciclo de onda gerada. Quando isso ocorre, a modulação passa gerar ruídos ao invés de eliminar harmônicas.

Ajustes no controle foram feitos para minimizar o ruído durante a operação de partida da máquina. No controle em malha fechada a modulação SHE-PWM aciona as chaves somente a partir de 60 Hz. Ainda, na construção do circuito que opera com a modulação SHE-PWM, foram adotadas as técnicas de sincronismo para transição do índice de modulação, semelhante a proposta em [41]. Esse sincronismo reduz o ruído porém penaliza a característica do controle vetorial.

Para fins de comparação com os resultados apresentados na Seção 5.5.1, as Figuras 6.1 e 6.2 reproduzem as simulações realizadas na Seção 5.5.1, porém utilizando somente a modulação SPWM durante toda a faixa de operação do motor.

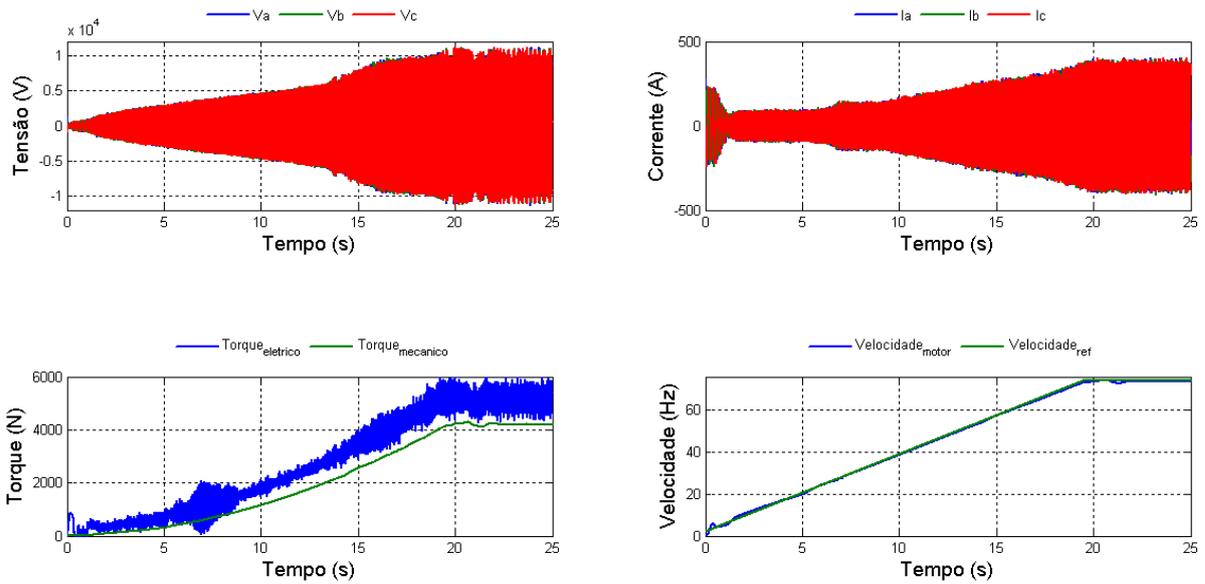


Figura 6.1: Simulação controle DFOC com modulação SPWM.

A Figura 6.1, quando comparada com a 5.17, mostra ausência de ruído proveniente da entrada da modulação SHE-PWM.

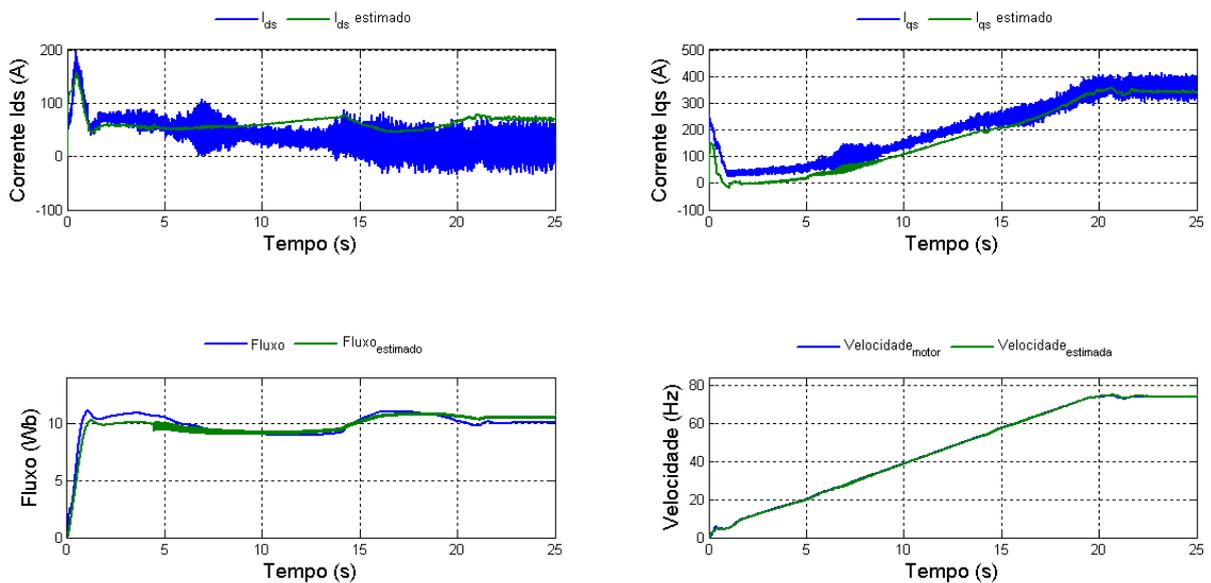


Figura 6.2: Simulação controle DFOC com modulação SPWM.

Com os resultados apresentados pelas Figuras 6.1 e 6.2, é possível verificar que o controle orientado pelo campo magnético apresenta melhor desempenho quando operando com modulação SPWM. Entretanto é importante destacar que a modulação SPWM apresenta prejuízo em relação ao conteúdo harmônico e também em relação a dissipação de calor nos interruptores.

6.3 Comentários sobre o estimador de fluxo e velocidade.

O estimador MRAS de velocidade e fluxo utilizado no trabalho, proposto por Orłowska-Kowalska e Dybkowski, apresentou resultados que atenderam às necessidades de operação do circuito. O estimador mostrou precisão e exatidão na estimação da velocidade. Em relação ao fluxo, o estimador apresentou imprecisão face as perturbações, porém apresentou boa capacidade de recuperação e pouco erro quando submetido a estado estacionário. Foi verificado que o comportamento do estimador mudou quando operando em malha fechada, assim foi verificado que a resposta dinâmica interfere na exatidão e precisão dos valores estimados.

Capítulo 7

Conclusões gerais e trabalhos futuros

O controle escalar apresenta excelente desempenho quando aplicado em sistemas de bombeamento submarino operando com cabo longo. A técnica do controle escalar mostrou ser robusta ao absorver as perturbações típicas de um processo de bombeamento de óleo entretanto este tipo de controle não suporta transitórios anômalos. O controle escalar requer simples implementação e não requer muitos parâmetros configuráveis.

O controle vetorial, por sua vez, mostrou ser útil em um cenário particular no qual ocorrem perturbações anômalas, em que o torque ultrapassa em condições extremas o valor nominal, porém em condição temporária de curta duração. Sua característica de atuar nas correntes I_{ds} e I_{qs} de forma desacoplada permite um controle secundário a fim de adaptar-se a condições específicas.

No caso particular deste trabalho, acionamento de bomba centrífuga no uso para elevação de óleo, o controle secundário proposto superou o desafio apresentado. Para a indústria de exploração de óleo, essa estratégia de controle pode ser útil para evitar paradas indesejadas e aumentar a disponibilidade do sistema. Considerando as complexidades e custos envolvidos para a partida de um poço de óleo, essa estratégia de controle apresentada pode ser muito atrativa.

Em trabalhos futuros, recomenda-se considerar a modelagem de um cabo elétrico a ser instalado entre o inversor e o transformador. Esse trabalho complementar permitiria investigar os fenômenos de dv/dt no percurso citado. Outra recomendação para trabalhos futuros seria, avaliar outras técnicas de modulação a serem empregadas no controle orientado pelo campo magnético a fim de obter melhores resultados frente aqueles obtidos neste trabalho.

Referências Bibliográficas

- [1] TAKACS, G. *Electrical Submersible Pumps Manual: Design, Operations, and Maintenance*. 1 ed. Burlington, Elsevier Inc., 2009.
- [2] MAU, M., EDMUNDSON, H. *The Story of Oilfield Technology and the People Who Made it Happen Paperback*. 1 ed. Peterborough, Fast-Print Publishing, 2015.
- [3] JENSEN, A. *Speed and voltage control means for an alternating current motor, particularly a polyphase induction motor*. In: Patent US3670224, United States Patent and Trademark Office (USPTO), Nordborg, 1971.
- [4] DIVINE, D. L. *A Variable Speed Submersible Pumping System, Society of Petroleum Engineers*. In: Report SPE-8241-MS, Society of Petroleum Engineers, Las Vegas, 1979.
- [5] MORAES, M. J. *Petróleo em Águas profundas : uma história tecnológica da Petrobras na exploração e produção offshore*. 1 ed. Brasília, IPEA, 2013.
- [6] GRANATO, M., ZECCHIN, M., RADICIONI, A., et al. “Deepwater Multiphase Pumping System with High Flow-Rates and Long Tie-Back Distance”. In: *Offshore Mediterranean Conference*, pp. 048.1–048.13, Rome, mar 2003.
- [7] FORSTER, L., PAES, T. M., VOIGHT, R., et al. “2015 Worldwide Survey of Subsea Processing: Separation, Compression, and Pumping Systems”. Mar 2015. Disponível em: <http://www.offshore-mag.com/content/dam/offshore/print-articles/volume-75/03/1503off_SubseaposterDIG.pdf>. Acessado em 13-03-2017.
- [8] FORSTER, L., MCKEE, M., ALLEN, J. “Subsea processing retains innovation, moves toward standardization”. Mar 2014. Disponível em: <<http://www.offshore-mag.com/articles/print/volume-74/issue-3/subsea/subsea-processing-retains-innovation-moves-toward-standardization.html>>. Acessado em 13-03-2017.

- [9] GAMBHIR, H. S. *Instrument Engineers' Handbook - Process Software and Digital Networks*. 4 ed. Boca-Raton, CRC Press, 2011.
- [10] RYALL, M. L. *Axial-flow pumps*. In: Patent EP 0 671 563 A 1, European Patent Office, Munich, 1995.
- [11] WILAMOWSKI, B. M., IRWIN, J. D. *The Industrial Electronics Handbook - Power electronics and motor drives*. 4 ed. Boca-Raton, CRC Press, 2011.
- [12] BARBI, I. *Teoria Fundamental do Motor de Indução*. 1 ed. Florianópolis, Universidade Federal de Santa Catarina, 1985.
- [13] DE ARAUJO PAZ, M. *Modelo Reduzido de Linhas de Transmissão para Transistórios Eletromagnéticos - Aplicação de Propriedades Complexas*. Tese de D.Sc., Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP, Brasil, 2005.
- [14] DE FERNANDES, T., MILAGRES, L. *Modelagem a Parâmetros Distribuídos de Cabos de Potência Utilizados em Acionamentos Elétricos*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, Minas Gerais, Brazil, 2006.
- [15] MONSEN, B., RONGVE, K. S., LGREID, T., et al. "Asgard Subsea Gas Compression — Technology Qualification Testing With High-Speed VSD and Very Long Step-Out Cable", *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 2, pp. 1552–1561, Março 2014. ISSN: 0093-9994. doi: 10.1109/TIA.2013.2293912.
- [16] MINI, R., RESNA, S. R., DINESH, M. N. "LC clamp filter for voltage reflection due to long cable in induction motor drives". In: *Emerging Research Areas: Magnetics, Machines and Drives (AICERA/iCMMD), 2014 Annual International Conference on*, pp. 1–6, Julho 2014. doi: 10.1109/AICERA.2014.6908272.
- [17] PRODANOVIC, M., GREEN, T. C. "Control and filter design of three-phase inverters for high power quality grid connection", *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 1, pp. 373–380, Jan 2003.
- [18] AHMED, K. H., FINNEY, S. J., WILLIAMS, B. W. "Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing Distributed Generation", *Electrical Power Quality and Utilisation*, v. 13, n. 2, pp. 49–58, 2007.
- [19] FITZGERALD, A. E., KINGSLEY, C., UMANS, S. *Electric Machinery*. 6 ed. Piscataway, McGraw-Hill Companies, Incorporated, 2002.

- [20] MCLYMAN, C. *Transformer and Inductor Design Handbook, Fourth Edition*. 4 ed. Boca-Raton, Taylor & Francis, 2011.
- [21] DE LEÓN, F., PURUSHOTHAMAN, S., QASEER, L. “Leakage Inductance Design of Toroidal Transformers by Sector Winding”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 1, pp. 473–480, Jan 2014.
- [22] WU, B. *High-Power Converters and AC Drives*. 1 ed. Piscataway, Wiley, 2006.
- [23] VASQUEZ, L. C. G. *Control of a Variable Speed Drive with a Multilevel Inverter for subsea applications*. Dissertação de mestrado, Norwegian University of Science and Technology, Trondheim, Noruega, 2010.
- [24] ZAMBRA, D. A. B. *Estudo e Comparação de Sistemas de Acionamento Multiníveis para Aplicações de Alta Potência e Média Tens ao*. Tese de D.Sc., Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RJ, Brasil, 2010.
- [25] BAKER, R. H. *Switching Circuit*. In: Patent US4210826, United States Patent and Trademark Office (USPTO), Bedford, 1980.
- [26] NABAE, A., TAKAHASHI, I., AKAGI, H. “A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. IA-17, n. 5, pp. 518–523, Sep 1981.
- [27] BALIGA, B. J. *The {IGBT} Device*. 1 ed. Amsterdam, William Andrew Publishing, 2015.
- [28] HOLTZ, J. “Pulsewidth modulation - a survey”. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE*, v. 1, pp. 11–18, Jun 1992.
- [29] RODRIGUEZ, J., FRANQUELO, L. G., KOURO, S., et al. “Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications”, *Proceedings of the IEEE*, v. 97, n. 11, Nov 2009.
- [30] HOLTZ, J., QI, X. “Optimal Control of Medium Voltage Drives - An Overview”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 12, pp. 5472–5481, Dez 2013.
- [31] MANOHAR, V. J., SUJATHA, P., ANJANEYULU, K. “Harmonic Analysis of Prominent Modulation Strategies for MV Drives”, *International Journal of Electronics & Communication Technology*, v. 2, n. SP-1, pp. 31–35, Dez 2011.

- [32] MILLWARD, B. “Practical challenges of manufacturing a 2.5-MW subsea motor”. Jan 2008. Disponível em: <<http://www.offshore-mag.com/articles/print/volume-68/issue-10/subsea/practical-challenges-of-manufacturing-a-25-mw-subsea-motor.html>>. Acessado em 13-03-2017.
- [33] ORLOWSKA-KOWALSKA, T., DYBKOWSKI, M. “Stator-Current-Based MRAS Estimator for a Wide Range Speed-Sensorless Induction-Motor Drive”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 4, pp. 1296–1308, Abril 2010.
- [34] TANJU, B. T., SMOORENBURG, J. M., ARIAS, B. J., et al. *System and method for mitigating pressure drop at subsea pump startup*. In: Patent US9133690 B1, United States Patent and Trademark Office (USPTO), San Ramon, 2015.
- [35] KONDAPI, P. B., DAVALATH, J. *Recirculation Loop Analysis for a Subsea Boosting System*. Relatório Técnico OTC-23644-MS, Offshore Technology Conference, Houston, Texas, USA, Abril 2012.
- [36] BOSE, B. K. *Modern Power Electronics and AC Drives*. 1 ed. New Jersey, Pearson Prentice Hall, 2002.
- [37] CHAPMAN, S. J. *Electric Machinery Fundamentals*. 4 ed. Ney York, McGraw-Hill, 2005.
- [38] TANG, J. *Control of a subsea PMSM with a very long feeding cable using a top-side converter design and performance evaluation*. Msc dissertation, Chalmers University of Technology, SE - 412 96 Gteborg, Sweden, 2016.
- [39] KRAUSE, P. C., WASYNCZUK, O., SUDHOFF, S. D. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. 2 ed. Piscataway, IEEE Press, 2002.
- [40] FITZGERALD, A., JUNIOR, C. K., UMANS, S. D. *Electric Machinery*. 6 ed. Nova York, Mc-Graw Hill, 2005.
- [41] TIBOLA, J. R., PINHEIRO, H., DE CAMARGO, R. F. “Closed loop selective harmonic elimination applied to a grid connected PWM converter with LCL filter”. In: *XI Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 746–752, Sept 2011.

Apêndice A

Anexos - Detalhes da implementação do modelo no Simulink

Neste apêndice são apresentados os ganhos dos controladores e também o *Script* utilizado para o cálculo dos ângulos de comutação da modulação SHE.

A.1 Ganho dos controladores

Tabela A.1: Ganho dos controladores.

Controlador	KP	KI
Velocidade	4	80
Fluxo	6	28
Corrente I_{ds}	4	20
Corrente I_{qs}	8	56
Estimador MRAS	6	2

A.2 *Script* para cálculo da tabela da modulação SHE

O *Script* executa o método de Newton-Raphson para a identificar os ângulos de comutação que atendem às condições de eliminação de harmônicas, conforme ilustrado na Figura 2.21. O *Script* transcrito encontra a condição para encontrar o índice de modulação 0,8.

```
ma=0.8; %Inicializa o indice de modulacao desejado
alpha1=8*pi/180;
alpha2=18*pi/180;
alpha3=40*pi/180;
```

```

alpha4=56*pi/180;
alpha5=75*pi/180; %Incializa as variaveis com valores aleatorios
% conforme requisito do metodos Newton-Raphson

for i=1:100 %Inicial o loop do Metodo Newton-Raphson

T=[m1*pi/4 0 0 0 0]'; %Elimina as Harmonicas 5, 7, 11 e 13.

Fshe=[cos(alpha1)-cos(alpha2)+cos(alpha3)-cos(alpha4)+cos(alpha5);
cos(5*alpha1)-cos(5*alpha2)+cos(5*alpha3)-cos(5*alpha4)+cos(5*alpha5);
cos(7*alpha1)-cos(7*alpha2)+cos(7*alpha3)-cos(7*alpha4)+cos(7*alpha5);
cos(11*alpha1)-cos(11*alpha2)+cos(11*alpha3)-cos(11*alpha4)+cos(11*alpha5);
cos(13*alpha1)-cos(13*alpha2)+cos(13*alpha3)-cos(13*alpha4)+cos(13*alpha5)];

dF=[-sin(alpha1) +sin(alpha2) -sin(alpha3) +sin(alpha4) -sin(alpha5);
-5*sin(5*alpha1) +5*sin(5*alpha2) -5*sin(5*alpha3) +5*sin(5*alpha4) -5*sin(5*alpha5);
-7*sin(7*alpha1) +7*sin(7*alpha2) -7*sin(7*alpha3) +7*sin(7*alpha4) -7*sin(7*alpha5);
-11*sin(11*alpha1) +11*sin(11*alpha2) -11*sin(11*alpha3) +11*sin(11*alpha4) -11*sin(11*alpha5);
-13*sin(13*alpha1) +13*sin(13*alpha2) -13*sin(13*alpha3) +13*sin(13*alpha4) -13*sin(13*alpha5)];

dalpha=(inv(dF))*(T-Fshe);

alpha1=alpha1+dalpha(1);
alpha2=alpha2+dalpha(2);
alpha3=alpha3+dalpha(3);
alpha4=alpha4+dalpha(4);
alpha5=alpha5+dalpha(5);

if dalpha>-1e-10 & dalpha<1e-10
    break;
end

end

alpha11=alpha1*180/pi; %Armazena o angulo Theta_1
alpha22=alpha2*180/pi; %Armazena o angulo Theta_2
alpha33=alpha3*180/pi; %Armazena o angulo Theta_3
alpha44=alpha4*180/pi; %Armazena o angulo Theta_4
alpha55=alpha5*180/pi; %Armazena o angulo Theta_5

```